

НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ КОРАБЛЕБУДУВАННЯ ІМЕНІ АДМІРАЛА  
МАКАРОВА  
МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ  
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ ІМЕНІ ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»  
МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

Кваліфікаційна наукова праця  
на правах рукопису

Обрубов Андрій Валерійович

УДК 621.314

## ДИСЕРТАЦІЯ

### МЕТОДИ ТА МОДЕЛІ ДОСЛІДЖЕННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ПРОЦЕСІВ РЕЗОНАНСНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ

Спеціальність 05.09.12 –Напівпровідникові перетворювачі електроенергії

Подається на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук

Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей,  
результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело



А.В. Обрубов

Науковий консультант:  
Павлов Геннадій Вікторович,  
доктор технічних наук, професор

## АНОТАЦІЯ

Обрубов А.В. Методи та моделі дослідження електромагнітних процесів резонансних перетворювачів електроенергії. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук за спеціальністю 05.09.12. «Напівпровідникові перетворювачі електроенергії». – Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» МОН України, Київ, 2023.

Дисертаційна робота присвячена вирішенню важливої науково-технічної проблеми розвитку теорії височастотних перетворювачів електроенергії з резонансними контурами шляхом розробки та вдосконалення ефективних розрахункових методів та математичних моделей для підвищення ефективності аналізу електромагнітних процесів в їх силових схемах та для поліпшення динамічних параметрів проєктованих систем живлення з використанням резонансних перетворювачів як керованих об'єктів.

**У першому розділі** розглянуто актуальні питання побудови математичних моделей резонансних перетворювачів електроенергії і визначено найбільш прийнятні методи дослідження електромагнітних процесів силових схем резонансних перетворювачів. На основі вивчення особливостей різних методів було визначено дві концепції аналізу – з розділенням на паралельні в часі і з розділенням на послідовні в часі складові процесів силових схем. Перша концепція відповідає методу суперпозиції, а друга – методу припасування розв'язків. Виходячи з припущення про взаємне доповнення вказаних концепцій аналізу процесів перетворювачів електроенергії, було вирішено поєднувати метод суперпозиції з методом припасування розв'язків. Якщо послідовність станів силової схеми перетворювача однозначно визначено алгоритмом комутації вентилів незалежно від вхідних і вихідних величин перетворювача і в його схема забезпечує пряме (без дозування) передавання енергії з входу на вихід протягом робочого циклу, то для аналізу цієї схеми використовується метод суперпозиції. Якщо однозначної відповідності станів алгоритмам

комутації немає і схема не забезпечує прямого передавання енергії з входу на вихід на всіх станах схеми, то для її аналізу потрібно залучати метод припасування розв'язків.

В результаті розгляду вказаних методів аналізу процесів було поставлено задачу вдосконалення методу суперпозиції для його використання в аналізі процесів резонансних перетворювачів та розповсюдженні на сталі та динамічні режими роботи перетворювача з врахуванням різних алгоритмів комутації силових вентилів.

**Другий розділ** містить аналіз властивостей резонансних перетворювачів як керованих об'єктів на прикладі двомостового резонансного перетворювача з трансформатором. В результаті аналізу визначено головні особливості резонансних перетворювачів при різних способах регулювання потужності і отримано наближені передатні функції та характеристики резонансних перетворювачів в сталих режимах роботи. Розглянуто амплітудний, частотний, фазовий, широтний і релейний способи регулювання вихідних величин. При амплітудному і релейному способах регулювання забезпечуються найбільш лінійні регулювальні характеристики. При широтно-частотному способі характеристики близькі к лінійним в початковій частині завдяки широтному регулюванню від нуля напруги. Найбільш нелінійні регулювальні характеристики мають місце при частотному і фазовому способах регулювання. Діапазон зміни вихідної напруги обмежено знизу на рівні 20-45% в залежності від опору навантаження. Але ці способи забезпечують дотримання бажаних умов комутації силових транзисторів при знижених комутаційних втратах енергії і генерованих перешкодах. Тому частотний і фазовий способи регулювання комбінуються з широтним або релейним способами регулювання для розширення діапазону регулювання вихідної напруги від нуля до максимального значення. Динамічні характеристики резонансного перетворювача в першому наближенні відповідають послідовній структурі з коливальною ланкою другого порядку та інерційною ланкою першого порядку. При змінах робочої частоти, ширини імпульсів і характеру навантаження параметри ланок змінюються. Отже

для визначення лінійних та нелінійних математичних моделей резонансних перетворювачів доцільно використовувати теоретичні методи суперпозиції, припасування розв'язків та експериментально-аналітичні методи, вдосконалені для аналізу процесів резонансних перетворювачів.

**Третій розділ** присвячено побудові математичних моделей резонансного перетворювача методом суперпозиції. Для цього розглянуто особливості застосування існуючого методу суперпозиції для аналізу процесів перетворювачів та інших електротехнічних систем. Визначено обмеження методу суперпозиції щодо лінійності і стаціонарності схеми.

Основною ідеєю запропонованого методу є визначення простих за виразами та універсальних складових процесів, які можна комбінувати для формування математичних моделей резонансних перетворювачів для потрібних режимів і алгоритмів комутації вентилів. Спочатку на основі математичної моделі для миттєвих величин записуються вирази функцій часу для елементарних вхідних імпульсів і складових процесів, викликаних цими імпульсами. Потім в області зображень записуються перехідні процеси і передатні функції, що складають динамічну модель. Статична модель для стаціонарних вхідних величин є крайньою формою динамічних моделей при постійних вхідних величинах. Для побудови статичної моделі в області оригіналів формуються стаціонарна функція і вирази стаціонарних величин для одного періоду коливань. Із розрахованих статичних характеристик визначаються коефіцієнти динамічної моделі для малих варіації величин. Таким чином, вдосконалений метод суперпозиції дав можливість створити лінеаризовану математичну модель резонансного перетворювача для миттєвих величин, яка враховує різні алгоритми комутації вентилів та в свою чергу дає можливість розрахувати характеристики перетворювача.

Лінійна математична модель резонансного перетворювача для миттєвих величин складається за схемою лінійного пасивного багатополісника методами контурних струмів або вузлових потенціалів за законами Ома і Кірхгофа. В операторній формі вона дає можливість визначити частинні передатні функції

лінійного пасивного багатополісника, що є складовими динамічної моделі резонансного перетворювача.

Отримана динамічна модель резонансного перетворювача для амплітудної модуляції описує взаємозв'язок значень напруги живлення і вихідних величин в моменти початку кожного робочого циклу резонансного перетворювача. Період дискретності дорівнює періоду робочого циклу перетворювача. Для визначення динамічної моделі з дрібними періодом квантування треба застосовувати метод припасування розв'язків. Але модель з дрібним періодом не поглинає в одному періоді інвертування і випрямлення коливань в силовій схемі перетворювача, тому потребує особливої інтерпретації розв'язків. Отже доцільно в ході розв'язання поєднувати використання базової динамічної моделі і еквівалентної неперервної моделі резонансного перетворювача.

Експерименти імітаційного моделювання дозволили встановити адекватність дискретних динамічних моделей на основі структурних схем неперервним моделям на основі електричних ланцюгів. Похибка моделювання процесів резонансного осцилятора як різниця між вихідними величинами обох моделей в різних режимах не перевищувала 0,5%. Очевидно, що частина цієї похибки обумовлена різними системними похибками розрахунків моделей.

**У четвертому розділі** представлено вирішення задачі узгодження параметрів еквівалентних генераторів з процесами схеми заміщення резонансного перетворювача. Необхідність узгодження виникла із прийняття умови методу суперпозиції про незалежність еквівалентних генераторів, які не завжди можна вважати незалежними. Із множини розв'язків математичної моделі перетворювача обираються ті розв'язки, які узгоджуються з принципом дії перетворювача. Узгодженими повинні бути амплітуди і фази коливань еквівалентних генераторів, які в схемі, наближеній до реальної схеми перетворювача, були б залежними від процесів в схемі або відомими джерелами. Це є, наприклад, діодні і синхронні випрямлячі, інвертори з автогенерацією, тиристорні схеми.

В результаті досліджень було встановлено умови узгодження для загального випадку і для двомостового резонансного перетворювача, схема заміщення якого має два еквівалентні генератори. Наведено графіки залежностей фази генератора від регулюючої величини і опору навантаження.

Визначено функції стаціонарного струму контуру з використанням методу припасування розв'язків, які дають можливість розрахувати статичні характеристики резонансного перетворювача.

Виконано перевірку отриманих залежностей і результатів розрахунків процесів з результатами імітаційного моделювання. Перевірка показала добру збіжність результатів з точністю на гірше 1%, що свідчить про спроможність вдосконаленого методу суперпозиції.

**П'ятий розділ** містить дослідження характеристик резонансного перетворювача вдосконалим методом суперпозиції. Для досліджень стаціонарних процесів схеми силової частини з трьома джерелами напруги створено схему заміщення і лінійну математичну модель. Наведено два варіанти розрахунків статичних характеристик, зокрема зовнішніх, регулювальних і характеристик ефективності для двох алгоритмів комутації силових вентилів. Розраховані статичні характеристики перетворювача сходяться з даними імітаційного моделювання силової схеми на комп'ютері й підтверджують правильність розрахунків.

Також розглянуто динамічну модель для малих відхилень величин процесів. Для визначення концепції динамічної моделі, побудованої методом суперпозиції, розглянуто три приклади резонансних перетворювачів з множинним підключенням джерел. Динамічна модель дає можливість врахувати різні алгоритми комутації вентилів і визначити їхній вплив на динамічні характеристики перетворювача.

Головним обмеженням вдосконаленого методу суперпозиції є вимоги до лінійності елементів резонансного ланцюга й навантаження перетворювача, оскільки метод заснований на підсумовуванні окремих складових струму контуру. Для уточнення результатів і обліку нелінійностей елементів

перетворювачів доцільно використовувати чисельне моделювання та експериментально-аналітичні методи. Але цінність методу суперпозиції полягає в визначенні максимальних оцінок величин та функціональних залежностей, які досяжні при прагненні до ідеальних характеристик силових елементів перетворювачів.

**Шостий розділ** присвячено дослідженню властивостей резонансного перетворювача вдосконаленим експериментально-аналітичним методом. Використання експериментально-аналітичного методу для дослідження процесів резонансного перетворювача є ефективним завдяки тому, що резонансний перетворювач представляє собою нелінійну систему з визначеною структурою. Тому для визначення математичної моделі в компактному вигляді в експериментально-аналітичний метод закладено похідні моделі як частини складного об'єкту досліджень.

Отже ідеєю вдосконаленого експериментально-аналітичного методу є побудова похідних моделей резонансних перетворювачів як сукупності так званих «аналітичних», «алгоритмічних», «схемних», та «ідентифікованих» блоків, які розрізняються за визначенням та побудовою. Паралельно створено прототип вихідної математичної моделі на основі припущень щодо структури силової частини і принципу дії перетворювача. Це є аналітична математична модель з деякими невизначеними параметрами, які визначено в ході ідентифікації похідної моделі. Таким чином виконано параметричну ідентифікацію резонансного перетворювача з використанням імітаційних структурних моделей.

Вдосконалений експериментально-аналітичний метод дає можливості:

- Побудувати динамічні моделі резонансного перетворювача як об'єкта управління на основі моделей різних типів і для нестационарних режимів роботи. В порівнянні з використанням схемної моделі перетворювача це дозволяє визначити взаємозв'язки між параметрами елементів силової схеми і динамічними характеристиками.

- Обійти труднощі аналітичного визначення динамічних характеристик і передатних функцій перетворювача, оскільки їх визначення аналітичним шляхом більш складне і в результаті вийдуть занадто громіздкі математичні вирази. В той й же час визначення похідних математичних моделей для простіших структурних складових підсхем перетворювача не викликає труднощів.

- Отримати еквівалентні передатні функції меншого порядку, ніж передатні функції, які можуть бути отримані аналітичними методами.

**Сьомий розділ** представляє експериментальний резонансний перетворювач потужністю 300 Вт, призначений для перевірки результатів теоретичних досліджень та для розробки цифрового регулятора вихідних величин. Розраховано характеристики ККД та регулювальні частотні характеристики методом першої гармоніки, символічним методом і методом суперпозиції. Для підтвердження теоретичних результатів окрім натурних експериментів проводилися експерименти з імітаційними моделями резонансного перетворювача і регулятора вихідних величин. Порівняння розрахованих характеристик трьома методами з результатами експериментів показало більшу збіжність характеристик, отриманих методом суперпозиції, з експериментальними даними. Також в даному розділі представлено конструкцію цифрового адаптивного регулятора вихідної напруги, який забезпечив ліпші динамічні характеристики системи, ніж при використанні стаціонарного регулятора.

Таким чином, в дисертаційній роботі розвинуто метод суперпозиції для аналізу процесів резонансних перетворювачів електроенергії, який дав можливість створити нові лінеаризовані математичні та динамічні моделі резонансних перетворювачів з різною кількістю джерел електроенергії та різними алгоритмами комутації вентилів.

Запропоновано новий комбінований метод аналізу стаціонарних процесів резонансних перетворювачів на основі суміщення методів суперпозиції і припасування розв'язків для отримання функцій стаціонарного струму. Комбінований метод дав змогу визначити статичні характеристики резонансного



перетворювача для різних алгоритмів комутації і робочих областей для обмеження регулюючих величин.

Теоретичний аналіз процесів резонансних перетворювачів, оснований на припущенні про умовне представлення динамічної моделі як сукупності нелінійної безінерційної частини і лінійної інерційної частини, доповнено і уточнено експериментально-аналітичним методом. В результаті отримав розвиток експериментально-аналітичний метод побудови математичних моделей в часті створення комбінованих моделей резонансних перетворювачів на сонові математичних моделей підсхем і структурних моделей нелінійних елементів. Це дало можливість розширити обмеження теоретичного аналізу і побудувати уточнені динамічні моделі резонансних перетворювачів.

Визначено нові залежності для узгодження фаз функції еквівалентних генераторів схеми заміщення резонансного перетворювача з фазою коливань стаціонарного струму контуру, що дали можливість встановити умови подібності розрахованих з використання математичної моделі процесів процесам силовій схеми реального резонансного перетворювача.

Розроблено лінеаризовані математичні і динамічні моделі, які враховують різні алгоритми комутації вентилів, і уточнені експериментально-аналітичні моделі, які непрямо враховують нелінійність елементів схем резонансних перетворювачів. Встановлено ряд нових закономірностей, корисних для проектування силових схем резонансних перетворювачів і для створення нових систем електроживлення.

**Ключові слова:** динамічна модель, математична модель, метод припасування розв'язків, метод суперпозиції, резонансний перетворювач.

### **Abstract**

Obrubov A.V. Research methods and models of electromagnetic processes of resonant power converters. – Qualifying scientific work on manuscript rights.

Dissertation for obtaining the scientific degree of Doctor of Technical Sciences by specialty 09.05.12. "Semiconductor converters of electricity". – National Technical

University of Ukraine "Ihor Sikorskyi Kyiv Polytechnic Institute" of the Ministry of Education and Culture of Ukraine, Kyiv, 2023.

The dissertation is devoted to the solution of an important scientific and technical problem of the development of the theory of high-frequency power converters with resonant circuits by developing and improving effective calculation methods and mathematical models to increase the efficiency of the analysis of electromagnetic processes in their power circuits and to improve the dynamic parameters of designed power systems using resonant converters as managed objects.

In the first chapter, the relevant issues of building mathematical models of resonant power converters are considered and the most suitable methods of research of electromagnetic processes of power circuits of resonant converters are determined. Based on the study of the features of various methods, two concepts of analysis were defined - with a division into parallel in time and with a division into sequential in time components of power circuit processes. The first concept corresponds to the method of superposition, and the second to the method of fitting solutions. Based on the assumption of mutual complementarity of the specified concepts of analysis of power converter processes, it was decided to combine the method of superpositions with the method of fitting solutions. If the sequence of states of the power circuit of the converter is uniquely determined by the valve switching algorithm regardless of the input and output values of the converter and its circuit provides direct (without metering) energy transfer from the input to the output during the entire operating cycle, then the method of superpositions is used to analyze this circuit. If there is no unequivocal correspondence of the states of the circuit to the switching algorithms and the circuit does not provide direct energy transfer from the input to the output in all states of the circuit, then for its analysis it is necessary to involve the method of fitting solutions.

As a result of consideration of the indicated methods of process analysis, the task of improving the superposition method was set for its use in the process analysis of resonant converters and its extension to steady and dynamic modes of converter operation, taking into account various power valve commutation algorithms.

The second section contains an analysis of the properties of resonant converters as controlled lenses using the example of a two-bridge resonant converter with a transformer. As a result of the analysis, the main features of resonant converters with different power regulation methods were determined, and approximate transfer functions and characteristics of resonant converters in stable operating modes were obtained. Amplitude, frequency, phase, latitude and relay methods of adjusting the output values are considered. With the amplitude and relay methods of regulation, the most linear regulation characteristics are provided. With the width-frequency method, the characteristics are close to linear in the initial part due to the width adjustment from zero voltage. The most non-linear control characteristics occur with frequency and phase control methods. The output voltage change range is limited from below at the level of 20-45% depending on the load resistance. But these methods ensure compliance with the desired switching conditions of power transistors with reduced switching energy losses and generated interference. Therefore, frequency and phase adjustment methods are combined with latitude or relay adjustment methods to expand the output voltage adjustment range from zero to the maximum value. The dynamic characteristics of the resonant converter in the first approximation correspond to a sequential structure with an oscillating link of the second order and an inertial link of the first order. With changes in the operating frequency, pulse width, and the nature of the load, the link parameters change. Therefore, to determine linear and nonlinear mathematical models of resonant converters, it is advisable to use theoretical methods of superpositions, fitting solutions, and experimental-analytical methods improved for the analysis of processes of resonant converters.

The third section is devoted to the construction of mathematical models of the resonant converter by the method of superpositions. For this purpose, the peculiarities of the application of the existing method of superpositions for the analysis of the processes of converters and other electrotechnical systems are considered. The limitation of the method of superpositions regarding the linearity and stationarity of the scheme is determined.

The main idea of the proposed method is to define simple in terms of expressions and universal component processes that can be combined to form

mathematical models of resonant converters for the required modes and gate switching algorithms. First, on the basis of a mathematical model for instantaneous values, expressions of time functions for elementary values are written input pulses and component processes caused by these pulses. Then, transient processes and transfer functions that make up the dynamic model are recorded in the image area. A static model for stationary input values is an extreme form of dynamic models with constant input values. To build a static model in the domain of the originals, a stationary function and expressions of stationary values for one period of oscillations are formed. From the calculated static characteristics, the coefficients of the dynamic model for small variations of values are determined. Thus, the improved method of superpositions made it possible to create a linearized mathematical model of a resonant converter for instantaneous values, which takes into account different gate switching algorithms and allows calculating the characteristics of the converter.

The linear mathematical model of the resonant converter for instantaneous values is made according to the scheme of a linear passive multipole using the methods of loop currents or nodal potentials according to Ohm's and Kirchhoff's laws. In the operator form, it allows you to determine the partial transfer functions of a linear passive multipole, which are components of the dynamic model of a resonant converter.

The resulting dynamic model of the resonant converter for amplitude modulation describes the relationship between the supply voltage values and the output values at the beginning of each operating cycle of the resonant converter. The period of discreteness is equal to the period of the duty cycle of the converter. To determine a dynamic model with a small quantization period, it is necessary to apply the method of fitting solutions. But the model with a small period does not take into account the inversion and rectification of oscillations in the power circuit of the converter, so it requires a special interpretation of the solutions. Therefore, it is advisable to combine solutions using the basic dynamic model and the equivalent continuous model of the resonant converter.

Experiments of simulation modeling made it possible to establish the adequacy of discrete dynamic models based on structural diagrams to continuous models based

on electric circuits. The error of modeling the resonant oscillator processes as the difference between the output values of both models in different modes did not exceed 0.5%. It is obvious that part of this error is due to various systematic errors of model calculations.

The fourth chapter presents the solution to the problem of matching the parameters of equivalent generators with the processes of the resonant converter replacement scheme. The need for agreement arose from the acceptance of the condition of the method of superpositions on the independence of equivalent generators, which cannot always be considered independent. From the set of solutions of the mathematical model of the converter, those solutions that agree with the principle of operation of the converter are chosen. The amplitudes and phases of the oscillations of the equivalent generators, which in a scheme close to the real scheme of the converter, would be dependent on the processes in the scheme or known sources, should be agreed. These are, for example, diode and synchronous rectifiers, inverters with self-generation, thyristor circuits.

As a result of the research, agreement conditions were established for the general case and for the two-bridge resonant converter, the substitution scheme of which has two equivalent generators. Graphs of the dependences of the generator phase on the control value and load resistance are given.

The functions of the stationary current of the loop are determined using the method of fitting solutions, which allow to calculate the static characteristics of the resonant converter.

The obtained dependencies and the results of process calculations with the results of simulation modeling were verified. The verification showed a good convergence of the results with an accuracy of less than 1%, which indicates the capability of the improved method of superpositions.

The fifth chapter contains a study of the characteristics of the resonant converter by the improved method of superpositions. A substitution scheme and a linear mathematical model were created for the study of steady-state processes of the power part circuit with three voltage sources. Two options for calculating static characteristics, in particular external, control and efficiency characteristics for two

switching algorithms of power valves, are presented. The calculated static characteristics of the converter agree with the data of simulation modeling of the power circuit on the computer and confirm the correctness of the calculations.

A dynamic model for small deviations of process quantities is also considered. To define the concept of a dynamic model. constructed by the method of superpositions, three examples of resonant converters with multiple connection of sources are considered. The dynamic model allows you to take into account different gate switching algorithms and determine their influence on the dynamic characteristics of the converter.

The main limitation of the improved method of superpositions is the requirements for the linearity of the elements of the resonant circuit and the load of the converter, since the method is based on the summation of individual components of the circuit current. To clarify the results and account for the nonlinearities of the converter elements, it is advisable to use numerical modeling and experimental and analytical methods. But the value of the method of superpositions lies in determining the maximum estimates of quantities and functional dependencies, which are achievable when striving for ideal characteristics of power elements of converters.

The sixth chapter is devoted to the investigation of the properties of the resonant converter by an improved experimental and analytical method. The use of the experimental-analytical method to study the processes of the resonant converter is effective due to the fact that the resonant converter is a nonlinear system with a defined structure. Therefore, in order to define a mathematical model in a compact form, derivative models are embedded in the experimental and analytical method as part of a complex object of research.

So, the idea of the improved experimental-analytical method is the construction of derivative models of resonant converters as a set of so-called "analytical", "algorithmic", "schematic", and "identified" blocks, which differ in definition and construction. In parallel, a prototype of the original mathematical model is created based on assumptions about the structure of the power part and the principle of operation of the converter. This is an analytical mathematical model with some uncertain parameters that are determined during the identification of the derived

model. Thus, the parametric identification of the resonant converter will be performed in the form of simulated structural models.

The improved experimental and analytical method allows:

- Build dynamic models of the resonant converter as a control object based on models of various types and for non-stationary modes of operation. In comparison with the use of a circuit model of the converter, it allows to determine the relationships between the parameters of the power circuit elements and dynamic characteristics.

- To bypass the difficulties of analytically determining the dynamic characteristics and transfer functions of the converter, since their analytical determination is more difficult and the result will be too cumbersome mathematical expressions. At the same time, the definition of derived mathematical models for simpler structural component subcircuits of the converter does not cause difficulties.

- Obtain equivalent transfer functions of lower order than transfer functions that can be obtained by analytical methods.

The seventh chapter presents an experimental resonant converter with a power of 300 W, designed to verify the results of theoretical studies and to develop a digital regulator of output values. The efficiency characteristics and control frequency characteristics were calculated using the first harmonic method, the symbolic method, and the method of superpositions. In order to confirm the theoretical results, in addition to full-scale experiments, experiments were conducted with simulation models of the resonant converter and the regulator of output values. A comparison of the calculated characteristics by three methods with the results of experiments showed greater convergence of the characteristics obtained by the method of superpositions with the experimental data. Also, this section presents the design of a digital adaptive regulator of the output voltage, which provided better dynamic characteristics of the system than when using a stationary regulator.

Thus, in the dissertation, the method of superpositions was developed for analyzing the processes of resonant power converters, which made it possible to create new linearized mathematical and dynamic models of resonant converters with a different number of power sources and different gate switching algorithms.

A new combined method of analyzing steady-state processes of resonant converters based on the combination of superposition methods and matching solutions for obtaining steady-state current functions is proposed. The combined method made it possible to determine the static characteristics of the resonant converter for various switching algorithms and working areas for limiting the control values.

The theoretical analysis of the processes of resonant converters, based on the assumption of a conditional representation of the dynamic model as a collection of a non-linear inertial part and a linear inertial part, was supplemented and clarified by the experimental-analytical method. As a result, an experimental-analytical method of building mathematical models was developed, often creating combined models of resonant converters into mathematical models of subcircuits and structural models of nonlinear elements. This made it possible to expand the limitations of the theoretical analysis and build refined dynamic models of resonant converters.

New dependencies were determined for matching the phases of the function of the equivalent generators of the resonant converter replacement circuit with the phase of the steady-state circuit current oscillations, which made it possible to establish the conditions of similarity of the processes calculated using the mathematical model to the processes of the power circuit of a real resonant converter.

Developed linearized mathematical and dynamic models that take into account various gate switching algorithms, and refined experimental and analytical models that indirectly take into account show the nonlinearity of the elements of resonant converter circuits, allowed to establish a number of new regularities, useful for the design of power circuits of resonant converters and for the creation of new power supply systems.

**Key words: dynamic model, mathematical model, resonant converter, solution fitting method, superposition method.**



## СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ ЗДОБУВАЧА ПО ТЕМІ ДИСЕРТАЦІЇ

### Монографії

1. Перетворювачі постійної напруги на основі резонансних інверторів: монографія / Г.В. Павлов, А.В. Обрубков, О.В. Нікітіна, М.В. Покровський, – Миколаїв: НУК, 2013. – 372 с. (Особистий внесок – огляд способів регулювання, систематизація варіантів комутації, математичний опис процесів при широтно-частотному регулюванні, математична модель активного резонансного контуру)

2. Високочастотні резонансні перетворювачі постійної та змінної напруги» монографія / Г.В. Павлов, І.Л. Вінниченко, М.В. Покровський, А.В. Обрубков. – Миколаїв: видавець Торубара В.В., 2020. – 205 с. (Особистий внесок – визначення математичних залежностей для розрахунків статичних характеристик при релейному регулюванні і математична модель резонансного дволанкового перетворювача частоти)

### Статті у фахових виданнях

3. Павлов Г.В., Обрубков А.В., Никитина Е.В. Энергетические характеристики преобразователя с резонансным контуром // Технічна електродинаміка. Тем. вип. “Проблеми сучасної електротехніки”. – Київ: ІЕД НАНУ. Ч. 6. – 2006. – С. 68-71-0,7 др. арк. (Фахове видання) Особистий внесок – визначив залежності ККД.

4. Павлов Г.В., Обрубков А.В., Покровский М.В., Никитина Е.В., Пекер Б.Н. Исследование низкочастотных автоколебаний в преобразователе с последовательным резонансным контуром // Технічна електродинаміка. Тем. вип. “Проблеми сучасної електротехніки”. Київ: ІЕД НАНУ. Ч. 8. – 2006. – С. 46-49 – 0,7 др. арк. (Фахове видання) Особистий внесок – визначив рівняння стійкості для резонансної схеми.

5. Павлов Г.В., Обрубков А.В., Никитина Е.В. Особенности управления транзистором одноконтурного квазирезонансного инвертора // Технічна електродинаміка. Тем. вип. “Силовая електроніка та енергоефективність”. – Київ: ІЕД НАНУ. Ч. II. – 2006. – С. 7-10 – 0,5 др. арк. (Фахове видання) Особистий

внесок – реалізував закон управління транзистором для дотримання оптимальних умов комутації.

6. Павлов Г.В., Обрубов А.В., Никитина Е.В. Система широтно-частотного управління резонансним преобразователем // Технічна електродинаміка. Тем. вип. “Силовая електроніка та енергоефективність”. –Київ: ІЕД НАНУ. Ч. III. – 2006. – С. 59-62 – 0,7 др. арк. (Фахове видання) Особистий внесок – розробив структуру і закон регулювання широтно-частотної системи регулювання.

7. Павлов Г.В., Обрубов А.В., Покровский М.В., Никитина Е.В. Динамическая модель резонансного преобразователя с фазовым регулированием. // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск “Силовая електроніка та енергоефективність”. Київ: ІЕД НАНУ. Ч. I. – 2007. - С. 88-91. (Фахове видання) Особистий внесок – розрахував динамічні характеристики та виконав структурне моделювання системи управління резонансного перетворювача.

8. Павлов Г.В., Обрубов А.В., Покровский М.В., Никитина Е.В. Математическая модель последовательно-параллельного резонансного преобразователя с фазовым регулированием. // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск “Силовая електроніка та енергоефективність”. Київ: ІЕД НАНУ. Ч. III. – 2007. - С. 86-91. (Фахове видання) Особистий внесок – розробив структуру системи керування, імітаційні моделі та провів експерименти для перевірки математичної моделі.

9. Павлов Г.В., Обрубов А.В., Покровский М.В., Никитина Е.В. Резонансный преобразователь постоянного напряжения с фазовым регулированием // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск “Силовая електроніка і енергоефективність”. Київ: ІЕД НАНУ. Ч. I. – 2008. - С. 14-19. (Фахове видання) Особистий внесок – розробив схемотехнічні рішення для експериментальної перевірки теоретичних результатів.

10. Павлов Г.В., Обрубов А.В., Никитина Е.В., Пекер Б.Н. Применение нечеткой логики в управлении резонансным преобразователем с фазовым регулированием// Технічна електродинаміка. Тематичний випуск “Проблеми сучасної електротехніки”. Київ: ІЕД НАНУ. Ч. 3. – 2008. - С. 12-15. (Фахове

видання) Особистий внесок – розробка нечіткого регулятора і модельні експерименти.

11. Павлов Г.В., Обрубов А.В., Покровский М.В., Никитина Е.В. Исследование динамики резонансного преобразователя с фазовым регулированием // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск “Проблеми сучасної електротехніки”. Київ: ІЕД НАНУ. Ч. 6. – 2008. - С. 42-47. (Фахове видання) Особистий внесок – визначив залежності для розрахунку динамічних характеристик.

12. Павлов Г.В., Обрубов А.В. Расчет характеристик последовательно-резонансного преобразователя с релейным регулированием.// Вісник НУК. – Миколаїв, 2008. – 0,65 др. арк.(15 стор) (Фахове видання) Особистий внесок – визначив залежності для розрахунку регульовальних характеристик.

13. Павлов Г.В., Обрубов А.В., Покровский М.В., Никитина Е.В. Математическая модель резонансного преобразователя постоянного напряжения с фазовым регулированием.// Вісник НУК. – Миколаїв, 2009. – 0,65 др. арк.(14 стор) (Фахове видання) Особистий внесок – розробив імітаційні моделі та провів експерименти для перевірки математичної моделі.

14. Павлов Г.В., Обрубов А.В., Никитина Е.В. Динамическая модель резонансного преобразователя постоянного напряжения с фазовым регулированием.// Вісник НУК. – Миколаїв, 2009. – 0,65 др. арк.(14 стор) (Фахове видання) Особистий внесок – розрахував динамічні характеристики та виконав моделювання системи управління резонансного перетворювача.

15. Павлов Г.В., Обрубов А.В. Регулирование выходного напряжения резонансного преобразователя с использованием нечеткой логики.// Збірник наукових праць НУК. – Миколаїв: НУК, 2009. – №6 (429). - с. 142-177. (Фахове видання) Особистий внесок – визначив структуру та функції приналежності нечіткого регулятора.

16. Павлов Г.В., Обрубов А.В. Оптимізація комутації ключа високовольтного квазірезонансного перетворювача.// Вісник НУК (ел. зб). – Миколаїв, 2009. – 0,7 др. арк. (16 стор). (Фахове видання) Особистий внесок – розробив та реалізував

схемотехнічні рішення резонансного перетворювача з оптимальними умовами комутації силового транзистора.

17. Павлов Г.В., Обрубов А.В. Расчет характеристик последовательно - резонансного преобразователя с релейным регулированием.// Електр. видання «Вісник НУК», №1, 2010. – с.78-86. (Фахове видання) Особистий внесок – розрахував регулювальні характеристики.

18. Павлов Г.В., Обрубов А.В., Покровский М.В., Никитина Е.В. Математическая модель резонансного преобразователя постоянного напряжения с фазовым регулированием.// Зб. наук. праць НУК. – Миколаїв: НУК, 2010. – № 1 (430).- С. 117-125. (Фахове видання) Особистий внесок – розробив імітаційні моделі та провів експерименти для перевірки математичної моделі.

19. Павлов Г.В., Обрубов А.В., Никитина Е.В. Динамическая модель резонансного преобразователя постоянного напряжения с фазовым регулированием.// Електронне видання «Вісник НУК», №3, 2010. – Миколаїв: НУК, 2010. (Фахове видання) Особистий внесок – динамічні характеристики та виконав структурне моделювання системи управління резонансного перетворювача.

20. Павлов Г.В., Покровський М.В., Обрубов А.В., Щербинін Т.В. Перспективы совершенствования релейного способа регулирования резонансных преобразователей.// Електр. видання «Вісник НУК», №2, 2010. - с. 89-97. (Фахове видання) Особистий внесок – визначив залежності для розрахунків регулювальних характеристик.

21. Павлов Г.В., Обрубов А.В., Нікітіна О.В., Покровський М.В. Високовольтний квазірезонансний перетворювач зі змінною амплітудою вихідних імпульсів// Технічна електродинаміка. Тем. вип. “Силовая електроніка і енергоефективність”. - Київ: ІЕД НАНУ, 2010. – Ч.3. - С 84 - 87. (Фахове видання) Особистий внесок – побудував математичну модель перетворювача і розробив схемотехнічні рішення.

22. Павлов Г.В., Обрубов А.В., Никитина Е.В., Щербинин Т.В. Сравнение характеристик резонансных преобразователей при различных способах

регулювання с использованием имитационных моделей// Технічна електродинаміка. Тем. вип. “Силовая електроніка і енергоефективність”. - Київ: ІЕД НАНУ, 2010. - Ч.1. – С. 97 – 102. (Фахове видання) Особистий внесок – визначив залежності для розрахунків характеристик широтно-частотного способу регулювання.

23. Павлов Г.В., Обрубков А.В. Энергоэффективность резонансно-импульсного инвертора напряжения // Електронне видання «Вісник НУК», 2013, 0.2 др.арк. (Фахове видання) Особистий внесок – визначив математичну модель перетворювача і залежності для розрахунку ККД.

24. Павлов Г. В. Метод обобщенного анализа стационарных процессов резонансных преобразователей [электронный ресурс] / Г.В. Павлов, А.В. Обрубков, И.Л. Винниченко / Вісник НУК, вип. 3, 2014. Режим доступу: <http://evn.nuos.edu.ua/article/view/48925/45153> (Фахове видання) Особистий внесок – розробив метод визначення параметрів стаціонарних процесів.

25. Павлов Г.В., Обрубков А.В., Никитина Е.В. Исследование статических характеристик резонансного преобразователя методом комбинирования составляющих тока контура // Сборник научных трудов НУК 3, 2014, с. 47-56. (Фахове видання) Особистий внесок – визначив залежності для розрахунків статичних характеристик при різних алгоритмах комутації ключів.

26. Павлов Г. В. Преобразователь частоты на основе резонансного инвертора с нелинейным управлением [текст] / Г. В. Павлов, А. В. Обрубков, И. Л. Винниченко / Вісник НТУ "ХП", вип. 12 (1121), 2015, с. 490-494. (Фахове видання категорії "Б") Особистий внесок – імітаційне моделювання інвертора.

27. Павлов, Г. В. Электромагнитные процессы и параметры накопительных элементов в резонансном инверторе с нелинейным регулированием [Текст] / Г.В. Павлов, А.В. Обрубков, И.Л. Винниченко / «Судостроение и морская инфраструктура». — Николаев: НУК, 2015. — №2 (4). — С. 96 – 107. (Фахове видання категорії "Б") Особистий внесок – розробив схемотехнічні рішення для експериментальної перевірки теоретичних результатів.

28. Павлов Г.В. Нелинейное управление резонансным инвертором преобразователя частоты / Г. В. Павлов, А. В. Обрубков, И. Л. Винниченко // Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України. - 2015. - Вип. 42. – С. 96-101. – Режим доступу: [http://nbuv.gov.ua/UJRN/PIED\\_2015\\_42\\_22](http://nbuv.gov.ua/UJRN/PIED_2015_42_22). (Фахове видання категорії "Б")  
Особистий внесок – імітаційні моделі та експерименти моделювання.

29. Павлов Г. В. Резонансный преобразователь с дозированной передачей энергии для низковольтных сетей распределенного питания / Г. В. Павлов, А. В. Обрубков, И. Л. Винниченко // Технічна електродинаміка. – 2016. – № 4. – С. 38-40. – Режим доступу: [http://nbuv.gov.ua/UJRN/TED\\_2016\\_4\\_13](http://nbuv.gov.ua/UJRN/TED_2016_4_13). (Фахове видання, **Scopus**)  
Особистий внесок – розробив математичну модель.

30. Павлов Г. В. Преобразователь частоты с пониженным коэффициентом гармоник выходного напряжения / Г. В. Павлов, И. Л. Винниченко, А. В. Обрубков // Технічна електродинаміка. – 2016. – № 5. – С. 14-16. – Режим доступу: [http://nbuv.gov.ua/UJRN/TED\\_2016\\_5\\_4](http://nbuv.gov.ua/UJRN/TED_2016_5_4). (Фахове видання, **Scopus**)  
Особистий внесок – часові характеристики та експерименти моделювання.

31. Electromagnetic processes in the power section of the series-to-series resonant converter for contactless inductive energy transfer / H. V. Pavlov, A. V. Obrubov, M. V. Pokrovskiy, I. L. Vinnichenko // Shipbuilding & Marine Infrastructure. – 2017. – № 2(8). – P. 70–76. (Фахове видання категорії "Б")  
Особистий внесок – залежності для побудови характеристик перетворювачів.

**Статті у виданнях, віднесених до першого - третього квартилів (Q1-Q3)  
відповідно до класифікації SCImago Journal and Country Rank або Journal  
Citation Reports**

32. Pavlov, G., Obrubov, A., & Vinnichenko, I. (2022). Optimizing the operation of charging self-generating resonant inverters. Eastern-European Journal of Enterprise Technologies, 1(5(115)), 23–34. <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2022.252148>  
(Фахове видання категорії "А", **Scopus**, Q2)  
Особистий внесок – визначив

структури та залежності параметрів резонансних перетворювачів з автогенерацією.

33. Pavlov, G., Obrubov, A., & Vinnichenko, I. (2022). Determining the dynamic model of the charging resonant converter with inductive coupling by an experimental-analytical method. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, 4(8 (118)), 17–28. <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2022.263526> (Фахове видання категорії "А", **Scopus**, Q2) Особистий внесок – вдосконалив експериментально-аналітичний метод дослідження резонансних перетворювачів електроенергії.

#### Додаткові статті

34. Павлов Г.В. Резонансні перетворювачі в енергоефективних електротехнічних системах / Г.В. Павлов, А.В. Обрубов // *Енергозбереження, енергетика, енергоаудит. Спец. Випуск. Т. 1. – 2014. – № 9. – С. 13–23.* (Фахове видання) Особистий внесок – визначив математичну модель і залежності ККД.

35. Павлов Г. В., Обрубов А. В. Резонансні перетворювачі в енергоефективних електротехнічних системах // *Энергосбережение. Энергетика. Энергоаудит.* 2016. №3 (146). – С. 2–12. (Фахове видання) Особистий внесок – розробив схемотехнічні рішення і перетворювач з декількома джерелами енергії.

36. Павлов Г. В., Обрубов А. В. Синтез резонансных преобразователей переменного напряжения // *Энергосбережение. Энергетика. Энергоаудит.* 2016. №5 (148). – С. 15-21. (Фахове видання) Особистий внесок – запропонував метод синтезу схем резонансних перетворювачів.

#### Патенти на корисну модель

37. Пат. 45315 Україна. Спосіб регулювання вихідних параметрів послідовно-резонансного перетворювача постійної напруги /Покровський М.В., Павлов Г.В., Обрубов А.В., Нікітіна О.В., Щербинін Т.В. Опубл. 10.11.2009. Бюл. №21. Особистий внесок – побудова імітаційних моделей.

38. Пат. 53708. Україна. Система управління резонансним перетворювачем постійної напруги. / Г.В. Павлов, А.В. Обрубов, М.В. Покровський, О.В. Нікітіна,

Т.В. Щербинін. – Заявл. 18.05.2010; Опубл. 11.10.2010, Бюл. № 19. Особистий внесок – експерименти з системою управління.

39. Пат. 55633 Україна. Спосіб регулювання вихідних параметрів резонансного перетворювача постійної напруги. /Г.В. Павлов, А.В. Обрубов, М.В. Покровський, О.В. Нікітіна, Т.В. Щербинін. – Заявл. 20.04.2011; Опубл. 27.12.2010, Бюл. № 24/2010. Особистий внесок – побудова імітаційних моделей.

40. Пат. 57106 Україна. Система керування резонансним перетворювачем постійної напруги на основі нечіткої логіки. / Г.В. Павлов, А.В. Обрубов, М.В. Покровський, О.В. Нікітіна, Т.В. Щербинін. – Заявл. 19.07.2010; Опубл. 10.02.2011, Бюл. № 3. Особистий внесок – модель нечіткого регулятора.

41. Пат. 61026 Україна. Система управління резонансним перетворювачем постійної напруги./Г.В. Павлов, А.В. Обрубов, М.В. Покровський, О.В. Нікітіна, Т.В. Щербинін. – Заявл. 15.11.2010; Опубл. 11.07.2011, Бюл. № 13. Особистий внесок – експериментальна схема і іспити.

42. Пат. 61045 Україна. Перетворювач зварювальний. /Г.В. Павлов, А.В. Обрубов, М.В. Покровський, О.В. Нікітіна, Т.В. Щербинін. – Заявл. 23.11.2010; Опубл. 11.07.2011, Бюл. № 13. Особистий внесок – розробка схеми управління.

43. Пат. 65447 Україна. Спосіб регулювання вихідних параметрів послідовно-резонансного перетворювача постійної напруги. / Г.В. Павлов, А.В. Обрубов, М.В. Покровський, О.В. Нікітіна, Т.В. Щербинін. – Заявл. 20.04.2011; Опубл. 12.12.2011, Бюл. № 23. Особистий внесок – розробка імітаційних моделей системи управління та експерименти.

44. Пат. 133960 Україна. Спосіб регулювання вихідних параметрів резонансного перетворювача електроенергії, що забезпечує рекуперацію енергії постійного струму до джерела енергії / Павлов Г.В., Покровський М.В., Обрубов А.В., Вінниченко І.Л. – Заявл. 30.11.2018. Опубл. 25.04.2019, бюл. № 8/2019. Особистий внесок – теоретичні дослідження процесів схеми.

45. Пат. 107219 Україна. Спосіб регулювання вихідних параметрів послідовно-резонансного перетворювача постійної напруги / Павлов Г.В., Покровський М.В.,



Обрубков А.В., Винниченко І.Л. – Заявл. 30.11.2015. Опубл. 25.05.2016, бюл. 10/2016. Особистий внесок – побудова імітаційних моделей.

### **Матеріали конференцій**

46. Павлов Г.В., Обрубков А.В., Покровский М.В., Никитина Е.В. Исследование характеристик последовательно-параллельного резонансного преобразователя с фазо-частотным регулированием. – Матеріали “ПАЕТЗ-2007” – Миколаїв: ІАЕ НУК, 2007. – С. 143-149. Особистий внесок – визначення розрахункових залежностей статичних характеристик.

47. Обрубков А.В., Махнов А.О. Применение нечеткой логики в управлении резонансным преобразователем с фазовым регулированием. – Матеріали Всеукр. НТК студ., асп. і мол. вчених з міжнар. участю “ІКСК-2008”–Миколаїв: ІАЕ НУК. – 30-34сс. Особистий внесок – розробка нечіткого регулятора.

48. Павлов Г.В., Никитина Е.В., Обрубков А.В. Энергосберегающие технологии в преобразовательной технике на основе резонансных инверторов.// Матеріали І МНТК «Інновації в суднобудуванні та океанотехніці». - Миколаїв: НУК, 2010. – С. 397-399. Особистий внесок – порівняльний аналіз особливостей і параметрів різних типів імпульсних перетворювачів електроенергії.

49. Павлов Г.В., Обрубков А.В. Синтез резонансных преобразователей переменного напряжения // Проблемы электрообладнання та автоматики транспортних засобів: Матеріали Всеукраїнської НТК з між нар. участю «ПАЕТЗ:2013».– Миколаїв: НУК, 2013. – сс. 56-60. Особистий внесок – математичний опис схем зі змінними алгоритмами комутації вентилів.

50. Павлов Г.В. Моделирование резонансно-импульсного инвертора напряжения [ел. рес.] / Г. В. Павлов, А. В. Обрубков, И. Л. Винниченко. / Інновації в суднобудуванні та океанотехніці: Матеріали V міжнародної науково технічної конференції – Миколаїв: НУК, 2014. – С. 342-343. Особистий внесок – моделювання та систематизація результатів експериментів.

51. Обрубков А.В., Резонансный преобразователь переменного напряжения систем бесперебойного питания // Проблемы электрообладнання та автоматики

транспортних засобів: Матеріали Всеукраїнської НТК з між нар. участю «ПАЕТЗ:2014».– Миколаїв: НУК, 2014. – сс. 95-103.

52. Обрубов А.В., Обрубова К.А., Концепція локальної системи бесперебойного питания // Матеріали всеукраїнської НТК з міжнародною участю "Автоматика та електротехніка-2014", – Миколаїв: НУК, 2014. – сс. 56-60. Особистий внесок – розробка низьковольтних бесперебойних систем живлення.

53. Павлов Г. В. Анализ структур силовой части систем бесперебойного питания [ел. рес.] / Г. В. Павлов, А. В. Обрубов, И. Л. Винниченко. / Інновації в суднобудуванні та океанотехніці (підсумки V міжнародної науково-технічної конференції), 2015. – сс. 343-344. Особистий внесок – порівняльний аналіз параметрів силових схем резонансних перетворювачів.

54. G. Pavlov, A. Obrubov and I. Vinnichenko, "The linearized dynamic model of the series resonant converter for small signals, 2016 2nd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS), Kyiv, UKRaine, 2016, pp. 1-5, doi: 10.1109/IEPS.2016.7521879. (**Scopus**) Особистий внесок – динамічна модель.

55. Павлов Г.В., Обрубов А.В., Вінниченко І.Л. “Енергоефективна індукційна зарядка судових тягових батарей”, Матеріали МНТК «Інновації в суднобудуванні та океанотехніці», Миколаїв: НУК, 2021 р., С. 9-15. Особистий внесок – експериментальна перевірка результатів теоретичних досліджень.

56. G. Pavlov, A. Obrubov and I. Vinnychenko, "Design Procedure of Static Characteristics of the Resonant Converters," 2021 IEEE 3rd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON), 2021, pp. 401-406, doi: 10.1109/UKRCON53503.2021.9575698. (**Scopus**, Web of Science) Особистий внесок – розвинув метод суперпозиції розрахунку статичних характеристик.

57. Павлов Г.В., Обрубов А.В., Вінниченко І.Л. Характеристики резонансного інвертора з автогенерацією для індуктивної зарядки. Матеріали XIII Міжнародної науково-технічної конференції «Інновації в суднобудуванні та океанотехніці», м. Миколаїв. – 2022 р. – С. 320-324. Особистий внесок – математична модель резонансного перетворювача з автогенерацією.

58. Обрубков А.В. Динамічна модель резонансного інвертору класу Е. Матеріали XIII Міжнародної науково-технічної конференції «Інновації в суднобудуванні та океанотехніці», м. Миколаїв. – 2022 р. – С. 312-317.

59. G. Pavlov, I. Vinnychenko, N. Natalia, D. Vinnychenko and A. Obrubov, "Study of the Effect of Transformer Windings Coupling Coefficient of Flyback Resonant Converter for Wireless Energy Transfer on its Output Characteristics," 2022 IEEE 3rd KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek), 2022, pp. 1-6, doi: 10.1109/KhPIWeek57572.2022.9916434. (Scopus) Особистий внесок – експериментальні зразки перетворювачів.

60. Павлов Г.В., Обрубков А.В., Вінниченко І.Л. Підвищення ефективності безконтактної зарядки судових тягових батарей при нестабільній індукційній передачі. Матеріали XIV Міжнародної науково-технічної конференції «Інновації в суднобудуванні та океанотехніці», м. Миколаїв. – 2023 р. – С. 304-308. Особистий внесок – математична модель резонансного перетворювача.

### **Навчальні посібники**

61. Мікропроцесорні системи управління резонансними перетворювачами постійної напруги: навчальний посібник / Г.В. Павлов, А.В. Обрубков, О.В. Нікітіна, М.В. Покровський; За ред. Г.В. Павлова. – Миколаїв: НУК, 2010 – 156 с. Особистий внесок – аналіз процесів резонансного перетворювача.

62. Павлов Г.В. Розрахунок цифрових систем управління імпульсними перетворювачами. / Павлов Г.В., Обрубков А.В., Щербінін Т.В. – Миколаїв: НУК, електронне видання 2013. - 118 с. Особистий внесок – визначення математичних залежностей для розрахунків статичних характеристик.

## ЗМІСТ

Список скорочень та умовних позначень .....	33
ВСТУП.....	38
РОЗДІЛ 1. АКТУАЛЬНІ ПИТАННЯ ПОБУДОВИ МАТЕМАТИЧНИХ МОДЕЛЕЙ РЕЗОНАНСНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ.....	48
1.1. Постановка проблеми дослідження і аналіз публікацій.....	48
1.2. Огляд методів, прийнятних для аналізу процесів резонансних перетворювачів.....	55
1.2.1. Особливості методів досліджень перетворювачів.....	55
1.2.2. Взаємне доповнення методів аналізу резонансних перетворювачів.....	57
1.2.3. Дуальність резонансних осциляторів.....	62
1.2.4. Концепція методу суперпозиції.....	69
1.2.5. Концепція методу припасування.....	72
Висновки до розділу 1 .....	75
РОЗДІЛ 2. ВЛАСТИВОСТІ РЕЗОНАНСНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЯК КЕРОВАНИХ ОБ'ЄКТІВ .....	76
2.1. Резонансні перетворювачі – головні особливості .....	76
2.2. Принципи реалізації способів регулювання вихідних величин .....	81
2.3. Структура резонансного перетворювача як системи керування.....	98
2.4. Властивості резонансних перетворювачів при різних способах регулювання .....	101
2.5. Класифікація резонансних перетворювачів за деякими ознаками електромагнітних процесів.....	124
2.5.1. Загальні класифікаційні ознаки .....	124
2.5.2. Послідовно-резонансні перетворювачі .....	126
Висновки до розділу 2 .....	132

РОЗДІЛ 3. ПОБУДОВА МАТЕМАТИЧНИХ МОДЕЛЕЙ РЕЗОНАНСНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ МЕТОДОМ СУПЕРПОЗИЦІЇ (НАКЛАДАННЯ) .....	133
3.1. Відомості про метод суперпозиції (накладання) та його розвиток .....	133
3.1.1. В чому полягає існуючий метод суперпозиції.....	133
3.1.2. Особливості запропонованого вдосконаленого методу суперпозиції.....	133
3.2. Умови та концепція методу суперпозиції.....	136
3.3. Лінійна математична модель перетворювача .....	141
3.4. Особливості динамічної моделі перетворювача, визначеної методом суперпозиції.....	144
3.5. Базова динамічна модель з $N_q = 1$ для амплітудної модуляції .....	147
3.5.1. Концепція моделі.....	147
3.5.2. Елементарна перехідна функція .....	151
3.5.3. Базова передатна функція резонансного перетворювача .....	155
3.5.4. Уточнення вдосконаленого методу суперпозиції.....	160
3.5.5. Моделювання процесів на основі базової передатної функції резонансного перетворювача.....	162
3.5.6. Явища биттів в динамічній моделі .....	179
Висновки до розділу 3 .....	182

РОЗДІЛ 4. УЗГОДЖЕННЯ ПАРАМЕТРІВ ЕКВІВАЛЕНТНИХ ГЕНЕРАТОРІВ З ПРОЦЕСАМИ СХЕМИ ЗАМІЩЕННЯ РЕЗОНАНСНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА.....	184
4.1. Теоретичне дослідження умов узгодження параметрів генераторів. 184	
4.1.1. Визначення умов і задачі узгодження .....	184
4.1.2. Визначення фазового зміщення еквівалентних генераторів схеми заміщення резонансного перетворювача .....	187
4.1.3. Стаціонарний струм контуру резонансного перетворювача.....	192

4.1.4. Визначення фазового зміщення еквівалентних генераторів резонансного перетворювача з діодним випрямлячем .....	198
4.1.5. Розрахунок варіативного зміщення.....	203
4.2. Визначення узгоджених параметрів еквівалентних генераторів за допомогою числових розрахунків.....	210
4.2.1. Характеристики узгодженого відносного зсуву $\sigma_v(\omega_g)$ .....	210
4.2.2. Характеристики критичної напруги навантаження.....	217
4.2.3. Порівняння процесів, розрахованих за допомогою математичної моделі, з результатами імітаційного моделювання.....	221
Висновки до розділу 4 .....	223

РОЗДІЛ 5. ДОСЛІДЖЕННЯ ХАРАКТЕРИСТИК РЕЗОНАНСНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА МЕТОДОМ СУПЕРПОЗИЦІЇ .....	224
5.1. Схема досліджуваного резонансного перетворювача.....	224
5.2. Схема заміщення .....	229
5.3. Математична модель послідовного резонансного перетворювача зі схемою заміщення з $L$ -контурами.....	232
5.4. Дослідження статичних характеристик резонансного перетворювача.....	236
5.4.1. Перший варіант дослідження статичних характеристик .....	236
5.4.2. Другий варіант дослідження статичних характеристик.....	251
5.5. Дослідження динаміки резонансного перетворювача методом суперпозиції.....	263
5.5.1. Постановка задачі дослідження динаміки резонансних перетворювачів.....	263
5.5.2. Відповідність абстрактного резонансного перетворювача практичним схемам резонансних перетворювачів.....	267
5.5.3. Динамічна модель на основі принципу суперпозиції.....	274
5.5.4. Моделювання резонансного перетворювача з динамічною вихідною напругою.....	281
Висновки до розділу 5 .....	286

РОЗДІЛ 6. ДОСЛІДЖЕННЯ ПРОЦЕСІВ РЕЗОНАНСНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНО-АНАЛІТИЧНИМ МЕТОДОМ .....	288
6.1. Переваги експериментально аналітичного методу та його розвиток .....	288
6.1.1. Коротка класифікація методів і поняття експериментально- аналітичних методів .....	288
6.1.2. Особливості існуючих експериментально-аналітичних методів .....	289
6.1.3. Обґрунтування застосування експериментально-аналітичного методу для дослідження процесів резонансних перетворювачів .....	290
6.1.4. Аналіз публікацій, постановка проблеми та мета досліджень .....	291
6.1.5. Особливості запропонованого вдосконаленого експериментально-аналітичного методу .....	294
6.2. Схема дослідження .....	297
6.3. Структурна модель резонансного перетворювача в цілому .....	299
6.4. Опис структурних моделей складових перетворювача .....	301
6.4.1. Загальна форма математичних моделей підсхем .....	301
6.4.2. Послідовний резонансний контур .....	302
6.4.3. Паралельний резонансний контур .....	304
6.4.4. Система магнітозв'язаних котушок індуктивності .....	307
6.4.5. Структурні моделі інвертора і випрямляча .....	312
6.5. Параметри експериментальної моделі та методи аналізу даних експериментів .....	313
6.6. Результати досліджень .....	318
6.7. Обговорення результатів .....	323
Висновки до розділу 6 .....	326

РОЗДІЛ 7. ПРАКТИЧНА РЕАЛІЗАЦІЯ	
РЕЗОНАНСНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА.....	329
7.1. Конструкція експериментального	
LLC-резонансного перетворювача.....	329
7.2. Експериментальна перевірка перетворювача.....	337
7.3. Регульовальні характеристики перетворювача.....	343
7.4. Імітаційна модель експериментального	
резонансного перетворювача.....	355
7.5. Регулятор вихідних величин резонансного перетворювача.....	361
7.5.1. Модель регулятора.....	361
7.5.2. Схемотехнічне рішення контролера-регулятора.....	366
Висновки до розділу 7.....	370
Загальні висновки.....	371
Список використаних джерел.....	373
Додаток Д1 Файл «ВідносніЗміщення.xml».....	400
Додаток Д2 Текст файлу опису параметрів імітаційної моделі резонансного контуру з еквівалентним генератором «TF_LBP.m».....	401
Додаток Д3 Документи, що підтверджують впровадження результатів дисертаційної роботи.....	402



## Список скорочень та умовних позначень

### Список скорочень

DC-DC – «постійний струм – постійний струм», імпульсний перетворювач-стабілізатор напруги, на вході і на виході якого постійні струми і напруги

DF – Describing Function (Method)

*ds* – *dissipation*, нульова дисипативна ступінь напруги інвертора (пауза), коли енергія резонансного контуру розсіюється у випрямляч з навантаженням

EMI – *Electromagnetic Interference* електромагнітні перешкоди

ESR – Equivalent Series Resistance, або послідовний активний опір

FHA – First Harmonic Approximation

*fr* – *forward*, ступінь прямого передавання енергії від інвертора до резонансного контуру і випрямляча з навантаженням

GTO – gate turn-off thyristor, або тиристор, що запирається згідно сигналу на управляючому електроді

IGBT – Insulated Gate Bipolar Transistor, або біполярний транзистор с ізолюваним затвором

LLC резонансний перетворювач – резонансний перетворювач, первинний резонансний контур якого складено з однієї ємності і двох індуктивностей: послідовної і паралельної до еквівалентного навантаження інвертора

LTI – Linear Time-Invariant

PFM – імпульсно-частотна модуляція

PTM – Proportional Three Method (метод пропорційного дерева)

RCT – reverse conducting thyristor, або тиристор зворотної провідності з паралельним діодом

*rv* – *reverse*, реверсна ступінь напруги інвертора, коли він приймає енергію від резонансного контуру, тобто енергія повертається із контуру в інвертор і джерело живлення

АМ – амплітудна модуляція

АР – амплітудне регулювання потужності

АРП – абстрактний резонансний перетворювач, аналог резонансного осцилятора, який може передавати енергію від джерела до споживача

АЧХ – амплітудно-частотна характеристика

БНЗ – безінерційна нелінійна ланка

В – випрямляч

ВЧ-діапазон робочої частоти – коли робоча частота перетворювача вища за резонансну частоту контуру

ЕРС – електрорушійна сила

ЕРС – електрорушійна сила, *EMF – Electric Moving Force*

ЗРП – зарядний резонансний перетворювач

ІБП – імпульсний блок живлення

ККД – коефіцієнт корисної дії

ЛАЧХ – Амплітудно-частотна характеристика

ЛБП – лінійний багатополіусник

ЛФЧХ – Логарифмічна фазова частотна характеристика

НЧ-діапазон робочої частоти – коли робоча частота перетворювача нижча за резонансну частоту контуру

ОП – операційний підсилювач

ПВЗ – пристрій вибірки-зберігання

ПКД – послідовність комбінацій джерел

РЕ – релейний елемент

РО – резонансний осцилятор

РР – релейне регулювання потужності

ЧР – частотне регулювання потужності

ШІМ – широтно-імпульсна модуляція

ШПІ – широтно-імпульсний перетворювач

ШР – широтне регулювання потужності

ШЧР – суміщене широтно-частотне регулювання потужності

## Специфічні поняття та визначення

- Активний і пасивний елемент електричної схеми розрізняються наявністю всередині джерел енергії, наприклад, джерела напруги або струму. На відміну від цих елементів елементи з накопиченням енергії – індуктивності та ємності є реактивними елементами. Активними опорами вважаються елементи, на яких при проходженні струму виділяється пропорційна струму напруга і електрична енергія перетворюється в теплову.

- Відповідність знаків струму і напруги в схемі заміщення перетворювача. Коли струм витікає із плюсового полюсу напруги еквівалентного генератора, знаки струму і напруги співпадають (струм спрямовано згідно напрямку ЕРС). Еквівалентний генератор віддає енергію в схему. Коли струм втікає до позитивного полюсу напруги – знаки протилежні (струм спрямовано проти напрямку ЕРС).

- Вхідна модель або початкова модель – це модель або зразок досліджуваної системи. Вхідними моделями резонансних перетворювачів можуть бути експериментальні та опитні зразки, натурні, імітаційні схемні та структурні моделі.

- Вихідна модель (ВММ) – це деяка математична модель еквівалентна за динамічними властивостями вхідній моделі в межах проведення експериментів. Структура вихідної моделі може бути визначена за допомогою методів ідентифікації, аналітичним шляхом згідно схемі і структурі досліджуваної системи, або методами синтезу за перехідними характеристиками.

- $H(t) = h(t)$  – *Weight Function* – вагова функція або імпульсна перехідна функція системи, відгук системи на імпульсну дельта-функцію  $\delta(t)$ . Зображення імпульсної перехідної функції при нульових початкових умовах є передатною функцією  $H(s) = \ell(h(t))$ ,  $H(z) = \mathfrak{Z}(h(nT))$ .

- Імпульсна перехідна характеристика – експериментально знятий графік вихідної величини системи при імпульсній вхідній величині, довжина імпульсу якої набагато менша за найменшу постійну часу системи.

- Елементарний вхідний імпульс динамічної моделі – це імпульсна функція як частина періодичної функції або один типовий екземпляр із періодичної послідовності напруги або струму еквівалентного генератора схеми заміщення резонансного перетворювача.
- Період перетворення представляє собою відрізок часу, який займає один цикл перетворення, що періодично повторюється.
- Цикл перетворення представляє собою послідовність керуючих сигналів імпульсного перетворювача або послідовність процесів силової схеми, яка починається і закінчується однаковими або еквівалентними станами перетворювача як системи і забезпечує передавання порції (доза) електроенергії між джерелом і споживачем електроенергії.
- $g(t) = \int h(t) dt$  – перехідна функція (зображення  $G(s)$ ,  $G(z)$ ), відгук системи на одиничну ступінь  $\mathbf{1}(t)$ .
- Перехідна характеристика – як правило експериментально знятий графік перехідного процесу системи при одиничній ступінчастій вхідній величині.
- $g_e(t)$  – елементарна перехідна функція, характерна для широкого класу систем, наприклад, для резонансних перетворювачів.
- $g_f(t, y_0, y'_0, y''_0, y'''_0 \dots)$  – перехідна функція при початкових умовах  $y_0, y'_0, y''_0, y'''_0$ .
- Базова динамічна модель – це лінійна динамічна модель системи з одиничною кратністю квантування, коли період дискретності моделі рівний періоду дискретності системи  $T = T_g$ .
- Кратність квантування  $k_q = T_g / T$  – відношення періодів дискретності системи і моделі.
- $m = \sigma - \delta$  – параметр зміщення в дискретному зображенні.  $\delta = 0 \dots 1$  – початкове зміщення вправо (запізнення) вхідної функції. До часу  $t = \delta T$  вхідна функція повинна бути нульовою. Оскільки зміщення відбувається всередині одного періоду дискретності, то для врахування нульового значення вхідної функції до часу  $t = \delta T$  можна із зображення вихідної функції відняти її початкове

значення.  $\sigma = 0 \dots 1$  – параметр зміщення вліво для представлення інших, поряд стоячих значень вихідної функції в моменти дискретизації.

- $G(s)e^{smT}$  і  $G(z, m)$  – неперервне та дискретне зображення перехідної функції, зміщеної на долю  $m$  періоду  $T$ .

- $H(s, m) = G(s)e^{smT} - \int_0^{\delta T} e^{-st} g(t - \delta T) dt$  і  $H(z, m) = G(z, m) - g(\delta T)$  –

передатні функції, визначені в деяких випадках від перехідних функцій, де параметр зміщення  $m = \sigma - \delta$ ,  $-\delta$  – зміщення вправо вхідної функції (якщо вхідна функція зміщається вліво, то початкову частку віднімати не треба),  $\sigma$  – зміщення вихідної функції,  $g(mT)$  – початкове значення перехідної функції для  $t = 0$ . Зазвичай неперервна передатна функція визначається через інтеграл  $H(s) = G(s)/s$  або через згідно ваговій функції  $H(s) = \ell(h(t))$ .

- Еквівалентний генератор – джерело змінного або пульсуючого періодичного напруги чи струму, яке моделює комутоване джерело напруги або струму.

- Еквівалентне джерело – джерело напруги або струму, що моделює джерело живлення або навантаження перетворювача.

- Динамічна напруга або струм – непостійні напруга або струм, які з часом суттєво змінюються. При цьому вони можуть бути знакозмінними або знакопостійними, тобто не змінювати свій знак, але їх не можна вважати постійними протягом часу, що розглядається. Швидкість зміни динамічних напруги або струму можна визначати частотним діапазоном спектру або величинами похідних. Для дискретних систем низькочастотні складові спектру будуть нижче половини частоти квантування, а високочастотні – вище половини частоти квантування. Для неперервних систем частотний спектр динамічних величин можна порівнювати з робочим діапазоном частот системи.

## ВСТУП

Високочастотні перетворювачі електроенергії є одними з найбільш розповсюджених електронних пристроїв та невід'ємною частиною сучасного електрообладнання. Розвиток перетворювачів традиційно йде шляхами поліпшення їх масогабаритних показників, підвищення енергоефективності, швидкодії і якості вихідних параметрів, зниження рівня завад. Вирішення цих задач сьогодні виходить за рамки розробок на інженерному рівні, оскільки потребує наукового підходу, що полягає в дослідженні електромагнітних процесів у силових схемах перетворювачів, в розробці нових схем і ефективних систем керування. Вагомий внесок в розвиток теорії напівпровідникових перетворювачів зробили такі відомі вітчизняні та закордонні вчені: А.К. Шидловський, Ю.І. Драбович, І. М. Чиженко, В. С. Руденко, В. І. Сенько, М. М. Юрченко, І. В. Волков, М. С. Комаров, К. О. Липківський, А. А. Щерба, В. Я. Жуйков, Г. В. Павлов, В.П. Шипилло, Я. В. Щербак, І. П. Кондратенко, Т. О. Терещенко, М. Ю. Артеменко, В.М. Рябенький, В. М. Міхальський, В. Б. Павлов, О. І. Денісов, Є. І. Сокол, С. Кук (США), Н. Мохан (США), Боб Еріксон (США), Бо Янг (США), Ф. Вольтер (Англія), Е. Едер (Німеччина) Р. Міддлбрук (США) та інші. В багатьох наукових працях підвищення частоти комутації ключових елементів розглядається як ефективний спосіб поліпшення масогабаритних показників високочастотних перетворювачів. Однак підвищення робочої частоти перетворювачів з «жорсткою» комутацією обмежується пропорційним частоті ростом динамічних втрат в ключових елементах і підвищенням рівня високочастотних завад. Використання резонансних коливань в процесі перетворення дає змогу досягти поліпшення масогабаритних, енергетичних і техніко-економічних показників перетворювачів. Зокрема знизити комутаційні втрати і в 3-4 рази і більше збільшити частоту перетворення [1-2, 14, 17, 183]. Резонансні перетворювачі характеризуються високою надійністю, поліпшеними умовами електромагнітної сумісності і масогабаритними показниками. Вони знайшли широке впровадження в промисловості індустріально-розвинених країн і сьогодні активно розвиваються.

**Актуальність теми.** Сьогодні відомі світові виробники електроніки розробляють нові схемотехнічні рішення резонансних перетворювачів і мікросхеми управління ними, вдосконалюють комплектуючі і поліпшують їх масогабаритні характеристики й надійність [3-7, 137, 236, 252]. Пріоритетним напрямком теоретичних досліджень резонансних перетворювачів є створення математичних моделей, що дають можливість використання сучасних програмних засобів. З іншого боку, проектування систем автоматики, до складу яких входять резонансні перетворювачі, вимагає визначення поведінки резонансних перетворювачів як керованих об'єктів [8-10]. Оскільки резонансні перетворювачі є більш складними системами в порівнянні з широтно-імпульсними та іншими типами нерезонансних перетворювачів, для їх дослідження та проектування потрібно враховувати порівняно більше параметрів та алгоритмів комутації силових вентилів. Складний характер процесів в контурах резонансних перетворювачів вимагає вдосконалення та суміщення існуючих методів аналізу процесів перетворювачів електроенергії і розробки нових або розвитку існуючих методів, орієнтованих на резонансні схеми. Існуючі методи аналізу та математичні моделі резонансних перетворювачів самостійно дають змогу вирішувати задачі досліджень і розрахунків параметрів електромагнітних процесів переважно для окремих силових схем і алгоритмів комутації силових вентилів. Недостатньо уваги в публікаціях приділено узагальненню математичних моделей резонансних перетворювачів і врахуванню в математичних моделях різних алгоритмів комутації. Використання же узагальнених лінеаризованих математичних та динамічних моделей визначить поведінку широкого класу резонансних перетворювачів як передатних ланок систем авторегулювання. Теоретичні результати можуть бути уточнені експериментально-аналітичними методами дослідження. Отже подальший розвиток теорії резонансних перетворювачів шляхом розвитку узагальнених методів розрахунку процесів і створення математичних моделей, які дадуть змогу розраховувати статичні та динамічні характеристики, є складною і актуальною науково-прикладною проблемою.

**Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами.**  
Дослідження по темі дисертаційної роботи виконано на кафедрі комп'ютеризованих систем управління та на кафедрі суднових електроенергетичних систем Національного університету кораблебудування імені адмірала Макарова в рамках виконання 9 госпдоговірних робіт з підприємствами України та науково-дослідних робіт, які фінансувалися Міністерством освіти і науки України:

- НДР 1525, 2004-2007 рр., “Резонансні перетворювачі постійної напруги для живлення суднових систем автоматики та спеціальних систем” (№ДР 0104U003097, обл. №0207U002638);
- НДР 1628, 2007-2008 рр., “Напівпровідникові перетворювачі електроенергії з резонансними контурами для суднових електроустановок і систем автоматики” (№ДР 0107U000716, обл. №0209U002368);
- НДР 1713, 2009-2010 рр., “Суднові резонансні та квазірезонансні перетворювачі постійної напруги з фазовим та широтно-частотним регулюванням” (№ДР 0109U002219, обл. №0211U000585, інв. №0711 001616);
- НДР 1816, 2011-2012 рр., “Перетворювачі постійної напруги на основі резонансних інверторів для суднових систем автоматики та спеціальних систем” (№ДР 0111U002316, обл. №0213U000325, інв. №0713 001322);
- НДР 1895, 2013-2014 рр., “Розробка суднових систем генерації та перетворення електроенергії для підвищення енергоефективності та поліпшення електромагнітної сумісності” (№ДР 0113U000242, обл. №0215U007234, інв. №0715 005229);
- НДР 1993, 2015-2016 рр., “Розробка енергоефективних суднових автоматизованих систем генерації та перетворення електроенергії для підвищення якості електроенергії та поліпшення електромагнітної сумісності” (№ДР 0115U000304, обл. №0217U000573, інв. №0717 001575);
- НДР 2084, 2017-2018 рр., “Розробка енергоефективних суднових систем автоматизації процесів генерування й перетворення електроенергії та їх моделей



для покращення якості електроенергії та електромагнітної сумісності” (№ДР 0117U000346, обл. №0219U003422, інв. №0719 003454);

- НДР 2192, 2019- 2020 рр., “Розробка засобів покращення ефективності, якості електроенергії та електромагнітної сумісності в суднових електроенергетичних системах з напівпровідниковими перетворювачами електроенергії” (№ДР 0119U002104, обл. №0221U104219, інв. №0711 001616);

- НДР 2270, 2021-2022 рр., “Розробка засобів суднових систем генерації та перетворення електроенергії для підвищення енергоефективності та поліпшення електромагнітної сумісності” (№ДР 0121U112133).

Автор був відповідальним виконавцем вказаних держбюджетних науково-дослідних робіт і приймав безпосередню участь у їх виконанні. При виконанні науково-дослідних робіт автор розвинув експериментально-аналітичний метод дослідження характеристик резонансних перетворювачів, розробив розрахункові математичні моделі, дискретно-неперервний метод та метод суперпозиції для визначення статичних і динамічних характеристик резонансних перетворювачів. Брав участь у експериментальних роботах з виготовлення дослідних зразків перетворювачів, що були впроваджені у виробництво.

**Мета і завдання досліджень:** Метою дисертаційної роботи є розвиток теорії високочастотних перетворювачів параметрів електроенергії з резонансними контурами для підвищення ефективності аналізу електромагнітних процесів в їх силових схемах та поліпшення динамічних параметрів систем живлення з використанням резонансних перетворювачів як керованих об’єктів.

Для досягнення поставленої мети вирішено наступні задачі:

1. Огляд існуючих методів розрахунків параметрів електромагнітних процесів перетворювачів електроенергії та визначення можливостей аналізу процесів резонансних перетворювачів з врахуванням їх особливостей. Обґрунтування доцільності розвитку теорії резонансних перетворювачів.

2. Вдосконалення методу суперпозиції для аналізу та розрахунків параметрів електромагнітних процесів резонансних перетворювачів з врахуванням різної кількості джерел електроенергії і різних алгоритмів комутації вентилів.

3. Розробка лінеаризованої математичної моделі резонансного перетворювача для розрахунків параметрів стаціонарних режимів роботи і динамічних характеристик методом суперпозиції.

4. Розробка з використанням запропонованого методу суперпозиції динамічних моделей для визначення передатних функцій резонансних перетворювачів як об'єктів керування.

5. Комбінування методів суперпозиції і припасування розв'язків для подолання обмежень щодо аналізу процесів силової схеми і для розрахунків статичних і динамічних характеристик резонансних перетворювачів.

6. Визначення характеристик резонансних перетворювачів вдосконаленим експериментально-аналітичним методом для врахування теоретично не врахованих нелінійностей, визначення динамічних моделей і уточнення лінійних математичних моделей.

7. Експериментальна перевірка визначених статичних і динамічних характеристик резонансних перетворювачів з використанням розроблених методів та моделей, їх числові розрахунки та комп'ютерне моделювання.

**Об'єктом дослідження** є електромагнітні процеси у високочастотних напівпровідникових перетворювачах параметрів електроенергії з резонансними контурами.

**Предметом дослідження** є методи аналізу, математичні моделі та методики розрахунку електромагнітних процесів у напівпровідникових перетворювачах з резонансними контурами.

**Методи досліджень.** При вирішенні поставлених в дисертаційній роботі завдань використано теоретичні методи розрахунку лінійних електричних кіл при складенні диференційних рівнянь схем заміщення резонансного перетворювача, а саме теорія диференційних рівнянь при складенні рівнянь для підсхем резонансного перетворювача за класичним методом розрахунку перехідних процесів, методи неперервного і дискретного перетворення Лапласа для розв'язань диференційних рівнянь і для виводу передатних функцій, метод простору станів для створення систем диференційних рівнянь в компактних

формах математичних виразів і для символічних розрахунків в пакеті Matlab, запропонований метод суперпозиції для створення математичної моделі резонансного перетворювача, визначення розрахункових виразів сталого режиму і виразів узгодження фаз еквівалентних генераторів схеми заміщення, вдосконалений експериментально-аналітичний метод для уточнення нелінійностей силової схеми і для визначення уточнених передатних функцій резонансного перетворювача, метод структурних схем для створення структурних імітаційних моделей резонансного перетворювача, графоаналітичний метод для побудови і досліджень статичних характеристик резонансних перетворювачів при різних способах регулювання, метод припасування розв'язків для визначення рівнянь стаціонарних струмів контуру, структурне та схемне імітаційне моделювання перетворювачів в пакетах Matlab-Simulink, T-CAD і Electronics Workbench для експериментальної перевірки результатів теоретичних досліджень на проміжних етапах роботи, методи символічного та числового аналізу на комп'ютері з використанням спеціалізованих програмних пакетів MathCAD і Matlab для алгебраїчних перетворень виразів, для обробки результатів досліджень, для розрахунків характеристик і для побудови графіків.

**Наукова новизна** отриманих результатів полягає в наступному:

1. Вдосконалено метод суперпозиції для розрахунку електромагнітних процесів резонансних перетворювачів, який відрізняється новим підходом до визначення складових процесів на основі монотонних ступінчастих функцій і створення математичної моделі резонансного перетворювача, що враховує різні алгоритми комутації вентилів.

2. Вперше запропоновано нові дискретні динамічні моделі резонансного перетворювача, які відрізняються від відомих визначенням імпульсних функцій еквівалентної дискретної системи із перехідних функцій пасивної частини силової схеми і за допомогою яких отримано передатні функції резонансних перетворювачів як об'єктів керування.

3. Отримав подальший розвиток експериментально-аналітичний метод дослідження і визначення параметрів динамічної моделі резонансного перетворювача в частині суміщення в початковій експериментальній моделі передатних ланок на основі аналітичних виразів і структурних моделей підсхем на основі причинно-наслідкових зв'язків, що дало можливість врахування нелінійності елементів силової схеми.

4. Розроблено комбінований метод аналізу процесів резонансного перетворювача на основі суміщення принципів суперпозиції і припасування, з використанням якого шляхом побудови функцій квазіусталеного струму контуру отримано розрахункові вирази статичних характеристик для різних алгоритмів комутації і робочих областей регулюючих величин.

5. З використанням запропонованих методів та моделей визначено нові важливі залежності між регулюючими величинами, параметрами силових схем і вихідними величинами, які дали можливість узгодити фази еквівалентних генераторів з фазою коливань струму резонансного контуру і встановити умови подібності розрахованих процесів процесам реального резонансного перетворювача, а також побудувати сімейства його статичних та динамічних характеристик.

**Практичне значення отриманих результатів.** Використання вдосконаленого методу суперпозиції в порівнянні с класичним методом розрахунку як мінімум наполовину скоротило час для розрахунків процесів резонансних перетворювачів з врахуванням різної кількості джерел енергії та алгоритмів комутації вентилів. Представлення ЕРС еквівалентних джерел схеми заміщення резонансного перетворювача суперпозицією монотонних ступінчастих складових значно спростило побудову формул для розрахунків параметрів стаціонарних режимів. Врахування різних алгоритмів комутації вентилів в динамічних моделях досягнуто завдяки визначенню елементарних вхідних імпульсів і перехідних функцій багатополосників схем заміщення резонансних перетворювачів.

Новий підхід до розрахунку сталих значень перехідних процесів дав можливість визначити робочі області на полі вихідних параметрів резонансного перетворювача в залежності від параметрів елементів його силової схеми.

Вдосконалений експериментально-аналітичний метод дослідження моделей резонансного перетворювача використано для уточнення структур і параметрів динамічних моделей перетворювача з врахуванням нелінійностей характеристик елементів і для визначення коефіцієнтів налаштування регулятора системи керування.

Запропоновані математичні моделі типових підсхем резонансних перетворювачів, за допомогою яких створено ряд імітаційних моделей резонансних перетворювачів для експериментальних досліджень, можуть бути використаними в дослідницькій практиці та в навчанні для визначення динамічних моделей резонансних перетворювачів в цілому.

С застосуванням запропонованих математичних моделей було створено адаптивний цифровий регулятор резонансного перетворювача, з яким підвищено в 1,5 разів швидкість регулювання вихідних величин і збільшеними запасами стійкості по фазі в порівнянні з резонансним перетворювачем під керуванням автоматичного регулятора зі сталими параметрами.

Автоматичний регулятор має набір функцій приналежності, які забезпечують швидку відгук на великі відхилення і повільнішу відгук на малі відхилення для збереження стійкості регулювання в малому. Це є корисним при роботі з об'єктами керування з великою коливальністю, подібними до резонансних перетворювачів.

На основі запропонованих методів та моделей розроблено і впроваджено ряд високоефективних зразків резонансних перетворювачів. Зокрема, висковольтне джерело живлення для електростатичних технологій нанесення порошкових покриттів на основі резонансного перетворювача (ТОВ «Осціллон», м. Миколаїв); джерело живлення для стенду іспиту ізоляції на основі резонансного перетворювача (ТОВ «Інтер-Електро», м. Київ); система управління резонансним перетворювачем з нелінійним цифровим регулятором

(ТОВ «Елемент-Перетворювач», м. Запоріжжя). Матеріали дисертації впроваджено в навчальний процес НУК ім. адм. Макарова. Також результати дисертаційних досліджень використано при виконанні 9 держбюджетних науково-дослідних робіт НУК ім. адмірала Макарова.

**Особистий внесок здобувача.** Всі основні результати роботи, які виносяться на захист, отримані здобувачем самостійно. В роботі автором особисто виконано наступне: викладено обґрунтування теми досліджень; проведено аналіз процесів резонансних перетворювачів; створено метод суперпозиції для побудови математичних моделей резонансних перетворювачів; побудовано математичну модель резонансного перетворювача; побудовано динамічні моделі резонансного перетворювача; розвинуто експериментально-аналітичний метод стосовно дослідження динаміки резонансних перетворювачів; визначено нові закономірності, що дають можливість розрахувати характеристики резонансних перетворювачів; розраховано статичні та динамічні характеристики; виконано імітаційне моделювання силових схем резонансних перетворювачів, проведено натурні експерименти з лабораторними зразками резонансних перетворювачів. Внесок здобувача в роботи, які було опубліковано в співавторстві, конкретизовано в списку публікації здобувача по темі дисертації.

**Апробація результатів дисертації.** Основні наукові теоретичні та практичні результати дисертаційних досліджень доповідалися та обговорювалися на 15 міжнародних науково-технічних конференціях: Всеукраїнська науково-технічна конференція з міжнародною участю «Проблеми автоматики та електрообладнання транспортних засобів ПАЕТЗ-2007», Миколаїв, 2007; Всеукраїнська науково-технічна конференція студентів, аспірантів і молодих вчених з міжнародною участю «Інформаційно-керуючі системи і комплекси ІКСК-2008», Миколаїв, 2008; Міжнародна науково-технічна конференція «Інновації в суднобудуванні та океанотехніці», Миколаїв, 2010; Всеукраїнська науково-технічна конференція з міжнародною участю «Проблеми електрообладнання та автоматики транспортних засобів ПАЕТЗ-2013», Миколаїв, 2013; Міжнародна науково-технічна конференція «Інновації в

суднобудуванні та океанотехніці», Миколаїв, 2014; Всеукраїнська науково-технічна конференція з міжнародною участю «Проблеми електрообладнання та автоматики транспортних засобів ПАЕТЗ-2014». Миколаїв, 2014; Всеукраїнська науково-технічна конференція з міжнародною участю "Автоматика та електротехніка-2014", Миколаїв, 2014; Міжнародна науково-технічна конференція «Інновації в суднобудуванні та океанотехніці», Миколаїв, 2015; Міжнародна науково-технічна конференція «Інновації в суднобудуванні та океанотехніці», Миколаїв, 2021; Міжнародна науково-технічна конференція «Інновації в суднобудуванні та океанотехніці», Миколаїв, 2022; Міжнародна науково-технічна конференція «2021 IEEE 3rd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)», Київ, 2021; Міжнародна науково-технічна конференція «2022 IEEE 3rd KhPI Week on Advanced Technology», Київ, 2022, Всеукраїнська науково-технічна конференція з міжнародною участю «Сучасні проблеми автоматики та електротехніки» СПАЕ-2023.

**Публікації.** Результати дисертації опубліковано у 62 наукових роботах, у тому числі: 2 монографіях, 2 навчальних посібниках з грифом МОН України, 34 статтях у наукових фахових виданнях України, 9 патентів України на корисні моделі, 15 у матеріалах наукових конференцій, серед яких 7 робіт включено до міжнародної наукометричної бази Scopus і в т. ч. 3 видання включено до міжнародної наукометричної бази Web of Science.

**Структура та обсяг дисертації.** Дисертаційна робота складається з анотації двома мовами, вступу, 7 розділів, висновків, списку використаних джерел та додатків. Повний обсяг дисертації становить 405 сторінок, у тому числі: 335 сторінок основного тексту, 253 найменування використаних джерел на 27 сторінках, 3 додатків на 6 сторінках. Основний текст дисертації містить 135 ілюстрацій та 17 таблиць.

# РОЗДІЛ 1

## АКТУАЛЬНІ ПИТАННЯ ПОБУДОВИ МАТЕМАТИЧНИХ МОДЕЛЕЙ РЕЗОНАНСНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ

### 1.1. Постановка проблеми дослідження і аналіз публікацій

Аналітичні методи визначення характеристик резонансних перетворювачів передбачають створення математичних моделей, призначених для конкретних алгоритмів комутації чи способів регулювання вихідних величин. Зазвичай математичні моделі перетворювачів є справедливими тільки для тих алгоритмів комутації, для яких вони були створені. Алгоритми комутації вентилів можуть примусово задаватися системами управління, або встановлюватися природнім чином за ходом електромагнітних процесів і логікою роботи схеми.

Проблема дослідження полягає в тому, що при зміні алгоритму комутації вентилів для опису електромагнітних процесів перетворювача треба відповідно змінювати існуючу математичну модель або створювати нову модель. І коли постає задача визначення впливів змін алгоритмів комутації на характеристики або на вихідні параметри перетворювачів, теоретичне дослідження резонансного перетворювача ускладнюється декількома математичними моделями. Результати розрахунків за різними математичними моделями можуть розходитися внаслідок різних припущень. Тому доцільно розробити і використовувати єдиний підхід для розв'язання систем рівнянь, що описують процеси при різних послідовностях комутації вентилів. Одним зі способів вирішення цієї проблеми є використання експериментально-аналітичних методів. Комп'ютерне моделювання може давати достатньо точні результати чисельних розрахунків для конкретних схем і алгоритмів їх роботи, але встановлення загальних закономірностей потребує багато часу на експерименти і обробку їх результатів. Потрібен узагальнений метод розрахунку характеристик резонансних перетворювачів для різних алгоритмів комутації з математичними моделями, які в значній своїй частині будуть подібними одна до одної. Це, очевидно, спростить аналітичні



дослідження характеристик резонансних перетворювачів при зміні алгоритмів комутації вентилів і дасть можливість встановити загальні закономірності та математичні формули, що справедливі для широкого класу схем перетворювачів.

Супутньою науковою задачею в цьому сенсі є визначення раціонального співвідношення між теорією і експериментом в галузі дослідження та розробок резонансних перетворювачів. Визначення загальних теоретичних результатів шляхом математичних викладень доповнюється чисельним аналізом при визначенні частинних особливостей конкретних схем в ході дослідження або проектування резонансних перетворювачів. Вдосконалення методів аналізу перетворювачів тому і полягає в визначенні нових компактних виразів математичних залежностей, що описують процеси в силових схемах резонансних перетворювачів та систем живлення, також в визначенні доцільного ступеню припущень щодо ідеалізації силових схем перетворювачів або спрощень їх схем заміщення, які можуть бути уточнені чисельними розрахунками і моделюванням. Розробка математичних моделей резонансних перетворювачів вирізняється серед типових задач такої ж спрямованості в систематизації елементів математичних моделей згідно принципу від простого до складного і від загального до частинного. Даний підхід буде сприяти узагальненню математичних моделей, які можуть бути використані в дослідженнях та проектуванні.

Розрахункові методи з теорії електричних кіл, такі, як метод контурних струмів, метод вузлових потенціалів, еквівалентного генератора тощо, широко використовуються для створення математичних моделей і для визначення аналітичних залежностей між величинами, що характеризують процеси імпульсних перетворювачів, зокрема резонансних перетворювачів. Представлені в багатьох роботах [11-13] розрахунки, як правило, відповідають конкретним схемам і алгоритмам комутації вентилів. В більш узагальнених роботах [14-16] наведено порівняльний аналіз характеристик декількох схем перетворювачів, а, наприклад, в роботах [17, 18] представлені для порівняння схеми та принципи дії резонансних перетворювачів. Коли пояснюється принцип дії тієї чи іншої схеми резонансного перетворювача, наводяться вирази закономірностей для конкретної

схеми і алгоритму комутації. Огляд відкритих публікації показав нерозповсюдженість відомостей щодо загальних підходів до розрахунку схем резонансних перетворювачів. Відсутні методи побудови математичних моделей резонансних перетворювачів, які можуть охоплювати декілька алгоритмів комутації вентилів. Можна виділити декілька аспектів використання методу суперпозиції в електроенергетиці та в перетворювальній техніці, які дадуть можливість визначитися з технікою використання цього методу в теорії резонансних перетворювачів. Тому доцільно більш ретельно розглянути присутність методу суперпозиції як узагальненого розрахункового методу в наукових публікаціях за тематикою електрозабезпечення та з перетворювальної техніки.

Використання методу суперпозиції в аналізі процесів в електромережах та в енергосистемах обумовлюється лінійністю їх схем заміщення і дією багатьох подібних один до одного еквівалентних генераторів електроенергії, серед яких деякі генератори можуть імітувати дію споживачів електроенергії. В роботі [19] представлено модифікований метод суперпозиції, що використовується для аналізу гармонік електромереж і встановлення розподілу джерел гармонічних викривлень та долі внесень в картину викривлень постачальника і споживача електроенергії. На основі цього аналізу визначаються міри відповідальності сторін за порушення норм по якості електроенергії. Оскільки це в тому числі і фінансове питання, можна вважати, що автори достатньо обґрунтували ефективність розрахунків методом суперпозиції при вирішенні даної задачі. В даному прикладі [19] проілюстровано аспект розділення процесу на складові для подальшого складання результатів розрахунків. Автори використовували суперпозиції для аналізу рівнів гармонік, умовно розділяючи генеровані напруги та струми схеми заміщення електромережі на складові.

Для визначення втрат енергії в електромережах теж раціонально використовувати метод суперпозиції. Він дає можливість розраховувати втрати енергії окремо для кожного джерела. В роботі [20] представлено дослідження розподілу втрат під час передавання електроенергії в нерегульованих

енергосистемах. Також представлена новизна в цій галузі двох методів, а саме методу суперпозиції та методу пропорційного дерева (*PTM*). На основі певних припущень виконується ряд симуляцій, щоб порівняти їхню продуктивність і перевірити правильність кожного методу. Цей аспект аналогічно попередньому прикладу ілюструє розкладання процесів втрат на складові. Використання методу суперпозиції забезпечує незалежний аналіз кожної складової процесів.

Цікавим прикладом використання методу суперпозиції є структурний аспект – розкладання схеми заміщення електромережі на різні стани [21], коли аналізується суперпозиції процесів двох станів схеми заміщення мережі і в результаті визначаються процеси в третьому стані. В цій статті пропонується новий метод розрахунку, що базується на принципі суперпозиції. Мережа живлення з обривом фази еквівалентна накладенню стану відключення до пошкодження мережі та додаткового стану короткого замикання мережі. Після розрахунку двох станів та відповідно накладення отриманих результатів може бути одержана формула розрахунку кількості електроенергії в мережі з обривом фази. Це аналогічно методу еквівалентного генератора, коли на основі параметрів холостого ходу і короткого замикання визначаються параметри еквівалентного генератора і на їх основі вираховуються вихідні параметри схеми для довільного навантаження або опору певного ланцюга схеми заміщення. Розраховуються два види несправності при роботі з розімкнутою фазою: коли несправність виникає на несправній фазі та коли виникає на справній фазі. Отримано формулювання післяаварійних електричних величин. Численні приклади та результати моделювання за допомогою *PSCAD* демонструють, що запропонований метод має хорошу ефективність та здійсненність.

Далі розглянуто особливості використання методу суперпозиції в перетворювальній техніці, зокрема для розрахунків параметрів процесів в резонансних перетворювачах. Наступним аспектом методу суперпозиції є формування процесу шляхом суперпозиції складових сигналів. В цій статті [22] визначаються початкові фази складових вихідної напруги резонансного інвертора для найефективнішого використання напруги живлення індуктивного

зарядного пристрою. Пропонується багаточастотний багатоамплітудний (*MFMA*) метод модуляції накладенням. Цей метод накладає кілька частотних сигналів, а потім порівнює синтезований сигнал з високочастотною трикутною несучою для виведення прямокутного сигналу напруги, що містить таку інформацію, як частота та амплітуда попереднього вихідного сигналу. Крім того, пропонується алгоритм фазової оптимізації, тобто заснований на запропонованому методі модуляції суперпозиції *MFMA*, коефіцієнт використання постійної напруги системи покращується за рахунок розумного регулювання початкової фази кожної частоти. Результати моделювання та експериментів доказують, що запропонований метод може видавати принаймні чотири складові з різними частотами одночасно з використанням одного інвертора, ефективно зменшуючи потужність передавача і сумісність з діапазоном частот декількох стандартів заряджання. Запропонована оптимізація фазового зсуву значно впливає на поліпшення використання постійної напруги зі збільшенням коефіцієнту використання на 44,88%. Отже, оптимальне накладення похідних коливань дає можливість мінімізувати їх суму і збільшити можливості індуктивного зарядного пристрою.

Наступний аспект – це теж розкладання процесу на складові. Резонансні перетворювачі *CLLC* можуть реалізовувати двонаправлений потік потужності і м'яке перемикання силових вентилів та широко використовуються в зарядці електромобілів і мікромережах постійного струму. На відміну від попереднього з суперпозиціями окремо сформованих сигналів в роботі [23] можливе розкладання процесів в резонансному контурі перетворювача на ортогональні складові для розрахунків статичних характеристик резонансного перетворювача. У цій статті вдосконалено метод моделювання статичних режимів роботи схеми *CLLC* резонансного перетворювача. Оскільки змінна стану контуру резонансного перетворювача містить високочастотні компоненти перемикання, а середнє значення кожного періоду перемикання дорівнює нулю, умова припущення малих пульсацій у традиційному методі простору станів з усередненням не може бути виконана. Тому у цій статті вдосконалено

традиційний метод розширеної функції опису (*EDF*), і відповідні змінні стану представлені суперпозицією компонентів синуса та косинуса, а для кожної змінної стану береться зважене середнє значення змінних для кожного режиму.

У теорії систем управління [24, 25] метод описуючої функції (*DF*), розроблений Миколою Митрофановичем Криловим і Миколою Боголюбовим у 1930-х роках [26] і розширений Ральфом Кохенбургером [27], є наближеною процедурою для аналізу певних нелінійних задач керування. Він заснований на квазілінеаризації, яка є апроксимацією досліджуваної нелінійної системи за допомогою лінійної незмінної в часі (*LTI* – *Linear Time-Invariant*) функції передавання, яка залежить від амплітуди вхідного сигналу. За визначенням, передатна функція справжньої системи *LTI* не може залежати від амплітуди вхідної функції, оскільки система *LTI* є лінійною. Таким чином, ця залежність від амплітуди породжує сімейство лінійних систем, які об'єднуються в спробі вловити характерні особливості поведінки нелінійної системи. Функція опису є одним із небагатьох широко застосовуваних методів проектування нелінійних систем і дуже широко використовується як стандартний математичний інструмент для аналізу граничних циклів у контролерах із замкнутим контуром, таких як засоби керування промисловими процесами, сервомеханізми та електронні генератори.

У випадку, коли частота перемикавання менша за резонансну частоту, з метою спрощення процесу розрахунку сталого значення змінної стану в моделюванні та збереження високої точності в той же час, у [28] пропонується оптимізація методу розрахунку змінної стану. Якщо еквівалентне вихідне навантаження впливає на вхідну інформацію про частоту перемикавання та резонансну частоту, то функція вихідної напруги спрощується та уточнюється, щоб отримати точніші параметри вихідного еквівалентного навантаження. Після цього отримується оптимізована модель *FHA*, яка має таку ж спрощену структуру, що й відомий метод фундаментальної гармонічної апроксимації (метод *FHA*) [29]. Також вирішується проблема низької точності розв'язку величин стану, коли перетворювач працює в умовах недорезонансу. Нарешті,

теоретичний аналіз і порівняння перевіряються шляхом моделювання та експериментів.

Метод першої гармоніки (*FHA* перше гармонічне наближення англ.) – це метод моделювання, яка використовується для аналізу параметрів резонансних перетворювачів електроенергії. Припущення полягає в тому, що в передаванні електроенергії беруть участь лише перші гармоніки сигналів. Спеціально для відомого *LLC*-резонансного перетворювача метод першої гармоніки стає неточним, коли перетворювач працює значно нижче резонансу послідовного резонансного контуру. В основному це спричинено нелінійністю вихідних випрямлячів, яка не враховується у даному методі. Таким чином, метод першої гармоніки можна застосовувати для аналізу головним чином номінальних режимів перетворювачів при роботі на частотах близьких до резонансної частоти. В широкому діапазоні навантажень та робочих частот результати застосування даного методу є недостатньо точними. Більш точна методика моделювання, застосована в інструменті *Matlab Zinuzz*, доступна з [www.zeonpowertec.com](http://www.zeonpowertec.com), демонструє відхилення між методом першої гармоніки та точним розрахунком.

Таким чином, в публікаціях простежуються принаймні три аспекти використання методу суперпозиції в галузях теорії електроенергетики та перетворювальної техніки:

- розділення процесів на складові з послідовними розрахунками вихідних величин для кожної складової і складанням результатів;
- формування процесів шляхом суперпозиції оптимізованих складових, які були сформовані окремо одна від одної;
- структурний аспект, коли шляхом сполучення розрахунків для двох або більшої кількості структурних станів схеми визначаються параметри додаткового стану схеми заміщення.

## **1.2. Огляд методів, прийнятних для аналізу процесів резонансних перетворювачів**

### **1.2.1. Особливості методів досліджень перетворювачів**

Загальна класифікація методів досліджень розрізняє теоретичні і експериментальні методи дослідження перетворювачів, а також експериментально-аналітичні методи, до яких можна віднести і популярні комбіновані методи моделювання перетворювачів. Очевидно, що раціональною стратегією досліджень резонансних перетворювачів є використання декількох методів, або їх комбінації, коли на різних стадіях досліджень результати, отримані одним методом, перевіряються за допомогою інших методів. Тому вибір найбільш прийнятних методів досліджень резонансних перетворювачів передбачає визначення дуальних методів, які дадуть можливість отримати бажані результати іншим способом і підвищити довірливість результатів. Охарактеризуємо коротко методи дослідження резонансних перетворювачів:

1. Числові методи засновані на наближених способах рішень диференційних та алгебраїчних рівнянь. Результатами чисельних розрахунків є конкретні значення величин або масиви чисельних даних, які описують процеси чи характеристики схем. Перевагою чисельних методів є застосовність до детермінованих і недетермінованих вхідних величин, можливість розрахунків з нелінійними і нестационарними елементами схеми, з особливими умовами, що залежать від ходу розв'язання. Числові методи добре підходять для розрахунків процесів змінного характеру, як, наприклад, перехід між режимами неперервних і переривчастих коливань. Недоліками чисельних методів є трудомісткість аналізу, неочевидність закономірностей, низька наочність отримання результатів і складність розповсюдження результатів на подібні задачі.

2. Графоаналітичні методи аналізу і розрахунків використовують геометричні побудови і графічні залежності для визначення розрахункових величин та для побудови розрахункових формул. Перевагами графоаналітичних методів є наочність отримання результатів, можливість встановлення неочевидних закономірностей процесів коливальних систем, до яких відносяться резонансні

перетворювачі. Геометричні залежності відповідають залежностям між керуючими величинами і параметрами коливань. Траєкторії процесів на фазовій площині дають можливість судити про поведінку резонансних перетворювачів. Основним недоліком графоаналітичного методу є зниження точності розрахунків при наявності в силових схемах резонансних перетворювачів суттєво нелінійних елементів, які не описуються вентильними моделями.

3. Аналітичні методи засновано на аналітичних виразах функціональних залежностей, на алгебраїчних і диференціальних рівняннях. В якості вхідних функцій розглядаються детерміновані функції струмів і напруг. Схеми перетворювачів теж розглядаються як детерміновані системи. Випадкові складові за необхідності представляються як статистичні залежності, які можна трактувати як детерміновані образи випадкових величин. Перевагою аналітичних методів є визначення узагальнених закономірностей у вигляді компактних формул. Недоліком аналітичних методів є складність врахування багатьох вхідних даних і параметрів. Тому в аналітичних методах зазвичай використовуються припущення для спрощення математичних моделей резонансних перетворювачів і визначення найбільш значущих результатів.

4. Експериментально-аналітичні методи досліджень дадуть можливість розповсюдити результати експериментів на подібні задачі шляхом визначення закономірностей на основі обробки експериментальних даних. Альтернативним індуктивним підходом є побудова узагальнених математичних моделей резонансних перетворювачів з використанням експериментально-визначених моделей окремих нелінійних складових схеми. В результаті визначаються математичні моделі, наближені до реального резонансного перетворювача.

5. Комбіновані методи поєднують числові і аналітичні дослідження з експериментами. Раціональне співвідношення теоретичних виводів та чисельних розрахунків на ЕОМ закладається в математичні моделі резонансних перетворювачів, що описуються символічними формулами і алгоритмами. Такий підхід є вже стандартом досліджень резонансних перетворювачів.



### 1.2.2. Взаємне доповнення методів аналізу резонансних перетворювачів

Всі загальні методи розрахунку електричних кіл із теорії електротехніки [30] використовуються для побудови рівнянь математичних моделей і розрахунків силових схем перетворювачів. Результатами їх застосування є розраховані величини напруг і струмів елементів силових схем перетворювачів за певних умов роботи. На основі загальних методів із теорії електротехніки створюються специфічні теоретичні і експериментально-теоретичні методи розрахунку і дослідження перетворювачів електроенергії. Відомі теоретичні методи аналізу перетворювачів, такі, як метод гармонічної лінеаризації, метод першої гармоніки, спектральні методи, методи обвідних коливань, методи фазової площини, методи функціональних перетворень, статистичні методи тощо, застосовуються для отримання розрахункових формул, для визначення характеристик або для побудови математичних моделей перетворювачів. Але вони мають певні обмеження, для подолання яких доцільно підбирати дуальні методи досліджень.

**Дуальність методів** [36 (с.83)] полягає в подібності або взаємному доповненні підходів до аналізу резонансних перетворювачів в різних аспектах вирішення задач, до яких можна віднести аналіз процесів в часовому і в частотному просторах, в статичних і в динамічних режимах роботи перетворювача, неперервні або дискретні математичні моделі. Дуальність методів відкриває можливість вибору прийнятних методів при суттєвих змінах похідних умов, які призводять до погіршення точності результатів аналізу і розрахунків, отримуваних одним методом. Особливостями вибору теоретичних методів є врахування принципів роботи схем перетворювачів, вірогідних режимів роботи і характеристик елементів перетворювальних схем.

Принципи роботи резонансних перетворювачів можна описати алгоритмами комутації ключів і ходом процесів силових схем. З точки зору вибору методів аналізу процесів важливими є загальні критерії принципів роботи, що визначаються за відношенням найбільшої та найменшої значимих постійних часу схеми перетворювача, за наявністю розривної комутації і за

кількістю та видами окремих підсхем силових схем, що створюються в результаті комутації активних елементів. В даний час більшість високочастотних перетворювачів електроенергії використовують в роботі розривну комутацію кіл за допомогою силових ключів. Комутаційні зміни можна виразити комбінаторним критерієм – мінімальною кількістю комутацій кіл за допомогою силових ключів (зімкнення або розімкнення), потрібних для переходу від однієї підсхеми до іншої. Очевидно, що схеми індуктивно-ємнісних перетворювачів і інших перетворювачів з плавно-керованими елементами (магнітні підсилювачі) можуть вважатися незмінними, тобто характеризуються відсутністю комутаційних змін в процесі роботи. Схеми перетворювачів матричних типів утворюють різні комбінації з'єднання джерел живлення і споживача з елементами схеми перетворювачів і характеризуються значними комутаційними змінами – кількістю елементарних комутацій за один робочий цикл.

Для схем перетворювачів з незначними комутаційними змінами і з наявністю прямого енергетичного зв'язку між входом живлення і виходом навантаження, добре підходять методи, основані на представленні перетворювача у вигляді фільтру або передатної ланки з використанням принципів суперпозиції (накладання) [36 (с.144)]. Для короткості будемо називати ці методи **методами суперпозиції**.

Для схем перетворювачів з суттєвими комутаційними змінами і без прямого енергетичного зв'язку між входом і виходом (наприклад, перетворювачі з дозованим передаванням енергії), підходять методи аналізу і розрахунків з принципами послідовного формування рішень, коли розрахунки ведуться для окремих відрізків часу з постійними в цих відрізках структурами силової схеми. Даний метод носить назву **метода припасування**.

Концепції методів суперпозиції і припасування на рис.1.1 і рис.1.2 є дуальними з точки зору представлення процесів. Згідно з принципом суперпозиції об'єкт на рис.1.1 – силова схема резонансного перетворювача (ССРП) з декількома еквівалентними джерелами Д1-ДN, в результаті аналізу представляється сукупністю подібних силових схем з одним еквівалентним

джерелом кожна. Еквівалентні джерела Д1-ДN можуть замінювати в тому числі джерело живлення і навантаження резонансного перетворювача. При цьому силова схема ССРП повинна мати постійну структуру і вважатися лінійною, якщо виконуються необхідні умови лінеаризації і є справедливими припущення щодо незмінності її структури.

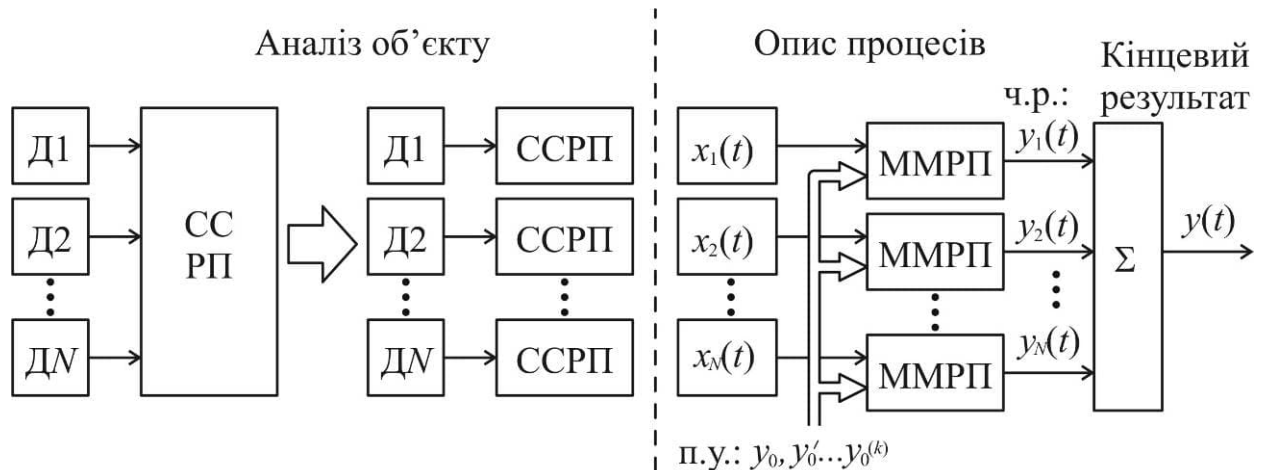


Рис.1.1. Концепція методу суперпозиції: Д1-ДN – джерела струмів або напруг, ССРП – силова схема резонансного перетворювача, ММРП – математична модель резонансного перетворювача, п.у. – початкові умови, ч.р. – частинні результати

В концепції методу суперпозиції на рис.1.1 процес  $x_1(t), x_2(t), \dots, x_N(t) \rightarrow y(t)$ , викликаний  $N$  вхідними величинами, розбивається на  $N$  одночасних паралельних процесів  $x_1(t) \rightarrow y_1(t)$ ,  $x_2(t) \rightarrow y_2(t)$ ,  $\dots, x_N(t) \rightarrow y_N(t)$ , викликаних кожною вхідною величиною окремо. Кінцевий результат визначається шляхом складання частинних результатів розрахунків  $y(t) = y_1(t) + y_2(t) + \dots + y_N(t)$ . Розрахунки паралельних процесів ведуться з єдиною математичною моделлю резонансного перетворювача (ММРП) і єдиним набором початкових умов  $y_0, y_0', \dots, y_0^k$ . Метод суперпозиції добре підходить для аналізу резонансних перетворювачів з цілісним характером коливань і цілісною структурою силової схеми. Тобто, коли коливання в резонансних контурах не перериваються протягом цілих робочих циклів і схему заміщення резонансного перетворювача можна побудувати на основі незмінної пасивної частини з

підключеними до неї еквівалентними джерелами, що заміщують ключі з джерелами живлення і з навантаженням.

В концепції методу припасування на рис.1.2 силова схема резонансного перетворювача ССРП представляється як сукупність підсхем ПС1-ПС $N$ , що послідовно утворюються в результаті комутації ключів протягом робочого циклу. Комутаційні процеси при цьому вважаються настільки швидкоплинними, що їх можна вважати миттєвими. Робочий цикл складається з декількох частин  $T = T_1 + T_2 + \dots + T_N$ .

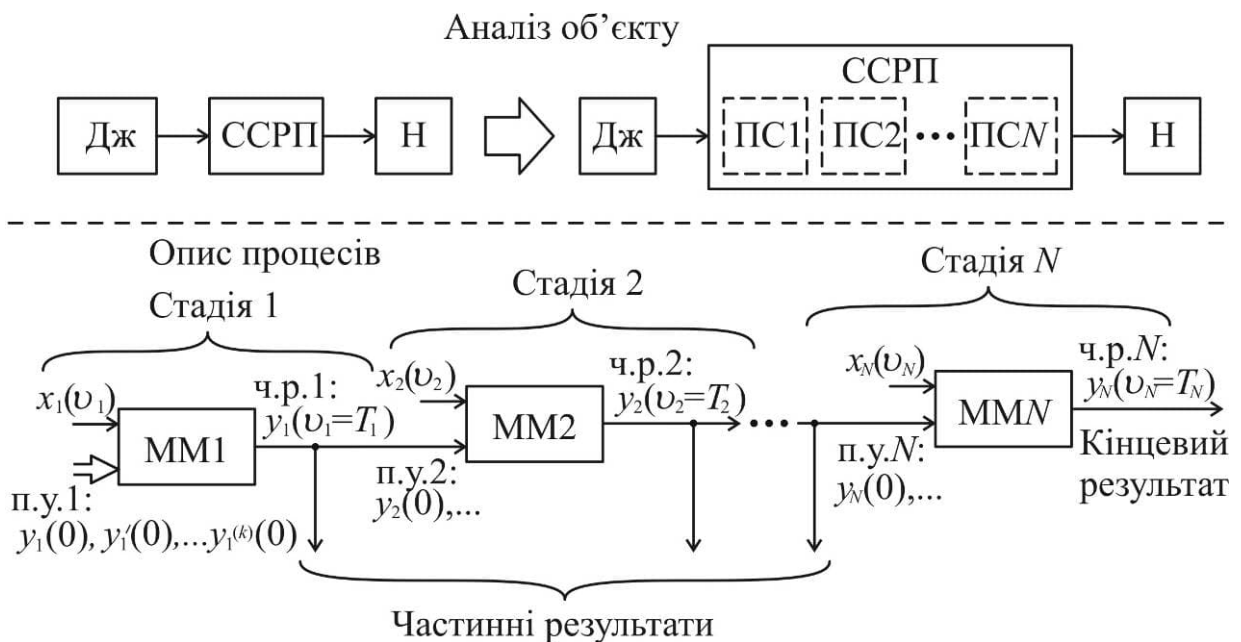


Рис.1.2. Концепція методу припасування: Дж – джерело живлення, ССРП – силова схема резонансного перетворювача, Н – навантаження, ПС1-ПС $N$  – підсхеми, що утворюються в результаті комутації ключів схеми, ММ1-ММ $N$  – математичні моделі перетворювача на різних стадіях процесів, п.у.1-п.у.  $N$  – початкові умови, ч.р.1-ч.р. $N$  – частинні результати

Для кожної з підсхем створюються власні математичні моделі ММ1-ММ $N$ . Процеси схеми  $x_1(t), x_2(t), \dots, x_N(t) \rightarrow y(t)$  відповідно розбиваються на  $N$  послідовних стадій з почергово протікаючими процесами  $x_1(v_1) \rightarrow y_1(v_1)$ ,  $x_2(v_2) \rightarrow y_2(v_2), \dots, x_N(v_N) \rightarrow y_N(v_N)$  з однією або декількома локальними вхідними величинами в кожній стадії  $x_1(v_1) \dots x_N(v_N)$ , де  $v_1 \dots v_N$  і  $T_1 \dots T_N$  – локальні часи і довжини кожної стадії. Таким чином, частинні результати розрахунків процесів на кожній попередній стадії процесів є початковими

умовами наступної стадії:  $y_2(0) = y_1(T_1), \dots, y_N(0) = y_{N-1}(T_{N-1})$ . Кінцевий результат визначається на останній стадії розрахунків  $y(T) = y_N(T_N)$ .

Метод припасування підходить для аналізу резонансних перетворювачів з неперервними і з переривчастими резонансними коливаннями. На відміну від відомих квазірезонансних перетворювачів з резонансними процесами на частинах напівперіодів коливань, процеси резонансних перетворювачів мають коливальний характер протягом цілих напівперіодів або протягом кратних ним відрізків часу. Переривчасті резонансні коливання виникають в двох випадках. По-перше при деяких алгоритмах комутації в схемах, які можуть працювати з і неперервними резонансними коливаннями. Наприклад, при комутації в нулі струму можна формувати цілі напівхвилі з безструмовими паузами між ними при частотному регулюванні потужності нижче резонансної частоти. По-друге в схемах зі змінною структурою, в яких протягом робочого циклу утворюються резонансні і нерезонансні підсхеми. Це, наприклад, резонансні перетворювачі класу E, в яких резонансні напівхвилі струму перемежуються з періодами лінійного намагнічування дроселя.

В першому випадку, при утворенні переривчастих резонансних коливань, для аналізу процесів можна застосовувати як метод суперпозиції, так і метод припасування. При прийнятті необхідних припущень щодо незмінності структури і лінійності схеми застосовним є метод суперпозиції. Якщо вказані припущення неприйнятні, слід використовувати метод припасування. В другому випадку для аналізу підходить метод припасування в концепції на рис.1.2.

Отже можна констатувати, що метод суперпозиції підходить для аналізу більшості резонансних перетворювачів за виключенням деяких типів. Метод припасування можна застосовувати практично для всіх резонансних перетворювачів. Але метод суперпозиції в порівнянні з методом припасування дає можливість побудувати більш узагальнені математичні моделі, що буде показано в подальших розділах. Обидва методи реалізують розбиття досліджуваної системи на паралельні складові в просторі вхідних і вихідних координат або на послідовні складові в часовому просторі, добре доповнюючи

один одного. Тому обидва методи можуть поєднуватися в цілісній математичній моделі резонансного перетворювача з врахуванням змінної структури силової схеми.

В залежності від вірогідних робочих режимів розглядають процеси для сталого режиму, перехідного режиму або режиму стаціонарних коливань. Параметри сталих режимів можна розглядати як граничні стадії перехідних режимів. В такому разі аналіз базується на одному методі і на його основі можна побудувати динамічну і статичну моделі резонансного перетворювача. Перехідні і коливальні режими розрізняються в свою чергу на режими з малими змінами величин, коли перетворювач може вважатися лінійним, і режими з великими змінами, коли нелінійностями передатних характеристик резонансного перетворювача неможна зневажати, або коли він змінює поведінку, тобто знаходиться послідовно в різних робочих режимах.

Характеристики елементів схем задаються у вигляді функціональних залежностей між умовно вхідною і вихідною величинами, параметрами елемента, часом, і збурюючими величинами. Елементи з вираженою нелінійністю, коли крутизна передатної характеристики може змінюватися більше ніж на порядок, представляються у вигляді так званих вентильних моделей – схем заміщення з ідеальними ключами. В розрахунках такі елементи описуються за допомогою комутаційних функцій.

### 1.2.3. Дуальність резонансних осциляторів

Резонансні контури є специфічною складовою силових схем резонансних перетворювачів. В деяких варіантах схем резонансні контури створюються спеціально з зосереджених індуктивностей та ємностей, або в інших варіантах в якості індуктивностей і ємностей резонансних контурів (резонансних елементів) використовуються паразитні параметри силових компонентів схеми. **Резонансний осцилятор** в моделі заміщення перетворювача – це схема з резонансним контуром і з підключеними до нього одним або декількома генераторами змінної напруги чи струму. Контур вважається резонансним, якщо

його перехідна характеристика є коливальною. Резонансний осцилятор є найпростішою схемною моделлю резонансного інвертора. Під дією напруги чи струму генератора в осциляторі виникають коливання. При зміні робочої частоти генератора можна спостерігати резонансні явища зміни амплітуди коливань. Відомо, що паралельний резонансний контур є дуальним по відношенню до послідовного резонансного контуру [31, 36]. Послідовний резонансний осцилятор приводиться в дію джерелом напруги, а паралельний – джерелом струму (табл.1.1). В цих схемах аналогічними змінними для напруг і струмів є відповідно струми та напруги. Закон Ома для послідовного контуру має вигляд

$$u_g(s) = u_C(s) + u_L(s) + u_R(s) = i_g(s) \cdot Z_{\text{пос}}(s), \quad (1.1)$$

де  $Z_{\text{пос}}(s) = (1/(s \cdot C) + s \cdot L + R)$  – операторний опір послідовного контуру,  $s = \sigma + j \cdot \omega$  – оператор Лапласа,  $\sigma$  – коефіцієнт затухання,  $j$  – уявна одиниця,  $\omega$  – кругова частота. Закон струмів Кірхгофа для паралельного контуру має аналогічний за формою вид

$$i_g(s) = i_C(s) + i_L(s) + i_R(s) = u_g(s) \cdot Y_{\text{пар}}(s), \quad (1.2)$$

де  $Y_{\text{пар}}(s) = (s \cdot C + 1/(s \cdot L) + 1/R)$  – операторна провідність паралельного контуру.

Таблиця 1.1. Дуальність резонансних осциляторів

Пос.		$u_g$	$u_L$	$u_C$	$u_R$	$i_g$	$\frac{1}{s \cdot C}$	$s \cdot L$	$R$	$\frac{Y_{\text{пос}}(s)}{Z_{\text{пос}}(s)}$
Пар.		$i_g$	$i_L$	$i_C$	$i_R$	$u_g$	$s \cdot C$	$\frac{1}{s \cdot L}$	$\frac{1}{R}$	$\frac{Z_{\text{пар}}(s)}{Y_{\text{пар}}(s)}$

Якщо порівняти формули (1.1) і (1.2), можна бачити, що аналогічними параметрами для операторного опору є відповідні параметри операторної провідності. Вхідний струм для послідовного контуру дорівнює

$$i_g(s) = u_g(s) \cdot Y_{\text{пос}}(s), \quad (1.3)$$

а вхідна напруга для паралельного контуру дорівнює

$$u_g(s) = i_g(s) \cdot Z_{\text{пар}}(s), \quad (1.4)$$

де  $Y_{\text{пос}}(s) = Z_{\text{пос}}^{-1}(s)$ ,  $Z_{\text{пар}}(s) = Y_{\text{пар}}^{-1}(s)$  – операторна провідність послідовного контуру і операторний опір паралельного контуру, які живляться від генератора напруги і генератора струму. В даних конфігураціях резонансних осциляторів не виникають безкінечні значення струмів і напруг контурів при ступінчастих функціях генераторів. Вхідна операторна провідність послідовного контуру має вигляд

$$Y_{\text{пос}}(s) = \frac{1}{R} \cdot \frac{2 \cdot \xi_{\text{пос}} \cdot \tau_0 \cdot s}{\tau_0^2 \cdot s^2 + 2 \cdot \xi_{\text{пос}} \cdot \tau_0 \cdot s + 1} \quad (1.5)$$

і вхідний операторний опір паралельного контуру дорівнює

$$Z_{\text{пар}}(s) = R \cdot \frac{2 \cdot \xi_{\text{пар}} \cdot \tau_0 \cdot s}{\tau_0^2 \cdot s^2 + 2 \cdot \xi_{\text{пар}} \cdot \tau_0 \cdot s + 1}. \quad (1.6)$$

Стала часу  $\tau_0$ , резонансна частота  $f_0$  і коефіцієнт демпфування  $\xi$  разом з деякими іншими параметрами наведено в таблиці 1.2. Коефіцієнт демпфування  $\xi$  має бути меншим за одиницю в формулах (1.5) і (1.6). Тоді вони будуть мати комплексні корені в знаменниках і контур матиме коливальний відгук на вхідний вплив.

Таблиця 1.2. Параметри резонансних контурів

Параметр	Послідовний контур	Паралельний контур
Стала часу	$\tau_0 = \sqrt{L \cdot C} = 1/\omega_0$	
Кутова частота резонансу	$\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot f_0 = 1/\sqrt{L \cdot C}$	
Коефіцієнт затухання (демпфування)	$\xi_{\text{пос}} = \frac{R}{2\omega_0 L} = \frac{\omega_0 CR}{2}$	$\xi_{\text{пар}} = \frac{\omega_0 L}{2R} = \frac{1}{2\omega_0 CR}$
Хвильовий опір	$\rho = \sqrt{L/C}$	
Демпфована частота власних коливань	$\omega_1 = \omega_0 \sqrt{1 - \xi_{\text{пос}}^2}$	$\omega_1 = \omega_0 \sqrt{1 - \xi_{\text{пар}}^2}$
Добротність контуру	$Q_{\text{пос}} = 1/(2 \cdot \xi_{\text{пос}})$	$Q_{\text{пар}} = 1/(2 \cdot \xi_{\text{пар}})$

Коли вхідна напруга контуру є функцією одиничного кроку,  $u_g(t) = \mathbf{1}(t)$ , часова характеристика напруги на активному опорі  $R$  у послідовному резонансному контурі відповідно до рівнянь (1.3) і (1.5) має вигляд



$$u_R(t) = R \cdot i_g(t) = 2 \cdot \xi_{\text{пос}} \cdot \tau_0 \cdot \left( \frac{1}{\tau_0 \cdot \sqrt{1 - \xi_{\text{пос}}^2}} \cdot e^{-\xi_{\text{пос}} \cdot t \cdot \omega_0} \cdot \sin(\sqrt{1 - \xi_{\text{пос}}^2} \cdot t \cdot \omega_0) \right) = (1.7, \text{a})$$

$$= 2 \cdot \xi_{\text{пос}} \cdot \tau_0 \cdot y(t \cdot \omega_0),$$

або для контуру без втрат енергії  $\xi_{\text{пос}} = 0$

$$i_g(t) = (1/(\omega_0 \cdot L)) \cdot \sin(\omega_0 \cdot t), \quad (1.7, \text{б})$$

тобто відгук на вхідний вплив є демпфованою затухаючою синусоїдою, або для  $\xi_{\text{пос}} = 0$  недемпфованою, незатухаючою синусоїдальною функцією.

Коли струм змінюється як ступінчаста функція в паралельному колі  $R \cdot i_g(t) = \mathbf{1}(t)$ , вираз для відгуку напруги контуру  $u_g(t)$  також задається правою частиною рівняння (1.7), оскільки  $R \cdot Y_{\text{пос}}(s) = Z_{\text{пар}}(s)/R$  згідно з (1.5) і (1.6). Звичайно, зараз  $\xi_{\text{пос}}$  потрібно замінити на  $\xi_{\text{пар}}$ . Функція часу  $y(t \cdot \omega_0)$  для різних коефіцієнтів демпфування  $\xi$  наведена на рис.1.3.

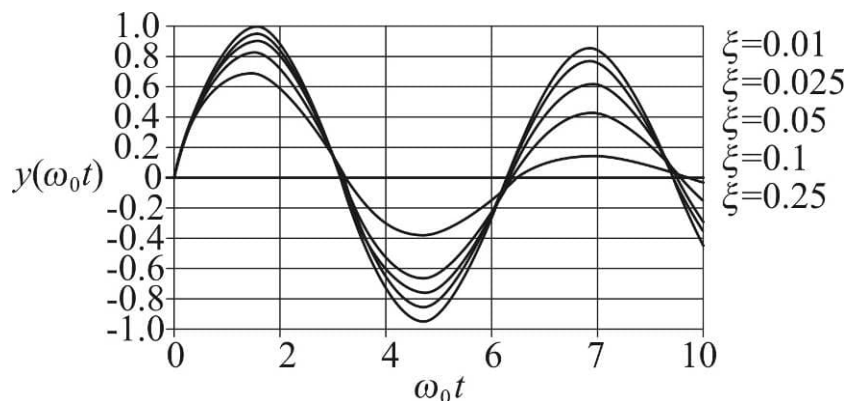


Рис.1.3. Перехідні процеси в контурі для  $T=1$

Для синусоїдальних вхідних функціях генераторів вираз частотної характеристики для послідовного резонансного осцилятора має такий вигляд

$$\frac{R \cdot \bar{i}_g}{\dot{i}_g} = R \cdot \dot{Y}_{\text{пос}}(j \cdot \omega_g^*) = \frac{1}{1 + j \cdot Q_{\text{пос}} \cdot (\omega_g^* - 1/\omega_g^*)} = \frac{1}{\dot{N}_{\text{пос}}(\omega_g^*)} \quad (1.8, \text{a})$$

або для паралельного резонансного осцилятора

$$\frac{\dot{i}_g}{R \cdot \bar{i}_g} = \frac{1}{R} \cdot \dot{Z}_{\text{пар}}(j \cdot \omega_g^*) = \frac{1}{1 + j \cdot Q_{\text{пар}} \cdot (\omega_g^* - 1/\omega_g^*)} = \frac{1}{\dot{N}_{\text{пар}}(\omega_g^*)} \quad (1.8, \text{б})$$

Тут  $\omega_g^* = \omega_g / \omega_0$  – відносна робоча частота. Обидва контури є суто резистивними на резонансі:  $\dot{u}_g = R \cdot \bar{i}_g$  коли  $\omega_g^* = 1$ . Графік амплітуди та фази правої частини рівнянь. (1.8,а) і (1.8,б) як функції відносної частоти  $\omega_g^*$  наведено на рис.1.3. Напругу на активному опорі  $R$  та потужність, що на ньому виділяється, можна змінити, змінюючи  $\omega_g^*$ . Коли добротність контуру  $Q$  є високою (10 і більше), то невелика зміна робочої частоти  $\omega_g^*$  може спричинити значну зміну вихідних величин резонансного перетворювача. Напруга на компонентах що накопичують енергію, наприклад, на індуктивності  $L$  в послідовному ланцюзі, дорівнює

$$\dot{u}_L^* = \dot{u}_L / \dot{u}_g = j \cdot \omega_g^* \cdot Q_{\text{пос}} / \dot{N}_{\text{пос}}(\omega_g^*), \quad (1.9,а)$$

а струм в компонентах накопичування енергії, наприклад, в індуктивності  $L$  в паралельному контурі, має вигляд

$$\bar{i}_L^* = \bar{i}_L / \bar{i}_g = Q_{\text{пар}} / (j \cdot \omega_g^* \cdot \dot{N}_{\text{пар}}(\omega_g^*)). \quad (1.9,б)$$

Напруги (струми) компонентів-накопичувачів енергії в послідовних (паралельних) резонансних колах при відносній робочій частоті  $\omega_g^* = 1$  в  $Q$  разів вище вхідної напруги (струму) (табл.1.3). Якщо добротність  $Q=10$ , напруга (струм) конденсатора або індуктивності в десять разів перевищує напругу джерела (або струм). Значення  $L$  і  $C$  і їх номінальна реактивна потужність прив'язані до добротності  $Q$  і до хвильового опору  $\rho$  контуру. Чим вище значення  $Q$ , тим краще контур виконує функції фільтра, тобто краще відбувається ослаблення гармонік і легше контролювати вихідну напругу та потужність резонансного перетворювача за допомогою невеликої зміни робочої частоти. Визначення добротності контуру  $Q$  можна представити так

$$Q = 2 \cdot \pi \cdot W_{\text{max}} / W_{ds} \cdot \quad (1.10)$$

де  $W_{\text{max}}$  – максимальна накопичена енергія,  $W_{ds}$  – енергія, що розсіюється за робочий цикл. Відповідно до отриманих формул вирази для добротності  $Q$  наведено в табл.1.3, де  $I_{Lm}$  і  $U_{Cm}$  – піковий струм в індуктивності та пікова напруга на конденсаторі відповідно. Для заданої вихідної потужності вказується

енергія, що розсіюється за робочий цикл. Чим вища добротність, тим нижче втрати для заданої потужності. Висока добротність  $Q$  пред'являє високі вимоги до накопичення енергії в індуктивності і в ємності і, відповідно, великі запаси по їх реактивній потужності в порівнянні з вихідною потужністю перетворювачів.

Таблиця 1.3. Співвідношення величин на резонансній частоті  $\omega_g = \omega_0$ , розраховані згідно (1.8)-(1.10)

Послідовний контур	Паралельний контур
$\dot{i}_C^* = \dot{i}_C / \dot{i}_g = -j \cdot Q_{\text{пос}};$ $\dot{i}_L^* = \dot{i}_L / \dot{i}_g = j \cdot Q_{\text{пос}};$ $Q_{\text{пос}} = \frac{2 \cdot \pi \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot L \cdot I_{Lm}^2\right)}{\left(\frac{1}{2} \cdot R \cdot I_{Lm}^2\right) \cdot \frac{1}{f_0}} =$ $= \frac{\omega_0 \cdot L}{R} = \frac{\rho}{R}.$	$\bar{i}_C^* = \bar{i}_C / \bar{i}_g = j \cdot Q_{\text{пар}};$ $\bar{i}_L^* = \bar{i}_L / \bar{i}_g = -j \cdot Q_{\text{пар}};$ $Q_{\text{пар}} = \frac{2 \cdot \pi \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot C \cdot U_{Cm}^2\right)}{\left(\frac{1}{2} \cdot U_{Cm}^2 / R\right) \cdot \frac{1}{f_0}} =$ $= \omega_0 \cdot R \cdot C = \frac{R}{\rho}.$

На рис.1.4,а,б представлені амплітудно-частотна і фазочастотна характеристики провідності послідовного резонансного контуру для різних значень добротності  $Q$ , розраховані згідно (1.8). Вони справедливі і для імпедансу паралельного резонансного контуру. Характеристики послідовного і паралельного резонансних контурів подібні.

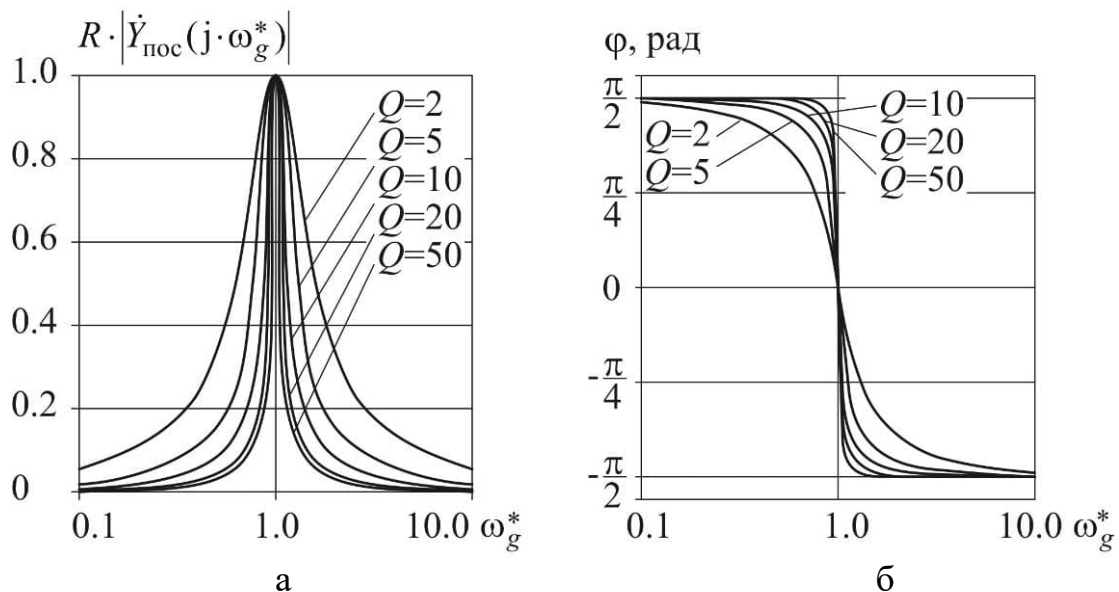


Рис.1.4. Частотна (а) і фазова (б) характеристики відносної провідності послідовного резонансного контуру

Фільтруючі властивості резонансних контурів на рис.1.4,а обумовлюють суттєве перевищення рівня першої гармоніки коливань навіть в резонансних

осциляторах з прямокутними збуджуючими напругами, які моделюють схеми класів С і D з резонансними контурами. Тому для аналізу стаціонарних процесів в даних схемах підходить метод першої гармоніки. При аналізі процесів в резонансних перетворювачах з алгоритмами комутації, в яких створюються всі можливі сполучення еквівалентних джерел, представляється доцільним використовувати принципи суперпозиції до еквівалентних джерел напруг складної форми, представляючи їх сумою джерел монотонних ступінчастих напруг. Вимоги до лінійності схем в достатній мірі задовольняються завдяки незначній нелінійності резонансних схем. Основні нелінійні елементи резонансних схем – дроселі і резонансні трансформатори, мають певну кореляцію між енергетичними втратами і нелінійністю динамічних характеристик. Чим більша нелінійність, тим більші втрати енергії при перемагнічуванні. Тому в резонансних схемах індуктивні елементи експлуатують на більш-менш лінійних ділянках характеристик намагнічування. Конденсатори резонансних контурів теж можна вважати лінійними елементами з певними активними і незначними індуктивними паразитними параметрами.

Зміна структури силових схем резонансних перетворювачів з інверторами класів С, D, E може моделюватися в деяких випадках як паралельні резонансні осцилятори або в інших випадках як схеми з послідовними міжкомутаційними станами, які моделюються окремими резонансними осциляторами. Для аналізу процесів в схемах очевидно підходять методи припасування.

Відносно велика крутизна фазових характеристик резонансного контуру на рис.1.4,б дозволяє стабілізувати робочі частоти перетворювачів в ділянці резонансної частоти в режимах автогенерації. Перевагою резонансних перетворювачів з автогенерацією є автоматична прив'язка робочої частоти до параметрів контуру навіть при їх нестабільності. Для аналізу процесів зі змінною робочою частотою при збуреннях системи підходять експериментально-аналітичні методи, коли на основі досліджень поведінки резонансних осциляторів можна побудувати еквівалентні математичні моделі резонансних перетворювачів.

#### 1.2.4. Концепція методу суперпозиції

Розрахункові методи загального характеру з використанням принципів накладання (суперпозиції) декількох складових процесів називають методами суперпозиції. Вони використовуються для аналізу та розрахунків процесів в лінійних і лінеаризованих схемах. Також принципи суперпозиції застосовується і в специфічних задачах, орієнтованих на складні пристрої, для дослідження і проектування яких розробляються власні методи розрахунків. Як відомо з теорії [32, 33, 36 (с.144)], згідно з принципом суперпозиції схема з множиною джерел енергії представляється як множина частинних схем з подібними до похідної схеми пасивними схемами і одним джерелом енергії із вказаної множини джерел. Якщо похідна схема складається з лінійних компонентів, процеси в ній представляються сумою процесів в частинних схемах, як наведено на рис.1.1.

З аналітичної точки зору метод на основі принципу суперпозиції реалізується таким чином. Струм або напруга  $j$ -тої гілки лінійної електричної схеми записується через матричне рівняння методом Крамера [34] системи рівнянь, складеної за законами Кірхгофа

$$y_j = \frac{|\mathbf{A}_j|}{|\mathbf{A}|}, \quad (1.11)$$

де в знаменнику стоїть визначник матриці  $\mathbf{A}$  – параметрів системи рівнянь, в чисельнику – визначник матриці параметрів  $\mathbf{A}_j$ , в якій  $j$ -тий стовпець замінено на вектор-стовпець правої частини системи рівнянь схеми. В частому випадку, коли визначник матриці чисельника  $\mathbf{A}_j$  розкладається згідно елементам  $j$ -того стовпця, виходить наступна формула для вихідної величини схеми

$$y_j = \sum_{i=1}^N H_{ij} x_i, \quad (1.12)$$

де  $i, j$  – номери гілок, які містять джерела вхідних величин і приймачі вихідних величин,  $y_j$  – відклик системи або вихідна величина з номером  $j$  (напруга або струм  $j$ -того елемента схеми),  $x_i$  – напруга або струм відповідного джерела вхідної величини з номером  $i$ ,  $H_{ij}$  – передатна функція від гілки  $i$  до гілки  $j$ , або її ще називають схемна функція, яка введена Максвеллом [35],  $N$  – число

незалежних змінних схеми. Вираз (1.12) відповідає принципу суперпозиції за класичним формулюванням, який є основою аналізу лінійних електричних ланцюгів і ланцюгів з декількома джерелами вхідних величин [36]. Передатна функція  $H_{ij}$  в (1.12) представляється в комплексній формі відносно уявної частоти в стаціонарних режимах роботи схеми (сталий коливальний режим), або в операторній формі відносно комплексної змінної (в неперервній або в дискретній формі) в перехідних режимах роботи схеми. Електрична схема, що розглядається, представляється у вигляді лінійного багатополюсника (ЛБП) з входами і виходами. Причому в різних аспектах одні і ті ж виводи ЛБП можуть виступати як входами, так і виходами. Представлення електричного ланцюга у вигляді ЛБП з передатними функціями виявилось доволі практичним підходом до аналізу схем і до створення їх математичних моделей. Даний підхід дозволив розглядати складні схеми не тільки з точки зору суперпозиції процесів від кожного джерела вхідної величини окремо, а і як структурну схему або сукупність простіших підсхем, представлених передатними ланками з власними передатними функціями. Передатні ланки можуть бути приймачами напруги і джерелами струму, приймачами струму і джерелами напруги. У варіанті двополюсників це будуть еквівалентні провідності і опори. Також передатні ланки можуть мати однорідні вхідні і вихідні величини.

Як викладено в [37], у виразі (1.12) складові чисельника (знаменники у всіх передатних функцій однакові) згруповано при параметрах незалежних джерел, тобто явно. Особливістю явного метода суперпозиції є необхідність визначення всіх  $N$  передатних функцій ЛБП [38, 39] схем заміщення. У топологічному методі Кірхгофа [40] складові чисельника згруповано відносно добутків опорів схеми, які відповідають її деревам. При цьому параметри незалежних джерел присутні у виразах всередині окремих складових-багаточленів, тобто неявно. В матричній формі це означає розкладення визначника матриці чисельника (1.11) згідно довільно вибраних елементів. На відміну від (1.12) неявний принцип суперпозиції [41] містить у формулі для вихідної величини тільки одну схемну функцію

$$y_j = V_{j,x_1} \left( \frac{x_2}{x_1}, \frac{x_3}{x_1}, \dots, \frac{x_N}{x_1} \right) \cdot x_1, \quad (1.13)$$

де  $V_{j,x_1}$  – символна передатна функція від джерела вхідної величини  $x_1$ , обраної за опорне джерело, до гілки вихідної величини з номером  $j$ . При цьому всі незалежні джерела, окрім  $x_1$ , умовно представляються залежними джерелами, керованими опорною вхідною величиною  $x_1$ . Типи керованих джерел визначаються типами опорної змінної  $x_1$  і типами решти змінних  $x_2, x_2, \dots, x_N$ . Параметри цих керованих джерел дорівнюють відношенням змінних  $x_2, x_2, \dots, x_N$  до  $x_1$  і є аргументами передатної функції в (1.13). Відношення змінних в якості аргументів не завжди є зручним для дослідження функції. Тому в [42] на основі певних перетворень схеми пропонується неявна форма принципу суперпозиції, де вихідна величина є функцією не відношень змінних, а безпосередньо джерел вхідних величин

$$y_j = V_{j,x_1}(x_1, x_2, x_3, \dots, x_N). \quad (1.14)$$

В результаті формула (1.14) має менше розрахункових операцій в порівнянні з формулою (1.12), але при визначенні декількох вихідних величин обидва підходи (явний і неявний) по швидкості розрахунків наближаються один до одного. Скорочення неявної формули досягається так би мовити «маскуванням» решти джерел окрім одного джерела основної вхідної величини.

В явному представленні методу суперпозиції всі джерела вхідних величин є рівноправними. Тому вираз зазвичай буде більш розгалуженим і потребуватиме для розрахунків більше операцій. Але на сьогодні це не проблема для сучасних ЕОМ, якщо розрахунки будуть тривати дещо більший, але все ж короткий час. Явний метод суперпозиції з точки зору аналізу перетворювальних схем демонструє корисний підхід за принципом розкладання складних схем на простіші підсхеми – принципом діакоптики, або методом Крона [43].

### 1.2.5. Концепція методу припасування

Напівпровідникові перетворювачі представляють собою пристрої дискретної дії, що мають певний період роботи  $T$ . В середині цього періоду можна виділити кінцеву кількість інтервалів, для яких характерні конкретні стани напівпровідникових ключів і на яких перетворювач представляє пристрій безперервної дії. Ця фізична особливість роботи перетворювачів дає змогу успішно застосувати для розрахунку перехідних і встановлюваних процесів, що протікають в них, метод припасування [44, 45]. Метод припасування полягає у послідовному розрахунку процесів на окремих інтервалах та стискуванні кінцевих та початкових значень незалежних змінних (струмів та напруг) при переході від одного інтервалу до іншого, як наведено на рис.1.2.

Порядок розрахунку процесів, заснований на методі припасування, зводиться до наступного. Після вибору моделей активних та пасивних компонентів схеми складаються рівняння що відповідають початковому або першому інтервалу роботи перетворювача, і задаються початкові умови. Проводиться розв'язання отриманих рівнянь щодо незалежних змінних та визначаються струми та напруги всіх тих гілок, які містять нелінійні елементи та напівпровідникові ключі. Якщо струм або напруга хоча б однієї гілки досягає точки переходу на інший інтервал роботи, то для моменту часу, що відповідає цій точці, визначаються значення всіх незалежних змінних та значення змінних які можуть увійти до складу незалежних змінних на наступному інтервалі. Зазвичай це поточкозчеплення в індуктивності та заряди в конденсаторах. Потім формується рівняння що відповідають новому інтервалу роботи, до яких як початкові умови входять значення незалежних змінних, визначених у момент закінчення попереднього інтервалу. При реалізації методу припасування на етапі складання рівнянь еквівалентної схеми перетворювача найбільш раціональним є метод змінних станів, який ґрунтується на використанні математичної моделі, що подається у вигляді нормальної системи диференціальних рівнянь. Лінійні системи  $i$ -го інтервалу роботи перетворювача є двома матричними рівняннями змінних стану



$$\begin{cases} \frac{dX_i(t)}{dt} = A_i X_i(t) + B_i f_i(t); \\ Y_i(t) = C_i X_i(t) + D_i f_i(t), \end{cases} \quad (1.15)$$

де  $A_i, B_i, C_i, D_i$  – матриці постійних коефіцієнтів  $i$ -го інтервалу роботи;  $X_i$  – незалежні змінні  $i$ -го інтервалу  $Y_i$  – залежні змінні, потокозчеплення індуктивностей, заряди конденсаторів, струми та напруги гілок, що містять активні ключі та інші нелінійні елементи;  $f_i(t)$  – впливаючі функції. Друге рівняння системи (1.15) є лінійним алгебраїчним рівнянням, тому основна складність полягає в вирішенні першого рівняння. Вирішення цього рівняння можна записати, скориставшись формулою Коші:

$$X_i(t) = X_i(t)X_{0i} + \int_{t_{i-1}}^t X(t-\tau)B_i f_i(\tau) d\tau, \quad (1.16)$$

де  $X_{0i}$  – вектор початкових умов  $i$ -го інтервалу,  $X_i(t) = e^{A_i(t-t_{i-1})}$  – перехідна чи фундаментальна матриця систем, що є розв'язком однорідного матричного рівняння  $(dX_i(t)/dt) = A_i X_i(t)$ .

Після визначення  $X_i(t)$ , вирішується друге матричне рівняння щодо  $Y_i(t)$ . Для всіх змінних із множин  $X(t)$  та  $Y(t)$ , які відповідають гілкам що містять нелінійні елементи з вентильними характеристиками, проводиться перевірка на досягнення точки перемикання або переходу на новий інтервал.

Якщо деяка змінна з  $X(t)$  і  $Y(t)$  досягає точки перемикання в момент  $t_i$ , то

$$\begin{cases} X_i(t_i) = X_i(t_i)X_{0i} + \int_{t_{i-1}}^{t_i} X(t-\tau)B_i f_i(\tau) d\tau; \\ Y_i(t_i) = C_i X_i(t_i) + D_i f_i(t_i). \end{cases} \quad (1.17)$$

Після перемикання формується нова еквівалентна схема і складається нова система рівнянь  $(i+1)$  – го інтервалу

$$\begin{cases} X_{i+1}(t) = X_{i+1}(t)X_{0(i+1)} + \int_{t_i}^t X_{i+1}(t-\tau)B_{i+1}f_{i+1}(\tau) d\tau; \\ Y_{i+1}(t) = C_{i+1}X_{i+1}(t) + D_{i+1}f_{i+1}(t), \end{cases} \quad (1.18)$$

причому розмірності векторів  $X_i$  і  $X_{i+1}$ ,  $Y_i$  і  $Y_{i+1}$  можуть не збігатися. Вектор початкових умов  $(i+1)$  – го інтервалу  $X_{0(i+1)}$  визначається на підставі значень

$X_i(t_i)$  і  $Y_i(t_i)$  і трьох змінних з множини  $X_i(t)$  і  $Y_i(t)$  які ввійшли в новий вектор змінних  $X_{i+1}(t)$ . Так як в схемі існує періодичний процес і на періоді  $T$  укладається  $N$  інтервалів роботи схеми  $i=1,2 \dots N$ , то для такого режиму роботи справедлива рівність  $X_1(0) = X_N(t_N)$ . При розрахунках можна вважати, що якщо точність  $\varepsilon \leq [X_1(0) - X_N(t_N)]$ , то розрахунок може доведено до виходу системи на встановлений (стаціонарний) періодичний режим роботи.

Основна складність при розрахунку складає визначення перехідної матриці системи  $e^{A_i(t-t_{i-1})}$ . Незалежно від того, якими методами визначається матрична експонента, основні етапи розрахунку – розрахунки на інтервалах і стикування інтервальних рішень зберігаються. Проведемо оцінку числа  $r_i$  диференціальних рівнянь, які необхідно скласти під час розрахунку процесів у імпульсному перетворювачі. Припустимо що імпульсний напівпровідниковий перетворювач має  $n$  напівпровідникових приладів, де  $n$  – натуральне число і  $i$  – інтервали роботи, причому теоретично можливе число інтервалів  $j = 2^n$ . Нехай перетворювач має довільне число елементів  $p$ . Ці елементи, включені до схеми перетворювача, утворюють контури числом  $O$  та вузли числом  $v$ . Оскільки найменший контур повинен містити щонайменше 2 елементи, хоча окремі елементи можуть бути складовою більшої кількості контурів, то найбільше незалежних контурів  $O \leq p - 1$ . Вузол утворюється при з'єднанні принаймні 3 елементів, хоча один і той же елемент може бути складовою двох вузлів, тому число вузлів  $v \leq \frac{2}{3}p$ . Так як на окремих інтервалах роботи перетворювача кількість працюючих елементів не перевищує  $p$ , то на цих інтервалах число контурів  $O_i \leq O \leq p - 1$  і вузлів  $v_i \leq v \leq \frac{2}{3}p$ . Звідси випливає, що для довільного напівпровідникового перетворювача, що містить кінцеве число елементів  $p$  і напівпровідникових приладів  $n$ , кожен робочий інтервал описується кінцевим числом диференціальних рівнянь  $r_i = O_i + v_i - 1 \leq O + v - 1 < p - 1 + \frac{2}{3}p - 1$  розв'язання та стикування яких на межах інтервалів становлять вміст методу припасування.

## Висновки до розділу 1

1. Для аналізу процесів резонансних перетворювачів при різних алгоритмах комутації доцільно використовувати принципи суперпозиції для складових еквівалентних генераторів напруг і струмів схеми заміщення перетворювача. Представлення функцій еквівалентних генераторів у вигляді комбінації елементарних складових дозволить моделювати різні алгоритми комутації і враховувати їх у функціях еквівалентних генераторів.

2. Метод суперпозиції можливо застосовувати для аналізу процесів силових схем, в яких є проміжки з безперервним енергетичним зв'язком між еквівалентними джерелами напруг або струмів. Більш строгою умовою можна вважати однозначну відповідність алгоритмів комутації силових вентилів послідовностям підключення незалежних джерел електроенергії (джерела живлення, ЕРС споживача тощо) до резонансного контуру. Тоді комутовані незалежні джерела можливо замінити еквівалентними генераторами. Силова схема резонансного перетворювача може бути замінена лінійною схемою з пасивною частиною і еквівалентними генераторами. Для уточнення нелінійностей реальної схеми доцільно використовувати експериментально-аналітичні методи дослідження процесів.

3. Для аналізу резонансних перетворювачів, силові схеми яких не забезпечують проміжків безперервного енергетичного зв'язку між еквівалентними джерелами (наприклад, з дозованим передаванням енергії) і немає однозначної відповідності між алгоритмами комутації силових вентилів і послідовностями підключення еквівалентних джерел схеми заміщення до резонансного контуру, слід залучати метод припасування розв'язків.

## РОЗДІЛ 2

### ВЛАСТИВОСТІ РЕЗОНАНСНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЯК КЕРОВАНИХ ОБ'ЄКТІВ

#### 2.1. Резонансні перетворювачі – головні особливості

Основною конструктивною особливістю резонансних перетворювачів є наявність навмисно створених резонансних *RLC*-ланцюгів і резонансних контурів. Слід зауважити, що резонансні контури не завжди будуються з додаткових «резонансних» реактивних елементів. Паразитні індуктивності розсіювання та індуктивності провідників і паразитні міжвиткові ємності та ємності напівпровідникових ключів можуть слугувати елементами резонансних контурів [46, 47]. Властива резонансним ланцюгам функція формування синусоїдальних струмів і напруг на силових ключах дозволяє вибирати моменти комутації з найменшими комутаційними втратами [48, 49] і зменшити генеровані перешкоди [50, 51]. Резонансні явища використовуються також для компенсації паразитних реактивних параметрів в індукційних системах безконтактного передавання енергії [52-54], для створення в навантаженнях інверторів синусоїдальних напруг або струмів за допомогою фільтруючих властивостей резонансних ланцюгів на резонансній частоті і для формування низькочастотних коливань за допомогою синхронної комутації високочастотних коливань резонансних інверторів [18, 55-61].

Області застосування резонансних перетворювачів розширюють і доповнюють традиційні області використання високочастотної перетворювальної техніки [3, 4, 7, 61-65]. Вони використовуються в таких технічних задачах, як: створення високоефективних джерел живлення апаратури, високовольтних джерел живлення, в індукційних безконтактних зарядних системах, в індукційному нагріві, в джерелах живлення дугових або газорозрядних процесів, створення інверторів для освітлення, джерел живлення для машин лазерного різання, ультразвукових генераторів тощо.

Відомими є основні **переваги резонансних перетворювачів** в порівнянні з нерезонансними перетворювачами, які обумовлюють їх застосування для вирішення вищезазначених технічних задач:

- Високий ККД завдяки зменшеним комутаційним втратам [66-71].
- Можливості для підвищення робочих частот і зменшення масогабаритних показників [2, 72-77].
- Низький рівень електромагнітних перешкод (англ. ЕМІ) завдяки близьким до гармонічних коливанням напруг і струмів в силових ланцюгах і звуженню спектру генерованих ними перешкод в порівнянні з процесами жорсткої комутації в нерезонансних перетворювачах [78-82].
- М'які природні зовнішні характеристики, завдяки чому полегшуються питання захисту від перевантажень [83, 84] і забезпечуються сприятливі умови використання резонансних перетворювачів в зарядних пристроях ємнісних накопичувачів ГН і ГІТ [85, 86].
- Резонансне підвищення амплітуд коливань струмів та напруг контурів, завдяки чому полегшується досягнення високих напруг в навантаженні [87].
- Компенсація паразитних реактивних параметрів високовольтних трансформаторів [88] та індукторів [89] за рахунок взаємного віднімання ємнісного та індуктивного опорів.
- М'яке перемикання силових ключів. Процес комутації вважається оптимальним (м'яким) за нульової напруги при вмиканні ключа (комутація в нуль напруги, англ. *ZVS*) і нульового струму при вимиканні ключа (комутація в нулі струму, англ. *ZCS*). Наприклад, квазірезонансні перетворювачі, використовують резонансні явища для поліпшення комутаційних процесів і істотного зменшення втрат при перемиканні. У літературі вони класифікуються як перетворювачі з м'яким перемиканням ключів [5, 90-92]. На відміну від перетворювачів із жорстким перемиканням, ключі в перетворювачах з м'якою комутацією – квазірезонансних і деяких резонансних, піддаються набагато меншим навантаженням перемикання (зменшення  $du/dt$  і  $di/dt$ ) і цей фактор сприяє більшій надійності силової схеми.

Наряду з перевагами існують і **недоліки резонансних перетворювачів**, які створюють певні труднощі в проектуванні і розробці, експлуатації, керуванні, дослідженні процесів резонансних перетворювачів:

- Труднощі теоретичного аналізу процесів. Ланцюги з декількома реактивними елементами  $L$  і  $C$  під дією комутованих джерел напруги і за наявності нелінійних елементів можуть створювати складні резонансні явища [1, 3, 14, 51, 93]. Спроби аналізувати їх за допомогою теоретичних методів розрахунку електричних схем вимагають деяких припущень, які знижують точність результатів [94], або призводять до отримання громіздких символічних виразів, які незручні для використання в проектуванні перетворювачів. Отже в даній роботі представлено підходи до аналізу процесів деяких типів резонансних перетворювачів с узагальненими результатами.

- Підвищена коливальність. Перетворювачі з резонансними ланцюгами представляють собою динамічні ланки з високою коливальністю перехідних процесів. Ця риса резонансних перетворювачів, як керованих об'єктів, викликає труднощі керування ними через зменшення запасів стійкості замкненої системи керування і через обмеження швидкодії регулювання вихідних величин. Особливо це проявляється в перетворювачах зі змінним вихідним струмом або напругою, які формуються за допомогою автоматичного регулювання [61, 95, 96]. Також проблеми в керуванні резонансними перетворювачами викликають нелінійності регулювальних характеристик частотного і фазового керування [83, 97, 98]. Тому при створенні систем управління резонансними перетворювачами ставляться особливі вимоги до характеристик і налаштувань автоматичних регуляторів.

- Зниження коефіцієнту використання силових ключів. Перевищення амплітудних значень струмів і напруг в порівнянні з середніми за напівхвилю значеннями знижує коефіцієнти використання силових ключів. Але ці недоліки характерні і для інших типів перетворювачів, зокрема однокантних імпульсних перетворювачів, особливо в широких діапазонах напруг живлення [99, 100].

- Обмежений діапазон регулювання. При частотному і фазовому регулюванні резонансних перетворювачів з одним інвертором діапазон зміни вихідних величин обмежується знизу можливостями зниження або підвищення робочої частоти. Вихідна напруга або струм неможливо регулювати від нуля. Зазвичай при частотному і фазочастотному регулюванні зниження вихідної потужності відбувається до 20-50%, а кратність зміни робочої частоти складає 1.5-2.5. Тому для розширення діапазонів регулювання використовують різні способи регулювання на різних регулювальних ділянках [101, 102], або поєднують способи регулювання [103, 104, 105].

- Дорога вартість комплектації. Як правило, конструкції резонансних перетворювачів потребують в порівнянні з нерезонансними перетворювачами застосування більш дорогих електротехнічних матеріалів [3, 106, 107]. Але це в деякій мірі може компенсуватися підвищенням робочої частоти, зменшенням втрат потужності і, відповідно, зменшенням матеріаломісткості.

Отже подолання недоліків і врахування деяких особливостей резонансних перетворювачів спонукають дослідників і надалі розвивати методи дослідження і втілювати нові ідеї в конструкцію та принципи дії резонансних перетворювачів електроенергії.

Особливості резонансних перетворювачів можна більш детально визначити із порівняння з нерезонансними імпульсними перетворювачами. Перетворювачі постійної напруги (струму) в постійну напругу (струм) і змінної напруги в постійну напругу (англ. *DC-DC* і *DC-AC*) мають два основних недоліки, коли їхні силові ключі працюють в режимі перемикання. В процесі перемикання на силових ключах і між ними одночасно з'являються високий струм і напруга, що створює в них значні втрати потужності, тобто високі комутаційні втрати, які збільшується лінійно з частотою перемикання. Щоб забезпечити прийнятний ККД перетворювачів, частота перемикання повинна підтримуватися на рівні певного максимального значення, при якій комутаційні втрати потужності залишаються в прийнятних межах. Другим недоліком роботи в режимі жорсткого перемикання є електромагнітні перешкоди, створені

великими значеннями  $du/dt$  і  $di/dt$  змінних перемикавання. Недоліки стають вагоміше при прагненні збільшити частоти перемикавання, щоб зменшити розмір і вагу перетворювача.

Резонансні принципи комутації силових ключів перетворювачів дозволяють зменшити вказані вище недоліки. Ключі в резонансних перетворювачах створюють послідовності імпульсів напруги або струму, подібні до прямокутної хвилі, з постійною складовою або без неї. Резонансний  $RLC$ -ланцюг включається в шлях проходження струму ключа. Резонансна частота може бути близькою до частоти перемикавання ключів або може істотно відхилятися. Якщо резонансний  $RLC$ -ланцюг налаштований приблизно на частоту перемикавання, небажані гармоніки струму видаляються резонансним контуром. В незалежності від призначення перетворювача використовуються частотний, фазочастотний, широтний, релейний, числоімпульсний, часоімпульсний, амплітудний і параметричні способи регулювання вихідних величин перетворювачів.

Слід зауважити, що при глибокому регулюванні вихідних величин режими роботи резонансних перетворювачів відхиляються від тих режимів, коли вони реалізують перемикавання при нулі струму та/або при нульовій напрузі для зменшення втрат потужності при перемиканні (комутаційних втрат). Тоді комутаційні втрати можуть підвищитися у відносній величині. Але якщо це відхилення відбувається при зниженні вихідної потужності, то абсолютного зростання комутаційних втрат може не відбуватися. Існують принципи комутації напівпровідникових ключів на високих частотах перемикавання. Наприклад, для тиристора це природне вимикання при нульовому або негативному струмі. Для транзистора зі зворотним діодом зі стойки інвертора це недопустимість вмикання при включеному суміжному транзисторі або при протіканні прямого струму через суміжний зворотний діод. В резонансних схемах при невдалих змінах в роботі систем управління оптимальні умови комутації можуть переходити в неоптимальні або аварійні умови, коли порушуються принципи комутації напівпровідникових ключів. В такому випадку силові ключі піддаються більш



високим прямим струмам і зворотній напрузі, ніж вони піддалися б у нерезонансній конфігурації тієї ж потужності. Небажаність подібних проблем обумовлює встановлення певних обмежень на регулюючі величини в системах управління резонансними перетворювачами. З одного боку обмеження регулюючих величин можна реалізувати схемотехнічними методами:

- у вигляді контролю фази резонансних коливань,
- автогенераторними схемами резонансних інверторів,
- спеціальними схемами захисту.

З іншого боку обмеження регулюючих величин можуть бути заздалегідь запрограмовані і виконуватися аналоговим або/і цифровим контролером системи управління резонансного перетворювача. Для визначення цих обмежень треба досліджувати електромагнітні процеси і встановлювати закономірності між параметрами процесів і регулюючими величинами в статичній і в динамічній. Резонансний перетворювач в цих дослідженнях зазвичай представляється у вигляді математичних моделей.

## **2.2. Принципи реалізації способів регулювання вихідних величин**

Наступним аспектом керування є регулювання вихідних величин резонансних перетворювачів, коли алгоритми управління силовими вентилями і силовою частиною вже реалізовано потрібним чином. Розглядаючи властивості резонансного перетворювача як об'єкта керування, доцільно в якості головних факторів вважати способи регулювання вихідних величин резонансних перетворювачів. Визначимо основні групи способів регулювання за видами модуляції імпульсних послідовностей, що створюються ключами: амплітудні (амплітудна модуляція АМ), частотні (частотна модуляція ЧМ), фазові (фазова модуляція ФМ, яку можна вважати окремим випадком ЧМ) широтні (широтно-імпульсна модуляція ШІМ), релейні (які можна вважати крайнім випадком АМ).

До амплітудних способів відносяться ті способи регулювання, що призводять до зміни амплітуди коливань в контурі резонансного перетворювача.

При цьому робоча частота може залишатися незмінною або може змінюватися як наслідок зміни амплітуди напруги інвертора або параметрів контуру.

**Амплітудне регулювання (АР)** [108-110] реалізується шляхом зміни напруги живлення резонансного інвертора, зміни коефіцієнту зв'язку індуктивно-зв'язаних котушок, перестройки коливального контуру за допомогою регульованих індуктивних елементів. Одним з раціональних рішень АР є регулювання напруги живлення резонансного перетворювача РП за допомогою додаткового широтно-імпульсного перетворювача ШПП на рис.2.1. Амплітуда вихідної напруги інвертора напруги ІН класу D  $u_g$  буде визначатися напругою його живлення, що для форми меандру при постійній нарузі живлення  $U_{sr}$  має вигляд

$$u_g = u_{sr} \cdot \text{sgn}(\sin(\omega_g \cdot t)) \text{ для } u_{sr} = U_{sr\_min} \dots U_{sr\_max}, \quad (2.1)$$

де  $U_{sr\_min}$  і  $U_{sr\_max}$  мінімальне і максимальне значення одного знаку напруги живлення ІН  $u_{sr}$ ,  $\omega_g$  – робоча частота резонансного перетворювача РП.

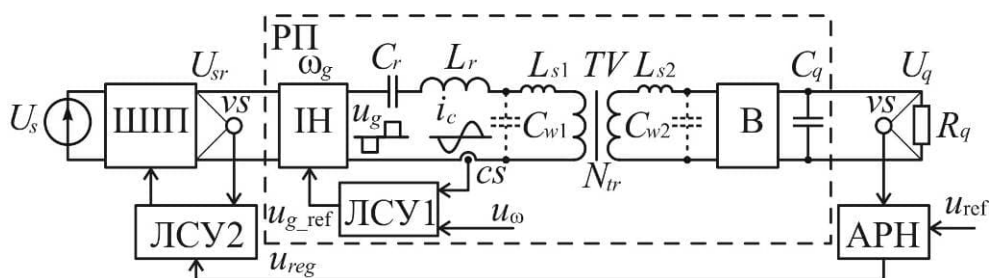


Рис.2.1. Схема резонансного перетворювача з амплітудним регулюванням (АР): ШПП – широтно-імпульсний перетворювач, РП – резонансний перетворювач, ЛСУ1 – локальна система управління резонансним інвертором (ІН, LC-ланцюг і трансформатор), ЛСУ2 – локальна система управління ШПП, ІН – інвертор напруги класу D, В – випрямляч, АРН – автоматичний регулятор напруги, vs – датчик напруги, cs – датчик струму

Технічне рішення на рис.2.1 ефективно для реалізації високовольтних джерел живлення, які живляться від низької напруги порядку десятків Вольт. На низькій нарузі ККД понижуючого ШПП зазвичай може досягати 90-96%, оскільки доля комутаційних втрат на низькій нарузі є теж низькою. Подальше перетворення низької напруги у високу здійснюється за допомогою резонансного перетворювача РП, який може забезпечити роботу високовольтного

трансформатора  $TV$  в резонансному режимі і таким чином досягти додаткового підвищення вихідної напруги. Випрямляч  $\mathbf{B}$  може бути побудований в даній концепції за схемою однонапівперіодного або двонапівперіодного діодно-каскадного помножувача напруги.

Схема на рис.2.1 працює наступним чином. Напруга первинного джерела живлення  $U_s$  перетворюється ШПІ в регульовань напругу живлення РП  $U_{sr}$ . Тут реалізовано підпорядковане регулювання вихідної напруги РП  $U_q$  (напруги навантаження). Внутрішній контур авторегулювання вихідної напруги ШПІ  $U_{sr}$  по відхиленню утворюється локальною системою управління ЛСУ2 зі зворотним зв'язком через датчик напруги  $vs$ . Задаючим сигналом слугує сигнал регулювання  $u_{reg}$  від автоматичного регулятора напруги АРН. Зовнішній контур регулювання утворюється АРН з датчиком вихідної напруги РП і задаючим сигналом  $u_{ref}$ . Резонансний перетворювач РП містить ІН, резонансний ланцюг з первинним і вторинним контурами, підвищуючий трансформатор  $TV$  з коефіцієнтом трансформації  $N_{tr} = \sqrt{L_1/L_2} \ll 1$  і випрямляч  $\mathbf{B}$ , на виході якого включено фільтруюча ємність  $C_q$  і опір навантаження  $R_q$ . Резонансний інвертор (на рис.2.1 – це ІН з резонансним ланцюгом), працює в режимі автопідстройки частоти  $\omega_g$ . Локальна система управління РП ЛСУ1 здійснює фазовий контроль для підстройки робочої частоти  $\omega_g$  напруги керування ключами ІН  $u_{g\_ref}$  на резонансну частоту  $\omega_1$  резонансного ланцюга. В первинний резонансний контур входять послідовний  $LC$ -ланцюг з ємністю  $C_r$  та індуктивністю  $L_r$ , і трансформатор  $TV$  з первинними параметрами: індуктивністю розсіювання  $L_{s1}$  і міжвитковою ємністю  $C_{w1}$  (паразитні активні опори контуру і трансформатору не показано). Також в контур входить і власна первинна індуктивність трансформатора  $L_{m1}$ . Загальна індуктивність намагнічування належить до первинного і до вторинного контурів  $L_m = \sqrt{L_{m1} \cdot L_{m2}}$  і умовно розділена на первинну  $L_{m1}$  і вторинну  $L_{m2}$  індуктивності за коефіцієнтом трансформації

$N_{tr} = \sqrt{L_{m1}/L_{m2}}$ . Резонансна частота послідовного LC-ланцюга підлаштовується індуктивністю  $L_r$  на частоту основного резонансу вторинного контуру, який складається зі вторинної індуктивності трансформатора  $L_{m2}$ , індуктивності розсіювання  $L_{s2}$  і міжвиткової ємності  $C_{w2}$ . Якщо окремі резонансні частоти резонансного ланцюга зближуються одна з одною, створюється головний резонанс, який створює підйом АЧХ резонансного ланцюга в деякій полосі частот. Можлива незначна розстройка резонансного ланцюга, яка викликана нагрівом трансформатора  $TV$ , що призводить до змін активних опорів, індуктивностей і резонансної полоси. Також індуктивності розсіювання можуть відрізнятися у різних екземплярів трансформаторів. Але відхилення резонансної полоси компенсуються автопідстройкою робочої частоти інвертора.

При зміні вторинної напруги живлення  $U_{sr}$  резонансний інвертор і РП в цілому на рис.2.1 при пасивному лінійному навантаженні  $R_q$  демонструє лінійну регульовальну характеристику, оскільки амплітуди коливальних процесів задаються напругою живлення. Регулювання шляхом зміни параметрів елементів резонансного контуру – коефіцієнту зв'язку  $k_m$  і взаємної індуктивності  $L_m = k_m \sqrt{L_1 \cdot L_2}$ , що входить в контур, або індуктивності  $L_r$  чи ємності  $C_r$  контуру, призводить до зміни резонансної частоти і зсуву частотної характеристики контуру. Робоча точка резонансного перетворювача опиняється на іншому місці резонансної кривої контуру (АЧХ контуру) з іншою амплітудою коливань. Це подібно ситуації, коли при постійних параметрах контуру змінюється робоча частота при частотному регулюванні. Тому в цьому випадку регульовальні характеристики резонансного перетворювача будуть нелінійними.

**Частотне регулювання (ЧР)** здійснюється зміною частоти перемикання ключів  $\omega_g$  зі сторони системи управління [112-114]

$$\omega_g = k_\omega \cdot u_{reg} \quad (2.2)$$

де  $k_\omega$  – коефіцієнт частотної модуляції,  $u_{reg}$  – регулююча (модулююча) напруга. До частотних способів відносяться способи, що в кінцевому підсумку змінюють

робочу частоту (ЧМ за керуючим сигналом). При регулюванні робочої частоти робоча точка переміщується по резонансній кривій контуру і в результаті змінюються амплітуда і фаза коливань, а також і вихідних величин. Вплив малих приростів робочої частоти на вихідні величини перетворювача не однаковий для різних значень робочої частоти. Тому регульовальна характеристика при ЧР є нелінійною внаслідок нелінійності резонансної кривої (АЧХ) контуру резонансного перетворювача.

Концепція частотно-регульованого резонансного перетворювача РП на рис.2.2 є найпростішою. Схема містить інвертор напруги ІН, навантаженням якого є резонансний ланцюг, трансформатор  $TV$ , мостовий випрямляч  $B$  з фільтруючою ємністю  $C_q$  і опором навантаження  $R_q$ . Резонансний ланцюг містить послідовний резонансний  $LC$ -ланцюг з ємністю  $C_r$ , індуктивністю  $L_r$  і параметри трансформатора  $L_m, L_{s1}, L_{s2}, C_{w1}, C_{w2}$ .

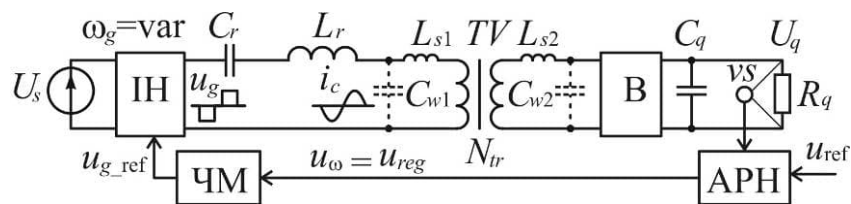


Рис.2.2. Схема резонансного перетворювача з частотним регулюванням (ЧР): ІН – інвертор напруги класу D, ЧМ – частотний модулятор, B – випрямляч, АРН – автоматичний регулятор напруги,  $vs$  – датчик напруги

Схема на рис.2.2 працює наступним чином. Сигнал від ЧМ-генератора  $u_{g\_ref}$  керує ключами ІН, на виході якого утворюється симетрична прямокутна напруга  $u_g$  з близькою до меандру формою і змінний струм первинного контуру трансформатора  $TV$  з близькою до синусоїдальної формою. Вторинний струм трансформатора  $TV$  випрямляється випрямлячем  $B$  і проходить через опір навантаження  $R_q$ . Отже, електроенергія передається від джерела напруги живлення  $U_s$  через ІН, елементи резонансного ланцюга, трансформатор і випрямляч  $B$  до навантаження.

Система управління РП складається з автоматичного регулятора напруги АРН і частотного модулятора ЧМ, який представляє собою генератор коливань з регульованою частотою (ЧМ-генератор). Напруга навантаження регулюється по відхиленню шляхом її порівняння із задаючою напругою  $u_{ref}$ . При відхиленнях напруги навантаження від задаючої напруги на виході АРН відповідно змінюється напруга регулювання робочої частоти ЧМ-генератора  $u_{\omega} = u_{reg}$ . Якщо РП працює в НЧ-діапазоні робочої частоти, то при зниженні напруги навантаження для її підвищення на попередній рівень треба підвищувати робочу частоту. Тому АРН має інверсний вихід. Якщо РП працює у ВЧ-діапазоні частоти перетворення, при зниженні напруги навантаження для її підвищення на попередній рівень треба знижувати робочу частоту (наближати її до резонансної частоти контуру). Тому в такому разі АРН має прямий (не інверсний) вихід.

Перевагою частотного способу регулювання є простота реалізації, симетричний режим роботи ІН з повною шириною імпульсів, прийнятні умови комутації ключів в певних широких діапазонах зміни робочої частоти, узгодженість зниження вихідної потужності з підвищенням долі комутаційних втрат при підвищенні робочої частоти транзисторних ключів. Це сприяє оптимізації енергетичних втрат резонансного перетворювача. Недоліками частотного регулювання є нелінійна регульовальна характеристика з точкою перекидання (резонансна крива) і обмежений діапазон регулювання. Якщо робоча частота переходить з одного боку відносно резонансної частоти контуру до іншого боку, змінюється характер опору резонансних ланцюгів і змінюється знак фазового зсуву між струмом контуру і напругою інвертора. Це призводить до зміни комутаційних умов і може викликати появу наскрізних струмів або великих втрат перемикачів при розсмоктуванні надлишкових зарядів в процесі відновлення запираючих властивостей напівпровідникових вентилів. Тому частотне регулювання потребує обмежень діапазонів регулювання частоти і достатніх для компенсації нестабільності контуру запасів на границях цих діапазонів. Регулювання вихідних величин частотним способом до нуля вимагає або зменшення робочої частоти до нуля в НЧ-діапазоні\*, або збільшення її до

безкінечності у ВЧ-діапазоні\* робочої частоти. Оскільки на практиці це неможливо реалізувати, частотне регулювання є обмеженим мінімальними вихідними величинами.

**Фазове регулювання** [115-117] вихідних величин перетворювача може бути представлено як окремий випадок частотного регулювання. При змінах фази коливань відбуваються відхилення робочої частоти, оскільки  $\omega = d\varphi/dt$  і  $\varphi = \int \omega dt + \varphi_0$ . Далі представлено два види фазового регулювання.

• **Широкосмугове фазове регулювання (ШФР)** здійснюється шляхом регулювання фазового зсуву  $\varphi_g$  вихідної напруги інвертора  $u_g$  відносно фази напруги  $u_C$  або струму контуру  $i_C$  резонансного перетворювача. В результаті змінюється відносна робоча частота  $\omega_g^* = \omega_g/\omega_0$ , де  $\omega_0$  – резонансна частота. Вираз сигналу управління ключами інвертора напруги ІН має вид

$$u_{g\_ref}(t) = \text{sgn}(u_{cs}(t - k_\varphi \cdot u_\varphi)), \quad (2.3)$$

де  $u_{cs}(t - k_\varphi \cdot u_\varphi)$  – сигнал датчика струму  $cs$ ,  $\varphi_g = k_\varphi \cdot u_\varphi$  – регульований фазовий зсув напруги інвертора відносно струму контуру, який залежить сигналу регулювання  $u_\varphi = u_{reg}(t)$  і коефіцієнту зворотного зв'язку регулятора по фазі  $k_\varphi$ . Зміна робочої частоти при цьому способі фазового регулювання може бути значною, тому таке регулювання називається широкосмуговим. На практиці кратність зміни робочої частоти резонансних перетворювачів при частотному регулюванні складає не більше 2-2.5. Регульовальна характеристика фазового регулювання є нелінійною і подібною до характеристики частотного регулювання на зростаючій, або на спадаючій ділянках окремо.

Концепція резонансного перетворювача РП з широкосмуговим фазовим регулюванням (ШФР) на рис.2.3 подібна до схеми РП з ЧР. Схема містить інвертор напруги ІН, навантаженням якого є складний резонансний ланцюг (містить LC-ланцюг з індуктивністю  $L_r$ , ємністю  $C_r$  і параметри трансформатора  $L_m, L_{s1}, L_{s2}, C_{w1}, C_{w2}$ ), трансформатор напруги  $TV$ , мостовий випрямляч  $B$  з ємністю фільтру  $C_q$  і навантаженням  $R_q$ . Система управління РП складається з

автоматичного регулятора напруги АРН і фазозсуваючої схеми ФЗ. Сигнал від датчика струму  $cs$   $u_{cs}(t)$  у вигляді коливань зміщується по фазі у ФЗ пропорційно до регулюючої напруги  $u_{\varphi} = u_{reg}(t)$ . Напруга навантаження регулюється по відхиленню шляхом її порівняння із задаючою напругою  $u_{ref}$ . При відхиленнях напруги навантаження від задаючої напруги на виході АРН відповідно змінюється напруга регулювання фази  $u_{\varphi} = u_{reg}(t)$ . При зниженні напруги навантаження РП для її підвищення на попередній рівень треба скорочувати фазовий зсув  $\varphi_g = k_{\varphi} \cdot u_{\varphi}$  між напругою інвертора  $u_g$  і струмом контуру  $i_c$ , тобто наближувати робочу частоту  $\omega_g$  до резонансної частоти контуру  $\omega_1$ .

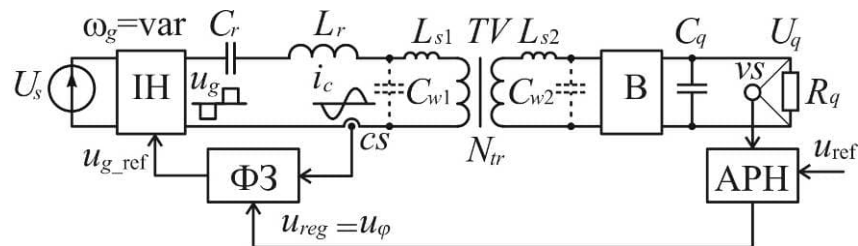


Рис.2.3. Схема резонансного перетворювача РП з широкосмуговим фазовим регулюванням (ШФР): ІН – інвертор, ФЗ – фазозсувач, В – випрямляч, АРН – автоматичний регулятор напруги,  $cs$  і  $vs$  – датчики струму і напруги

Перевагами даного способу фазового регулювання є прив'язка робочої частоти до резонансної частоти контуру і природне обмеження діапазону регулювання робочої частоти з однієї сторони від резонансної частоти (тільки НЧ-діапазон, або тільки ВЧ-діапазон). Якщо внаслідок дестабілізуючих факторів резонансна частота контуру змінюється, частота перетворення автоматично підлаштовується під змінену резонансну частоту і робочі показники відхиляються значно менше, чим було б при незмінній робочій частоті.

Недоліками даного способу регулювання як і при частотному регулюванні є нелінійність регульовальної характеристики і обмежений знизу діапазон регулювання вихідної величини. Але вказані недоліки можна подолати введенням негативного зворотного зв'язку і доповненням частотного або



фазового регулювання релейним регулюванням, як це реалізується в промислових контролерах *LLC*-резонансних перетворювачів [118-122].

• **Вузькосмугове фазове регулювання (ВФР)** здійснюється шляхом регулювання фази коливань одного контуру відносно фази коливань іншого контуру в двоконтурній схемі РП на рис.1.4 з подальшим додаванням коливань. Регульованою величиною є фаза коливань  $\varphi$  сигналу управління ключами інвертора  $u_{g\_ref}$ . Вираз сигналу управління ключами інвертора (2.3) прийме інший вид

$$u_{g\_ref}(t) = \text{sgn}(\sin(\omega_g \cdot t - \varphi(u_{reg}(t)))) \quad (2.4)$$

де  $\omega_g$  – робоча частота,  $\varphi(u_{reg}(t))$  – залежність фази коливань від регулюючого (модулюючого) сигналу  $u_{reg}$ . Відміною ЧМ, яка виникає при ВФР, від ЧМ при частотному регулюванні (ЧР) є те, що при ВФР постійне відхилення вхідної величини не призводить до постійного відхилення робочої частоти  $\omega_g$ . При ЧР різним значенням вхідної величини відповідають різні значення робочої частоти. В стаціонарних режимах робоча частота при ВФР завжди однакова для різних значень постійної вхідної величини. В динамічних режимах при повільній зміні фази відхилення робочої частоти є незначними. Тому дане фазове регулювання називається вузькосмуговим.

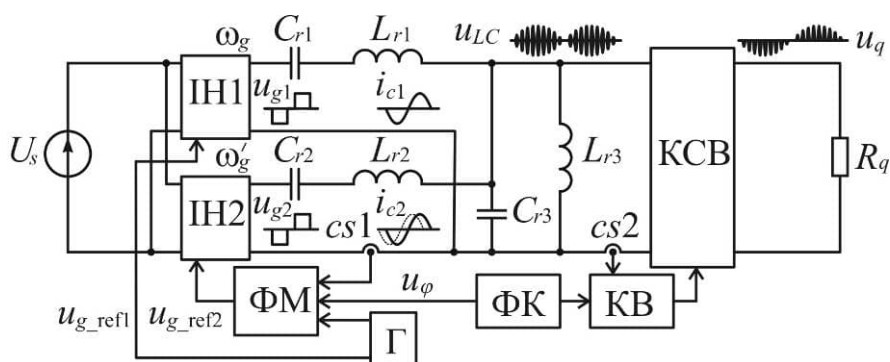


Рис.2.4. Схема резонансного перетворювача РП з вузькосмуговим фазовим регулюванням (ВФР): ІН1, ІН2 – інвертори напруги класу D, ФМ – фазовий модулятор, Г – генератор парафазних коливань, ФК – функціональний контролер, КВ – контролер випрямляча, КСВ – керований синхронний випрямляч,  $cs1$ ,  $cs2$  – датчики струмів контуру і випрямляча

Концепція резонансного перетворювача з вузькосмуговим фазовим регулюванням (ВФР) на схемі рис.2.4 містить два інвертори напруги ІН1 і ІН2 з підключеними до їхніх виходів послідовними резонансними  $LC$ -ланцюгами (з індуктивностями  $L_{r1}$ ,  $L_{r2}$  і ємностями  $C_{r1}$ ,  $C_{r2}$ ). Праві кінці резонансних  $LC$ -ланцюгів підключено до паралельного резонансного контуру  $L_{r3}$ ,  $C_{r3}$ , на якому сумуються синусоїдальні струми обох інверторів і виділяється близька до синусоїдальної вихідна напруга обох інверторів  $u_{LC}$ . Ця напруга випрямляється керованим синхронним випрямлячем КСВ і на опорі навантаження  $R_q$  можна створювати напругу  $u_q$  позитивної або негативної полярності. Частоти налаштування послідовних резонансних  $LC$ -ланцюгів і паралельного резонансного контуру однакові для пониження гармонік струмів і для посилення першої гармоніки коливань на резонансній частоті. Недоліком схеми на рис.2.4 є відносна складність силової схеми (два резонансних інвертори) і непропорційність зниження втрат енергії при зниженні амплітуди вихідної напруги  $u_{LC}$  при протилежних фазах струмів інверторів. Тому дане технічне рішення використовується для спеціальних задач [152], наприклад для лабораторного і експериментального обладнання, де складність силової частини і ККД не є вирішальними параметрами резонансного перетворювача.

Простішим рішенням з вузькосмуговим фазовим регулюванням є схема, аналогічна до схеми на рис.2.4, яка містить тільки один резонансний інвертор і подібний послідовно-паралельний резонансний ланцюг. Резонансний ланцюг складається з налаштованих на одну частоту послідовного  $LC$ -ланцюга і паралельного  $LC$ -контуру, до якого підключено синхронний випрямляч з навантаженням. Дана схема дозволяє шляхом регулювання фаз комутації односпрямованих ключів синхронного випрямляча створювати на навантаженні напругу з різними середніми значеннями і різною полярністю. Але одноінверторна схема має меншу навантажувальну здатність в порівнянні з двоінверторною схемою на рис.2.4.

Далі розглянемо детально систему фазового управління. Система управління РП на рис.2.4 містить генератор парафазних коливань Г, фазовий модулятор ФМ, функціональний контролер ФК і контролер синхронного випрямляча КВ. Вихідна напруга  $u_q$  задається алгоритмом ФК. Для формування потрібної напруги від ФК видається сигнал керування на ФМ і фаза струму другого інвертора ІН2 зміщується відносно фази струму першого інвертора ІН1. Керування фазою у ФМ здійснюється за допомогою зворотного зв'язку по струму контуру через датчик струму  $cs1$ . В результаті взаємного зміщення фаз струмів обох інверторів амплітуда коливань вихідної напруги  $u_{LC}$  на паралельному контурі може змінюватися від нуля до максимального значення. Ключі керуваного синхронного випрямляча КСВ комутуються з регульованим в КВ фазовим зсувом синхронно з імпульсами вхідного струму, який вимірюється датчиком струму контуру  $cs2$ . Сигнал управління фазою для КВ видається із іншого виходу ФК. Таким чином, алгоритм ФК може формувати в навантаженні постійну або низькочастотну змінну напругу  $u_q$ .

Регульовальна характеристика при вузькосмуговому фазовому регулюванні монотонна і нелінійна, однак діапазон регулювання є повним – від нуля до максимуму вихідної величини. Перевагою такого способу регулювання є малі відхилення робочої частоти в динамічних режимах і повний діапазон регулювання. Недоліком є складність силової частини, яка повинна містити два інвертори і два резонансних контури, і підвищені втрати енергії при регулюванні.

**Широтне регулювання (ШР)** [123-127] здійснюється шляхом керування моментами перемикання імпульсів і на практиці реалізується широтно-імпульсним модулятором (ШІМ) системи управління перетворювача. В результаті ШР змінюється відносна ширина імпульсів вихідної напруги інвертора  $\gamma$ :

$$\gamma = t_p / T_g \text{ для одноктного і } \gamma = 2 \cdot t_p / T_g \text{ для двотактного інвертора,} \quad (2.5)$$

де  $t_p$  – довжина імпульсу,  $T_g$  – період робочої частоти. Робоча частота може залишатися постійною, або може змінюватися внаслідок зміни відносної ширини імпульсів. Регульовальні характеристики резонансних перетворювачів при ШР є монотонними і близькими до лінійних. Тому перевагами ШР є близькість регульовальних характеристик до лінійних і повний діапазон регульовальних характеристик – від нуля до максимуму вихідної величини. Недоліком ШР є порушення оптимальних умов комутації напівпровідникових ключів резонансних перетворювачів при регулюванні. Тому на практиці ШР в чистому вигляді не використовується в резонансних перетворювачах. Для збереження прийнятних умов комутації ключів інвертора використовується суміщене широтно-частотне регулювання.

**Широтно-частотне регулювання (ШЧР)** [103, 128-130] реалізується як наведено на схемі РП з ШЧР на рис.2.5, яка має аналогічну до попередніх схем силову частину з інвертором напруги ІН, послідовним резонансним  $LC$ -ланцюгом, трансформатором  $TV$  (з параметрами  $L_m$ ,  $L_{s1}$ ,  $L_{s2}$ ,  $C_{w1}$ ,  $C_{w2}$ ) і мостовим випрямлячем  $B$  з ємністю фільтра  $C_q$ , до виходу якого підключено опір навантаження  $R_q$ .

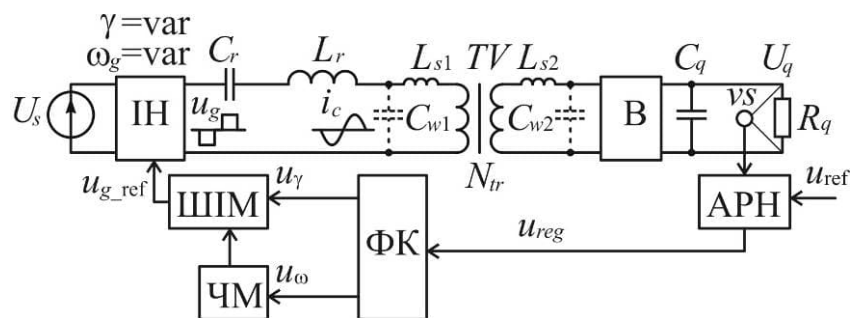


Рис.2.5. Схема резонансного перетворювача з широтно-частотним регулюванням (ШЧР): ІН – інвертор напруги класу D, ШІМ – широтно-імпульсний модулятор, ЧМ – частотний модулятор, ФК – функціональний контролер, АРН – автоматичний регулятор напруги,  $vs$  – датчик напруги, B – випрямляч

Система управління РП на рис.2.5 складається з автоматичного регулятора напруги АРН, функціонального контролера ФК, частотного модулятора ЧМ і широтно-імпульсного модулятора ШІМ. Регулювання вихідної напруги РП  $U_q$  здійснюється по відхиленню сигналу датчика напруги  $vs$  від задаючого сигналу

$u_{ref}$  за законом регулювання, який реалізовано в АРН. Вихідний сигнал регулювання  $u_{reg}$  подається на ФК, де за спеціальним законом [103] формуються два сигнали управління частотою  $u_{\omega}$  і шириною  $u_{\varphi}$  керуючих імпульсів ІН  $u_{g\_ref}$ . При відхиленнях напруги навантаження в від заданого рівня сигнал регулювання змінюється в протилежному напрямку. Це призводить до збільшення ширини імпульсів  $\gamma$  і зменшення робочої частоти  $\omega_g$  при зменшенні напруги навантаження і навпаки, до зменшення  $\gamma$  і збільшення  $\omega_g$  при збільшенні напруги навантаження. В результаті напруга навантаження стабілізується.

Суміщене ШЧР має переваги обох способів регулювання – окремо частотного і окремо широтного способів. Регулювання потужності здійснюється зі збереженням прийнятних умов комутації ключів як при ЧР і в широкому діапазоні від 0 до 100% як при ШР. При зменшенні відносної ширини імпульсів вихідної напруги  $u_g$  інвертора ІН від максимуму до мінімуму  $\gamma = 1 \dots \gamma_{min}$  (або довжини імпульсів  $u_g$  від половини періоду до мінімальної довжини  $t_p = T_g / 2 \dots T_g \gamma_{min} / 2$ ) робоча частота узгоджено з шириною імпульсів збільшується від резонансної частоти до максимальної частоти  $\omega_g = \omega_1 \dots \omega_{max}$ . Фронти імпульсів вихідної напруги інвертора при такому узгодженому регулюванні завжди випереджають в часі переходи струму контуру через нуль на малий часовий проміжок. Таким чином, включення чергового транзистора відбувається при близькому до нуля зворотному струмі (який вже протікає через зворотний діод цього транзистора після закриття суміжного транзистора). Виключення транзистора відбувається при прямому струмі і частина цього струму в процесі закривання транзистора перетікає у вихідні ємності силових транзисторів стойки інвертора. Тому комутаційні втрати транзисторів в даному РП будуть суттєво меншими за комутаційні втрати в еквівалентному за потужністю нерезонансному ШІМ-перетворювачі.

Статичні регулювальні характеристики при ШЧР будуть близькими до лінійних в широкому діапазоні регулювання. Технічною проблемою реалізації ШЧР в резонансному перетворювачі є узгодження функціональної характеристики ФК на рис.2.5 з різними АЧХ резонансних контурів.

**Релейне регулювання (РР)** [127, 131, 132] реалізується шляхом включення і виключення імпульсів вихідної напруги інвертора довше ніж на один напівперіод коливань. Регульованим параметром послідовності імпульсів є відношення фактичної кількості імпульсів  $N_{reg}$  за деякий період регулювання до максимальної кількості імпульсів за цей період регулювання при постійній частоті періодів коливань

$$\Theta = N_{reg} / N_{max} , \quad (2.6)$$

де максимальна кількість імпульсів відповідає відношенню періоду регулювання до періоду робочої частоти  $N_{max} = \text{int}(T_{reg} / T_g)$  для одноктних інверторів і до напівперіоду  $N_{max} = 2 \text{int}(T_{reg} / T_g)$  для двоктних інверторів,  $T_{reg}$  – період регулювання,  $T_g = 1 / f_g$  – період робочої частоти.

Схема РП з РР на рис.2.6 має аналогічну до попередніх схем силову частину з інвертором напруги ІН, послідовним резонансним LC-ланцюгом, трансформатором  $TV$  і мостовим випрямлячем **В** з фільтруючою ємністю  $C_q$  і підключеним на виході опором навантаження  $R_q$ .

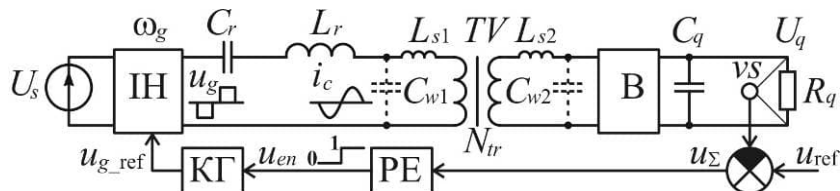


Рис.2.6. Схема резонансного перетворювача з релейним регулюванням (РР):  
 ІН – інвертор напруги класу D, КГ – керований генератор імпульсів, РЕ – релейний елемент, vs – датчик напруги, В – випрямляч

Система управління РП на рис.2.6 працює наступним чином. Інвертор ІН запускається в роботу від напруги  $u_{g\_ref}$  керованого генератора КГ і формує на

виході прямокутну напругу  $u_g$  з амплітудою приблизно рівною напрузі живлення  $U_s$  і з постійною робочою частотою  $\omega_g = \text{const}$ . В первинному і вторинному контурах РП починає протікати струм, випрямляється у мостовому випрямлячі **В** з ємнісним фільтром  $C_q$  і напруга навантаження  $U_q$  поступово зростає. Поки напруга навантаження менша за задаючу напругу, сумарний сигнал похибки буде позитивним  $u_\Sigma = u_{ref} - u_q > 0$ .

На виході релейного елемента РЕ буде сигнал логічної одиниці  $u_{en} = 1$ , який дозволить роботу КГ. Коли напруга навантаження перевищить задаючу напругу, сумарний сигнал похибки стане негативним  $u_\Sigma = u_{ref} - u_q < 0$  і сигнал на виході РЕ переключиться у логічний нуль  $u_{en} = 0$ , що означатиме заборону роботи КГ. На виході ІН буде близька до нуля напруга. Ключі ІН не вимикаються повністю, а вмикаються однойменні ключі суміжних стоек – два нижніх або два верхніх ключа. Таким чином, резонансний контур замикається через ключі ІН і стає дисипативним. На протязі декількох коливань енергія контуру віддається через випрямляч **В** в навантаження і коливання згасають. Напруга навантаження починає поступово знижуватися і стає знову меншою за задаючу напругу. Сигнал похибки стає позитивним  $u_\Sigma = u_{ref} - u_q > 0$ , РЕ вмикається і дозволяє роботу КГ, який запускає інвертування напруги у ІН. Енергія від джерела напруги живлення  $U_s$  через ІН, резонансний  $LC$ -ланцюг, випрямляч **В** передається в навантаження з активним опором  $R_q$ . Таким чином, РП з РР працює в режимі періодичного включення-виключення з деяким періодом регулювання  $T_{reg}$ , який на практиці в залежності від постійної часу ланцюга навантаження РП може складати від декількох одиниць до сотень періодів робочої частоти  $T_g$ . При цьому на виході створюються низькочастотні пульсації напруги з частотою  $1/T_{reg}$  і амплітудою, яка визначається зоною чутливості РЕ і постійними часу контуру регулювання. В схемі на рис.2.6 період регулювання при зміні задаючої напруги і опору навантаження теж буде змінюватися в

широких межах  $T_{reg} = T_{min} \dots T_{max} = var$ , що призведе до зміни частоти пульсацій. Зазвичай частота пульсацій знижується зі зниженням струму навантаження і на холостому ході  $1/T_{max}$  може складати декілька Герц. Тому якщо зниження частоти пульсацій є небажаним, використовують кількісно-імпульсне регулювання (КІР), при якому включення і виключення КГ відбувається з постійним періодом  $T_{reg} = const$ .

Перевагами РР є простота реалізації системи управління і резонансного інвертора з симетричним режимом роботи, постійна робоча частота, при якій генеровані високочастотні перешкоди мають обмежений спектр, асимптотична стійкість контуру регулювання при змінах постійних часу системи в широких межах, відсутність запізнення при повільних змінах задаючої величини.

До недоліків РР слід віднести складність згладжування низькочастотних пульсацій вихідних величин і дискретність регулювання в режимі КІР. Тому РП з РР використовується в застосуваннях не критичних до низькочастотних пульсацій, наприклад, в деяких електроприводах, установках намагнічування-розмагнічування, інших індукційних системах, в зарядних пристроях.

Види модуляції при регулюванні вихідних величин РП різними способами розрізняються за неперервним або дискретним характером передавання вхідної величини модулятора у вихідну імпульсну послідовність. Амплітудна модуляція (АМ) характеризується дискретно-неперервним характером передавання модулюючої величини в імпульсну послідовність. На протязі активних ділянок імпульсів (коли напруга імпульсу відрізняється від нуля) модулююча функція впливає на миттєву величину як множник і передається на вихід. В паузах між імпульсами модулююча функція не передається. Якщо імпульси представляють собою функцію форми двополярного меандру, коли немає пауз, то характер передавання стає повністю неперервним. При АМ другого роду, коли модулююча функція фіксується пристроєм вибірки і збереження (ПВЗ) перед кожним імпульсом, характер передавання моделюючої функції на вихід стає дискретним. Період дискретності є постійним і відповідає періоду імпульсів.



Частотна модуляція (ЧМ) і фазова модуляція (ФМ) має дискретний характер передавання вхідної модулюючої функції. Час настання кожного наступного імпульсу визначається значеннями модулюючої функції в попередні моменти часу за інтегральним законом. Період дискретності при ЧМ і ФМ є змінним, окрім вузькосмугової ФМ, коли при малих відхиленнях вхідної модулюючої функції період дискретності можна вважати постійним.

Широтно-імпульсна модуляція (ШІМ) теж має дискретний характер передавання вхідної модулюючої функції у вихідну імпульсну послідовність, оскільки моменти фронтів імпульсів визначаються значеннями модулюючої функції. Період дискретності при певних припущеннях може вважатися постійним.

На практиці модуляція всіх видів здійснюється з повільною зміною параметра імпульсної послідовності, при якій можна вважати модулюючу функцію постійною протягом періоду коливань. Якщо динамічна модель резонансного перетворювача може бути представлена у вигляді неперервного інерційного об'єкта з найменшою постійною часу  $\tau_{\min} > T_g$ , то обмеження на швидкість зміни вхідних модулюючих величин запишеться так

$$\frac{d}{dt} u_{reg} \leq |u_{reg\_max} - u_{reg\_min}| / (k_{reg\_max} \cdot \tau_{max}), \quad (2.7)$$

де  $u_{reg\_max}$  і  $u_{reg\_min}$  – максимальне і мінімальне значення регулюючої (модулюючої) величини,  $k_{reg\_max}$  – максимальна крутизна регулювальної характеристики (диференційний коефіцієнт передавання),  $\tau_{max}$  – максимальна значуща стала часу еквівалентної неперервної динамічної моделі силової частини резонансного перетворювача.

### 2.3. Структура резонансного перетворювача як системи керування

Статичні та динамічні характеристики резонансних перетворювачів визначаються наступними внутрішніми чинниками: схема силової частини (топология, характеристики елементів схеми); алгоритми комутації силових вентилів; способи регулювання; принципи авторегулювання і параметри регуляторів систем авторегулювання вихідних величин. На показники робочих режимів – показники якості вихідної електроенергії, температуру елементів, генерований акустичний шум та електромагнітні перешкоди та інші, впливають також і зовнішні чинники: параметри навколишнього середовища, джерела живлення і навантаження резонансних перетворювачів. В цьому аспекті резонансний перетворювач представляє собою структуру з силовою частиною СЧ, локальною системою управління ЛСУ і системою автоматичного регулювання вихідних величин САР-ВВ на рис.2.7. Жирними стрілками на схемі наведено енергетичні впливи, тонкими стрілками – керуючі впливи, порожніми стрілками – обмін кодовою інформацією.

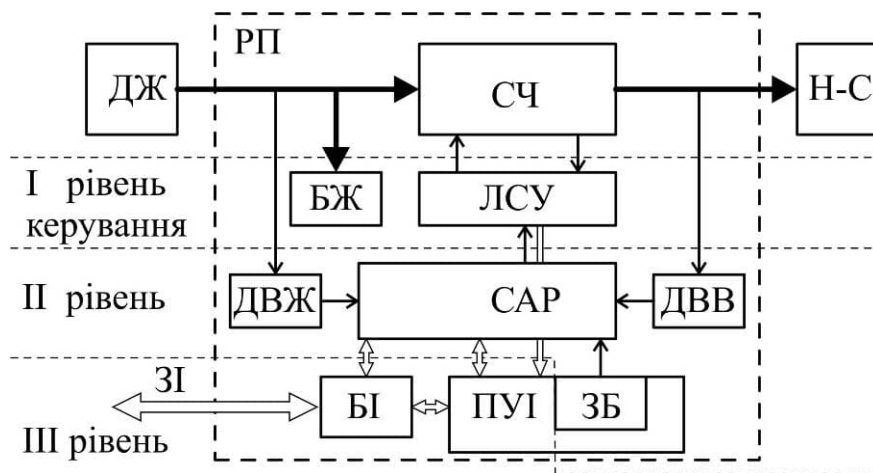


Рис.2.7. Блок-схема резонансного перетворювача РП: ДЖ – джерело живлення, СЧ – силова частина, Н-С – навантаження-споживач, БЖ – блок живлення власних нужд резонансного перетворювача, ДВЖ – датчики величин живлення, ЛСУ – локальна система управління силовою частиною резонансного перетворювача, ДВВ – датчики вихідних величин, САР – система автоматичного регулювання вихідних величин, ЗІ – зовнішній інтерфейс, БІ – блок інтерфейсу, ПУІ – панель управління та індикації, ЗБ – задаючий блок

Електроенергія від джерела живлення ДЖ передається через силову частину СЧ РП до навантаження-споживача електроенергії Н-С. Блок живлення

власних нужд БЖ малої потужності перетворює і забезпечує енергією всю систему управління РП. Локальна система управління ЛСУ реалізує алгоритми комутації силових ключів інвертора і за наявності синхронного випрямляча. В ній виробляються імпульсні послідовності керування кожним силовим ключем. Згідно з вхідними сигналами регулювання від системи верхнього рівня – системи авторегулювання вихідних величин САР, в процесі авторегулювання змінюється один чи декілька регульованих параметрів керуючих імпульсів: частота, ширина, фаза, кількість. Для локального управління ключами часто використовуються додаткові сигнали від датчиків напруг або струмів ключів і резонансних контурів. На практиці ці функції закладено до спеціалізованих контролерів резонансних інверторів або резонансних перетворювачів [118-122]. Також ЛСУ керує додатковими функціями, наприклад плавним зарядом вхідних конденсаторів, захисними функціями, охолодженням силових елементів.

Отже БЖ і ЛСУ містять всі необхідні елементи, щоб СЧ РП сумісно з ними могла працювати як перетворювач електроенергії. Можна сказати, що структура з блоків БЖ, ЛСУ і СЧ на рис.2.7 є мінімальною конфігурацією РП. Ця мінімальна структура здатна при підключенні до ДЖ і до Н-С повністю реалізувати в СЧ принцип дії РП і перетворювати електроенергію, підпорядковуючись вхідному сигналу (або декільком сигналам) керування від системи верхнього рівня. Мінімальна структура не може виконувати функції автоматичної стабілізації чи інших принципів авторегулювання вихідних величин, і також не може виконувати сервісні функції. Всі вказані функції виконуються системою управління верхнього рівня, якою для мінімальної структури РП є блоки системи автоматичного регулювання САР, задаючий блок ЗБ в складі панелі управління та індикації ПУІ РП і блок інтерфейсу БІ. Для системи верхнього рівня РП в своїй мінімальній конфігурації (ЛСУ і СЧ) з живленням і навантаженням виконує роль керованого об'єкта з певними динамічними і статичними властивостями.

Джерелом живлення ДЖ РП можуть бути: промислова або локальна мережа живлення, наприклад суднова мережа живлення чи бортова мережа

інших транспортних засобів; акумуляторні батареї, генератори електроенергії, альтернативні джерела живлення тощо. Вказані джерела живлення можна представити у вигляді еквівалентних схем заміщення, в яких будуть присутні ідеальні джерела ЕРС з пасивними елементами схеми заміщення джерела живлення. Еквівалент навантаження і споживача електроенергії Н-С теж можна представити у вигляді комбінацій лінійних елементів  $R$ ,  $L$ ,  $C$ , джерел проти-ЕРС і джерел струму, а також нелінійних елементів резистивного, індуктивного або ємнісного характеру. Також навантаження може мати нестационарний характер або непостійні проти-ЕРС і джерела непостійних струмів. Тоді пасивні частини схем заміщення ДЖ і Н-С можна розглядати з схемою СЧ як єдину систему, до якої підключено ідеальний генератор ЕРС живлення з простим пасивним навантаженням або споживачем у вигляді ідеального джерела струму чи ЕРС.

Авторегулювання вихідних величин РП по відхиленню або по збуренню здійснюється за алгоритмами керування САР, які разом з задаючими сигналами від ЗБ можуть використовувати в своїй роботі сигнали від датчиків вихідних величин ДВВ і датчиків величин живлення ДВЖ. До вихідних величин відносяться струм і напруга навантаження, вихідна потужність. До величин живлення відносяться також струм, напруга (миттєві чи середні або амплітудні значення) і потужність живлення. Додатково в ЛСУ або в САР можуть використовуватися сигнали від показників стану конструкції РП і навколишнього середовища (температури, вологості, атмосферного тиску). Треба відмітити, що функції САР теж як правило закладаються до спеціалізованих мікросхем-контролерів резонансних перетворювачів [121, 122].

Сервісні функції виконуються за допомогою ПУІ. До них відносяться функції зовнішнього керування роботою РП, налаштування параметрів, індикація стану РП і значень потрібних величин. Наявність ПУІ в системі управління РП не обов'язкова і визначається вимогами до обладнання. За допомогою ЗІ і Бі здійснюється взаємодія із зовнішнім сервісним обладнанням, системами моніторингу і зовнішньою системою керування вищого рівня.

Таким чином, резонансний перетворювач на рис.2.7 представляє собою систему керування з одним, двома, або трьома рівнями керування по відношенню до силової частини СЧ. Це перший рівень керування для реалізації алгоритмів комутації, другий рівень для авторегулювання вихідних величин, третій рівень для сервісних функцій і для реалізації часо-функціональних законів керування резонансним перетворювачем як цілісним об'єктом керування – виконавчим перетворювальним пристроєм.

#### **2.4. Властивості резонансних перетворювачів при різних способах регулювання**

Розглянемо як змінюються властивості резонансних перетворювачів на рис.2.1-рис.2.6 в залежності від способів регулювання вихідних величин на першому рівні керування для однієї і тієї ж силової схеми з мостовим інвертором напруги, резонансним ланцюгом з трансформатором і випрямлячем. З точки зору керування представляє інтерес якісний вплив способів регулювання на статичні регульовальні характеристики і на динамічні властивості резонансних перетворювачів. Якісні зміни статичних регульовальних характеристик визначимо для простого послідовного *RLC*-контурі і для більш складного резонансного ланцюга з врахуванням індуктивностей розсіювання і індуктивності намагнічування трансформатора. Для вірного розуміння закономірностей будемо вважати елементи контуру лінійними. Також приймемо, що випрямляч **В** є діодним і в силовій схемі реалізується алгоритм комутації ( $U+q$ ;  $U-q$ ) [133], при якому по черзі включаються пари діагональних ключів інверторного моста і відповідно до полярності струму контуру включаються діагональні пари діодів випрямного моста.

При послідовному резонансному контурі [134, 135, 136] коефіцієнт підсилення напруги резонансного перетворювача в цілому можна оцінити як відношення амплітуд перших гармонік напруги на вході випрямляча і напруги на виході інвертора

$$k_U = \frac{U_{bm}}{U_{gm}} = \frac{\eta}{N_{tr}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + S_f^2}}, \quad (2.8)$$

де  $\eta$  – ККД перетворювача,  $N_{tr} = \sqrt{L_1/L_2}$  – коефіцієнт трансформації силового трансформатора,  $S_f = Q \cdot (\omega_g^* - 1/\omega_g^*)$  – вибірковість контуру,  $\omega_g^* = \omega_g/\omega_1$  – відносна робоча частота,  $\omega_g$  – робоча частота,  $\omega_1 = \omega_0 \sqrt{1 - 1/(4Q^2)}$  – частота вільних коливань,  $\omega_0 = 1/\sqrt{L_r C_r}$  – резонансна частота,  $\rho = \sqrt{L_r/C_r}$  – хвильовий опір,  $Q = \rho/R_r$  – добротність контуру.

Для більш складного резонансного ланцюга з індуктивністю намагнічування трансформатора  $L_m$  в схемах на рис.2.1-рис.2.6 згідно з [134, 137, 138] коефіцієнт підсилення напруги  $k_U$  резонансного перетворювача визначиться так:

$$k_U = \left| \frac{(\omega_g/\omega_0)^2 \cdot (k_m - 1)}{\left( (\omega_g/\omega_p)^2 - 1 \right) + j \cdot (\omega_g/\omega_0) \cdot \left( (\omega_g/\omega_0)^2 - 1 \right) \cdot (k_m - 1) \cdot Q_e} \right|, \quad (2.9)$$

де  $k_m = L_p/L_r$  – коефіцієнт підвищення індуктивності,  $L_p = L_r + L_m$  – первинна індуктивність, в яку входять індуктивність послідовного ланцюга  $L_r$  та індуктивність намагнічування трансформатора  $L_m$ ,  $Q_e = \sqrt{L_r/C_r}/R_{ac}$  – еквівалентна добротність послідовного резонансного ланцюга,  $R_{ac} = 8 \cdot N_{tr}^2 \cdot R_q / \pi^2$  – еквівалентний опір навантаження,  $\omega_0$  – частота резонансу послідовного ланцюга,  $\omega_p = 1/\sqrt{L_p C_r}$  – частота резонансу первинної сторони резонансного ланцюга. Як видно з рівняння (2.9), є дві резонансних частоти. Одна визначається елементами  $L_r$  і  $C_r$ , тоді як інша визначається  $L_p = L_r + L_m$  і  $C_r$ . Рівняння (2.9) показує, що підсилення напруги дорівнює одиниці на резонансній частоті  $\omega_0$  незалежно від зміни навантаження

$$k_{U0} = \frac{2 \cdot N_{tr} \cdot U_q}{U_s} = \frac{\omega_p^2 \cdot (k_m - 1)}{\omega_0^2 - \omega_p^2} = 1 \text{ при } \omega_g = \omega_0. \quad (2.10)$$

Якщо врахувати індуктивності розсіювання трансформатора на первинній  $L_{s1}$  і на вторинній  $L_{s2}$  сторонах, тоді ефективну послідовну індуктивність  $L_p$  і паралельну індуктивність  $L_p - L_r$  отримують шляхом припущення пропорційності первинних і вторинних індуктивностей  $N_{tr}^2 \cdot L_{s2} = L_{s1}$  і подальшого приведення індуктивності розсіювання на вторинній стороні до первинної сторони, як показано в наступних виразах:

$$L_p = L_m + L_{s1}, \quad L_r = L_{s1} + L_m \parallel (N_{tr}^2 \cdot L_{s2}) = L_{s1} + L_m \parallel L_{s1}. \quad (2.11)$$

Виходить рівняння коефіцієнта підсилення резонансного перетворювача для інтегрованого трансформатора або для системи індуктивно-зв'язаних котушок з індуктивностями розсіювання:

$$k_U = \left| \frac{(\omega_g / \omega_0)^2 \cdot \sqrt{k_m \cdot (k_m - 1)} \cdot K_{U0}}{\left( (\omega_g / \omega_p)^2 - 1 \right) + j \cdot (\omega_g / \omega_0) \cdot \left( (\omega_g / \omega_0)^2 - 1 \right) \cdot (k_m - 1) \cdot Q_e} \right|, \quad (2.12)$$

де  $Q_e = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot \frac{1}{R_{ac\_e}}$  – еквівалентна добротність послідовного резонансного

ланцюга,  $R_{ac\_e} = 8 \cdot N_{tr}^2 \cdot R_q / (\pi^2 \cdot K_{U0}^2)$  – еквівалентний опір навантаження.

Коефіцієнт підсилення (2.10) на резонансній частоті  $\omega_0$  є постійним незалежно від зміни навантаження і визначається як:

$$K_{U0} = \sqrt{\frac{L_p}{L_p - L_r}} = \sqrt{\frac{k_m}{k_m - 1}} \text{ при } \omega = \omega_0. \quad (2.13)$$

Коефіцієнт підсилення на резонансній частоті  $\omega_0$  дорівнює одиниці при використанні простого послідовного LC-ланцюга, як показано в рівнянні (2.10). Однак при реалізації магнітних компонентів із інтегрованим трансформатором або індуктивно-зв'язаними котушками коефіцієнт підсилення на резонансній частоті  $\omega_0$  (2.12) є більший одиниці через додаткове збільшення амплітуди коливань, викликане індуктивністю розсіювання у вторинній стороні.

В першому наближенні резонансний перетворювач можна представити у вигляді загальної лінеаризованої динамічної структури зі зворотним зв'язком для малих приростів величин на рис.2.8. Вхідними величинами є напруга живлення  $u_s$  і задаючий сигнал  $x_{ref}$ , тобто є два входи – «по живленню» і «по регулюванню». Вихідною величиною є вихідна напруга (напруга навантаження)  $u_q$ . Схема складається з трьох пропорційних ланок, коефіцієнти передавання яких визначаються як похідні від відповідних статичних характеристик резонансного перетворювача [139]:  $k_s$  коефіцієнт передавання приросту напруги живлення в вихідну напругу інвертору (складова  $\tilde{u}_{sg}$ );  $k_m$  коефіцієнт модуляції вихідної напруги інвертору, або коефіцієнт передавання приросту сигналу регулювання в вихідну напругу інвертору (складова  $\tilde{u}_{rg}$ );  $k_{fb}$  коефіцієнт передавання приросту вихідної напруги в сигнал зворотного зв'язку  $x_{fb}$ . Інерційні ланки на рис.2.8,а заміщують резонансний ланцюг у вигляді операторної провідності  $Y_r$ , ланцюг навантаження у вигляді операторного опору  $Z_q$  і автоматичний регулятор вихідної напруги у вигляді передатної функції  $H_{reg}$ . Знаки «тильда ~» над величинами означають, що ці величини є обвідними функціями для відповідних періодичних змінних величин резонансного перетворювача, наприклад, поточне середнє або амплітудне значення коливальної величини.

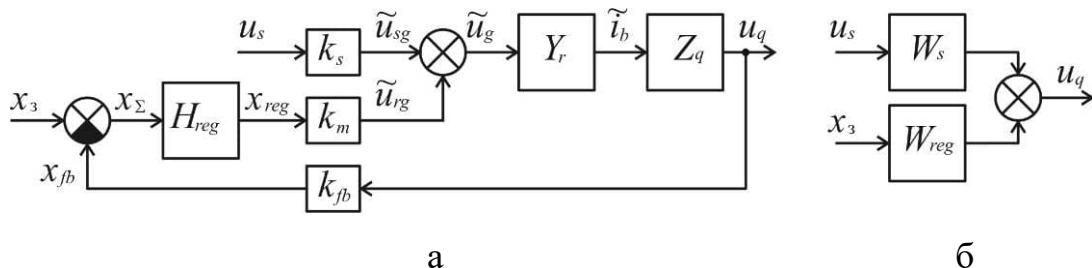


Рис.2.8. Динамічна структурна схема резонансного перетворювача для впливів зі сторін живлення та регулювання:  
а – загальна схема, б – у вигляді окремих передатних функцій

Структура на рис.2.8,а може розумітися як система авторегулювання з вхідним сигналом регулювання  $x_3$  та збуренням зі сторони живлення  $u_s$ . Різниця



сигналу регулювання і сигналу зворотного зв'язку є похибкою регулювання  $x_{\Sigma} = x_{\text{ref}} - x_{fb}$ , яка обробляється регулятором з передатною функцією  $H_{reg}$ . Сигнал з виходу регулятора  $x_{reg}$  проходить через пропорційну ланку з коефіцієнтом передавання  $k_m$  і через другий суматор схеми додається у вигляді складової  $\tilde{u}_{rg}$  до складової  $\tilde{u}_{sg}$  від зміни напруги живлення  $u_s$ . Сумою складових є обвідна напруги інвертора  $\tilde{u}_g$ , яка прикладається до резонансного ланцюга з провідністю  $Y_r$  і викликає на його виході струм з обвідною  $\tilde{i}_b$ . Цей струм є вхідною величиною ланцюга навантаження. На його виході під дією вхідного струму створюється вихідна напруга  $u_q$ . Таким чином, згідно зі структурою на рис.8.1,а, приріст вихідної напруги залежить від зміни сигналу регулювання і напруги живлення резонансного перетворювача:

$$u_q = Y_r \cdot Z_q \cdot \tilde{u}_g; \tilde{u}_g = u_s \cdot k_s + x_{reg} \cdot k_m; x_{reg} = (x_{\text{ref}} - u_g \cdot k_{fb}) \cdot H_{reg}, (2.14)$$

відкіля можна вивести дві передатні функції динамічної структури на рис.2.8,б для вхідних впливів зі сторони живлення

$$W_s = \frac{u_q}{u_s} = \frac{Y_r \cdot Z_q}{1 + k_{fb} \cdot H_{reg} \cdot k_m \cdot Y_r \cdot Z_q} (2.15)$$

і зі сторони регулювання

$$W_{reg} = \frac{u_q}{x_{\text{ref}}} = \frac{H_{reg} \cdot k_m \cdot Y_r \cdot Z_q}{1 + k_{fb} \cdot H_{reg} \cdot k_m \cdot Y_r \cdot Z_q}. (2.16)$$

Динамічна структура на рис.2.8 дозволяє визначити структурні схеми динамічних моделей резонансного перетворювача при певних способах регулювання. В якості прикладу для ясності візьмемо резонансний перетворювач на рис.2.1 з послідовним контуром та ідеальним трансформатором. Конкретизуємо передатні функції ланок окрім передатної функції регулятора  $H_{reg}$ , яка визначається в процесі синтезу і зараз не має принципового значення. Операторна провідність послідовного контуру резонансного перетворювача

$Y_r(s)$  по відношенню до обвідних коливань веде себе як коливальна ланка з певними частотою  $\omega_p$  і добротністю  $Q_p$  полюсу частотної характеристики та статичним коефіцієнтом передавання  $K_r$ . Оскільки вхідною величиною контуру на рис.2.8 є напруга  $\tilde{u}_g$  і вихідною – струм  $\tilde{i}_b$ , а АЧХ послідовного резонансного контуру визначається для напруги на  $RLC$ -ланцюзі в якості вхідної величини і напруги ємності в якості вихідної величини. Тому представимо коефіцієнт передавання резонансного контуру по обвідній коливань добутком двох множників:  $K_r = V_\omega \cdot k_i$  – коефіцієнта передавання по напрузі і коефіцієнта передавання по струму, коли напруга інвертора перетворюється в середній випрямлений струм. Коефіцієнт передавання контуру по напрузі дорівнює відношенню амплітуди напруги  $u_c$  на ємності контуру  $C_r$  до амплітуди вихідної напруги інвертора  $u_g$ . Він залежить від частоти коливань напруги інвертора і від добротності контуру (резонансні криві контуру) [140-142], і визначається із формул для резонансного осцилятора з послідовним контуром (див. додатки)

$$V_\omega = \frac{U_{Cm}}{U_{gm}} = 2 / \sqrt{1 + \theta^2 - 2\theta \cos(\beta)}, \quad (2.17)$$

де  $\beta = \pi(1/\omega_g^* - 1)$  – частотний кут,  $\theta = e^{-\pi/(\omega_g^* \sqrt{4Q^2 - 1})}$  – затухання обвідної коливань (функції амплітуди) за напівперіод робочої частоти,  $Q$  – добротність контуру. Коефіцієнт передавання по струму для синусоїдальних коливань і провідності струму вентилями випрямляча в навантаження протягом всього періоду коливань буде мати вигляд

$$k_i = I_{q\_avg} / U_{Cm} = 2 / (\rho \cdot \pi), \text{ де } \rho - \text{хвильовий опір контуру.} \quad (2.18)$$

Якщо замість діодного випрямляча другий міст в схемі резонансного перетворювача буде повністю керованим, можна реалізувати алгоритми комутації вентилів з проходженням струму в ланцюг навантаження не на всьому періоді коливань. Тоді коефіцієнт передавання по струму (2.18) матиме інший вираз, в який ввійдуть і часові проміжки функції струму у вигляді меж

інтегрування при визначенні середнього випрямленого струму за напівперіод коливань.

Еквівалентна операторна провідність резонансного ланцюга (контуру) для обвідної коливань  $Y_r(s)$  визначається на основі передатної функції другого порядку резонансного осцилятора з врахуванням коефіцієнтів (2.17) і (2.18)

$$Y_r(s) = \frac{V_\omega \cdot k_i}{\left(\frac{s}{\omega_p}\right)^2 + s/(Q_p \cdot \omega_p) + 1}, \quad (2.19)$$

де  $s$  – оператор Лапласа,  $Q_p \approx Q \cdot \frac{\omega_p}{\omega_1} + 0.5$  – добротність полюсу АЧХ резонансного осцилятора [143, 144] для добротності контуру  $Q > 1$ . Ланцюг навантаження з паралельно ввімкненими фільтруючою ємністю  $C_q$  і активним опором навантаження  $R_q$  має передатну функцію інерційної ланки першого порядку

$$Z_q = R_q / (s \cdot R_q \cdot C_q + 1) = R_q / (s \cdot \tau_3 + 1), \text{ де } \tau_3 = R_q \cdot C_q. \quad (2.20)$$

При амплітудному регулюванні (АР або амплітудна модуляція АМ) можна вважати, що напруга живлення інвертора є пропорційна до сигналу регулювання на виході автоматичного регулятора потужності або вихідної напруги і прийняти коефіцієнт АР рівним одиниці  $k_{am} = 1$ .

При частотному регулюванні (ЧР) залежність вихідної напруги резонансного перетворювача відповідає резонансній кривій контуру, крутизна якої представляє собою коефіцієнт ЧР в малій ділянці біля середнього значення відносної робочої частоти  $\omega_g^*$ :  $k_\omega = \partial V_\omega / \partial \omega_g^*$ ,

$$k_\omega = -Q^2 \cdot \left[ 1 + Q^2 \cdot \left( \omega_g^* - \frac{1}{\omega_g^*} \right)^2 \right]^{-\frac{3}{2}} \cdot \left( \omega_g^* - \frac{1}{\omega_g^*} \right) \cdot \left( 1 + \frac{1}{\omega_g^{*2}} \right). \quad (2.21)$$

При широтному регулюванні (ШР) імпульси напруги інвертора мають змінну ширину і змінне співвідношення гармонік основного «пелюстка» спектральної характеристики, який містить першу гармоніку [145, 146]. Чим вужче імпульси інвертора, тим ширше основний «пелюсток» і тим більша доля вищих гармонік. І навпаки, чим ширші імпульси, тим вужче основний «пелюсток» і тим більша доля першої гармоніки. Тому вузькі імпульси мають переважно інтегральний характер дії на резонансний ланцюг. Це характерно для систем з постійною часу набагато більшою за довжину вхідних імпульсів, коли спричинена ними дія більше залежить від площі, а не від форми імпульсів [147]. Широкі двополярні імпульси мають гармонічний характер дії на резонансний ланцюг, тобто викликані ними процеси в резонансному ланцюзі подібні до процесів, викликаних еквівалентними синусоїдальними коливаннями напруги інвертора. Це пояснюється великою долею першої гармоніки в двополярних прямокутних імпульсах інвертора з формою «меандр».

Для вузьких імпульсів інвертора  $\gamma \ll 1$  або для високої робочої частоти  $\omega_g \gg \omega_0$  можна припустити, що дія кожного такого імпульсу на процеси в контурі визначається амплітудою, помноженою на відносну ширину імпульсу  $U_{gm} \cdot \gamma$ , де відносна ширина імпульсів дорівнює  $\gamma = 0 \dots 1$ . Тоді коефіцієнт ШР можна вважати постійним, наприклад, одиничним  $k_\gamma = 1$ . Дане припущення можна прийняти для попередніх оцінок лінеаризованих динамічних характеристик резонансних перетворювачів з широтним регулюванням. Уточнене значення коефіцієнту ШР буде визначатися як крутизна статичної регульовальної характеристики при певній робочій частоті  $\omega_g^*$   $k_\gamma = \partial V_{\omega, \gamma} / \partial \gamma$ . Статичні характеристики резонансного перетворювача треба визначити на основі залежності амплітуди коливань в контурі від напруги на  $RLC$ -ланцюзі  $u_{LC} = u_g - u_b$ , яка є різницею вихідної напруги мостового інвертора і вхідної напруги мостового діодного випрямляча із ємнісним фільтром. Припустимо, що вентилі схеми і трансформатор на рис.2.5 ідеальні. Тоді ступінчаста напруга  $u_{LC}$

на послідовному  $RLC$ -ланцюзі буде мати ступінчасту форму і характеризуватися наступними параметрами:

- шістьма значеннями ступенів напруги  $u_{LC}$  протягом періоду коливань напруги інвертора, див. колонку 3 в табл.2.1;
- також напруга  $u_{LC}$  характеризуватиметься трьома значеннями довжин ступенів (ступені 1-3 або ступені 4-6 в кол. 4 табл.2.1) протягом одного напівперіоду. На протязі наступних напівперіодів ступені напруги  $u_{LC}$  повторюються зі зворотними знаками.

Таблиця 2.1. Значення ступенів напруги  $u_{LC}$  на  $RLC$ -ланцюзі перетворювача

№ ступ.	Знак напруги інвертора $u_g$	Напруга на $RLC$ -ланцюзі	Кутова довжина	Енергообмін (+ приймає, - віддає)
1	П-імпульс -	$-(U_s + U_q)$	$\psi_{rv}$	інвертор +, випрямляч +
2	0 пауза	$-U_q$	$\psi_{ds}$	інвертор 0, випрямляч +
3	П-імпульс +	$U_s - U_q$	$\psi_{fr}$	інвертор -, випрямляч +
4	П-імпульс +	$U_s + U_q$	$\psi_{rv}$	інвертор +, випрямляч +
5	0 пауза	$U_q$	$\psi_{ds}$	інвертор 0, випрямляч +
6	П-імпульс -	$-(U_s - U_q)$	$\psi_{fr}$	інвертор -, випрямляч +

де знаки «-» і «+» означають полярність напруги або віддачу і отримання енергії,  $\psi_{rv}$ ,  $\psi_{ds}$ ,  $\psi_{fr}$  – відповідно кутів довжини реверсної ступені напруги інвертора ( $rv$  – *reverse*), коли інвертор сприймає енергію, ступені нульової паузи, коли енергія контуру розсіюється у випрямляч з навантаженням ( $ds$  – *dissipation*), і ступені прямої передавання енергії від інвертора до резонансного ланцюга і випрямляча з навантаженням ( $fr$  – *forward*),  $U_s$  – напруга живлення,  $U_q$  – напруга навантаження.

Ступені напруги  $u_{LC}$  на послідовному  $RLC$ -ланцюзі умовно названо по напрямку передавання енергії від інвертора до решти схеми резонансного перетворювача (контур, випрямляч і навантаження), оскільки інвертор з'єднано з джерелом електроенергії, а випрямляч – зі споживачем:

- Реверсна ступінь  $\psi_{rv} = \alpha - \psi_{f0} - \psi_{ds}/2$ ;
- Нульова пауза  $\psi_{ds} = \alpha(1 - \gamma)$ ;
- Ступінь прямої передачі  $\psi_{fr} = \psi_{f0} - \psi_{ds}/2$ ,

(2.22)

де позначено наступні величини:

- кутова довжина напівперіоду коливань  $\alpha = \pi/\omega_g^* = \psi_{rv} + \psi_{ds} + \psi_{fr}$ ;
- $\omega_g^* = \omega_g/\omega_1$  – відносна частота коливань (робоча частота);
- $\omega_1 = \omega_0\sqrt{1 - 1/(4 \cdot Q^2)}$  – частота вільних коливань в контурі резонансного перетворювача (в резонансному ланцюзі);
- $\omega_0$  – резонансна частота контуру або резонансного ланцюга;
- $\gamma = t_p \cdot \omega_g/\pi$  – відносна ширина імпульсів інвертора.

Центрований в паузі кут  $\psi_{f0}$  є кутовою відстанню від центра нульової паузи між імпульсами інвертора до кінця напівхвилі струму контуру  $\psi_{f0} = \psi_{fr} + \psi_{ds}/2$  і визначається так:

- у НЧ-діапазоні для  $\omega_g^* \leq 1$   $\psi_{f0} = \arccos\left(\frac{(\theta \cdot V + d)^2 - V^2 - b^2}{2 \cdot V \cdot b}\right)$ ;

(2.24a)

- у ВЧ-діапазоні для  $\omega_g^* \geq 1$   $\psi_{f0} = \arccos\left(\frac{(\theta \cdot V + d)^2 - V^2 + b^2}{2 \cdot (\theta \cdot V + d) \cdot b}\right)$ ,

(2.24a)

де позначено наступні величини:

- залежність амплітуди коливань від добротності контуру, частоти і ширини імпульсів інвертора

$$V_{\omega, \gamma} = \frac{-d \cdot (\theta - \cos(\beta)) + \sqrt{d^2 \cdot (\theta - \cos(\beta))^2 - (1 + \theta^2 - 2 \cdot \theta \cdot \cos(\beta))(d^2 - b^2)}}{1 + \theta^2 - 2 \cdot \theta \cdot \cos(\beta)}; \quad (2.25)$$

- $\theta = e^{-\alpha/\sqrt{4 \cdot Q^2 - 1}}$  – коефіцієнт згасання обвідної коливань (функції амплітуди) за напівперіод робочої частоти;

- $\beta = \alpha - \pi = \pi / \omega_g^* - \pi$  – частотний кут;
- $\nu = \pi - \alpha \cdot (1 - \gamma) = \pi - \psi_{ds}$  – широтний кут;
- додаткові величини:  $b = \theta_{ds}^2 + 1 - 2 \cdot \theta_{ds} \cos(\nu)$ ,  $d = -2 \cdot U_q \cdot \theta_{fr} / U_s$ ;
- $\theta = e^{-\psi_{fr} / \sqrt{4 \cdot Q^2 - 1}}$  і  $\theta = e^{-\psi_{ds} / \sqrt{4 \cdot Q^2 - 1}}$  – коефіцієнти затухання обвідної коливань (функції амплітуди) протягом нульової паузи та ступеня прямої передачі енергії.

Формула (2.25) дозволяє точніше розрахувати залежності між амплітудою коливань, частотою і шириною імпульсів, яка буде визначена на основі врахування часових параметрів ступінчастої напруги  $u_{LC}$  ідеалізованого резонансного перетворювача на рис.2.5. Уточнені коефіцієнти частотного і широтного регулювання (ЧР і ШР) визначаються як частинні похідні від залежності амплітуди (2.25)

$$k_\omega = \partial V_{\omega, \gamma} / \partial \omega_g^*, \quad k_\gamma = \partial V_{\omega, \gamma} / \partial \gamma. \quad (2.26)$$

Аналітичні вирази (2.26) не наводяться в силу їх надмірної громіздкості. Але числові значення коефіцієнтів регулювання можна розрахувати для конкретних похідних даних.

При релейному регулюванні відбувається включення і виключення генерування імпульсів вихідної напруги інвертора  $u_g$  під дією сигналу  $x_{re}$  релейного елемента РЕ. При виключених імпульсах ключі інвертора замикають контур і вихідна напруга перетворювача знижується. При включених імпульсах ключі інвертора періодично інвертують напругу живлення. На контурі створюються імпульси напруги і вихідна напруга зростає до максимального значення. Отже коефіцієнт релейного регулювання можна прийняти одиничним.

На основі викладених вище міркувань резонансний перетворювач при різних способах регулювання можна представити у вигляді динамічних структур і статичних характеристик в табл.2.2:

Таблиця 2.2. Динамічні структури та статичні характеристики РП для різних способів регулювання

Вид рег.	1 – Динамічні структурні схеми	2 – Статичні регульовальні характеристики
1 – АР Амплітудне		
2 – ЧР Частотне		
3 – ШР Широтне		
4 – РР Релейне		

В таблиці вище позначено наступне: В – випрямляч, РЕ – релейний елемент,  $u_{sr}$  – регульована напруга живлення,  $\tilde{u}_g$  і  $\tilde{i}_b$  – обвідні коливальні напруги інвертора і струму випрямляча,  $\gamma_{pwm}$  – ширина імпульсів регулюючого ШІМ-перетворювача,  $\omega_g^*$  – відносна робоча частота,  $\gamma_{PI}$  – ширина імпульсів резонансного інвертора,  $N_{reg} = 0 \dots N_{max}$  – кількість імпульсів резонансного інвертора за деякий період регулювання.



Розглянемо докладно динамічні структурні схеми і статичні характеристики резонансних перетворювачів в табл.2.2. В колонці 1 представлено структурні схеми динамічних моделей резонансного перетворювача з послідовним контуром для різних способів регулювання, які відповідають схемам резонансних перетворювачів на рис.2.1-1.6 з ідеальним трансформатором напруги. В колонці 2 табл.2.2 у відносних одиницях якісно представлено регулювальні характеристики резонансного перетворювача для цих способів регулювання вихідних величин [112, 125, 126, 137, 138, 148]. Характеристики при АР в стр. 1 кол. 2 табл.2.2 знято експериментальним шляхом і звірено з результатами розрахунків по (2.17)-(2.20). Характеристики при ЧР в стр. 2 кол. 2 табл.2.2 розраховано по (2.12). Характеристики при ШР в стр. 3 кол. 2 табл.2.2 розраховано по (2.25). Характеристики релейного регулювання (при РР в стр. 4 кол. 2 табл.2.2) знято експериментальним шляхом.

Припустимо тут, що вхідні і вихідні величини динамічних структурних схем в кол.1 табл.2.2 є малі відхилення величин від їхніх середніх або початкових значень. Вхідними величинами структурних схем є напруга живлення  $u_s$  і задаючі сигнали  $u_3$ , вихідні величини – напруга навантаження  $u_q$ . Регулюючі величини, які впливають на амплітуду, робочу частоту і ширину імпульсів, залежать від сигналів регулювання  $u_{reg}$  на виході автоматичних регуляторів з передатними функціями  $H_{reg}$ . Автоматичне регулювання вихідних напруг відбувається по сигналу похибки  $u_{\Sigma} = u_q - u_{ref}$  в петлі зворотного зв'язку структурних схем перетворювачів. Ланка випрямляча В працює на лінійній частині своєї передатної характеристики.

При амплітудному регулюванні (АР) резонансний перетворювач (схема в стр. 1 і в кол. 1 табл.2.2) представляє собою об'єкт з двома контурами зворотного зв'язку, що відповідають схемі на рис.2.1, де внутрішній контур регулювання замикається через ЛСУ2, а зовнішній – через АРН. Внутрішній контур регулює напругу  $u_{sr}$  і керує ШІМ-перетворювачем. Вихідна напруга ШІМ-перетворювача

$u_{sr}$  виражається через дві лінеаризовані передатні функції відносно напруги живлення  $u_s$  і регулюючої напруги  $u_{reg}$

$$u_{sr} = H_{pwm1} \cdot u_s + H_{pwm2} \cdot k_{am} \cdot u_{reg}, \quad (2.27)$$

або в розгорнутому вигляді

$$u_{sr} = \left( \frac{\hat{\gamma}_{pwm} \cdot k_{pwm}}{\tau_1 \cdot s + 1} \cdot u_s + \frac{H_{lr} \cdot \hat{U}_s \cdot k_{pwm}}{\tau_1 \cdot s + 1} \cdot k_{am} \cdot u_{reg} \right) \cdot \frac{\tau_1 \cdot s + 1}{\tau_1 \cdot s + 1 + H_{lr} \cdot \hat{U}_s \cdot k_{pwm}} =$$

$$= \frac{k_{pwm} \cdot (\hat{\gamma}_{pwm} \cdot u_s + H_{lr} \cdot \hat{U}_s \cdot k_{am} \cdot u_{reg})}{\tau_1 \cdot s + 1 + H_{lr} \cdot \hat{U}_s \cdot k_{pwm}},$$

де  $\hat{\gamma}_{pwm}$  – фіксована ширина імпульсів,  $H_{lr}$  – передатна функція регулятора напруги ШІМ-перетворювача,  $\hat{U}_s$  – фіксована напруга живлення,  $k_{pwm}$  і  $\tau_1$  – коефіцієнт передавання і стала часу ШІМ-перетворювача (зазвичай можна прийняти  $k_{pwm}=1$  і в номінальних режимах  $\tau_1=50\dots250$  мс),  $k_{am}$  – коефіцієнт амплітудного регулювання. По відношенню до регулюючої напруги  $u_{reg}$  при фіксованій напрузі живлення  $u_s=0$  передатна функція ШІМ-перетворювача матиме вигляд

$$H_{pwm2} = \frac{u_{sr}}{u_{reg} \cdot k_{am}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{H_{lr} \cdot U_s \cdot k_{pwm}}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\tau_1}{1 + H_{lr} \cdot U_s \cdot k_{pwm}} \cdot s}, \quad (2.28)$$

де  $u_{sr}$  – регульована вихідна напруга ШІМ-перетворювача і напруга живлення резонансного інвертора. Якщо регулятор напруги ШІМ-перетворювача має інтегральну складову, то модуль його передатної функції для постійних величин прагне до нескінченності  $|H_{lr}|_{\omega \rightarrow 0} \rightarrow \infty$ , а при підвищенні частоти коливань вхідних величин знижується до нуля  $|H_{lr}|_{\omega \rightarrow \infty} \rightarrow 0$ . Для діапазону частот вхідних величин, де виконується наступне  $|H_{lr}| \geq 10 / (U_s \cdot k_{pwm})$ , модуль передатної функції ШІМ-перетворювача (2.28) можна вважати одиничним  $|H_{pwm}| \approx 1$ . Тоді ШІМ-перетворювач веде себе як пропорційна ланка.

Передатна функція резонансного перетворювача з замкнутою системою авторегулювання вихідної напруги при амплітудному регулюванні потужності по відношенню до вихідної  $u_q$  напруги і вхідної задаючої напруги  $u_{ref}$  при амплітудному регулюванні (АР – схема в стр. 1 і в кол. 1 табл.2.2) матиме вигляд

$$H_{PI\_AP} = \frac{u_q}{u_{ref}} = \frac{H_{pwm2} \cdot Y_r \cdot Z_q}{\frac{1}{k_{am} \cdot H_{reg}} + H_{pwm2} \cdot Y_r \cdot Z_q}, \quad (2.29)$$

де  $H_{pwm2}$  – передатна функція ШІМ-перетворювача (2.28),  $Y_r$  – еквівалентна провідність резонансного ланцюга для обвідної коливань (2.19),  $Z_q = R_q / (s \cdot \tau_3 + 1)$  – операторний опір ланцюга навантаження (2.20),  $\tau_3 = R_q \cdot C_q$  – стала часу навантаження,  $R_q$  – опір навантаження,  $k_{am}$  – коефіцієнт амплітудного регулювання,  $H_{reg}$  – передатна функція регулятора вихідної напруги резонансного перетворювача.

Для частотного регулювання [143] (ЧР – схема в стр. 2 і в кол. 1 табл.2.2) і для широтного регулювання [139, 149, 150] (ШР – схема в стр. 3 і в кол. 1 табл.2.2) передатні функції резонансного перетворювача з замкнутою петлею авторегулювання напруги будуть подібними до (2.29) відрізнятимуться коефіцієнтами

$$H_{PI\_ЧР} = \frac{u_q}{u_{ref}} = \frac{(Y_r / V_\omega) \cdot Z_q}{\frac{1}{\hat{U}_s \cdot k_\omega \cdot H_{reg}} + (Y_r / V_\omega) \cdot Z_q}, \quad (2.30)$$

$$H_{PI\_ШР} = \frac{u_q}{u_{ref}} = \frac{Y_r \cdot Z_q}{\frac{1}{\hat{U}_s \cdot k_\gamma \cdot H_{reg}} + Y_r \cdot Z_q}, \quad (2.31)$$

де  $\hat{U}_s$  – фіксована напруга живлення,  $k_\omega$  і  $k_\gamma$  – коефіцієнти частотного і широтного регулювання, які визначаються згідно (2.25) і (2.26). Добуток

еквівалентної провідності резонансного ланцюга і опору ланцюга навантаження представляють собою коливально-інерційну ланку 3-го порядку

$$Y_r \cdot Z_q = \frac{V_{\omega, \gamma} \cdot k_i \cdot R_q}{\left( \left( \frac{s}{\omega_p} \right)^2 + s / (Q_p \cdot \omega_p) + 1 \right) \cdot (\tau_3 \cdot s + 1)}, \quad (2.32)$$

де  $s$  – оператор Лапласа,  $V_{\omega}$  і  $V_{\omega, \gamma}$  – залежності амплітуди коливань від частоти і ширини імпульсів (2.17) і (2.25). Перша складова в знаменниках (2.29)-(2.31) буде зневажливо малою на низьких частотах коливань вхідних величин (і також при постійних вхідних величинах), коли глибина зворотного зв'язку в контурі регулювання є досить високою (не менше за 20дБ). Тоді передатні функції резонансного перетворювача (2.29)-(2.31) прагнуть до одиниці, що характерно для замкнених систем авторегулювання. Але на відміну від частотно-скоригованих систем авторегулювання з аперіодичними об'єктами керування, резонансні перетворювачі, як коливальні ланки з передатними функціями виду (2.32) і високою добротністю  $Q_p$ , можуть демонструвати перехідні характеристики з високою коливальністю і з великим перерегулюванням. Тому слід очікувати необхідності зменшення швидкодії регулювання для досягнення прийнятних параметрів перехідної характеристики.

При релейному регулюванні (РР – схема в стр. 4 і в кол. 1 табл.2.2) релейний елемент РЕ можна представити у вигляді ланки з великим коефіцієнтом передавання  $k_{PE} \rightarrow \infty$ . Тоді передатна функція резонансного перетворювача для поточного середнього значення вихідної величини буде одиничною, що відповідатиме слідкуючому режиму системи авторегулювання

$$H_{\text{РП\_РР}} = \frac{u_q}{u_{\text{ref}}} = \frac{Y_r \cdot Z_q}{1 / (\hat{U}_s \cdot k_{PE} \cdot H_{\text{reg}}) + Y_r \cdot Z_q} = \frac{Y_r \cdot Z_q}{0 + Y_r \cdot Z_q} \approx 1. \quad (2.33)$$

В слідкуючому режимі поточне середнє вихідної напруги резонансного перетворювача відстежує задаючу напругу з точністю розмаху автоколивань, що виникають внаслідок релейного регулювання [151]. Слід відмітити, що

слідкуючий режим роботи резонансного перетворювача є близьким до режиму ковзання релейної системи з одиничною передатною функцією (2.33). Резонансний перетворювач може працювати в слідкуючому режимі при відносно повільній швидкості зміни вхідної задаючої напруги. При відносно швидких або ступінчатих змінах вхідної величини слідкуючий режим порушується на час встановлення перехідних процесів. В ці відрізки часу резонансний перетворювач веде себе як розімкнута по регулюванню система і це може призвести до неприпустимих перерегулювань вихідної напруги. Тому для запобігання некерованих режимів при проектуванні систем управління з релейним законом регулювання слід визначити обмеження для вхідної задаючої величини по абсолютним значенням та по швидкості її зміни. Вхідну задаючу величину доцільно привести до масштабу вихідної напруги і представити її у вигляді завданої вихідної напруги  $u_{q\_ref}$ . В якості вихідної величини приймемо поточне середнє значення вихідної напруги  $\bar{u}_q$  за час зважування, що перевищує період робочої частоти. В даному випадку ми не враховуємо пульсації вихідної напруги перетворювача, що створюються внаслідок імпульсного характеру процесів перетворення. Релейна система може працювати в слідкуючому режимі коли завдана вихідна величина знаходиться в межах можливих змін вихідної величини і коли швидкість зміни бажаної вихідної величини по абсолютному значенню менша за максимальну швидкість зміни вихідної величини. Тоді умови обмежень визначаються для двох випадків. Перший випадок – для зростання вхідної величини, коли інвертор згідно сигналу дозволу від релейного елементі РЕ вмикається і вихідна напруга зростає від початкового значення до максимального значення. Другий випадок – для зменшення вхідної величини, коли інвертор вмикається і вихідна напруга зменшується від певного початкового рівня. Для того, щоб резонансний перетворювач з релейним регулюванням був здатний працювати в слідкуючому режимі, повинні виконуватися такі обмеження:

- Завдана вихідна напруга  $u_{q3}(t)$  знаходиться в межах між негативним  $u_{q-}(t)$  і позитивним  $u_{q+}(t)$  перехідними процесами перетворювача.

- Завдана вихідна напруга  $u_{q3}(t)$  знаходиться в межах вихідної напруги, в той час, як перехідні процеси резонансного перетворювача  $u_{q-}(t)$  і  $u_{q+}(t)$  внаслідок коливального характеру можуть виходити за межі сталих значень вихідної напруги  $u_{q\min}$  і  $u_{q\max}$ ;

- Швидкість зміни завданої вихідної напруги  $\frac{du_{q3}}{dt}$  повинна бути за абсолютною величиною меншою за швидкість досягнення перехідними процесами меж  $u_q(0) \pm \delta_p$ , де  $\delta_p$  – амплітуда пульсацій вихідної напруги при релейному регулюванні, коли  $u_{q3}(t) = \text{const}$ .

Зазначені обмеження можна записати у вигляді нерівностей, на основі яких визначаються умови слідкуючого режиму резонансного перетворювача

$$u_{q\min} < u_{q3}(t) < u_{q\max}, u_{q-}(t) < u_{q3}(t) < u_{q+}(t), -\frac{\delta_p}{t_{p-}} < \frac{du_{q3}}{dt} < \frac{\delta_p}{t_{p+}}, \quad (2.34a)$$

де  $u_{q-}(t)$  і  $u_{q+}(t)$  – перехідні характеристики, які виникають при включенні і виключенні інвертора, коли напруга навантаження  $u_q(t)$  прагне до свого максимального  $u_{q\max}$  або до мінімального значення  $u_{q\min}$  від деякого початкового значення  $u_{q0}$ . Зазвичай  $u_{q\min} = 0$ .  $t_{p-}$  і  $t_{p+}$  – часові проміжки досягнення перехідними характеристиками меж амплітуди пульсації  $\pm \delta_p$ .

Конкретні значення і аналітичні вирази для мінімальних і максимальних меж нерівностей (2.34) залежать від схеми резонансного перетворювача і від закону керування. Але для кращого розуміння закономірностей доцільно буде визначити умови слідкуючого режиму на основі (2.34) для деякої ідеалізованої релейної системи, подібної до динамічної структури резонансного перетворювача в табл.2.2 (в стр.4 і в кол.1) для обвідних коливань

$$y_{\min} < x_{\text{вх}}(t) < y_{\max}, y_{\Pi-}(t) < x_{\text{вх}}(t) < y_{\Pi+}(t), -\frac{\delta_p}{t_{p-}} < \left. \frac{dx_{\text{вх}}}{dt} \right|_{x_{\text{вх}0}} < \frac{\delta_p}{t_{p+}}, \quad (2.34б)$$

Отже представимо резонансний перетворювач з релейним регулюванням як узагальнену релейну систему з одиничним зворотнім зв'язком на рис.2.9, де приймемо:  $x_{\text{вх}}(t) = u_{q3}(t)$ ,  $y_{\text{вих}}(t) = u_q(t)$ . Вхідні, внутрішні і вихідні величини представлені постійними значеннями або зображеннями по Лапласу. Система складається: з суматора сигналу похибки  $x_{\Sigma}(s)$ ; релейного елемента РЕ з дискретними вихідними значеннями  $x_{\text{РЕ0}}$  і  $x_{\text{РЕ1}}$  (які відповідають стану лог. «0» і лог. «1» РЕ); пропорційної ланки з коефіцієнтом передавання  $k_{\text{ЛЧ}}$ ; лінійної частини з передатною функцією  $H_{\text{ЛЧ}}(s)$ .

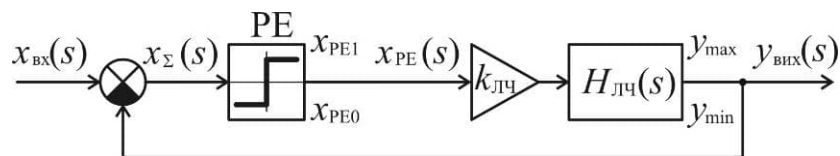


Рис.2.9. Загальна структура релейної системи з одиничним зворотнім зв'язком

Припустимо, що РЕ не має гістерезису і є єдиним нелінійним елементом системи на рис.2.9. В нього може бути симетричний вихід з  $x_{\text{РЕ0}} = -1$  і  $x_{\text{РЕ1}} = 1$ , або несиметричний вихід з  $x_{\text{РЕ0}} = 0$  і  $x_{\text{РЕ1}} = 1$ . Нелінійність випрямляча для спрощення тут не враховується, що в даному випадку не є принциповим. Одиничний негативний зворотний зв'язок приводить до однакового масштабу вхідну  $x_{\text{вх}}(s)$  і вихідну  $y_{\text{вих}}(s)$  величини. В процесі регулювання, коли вихідна величина досягне значення вхідної величини і система перейде в режим стеження, РЕ починає періодично перемикатися з одного стану в інший з деякою частотою. Вихідна величина системи  $y_{\text{вих}}(t)$  в режимі стеження здійснює малі коливання навколо вхідної величини  $x_{\text{вх}}(t)$ . В крайньому випадку режим стеження системи переходить в режим ковзання, коли точка стану системи ковзає по лінії перемикування РЕ на фазовій площині до стаціонарної точки [151]. Амплітуда коливань при цьому залежатиме від кроку квантування (якщо є дискретність РЕ в часі), крайніх значень  $x_{\text{РЕ0}}$  і  $x_{\text{РЕ1}}$ , коефіцієнта підсилення  $k_{\text{ЛЧ}}$  і від параметрів передатної функції інерційної лінійної частини  $H_{\text{ЛЧ}}(s)$  системи.

Тому для розділення процесів автоколивань і авторегулювання слід далі зробити ще одне важливе припущення щодо властивостей лінійної частини системи, яке повинно виконуватися і в реальному резонансному перетворювачі з релейним регулюванням при правильному проектуванні. Передатна функція лінійної частини  $H_{ЛЧ}(s)$  має такі параметри, при яких амплітуда автоколивань в релейній системі  $\delta_p$  на рис.2.10 при постійній вхідній величині  $x_{ВХ}$  буде набагато (на два-три порядки) меншою за діапазон значень вихідної величини  $y_{\max} - y_{\min}$ . Це дозволить вважати процеси автоколивань релейного регулювання малими відхиленнями від поточного середнього значення вихідної величини  $\bar{y}_{Вих0} \rightarrow x_{ВХ0}$ , яка прагне до сталої вхідної величини.

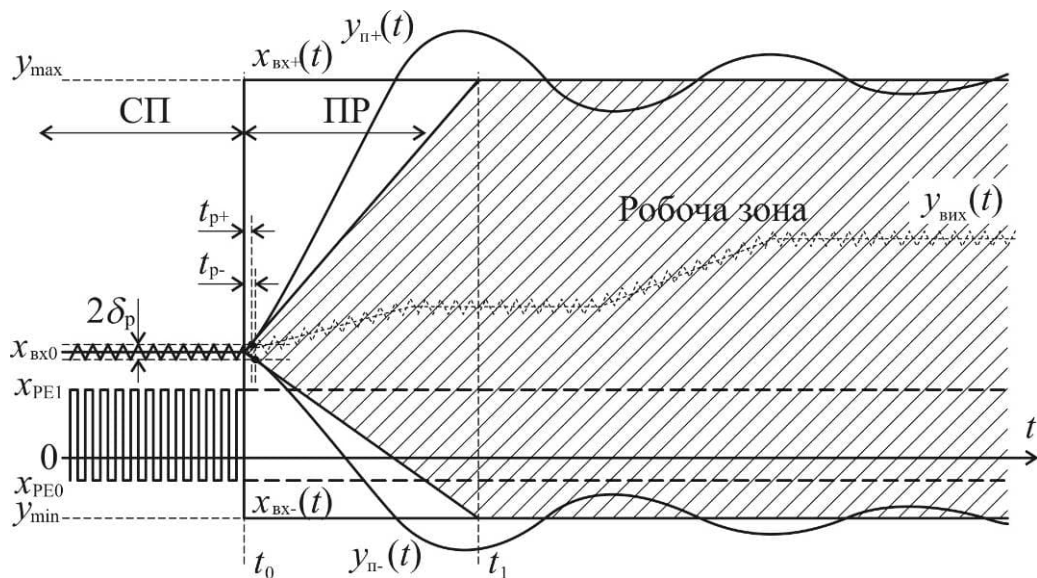


Рис.2.10. Діаграма сталої процесу (СП) релейного регулювання, зони перехідного режиму (ПР) і робочої зони з можливим слідкуючим режимом

З точки зору порушення обмежень (2.34) є важливими головним чином великі відхилення вихідної величини від заданого значення, наприклад, коли вхідна величина  $x_{ВХ-}(t)$  змінюється стрибкоподібно в негативний бік від  $x_{ВХ0}$  до  $y_{\min}$ , або величина  $x_{ВХ+}(t)$  в позитивний бік від  $x_{ВХ0}$  до  $y_{\max}$  з виникненням зони перехідного режиму ПР на рис.2.10. Тоді стан лінійної частини системи через короткий проміжок часу буде відповідати вільним процесам  $y_{п-}(t)$  або  $y_{п+}(t)$ , в яких вимушені складові від попереднього процесу малих коливань згасли і лані



перехідні процеси в загальному випадку відповідатимуть перехідній кривій з нульовими початковими значеннями похідних окрім похідної нульового порядку – початкового значення  $y_{\text{вих}0}$ . Графічна інтерпретація умов існування слідкуючого режиму роботи релейної системи на рис.2.9 представлена на рис.2.10 у вигляді закресленої ділянки робочої зони на полі між подібними одна до одної перехідними характеристиками лінійної частини системи  $y_{\text{п-}}(t)$  і  $y_{\text{п+}}(t)$  при негативному або при позитивному ступені вихідного сигналу РЕ  $x_{\text{РЕ}}(t)$ .

Робоча зона включає в себе можливі траєкторії вихідної величини  $y_{\text{вих}}(t)$  в слідкуючому режимі системи. Тут треба зазначити, що в резонансному перетворювачі з діодним випрямлячем негативна перехідна характеристика  $y_{\text{п-}}(t)$  не буде подібною до позитивної  $y_{\text{п+}}(t)$  внаслідок нелінійності випрямляча. Загальний вираз перехідного процесу лінійної частини системи буде мати наступний вигляд

$$y_{\text{п}}(t, y_0, y_1, y_2) = (y_2 - y_1) \cdot g_f \left( t, \frac{y_0 - y_1}{y_2 - y_1} \right) + y_1, \quad (2.35a)$$

або для аперіодичних передатних функції лінійної частини першого порядку

$$y_{\text{п}}(t, y_0, y_2) = (y_2 - y_0) \cdot g(t) + y_0, \quad (2.35б)$$

- для негативної перехідної кривої  $y_{\text{п-}}(t)$ :  $y_1 = y_{\text{max}}$   $y_2 = y_{\text{min}}$ ,
- для позитивної перехідної кривої  $y_{\text{п+}}(t)$ :  $y_1 = y_{\text{min}}$   $y_2 = y_{\text{max}}$ ,

також в (2.35а,б) позначено:  $y_0 = y_{\text{вих}0}$  – початкове значення вихідної величини,  $y_1$  – початок діапазону вихідної величини,  $y_2$  – кінець діапазону вихідної величини,  $g_f(t, y_{\text{вих}0})$  – перехідна характеристика лінійної частини системи з початковим значенням  $y_{\text{вих}0}$ ,  $g(t) = g_f(t, 0)$  – перехідна характеристика лінійної

частини системи за нульових початкових умов, яка виражається через зображення передатної функції лінійної частини системи

$$g(t) = \ell^{-1} \left[ G(s) = \frac{1}{s} \cdot H_{\text{ЛЧ}}(s) \right], \quad (2.36)$$

де  $\ell^{-1}$  – символ зворотного перетворення Лапласа,  $s$  – оператор Лапласа.

В загальному вигляді передатна функція лінійної частини системи на рис.2.9 має вигляд раціонального дробу з поліномом  $n$ -го ступеня в знаменнику

$$\begin{aligned} k_{\text{ЛЧ}} \cdot H_{\text{ЛЧ}}(s) &= \left( s^n + s^{n-1} \cdot a_{n-1} + \dots + s^2 a_2 + s \cdot a_1 + a_0 \right)^{-1} = \\ &= k_{\text{ЛЧ}} \cdot \left( s^n \cdot A_n + s^{n-1} \cdot A_{n-1} + \dots + s^2 A_2 + s \cdot A_1 + 1 \right)^{-1}, \end{aligned} \quad (2.37)$$

де  $k_{\text{ЛЧ}} = 1/a_0$  – статичний коефіцієнт передавання лінійної частини,  $A_n = 1/a_0$ ,  $A_k = a_k/a_0$  – коефіцієнти знаменника передатної функції (2.37) для  $k = 1 \dots n - 1$ . Передатну функцію лінійної частини третього порядку (2.32), характерну для резонансного перетворювача, можна теж представити у вигляді (2.37)

$$k_{\text{ЛЧ}} \cdot H_{\text{ЛЧ}}(s) = \frac{k_{\text{ЛЧ}}}{s^3 \cdot A_3 + s^2 A_2 + s \cdot A_1 + 1} = \frac{k_{\text{ЛЧ}}}{P(s) + 1}, \quad (2.38)$$

для якої зображення по Лапласу перехідної функції (2.36) з початковими умовами  $y_{\text{вих}0} = \text{const}$ ,  $y'_{\text{вих}0} = y''_{\text{вих}0} = \dots = 0$  згідно з [153] матиме вигляд

$$\begin{aligned} G_f(s, y_{\text{вих}0}) &= \frac{1}{s^3 + s^2 a_2 + s \cdot a_1 + a_0} \cdot \frac{1}{s} + \frac{s^2 + s \cdot a_2 + a_1}{s^3 + s^2 a_2 + s \cdot a_1 + a_0} \cdot y_{\text{вих}0} + \\ &+ \frac{s + a_2}{s^3 + s^2 a_2 + s \cdot a_1 + a_0} \cdot y'_{\text{вих}0} + \frac{1}{s^3 + s^2 a_2 + s \cdot a_1 + a_0} \cdot y''_{\text{вих}0} = \\ &= k_{\text{ЛЧ}} \cdot H_{\text{ЛЧ}}(s) \cdot \frac{1}{s} + k_{\text{ЛЧ}} \cdot H_{\text{ЛЧ}}(s) \cdot (s^2 + s \cdot a_2 + a_1) \cdot y_{\text{вих}0} \end{aligned} \quad (2.39)$$

Слід зауважити, що згідно з відомою формулою початкового значення функції і її похідних, виражених через зображення

$$y_{\text{вих}}^{(k)}(0) = \lim_{s \rightarrow \infty} \left( s^{(k)} \cdot k_{\text{ЛЧ}} \cdot H_{\text{ЛЧ}}(s) \cdot (1/s) \right) \quad (2.40)$$

власні похідні функції  $y_{\text{вих}}(t) = g(t) = H_{\text{ЛЧ}}(t) \cdot \mathbf{1}(t)$  до  $n-1$ -ої похідної з нульовими початковими умовами є нульовими:  $y'_{\text{вих}0} = y''_{\text{вих}0} = \dots = y_{\text{вих}0}^{(n-1)} = 0$ , а  $n$ -на похідна є одиничною  $y_{\text{вих}0}^{(n)} = 1$ . Тут маються на увазі значення похідних функції  $y_{\text{вих}}(t)$  в моменти часу  $0+$ .

Тоді зображення перехідної функції для лінійної частини 3-го порядку з початковими умовами  $y_{\text{вих}0} = \text{const}$ ,  $y'_{\text{вих}0} = y''_{\text{вих}0} = \dots = 0$  подібно до (2.36) з врахуванням (2.38) і (2.39) може бути записано відносно передатної функції лінійної частини

$$G_f(s, y_{\text{вих}0}) = H_{\text{ЛЧ}}(s) \cdot \frac{1}{s} \cdot (k_{\text{ЛЧ}} + P(s) \cdot y_{\text{вих}0}). \quad (2.41)$$

де  $k_{\text{ЛЧ}} = A_3$ ,  $P(s) = s^3 \cdot A_3 + s^2 A_2 + s \cdot A_1$ ,  $A_3 = 1/a_0$ ,  $A_2 = a_2/a_0$ ,  $A_1 = a_1/a_0$ ,  $a_0 - a_2$  – коефіцієнти передатної функції лінійної частини системи (2.37).

Вихідна величина релейної системи може бути представлена сумою перехідних процесів від послідовних однакових за величиною ступенів дискретного сигналу релейного елемента  $x_{\text{РЕ}}(t)$

$$y_{\text{вих}}(t) = \sum_{k=0 \dots \infty} g_f(t - t_k, y_0(k)), \quad (2.42)$$

де  $y_0(k) = \frac{1}{2} \cdot (y_{\text{max}} + y_{\text{min}} + (-1)^k \cdot (y_{\text{max}} - y_{\text{min}}))$  – знакозмінна функція початкових умов, що приймає значення  $y_{\text{max}}$  за парних  $k$  і  $y_{\text{min}}$  за непарних  $k$ .

Переходячи до резонансного перетворювача з послідовним  $RLC$ -ланцюгом і релейним регулюванням на рис.2.6 можна записати відповідність величин  $k_{\text{ЛЧ}} \cdot H_{\text{ЛЧ}}(s) \Rightarrow u_s \cdot Y_r(s) / N_{tr}$ , де  $Y_r(s)$  – провідність  $RLC$ -ланцюга (2.19),  $y_{\text{min}} \Rightarrow u_{g \text{ min}} \approx 0$ ,  $y_{\text{max}} \Rightarrow u_{g \text{ max}} / N_{tr} \approx u_s / N_{tr}$ ,  $y_{\text{вих}} \Rightarrow u_q$ .

## 2.5. Класифікація резонансних перетворювачів за деякими ознаками електромагнітних процесів

### 2.5.1. Загальні класифікаційні ознаки

В суднових електричних системах резонансні перетворювачі застосовуються для живлення електронного обладнання спеціального призначення, електроінструментів, мереж постійного струму, для зарядних пристроїв систем безперебійного живлення. Резонансні перетворювачі будуються за одноктактними схемами для потужностей до 0,5-1кВт і за двотактними схемами для потужностей понад 1 кВт. Перетворювачі, що працюють від судової мережі мають один чи декілька трансформаторів. На рис.2.11 наведено структури судових імпульсних перетворювачів з живленням від судової мережі змінного струму. В нерезонансних схемах фільтрація реалізується на вході і виході, а в резонансних схемах фільтруючі властивості має і сам резонансний контур в високочастотній частині схеми.

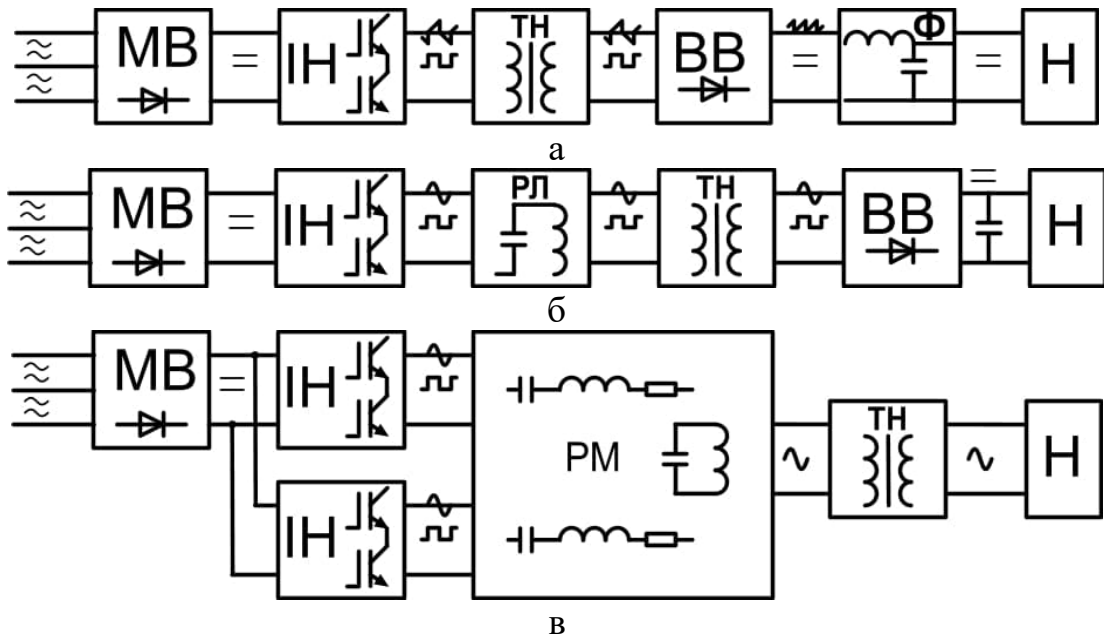


Рис.2.11. Структури перетворювачів: а – нерезонансний імпульсний АС-DC перетворювач; б – резонансний АС-DC перетворювач з гальванічною розв’язкою трансформатором; в – резонансний АС-АС перетворювач з резонансною мережею; МВ – мережевий випрямляч, ІН – інвертор напруги класу D, ТН – трансформатор напруги, РЛ – резонансний ланцюг, ВВ – вторинний випрямляч, Н – навантаження перетворювача, РМ – резонансна мережа

Серед багатьох типів резонансних перетворювачів електроенергії можна встановити наступні класифікаційні групи [1, 3, 5, 6, 154, 155]:

1. По виду вхідної і вихідної напруги:

- Резонансні перетворювачі змінної напруги в постійну (AC-DC).
- Постійної напруги в постійну (DC-DC).
- Постійної напруги в змінну (DC-AC).

2. По топології:

- З двотактним інвертором напруги (інвертор класу D).
- З інверторами струму (інвертори класів C і E).

3. По кількості тактів:

- Однотактні, двотактні, багатофазні.

4. По характеру процесів:

- Резонансні.
- Квазірезонансні з резонансним перемиканням ключів.

5. По типу контуру:

- Послідовно-резонансні (Послідовні LLC перетворювачі).
- Послідовно-паралельні (LLC високовольтні).
- Паралельно-резонансні.
- Перетворювачі зі складною резонансною мережею.

6. По наявності електричного розділення:

- гальванічно зв'язані перетворювачі (неізолювані).
- гальванічно-розв'язані з трансформаторами.
- індуктивно-зв'язаними роздільними індукторами.

7. По напрямкам передавання енергії:

- Односпрямовані вхід-вихід.
- Двоспрямовані з передаванням енергії вхід-вихід і вихід-вхід.

8. По кількості джерел живлення:

- Одне джерело живлення.
- Декілька джерел живлення.

### 2.5.2. Послідовно-резонансні перетворювачі

Послідовно-резонансні перетворювачі (ППП або SRC) можуть бути реалізовані за допомогою односпрямованих (рис.2.12,а) або двоспрямованих (рис.2.12,б) силових ключів. Односпрямованим перемикачем може бути тиристор, GTO, біполярний транзистор, IGBT тощо, тоді як ці пристрої з антипаралельним діодом або RCT (тиристор зворотної провідності) можна використовувати як двоспрямований перемикач з керованою в одну сторону провідністю.

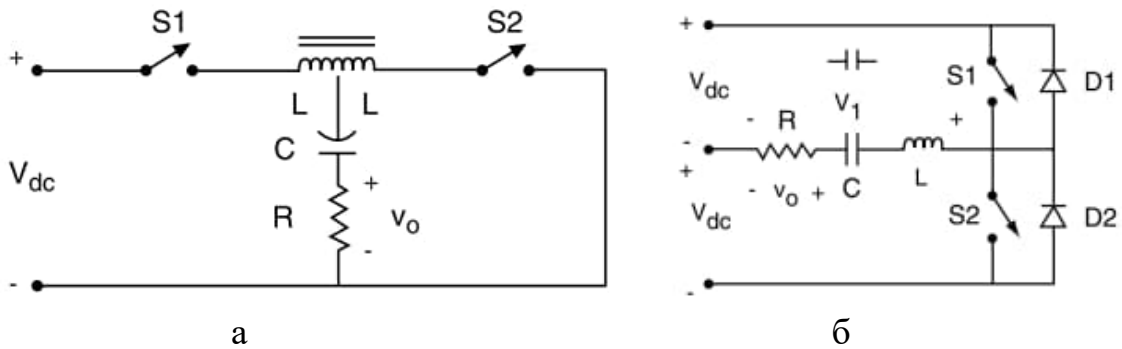


Рис.2.12. Спрощені схеми послідовно-резонансних перетворювачів: а – схема з односпрямованими ключами, б – схема з двоспрямованими ключами

Від робочої частоти перемикання  $f_s$  залежить форма хвилі вихідної напруги  $v_o$ , яка може приймати будь-яку з форм, наведених на рис.2.13, при роботі схем перетворювачів на рис. 1.12.

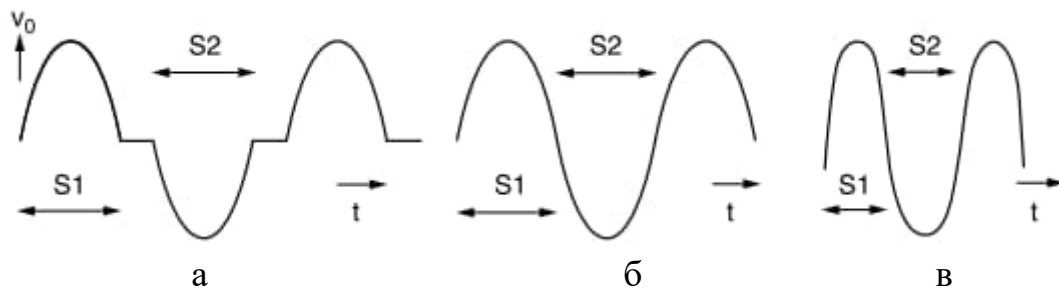


Рис.2.13. Форми кривих напруги резонансних перетворювачів

Робоча частота  $f_s$  менша за демпфовану частоту власних коливань контуру  $f_d$  на рис.2.13,а,  $f_s < f_d$ ; на рис.2.13,б частоти співпадають  $f_s = f_d$ ; на рис.2.13,в робоча частота вище частоти власних коливань  $f_s > f_d$ . Ключі S1 і S2 на рис.2.12 вмикаються по черзі. Виводи послідовного резонансного контуру на рис.2.12,а підключаються до напруги джерела  $V_{dc}$  с через ключ S1 або

замикаються накоротко через ключ S2. Коли обидва вимикачі вимкнені, ланцюг переривається. Напряга  $V_o$  на затискачах послідовно-резонансного контуру відповідає функції часу, наведеній на рис.2.13,а для  $f_s < f_d$ , і на рис.2.6,б для  $f_s > f_d$  відповідно. При вмиканні одного з ключів схеми, інший ключ буде примусово комутований за рахунок тісного зв'язку двох індуктивностей дроселя з центральним виводом.

Конфігурація, наведена на рис.2.12,б може працювати нижче резонансу,  $f_s < f_d$  (рис.2.13,а); при резонансі  $f_s = f_d$  (рис.2.13,б); і вище резонансу,  $f_s > f_d$  (рис.2.13,в). Напряга  $V_i$  на клеммах послідовного резонансного контуру є прямокутною хвилею. Для високого значення добротності гармоніками струму навантаження можна знехтувати. Вихідна напряга  $V_o$  дорівнює його першій гармоніці  $v_{o(1)}$ . Елементи L-C можуть бути замінені еквівалентним конденсатором (або індуктивністю) при роботі нижче (або над) резонансною частотою і коротким замиканням при резонансі. Контур ємнісний (або індуктивний) нижче (або вище) резонансу і чисто резистивний при резонансі як наведено на рис.2.14.

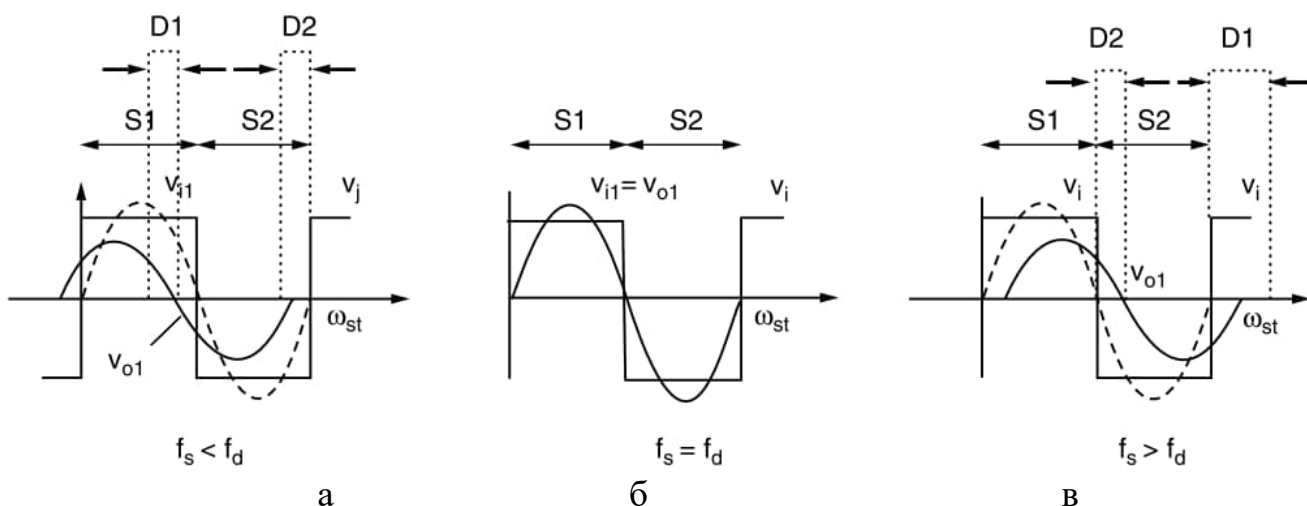


Рис.2.14. Форми вихідної напруги і струму схеми на рис.2.5,а: а – ємнісний характер провідності контуру, б – резистивний характер, в – індуктивний характер

Вихідна напряга  $V_o \cong v_{o(1)}$  випереджає або відстає по відношенню до вхідної напруги  $V_i$  при робочій частоті нижче або вище частоти резонансу та

співпадає по фазі при резонансі. Негативна напруга виникає на ключах  $S1$  і  $S2$  при проходженні струму через паралельні діоди і може використовуватися для сприяння процесу вимкнення перемикачів  $S1$  і  $S2$ . При співпадінні частот  $f_s = f_d$  (рис.2.14,б) практично відсутні комутаційні втрати в ключах, оскільки струм контуру буде проходити через нуль саме в той момент, коли ключі перемикаються і змінюють свій стан (перемикання нульового струму). Однак, коли частоти не співпадають  $f_s < f_d$  або  $f_s > f_d$ , можуть мати місце деякі комутаційні втрати в силових ключах. Наприклад, якщо  $f_s < f_d$ , струм навантаження буде протікати через ключ на початку кожного півперіоду, а потім комутуватися на діод, коли струм змінюватиме полярність (рис.2.14,а). Ці переходи відбуваються без комутаційних втрат. Однак, коли ключ включається при вимиканні діоду суміжного ключа, вони піддаються одночасним ступінчастим змінам напруги та струму. Тому ці переключення супроводжуються значними комутаційними втратами. В результаті кожен з чотирьох ключів піддається лише одному переходу з комутаційними втратами за цикл. Топологія моста (рис.2.15) розширює вихідну потужність на більший діапазон і забезпечує інший режим керування для зміни вихідної потужності та напруги.

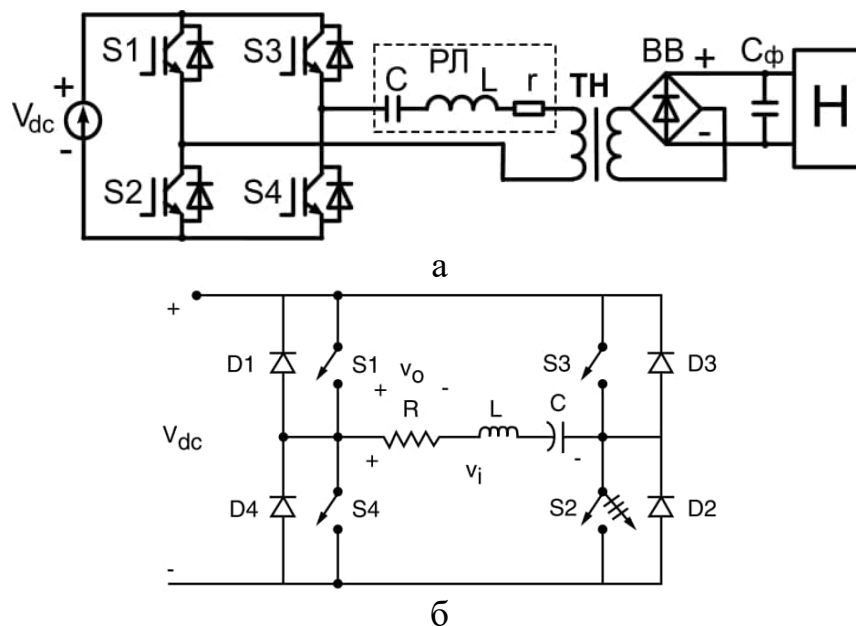


Рис.2.15. Схема мостового послідовно-резонансного перетворювача з трансформатором (а) і схема заміщення (б): РЛ – резонансний ланцюг, ТН – трансформатор напруги, ВВ – вихідний випрямляч, Н – навантаження



Розглянемо переривчастий режим роботи резонансного перетворювача. Перетворювачі із односпрямованими або двоспрямованими ключами також можуть працювати в переривчастому режимі. У цьому режимі резонансний струм переривається в кожному півперіоді при використанні односпрямованих перемикачів (рис.2.13,а) і в кожному циклі при використанні двоспрямованих перемикачів (рис.2.16,б). Потужність регулюється шляхом зміни тривалості паузи струму, як це робиться під час регулювання робочого співвідношення ШІМ-перетворювачів DC-DC. Слід зауважити, що цей режим керування теоретично дозволяє уникнути втрат при перемиканні, оскільки щоразу, коли силовий ключ включається або вимикається, його струм дорівнює нулю, і в результаті наявності в контурі індуктивності  $L$  його струм не може змінюватися стрибкоподібно.

Недоліком цього режиму керування є спотворена форма струму. У деяких застосуваннях, таких як індукційний нагрів і баласт для люмінесцентних ламп, синусоїдна форма сигналу не потрібна. Також це можна сказати і про блоки живлення апаратури, де струм випрямляється.

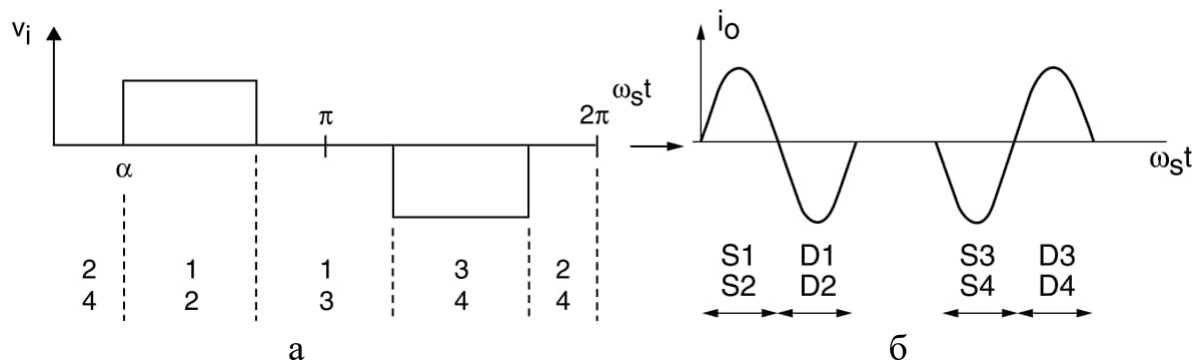


Рис.2.16. Епюри сигналів в мостовій схемі: а – напруга і б – струм інверторного моста

### 2.5.3. Паралельно-резонансні перетворювачі

Паралельно-резонансні перетворювачі (PRC) є в деякому сенсі дуальними до послідовно-резонансних перетворювачів SRC (рис.2.17). Двоспрямовані силові ключі повинні обмежувати як позитивну, так і негативну напругу, а не проводити двоспрямований струм. Вони живляться від джерела струму, а інвертори генерують прямокутний вхідний струм  $i_i$ , який протікає через

паралельний резонансний контур (рис. 1.17). Паралельні перетворювачі забезпечують кращий захист від короткого замикання в умовах несправності, ніж послідовні SRC перетворювачі з джерелом напруги живлення.

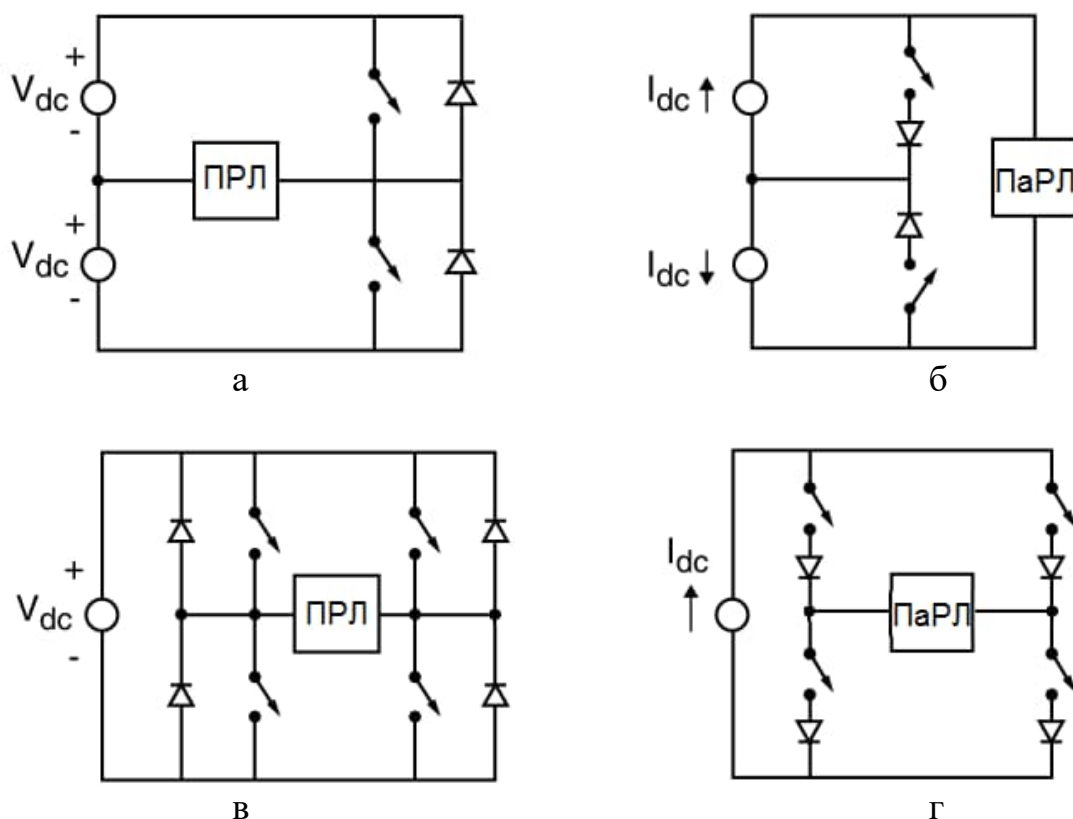


Рис.2.17. Порівняння топологій послідовно-резонансних перетворювачів (а) і (в) з топологіями паралельно-резонансних перетворювачів (б) і (г): ПРЛ – послідовний резонансний ланцюг, ПаРЛ – паралельний резонансний ланцюг

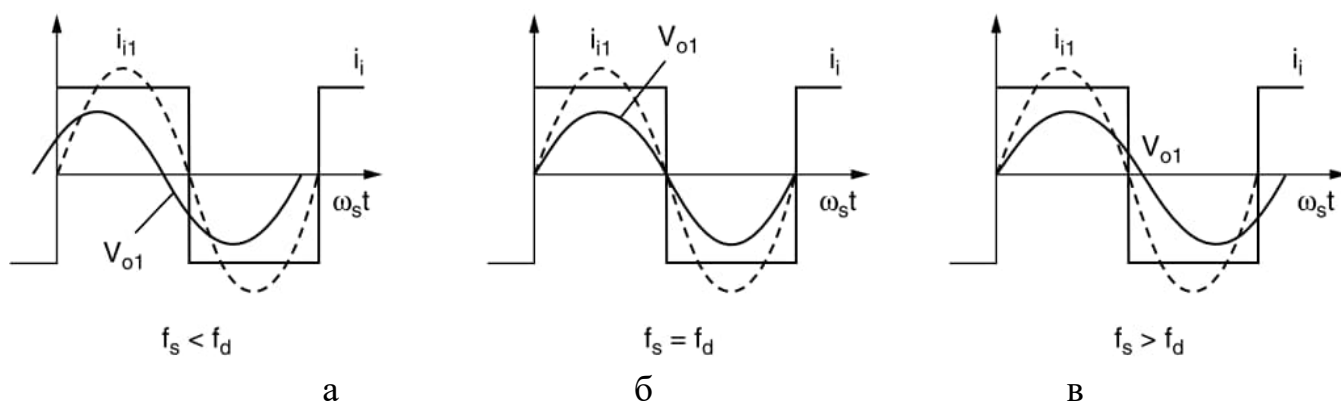


Рис.2.18. Форми вихідної напруги і струму паралельних резонансних перетворювачів: а – індуктивний характер опору контуру, б – резистивний характер, в – ємнісний характер

Коли добротність контуру  $Q$  є високою, а робоча частота  $f_s$  знаходиться близько до частоти резонансу  $f_d$ , вищими гармоніками в ланцюзі R-C-L можна

знехтувати завдяки фільтруючим властивостям резонансного ланцюга. Для  $f_s < f_d$ , паралельний LC-ланцюг, по суті, є індуктивним. Ефективна індуктивність шунтує деякі з основних компонентів вхідного струму  $i_{i1}$ , і зменшений провідний струм  $i_{i1}$  протікає в еквівалентному опорі навантаження (рис.2.18,а). Для  $f_s = f_d$ , паралельний LC-контур виглядає як нескінченно великий опір.

Загальний струм  $i_{i1}$  проходить через активний опір  $R$  і вихідну напруга  $v_{o1}$  є синфазною з  $i_{i1}$  (рис.2.18,б). Так оскільки  $v_{o1} = 0$  в моменти перемикання в силових ключах схеми не виникає втрат на перемикання. Для  $f_s > f_d$ , LC-контур є еквівалентним конденсатором на першій гармоніці  $i_{i1}$ . Частина вхідного струму проходить через еквівалентний конденсатор, а частина, що залишилася, проходить через активний опір  $R$ , створюючи падіння напруги  $v_{o1}$  (рис.2.18,в). В результаті шунтування струму через еквівалентні  $L_e$  і  $C_e$ , напруга  $v_{o1}$  менша на рис.2.18,а і в, ніж на рис.2.18,б, хоча струм  $i_{i1}$  однаковий у всіх трьох випадках. Джерело струму зазвичай реалізується шляхом послідовного з'єднання джерела постійної напруги і великої котушки індуктивності (рис.2.19,а).

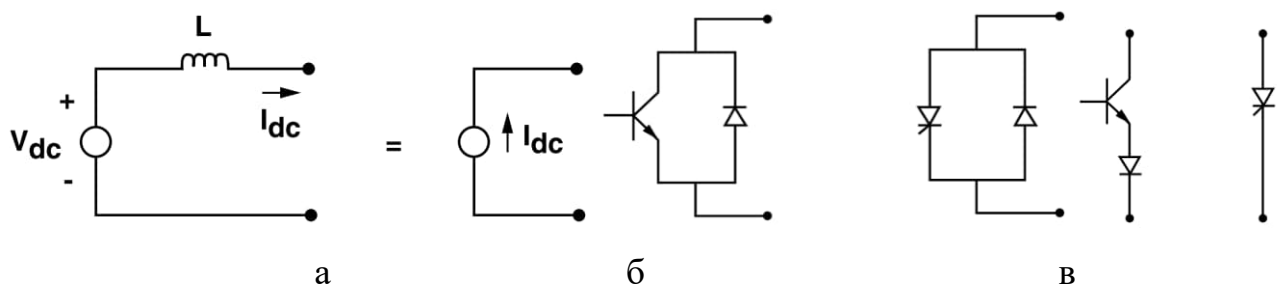


Рис.2.19. а – реалізація джерела струму для перехідних процесів в контурі, б – реалізація двоспрямованих ключів для послідовно-резонансного перетворювача, в – для паралельного резонансного перетворювача

Двоспрямований силовий ключ реалізовано на практиці для послідовно-резонансного перетворювача з антипаралельним з'єднанням транзистор-діод або пари тиристор-діод (рис.2.19,б) та для паралельного резонансного перетворювача з послідовним з'єднанням (рис.2.19,в) пари транзистор-діод або тиристор. Щоб тиристор був комутований, для паралельного резонансного перетворювача має

виконуватися умова  $f_s > f_d$ . При включенні одного з тиристорів на раніше включений тиристор накладається негативна напруга, що змушує його відключитися (рис.2.17,б і рис.2.18,в). Якщо  $f_s > f_d$  і використовується послідовна пара транзистор-діод, діод зазнає комутаційних втрат при вимкненні, а транзистор – при включенні (рис. 1.19,в).

## Висновки до розділу 2

Статичні регулювальні характеристики резонансних перетворювачів мають різну ступінь наближення до лінійних залежностей між регулюючими величинами і вихідними величинами (назви розташовані від найближчих до лінійних до максимально нелінійних): релейні, амплітудні, широтні, широтно-частотні, фазові, частотні. Але існують додаткові особливості. При релейному способі регулювання мають місце найбільші пульсації регулювання на виході. При амплітудному способі треба ускладнювати систему живлення додатковим ШІМ-перетворювачем або регульованими резонансними елементами. Широтний спосіб в чистому вигляді має обмежене застосування і добре підходить для систем зі змінними резонансними контурами. Широтно-частотний спосіб потребує точного узгодження регулювальної характеристики з властивостями резонансних ланцюгів перетворювача. Фазовий спосіб регулювання має переваги в стійкості до нестабільності параметрів контуру і надійності системи управління, але має обмежений діапазон регулювання. Частотний спосіб має теж обмежений діапазон регулювання. Отже для досягнення бажаних параметрів резонансних перетворювачів доцільно комбінувати способи регулювання.

Резонансні перетворювачі постійної напруги з мостовим інвертором мають динамічні властивості коливальної ланки як мінімум 2-го порядку в сукупності з інерційною ланкою як мінімум 1-го порядку. При зміні робочої частоти частота коливань перехідної характеристики відповідає різниці робочої і резонансної частот контуру перетворювача. Кількість полюсів АЧХ перетворювача визначається властивостями навантаження і кількістю резонансних контурів.

## РОЗДІЛ 3

### ПОБУДОВА МАТЕМАТИЧНИХ МОДЕЛЕЙ РЕЗОНАНСНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ МЕТОДОМ СУПЕРПОЗИЦІЇ (НАКЛАДАННЯ)

#### 3.1. Відомості про метод суперпозиції (накладання) та його розвиток

##### 3.1.1. В чому полягає існуючий метод суперпозиції

Існуючий **метод суперпозиції** (метод накладання або англ. *superposition method*) широко відомий з теорії електротехніки [32, 36, 136, 156, 157, 159] як метод розрахунку напруг і струмів, заснований на теоремі суперпозиції лінійних кіл [160, 161], що використовується для розрахунків струмів та напруг в колах з декількома джерелами. Ідея методу полягає в можливості представлення процесів схем з декількома джерелами електроенергії накладанням процесів, викликаних кожним джерелом окремо. Відповідно до теореми суперпозиції [160, 161], можна знайти струм будь-якої гілки або напругу на будь-якій ділянці електричного кола як алгебраїчну суму струмів або напруг, що викликаються окремою дією кожного з джерел ЕРС і джерел струму. Розрахунок складного кола з декількома джерелами зводять до розрахунку декількох кіл з одним джерелом. Обмеженнями методу є лінійність і стаціонарність елементів схеми. Відтак даний метод можна використовувати для розрахунків процесів в схемах імпульсних перетворювачів електроенергії, коли перетворювач представляється лінеаризованою схемою заміщення з постійною структурою.

##### 3.1.2. Особливості запропонованого вдосконаленого методу суперпозиції

Запропонований вдосконалений метод суперпозиції для розрахунків процесів резонансних перетворювачів відрізняється тим, що силова схема резонансного перетворювача розглядається не тільки як сукупність складових процесів з кожним еквівалентним джерелом струму або ЕРС схеми окремо, а в кожній складовій еквівалентне джерело ще розділяється на декілька складових зі ступінчастими функціями. Наприклад, інвертор напруги можна замістити

джерелом періодичної ЕРС зі складною ступінчастою формою, яка визначається алгоритмом комутації транзисторів. Це еквівалентне джерело ЕРС можна представити сумою двох або більше джерел ЕРС ступінчастої форми з монотонним характером зміни величини, де одних складових рівномірно наростають, а ступені інших – спадають. Тоді процеси в кожній складовій розраховуються за подібними формулами, а результати розрахунків комбінуються згідно з алгоритмами комутації. Таким чином можна визначити математичну модель перетворювача для статичної і динамічної для різних алгоритмів комутації вентилів.

Для метода суперпозиції справедливі такі припущення:

1. Силова схема резонансного перетворювача представляється у вигляді еквівалентної схеми заміщення з лінійними пасивними елементами, ідеалізованими ключами і незалежними джерелами енергії. Ідеалізовані ключі замикаються і розмикаються миттєво, є двонаправленими і мають лінійні опори у замкненому та відкритому станах.

2. Моменти комутації ключів не залежать від миттєвих значень процесів силової схеми в кожному робочому циклі. Але моменти комутації можуть залежати від усереднених значень процесів протягом множини циклів. Таким чином, ключі керуються умовно незалежними періодичними сигналами з визначеними частотою, фазою і шириною імпульсів.

3. Комутоване джерело змінної напруги або змінного струму може бути заміщено джерелом напруги або струму ступінчастої форми, які можна розкласти на простіші монотонно-ступінчасті складові.

4. Відстежуються умови узгодження для миттєвих величин процесів, коли вони відповідають принципу роботи реального резонансного перетворювача.

5. Процеси в схемі перетворювача можливо представити як накладання процесів в лінійній частині схеми і процесів нелінійних елементів, якщо їх можливо замістити еквівалентними джерелами струму чи напруги. Залежні джерела слід вважати умовно незалежними і розраховувати сімейства можливих процесів, з яких вибирати ті, що підходять до реальної схеми перетворювача.

Основною ідеєю запропонованого методу є визначення простих за виразами та універсальних складових процесів, які можна комбінувати для формування математичних моделей резонансних перетворювачів для потрібних режимів і алгоритмів комутації вентилів. Розглянемо особливості розрахунків процесів та характеристик резонансних перетворювачів методом суперпозиції в статиці і в динаміці. Спочатку на основі математичної моделі для миттєвих величин записуються вирази функцій часу для елементарних вхідних імпульсів і складових процесів, викликаних цими імпульсами. Потім в області зображень записуються перехідні процеси і передатні функції, що складають динамічну модель для певного закону комутації. Статична модель для стаціонарних вхідних величин є крайньою формою динамічних моделей при постійних вхідних величинах. Для побудови статичної моделі в області оригіналів формуються стаціонарна функція і вирази стаціонарних величин для одного періоду коливань. Із розрахованих статичних характеристик визначаються потрібні коефіцієнти лінеаризованої динамічної моделі для малих варіації величин.

Резонансний перетворювач асоціюється з простим або більш складним резонансним осцилятором – електричною схемою з одним або декількома генераторами періодичних функцій (в загальному випадку напруг або струмів) і з пасивними *RLC*-контурами, в яких виникають резонансні явища. Параметри генерованих функції можуть змінюватися в часі за детермінованими або випадковими законами. Тому генератори є керованими способом модуляції по амплітуді, частоті, фазі тощо, або способом синхронізації коливань. Резонансний осцилятор відрізняється від резонансного перетворювача відсутністю обмежень на параметри генерованих функції (форми, амплітуди, фази тощо). В оговорених випадках можна встановлювати певні залежності генераторів від процесів пасивної частини осцилятора. Таким чином, резонансний осцилятор є узагальненою моделлю резонансних перетворювачів при деяких припущеннях або узгодженнях процесів осцилятора з принципом роботи резонансного перетворювача.

### 3.2. Умови та концепція методу суперпозиції

Використання розробленого методу суперпозиції для побудови математичних моделей та для розрахунків процесів резонансних перетворювачів можливе за наступних умов [36, 159, 160, 161] (тут  $x$ ,  $x_1$ ,  $x_2$ , – вхідні змінні,  $y$  – вихідна величина,  $t$  – час,  $K$  – константа масштабування,  $\tau$  – часова константа):

- $y(x_1, x_2) = y(x_1) + y(x_2)$  – вихідна величина при наявності декількох вхідних величин може бути представлена сумою вихідних величин, викликаною кожною вхідною величиною окремо;
- $y(K \cdot x) = K \cdot y(x)$  – взаємозв'язок між вхідною і вихідною величиною не змінюється при зміні масштабу величин;
- $y(x(t - \tau)) = y(t - \tau)$  – взаємозв'язок між вхідною і вихідною величиною не залежить від початкового часу вхідної величини. При часовому зсуві вхідної величини вихідна величина отримує такий самий часовий зсув.

Відомо, що імпульсні перетворювачі в загальному випадку представляють собою схеми з нелінійними елементами та нестационарними параметрами. Але можна виділити деякий клас перетворювачів, зокрема резонансних перетворювачів, схеми заміщення яких можна привести до схем з незмінною лінійною частиною. Згідно з вищезазначеними умовами визначимо вимоги до схем заміщення таких перетворювачів, придатних до аналізу методом суперпозиції.

- Джерела живлення та навантаження або споживачі електроенергії замінюються еквівалентними джерелами напруги або струму.

- В схемі перетворювача можна виділити одну або декілька незмінних лінійних схем і об'єднати їх в ЛБП і нелінійну частину, де нелінійні елементи можна представити комутаційними елементами або комутаційними функціями.

- Вентильні елементи є ідеалізованими і можуть бути представлені комбінаціями ідеального вентиля (з нульовим опором відкритого стану і



безкінечним опором закритого стану) і лінійних паралельного і послідовного опорів. Час комутації вентилів вважається прагнучим до нуля.

- В схемі заміщення перетворювача не повинні порушуватися комутаційні умови, коли струм індуктивності або (і) напруга на ємності не можуть змінюватися стрибкоподібно.

- Кожну комутвану підсхему перетворювача в деякому діапазоні робочих параметрів можна представити як комбінацію некомутованої підсхеми і еквівалентного генератора з напругою  $u_g$  і струмом  $i_g$ . В залежності від типу еквівалентного генератора задається прямокутна форма напруги або струму.

- Прямокутні імпульси напруги або струму еквівалентних генераторів модулюються низькочастотною функцією часу  $F(t)$  згідно принципу амплітудної модуляції II роду, коли протягом існування кожного імпульсу його амплітуда фіксується і є постійною. В дискретній математичній моделі це проявляється обмеженням спектру вхідних амплітудних впливів на половині частоти дискретизації моделі. Якщо частота дискретизації моделі відповідатиме частоті напівперіодів, то обмеження спектру буде на рівні робочої частоти перетворювача.

- Модулююча функція  $F(t)$  напруги еквівалентного генератора задовольняє умовам обмеження інтегральної похибки на рівні  $\sigma_{1\max}$  при заміні амплітудної модуляції першого роду амплітудною модуляцією другого роду

$$\int_{\Delta t \gg T} \left| (F(t) - F(T \cdot \text{floor}(2t/T)/2)) \cdot u_g / u_{g\max} \right| dt \leq \sigma_{1\max} .$$

- Баланс середньої за довгий час ( $\Delta t \gg T$ ) енергії в перетворювачі забезпечується тим, що деякі з еквівалентних генераторів віддають енергію, інші споживають енергію і решта енергії розсіюється в теплових втратах ЛБП  $\sum E_s - \sum E_c - E_d = 0$ . Допускається нестационарність параметрів схеми за умови такої повільної зміни її параметрів, при якій середнє квадратичне відхилення процесів  $y_n(t)$  за робочий цикл  $T$  перетворювача від процесів такої ж схеми зі

стабільними параметрами  $y_{cm}(t)$  не перевищувало б деякої величини  $\sigma_{2\max}$  (зазвичай біля 1-5%)

$$100 \cdot \left( \frac{1}{T} \int_0^T (y_n - y_{cm})^2 dt \right)^{1/2} / y_{cm} \leq \sigma_{2\max}.$$

Розглянемо загальну концепцію методу суперпозиції. Схема заміщення перетворювача на рис.3.1,а, що відповідає вищезазначеним вимогам до схем заміщення згідно метода суперпозиції, представляє собою ЛБП з незалежними від процесів в ЛБП еквівалентними генераторами струму або напруги  $EG1 \dots EGN$ . Генератори імітують інвертори або випрямлячі реального перетворювача. Пасивна частина схеми – ЛБП імітує активні і реактивні елементи, трансформатори, індуктори тощо, незмінної частини силової схеми. Пари виводів ЛБП, до яких підключено еквівалентні генератори, можуть бути входами і виходами в залежності від величин, що розглядаються.

Еквівалентні генератори  $EG1 \dots EGJ \dots EGN$  можуть бути залежними один від одного. Вони виробляють періодичні напруги  $u_{gj}$  або струми  $i_{gj}$  прямокутної форми, які складаються з послідовностей прямокутних імпульсів виду  $\mathbf{1}(t) = \mathbf{1}(t) - \mathbf{1}(t - t_p)$  і описуються імпульсною функцією виду  $u_{g0}(t) = \sum_{n=0 \dots \infty} (\mathbf{1}(t - nT) - \mathbf{1}(t - T/2 - nT))$ , як наведено на рис.3.1,б, де  $\mathbf{1}(t)$  – одинична функція,  $t_p$  – довжина імпульсу.

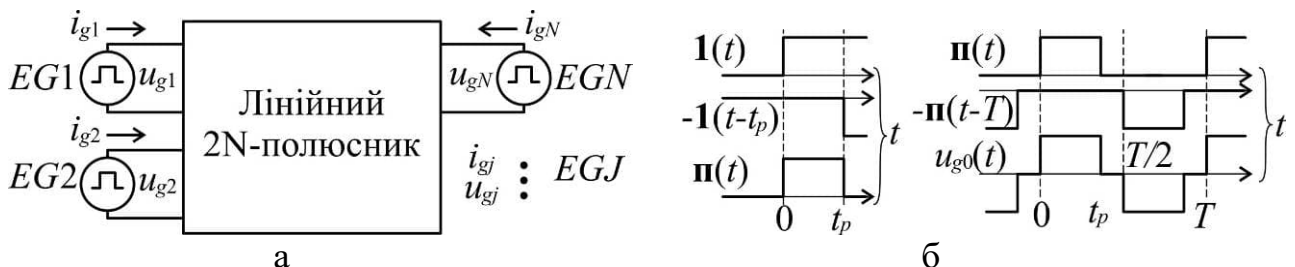


Рис.3.1. Концепція схеми заміщення перетворювача з лінійним багатополіусником (ЛБП) (а), утворення імпульсної функції  $u_{g0}(t)$  сумою п-подібних\* імпульсів (б)

Знакозмінна періодична імпульсна функція на рис.3.2 складається з сум базисних одиничних функцій  $\mathbf{1}(t)$  зі зміщенням в часі

$$\begin{aligned}
 u_{g0}(t) &= \mathbf{1}(t) - \mathbf{1}(t - t_p) - \mathbf{1}(t - T/2) + \mathbf{1}(t - t_p - T/2) + \mathbf{1}(t - T) - \dots = \\
 &= \sum \left( \mathbf{1}(t - nT/2) - \mathbf{1}(t - t_p - nT/2) \right) \cdot (-1)^n.
 \end{aligned}
 \tag{3.1}$$

Перші дві складових в даному ряді (3.1) утворюють позитивний прямокутний імпульс. Наступні дві складових – негативний імпульс і так далі. На рис.3.2 це сума епюр на першій та другій осях. Прямокутні імпульсні напруги і струми еквівалентних генераторів можна представити у вигляді масштабованої імпульсної функції  $u_g(t) = u_{g0}(t) \cdot F(nT)$ , де дискретний аргумент  $n = \text{floor}(t/T)$  – ціла кількість періодів. Кожен імпульс напруги  $u_g(t)$  помножений відповідно на значення модулюючої функції  $F(t)$  в моменти фронтів позитивних імпульсів:,  $F_1 = F(T)$ ,  $F_2 = F(2T)$ ,  $F_3 = F(3T)$ ... (нижній графік на рис.3.2), що відповідає повноперіодній амплітудноімпульсній модуляції II-го роду. Модулююча функція відповідає напрузі живлення або напрузі навантаження (споживача) в залежності від приналежності даного еквівалентного генератора.

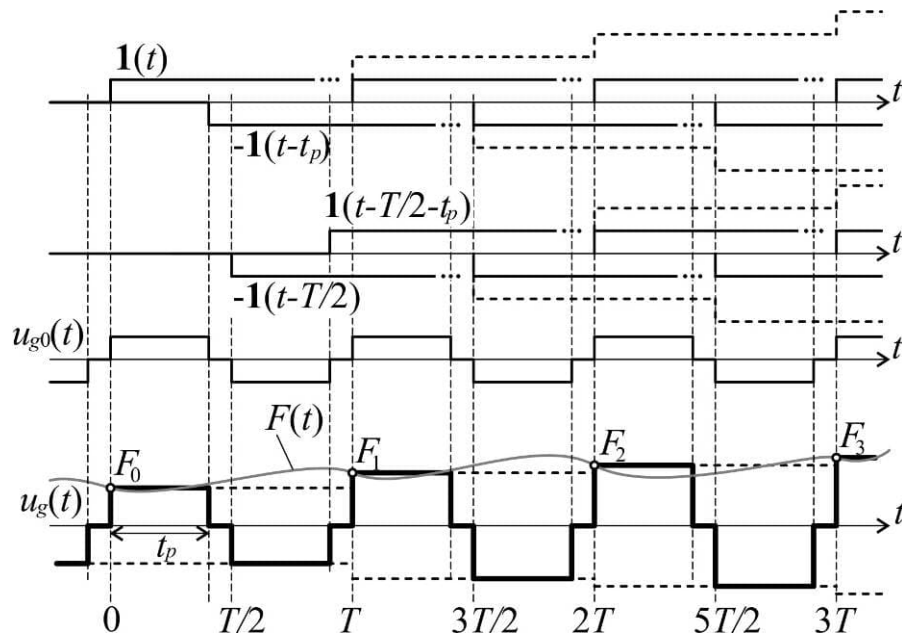


Рис.3.2. Епюри ступінчастих функцій і напруги еквівалентного генератора

Таким чином, як наведено на рис.3.2, вхідні величини перетворювача розкладаються на ряд ступінчастих одиничних функцій  $\mathbf{1}(t)$  з власними

коефіцієнтами масштабування  $F(nT)$ . Ступінчасті вхідні функції є зручними для використання в якості правих частин неоднорідних рівнянь математичної моделі незмінної частини перетворювача – ЛБП, оскільки рішення рівнянь в такому разі представлятимуть собою перехідні функції\* ЛБП  $g(t)$  для  $t \geq 0$ .

Рішення рівнянь, що описують процеси в ЛБП, для прямокутних імпульсів напруги інвертора, модульованих функцією  $F(t)$  в дискретні моменти часу (нижній графік на рис.3.2), можна розглядати як відгуку ЛБП на безкінечний ряд ступінчастих функцій виду  $\mathbf{1}(t - t_m) \cdot F(t_n)$ , де  $t_m$  – момент часу чергової ступені напруги,  $t_n$  – момент часу чергового фронту імпульсу напруги. Кожна вихідна величина ЛБП в такому разі буде складатися з ряду перехідних функцій  $g(t)$ , зміщених в часі і масштабованих згідно з дискретними значеннями  $F_n = F(nT)$ ,  $n=0,1, 2, 3, \dots$ :

$$y(t) = F_0 \cdot (g(t) - g(t-t_p) - g(t-T/2) + g(t-T/2-t_p)) + F_1 \cdot (g(t-T) - \dots = \\ = \sum_{n=1 \dots \infty} F(nT) \cdot (g(t-nT) - g(t-t_p-nT) + g(t-T/2-nT) + g(t-T/2-t_p-nT)), \quad (3.2)$$

де модулююча функція відповідає напрузі живлення  $F(t) = u_s(t)$  або напрузі навантаження (споживача енергії)  $F(t) = u_q(t)$ .

Відомо, що похідна від перехідної функції відповідає так званій ваговій функції  $h(t)$ , що є оригіналом від передатній функції  $H(t) = h(t) = g'(t)$ , за умови нульового значення перехідної функції для  $t = -\infty \dots - 0$ ,  $g(t < 0) = 0$ . Тому для отримання передатних функцій у вигляді зображень по Лапласу доцільно вирішувати диференційні рівняння ЛБП в операторній формі.

\*п-подібні імпульси представляють собою напругу або струм прямокутної форми позитивної або негативної полярності, які починаються і закінчуються нульовими значеннями.

### 3.3. Лінійна математична модель перетворювача

Математична модель перетворювача для миттєвих величин представлятиме собою систему лінійних неоднорідних диференційних рівнянь з постійними коефіцієнтами, які складаються за законами Ома та Кірхгофа для електричних кіл ЛБП на рис.3.1,а. Якщо треба врахувати параметричний вплив на силову схему перетворювача, коефіцієнти рівнянь нестационарного ЛБП можуть бути функціями від величини збурень або функціями часу. Але для нестационарної системи напевно треба зробити обмеження по швидкості зміни її параметрів. Тому для ясності спочатку розглянемо стаціонарний випадок. Диференційні рівняння стаціонарного ЛБП пов'язують постійними коефіцієнтами  $a_{jk}$   $N$  вихідних величин та постійними коефіцієнтами  $d_{jk}$   $N$  їх перших похідних по часу з  $N$  вхідними величинами у наступному вигляді

$$\begin{aligned} i'_{g1} \cdot d_{11} + i_{g1} \cdot a_{11} + i'_{g2} \cdot d_{12} + i_{g2} \cdot a_{12} + \dots + i'_{gN} \cdot d_{1N} + i_{gN} \cdot a_{1N} &= u_{g1}; \\ i'_{g1} \cdot d_{21} + i_{g1} \cdot a_{21} + i'_{g2} \cdot d_{22} + i_{g2} \cdot a_{22} + \dots + i'_{gN} \cdot d_{2N} + i_{gN} \cdot a_{2N} &= u_{g2}; \\ &\dots \\ i'_{g1} \cdot d_{N1} + i_{g1} \cdot a_{N1} + i'_{g2} \cdot d_{N2} + i_{g2} \cdot a_{N2} + \dots + i'_{gN} \cdot d_{NN} + i_{gN} \cdot a_{NN} &= u_{gN}, \end{aligned} \quad (3.3)$$

де напруги еквівалентних генераторів  $u_{g1} \dots u_{gN}$  є вхідними величинами ЛБП, струми  $i_{g1} \dots i_{gN}$  – вихідними величинами ЛБП, а еквівалентні генератори  $EG1 \dots EGN$  є генераторами напруги. Якщо якийсь з еквівалентних генераторів буде генератором струму, тобто задаватиметься струм через нього, тоді напруга на ньому залежатиме від властивостей ЛБП і решти еквівалентних генераторів. Струм цього генератора буде вхідною величиною, а напруга на ньому – вихідною величиною. Тип кожного еквівалентного генератора визначає, яка з пов'язаних з ним величин буде для перетворювача вхідною і яка вихідною величиною в рівняннях (3.3). Лінійні диференційні рівняння в стаціонарному випадку вирішуються операторним методом. Це спрощує знаходження рішень,

якщо вхідні величини мають зображення по Лапласу на основі типових функцій. В загальному вигляді рівняння (3.3) в операторній формі відносно зображень вхідних  $x_j(s)$  і вихідних  $y_k(s)$  величин (струмів або напруг генераторів  $EG1 \dots EGN$ ) та з врахуванням їх початкових значень  $y_k(0)$  мають вид

(3.4)

$$\begin{aligned} y_1(s)A_{11}(s) - y_1(0)d_{11} + y_2(s)A_{12}(s) - y_2(0)d_{12} + \dots + y_N(s)A_{1N}(s) - y_N(0)d_{1N} &= x_1(s); \\ y_1(s)A_{21}(s) - y_1(0)d_{21} + y_2(s)A_{22}(s) - y_2(0)d_{22} + \dots + y_N(s)A_{2N}(s) - y_N(0)d_{2N} &= x_2(s); \end{aligned}$$

...

$$y_1(s)A_{N1}(s) - y_1(0)d_{N1} + y_2(s)A_{N2}(s) - y_2(0)d_{N2} + \dots + y_N(s)A_{NN}(s) - y_N(0)d_{NN} = x_N(s),$$

де  $A_{jk}(s) = (s \cdot d_{jk} + a_{jk})$  – коефіцієнти рівнянь (порядок індексів прямий),

$s = o + j\omega$  – оператор Лапласа,  $o$  – коефіцієнт згасання,  $\omega$  – кутова частота,

$j = \sqrt{-1}$  – уявна одиниця. В матричній формі система рівнянь (3.4) і її рішення з

врахуванням початкових значень вихідних величин матимуть вигляд

$$\mathbf{A}(s) \cdot \mathbf{Y}(s) - \mathbf{D} \cdot \mathbf{Y}_0 = \mathbf{X}(s),$$

$$\mathbf{Y}(s) = \mathbf{A}^{-1}(s) \cdot \mathbf{X}(s) + \mathbf{A}^{-1}(s) \cdot \mathbf{D} \cdot \mathbf{Y}_0 = \mathbf{H}(s) \cdot \mathbf{X}(s) + \mathbf{H}(s) \cdot \mathbf{D} \cdot \mathbf{Y}_0, \quad (3.5)$$

де  $\mathbf{A}(s) = \left[ \begin{array}{cc|c} A_{11}(s) & A_{12}(s) & A_{1N}(s) \\ A_{21}(s) & A_{22}(s) & A_{2N}(s) \\ \hline A_{N1}(s) & A_{N2}(s) & A_{NN}(s) \end{array} \right]$  – лінійний оператор ЛБП,  $\mathbf{A}^{-1}(s) = \frac{\text{adj}(\mathbf{A})}{\det(\mathbf{A})}$ ,

$\mathbf{H}(s) = \left[ \begin{array}{cc|c} H_{11}(s) & H_{12}(s) & H_{1N}(s) \\ H_{21}(s) & H_{22}(s) & H_{2N}(s) \\ \hline H_{N1}(s) & H_{N2}(s) & H_{NN}(s) \end{array} \right]$  – матрична передатна функція ЛБП схеми

заміщення перетворювача,  $\mathbf{Y}(s) = \left[ \begin{array}{c} y_1(s) \\ y_2(s) \\ \hline y_N(s) \end{array} \right]$ ,  $\mathbf{X}(s) = \left[ \begin{array}{c} x_1(s) \\ x_2(s) \\ \hline x_N(s) \end{array} \right]$  – вектори вихідних і

вхідних величин,  $\mathbf{D} = \left[ \begin{array}{cc|c} d_{11} & d_{12} & d_{1N} \\ d_{21} & d_{22} & d_{2N} \\ \hline d_{N1} & d_{N2} & d_{NN} \end{array} \right]$  – матриця коефіцієнтів при похідних,

$$\mathbf{Y}_0 = \begin{bmatrix} y_1(0) \\ y_2(0) \\ \vdots \\ y_N(0) \end{bmatrix} - \text{вектор початкових значень вихідних величин.}$$

Матриця передатних функцій  $\mathbf{H}(s)$  представляє собою динамічну модель ЛБП для миттєвих величин. При ступінчастих вхідних величинах  $X_{jk}(s) = 1/s$  з рішення (3.5) отримаємо зображення перехідних функцій ЛБП. Залежність модуля передатної функції від частоти  $|\mathbf{H}(\omega)|$  дає частотні характеристики, а залежність аргументу від частоти  $\arg(\mathbf{H}(\omega)) = \arctan(\text{Im}(\mathbf{H}(\omega))/\text{Re}(\mathbf{H}(\omega)))$  дає фазові характеристики ЛБП. Залежність  $k$ -тої вихідної величини від  $j$ -тої вхідної величини для нульових решти вхідних величин і нульових початкових умов описується простим операторним рівнянням

$$y_k(s) = H_{kj}(s) \cdot x_j(s). \quad (3.6)$$

(порядок індексів зворотній:  $k$  – номер виходу,  $j$  – номер входу ЛБП).

Повний вираз  $k$ -тої вихідної величини для ненульових вхідних величин матиме вид суми відповідних складових (3.6) та початкових значень виходів

$$y_k(s) = H_{k1}(s) \cdot x_1(s) + H_{k2}(s) \cdot x_2(s) + \dots + H_{kN}(s) \cdot x_N(s) + \\ + H_{k1}(s) \cdot d_{k1} \cdot y_1(0) + H_{k2}(s) \cdot d_{k2} \cdot y_2(0) + \dots + H_{kN}(s) \cdot d_{kN} \cdot y_N(0). \quad (3.7)$$

Елементи матриці  $\mathbf{H}(s)$  в (3.5) можуть мати сенс передатних опорів  $u_k(s) = Z_{kj}(s) \cdot i_j(s)$ , передатних провідностей  $i_k(s) = Y_{kj}(s) \cdot u_j(s)$ , або бути безрозмірними операторами  $i_k(s) = H_{kj}(s) \cdot i_j(s)$  та  $u_k(s) = H_{kj}(s) \cdot u_j(s)$  в залежності від видів вхідної і вихідної величини. Процеси в незмінній частині перетворювача (ЛБП) розраховуються в числовому вигляді для кожного еквівалентного генератора згідно (3.6) і (3.7). Власне для визначення властивостей резонансного перетворювача як керованого об'єкта мають значення процеси тільки на виводах ЛБП.

### 3.4. Особливості динамічної моделі перетворювача, визначеної методом суперпозиції

Визначення лінійної динамічної моделі методом суперпозиції базується на лінеаризованій математичній моделі (3.3), (3.4) для миттєвих величин. При нелінійних характеристиках елементів схем перетворювачів лінеаризація їхніх математичних моделей потребуватиме звуження динамічного діапазону вхідних і вихідних величин і аналізу поведінки переважно тільки «в малому». Динамічний діапазон величин лінійної динамічної моделі звужується залежно від ступеню відхилення характеристик елементів перетворювачів від лінійних. Чим більше відхилення від лінійних характеристик, тим вужче динамічний діапазон – у межі діапазон прагне до нуля. В решті особливостей дана динамічна модель відповідає лінійним системам. В часовому вимірі вона встановлює закономірності між вхідними величинами перетворювача – параметрами джерел живлення або збуреннями, і вихідними величинами – параметрами електроенергії споживачів (навантаження), в динамічних режимах. По-перше це перехідні процеси, що описують закономірності поведінки вихідних величин при різкій зміні вхідних величин від одних постійних значень до інших. По-друге це процеси при періодичних коливаннях вхідних величин. В частотному вимірі дана динамічна модель встановлює залежності коефіцієнтів передавання вхідних величин в вихідні величини від частоти – частотні характеристики перетворювачів.

Важливими з точки зору дослідження і проектування резонансних перетворювачів є класифікації динамічних моделей за сполученнями вхідних і вихідних величин і за природою процесів. В перетворювальній техніці виділяють три групи вхідних величин: напруга і струм живлення; керуючі величини; збурення і вихідні величини відносять до єдиної групи. Вхідні і вихідні величини розрізняються за своєю сутністю на фізичні і параметричні величини. До фізичних величин належать напруга, струм, потужність. Параметричними величинами являються вхідні та вихідні параметри перетворювачів (вхідний і вихідний динамічний опір, крутизна характеристики, індуктивність, ємність



тощо) і також параметри величин (частота, фаза, параметри форми імпульсів). Таким чином, динамічні моделі теж доцільно розрізняти згідно видів вхідних і вихідних величин. Для визначення впливів зі сторони джерела живлення створюється так звана динамічна модель «по живленню», для впливів збурюючих величин – динамічна модель «по збуренню» або для впливів зі сторони керуючих сигналів – динамічна модель «по керуванню». Можна створити і комплексні динамічні моделі для двох або трьох видів вхідних величин.

З точки зору принципу роботи імпульсного перетворювача, в схемі якого відбуваються періодичні різкі зміни стану, його динамічна модель повинна бути дискретною з часом. З іншого боку при деяких алгоритмах комутації утворюються стани схеми перетворювача з неперервним наскрізним зв'язком між входом та виходом. Для цих станів буде справедливою неперервна динамічна модель для миттєвих величин, яка походить з рівнянь (3.5). Також неперервна динамічна модель може приблизно описувати «повільну» динаміку перетворювача протягом множини робочих циклів в низькочастотному діапазоні, коли частота коливань вхідної величини значно менша за частоту робочих циклів перетворювача.

Отже за джерелами вхідних величин можна класифікувати динамічні моделі по живленню, по керуванню і по збуренню. За природою процесів можна класифікувати динамічні моделі дискретні за часом та за величинами, неперервні динамічні моделі для миттєвих величин і неперервні динамічні моделі для низькочастотного діапазону, наближені за процесами в моменти дискретизації до дискретних динамічних моделей.

Період квантування  $T$  дискретної динамічної моделі доцільно встановлювати з кратним співвідношенням до довжини робочого циклу (періоду перетворення)  $T_g/T = N_q$ . Якщо робоча частота перетворювача (частота перетворення) є постійною, період дискретності також буде постійним і дискретна динамічна модель може бути представлена дискретними передатними функціями в операторній формі  $z$ -перетворення. Кратність квантування може приймати цілі значення  $N_q=1, 2, 3, \dots$ . Базова дискретна динамічна модель з

$N_q=1$  визначатиме динаміку перетворювача для низькочастотних складових в діапазоні до половини робочої частоти  $\omega_g/2$ . Для розширення частотного діапазону динамічної моделі перетворювача за межі половини робочої частоти можливо комбінувати дискретну динамічну модель з неперервною динамічною моделлю для миттєвих величин, однойменні вихідні величини яких сумуються. Дискретна модель перетворювача з розширеним частотним діапазоном повинна мати зменшений крок квантування при кратних тактності і фазності схеми кратностях квантування. Наприклад, для перетворювача з однофазним двотактним інвертором кратність квантування буде парною  $N_q=2, 4, 6, \dots$ . Для трьохфазного двотактного інвертора  $N_q=6, 12, 18, \dots$ . Для однокітних схем припустимі будь-які кратності квантування.

В наступних параграфах розглянуто загальну форму дискретної динамічної моделі перетворювача по живленню. Динамічні моделі по керуванню і по збуренню можуть бути визначені аналогічно з відповідними припущеннями та способами лінеаризації. Припускається, що лінеаризована схема заміщення перетворювача, яка може бути представлена схемою на основі ЛБП на рис.3.1,а, відповідає вказаним вище вимогам до схем заміщення перетворювачів, придатних до аналізу їхніх процесів з використанням методу суперпозиції.

Особливістю динамічних моделей резонансного перетворювача на основі методу суперпозиції є те, що процеси для складових від окремих еквівалентних генераторів схеми заміщення вважаються взаємно незалежними. В наближеній до реальної схемі перетворювача складові процеси від джерел енергії будуть залежними один від одного, оскільки ці джерела енергії можуть залежати від процесів схеми. Для усунення цього протиріччя потрібно певним чином узгоджувати параметри еквівалентних генераторів з процесами схеми резонансного перетворювача. Визначити межі істинності лінеаризованих динамічних моделей резонансних перетворювачів можна аналітичним і експериментальним шляхами.

### 3.5. Базова динамічна модель з $N_q=1$ для амплітудної модуляції

#### 3.5.1. Концепція моделі

Дискретна динамічна модель з  $N_q=1$  і  $T=T_g$  будується на основі рішень неперервних рівнянь для одного робочого циклу перетворювача при прямокутній формі напруги кожного еквівалентного генератора. Передатна функція моделі  $H(z)$  для амплітудної модуляції визначиться як зображення імпульсної перехідної функції  $h(nT)$ . Відмінністю базової динамічної моделі від моделей з дрібнішим квантуванням з  $N_q>1$  і від неперервних моделей є врахування процесу інвертування вхідної напруги інвертора, або випрямлення вхідної напруги випрямляча, в імпульсній перехідній функції. В даній моделі імпульсна перехідна функція  $h(t)$  створюється одним повним циклом вихідної напруги інвертора  $u_p(t)$  при умові, що вхідна напруга (живлення) інвертора постійна. Один цикл напруги  $u_p(t)$  на рис.3.3 з одиничною амплітудою є **елементарним вхідним імпульсом** неперервної моделі, який еквівалентний одиничному вхідному імпульсу довжиною один інтервал дискретності для базової дискретної моделі перетворювача. Він складається з чотирьох ступінчатих функцій зі зміщенням в часі і представляє собою послідовність з одного прямокутного позитивного і такого ж одного негативного імпульсів

$$u_p(t) = \mathbf{1}(t) - \mathbf{1}(t - t_p) - \mathbf{1}(t - \frac{T}{2}) + \mathbf{1}(t - \frac{T}{2} - t_p), \quad (3.8)$$

де можна позначити відносну ширину імпульсу напруги інвертора  $\gamma = t_p/T$ .

Для визначення імпульсної перехідної функції дискретної моделі запишемо відгук ЛБП на елементарний вхідний імпульс

$$h_p(t) = g_I(t) - g_{II}(t) - g_{III}(t) + g_{IV}(t), \quad (3.9)$$

де позначено  $g_I(t) = \mathbf{1}(t) \cdot g(t)$ ,  $g_{II}(t) = \mathbf{1}(t-t_p) \cdot g(t-t_p)$ ,  $g_{III}(t) = \mathbf{1}(t-\frac{T}{2}) \cdot g(t-\frac{T}{2})$ ,  $g_{IV}(t) = \mathbf{1}(t-\frac{T}{2}-t_p) \cdot g(t-\frac{T}{2}-t_p)$  – перехідні функції ЛБП, які визначені тільки для позитивного часу  $t \geq 0$ ,  $g(t < 0) = 0$  і зміщені в часі відповідно до вхідних ступінчатих функції (нижні епюри на рис.3.3).

Перехідні функції ЛБП по  $k$ -тому виходу і  $j$ -тому входу  $g_{kj}(t)$  є рішеннями рівнянь (3.3) для одиничної вхідної функції  $\mathbf{1}(t)$ . Їх можна знайти також і як оригінали рішення рівнянь (3.4) в операторній формі  $g_{kj}(t, \tau) = \ell^{-1}(g_{kj}(s))$ , де зображення перехідної функції для зміщеної на деякий час  $\tau < T$  вхідної одиничної функції  $\ell(\mathbf{1}(t)) = e^{-s\tau}/s$  матиме вигляд  $g_{kj}(s) = H_{kj}(s) \cdot (e^{-s\tau}/s)$ .

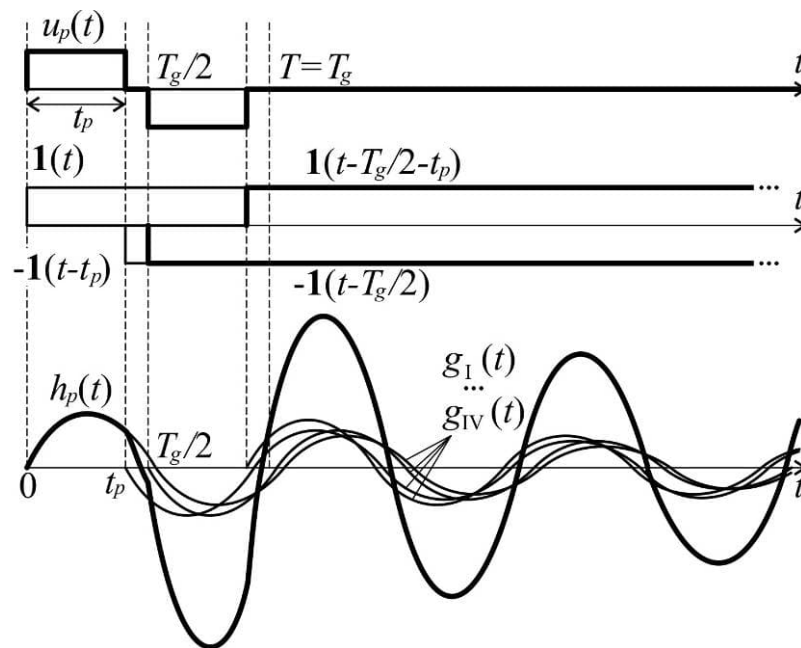


Рис.3.3. Епюри елементарного вхідного імпульсу і перехідних функцій в неперервному часі для дискретної динамічної моделі з  $T = T_g$ ,  $\gamma = t_p/T$

Знайдений із цього виразу оригінал перехідної функції  $g_{kj}(t, \tau) = \mathbf{1}(t - \tau) \cdot g_{kj}(t - \tau)$  можна виразити як зміщену перехідну функцію з відніманням її частини на проміжку часу  $0 \dots \tau$

$$\begin{aligned} \mathbf{1}(t - \tau) \cdot g_{kj}(t - \tau) &= \mathbf{1}(t) \cdot g_{kj}(t - \tau) - (\mathbf{1}(t) - \mathbf{1}(t - \tau)) \cdot g_{kj}(t - \tau) = \\ &= g_{kj}(t - \tau) - g_{kj}(t - \tau) \Big|_{t=0 \dots \tau}, \end{aligned} \quad (3.10)$$

де час зміщення виражається відносним параметром  $\tau = \delta T$ , або те ж саме в дискретній формі

$$g_{kj}(n, \delta) = g_{kj}(nT - \delta T) - \Pi(nT) \cdot g_{kj}(nT - \delta T) = g_{kj}(nT - \delta T) - g_{kj}(0 - \delta T), \quad (3.11)$$

По виразах (3.10) і (3.11) видно, що при зміщенні перехідної функції  $g_{kj}(nT)$  вправо на долю періоду квантування  $m = 0 \dots 1$  із дискретної перехідної функції  $g_{kj}(nT - \delta T)$  треба відняти її початкове значення (тобто дискретний образ частини перехідної функції  $g_{kj}(t - \tau) \Big|_{t=0 \dots \tau}$ ), оскільки по визначенню незміщена перехідна функція починається в момент часу  $t=0$ .

Дискретне зображення по Лапласу перехідної функції виражається також в формі  $z$ -перетворення зміщеної функції  $G_{kj}(z, m) = \mathfrak{Z}[g_{kj}(n, m)]$ , де  $z = e^{sT}$  – оператор дискретного перетворення,  $T$  – період дискретності,  $n = 0, 1, 2, 3, \dots$  – номери кроків квантування,  $m = \sigma - \delta$  – параметр відносного зміщення функції в межах одного кроку квантування. Тоді дискретна передатна функція ЛБП по  $k$ -тому виходу і  $j$ -тому входу визначиться згідно (3.9) як алгебраїчна сума  $z$ -перетворень зміщених імпульсних перехідних функцій мінус початкові їхні значення.

$$H_{kj}(z, m) = H_{kj\text{I}}(z, m) - H_{kj\text{II}}(z, m) - H_{kj\text{III}}(z, m) + H_{kj\text{IV}}(z, m), \quad (3.12)$$

$$\text{де} \quad H_{kj\text{I}}(z, m) = G_{kj}(z, \sigma) - g_{0kj}(\sigma), \quad H_{kj\text{II}}(z, m) = G_{kj}(z, \sigma - \gamma) - g_{0kj}(\sigma - \gamma),$$

$$H_{kj\text{III}}(z, m) = G_{kj}(z, \sigma - \frac{1}{2}) - g_{0kj}(\sigma - \frac{1}{2}), \quad H_{kj\text{IV}}(z, m) = G_{kj}(z, \sigma - \frac{1}{2} - \gamma) - g_{0kj}(\sigma - \frac{1}{2} - \gamma) \quad -$$

дискретні зображення зміщених частинних передатних функції ЛБП для різних значень параметра  $m$  відповідно рис.3.3,  $\gamma = t_p/T$  – відносна ширина вхідного

імпульсу,  $g_{0kj}(\sigma) = g_{kj}(0, \sigma)$ ,  $g_{0kj}(\sigma - \frac{t_p}{T}) = g_{kj}(0, \sigma - \frac{t_p}{T})$  тощо – початкові значення перехідних функцій згідно з (3.10) з від’ємними аргументами ( $g_{0kj}(x > 0) = 0$ ),  $\sigma$  – параметр відносного зміщення вихідної величини, що входить в параметр  $m$ .

Аргументи початкових значень перехідних функцій повинні бути від’ємними. Для позитивних значень аргументів початкові значення перехідних функцій не віднімаються від дискретних зображень в (3.12) і тому вважаються нульовими  $g_{0kj}(x > 0) = 0$ . Ця вимога пояснюється обнулінням перехідних функції тільки до моментів часу зсуву ступенів вхідних функції. В (3.12) це моменти часу  $\gamma T$ ,  $0.5T$ ,  $(0.5 + \gamma)T$ .

Сукупність передатних функції (3.12) для всіх сполучень входів і виходів ЛБП представляє собою **базову дискретну динамічну модель** резонансного перетворювача. Очевидно, що зображення перехідних функцій в (3.12) матимуть схожі математичні вирази. Тому для формування передатної функції для іншого вхідного імпульсу на рис.3.3 потрібно лише змінити його відносну ширину  $\gamma = t_p/T$ . Параметр відносного зміщення  $m = 0 \dots \pm 1$  в (3.12), на відміну від модифікованого  $z$ -перетворення [162] з параметром  $m$ , за допомогою якого встановлюються проміжні значення незміщеної функції, тут складається з двох співмірних величин  $m = \sigma - \delta$ . Перша величина  $\delta = 0 \dots 1$  – початкове відносне зміщення перехідної функції з причини зміщення вправо вхідної функції, служить для формування дискретного зображення кусочно-визначених величин. Друга величина  $\sigma = 0 \dots 1$  – так зване ковзання, яке служить для зміщення вихідних функції вліво для визначення проміжних значень вихідної функції в межах кроку квантування. Вхідне зміщення  $\delta > 0$  в даному випадку застосовується для окремих складових вхідних величин і для передатних функції  $H_{kjII} \dots H_{kjIV}$  в (3.12). Для результуючого зображення величини на основі перехідної функції (3.12)  $i_k(z, m) = H_{kj}(z, m) \cdot u_j(z)$  приймається  $\delta = 0$  або  $\delta > 0$  при необхідності узгодження фази коливань.

### 3.5.2. Елементарна перехідна функція

В залежності від внутрішньої схеми ЛБП резонансного перетворювача та видів вхідної і вихідної величин визначаються конкретні вирази перехідних функцій  $g_{kj}(t)$ , які складають динамічні моделі. Доцільно визначити деяку узагальнену елементарну перехідну функцію  $g_e(t)$ , яка буде характерною для декількох схем резонансних перетворювачів. Схеми резонансних перетворювачів містять резонансні контури, які складаються з індуктивностей  $L$ , ємностей  $C$  та активних опорів  $R$ , і ці коливальні контури в своїй більшості можна звести до комбінації кіл другого порядку. Оскільки коливальні системи різної природи схожі між собою за характеристиками процесів, для наочності аналізу їх корисно співставляти у вигляді моделей осциляторів.

Осцилятором в теоретичному визначенні є коливальна система з підводом енергії, показники процесів якої періодично змінюються в часі [163]. Оскільки резонансний перетворювач містить коливальну систему на основі резонансних кіл та контурів, для математичного моделювання його електромагнітних процесів доцільно використовувати теорію лінійних осциляторів з затуханням і модуляцією [164]. Можна застосувати поняття про резонансний осцилятор, як коливальну схему з зосередженими параметрами і одним чи декількома генераторами змінних напруг або струмів.

Тоді елементарну перехідну функцію ЛБП буде знайдено аналогічно до коливального рішення диференційного рівняння лінійного осцилятора [147] з втратами енергії відносно функцій часу

$$\mu \frac{d^2 y}{dt^2} + \eta \frac{dy}{dt} + \kappa y = f(t), \quad (3.13)$$

де  $\mu$  – маса,  $\eta$  – коефіцієнт сили тертя, пропорційної швидкості,  $\kappa$  – коефіцієнт пружності,  $y(t)$  – вихідна функція (лінійне зміщення),  $f(t)$  – вхідна функція (сила). Характеристичне рівняння  $\mu\alpha^2 + \eta\alpha + \kappa = 0$  має корені  $\alpha_{1,2} = \left(-\eta \pm \sqrt{\eta^2 - 4\mu\kappa}\right)/(2\mu)$  і при відносно малих втратах енергії осцилятора,

коли  $\eta^2 < 4\mu\kappa$ , корені рівняння (3.13) стають комплексними

$$\alpha_{1,2} = -\frac{\eta}{2\mu} \pm j\sqrt{\frac{\kappa}{\mu} - \frac{\eta^2}{4\mu^2}} = -\lambda \pm j\omega_1, \text{ де позначено } \lambda = \frac{\eta}{2\mu} \text{ – фактор згасання,}$$

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{\kappa}{\mu} - \frac{\eta^2}{4\mu^2}} = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{\eta^2}{4\mu\kappa}} \text{ – частота вільних коливань. Коливальне рішення}$$

рівняння осцилятора (3.13) для вільних коливань при  $f(t) = 0$  матиме вигляд  $y(t) = A_0 e^{-\lambda t} \cos(\omega_1 t + \varphi_0)$ . Тут  $A_0$  і  $\varphi_0$  – довільні постійні, що залежать від початкових умов.

Переходячи к параметрам коливального *RLC*-контурі перепишемо рівняння осцилятора (3.13) у вигляді рівняння простого **резонансного осцилятора** з генератором напруги

$$L \frac{d^2 i}{dt^2} + R \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} i = \frac{du_{LC}}{dt} \quad (3.14)$$

Співставлення рівняння резонансного осцилятора (3.14) з рівнянням осцилятора (3.13) вище дозволяє встановити відповідність коефіцієнтів для рівнянь осцилятора та контуру:  $\mu \leftrightarrow L$ ,  $\eta \leftrightarrow R$ ,  $\kappa \leftrightarrow 1/C$  і функцій  $y(t) \leftrightarrow i(t)$ ,  $f(t) \leftrightarrow u'_{LC}(t)$ . Перехідна функція контуру відповідає ступінчастій вхідній функції. Якщо напруга контуру буде ступінчастою  $u_{LC}(t) = \mathbf{1}(t)$ , то примушуюча сила лінійного осцилятора очевидно буде дельта-функцією  $f(t) = \mathbf{1}(t)' = \delta(t)$ , для якої рішення рівняння осцилятора матиме вигляд

$$h(t) = \frac{1}{\mu(\alpha_1 - \alpha_2)} (e^{\alpha_1 t} - e^{\alpha_2 t}). \quad (3.15)$$

Після підстановки в (3.15) коренів характеристичного рівняння  $\alpha_{1,2} = -\lambda \pm j\omega_1$  і спрощень виходить імпульсна перехідна функція лінійного осцилятора



$$h(t) = \frac{e^{-\lambda t}}{j2\mu\omega_1} (e^{j\omega_1 t} - e^{-j\omega_1 t}) = \frac{e^{-\lambda t}}{\mu\omega_1} \sin(\omega_1 t).$$
 Вона ж є **елементарною перехідною функцією** резонансного осцилятора з  $RLC$ -контуром ЛБП вхідної напруги контуру  $u_{LC}(t) = \mathbf{1}(t)$  і вихідної величини струму  $i(t)$

$$g_e(t) = \frac{e^{-\lambda t}}{L\omega_1} \sin(\omega_1 t) = \frac{e^{-\lambda t}}{\rho\sqrt{1-1/(4Q^2)}} \sin(\omega_1 t) = K_I e^{-\lambda t} \sin(\omega_1 t), \quad (3.16)$$

де  $K_I = \frac{\omega_0}{\rho\omega_1}$ ,  $\lambda = \frac{R}{2L} = \frac{\omega_0}{2Q_0}$  – фактор згасання коливань;  $\lambda \frac{2\pi}{\omega_1} = \ln\left(\frac{A_k}{A_{k+1}}\right)$  – логарифмічний декремент або відношення логарифмів амплітуд сусідніх коливань  $A_k$  і  $A_{k+1}$ ;  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$  – частота резонансу, рад/с;  $\omega_1 = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{4Q_0^2}}$  – частота вільних коливань, рад/с;  $Q_0 = \frac{\rho}{r}$  – добротність контуру;  $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$  – хвильовий опір контуру, Ом. В літературі [165] добротність виражають також відносно періоду вільних коливань  $T_1 = 2\pi/\omega_1$ , що дає близьке значення для  $Q_0 \gg 1$ , оскільки при цьому  $\omega_1 \approx \omega_0$ , і в [166] добротність визначають як відносне затухання на радіан приросту фази  $Q_0 = \frac{2\pi}{1 - e^{-\lambda T_1}} \approx \frac{\omega_1}{\lambda}$ , але це значення приблизно в два рази більше.

Неперервне зображення по Лапласу елементарної перехідної функції резонансного осцилятора (3.16) має вигляд

$$G_e(s) = \frac{K_I}{A_\omega} \cdot \frac{1}{s^2/\omega_0^2 + s/(Q\omega_0) + 1}, \quad (3.17)$$

де  $A_\omega = \omega_0^2/\omega_1$  – частотний коефіцієнт корекції амплітуди,

$K_I = \omega_0 / (\rho \omega_1)$  – коефіцієнт пропорційності між струмом та напругою контуру,  
 $\omega_1 = \omega_0 \sqrt{1 - 1/(4Q^2)}$  – частота вільних коливань,  $\omega_0$  – резонансна частота.

Дискретне вираження елементарної перехідної функції резонансного осцилятора (3.16) з врахуванням відносного зміщення  $m = -1 \dots 1$  в дискретній формі має вид

$$g_e(nT, m) = \frac{e^{-\lambda(n+m)T} \sin(\omega_1 T(n+m))}{\rho \sqrt{1 - 1/(4Q^2)}} = K_I e^{-\lambda(n+m)T} \sin(\omega_1 T(n+m)), \quad (3.18a)$$

або елементарна перехідна функція у вигляді дискретного  $z$ -зображення

$$G_e(z, m) = K_I \frac{e^{-\lambda m T} \left( z^2 \sin(\omega_1 m T) + z e^{-\lambda T} \begin{pmatrix} \cos(\omega_1 m T) \cdot \sin(\omega_1 T) - \\ - \sin(\omega_1 m T) \cdot \cos(\omega_1 T) \end{pmatrix} \right)}{\left( z^2 - 2z e^{-\lambda T} \cdot \cos(\omega_1 T) + e^{-2\lambda T} \right)}, \quad (3.18б)$$

де параметри:  $m = \sigma - \delta$ ;  $\delta = 0 \dots 1$  – параметр зсуву вхідної функції;  $\sigma = 0 \dots 1$  – параметр зсуву дискретних значень вихідної функції;  $\lambda = \omega_0 / (2Q_0)$ ;  $\omega_1 = \omega_0 \sqrt{1 - 1/(4Q_0^2)}$ ;  $\rho$  – хвильовий опір контуру, Ом;  $Q$  – добротність контуру ЛБП;  $\omega_0$  – резонансна частота контуру ЛБП, рад/с. Тут треба зробити зауваження. Дискретне зображення елементарної перехідної функції резонансного осцилятора (3.18б) визначено для вхідних решіткових функцій, величина яких виражається амплітудою імпульсів відліків. Але в літературі з теорії дискретних систем [167, 168] є тлумачення решіткових функцій, величина яких виражається площею імпульсів відліків, які в межі прагнуть до дельта-імпульсів. В такому разі зображення елементарної перехідної функції треба помножити на період дискретності  $T \cdot h_e(z, m)$ , оскільки амплітуда імпульсів, розтягнутих на довжину періоду решіткових функцій, стає пропорційною  $1/T$ . Надалі буде прийнято по замовченню, якщо не вказано іншого, що величина решіткових функцій виражатиметься амплітудою імпульсів. Це збігається з процесами дискретизації в техніці, коли АЦП видає послідовність відліків аналогової величини.

### 3.5.3. Базова передатна функція резонансного перетворювача

**Базова передатна функція** ЛБП резонансного перетворювача на основі елементарної перехідної функції резонансного осцилятора (3.16), (3.18б) згідно з (3.12) визначиться як сума зображень перехідних функції від ідучих по черзі ступенів елементарного вхідного імпульсу еквівалентного генератора

$$H_b(z, m) = G_e(z, 0) - g_e(0, 0) - G_e(z, \sigma - \gamma) + g_e(0, \sigma - \gamma) - G_e(z, \sigma - \frac{1}{2}) + g_e(0, \sigma - \frac{1}{2}) + G_e(z, \sigma - \frac{1}{2} - \gamma) - g_e(0, \sigma - \frac{1}{2} - \gamma), \quad (3.19)$$

де  $G_e(z, m)$  визначається згідно (3.18б),  $g_e(0, 0) \dots g_e(0, \sigma - \frac{1}{2} - \gamma)$  – початкові значення дискретних перехідних функцій при  $n=0$  і  $g_e(0, x > 0) = 0$ ,  $\gamma = \frac{t_p}{T}$  – відносна ширина імпульсу інвертора,  $\sigma = 0 \dots 1$  – ковзання, слугує для визначення проміжних значень вихідної функції в точках квантування. Це дозволяє відобразити значення вихідних величин динамічної моделі перетворювача між моментами квантування. Базова передатна функція (3.19) при будь-якому  $\sigma$  і при неспівпадінні частоти квантування з частотою власних коливань  $T \neq 2\pi / \omega_1$  відповідатиме миттєвим значенням процесу на різних фазах коливань. Це проявиться в так званих биттях коливань – інтерференції коливань при близьких частотах. Значення вихідної величини в рівномірній часовій сітці не завжди відповідатимуть характерним значенням коливань (наприклад, амплітудним значенням коливань). Можна сказати, що базова дискретна передатна функція (3.19) описуватиме не конкретні значення вхідного процесу, а саме динаміку ЛБП схеми заміщення резонансного перетворювача. Оскільки базова передатна функція визначена на основі елементарної перехідної функції резонансного осцилятора (3.16), характерної для резонансних перетворювачів, можна припустити, що (3.19) добре описуватиме динаміку резонансних перетворювачів з простими контурами без прив'язки до конкретної силової схеми. Це надалі перевірятиметься в ході модельних експериментів.

Якщо висунути гіпотезу, що закономірності перехідних процесів в ЛБП резонансного перетворювача з простим контуром будуть схожими між собою для

будь-яких сполучень входу і виходу ЛБП і вирізнятимуться один від одного будуть тільки амплітудами і фазами вільних коливань, то можна створити наближену динамічну модель на основі єдиної формули перехідної функції ЛБП. Отже **наближена динамічна модель резонансного перетворювача** з простим коливальним контуром представляє собою сукупність базових передатних функцій, подібних до (3.19), для всіх сполучень  $N$  входів і  $N$  виходів ЛБП перетворювача з певними параметрами на основі елементарних перехідних функцій резонансного осцилятора. В матричному вигляді динамічна модель запишеться так

$$\mathbf{Y}(z, m) = \mathbf{H}_a(z, m) \cdot \mathbf{X}(z), \quad (3.20)$$

$$\text{де } \mathbf{H}_a(z, m) = \left[ \begin{array}{cc|c} K_{11} \cdot H_{e11}(z, m) & K_{12} \cdot H_{e12}(z, m) & K_{1N} \cdot H_{e1N}(z, m) \\ K_{21} \cdot H_{e21}(z, m) & K_{22} \cdot H_{e22}(z, m) & K_{2N} \cdot H_{e2N}(z, m) \\ \hline K_{N1} \cdot H_{eN1}(z, m) & K_{N2} \cdot H_{eN2}(z, m) & K_{NN} \cdot H_{eNN}(z, m) \end{array} \right] \text{ – матрична}$$

передатна функція динамічної моделі перетворювача,  $K_{kj}$  – коефіцієнт передавання, що встановлюється для кожної базової передатної функції  $H_{ekj}(z, m) = H_b(z, m, \omega_0, Q_{kj}, \varphi_{kj})$  з індивідуальними параметрами «налаштування»: резонансною частотою  $\omega_0$ , добротністю  $Q_{kj}$  та фазовим зсувом

$$\varphi_{kj}, \quad \mathbf{Y}(z, m) = \begin{bmatrix} y_1(z, m) \\ y_2(z, m) \\ \vdots \\ y_N(z, m) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{X}(z) = \begin{bmatrix} x_1(z) \\ x_2(z) \\ \vdots \\ x_N(z) \end{bmatrix} \text{ – вектори вихідних і вхідних величин.}$$

Базова передатна функція в наближеній динамічній моделі буде присутня в кожній передатній функції в матриці  $\mathbf{H}_a(z, m)$  (3.20). Тому на відміну від матричної передатної функції  $\mathbf{H}(s)$  в (3.5) кожна базова передатна функція (3.19) в  $\mathbf{H}_a(z, m)$  має три власних параметра, з яких резонансна частота  $\omega_0$  зазвичай є однаковою для всіх передатних функцій в матриці  $\mathbf{H}_a(z, m)$ , а значення добротності і фазових зсувів можуть варіюватися від елемента до елемента. Також кожен елемент  $\mathbf{H}_a(z, m)$  має власний коефіцієнт передавання  $K_{kj}$ , який теж може бути різним для кожного елемента матриці. Варіації вказаними параметрами дозволяють наблизити динаміку дискретної моделі (3.20) з

базовими передатними функціями (3.19) до динаміки конкретного резонансного перетворювача. Параметри встановлюються аналітичним і (або) експериментальним шляхами. Базова передатна функція в даній динамічній моделі визначається подібно до передатної функції (3.19) на основі більш універсальної елементарної перехідної функції резонансного осцилятора (3.16) з фазовим кутом

$$g_{ekj}(t) = K_{kj} e^{-\lambda_{kj} t} \sin(\omega_1 t - \varphi_{kj}) \quad (3.21a)$$

та іншими індивідуальними параметрами, яка має неперервне зображення по Лапласу

$$G_{ekj}(s) = K_{kj} \frac{\left( \cos(\varphi_{kj}) - \frac{\lambda_{kj}}{\omega_1} \sin(\varphi_{kj}) \right)}{A_{\omega kj}} \cdot \frac{\left( -s \frac{\sin(\varphi_{kj})}{\omega_1 \cos(\varphi_{kj}) - \lambda_{kj} \sin(\varphi_{kj})} + 1 \right)}{\left( \frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{s}{Q_{kj} \omega_0} + 1 \right)}, \quad (3.21b)$$

або в дискретній формі

$$g_{ekj}(nT, m) = K_{kj} e^{-\lambda_{kj}(nT+mT)} \sin(\omega_1(nT + mT) - \varphi_{kj}), \quad (3.22)$$

дискретне зображення якої матиме вигляд

$$G_{ekj}(z, m) = \frac{K_{kj} \cdot e^{-\lambda_{kj} mT} \left( z^2 \sin(\omega_1 mT - \varphi_{kj}) + \left( \cos(\omega_1 mT - \varphi_{kj}) \cdot \sin(\omega_1 T) - \sin(\omega_1 mT - \varphi_{kj}) \cdot \cos(\omega_1 T) \right) \right)}{z^2 - 2ze^{-\lambda_{kj} T} \cdot \cos(\omega_1 T) + e^{-2\lambda_{kj} T}}, \quad (3.23)$$

де  $A_{\omega kj} = \omega_0^2 / \omega_1 = \omega_0 / \sqrt{1 - 1/(4Q_{kj}^2)}$  – частотний коефіцієнт корекції амплітуди,  $\omega_0$  – резонансна частота,  $Q_{kj}$  – добротність контуру,  $\lambda_{kj}$  – коефіцієнт згасання,  $\varphi_{kj} = -\pi/2 \dots \pi/2$  – фазовий кут вільних коливань,  $m = \sigma - \delta$ ,  $\delta = 0 \dots 1$  – параметр

початкового зсуву вхідної функції;  $\sigma = 0 \dots 1$  – параметр зсуву вихідної перехідної функції,  $T$  – період дискретності.

На основі зображення елементарної перехідної функції резонансного осцилятора (3.23) з налаштуваннями параметрів подібно до передатної функції (3.19) визначиться і базова передатна функція наближеної динамічної моделі (3.20) резонансного перетворювача для вхідного імпульсу на рис.3.3

$$H_{bkj}(z, m) = G_{ekj}(z, 0) - g_{ekj}(0, 0) - G_{ekj}(z, \sigma - \gamma) + g_{ekj}(0, \sigma - \gamma) - G_{ekj}(z, \sigma - \frac{1}{2}) + g_{ekj}(0, \sigma - \frac{1}{2}) + G_{ekj}(z, \sigma - \frac{1}{2} - \gamma) - g_{ekj}(0, \sigma - \frac{1}{2} - \gamma), \quad (3.24)$$

де  $\gamma = \frac{t_p}{T}$  і  $g_{ekj}(0, x > 0) = 0$ .

Для резонансних перетворювачів зі складнішими коливальними контурами, які заміщуються ЛБП з передатними функціями більше 2-го порядку, треба визначати передатну функцію аналогічно до визначення (3.19) і (3.24), але з іншими перехідними функціями відповідно до схеми ЛБП резонансного перетворювача. Для цього один період вхідної величини (наприклад, напруги еквівалентного генератора) розкладається на ступені. Потім передатна функція  $H_{kj}(z, m)$  з  $j$ -того входу до  $k$ -того виходу ЛБП визначиться як сума перехідних функцій (3.24), зміщених згідно розташуванню ступенів напруги.

Дискретний перехідний процес резонансного перетворювача визначається як безкінечна (або конечна на проміжку встановлення процесів) сума відгуків ЛБП на послідовність елементарних вхідних імпульсів, які розташовані з інтервалом  $T$ . Зображенням перехідного процесу відповідно буде сума передатних функцій, зміщених кожна відносно попередньої на один період квантування  $T$ , яка має вираз

$$Y(z, m) = \sum_{k=0 \dots \infty} H_b(z, m) z^{-k}. \quad (3.25)$$

Для визначення дискретного зображення перехідного процесу в компактному вигляді треба помножити на  $z^{-1}$  ліву і праву частину (3.25) та

відняти результат  $z^{-1}Y(z,m) = \sum_{k=1...∞} H_b(z,m)z^{-k}$  від первісного виразу (3.25),

відкіля отримаємо  $Y(z,m)(1 - z^{-1}) = H_b(z,m)$  і далі виходить зображення перехідного процесу резонансного перетворювача

$$Y(z,m) = z \cdot H_b(z,m)/(z - 1). \quad (3.26)$$

Рівняння (3.26) є відгуком ЛБП резонансного перетворювача на рівномірну послідовність елементарних вхідних імпульсів з часовим інтервалом  $T$ . За допомогою варіації  $\sigma = 0...1$  при  $m = \sigma - \delta$  і  $\delta = 0$  можна визначати проміжні значення перехідної кривої всередині кожного інтервалу дискретності.

Таким чином, базова динамічна модель має наступні особливості:

- Базова динамічна модель є дискретною моделлю з постійним інтервалом дискретності або періодом квантування, рівним періоду комутації перетворювача  $T = T_g$  та половою частот процесів від нуля до половини робочої частоти перетворювача  $0... \omega_g/2$ .

- Елементарний вхідний імпульс базової динамічної моделі представляє собою імпульс з одиничною амплітудою і довжиною в один інтервал дискретності. Він вважається еквівалентним елементарному вхідному імпульсу ЛБП схеми заміщення резонансного перетворювача і представляє собою один період напруги інвертора. Відгук на цей імпульс є оригіналом передатної функції динамічної моделі перетворювача.

- Одинична ступінчаста вхідна функція базової динамічної моделі відповідає рівномірній послідовності імпульсів на виході інвертора з одиничною амплітудою та постійною частотою  $f_g = 1/T_g$ , де  $T_g = T$ .

- Одинична ступінчаста напруга на вході ЛБП схеми заміщення перетворювача відповідає відгуку базової дискретної моделі на частину одиничного вхідного імпульсу.

- Процеси між моментами квантування можна встановити за допомогою варіації параметром зсуву вихідної функції вправо (ковзання)  $\sigma = 0...1$ .

#### 3.5.4. Уточнення вдосконаленого методу суперпозиції

Запишемо короткий план дій при побудові дискретної динамічної моделі перетворювача вдосконаленим методом суперпозиції:

- Визначається елементарний вхідний імпульс у вигляді суми складових для кожного еквівалентного генератора (джерела), підключеного до ЛБП схеми заміщення резонансного перетворювача;
- Формуються частинні передатні функції ЛБП схеми заміщення для певних вхідних і вихідних величин як суми зображень перехідних функцій, що викликані ступінчастими складовими елементарних імпульсів генераторів;
- Виконуються умови узгодження для фаз і амплітуд залежних еквівалентних генераторів (відомих мостів і випрямлячів);
- Уточнюються параметри елементарних імпульсів і передатних функцій для кожного із залежних еквівалентних генераторів;
- Проводиться експериментальна перевірка правильності передатних функцій і діапазонів зміни величин, при яких спостерігається достатня збіжність результатів моделювання і розрахунків.

Незалежність еквівалентних генераторів схеми заміщення перетворювача від процесів ЛБП створює ще одне важливе обмеження методу суперпозиції. Воно полягає в обмеженні кількості можливих рішень математичної моделі, які будуть справедливими для реального резонансного перетворювача. В реальних перетворювачах напруга на виході інверторів може залежати від процесів силової схеми, коли використовуються зворотні зв'язки по параметрам коливальних в силовому контурі. Також напруга на вході випрямлячів очевидно залежатиме від процесів в схемі, оскільки випрямлячі є відомими вентильними схемами. Тобто це обмежує використання методу суперпозиції для аналізу процесів резонансних перетворювачів, оскільки метод суперпозиції не враховує фактичних взаємних зв'язків між складовими процесів в силовій схемі перетворювача. Для обходу цього обмеження треба припустити, що еквівалентні генератори схеми заміщення є умовно незалежними, і виконати розрахунки з варіаціями параметрів (або ряд розрахунків з набором параметрів) генерованих



ними напруг або струмів. Тоді з результатів розрахунків слід обрати результати, які відповідатимуть критеріям узгодження процесів пасивної частини схеми заміщення перетворювача з генерованими напругами або струмами. Критерії узгодження процесів формуються на основі логіки роботи силової схеми перетворювача. Наприклад, якщо оптимальними умовами комутації транзисторів інвертора є фазове запізнення вихідного струму відносно напруги, то при варіаціях фази відповідного еквівалентного генератора треба вибирати ті розраховані процеси, що відповідатимуть фазовому запізненню. Якщо діоди випрямляча переключуються під дією прикладеної напруги, то виходить, що вхідна напруга випрямного моста за знаком повторює полярність вхідного струму. Тоді напруга незалежного еквівалентного генератора, що заміщуватиме випрямний міст з проти-ЕРС в навантаженні, повинна співпадати за фазою з вхідним струмом випрямляча. Це і буде критерієм узгодженості процесів. Виконання критеріїв узгодженості в статистиці можливо забезпечити варіаціями розрахунків, виконаних на ЕОМ. Але в динаміці критерії узгодженості можуть порушуватися в перехідних режимах. Тут є два шляхи забезпечення узгодженості. Перший – числове моделювання з «відновленою» залежністю еквівалентних генераторів від процесів схеми перетворювача. Цей шлях дозволяє розрахувати процеси в динамічній моделі, але не завжди є можливість аналізувати корисні закономірності поведінки схеми перетворювача. Другий шлях полягає в визначенні малих ділянок зміни вхідних впливів і збурень, в межах яких критерії узгодженості можна вважати виконаними. І для цих ділянок (меж) скласти динамічні моделі перетворювача.

Для методу суперпозиції треба ввести додаткове уточнення. Узгодження параметрів еквівалентних генераторів з процесами в схемі заміщення перетворювача в стаціонарному режимі розповсюджується і на динамічні режими роботи перетворювача при певних обмеженнях частотного діапазону коливань вхідних величин та швидкості зміни параметрів схеми. Конкретні значення вказаних обмежень можна встановити приблизно заздалегідь і перевірити експериментально.

### 3.5.5. Моделювання процесів на основі базової передатної функції резонансного перетворювача

Імітаційне моделювання процесів резонансного перетворювача на прикладі головної його частини – резонансного інвертора, дозволяє перевірити правильність отриманих вище виразів передатних функції за деякими ознаками перехідних процесів. Також дозволяє співставити поведінку ланок з базовими передатними функціями ЛБП і імітаційної моделі резонансного інвертора з послідовним контуром. Співставлення відбувається на двох імітаційних моделях. Перша модель побудована на схемному принципі, який можна вважати очевидно достовірним способом моделювання з правдоподібними результатами. Друга модель включає в себе формули, отримані в результаті теоретичних викладок. Якщо процеси на виходах різних за принципами побудови імітаційних моделей, які моделюють один і той же об'єкт – в даному випадку резонансний інвертор, при схожих вхідних величинах будуть з достатньою точністю збігатися, то можна припустити, що закладені в першу модель формули є справедливими.

Динамічна модель резонансного перетворювача (3.20) може включати в себе базові передатні функції (3.19) або (3.24), тому доцільно почати модельні експерименти з імітаційної моделі резонансного інвертора на основі базової передатної функції (3.19), щоб перевірити її справедливність. Моделювання виконувалося в середовищі Matlab-Simulink з двома імітаційними моделями на рис.3.4,а,б, побудованими по-різному.

**Перша модель** резонансного інвертора на рис.3.4,а є неперервною системою з фіксацією дискретних значень сигналів на вході модуляції і на виході моделі. Ця модель побудована згідно принципу схемного моделювання. Вона складається з джерела вхідної напруги від еквівалентного генератора (формував сигналу  $x_1(t)$   $U_{g0}(t)$ , множник Product та керований еквівалентний генератор напруги  $U_g(t)$   $G_1$ ), що імітує інвертор напруги і створює прямокутну напругу  $U_g(t)$  резонансного контуру з послідовним *RLC*-контуром (Series RLC Branch) у вигляді послідовності двополярних імпульсів. Амплітудна модуляція II роду напруги еквівалентного генератора  $G_1$  сигналом  $x_2(n)$  здійснюється за

допомогою пристрою вибірки і збереження S/N (фіксатор нульового порядку Sample and Hold1) і тактового генератора імпульсів з періодом дискретності T Generator1. Амплітудна модуляція імітує зміни напруги живлення резонансного інвертора перетворювача. Резонансний контур замикається через датчик струму Current i(t) та порти з'єднання «99». Струм контуру  $i(t)$  вимірюється датчиком струму і фіксується у вигляді неперервного сигналу  $i(t)$  та в дискретні моменти часу у вигляді дискретних значень  $y_1(n)$  за допомогою пристрою вибірки і збереження S/N (Sample and Hold). Синхронізація з періодом дискретності реалізована від генератора тактових імпульсів T Generator2, сигнал від якого може зміщуватися в часі згідно з параметром  $\sigma$  (див. параметри в (3.18б) і (3.23)) для фіксації значень струму контуру між моментами квантування.

**Друга модель** резонансного інвертора на рис.3.4,б є дискретною з періодом дискретності  $T$  (Sample time) і побудована згідно принципу структурного моделювання. Вона складається із генератора вхідного сигналу Signal Builder1, пропорційної ланки з загальним коефіцієнтом передавання  $K$ , чотирьох дискретних коливальних ланок з передатними функціями  $H_{e1}$ ,  $H_{e2}$ ,  $H_{e3}$ ,  $H_{e4}$ , які відповідають чотирьом ступеням одного періоду напруги інвертора (див. рис.3.3). Це передатні функції  $H_{kjI}(z,m)$ ,  $H_{kjII}(z,m)$ ,  $H_{kjIII}(z,m)$ ,  $H_{kjIV}(z,m)$  в (3.12) і також складові в правій частині (3.19). Передатні функції  $H_{e1}$ - $H_{e4}$  також відповідають дрібно-раціональній перехідній функції (3.18б) за відніманням її початкового значення згідно виразу (3.19)

$$H_{ek}(z) = \frac{b_{2k}z^2 + b_{1k}z + b_{0k}}{A_2z^2 + A_1z + A_0} - g_{e0k} = \frac{(b_{2k} - A_2g_{e0k})z^2 + (b_{1k} - A_1g_{e0k})z + b_{0k} - A_0g_{e0k}}{A_2z^2 + A_1z + A_0} = \frac{B_{2k}z^2 + B_{1k}z + B_{0k}}{A_2z^2 + A_1z + A_0}, \quad (3.27)$$

де  $k=1;2;3;4$  – номер зображення елементарних перехідних функцій, які розраховуються згідно (3.18б) для чотирьох параметрів зсуву  $m_k = \sigma - \delta_k$  відповідно з параметром зсуву вхідних ступенів  $\delta_1 = 0$ ,  $\delta_2 = \gamma$ ,  $\delta_3 = 0.5$ ,

$\delta_4 = 0.5 + \gamma$ , тут  $\sigma = 0...1$  – параметр зсуву вихідних величин,  $\gamma = t_p/T$ ,  $g_{e0k}$  – початкове значення перехідної функції для  $n=0$ . Коефіцієнти при ступенях  $z$  передатних функцій (3.27) коливальних ланок моделі на рис.3.4,б знаменників  $A_0, A_1, A_2$ , і чисельників  $B_{01}, B_{11}, B_{21}, B_{02}, B_{12}, B_{22}, B_{03}, B_{13}, B_{23}, B_{04}, B_{14}, B_{24}$  розраховуються згідно наступних формул враховуючи (3.18б):

- $A_0 = e^{-2\lambda T}$ ,  $A_1 = -2e^{-\lambda T} \cos(\omega_1 T)$ ,  $A_2 = 1$ ;
- $g_{e0k} = e^{-\lambda m_k T} \sin(\omega_1 m_k T)$  – початкове значення функції (3.18а) без множника  $K$ ;
- $B_{0k} = b_{0k} - A_0 g_{e0k}$ ,  $b_{0k} = 0$ ;
- $B_{1k} = e^{-\lambda m_k T} e^{-\lambda T} (\cos(\omega_1 m_k T) \cdot \sin(\omega_1 T) - \sin(\omega_1 m_k T) \cdot \cos(\omega_1 T)) - A_1 g_{e0k}$ ;
- $B_{2k} = e^{-\lambda m_k T} \sin(\omega_1 m_k T) - A_2 g_{e0k}$ , де  $T$  – період дискретності.

Коефіцієнт передавання на рис.3.4,б розраховується так  $K = 1/\rho \sqrt{1 - 1/(4Q^2)}$ .

Сигнали з виходів дискретних коливальних ланок сумуються в суматорі Sum згідно (3.19) і на виході суматора утворюється дискретний сигнал  $y_2(n)$ , якій буде зрівнюватися з сигналом  $y_1(n)$  на виході першої моделі. Всі сигнали обох моделей передаються у вигляді масивів даних в робочу область Matlab через порти виводу Out1 і Out2. Далі на основі отриманих даних виводяться графіки і виконується обробка результатів моделювання.

**Параметри обох моделей** на рис.3.4 при першому експерименті:

- період дискретності і робоча частота  $T=0.01$  с,  $f_g=100$  Гц (прийнята для зручності за 100 відсотків);
- номінальна напруга живлення інвертора  $U_{s\_nom}=1$  В (прийнята умовно);
- ширина імпульсу напруги інвертора  $t_p = 0.35 \cdot T = 0.0035$  с;
- резонансна частота і добротність контуру  $f_0=100$  Гц (100%),  $Q=5$ ;
- індуктивність і ємність  $L \approx 1.592$  мГн,  $C \approx 1.592$  мкФ;
- активний опір  $R=0.2$  Ом;
- хвильовий опір  $\rho=1$  Ом;
- розрахований період вільних коливань  $T_1 \approx 0.0101$ с.

**Перерахунок параметрів контуру** для інших значень напруги і частоти. Робочі і резонансні частоти реальних резонансних перетворювачів зазвичай більші за 100 Гц і складають від одиниць кілогерц до десятків мегагерц. Параметри схемної моделі на рис.3.4,а можна масштабувати для інших значень напруги живлення інвертора  $U_s$ :  $L' = L \cdot K_{U_s}^2$ ;  $C' = C / K_{U_s}^2$ , та робочої частоти  $\omega_g$ :  $L' = L / K_\omega$ ;  $C' = C / K_\omega$ , де позначено коефіцієнти зміни напруги живлення  $K_{U_s}^2 = U_s'^2 / U_s^2$  і робочої частоти  $K_\omega = \omega_g' / \omega_g$ , а штрихами позначено нові значення величин.

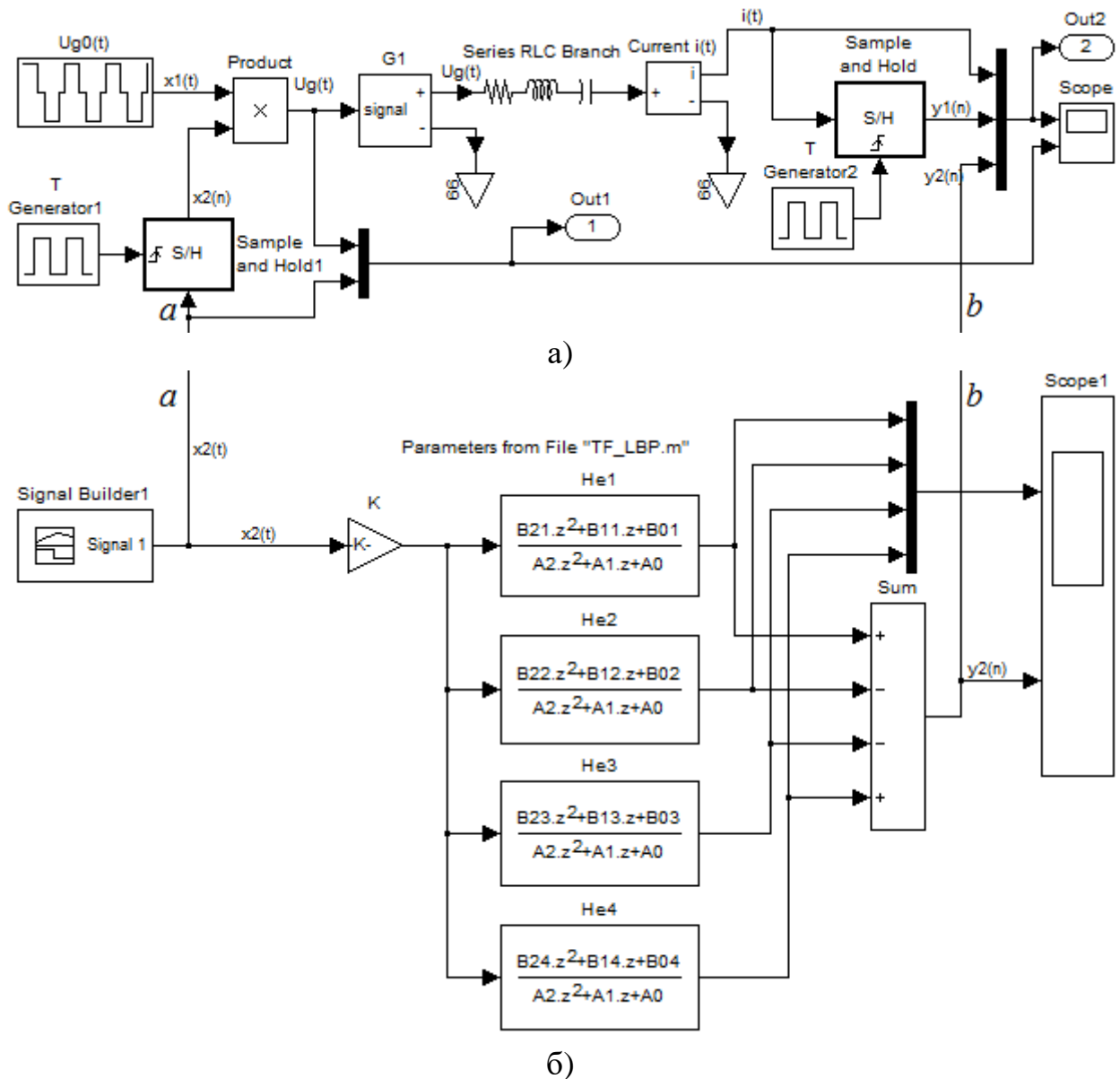


Рис.3.4. Схема імітаційної моделі резонансного контуру:  
 а – на основі принципової схеми; б – на основі базової передатної функції ЛБП резонансного перетворювача

Завдання похідних даних для моделювання і розрахунок наведених вище формул реалізовано за допомогою файлу «TF\_LBP.m», текст якого наведено в

Додатку А. Налаштування параметрів симуляції моделей наведено на рис.3.5, де обрано вирішувач *ode23t* [169], призначений для рішення помірно жорстких задач у вигляді звичайних диференційних рівнянь методом трапецій. Перша модель на рис.3.4,а, як вказувалось вище, імітує резонансний контур з еквівалентним генератором і розраховується в режимі неперервного часу моделювання зі змінним шагом. Друга модель на рис.3.4,б у вигляді дискретної системи моделюється за дискретним кроком, який вказано в налаштуваннях блоків моделі  $\text{Sample time} = T$ . Модель розраховує передатні функції  $H_{e1}$ ,  $H_{e2}$ ,  $H_{e3}$ ,  $H_{e4}$ , відповідно до формули (3.27).

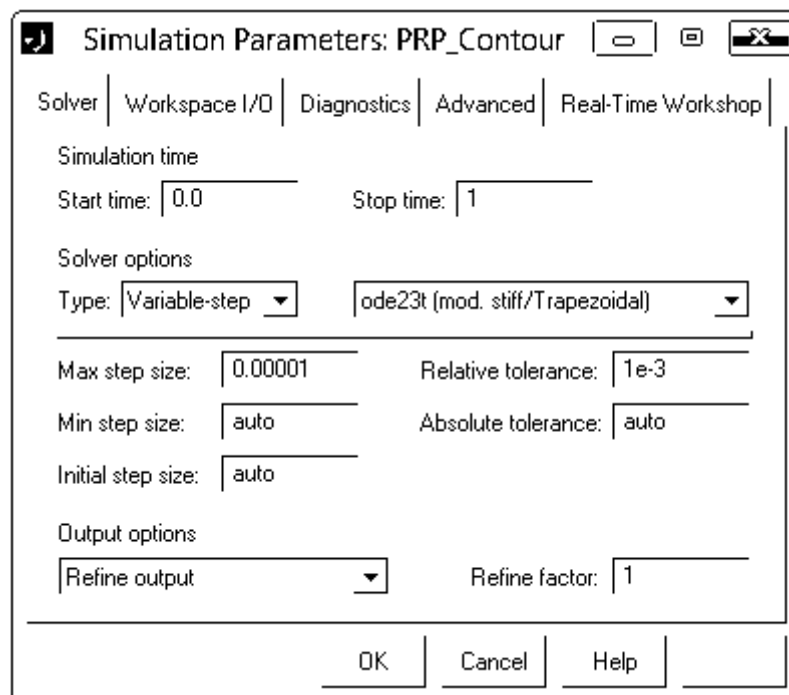
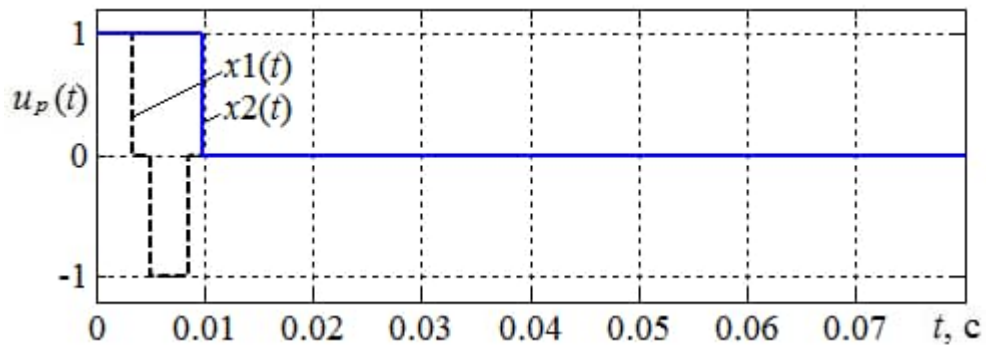


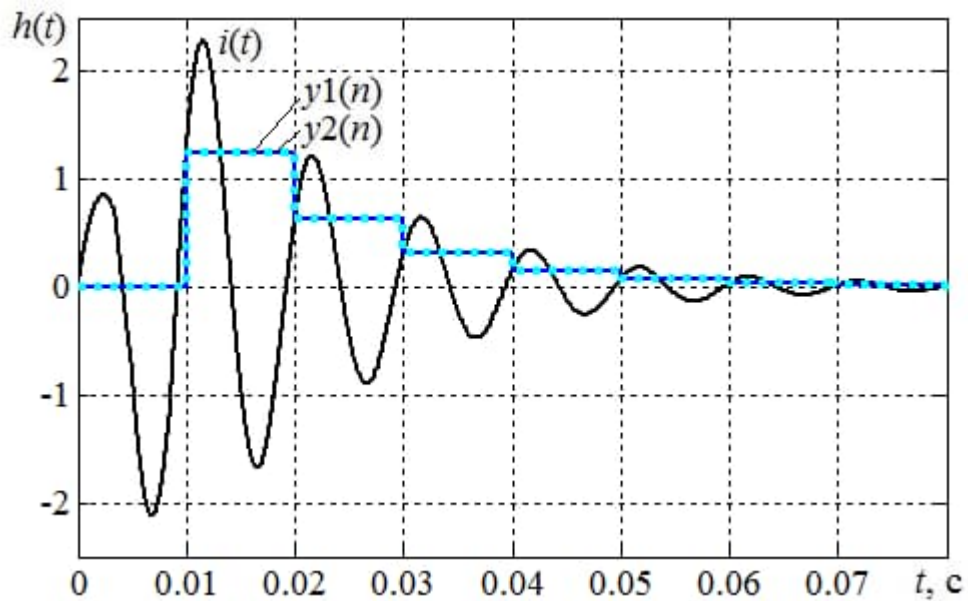
Рис.3.5. Вікно налаштувань параметрів симуляції

**Перший експеримент** полягає в знятті імпульсних перехідних функцій моделей  $h(nT)$  для їх візуального порівняння на графіках. Умови експерименту зазначено вище в параметрах моделей. В ході модельного експерименту на вхід кожної моделі подавалися елементарні вхідні імпульси на рис.3.6,а, які вважаються одиничними і викликають на виходах моделей імпульсні перехідні функції на рис.3.6,б в неперервному та дискретному вигляді. На вхід першої моделі подавалися один позитивний і один негативний імпульси  $u_p(t)$  довжиною

$t_p$ , а на вхід другої моделі подавався одиничний імпульс довжиною  $T$  (елементарний вхідний імпульс як наведено на рис.3.3). Двополярний імпульс  $x_1(t)$  на рис.3.6,а вважається еквівалентно одиничним відповідно до припущення, що від спричиняє на виході неперервної моделі на рис.3.4,а імпульсну перехідну функцію  $i(t)$  на рис.3.6,б з дискретними відліками  $y_1(n)$ , подібними до перехідної функції  $y_2(n)$  дискретної моделі на рис.3.4,б з одиничним імпульсом на вході.



а



б

Рис.3.6. Результати модельного експерименту: а – елементарні вхідні імпульси неперервної моделі (графік  $x_1(t)$ ) і дискретної моделі (графік  $x_2(t)$ ); б – відгук неперервної і дискретної імітаційних моделей резонансного контуру на елементарний вхідний імпульс  $y_1(n)=i(n)$ ,  $y_2(n)$

Як видно на рис.3.6,б, графіки вихідних дискретних функцій обох моделей  $y_1(n)$  і  $y_2(n)$ , що відповідають значенням струму контуру в дискретні моменти часу, збігаються один з другим. Це говорить про справедливість виразів

елементарної перехідної функції резонансного осцилятора (3.16)-(3.18) і виразів базової передатної функції (3.19), (3.24). Різниця між графіками (пунктирний та сполосний ступінчасті графіки на рис.3.6,б) пояснюється затримкою фіксації значень коливальної перехідної функції модельним пристроєм вибірки і збереження. Але якщо хід графіків різних за принципом побудови моделей є подібним, на даному етапі цього достатньо для підтвердження теоретичних результатів.

**Другий експеримент** полягає в порівнянні вихідних дискретних величин  $y_1(n)$  і  $y_2(n)$  обох імітаційних моделей протягом перехідного процесу, коли на входи моделі інвертора і дискретної моделі подається наростаюча до значення 1 функція часу  $x_2(t) = u_s(t)$ . При досягненні значення 1 функція  $x_2(t)$  далі остається постійною. Ціллю експерименту є перевірка збіжності вихідних величин в перехідних процесах і залежність характеру перехідних процесів від відмінності резонансної і робочої частот. Умови експерименту наступні:

- період дискретності і робоча частота  $T=0.01$  с,  $f_g = 100$  Гц;
- номінальна напруга живлення інвертора  $U_{s\_nom} = 1$  В;
- ширина імпульсу напруги інвертора  $t_p = 0.35 \cdot T$ ;
- добротність контуру  $Q=5$ ;
- хвильовий опір  $\rho = 1$  Ом.

Резонансна частота  $f_0$ , індуктивність  $L$  і ємність  $C$  контуру змінювалися в трьох частинах експерименту при незмінній робочій частоті моделей ( $f_g = 100$  Гц). В першій частині експерименту резонансна частота становила  $f_0 = 80$  Гц. Робоча частота була більшою за резонансну частоту в 1,25 рази. Це означає, що резонансний перетворювач працював у так званому ВЧ-діапазоні робочої частоти (вище резонансної частоти). В другій частині експерименту резонансна частота становила  $f_0 = 100$  Гц. Робоча частота дорівнювала резонансній частоті і резонансний перетворювач працював в ділянці частоти резонансу. В третій частині експерименту резонансна частота становила



$f_0=120$  Гц. Робоча частота була меншою за резонансну і становила 0,83 резонансної частоти. Отже, резонансний перетворювач працював у так званому НЧ-діапазоні робочої частоти (нижче резонансної частоти).

Результати першої частини експерименту представлені у вигляді епюр перехідних процесів на рис.3.7. Робоча частота вища за резонансну частоту (ВЧ-діапазон). Після наростання напруги живлення  $u_s(t)$  і вихідної напруги інвертора  $u_g(t)$  на рис.3.7,а коливання струму контуру перетворювача  $i(t)$  на рис.3.7,б зростають по амплітуді до встановленого амплітудного значення біля 2,3А. Вихідні величини обох моделей  $y1(n)$  і  $y2(n)$  відповідають значенням струму контуру  $i(n)$  в моменти квантування. Це моменти часу фронтів імпульсів напруги інвертора (див. рис.3.2). Очевидно, що перша гармоніка напруги інвертора випереджає по фазі струм контуру (індуктивний характер опору).

Перехідні характеристики вихідних величин мають коливальний згасаючий характер з періодом коливань біля 0,05с і встановлюються на постійних значеннях приблизно за 0,15-0,2с. Вихідні величини (дискретні функції  $y1(n)$  і  $y2(n)$ ) доволі точно сходяться одна з одною протягом часу встановлення величин. Оскільки обидві моделі мають різний принцип побудови, то збіжність їхніх вихідних величин при еквівалентних одній до другої вхідних величинах свідчить на користь правдоподібності запропонованої математичної моделі на основі вдосконаленого методу суперпозиції.

Для оцінки розбіжності вихідних величин вираховувалася їхня різниця  $E(n) = y1(n) - y2(n)$ , графік якої наведено на рис.3.7,в. Порядок різниці між вихідними величинами (декілька тисячних) при вихідних величинах порядку одиниць у відносному значенні складає біля 0,17%. В результаті серії модельних експериментів було встановлено, що ця різниця складається головним чином із похибки обчислювання і значно залежить від максимального кроку обчислювання та завданої точності обраного вирішувача Matlab-Simulink.

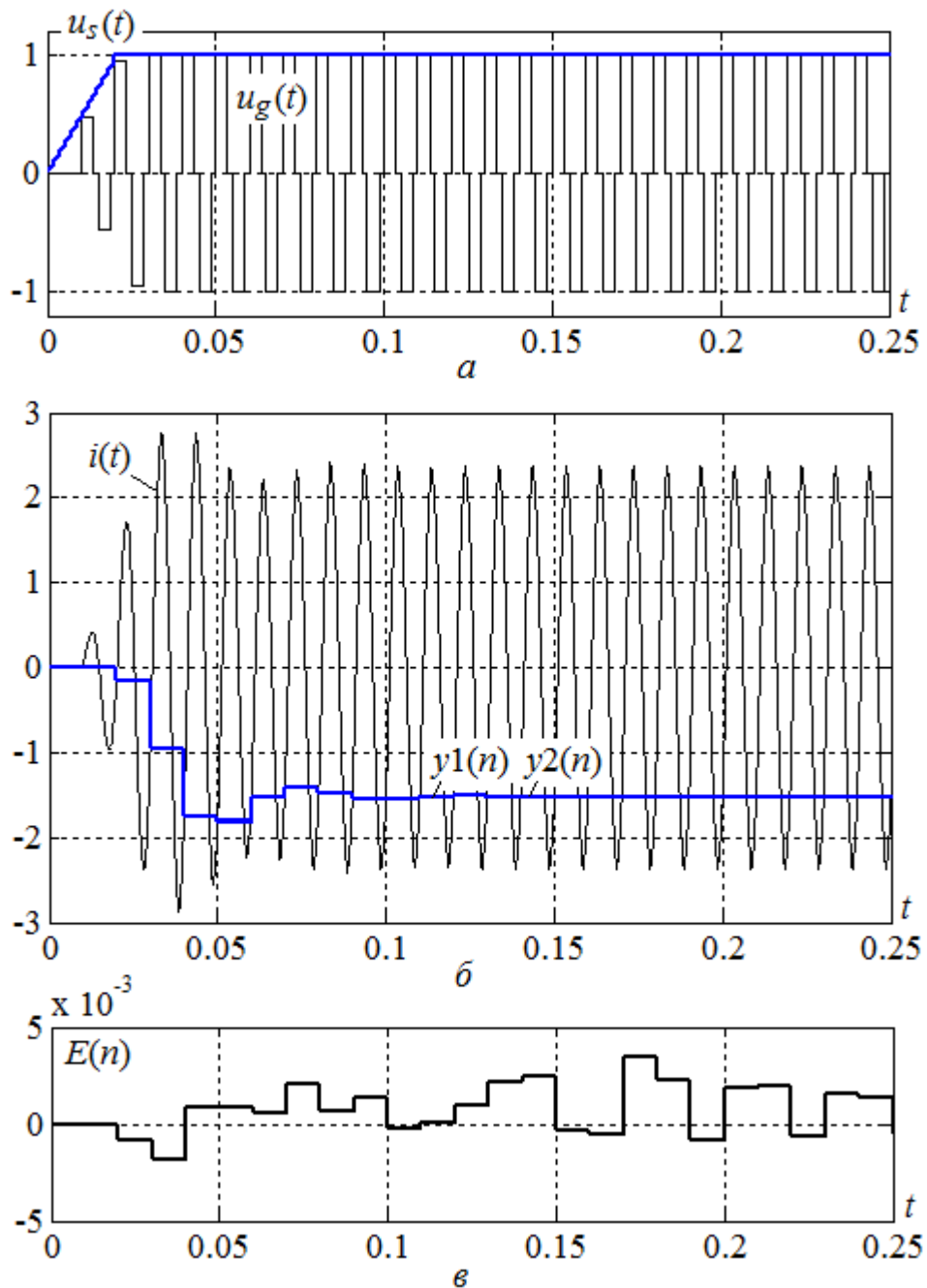


Рис.3.7. Епюри перехідного процесу моделей для резонансної частоти  $f_0=80$  Гц:  
 а – напруга живлення  $u_s(t)$  (вхідна функція моделей  $x_2(t)$ ) і вихідна напруга інвертора  $u_g(t)$ , б – коливання струму контуру  $i(t)$  та вихідні функції  $y_1(n)$  і  $y_2(n)$  (значення струму контуру в моменти квантування), в –  $E(n) = y_1(n) - y_2(n)$

Результати другої частини експерименту представлені у вигляді епюр перехідних процесів на рис.3.8. Робоча частота тут дорівнює резонансній частоті контуру перетворювача (робота на резонансній частоті).

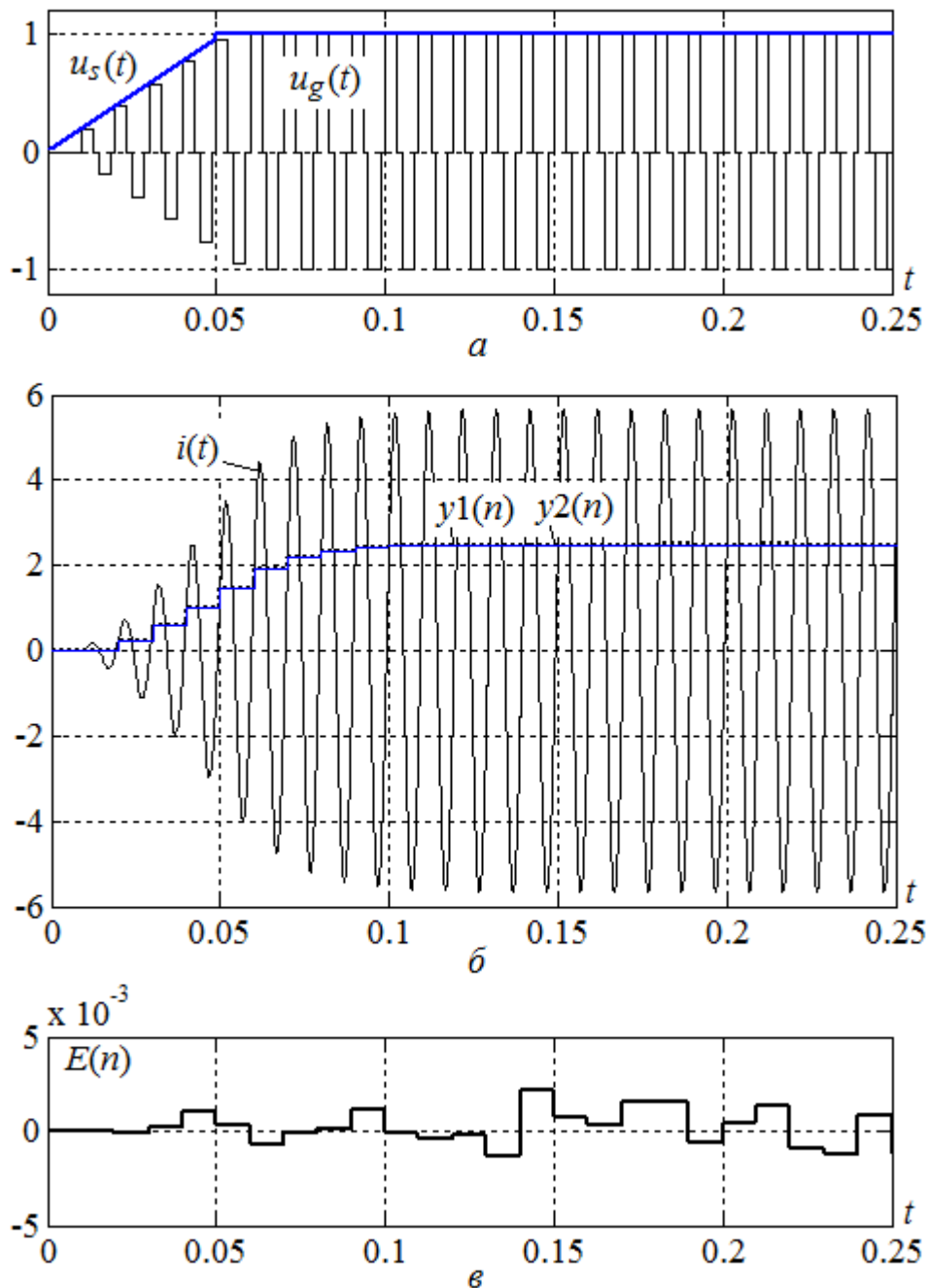


Рис.3.8. Епюри перехідного процесу моделей для  $f_0=100$  Гц:  
 а – напруга живлення  $u_s(t)$  (вхідна функція моделей  $x_2(t)$ ) і модульована по амплітуді вихідна напруга інвертора  $u_g(t)$ , б – струм контуру  $i(t)$  та вихідні функції  $y_1(n)$  і  $y_2(n)$  (значення струму контуру в моменти квантування),  
 в – різниця вихідних величин  $E(n) = y_1(n) - y_2(n)$

Після наростання вихідної напруги інвертора  $u_g(t)$  на рис.3.8,а коливання струму  $i(t)$  на рис.3.8,б зростають по амплітуді до встановленого амплітудного значення біля 5,5А. Перехідні характеристики вихідних величин мають аперіодичний характер і встановлюються на постійних значеннях приблизно за

0,1-0,12с. Вихідні величини (дискретні функції  $y_1(n)$  і  $y_2(n)$ ) в даному експерименті теж доволі точно сходяться одна з одною протягом часу встановлення величин. Функція різниці на рис.3.8,в також має порядок тисячних і складає біля 0,05%, що свідчить про добру збіжність вихідних величин обох моделей. Струм контуру співпадає по фазі з першою гармонікою напруги інвертора (активний характер опору). Але значення струму в моменти позитивних фронтів напруги інвертора не близькі до нуля, що пояснюється зсувом фронтів відносно переходу першої гармоніки через нуль.

Результати третьої частини експерименту представлені у вигляді епюр перехідних процесів на рис.3.9. Робоча частота нижче резонансної частоти (робота в НЧ-діапазоні). Після наростання вихідної напруги інвертора  $u_g(t)$  на рис.3.9,а коливання струму  $i(t)$  на рис.3.9,б зростають по амплітуді до встановленого амплітудного значення біля 2,7А. Перехідні характеристики вихідних величин мають коливальний згасаючий характер з періодом коливань біля 0,05с і встановлюються на постійних значеннях приблизно за 0,15-0,2с. Вихідні величини (дискретні функції  $y_1(n)$  і  $y_2(n)$ ) в даному експерименті теж доволі точно сходяться одна з одною протягом часу встановлення величин. Функція різниці на рис.3.9,в також має порядок сотих і складає біля 0,33%, що свідчить про збіжність вихідних величин обох моделей. Струм контуру випереджає першу гармоніку напруги інвертора (ємнісний характер опору).

Результати експерименту на рис.3.7, 3.8, 3.9 демонструють залежність характеру перехідних процесів (дискретні функції  $y_1(n)$  і  $y_2(n)$ ) від співвідношення робочої і резонансної частот. На резонансній частоті (рис.3.8) спостерігається максимальне значення амплітуди коливань струму контуру  $i(t)$ , що відповідає максимуму резонансної кривої. При відхиленні резонансної частоти в будь який бік відносно робочої частоти встановлена амплітуда коливань зменшується і перехідні процеси стають коливальними, як видно на рис.3.7 і рис.3.9. Частота коливань дорівнює різниці резонансної і робочої частот. Коли перетворювач працює на резонансній частоті, то, як видно із епюр вихідних величин на рис.3.8, перехідні процеси мають аперіодичний характер.

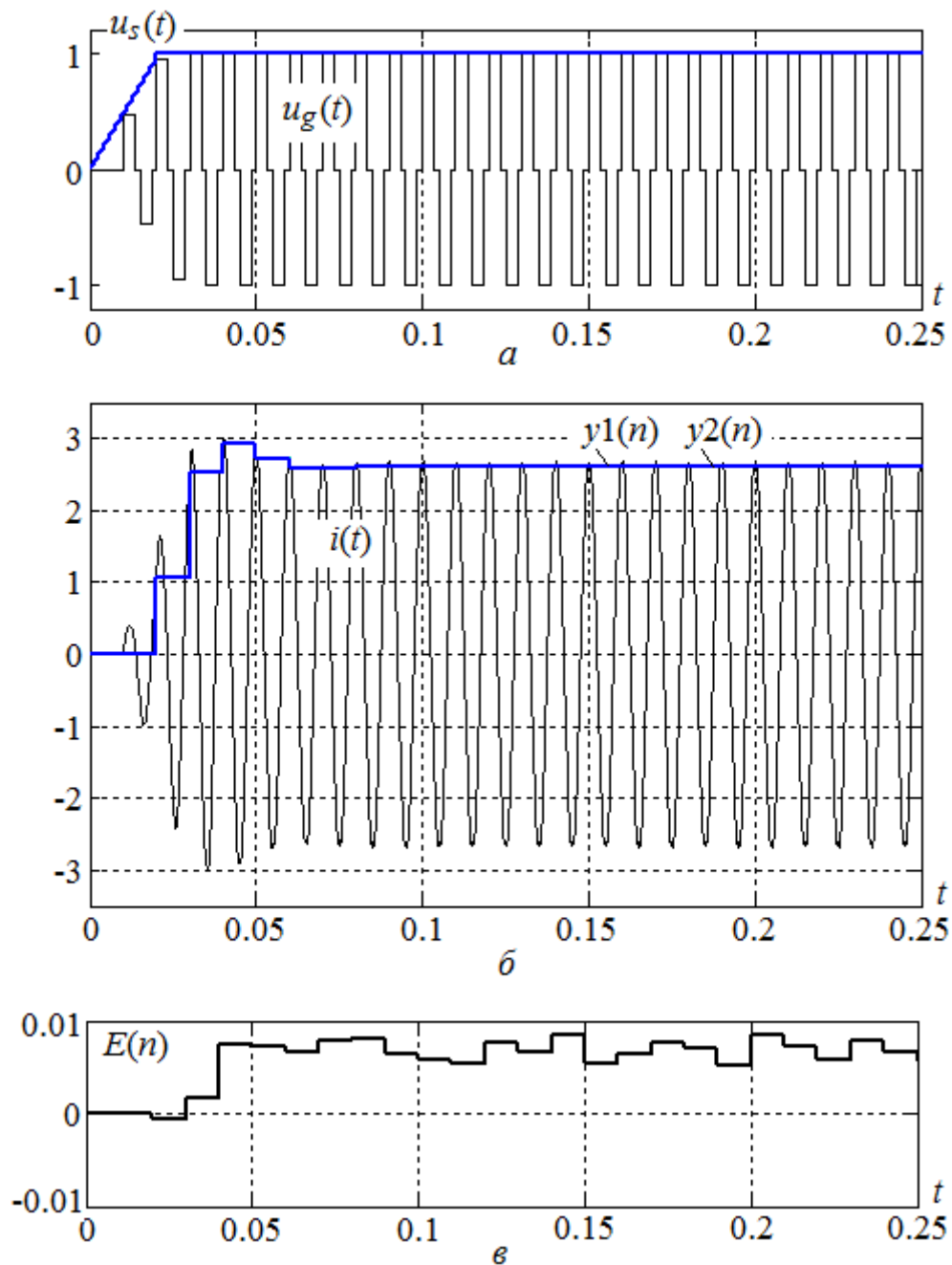


Рис.3.9. Епюри переходного процесу моделей для  $f_0=120$  Гц:  
 а – напруга живлення  $u_s(t)$  (вхідна функція моделей  $x_2(t)$ ) і модульована по амплітуді вихідна напруга інвертора  $u_g(t)$ , б – струм контуру  $i(t)$  та вихідні функції  $y_1(n)$  і  $y_2(n)$  (значення струму контуру в моменти квантування),  
 в – різниця вихідних величин  $E(n) = y_1(n) - y_2(n)$

**Третій експеримент** полягає в порівнянні вихідних дискретних величин  $y_1(n)$  і  $y_2(n)$  обох імітаційних моделей при вхідному сигналі  $x_2(t)=u_s(t)$  складної форми. Ціллю експерименту є перевірка збіжності і оцінка різниці вихідних величин при наростаючій і спадаючій вхідній величині моделей. Також

представляє інтерес поведінка резонансного перетворювача при варіаціях вхідної напруги зі збільшеною добротністю контуру. Умови експерименту наступні:

- період дискретності і робоча частота  $T=0.01$  с,  $f_g=100$  Гц;
- номінальна напруга живлення інвертора  $U_{s\_nom}=1$  В;
- ширина імпульсу напруги інвертора  $t_p=0.35 \cdot T$ ;
- добротність контуру  $Q=5$ ;
- хвильовий опір  $\rho=1$  Ом.

Резонансна частота  $f_0$ , індуктивність  $L$  і ємність  $C$  контуру змінювалися в двох частинах експерименту при незмінній робочій частоті моделей ( $f_g=100$  Гц). В першій частині експерименту на вхід моделей подавався кусочно-лінійний сигнал  $x_2(t)=u_s(t)$  при добротності контуру  $Q=5$  і по чергово при трьох резонансних частотах  $f_0=80$  Гц; 100 Гц; 120 Гц (відносна робоча частота становила  $\omega_g^*=1.25$ ; 1.0; 0.83 резонансної частоти), який імітував зміни напруги живлення інвертора  $u_s(t)$ . Результати експерименту на рис.3.10 у вигляді епюр процесів як і в попередніх експериментах наглядно демонструють залежність характеру і величин процесів від відносної робочої частоти  $\omega_g^*$ .

На верхньому графіку рис.3.10 наведені епюри напруги живлення  $u_s(t)$  (обвідна лінія вхідна функція моделей  $x_2(t)$ ) і модульованої нею вихідної напруги інвертора  $u_g(t)$ . При амплітудній модуляції 2-го роду амплітуда імпульсів інвертора задається постійною на весь період. Тому верхівки імпульсів при зміні модулюючої напруги залишаються плоскими, тобто форма імпульсів не викривлюється. Це важливо для правильного співставлення результатів роботи обох моделей. Оскільки друга дискретна модель не враховує процесів між моментами квантування, то перша модель поставлена в аналогічні умови, коли вхідна величина – модулююча напруга  $u_g(t)$ , фіксується між моментами квантування пристроєм вибірки і збереження Sample and Hold1 на рис.3.4. Робоча частота інвертора незмінна і дорівнює  $f_g=100$  Гц.

На другому, третьому і четвертому зверху графіках наведені епюри вихідних величин моделей для трьох значень резонансних частот контуру  $f_0=80$  Гц; 100 Гц; 120 Гц: струм контуру  $i(t)$  та вихідні величини – дискретні функції  $y_1(n)$  і  $y_2(n)$ , що представляють вираховані в обох моделях різними способами значення струму контуру в моменти квантування. Вихідні величини добре збігаються одна з одною на всьому проміжку моделювання.

Різниця між вихідними величинами моделей  $E(n) = y_1(n) - y_2(n)$  наведена на п'ятому графіку рис.3.10 для трьох попередніх графіків і складає не більше 0,1%, що говорить про відповідність процесів дискретної моделі процесам схемної моделі резонансного перетворювача.

На другому зверху графіку на рис.3.10 вихідні величини моделей є негативними, оскільки у ВЧ-діапазоні робочої частоти (100 Гц при резонансній частоті 80 Гц) струм відстає по фазі від напруги інвертора, і тому в моменти квантування фіксуються переважно від'ємні значення струму контуру. На третьому і четвертому зверху графіках вихідні величини моделей позитивні, оскільки на резонансній частоті і у НЧ діапазоні (робоча частота 100 Гц при резонансній частоті 120 Гц), коли струм контуру випереджає по фазі напругу інвертора, в дискретні моменти фіксуються переважно позитивні значення струму контуру.

Функції різниці між вихідними величинами на п'ятому графіку на рис.3.10 слабо залежать від зміни вихідних величин. В ряді експериментів спостерігалася деяка нечітка залежність між різницею вихідних величин і напрямом зміни вихідних величин. При зменшенні вихідних величин різниця ставала переважно негативною, а при збільшенні вихідних величин – позитивною. Також різниця вихідних величин обох моделей поступово наростала з часом, що свідчить про її залежність від погрішності моделювання і накопичення помилки обчислювань. Таким чином, можна констатувати, що різниця між вихідними величинами обох моделей при деяких встановлених заздалегідь значеннях кроку моделювання і точності розрахунків залежить головним чином від сумарного приросту вихідних величин і від часу моделювання.

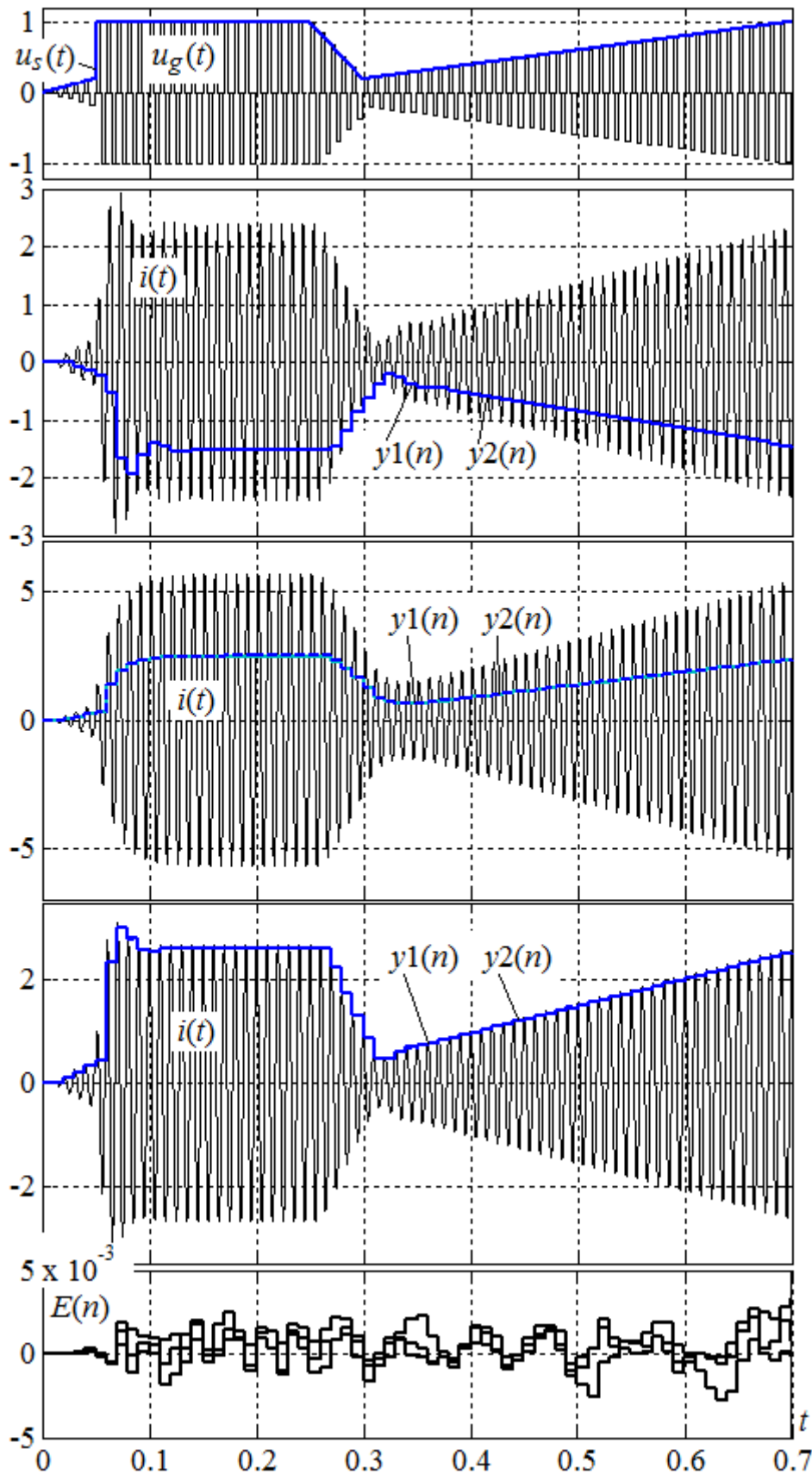


Рис.3.10. Епюри процесів моделей для трьох значень резонансної частоти  $f_0=80$  Гц; 100 Гц; 120 Гц і добротності контуру  $Q=5$ :  $u_s(t)$  – напруга живлення,  $u_g(t)$  – вихідна напруга інвертора,  $i(t)$  – струм контуру,  $y1(n)$  і  $y2(n)$  – вихідні функції,  $E(n) = y1(n) - y2(n)$  – різниця вихідних величин



На рис.3.11 представлені результати моделювання з тими ж початковими умовами і вхідним сигналом при збільшеній добротності контуру. Графіки на другій діаграмі демонструють збільшення коливальності перехідних процесів.

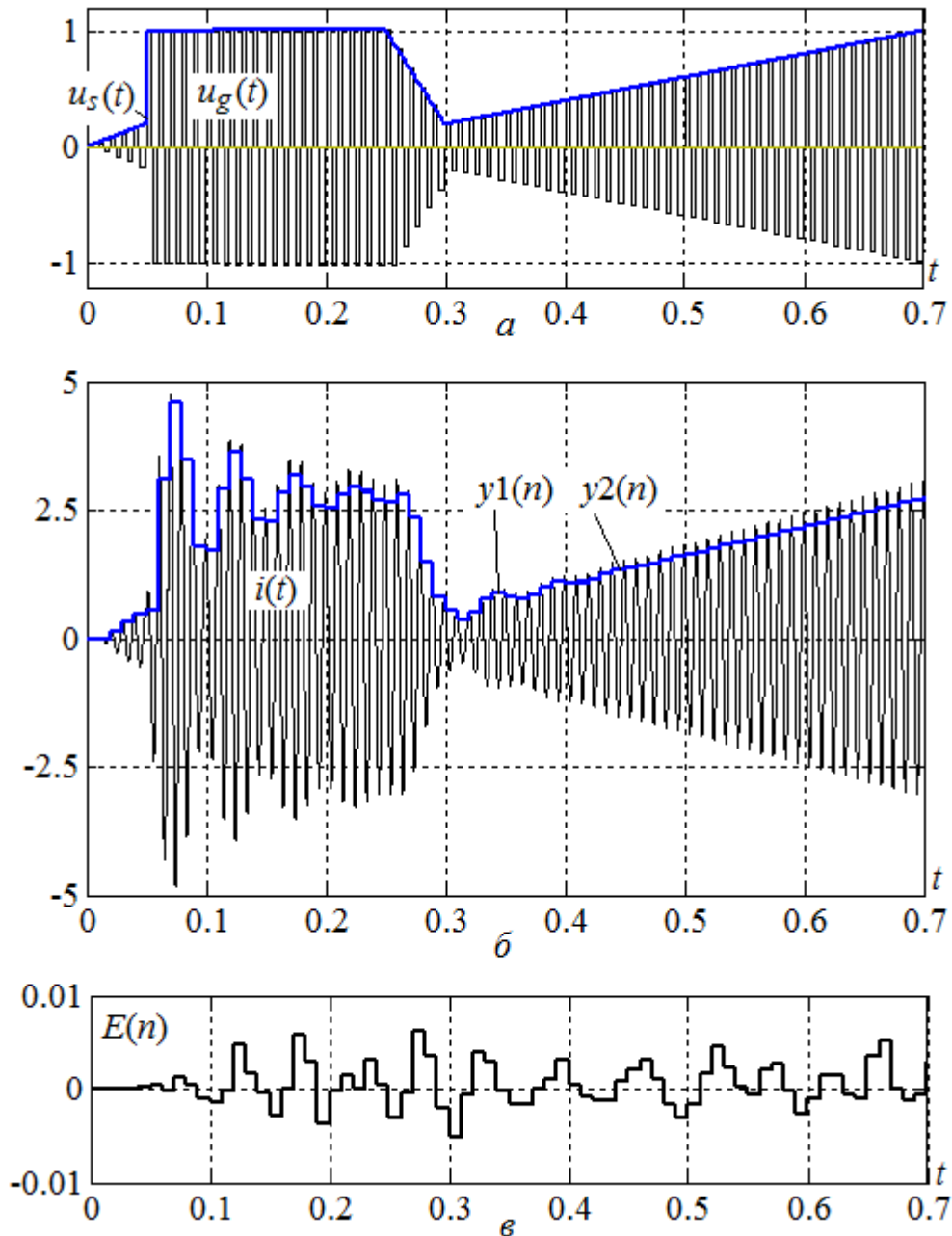


Рис.3.11. Епюри процесів моделей для резонансної частоти  $f_0=120$  Гц і добротності контуру  $Q=25$ : а – напруга живлення  $u_s(t)$  (вхідна функція моделей  $x_2(t)$ ) і модульована по амплітуді вихідна напруга інвертора  $u_g(t)$ , б – струм контуру  $i(t)$  та вихідні функції  $y_1(n)$  і  $y_2(n)$  (значення струму контуру в моменти квантування), в – різниця вихідних величин  $E(n) = y_1(n) - y_2(n)$

Результати експерименту на рис.3.11 підтверджують теоретичні виводи на основі аналізу процесів і виразів математичної моделі резонансного перетворювача, що при збільшенні добротності контуру збільшується коливальність перехідної характеристики перетворювача і подовжується час встановлення вихідної величини. Обвідна коливаний струму контуру  $i(t)$  на рис.3.9 (другий, третій і четвертий графіки) при низькій добротності контуру приблизно повторює вхідну величину (суцільна лінія на рис.3.9, перший графік). При збільшеній добротності контуру обвідна коливаний струму контуру  $i(t)$  в порівнянні з формою функції вхідної величини викривляється власними коливаннями перехідної характеристики. Тому можна зробити висновок, що керування перетворювачем буде повільнішим при збільшеній добротності контуру ніж при малій добротності з причини підвищення коливальності і часу встановлення перехідної характеристики перетворювача.

В модельних експериментах величина добротності контуру резонансного перетворювача може сягати 100 одиниць для перевірки результатів теоретичних досліджень. На практиці добротність контурів резонансних перетворювачів постійної напруги з інтегрованим трансформатором складає лише декілька одиниць, рідше доходить до 10-15. Добротність контурів індуктивних зарядних пристроїв з рознесеними контурами може бути більшою, десь 10-20 одиниць. Добротність контурів резонансних інверторів для електротехнологій та резонансних генераторів для ближнього обміну інформацією може сягати декілька десятків. Тому для другої частини цього експерименту було прийнято значення добротності  $Q=25$ .

На практиці теж допускається відхилення робочої частоти резонансних перетворювачів від резонансної частоти контуру в тій чи іншій бік. При відхиленні робочої частоти вниз відносно резонансної частоти струм контуру випереджає по фазі вихідну напругу інвертора (її першу гармоніку) і ключі відкриваються при прямому струмі, а закриваються при зворотному струмі.

Коли резонансний перетворювач працює в НЧ-діапазоні робочої частоти, такий режим добре підходить для роботи імпульсних силових тиристорів з

природнім закриванням, яким потрібна зміна напрямку струму для закривання. Таким чином, для резонансних перетворювачів з тиристорними інверторами робоча частота навмисно встановлюється нижче резонансної і становить зазвичай доли-одиноці кілогерц.

При відхиленні робочої частоти вверх відносно резонансної частоти струм контуру відстає по фазі від вихідної напруги інвертора і ключі відкриваються при зворотному струмі, а закриваються при прямому струмі. Ці умови є більш прийнятними для роботи транзисторів зі зворотними діодами. Транзистор відкривається при близькій до нуля напрузі. Таким чином, для резонансних перетворювачів з транзисторними інверторами робоча частота навмисно встановлюється вище резонансної частоти і становить одиноці кілогерц – десятки мегагерц для різних за призначеннями резонансних перетворювачів.

На резонансній частоті ключі відкриваються і закриваються при практично нульовому струмі. Це обумовлює низькі комутаційні втрати в транзисторах інвертора. Такий режим характерний для резонансних перетворювачів з постійною робочою частотою і стабільним контуром та навантаженням. Якщо параметри контуру і навантаження нестабільні, для прив'язки робочої частоти до резонансної частоти використовуються автогенерація або фазове автопідстроювання робочої частоти.

### 3.5.6. Явища биттів в динамічній моделі

Частота коливань вихідних величин в перехідній характеристиці дискретної динамічної моделі відповідає різниці резонансної і робочої частот. На рис.3.11,б спостерігаються коливання з частотою близько 20 Гц при робочій частоті 100 Гц і резонансній частоті 120 Гц. Це явище биттів, що виникають в коливальній системі при періодичних впливах з частотою, близькою до резонансної частоти системи. Для розуміння закономірностей доцільно розглянути явище биттів в загальному вигляді на прикладі рівняння лінійного абстрактного осцилятора (3.13) [147] із періодичною вхідною функцією (примусовою силою) виду  $f(t) = A \sin(\omega t)$ .

**Перший випадок** – це лінійний осцилятор без тертя з  $\eta=0$ , рівняння для якого матиме вигляд  $\mu \frac{d^2 y}{dt^2} + \kappa y = f(t)$ , і корені характеристичного рівняння  $\alpha_{1,2} = \pm j\sqrt{\kappa/\mu} = \pm j\omega_0$ , де  $\omega_0$  – резонансна частота і в даному випадку частота вільних коливань. При нульових початкових умовах рішення рівняння осцилятора без тертя матиме вигляд

$$\begin{aligned} y(t) &= \frac{1}{\mu\omega_0} \int_0^t \sin(\omega_0(t-\tau)) f(\tau) d\tau = \frac{1}{\mu\omega_0} \int_0^t \sin(\omega_0(t-\tau)) A \sin(\omega\tau) d\tau = \\ &= \frac{A}{\mu\omega_0(\omega+\omega_0)(\omega-\omega_0)} (\omega \sin(\omega_0 t) - \omega_0 \sin(\omega t)) = \\ &= \frac{A}{\mu\omega_0(\omega+\omega_0)(\omega-\omega_0)} [\omega_0 \sin(\omega_0 t) - \omega_0 \sin(\omega t) + (\omega - \omega_0) \sin(\omega_0 t)] = \\ &= \frac{2A}{\mu\omega_0(\omega+\omega_0)(\omega-\omega_0)} \sin\left(\frac{\omega_0 - \omega}{2} t\right) \cos\left(\frac{\omega_0 + \omega}{2} t\right) + \frac{A}{\mu\omega_0(\omega+\omega_0)} \sin(\omega_0 t). \end{aligned}$$

Якщо для близьких частот  $\omega$  і  $\omega_0$  припустити  $\omega_0 + \omega \approx 2\omega_0$ , маємо таке рішення

$$y(t) \approx \frac{-A}{\mu\omega_0(\omega-\omega_0)} \sin\left(\frac{\omega-\omega_0}{2} t\right) \cos(\omega_0 t) + \frac{A}{2\mu\omega_0^2} \sin(\omega_0 t), \quad (3.28)$$

де перша складова представляє собою гармонічне коливання з частотою  $\omega_0$  і амплітудою, яка має максимум  $M = A/(\mu\omega_0(\omega-\omega_0))$  і теж періодично змінюється згідно закону синусу з частотою, рівною різниці частоти вхідної функції і частоти вільних коливань осцилятора  $\omega - \omega_0$ . Це є частота биттів коливань в результаті накладання близьких по частоті і амплітуді коливань (інтерференції). Із рішення (3.28) видно, що період і амплітуда биттів зворотно пропорційні різниці частот вхідної функції (примусової сили) і частоти вільних коливань. Можна сказати, що обвідна лінія коливань осцилятора без тертя з періодичною силою є теж коливальною функцією з амплітудою  $A/|\mu\omega_0(\omega-\omega_0)|$  і меншою частотою  $|\omega - \omega_0|$ .

**Другий випадок** – лінійний осцилятор з малим тертям. Рівняння (3.13) з періодичною вхідною функцією при малому значенні  $\eta$  матиме перехідну і примусову складові. Через деякий час перехідного процесу перехідні складові згаснуть і залишаться тільки примусове гармонічне коливання

$$y(t) = \frac{A(k - \mu\omega^2) - j\eta\omega}{(k - \mu\omega^2)^2 + \eta^2\omega^2} [\cos(\omega t) + j\sin(\omega t)],$$

амплітуда якого для резонансної

частоти  $\omega_0 = \sqrt{\kappa/\mu}$  матиме вигляд 
$$M_{st} = \frac{A}{\sqrt{(k - \mu\omega^2)^2 + \eta^2\omega^2}} \approx \frac{A}{2\mu\omega_0|\omega - \omega_0|}.$$

Зрівнюючи отриманий вираз амплітуди з амплітудою коливань в (3.28) можна бачити на рис.3.12, що амплітуда встановлених (вимушених) коливань дорівнює половині амплітуди биттів  $M_{st} = M/2$ .

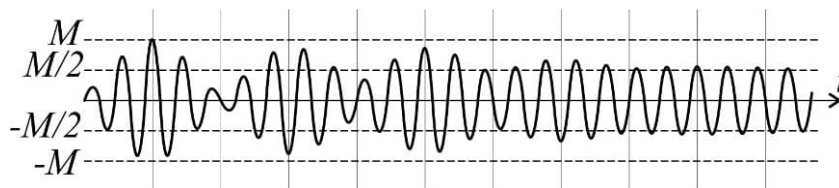


Рис.3.12. Графік коливань осцилятора з явищем биттів

Для переходу до параметрів резонансного електричного осцилятора з послідовним контуром треба застосувати наступні відповідності для параметрів  $\mu \leftrightarrow L$ ,  $\eta \leftrightarrow R$ ,  $\kappa \leftrightarrow 1/C$  і для функцій  $y(t) \leftrightarrow i(t)$ ,  $f(t) \leftrightarrow u'_{LC}(t)$ .

Таким чином, встановлено важливу закономірність, яка може бути розповсюджена і на електричні резонансні осцилятори та на резонансні перетворювачі і згідно з якою викид амплітуди резонансних коливань внаслідок биттів в результатах третього експерименту, як наведено на рис.3.11,б, не може перевищувати подвійної амплітуди встановленої амплітуди коливань. Отже, чим більша добротність контуру резонансного перетворювача і чим більше відрізняється робоча частота від резонансної, тим довше затухають коливання обвідної процесів в контурі в результаті явища биттів [170].

### Висновки до розділу 3

1. Метод суперпозиції застосовується для схеми заміщення перетворювача, яка представляє собою незмінну пасивну частину у вигляді лінійного багатополюсника (або лінійного  $2N$ -полюсника) з підключеними до нього еквівалентними генераторами (джерелами) напруг або ( $i$ ) струмів.

2. Різні алгоритми комутації вентилів перетворювача можуть бути враховані у вигляді різних комбінацій ступінчастих складових (або періодичних послідовностей комбінацій джерел ПКД), на які розкладаються напруги або струми інверторів і випрямлячів перетворювача. Параметри послідовностей комбінацій джерел – амплітуда, частота, взаємний фазовий зсув складових – є регулюючими величинами для силової частини резонансного перетворювача з локальною системою управління.

3. Лінійна математична модель резонансного перетворювача для миттєвих величин складається за схемою лінійного пасивного багатополюсника методами контурних струмів або вузлових потенціалів за законами Ома і Кірхгофа. В операторній формі вона дозволяє визначити частинні передатні функції лінійного пасивного багатополюсника відносно його пар виводів, до яких підключено еквівалентні генератори. Частинні передатні функції лінійного пасивного багатополюсника є складовими динамічної моделі резонансного перетворювача.

4. Базова динамічна модель для амплітудної модуляції описує взаємозв'язок значень напруги живлення і вихідних величин в моменти початку кожного робочого циклу резонансного перетворювача. Період дискретності дорівнює періоду робочого циклу перетворювача (кратність квантування  $N_q=1$ ). Динамічні моделі для дрібніших періодів дискретності – для напівперіоду ( $N_q=2$ ) і для кратних частин періоду ( $N_q>2$ ) дозволяють визначити динамічні характеристики резонансного перетворювача в діапазоні частот вище робочої частоти. Але на відміну від базової динамічної моделі динамічні моделі з  $N_q=2$  і

більше не враховують інвертування і випрямлення коливань в силовій схемі перетворювача, тому потребують особливої інтерпретації рішень. Тому доцільно поєднувати рішення базової динамічної моделі і еквівалентної неперервної моделі резонансного перетворювача.

5. Базова передатна функція динамічної моделі резонансного перетворювача є відгуком ЛБП на елементарний вхідний імпульс. Для кратності квантування  $N_q=1$  це є період напруги інвертора, що складається з чотирьох ступенів. Для  $N_q=2$  – це напівперіод напруги інвертора, що складається з двох ступенів. Кількість ступенів, на які розкладається елементарний вхідний імпульс, визначає кількість однотипних перехідних функцій, з яких складається базова передатна функція. Тобто елементарний вхідний імпульс для ЛБП резонансного перетворювача грає ту ж саму роль, що і дельта-імпульс для абстрактної лінійної системи, для якої визначається передатна функція як зображення імпульсної перехідної функції.

6. Чим більша добротність контуру резонансного перетворювача і чим більше різниця між робочою частотою і резонансною частотою контуру, тим довше затухають коливання обвідної процесів в контурі в результаті явища биттів.

7. Експерименти імітаційного моделювання дозволили встановити адекватність дискретних динамічних моделей на основі структурних схем неперервним моделям на основі електричних ланцюгів. Похибка моделювання процесів резонансного осцилятора як різниця між вихідними величинами обох моделей в різних режимах не перевищувала 0,5%. Очевидно, що частина цієї похибки обумовлена різними системними похибками розрахунків моделей.

## РОЗДІЛ 4

### УЗГОДЖЕННЯ ПАРАМЕТРІВ ЕКВІВАЛЕНТНИХ ГЕНЕРАТОРІВ З ПРОЦЕСАМИ СХЕМИ ЗАМІЩЕННЯ РЕЗОНАНСНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА

#### 4.1. Теоретичне дослідження умов узгодження параметрів генераторів

##### 4.1.1. Визначення умов і задачі узгодження

Необхідність узгодження параметрів коливань еквівалентних генераторів з процесами схеми заміщення перетворювача виникла із прийняття умови методу суперпозиції про незалежність еквівалентних генераторів  $EG_1 \dots EGN$ , підключених до ЛБП на рис.3.1. Насправді еквівалентні генератори не завжди можна вважати незалежними. Із множини розв'язків математичної моделі перетворювача для різних параметрів еквівалентних генераторів приходиться обирати тільки ті розв'язки, які погоджуються з принципом дії перетворювача. Таким чином, узгодженими з процесами схеми заміщення перетворювача на рис.3.1 повинні бути амплітуди і фази коливань тих еквівалентних генераторів, які в схемі заміщення, більш наближеній до реальної схеми перетворювача, були б залежними від процесів в схемі або відомими джерелами. Це є, наприклад, діодні і синхронні випрямлячі, інвертори з автогенерацією, тиристорні схеми.

Як правило, частота всіх еквівалентних генераторів схеми заміщення перетворювача є однаковою і не потребує узгодження. Виключенням можуть бути резонансні перетворювачі з формуванням низькочастотних коливань як суми двох високочастотних коливань з близькими частотами. Для таких перетворювачів частоти еквівалентних генераторів схеми заміщення будуть різними і ці перетворювачі доцільно розглянути окремо. Амплітуди вхідних величин задаються в якості похідних даних. Тому узгодженню підлягатимуть лише фази коливань еквівалентних генераторів.

**Ціль узгодження фази** – це знаходження такого відносного часового зміщення  $\nu$  функції напруги (струму)  $j$ -го еквівалентного генератора  $EG_j$  всередині періоду квантування відносно початкового положення, при якому



будуть виконуватися умови узгодження процесів схеми заміщення перетворювача з вихідною функцією даного еквівалентного генератора.

**Загальними умовами узгодження** процесів схеми заміщення з вихідною функцією еквівалентного генератора, що, наприклад, імітує випрямляч зі сторони його входу, є протилежність знаків струму і напруги даного еквівалентного генератора, якщо він повинен тільки приймати енергію. Коли струм витікає із плюсового полюсу напруги еквівалентного генератора, знаки струму і напруги співпадають. Коли витікає із негативного полюсу – знаки протилежні. Отже для перших гармонік напруги і струму еквівалентного генератора умовою узгодження є їх протифазність, коли струм втікає в плюсовий полюс напруги еквівалентного генератора.

Виконання умов узгодження для перших гармонік струму і напруги не є достатнім, оскільки при синфазності перших гармонік протягом кожного імпульсу напруги еквівалентного генератора його струм може змінювати знак, що не буде відповідати умові співпадіння знаків. Тому цей випадок потрібно відстежувати додатково. Для еквівалентних генераторів, що імітують інші функції – для інверторів з автогенерацією, синхронних випрямлячів і тиристорних схем, умови узгодження можуть бути іншими.

Слід зазначити, що в загальному випадку процеси схеми заміщення перетворювача і виконання умов узгодження можуть залежати від всіх еквівалентних генераторів. Але умови узгодження конкретного еквівалентного генератора не будуть залежати від кількості решти еквівалентних генераторів в схемі заміщення перетворювача. Тому задля ясного уявлення процесів схеми спочатку доцільно розглянути умови узгодження при наступних обмеженнях:

- В якості прикладу розглядається схема заміщення резонансного перетворювача з двома еквівалентними генераторами на рис.4.1, які імітують два керованих мости з джерелами напруги.

- Схема працює в стаціонарному режимі, коли частота, амплітуди і фази усіх змінних величин схеми є постійними.

В подальших дослідках вказані обмеження щодо умов узгодження слід розширити на загальний випадок з довільною кількістю еквівалентних генераторів схеми заміщення і на динамічні режими роботи перетворювача. Для цього можна ввести припущення щодо стаціонарних режимів. Якщо умови узгодження параметрів еквівалентних генераторів з процесами схеми заміщення виконуються в стаціонарних режимах, то вони будуть виконуватися і в перехідних (динамічних) режимах роботи перетворювача при певних обмеженнях швидкості зміни вхідних величин та параметрів динамічної моделі перетворювача. Обмеження в швидкості зміни величин можна виразити через обмеження в частотному діапазоні величин. Конкретні значення обмежень можна завдати заздалегідь в рамках частотного діапазону дискретної динамічної моделі перетворювача і потім перевірити та уточнити в модельних експериментах.

Вигодою від розглядання умов узгодження в стаціонарних режимах є спрощення виразів періодичних вхідних функцій дискретної динамічної моделі перетворювача – напруг або струмів еквівалентних генераторів. Дискретні зображення передатних функцій моделі використовуються для визначення функцій стаціонарного процесу. Вхідні функції напруг стають рівними одиничній функції, помноженій на постійні величини гаданих джерел:  $u_1(t) = \mathbf{1}(t) \cdot U_{s1}$ ,  $u_2(t) = \mathbf{1}(t) \cdot U_{s2}$  тощо. Аналогічно можна виразити і вхідні струми від генераторів струмів. Їх зображення будуть простими виразами в неперервній  $U_{sk}/s$  і в дискретній  $U_{sk}z/(z-1)$  формах. Дискретне зображення передатної функції  $H_{kj}(z, m)$  (3.12) для  $j$ -го входу і  $k$ -го виходу ЛБП складається із схожих зображень перехідних функцій виду  $G_{kj}(z, \sigma)$  від одиничних ступенів напруги. Перехідний процес при постійних параметрах вхідних напруг ЛБП для  $k$ -го виходу буде мати зображення (3.26)  $Y_k(z, m) = H_{kj}(z, m) \cdot z/(z-1)$ .

Стаціонарний процес динамічної моделі перетворювача може бути визначений за допомогою теореми про кінцеве значення дискретного зображення

[162, 171] для вищезазначеного перехідного процесу, коли перехідні складові згаснуть і залишаться вимушені складові процесів:  $Y_{sk}(\sigma) = y_k(nT, m = \sigma)|_{n \rightarrow \infty}$

$$Y_{sk}(\sigma) = \lim_{z \rightarrow 1} \left\{ \left( \frac{z-1}{z} \right) \cdot H_{kj}(z, m) \cdot \frac{z}{z-1} \right\} = H_{kj}(z=1, m = \sigma), \quad (4.1)$$

де  $\sigma = 0 \dots 1$  – відносна змінна для представлення значень стаціонарної функції (4.1) всередині періоду квантування  $T$ .

4.1.2. Визначення фазового зміщення еквівалентних генераторів схеми заміщення резонансного перетворювача

Далі розглянуто узгодження фаз напруги і струму другого еквівалентного генератора в схемі заміщення двомостового резонансного перетворювача на рис.4.1, де в якості ЛБП слугує резонансний ланцюг РЛ. Мости мають незалежне керування. Перший еквівалентний генератор  $EG1$  схеми на рис.4.1 імітує мостовий інвертор напруги зі сторони первинного живлення з вихідною напругою  $u_{g1}$ , який віддає енергію, а другий  $EG2$  – мостовий синхронний випрямляч зі сторони навантаження з вхідною напругою  $u_{g2}$ , який приймає енергію.

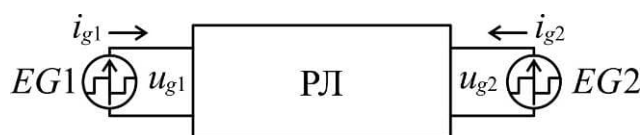


Рис.4.1. Схема заміщення перетворювача з двома еквівалентними генераторами:  
РЛ – резонансний  $RLC$ -ланцюг

Позитивні напрями ЕРС еквівалентних генераторів співпадають з напрямками струмів  $i_{g1}$ ,  $i_{g2}$ , що протікають через генератори. Резонансний ланцюг РЛ схеми заміщення є незмінною частиною схеми і містить  $RLC$  – елементи. Напруги  $u_{g1}$  і  $u_{g2}$  еквівалентних генераторів є умовно незалежними від процесів схеми. Струми  $i_{g1}$  і  $i_{g2}$  залежать від напруг еквівалентних генераторів і від параметрів РЛ. Оскільки другий еквівалентний генератор  $EG2$

приймає енергію, для нього встановлюються загальні умови узгодження фаз напруги і струму:

- знаки напруги  $u_{g2}$  і струму  $i_{g2}$  повинні бути протилежними,
- перші гармоніки напруги  $u_{g2}$  і струму  $i_{g2}$  повинні бути протифазними.

На рис.4.2 наведено приблизні графіки стаціонарних процесів схеми заміщення на рис.4.1. Вихідні напруги  $u_{g1}$ ,  $u_{g2}$  обох еквівалентних генераторів схеми заміщення  $EG1$  (джерело енергії) і  $EG2$  (споживач енергії), мають форму симетричних двополярних прямокутних імпульсів з відносною шириною  $\gamma_1 = t_{p1}/T$  і  $\gamma_2 = t_{p2}/T$  (які можуть приймати значення  $\gamma_1=0-0.5$  і  $\gamma_2=0-0.5$  відповідно), та з різною амплітудою і відносними часовими проміжками нульової паузи  $2\delta_1$  і  $2\delta_2$ .

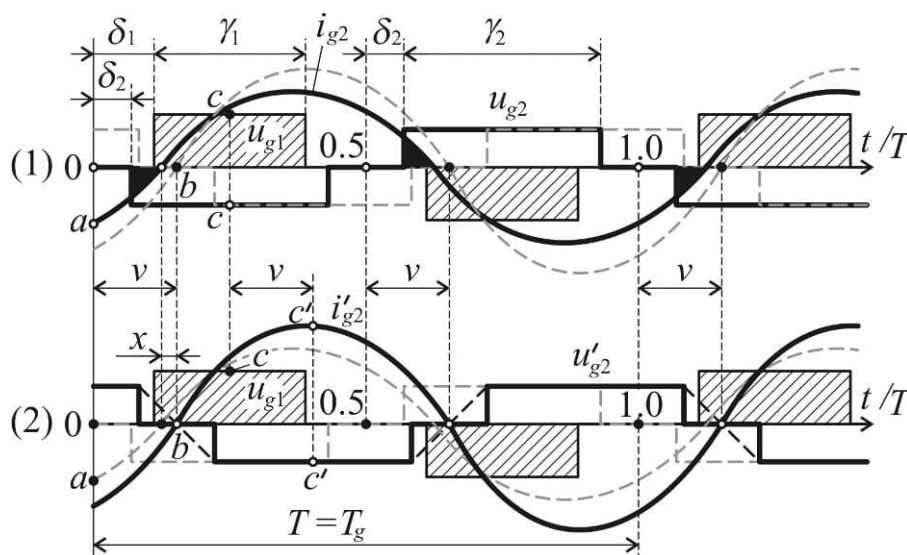


Рис.4.2. Графіки напруг еквівалентних генераторів  $EG1$ ,  $EG2$   $u_{g1}$ ,  $u_{g2}$  та стаціонарного струму  $i_{g2}$  при неузгодженій фазі на (1) і при узгодженій фазі другого еквівалентного генератора  $EG2$   $u'_{g2}$  та  $i'_{g2}$  на (2) для  $T=1$ :

точки  $a$ ,  $b$  – значення струму з неузгодженою фазою в проміж імпульсних точках напруги еквівалентного генератора з неузгодженою і узгодженою фазою відповідно, точки  $c$  і  $c'$  – центральні точки незміщених і зміщених імпульсів напруги та струму другого еквівалентного генератора;  
 $\gamma_1$ ,  $\gamma_2$ ,  $\delta_1$ ,  $\delta_2$ ,  $v$  – відносні величини в долях періоду  $T$

В загальному випадку  $U_{mg1} \neq U_{mg2}$  та  $\delta_1 \neq \delta_2$ . Будемо вважати, що величини  $\delta_1$  і  $\delta_2$  можуть встановлюватися незалежно одна від одної в межах 0-

0.25 і не впливають на початкове положення імпульсів напруг  $u_{g1}$  і  $u_{g2}$  еквівалентних генераторів. Напряга  $u_{g1}$  є вихідною напругою інвертора, а напряга  $u_{g2}$  – вхідна напряга випрямляча.

Початковим положенням прямокутних імпульсів напруг еквівалентних генераторів в даному випадку є центроване положення імпульсів всередині кожного напівперіоду дискретності дискретної моделі  $T/2$ . В дискретній моделі двомостового резонансного перетворювача моменти дискретизації при кратностях квантування  $k_q = T_g/T = 1$  або  $k_q = 2$  співпадатимуть із центральними точками проміж імпульсів напруги інвертора  $u_{g1}$  зі сторони джерела живлення. Дискретна перехідна функція ЛБП (в даному випадку це РЛ), як буде показано далі, використана для визначення функцій стаціонарних процесів. Період дискретності тут прийнято рівним періоду робочої частоти  $T = T_g$ . Тому центри напівперіодів дискретності дискретної моделі (точки  $t/T = 0.25; 0.75; 1.25; \dots$ ) на діаграмі (1) рис.4.2 співпадають з центральними точками  $c$  імпульсів напруги  $u_{g1}$  джерела енергії  $EG1$ . Зміщені вправо на відносний час  $\nu$  центральні точки  $c'$  і стаціонарні змінні величини відмічено штрихами на діаграмі (2) рис.4.2.

Амплітуда напруги джерела енергії  $EG1$  дорівнює напрузі живлення першого інвертора  $U_s$  і умовно прийнята за одиницю  $U_{mg1} = U_s = 1$ . Амплітуда напруги споживача енергії  $EG2$  дорівнює напрузі навантаження, яка не більша за напругу живлення  $U_{mg2} = U_q \leq 1$  (перетворювач понижуючий). Амплітуди напруг еквівалентних генераторів вважаються незмінними. Стаціонарний струм другого еквівалентного генератора  $EG2$  (споживача енергії)  $i_{g2}$  і його зміщений струм  $i'_{g2}$  мають близьку до синусоїдальної форму, оскільки передбачається, що схема працює в діапазоні робочих частот  $f_g$  в ділянці навколо резонансної частоти РЛ  $f_0: 0.5 \cdot f_0 \leq f_g \leq 2 \cdot f_0$ .

Графіки струму  $i_{g2}$  і напруги  $u_{g2}$  споживача  $EG2$  на діаграмі (1) рис.4.2 ілюструють **неузгоджену позицію** імпульсів напруги  $u_{g2}$  (суцільні графіки) по

відношенню до струму. На деяких ділянках струм  $i_{g2}$  і напруга  $u_{g2}$  співпадають за знаком одне з одним (виділено чорним). При цьому споживач  $EG2$  на даних ділянках віддає енергію в схему. Для виконання умов узгодження імпульси його напруги треба змістити на деякий відносний час  $\nu$  таким чином, щоб моменти переходу стаціонарного струму  $i'_{g2}$ , який встановиться після зміщення імпульсів, співпали з моментами посередині зміщених імпульсів напруги  $u'_{g2}$  (з переходами через нуль кривої першої гармоніки цієї напруги).

Графіки струму  $i'_{g2}$  і напруги  $u'_{g2}$  споживача  $EG2$  на діаграмі (2) рис.4.2 ілюструють **узгоджену позицію** імпульсів напруги  $u'_{g2}$  (суцільні графіки) по відношенню до струму. Тут крива струму  $i'_{g2}$  перетинає часову вісь в точках посередині між імпульсами напруги  $u'_{g2}$  (але не в граничних точках напівперіодів дискретності  $t/T = 0; 0.5; 1.0$  тощо). Це означає, що значення вхідного струму випрямляча повинні бути близькими до нуля в моменти переходу через нуль вхідної напруги. Слід також зазначити, що при зміщенні фази напруги другого еквівалентного генератора  $EG2$  на відносний час  $\nu$  при інших постійних умовах його струм змінюється по формі, по амплітуді і по фазі на деяку величину  $x$  (рис.4.2): струм  $i_{g2}(t - \nu T + xT)$  переходить в зміщений струм  $i'_{g2}(t - \nu T)$  і фази перших гармонік зміщеного струму і зміщеної напруги  $u'_{g2}(t) = u_{g2}(t - \nu T)$  повинні співпасти.

Отже в загальному випадку **задачею узгодження** фаз струму і напруги  $k$ -го еквівалентного генератора  $EGk$  буде визначення такого відносного зсуву  $\nu$  імпульсів його напруги відносно початкового положення, при якому перша гармоніка його струму  $i_{gk}(t)$  співпаде по фазі з першою гармонікою його напруги  $u_{gk}(t)$  з врахуванням залежності струму від інших  $j=1\dots N$  ( $k \neq j$ ) еквівалентних генераторів при їхніх незмінних параметрах. Для виявлення співпадіння фаз напруги і струму можна визначити умови, коли точки перетину струмом вісі часу – нульові значення стаціонарного струму, попадають в

центральні точки між імпульсами напруги, як показано для струму  $i'_{g2}(t)$  і напруги  $u'_{g2}(t)$  на діаграмі (2) рис.4.2. Тут нульові значення струму  $i'_{g2}(t-vT)$  співпадають з моментами часу  $t = vT; (0.5+v)T; (1+v)T$  тощо. Буде справедливим тривіальне рівняння для стаціонарного струму другого еквівалентного генератора

$$i_{g2}(0.5 \cdot n \cdot T) = i_{g2}((0.5 \cdot n + v - v) \cdot T) = 0, \quad (4.2)$$

де  $n=0, 1, 2, \dots$ , з якого можна вивести аналітичні умови узгодження для загального випадку схеми заміщення перетворювача. Стаціонарний струм еквівалентного генератора є періодичною функцією, яка має однакові значення в будь-які моменти часу на відстані один від одного кратної періоду коливань.

Тоді **функція стаціонарного струму**  $k$ -го еквівалентного генератора у відносному часі  $\sigma$  може визначатися протягом одного періоду коливань, до якого прирівняний період дискретності  $T = T_g$ , оскільки на всіх інших періодах стаціонарний струм повторюється:  $I_{sk}(\sigma, x_{sk}) = i_{gk}(nT + \sigma T - x_{sk}T)$ , де  $x_{sk} = t_{sk}/T = 0 \dots 1$  – відносне загальне зміщення стаціонарного струму  $i_{gk}$ ,  $\sigma = t/T = 0 \dots 1$  – змінний відносний час всередині періоду дискретності як аргумент функції  $I_{sk}(\sigma, x_{sk})$ . Для узгодження фази еквівалентного генератора треба змістити функцію стаціонарного струму на деяку величину  $x_k$  таким чином, щоб вона опинилася зміщеною від початку періоду дискретності на величину  $-v$  і дорівнювала нулю в певні моменти часу  $t = vT; (0.5+v)T; (1+v)T$  тощо (наприклад, в моменти переходу через нуль вхідної напруги випрямляча), для яких очевидно  $\sigma = v$ . Виконання умови протифазності струму і напруги еквівалентного генератора можна перевіряти по знаку частинної похідної стаціонарного струму в точках  $\sigma = v$ .

Наприклад, для процесів на рис.4.2 можна встановити, що оскільки струм на діаграмі (1) відстає по фазі від напруги, резонансний перетворювач працює у

ВЧ-діапазоні робочої частоти. В точці  $a$  струм  $i_{g2}$  в початковому своєму положенні був від'ємним, а при зміщенні напруги другого еквівалентного генератора вправо на величину  $v$   $u'_{g2}(t) = u_{g2}(t - vT)$  струм змістився на величину  $x$  і стає в точці  $b$  нульовим та зміщеним теж на величину  $v$  відносно початку періоду  $i'_{g2}(t - vT)$ . Частинна похідна стаціонарного струму в точках переходу напруги через  $u'_{g2}(t)$  нуль ( $\sigma = v$ ) при цьому буде позитивною  $\frac{\partial}{\partial v} I_{s2}(v, v) > 0$ . Дослідження резонансного струму при різних робочих частотах показали, що у НЧ-діапазоні робочої частоти похідна стаціонарного струму в цих точках буде негативною  $\frac{\partial}{\partial v} I_{s2}(v, v) < 0$ .

**Аналітичні умови узгодження** фаз напруги і струму  $k$ -го еквівалентного генератора схеми заміщення перетворювача для загального випадку згідно з (4.2) та з вищенаведеними міркуваннями можна виразити так

$$I_{sk}(v, v) = 0, \quad \frac{\partial}{\partial v} I_{sk}(v, v) < 0 \quad \text{або} \quad \frac{\partial}{\partial v} I_{sk}(v, v) > 0 \quad (4.3)$$

для НЧ-діапазону або для ВЧ-діапазону робочої частоти відповідно.

#### 4.1.3. Стаціонарний струм контуру резонансного перетворювача

Функція стаціонарного струму  $I_{sk}(\sigma, x_{sk})$   $k$ -го еквівалентного генератора, визначена протягом одного періоду дискретності, може бути в отримана на основі виразу елементарної перехідної функції резонансного осцилятора  $g_e(nT, m)$  в дискретній формі (3.18а), де  $n$  – номер періоду дискретності,  $m$  – параметр зміщення. Припустимо, що неперервна (3.16) і дискретна (3.18а) перехідна функція буде справедливою для РЛ схеми заміщення на рис.4.1 зі сторони 2-го еквівалентного генератора споживача енергії  $g_{21}(t) = g_e(t, 0)$ . Тоді, якщо ця перехідна функція буде ініціюватися в ЛБП з періодом  $T$  ступінчатою напругою 1-го еквівалентного генератора виду  $u_{g1}(t) = \mathbf{1}(t - nT)$ , то в результаті



по завершенню всіх перехідних складових залишиться тільки вимушена складова процесу, яка представлятиме собою так звану стаціонарну функцію  $sf_{21}(nT, m) = \sum_{K=0..∞} g_e(nT - KT, m)$ , рівну безкінечній сумі затухаючих перехідних функцій від кожної ступені напруги еквівалентного генератора. Ці міркування дають можливість з використанням зображень виду (3.18б) згідно з (4.1) отримати вираз для стаціонарного процесу напруги або струму ЛБП, викликаного довільною комбінацією ступенів вхідної величини з різними зміщеннями та амплітудами, на основі суми стаціонарних функцій. Такий підхід відповідатиме принципу суперпозиції [36].

Вищезазначену функцію стаціонарного струму  $k$ -того еквівалентного генератора  $I_{sk}(\sigma, x_{sk})$  доцільно визначати від простого до складного – спочатку розглянути побудову стаціонарної функції для окремо взятої ступені напруги еквівалентного генератора. Потім на основі отриманої стаціонарної функції визначити складові стаціонарного струму, що викликані кожним еквівалентним генератором окремо. Функція стаціонарного струму  $I_{sk}(\sigma, x_{sk})$  запишеться як алгебраїчна сума цих складових.

На рис.4.3 наведено епюри стаціонарного процесу від ступінчастих складових напруг еквівалентних генераторів схеми на рис.4.1, що пояснюють визначення стаціонарної функції. Моменти часу  $\dots t_n, t_{n+1} \dots$  є фіксованими моментами квантування з постійним періодом квантування  $T = const$ . Відносний параметр зміщення  $\delta = 0..-1$  може змінюватися як вхідна величина для розрахунків стаціонарного струму при варіаціях фази напруги. Тому моменти часу  $\dots t_{n-1} + \delta T, t_n + \delta T, t_{n+1} + \delta T \dots$  можуть зсуватися вліво і вправо відносно моментів квантування всередині кожного періоду квантування.

Згідно з властивостями стаціонарних процесів, стаціонарна функція  $sf_{kj}(\sigma, \delta)$  на діаграмі (1) рис.4.3 має однакові значення в точках  $a1, a2, a3 \dots$  і дещо менші теж однакові значення в точках  $b1, b2 \dots$

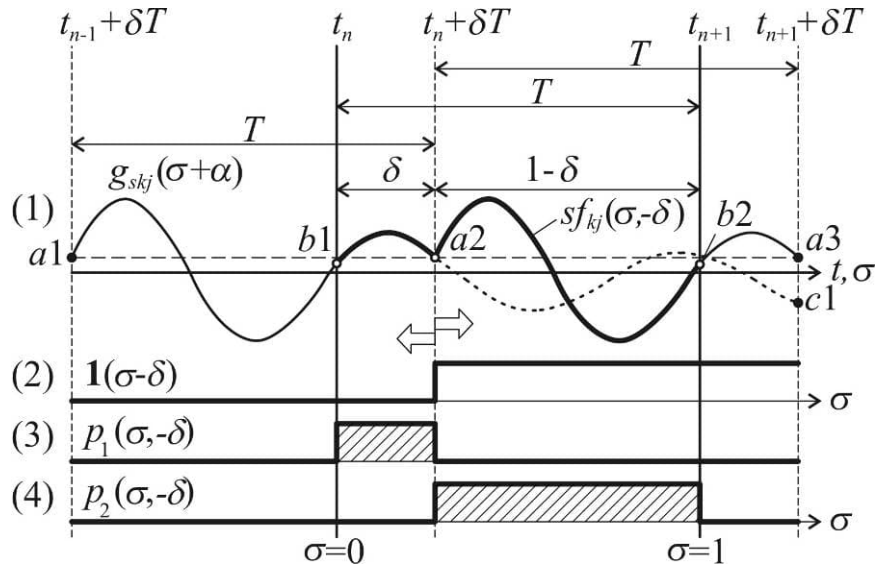


Рис.4.3. Графіки стаціонарної перехідної функції  $g_{skj}(\sigma + \alpha)$  і стаціонарної функції струму  $sf_{kj}(\sigma, -\delta)$  для умовних  $j$ -того входу і  $k$ -того виходу ЛБП (1), ступінчастої функції напруги (2), імпульсних комутаційних функцій (3) і (4): тут  $\sigma, \delta$  – відносні величини в долях періоду дискретності  $T$

На діаграмі (1) рис.4.3 наведено епюри стаціонарної перехідної функції РЛ  $g_{skj}(\sigma + \alpha)$  з  $\alpha = 1 - \delta$  (точки  $a1-c1$ ) для другого еквівалентного генератора, яка відповідає (3.16), і стаціонарної функції  $sf_{kj}(\sigma, -\delta)$ , визначеної протягом періоду квантування  $T$  для двох відносних змінних:

- $\delta = 0 \dots -1$  – постійне зміщення чергового ступеня напруги  $j$ -го еквівалентного генератора відносно початку періоду квантування  $u_{gj}(\sigma, \delta) = \mathbf{1}(\sigma - \delta)$ , наведеного на діаграмі (2) рис.4.3,
- $\sigma = 0 \dots 1$  – відносна змінна всередині періоду квантування  $T$ .

На діаграмах (3) і (4) рис.4.3 наведено графіки п-імпульсних віконних функцій, визначених протягом періоду квантування для двох відносних аргументів. В загальному вигляді вони записуються так  $p_1(\sigma, x) = \mathbf{1}(\sigma) - \mathbf{1}(\sigma + x)$  і  $p_2(\sigma, x) = \mathbf{1}(\sigma + x) - \mathbf{1}(\sigma - 1)$  для  $x = -\delta$ . Перша віконна функція  $p_1(\sigma, -\delta)$  слугує для визначення частки стаціонарної функції всередині періоду квантування до фронту ступеня напруги (точки  $b1-a2$ ). Друга віконна функція  $p_2(\sigma, -\delta)$  слугує для того ж, що і перша, тільки після фронту ступеня напруги еквівалентного генератора (точки  $a2-b2$ ).

**Стаціонарна функція** є конструктивним елементом формули стаціонарного струму. В загальному вигляді зі сторони  $k$ -того еквівалентного генератора для окремо взятої ступені напруги  $j$ -го еквівалентного генератора стаціонарна функція складається з ділянок стаціонарної перехідної функції ЛБП (точки  $b1-a2$  і  $a2-b2$  на рис.4.3)

$$sf_{kj}(\sigma, x) = g_{skj}(\sigma + 1 + x) \cdot p_1(\sigma, x) + g_{skj}(\sigma + x) \cdot p_2(\sigma, x), \quad (4.4)$$

де  $x = -\delta$  і стаціонарна перехідна функція  $g_{skj}(\sigma)$  має вираз, аналогічний (3.16) або (3.21a). Віконні функції  $p_1(\sigma, x)$  і  $p_2(\sigma, x)$  визначено вище. В загальному випадку для двомостового перетворювача перехідні функції струму РЛ на рис.4.1 для сторони джерела живлення ( $g_{s11}(\sigma)$  і  $g_{s12}(\sigma)$ ) і зі сторони споживача енергії ( $g_{s21}(\sigma)$  і  $g_{s22}(\sigma)$ ) не є однаковими, що може бути справедливим для будь-якого резонансного ланцюга РЛ. В формулі стаціонарної функції (4.4) використовується перехідна функція струму  $k$ -того еквівалентного генератора, що викликана ступенями напруги  $j$ -го генератора  $g_{skj}(\sigma)$ . Для визначення стаціонарного струму  $k$ -того еквівалентного генератора  $I_{sk}(\sigma, x_{sk})$  слід визначати стаціонарні функції для кожного з можливих сполучень двох еквівалентних генераторів схеми заміщення на рис.3.1 у вигляді (4.4), окрім стаціонарних функцій  $sf_{ij}(\sigma, x)$  з  $i \neq k$  для решти  $N - 1$  еквівалентних генераторів. Для загального випадку вираз стаціонарного струму буде містити мінімум  $2N$  перехідних функцій для  $N$  еквівалентних генераторів схеми заміщення перетворювача з врахуванням як мінімум одного позитивного і одного негативного ступеня напруги кожного генератора.

Відмінність **стаціонарної перехідної функції**  $g_{skj}(\sigma)$  полягає в її приналежності до вимушеної складової процесів, яка має місце в стаціонарному режимі роботи схеми перетворювача. З точки зору теорії електротехніки стаціонарний режим роботи імпульсних перетворювачів складається із

перехідних процесів, які повторюються з деяким періодом і накладаються один на одного. Таким чином, стаціонарна перехідна функція  $g_{skj}(\sigma)$  є визначеною протягом одного періоду дискретності сумою однакових перехідних функцій  $g_{kj}(t)$  від однакових періодичних ступенів вхідної величини. Ступінчасті форми напруг і струмів характерні для комутованих ланцюгів з накопичувачами енергії в імпульсних перетворювачах. Резонансні перетворювачі характеризуються також значною долею коливальних процесів в резонансних контурах, які формують процеси згасаючого характеру близькі до синусоїдальних форм. Тому вирази перехідних функцій ланцюгів силових схем резонансних перетворювачів будуються на основі функцій синусу і косинусу.

В даному випадку кожна одинична вхідна ступінь вважається елементарним одиничним імпульсом дискретної моделі резонансного перетворювача в стаціонарному режимі. Значить зображення перехідної функції  $G_{kj}(z, m)$  відповідатиме передатній функції ЛБП зі сторони підключення  $k$ -того еквівалентного генератора для вхідної величини у вигляді послідовності ступенів напруги  $j$ -го еквівалентного генератора.

Оригінал перехідної функції ЛБП можна записати у вигляді дискретної коливальної функції (3.18а) з параметром зміщення  $m = \sigma - \delta$

$$g_{kj}(nT, m) = K_I e^{-\lambda(n+m)T} \sin(\omega_1 T(n+m)), \quad (4.5)$$

дискретне зображення (3.18б) якої матиме вигляд

$$G_{kj}(z, m) = K_I \frac{e^{-\lambda m T} \left( z^2 \sin(\omega_1 m T) + z e^{-\lambda T} \begin{pmatrix} \cos(\omega_1 m T) \cdot \sin(\omega_1 T) - \\ - \sin(\omega_1 m T) \cdot \cos(\omega_1 T) \end{pmatrix} \right)}{z^2 - 2z e^{-\lambda T} \cdot \cos(\omega_1 T) + e^{-2\lambda T}}, \quad (4.6)$$

де для  $RLC$ -контур  $K_I = \omega_0 / (\rho \omega_1)$ ,  $\omega_1 / \omega_0 = \sqrt{1 - 1/(4Q^2)}$ .

**Стаціонарна перехідна функція** може бути визначена згідно (4.1) за теоремою [162, 171] про кінцеве значення дискретного зображення перехідної функції (4.6) для послідовності одиничних ступенів напруги на вході ЛБП схеми заміщення перетворювача.

$$g_{skj}(\sigma) = \lim_{z \rightarrow 1} \left\{ \left( \frac{z-1}{z} \right) \cdot G_{kj}(z, m) \cdot \frac{z}{z-1} \right\} = G_{kj}(z=1, m=\sigma) =$$

$$= K_I \frac{e^{-\lambda m T} \sin(\omega_1 \sigma T) + e^{-\lambda(m+1)T} \left( \begin{array}{l} \cos(\omega_1 \sigma T) \cdot \sin(\omega_1 T) - \\ - \sin(\omega_1 \sigma T) \cdot \cos(\omega_1 T) \end{array} \right)}{1 - 2e^{-\lambda T} \cdot \cos(\omega_1 T) + e^{-2\lambda T}}. \quad (4.7)$$

**Стаціонарний струм**  $k$ -того еквівалентного генератора з використанням виразу стаціонарної функції (4.4) в загальному вигляді запишеться як сума з  $N$  складових стаціонарного струму  $I_{skj}(\sigma, x_j)$ , викликаних кожним еквівалентним генератором окремо

$$I_{sk}(\sigma, x_{sk}) = I_{sk}(\sigma, x_1 \dots x_N) = \sum_{j=1 \dots N} I_{skj}(\sigma, x_j), \quad (4.8)$$

де  $\sigma$  – змінна відносного часу всередині періоду дискретності. Відносні зміщення кожної  $j$ -тої складової стаціонарного струму  $x_j$  визначають загальне відносне зміщення стаціонарного струму  $x_{sk} = f(x_1 \dots x_j \dots x_N)$ . Складова стаціонарного струму в (4.8), викликана  $j$ -тим еквівалентним генератором з двополярними прямокутними імпульсами напруги  $u_{gj}(\sigma)$  з відносною шириною  $\gamma_j = 0 \dots 0.5$  в долях періоду, має вигляд

$$I_{skj}(\sigma, x_j) = U_j \left( \begin{array}{l} sf_{kj}(\sigma, -\delta_j - x_j) - sf_{kj}(\sigma, -\delta_j - \gamma_j - x_j) - \\ - sf_{kj}(\sigma, -0.5 - \delta_j - x_j) + sf_{kj}(\sigma, -0.5 - \delta_j - \gamma_j - x_j) \end{array} \right). \quad (4.9)$$

де початкове положення імпульсів може знаходитися на границях напівперіодів, тоді  $\delta_j = 0$  (див. рис.3.1,б і рис.3.2), або для центрованих в напівперіодах імпульсів при  $\delta_j = (0.5 - \gamma_j)/2$  – див. рис.4.2. Чотири складові в правій частині (4.9) – стаціонарні функції  $sf_{kj}(\sigma, x)$  (4.4), відповідають чотирьом ступеням напруги  $j$ -того еквівалентного генератора  $u_{gj}$ , які утворюють позитивний і негативний прямокутні імпульси амплітудою  $U_j$ .

#### 4.1.4. Визначення фазового зміщення еквівалентних генераторів резонансного перетворювача з діодним випрямлячем

Виходячи зі схеми заміщення двомостового резонансного перетворювача з двома еквівалентними генераторами на рис.4.1 можна переписати (4.8) і (4.9) як вирази стаціонарного струму другого еквівалентного генератора  $EG2$  для обох еквівалентних генераторів схеми заміщення:

- стаціонарний струм 2-го еквівалентного генератора (споживача)

$$I_{s2}(\sigma, v) = I_{s21}(\sigma, 0) + I_{s22}(\sigma, v), \quad (4.10)$$

де вирази для складових наступні:

- складова струму від 1-го еквівалентного генератора (джерела)

$$I_{s21}(\sigma, 0) = U_{m1} \cdot (sf_2(\sigma, 0) - sf_2(\sigma, -\gamma_1) - sf_2(\sigma, -0.5) + sf_2(\sigma, -0.5 - \gamma_1)), \quad (4.11a)$$

- складова струму від 2-го еквівалентного генератора (споживача)

$$I_{s22}(\sigma, v) = U_{m2} \cdot \left( \begin{aligned} &sf_2(\sigma, -v) - sf_2(\sigma, -\gamma_2 - v) - \\ &- sf_2(\sigma, -0.5 - v) + sf_2(\sigma, -0.5 - \gamma_2 - v) \end{aligned} \right), \quad (4.11b)$$

де  $U_{m1}$  і  $U_{m2}$  – амплітуди напруг еквівалентних генераторів,  $v$  – варіативне зміщення. Положення імпульсів напруги першого еквівалентного генератора на початку кожного напівперіоду коливань прийнято як початкове положення і тому тут  $x_1 = 0$  (див. 4.9), а положення імпульсів другого еквівалентного генератора відносно імпульсів першого генератора є варіативним  $x_2 = v = \text{var}$  і змінюється для досягнення умов узгодження фази напруги і струму (4.3). Загальне зміщення стаціонарного струму 2-го еквівалентного генератора (4.10) буде функцією варіативного зміщення  $x_2 = f(v)$ . Варіативне зміщення напруги другого еквівалентного генератора відносно напруги першого може приймати такі значення  $v = 0 \dots - (0.5 - \gamma_{1;2})$ , при яких передні або задні фронти імпульсів

напруги другого еквівалентного генератора, що зміщується, не виходили б за межі періоду коливань.

В найпростішому варіанті в схемі заміщення на рис.4.1 перший еквівалентний генератор  $EG1$  імітує мостовий інвертор напруги з силовими керованими вентилями  $V_1-V_4$ , а другий  $EG2$  – мостовий діодний випрямляч на діодах  $VD_1-VD_4$ . Модулюючими функціями для напруг еквівалентних генераторів є напруга живлення інвертора  $u_s(t)$  і напруга навантаження  $u_q(t)$ . ЛБП представлятиме собою резонансний  $RLC$ -ланцюг РЛ. Тоді схема двомостового резонансного перетворювача прийме вигляд на рис.4.4.

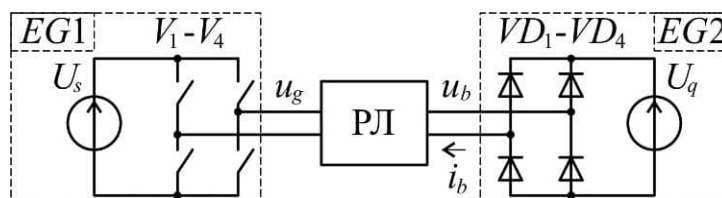


Рис.4.4. Схема двомостового резонансного перетворювача:  
РЛ – резонансний  $RLC$ -ланцюг

Джерело живлення резонансного перетворювача умовно представлено джерелом постійної напруги  $U_s$ , а споживач енергії у вигляді навантаження з проти-ЕРС представлено джерелом постійної напруги  $U_q$ . Струм контуру, направлений згідно часовій стрілці, вважається позитивним. Коли струм направлений згідно напрямку ЕРС, то знаки струму і ЕРС вважаються однаковими.

**Динамічна модель** даного перетворювача буде містити чотири передатні функції для двох пар виводів РЛ, які можуть бути входами і виходами для різних величин. Якщо вхідними величинами є модулюючі напруги, а вихідними величинами – струми еквівалентних генераторів, передатні функції ЛБП матимуть сенс операторних провідностей

$$Y_{11}(z, m_g) = i_g(z)/u_s(z), Y_{12}(z, m_b) = i_g(z)/u_q(z), \quad (4.12a)$$

$$Y_{21}(z, m_g) = i_b(z)/u_s(z), Y_{22}(z, m_b) = i_b(z)/u_q(z), \quad (4.12б)$$

де перший індекс операторних провідностей – номер виходу, другий – номер входу ЛБП, параметри  $m_g$  – зміщення елементарного імпульсу вихідної напруги інвертора,  $m_b$  – зміщення елементарного імпульсу вхідної напруги випрямляча. Всі операторні провідності (4.12аб) матимуть однакові вирази з різними параметрами зміщення на основі елементарної перехідної функції (3.18,а,б) і базової передатної функції (3.19).

Задача узгодження фаз вхідної напруги  $u_b$  і вхідного струму  $i_b$  випрямляча на діаграмі (2) рис.4.5 к зводиться визначенню такого варіативного зміщення  $\nu$  між імпульсами першого і другого еквівалентних генераторів ( $EG1$  і  $EG2$ ) схеми заміщення, при якому процеси в схемі заміщення на рис.4.1 будуть ідентичними процесам в силовій схемі резонансного перетворювача на рис.4.4. А саме, напруга і струм другого еквівалентного генератора  $EG2$  будуть протифазними, як вхідна напруга і струм діодного випрямляча, який працює на проти-ЕРС навантаження  $U_q$ . Це ілюструють графіки узгоджених вхідних напруги  $u'_b$  і струму  $i'_b$  діодного випрямляча на діаграмі (3) рис.4.5.

Треба зазначити, що умовно незалежні еквівалентні генератори  $EG1$  і  $EG2$  схеми заміщення на рис.4.1 можуть приймати і віддавати енергію, а діодний випрямляч з проти-ЕРС в схемі резонансного перетворювача на рис.4.4 може тільки приймати енергію зі сторони свого входу. В схемі заміщення перетворювача на рис.4.1 вхідний струм випрямляча залежить не тільки від його вхідної напруги. Можна припустити, що в схемі резонансного перетворювача на рис.4.4 напруга  $u_b(t)$  є функцією струму  $i_b(t)$  і при малих нульових паузах  $\delta \rightarrow 0$  для навантаження типу проти-ЕРС виразиться так

$$u_b(t) = U_q \operatorname{sgn}(i_b(t)) \Big|_{|i_b(t)| > i_0}, \text{ або } u_b(t) = 0 \Big|_{|i_b(t)| < i_0}, \quad (4.13)$$

де  $U_q$  – постійна напруга навантаження,  $i_0$  – відносно малий зворотний струм діодів випрямляча. Але еквівалентний генератор  $EG2$  з вхідною напругою



випрямляча є умовно незалежним. Тому його напруга відповідатиме процесам схеми реального перетворювача тільки для певної амплітуди і фази коливань. Амплітуда вхідної напруги випрямляча для безпосереднього підключення ємнісного навантаження типу проти-ЕРС визначається напругою навантаження і є в одному випадку незалежною величиною, а в іншому випадку є залежною від поточного середнього значення випрямленого струму. При безпосередньому включенні до випрямляча навантаження типу проти-ЕРС нульова пауза напруги буде мінімальною  $\delta \rightarrow 0$ . В загальному випадку можна вважати, що інтервали провідності діодів  $VD_1$ - $VD_4$  на рис.4.4 можуть змінюватися в широких межах  $\gamma_2 = t_{i,mn}/T = 0 \dots 0,5$  і відповідно нульова пауза (або проміжок періоду, коли вхідна напруга випрямляча менша по модулю за вихідну напругу) теж буде змінюватись в межах  $\delta_2 = 0,25 \dots 0$ . Варіативне зміщення переміщує імпульс вхідної напруги випрямляча по всьому періоду коливань і змінюється в межах  $\nu = 0 \dots 0,5$ .

Тому процеси схеми заміщення і схеми реального резонансного перетворювача є подібними за процесами одна до одної не завжди, а тільки в певних межах вирішення задачі узгодження, які можуть підтверджуватися експериментальними даними:

- Перший еквівалентний генератор повинен мати в середньому за період коливань негативний приріст енергії (бути джерелом енергії), а другий еквівалентний генератор – позитивний приріст енергії (бути споживачем енергії).
- Робочі частоти обох еквівалентних генераторів схеми заміщення є однаковими.
- Амплітудно-модулюючі функції напруг еквівалентних генераторів, що відповідають напрузі живлення інвертора та напрузі навантаження резонансного перетворювача, можуть змінюватися пропорційно одна одній з динамікою, яка обмежена функцією інерційного процесу  $u(t) \leq U_0 + (U_\infty - U_0)(1 - e^{-t/\tau_{\max}})$ , де  $U_0$  і  $U_\infty$  початкове і кінцеве значення напруги  $u(t)$ ,  $\tau_{\max}$  – максимальна стала часу резонансного перетворювача.

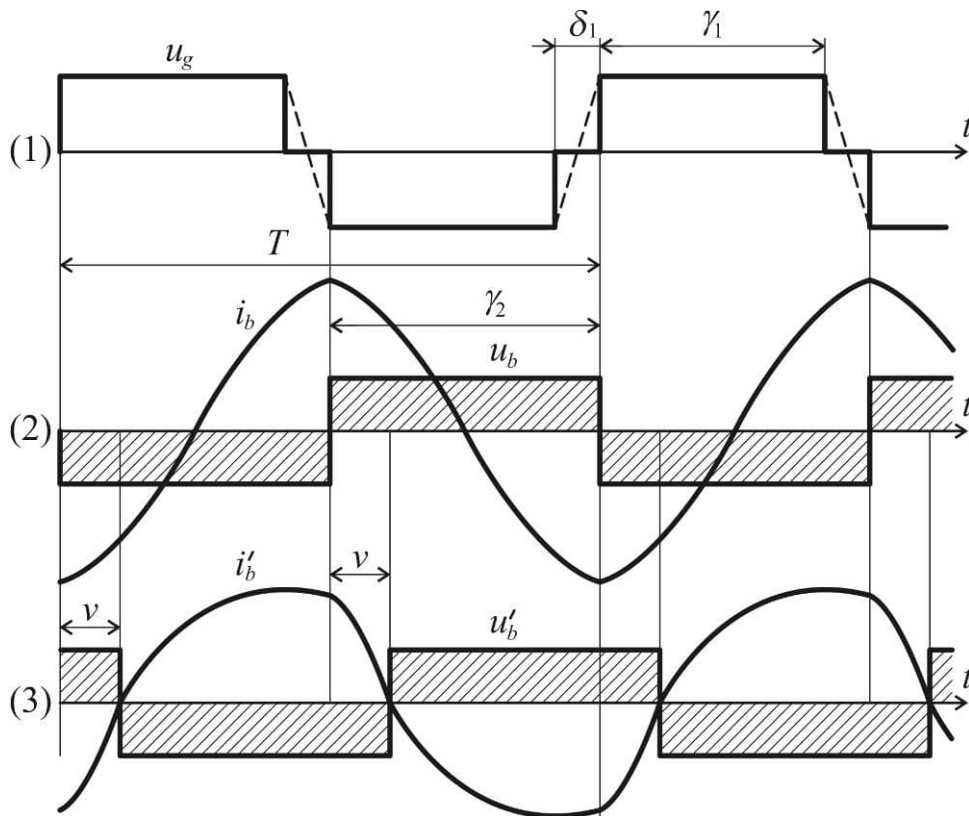


Рис.4.5. Графіки напруги інвертора  $u_g$  (1), вхідного струму  $i_b$  і вхідної напруги випрямляча  $u_b$  резонансного перетворювача при неузгодженій фазі (2) і при узгодженій фазі  $u'_b$  і  $i'_b$  (3): тут  $\delta_1$ ,  $\gamma_1$  та  $\gamma_2$  – відносні величини паузи, довжини імпульсів інвертора та випрямляча,  $v$  – варіативне зміщення

Для виконання умов узгодження (4.3) в схемі двомостового резонансного перетворювача на рис.4.4 доцільно визначити закономірності між варіативним зміщенням  $v$ , стаціонарним вхідним струмом випрямляча  $I_{sb}(\sigma, v)$  і значеннями робочої частоти. Нижче наведено припущення, характерні для резонансного перетворювача на рис.4.4 з частотним регулюванням, які окресляють межі вирішення зазначені вище задачі узгодження для даного прикладу:

- Напруги живлення інвертора  $U_s$  і навантаження  $U_q$  є постійними;
- Резонансний ланцюг РЛ представляє собою послідовний  $RLC$ -ланцюг або послідовно-паралельний резонансний  $LLC$ -контур;
- Резонансний перетворювач працює в діапазоні робочих частот від половини до подвійної резонансної частоти контуру  $0.5 \cdot \omega_0 \leq \omega_g \leq 2.0 \cdot \omega_0$ , оскільки за межами цього діапазону нижче спостерігаються додаткові резонансні піки, а вище характеристика частотного регулювання має недостатню крутизну;

- Вхідний струм випрямляча  $i_b$  завжди неперервний (без нульових пауз) і повинен відповідати напряму передавання енергії до випрямляча, що забезпечується певною різницею між напругами живлення і навантаження;
- Початкове положення імпульсів вихідної напруги інвертора  $u_g$  – це коли з початком чергового періоду коливань співпадає фронт позитивного імпульсу. Початкове положення імпульсів вхідної напруги випрямляча  $u_b$  – коли з початком періоду співпадає фронт негативного імпульсу (див. рис.4.5);
- Ширина імпульсів інвертора може бути різною  $\gamma_1=0-0.5$ , а ширина імпульсів випрямляча завжди максимальна  $\gamma_2=0.5$ . Зменшення ширини імпульсів випрямляча спостерігається в режимах, близьких до холостого ходу;
- Стаціонарні функції РЛ зі сторони обох еквівалентних генераторів ідентичні  $sf(\sigma, x) = sf_{11}(\sigma, x) = sf_{12}(\sigma, x) = sf_{21}(\sigma, x) = sf_{22}(\sigma, x)$  (послідовний резонансний контур), якщо ідентичними є стаціонарні перехідні функції РЛ  $g_s(\sigma) = g_{s11}(\sigma) = g_{s12}(\sigma) = g_{s21}(\sigma) = g_{s22}(\sigma)$ .

#### 4.1.5. Розрахунок варіативного зміщення

Варіативне зміщення  $\nu$  між імпульсами напруги інвертора та вхідної напруги випрямляча для узгодження фаз вхідних напруги і струму випрямляча може бути визначено в долях періоду коливань або в кутових мірах  $\varphi_\nu = 2\pi\nu$ .

Вхідними даними для розрахунку є наступні:

- Відносна робоча частота  $\omega_g^* = \omega_g / \omega_1$  задавалась в межах 0.5...2.0.
- Напруга живлення умовно прийнята  $U_s = 1\text{В}$ .
- Відносна напруга навантаження  $U_q^* = U_q / U_s$ . Припустимо, резонансний перетворювач працює з алгоритмами комутації, які забезпечують тільки зниження вихідної напруги по відношенню до напруги живлення. Тому відносна напруга навантаження буде менша одиниці  $U_q^* < 1$ .

- Параметри контуру: резонансна частота  $\omega_0$  (рад/с), добротність  $Q > 0.5$  задавалась в межах  $Q = 2 \dots 7$ , хвильовий опір  $\rho = \sqrt{L/C}$  (Ом).
- Відносна ширина імпульсів напруги інвертора  $\gamma_1 = t_{imn}/T = 0 \dots 0.5$ .
- Відносна ширина імпульсів напруги випрямляча згідно з (4.13) прийнята максимальною  $\gamma_2 = 0.5$ .
- Період дискретності прирівнюється до періоду робочої частоти  $T = T_g = 2\pi/(\omega_g^* \cdot \omega_1)$ . Умовно прийнятий рівним  $T = 1$ с.

Далі наведено **розрахункові формули**.

1. Частота вільних коливань перехідної функції  $\omega_1 = 2\pi/\omega_g^*$  (рад/с).
2. Резонансна частота контуру  $\omega_0 = \omega_1/\sqrt{(1 - 1/4Q^2)}$  (рад/с).
3. Коефіцієнт загасання коливань  $\lambda = \omega_0/(2Q)$ .
4. Перехідна функція (3.16)  $g(t) = K_I e^{-\lambda t} \sin(\omega_1 t)$  (А).
5. Дискретне зображення перехідної функції (3.18б) і (4.6)

$$G(z, m) = K_I \frac{b_2(m)z^2 + b_1(m)z + b_0}{A_2 z^2 + A_1 z + A_0} \quad (\text{А}).$$

з коефіцієнтами при ступенях  $z$  і з періодом дискретності  $T$  згідно (3.18б):

- $A_0 = 1, A_1 = -2e^{\lambda T} \cos(\omega_1 T), A_2 = e^{2\lambda T}$ ;
- $b_0 = 0; b_1(m) = -e^{-\lambda(m-1)T} \sin(\omega_1(m-1)T); b_2(m) = e^{-\lambda(m-2)T} \sin(\omega_1 m T)$ ;
- загальний коефіцієнт пропорційності струму контуру  $K_I = \omega_0/(\rho\omega_1)$  (А/В).

6. Стаціонарна перехідна функція контуру згідно з (4.7)

$$g_s(\sigma) = \frac{\omega_0}{\rho\omega_1} \cdot \frac{e^{-\lambda(\sigma-2)T} \sin(\omega_1 \sigma T) - e^{-\lambda(\sigma-1)T} \sin(\omega_1(\sigma-1)T)}{e^{2\lambda T} - 2e^{\lambda T} \cos(\omega_1 T) + 1} \quad (\text{А}).$$

7. Стаціонарна функція (4.4)

$$sf(\sigma, x) = g_s(\sigma + 1 + x) \cdot p_1(\sigma, x) + g_s(\sigma + x) \cdot p_2(\sigma, x) \quad (\text{А}),$$

де  $p_1(\sigma, x) = \mathbf{1}(\sigma) - \mathbf{1}(\sigma + x)$  і  $p_2(\sigma, x) = \mathbf{1}(\sigma + x) - \mathbf{1}(\sigma - 1)$ .

8. Складові стаціонарного вхідного струму випрямляча:

- Складова стаціонарного вхідного струму діодного випрямляча, викликана інвертором напруги (4.11а)

$$I_{sBG}(\sigma, 0) = U_s \cdot (sf(\sigma, 0) - sf(\sigma, -\gamma_1) - sf(\sigma, -0.5) + sf(\sigma, -0.5 - \gamma_1)) \text{ (A)},$$

де  $\gamma_1 = t_{imn} / T$  – відносна ширина,  $U_s$  – амплітуда імпульсів напруги інвертора.

- Складова стаціонарного вхідного струму діодного випрямляча, викликана вхідною напругою діодного випрямляча (4.11б)

$$I_{sBB}(\sigma, v) = U_q \cdot (2 \cdot sf_2(\sigma, -v) - 2 \cdot sf_2(\sigma, -0.5 - v) - 1) \text{ (A)},$$

де  $v = 0 \dots 0.5$  – варіативне зміщення,  $U_q$  – амплітуда вхідної напруги випрямляча.

#### 9. Стаціонарний вхідний струм діодного випрямляча (4.10)

$$I_{sB}(\sigma, v) = \begin{cases} I_{sBG}(\sigma, 0) + I_{sBB}(\sigma, v) & \text{для } 0.5 \cdot \omega_1 < \omega_g \leq \omega_1; \\ I_{sBG}(\sigma, 0) - I_{sBB}(\sigma, v) & \text{для } \omega_1 \leq \omega_g < 2 \cdot \omega_1, \end{cases} \text{ (A)}$$

де знак «+» в правій частині відповідає НЧ-діапазону робочої частоти  $\omega_g$ , а знак «-» – ВЧ-діапазону робочої частоти  $\omega_g$ .

10. Результуючий варіативний зсув  $v_{res}$  вхідної напруги випрямляча відносно початкового значення в долях періоду коливань визначається з розв'язання рівняння (4.3) числовими методами в певних межах змінної  $v$

$$I_{sB}(v_{res}, v_{res}) = 0 \text{ при наступних умовах розрахунків:}$$

- $v = 0.1 \dots 0.6$ ,  $\frac{\partial}{\partial v} I_{sB}(v, v) < 0$  у НЧ-діапазоні робочої частоти  $\omega_1 \leq \omega_g < 2 \cdot \omega_1$ ;
- $v = 0 \dots 0.5$ ,  $\frac{\partial}{\partial v} I_{sB}(v, v) > 0$  у ВЧ-діапазоні робочої частоти  $0.5 \cdot \omega_1 < \omega_g \leq \omega_1$ .

11. Відносний зсув в долях періоду коливань між початково синфазними імпульсами напруги еквівалентних генераторів схеми заміщення на рис.4.1, що імітують вихідну напругу інвертору і вхідну напругу випрямляча на рис.4.4:

- $\sigma_v = 1 - v_{res}$ , у НЧ-діапазоні  $\omega_1 \leq \omega_g < 2 \cdot \omega_1$ ;
- $\sigma_v = 0.5 - v_{res}$ , у ВЧ-діапазоні  $0.5 \cdot \omega_1 < \omega_g \leq \omega_1$ .

Залежності стаціонарного вхідного струму випрямляча  $I_{sB}^*(v, v)$  від варіативного зміщення  $v$  розраховано згідно вищезазначених розрахункових

формулах. Сімейства графіків  $I_{sB}^*(v, v)$  на рис.4.6 і рис.4.7 відображають зміни значень вхідного струму випрямляча  $i_b$ , які попадають на фронти позитивних імпульсів вхідної напруги випрямляча  $u_b$  на рис.4.5. Струм розраховано у відносних одиницях. За одиницю прийнята величина струму в контурі резонансного осцилятора з одиничною амплітудою напруги генератора і з одиничним хвильовим опором.

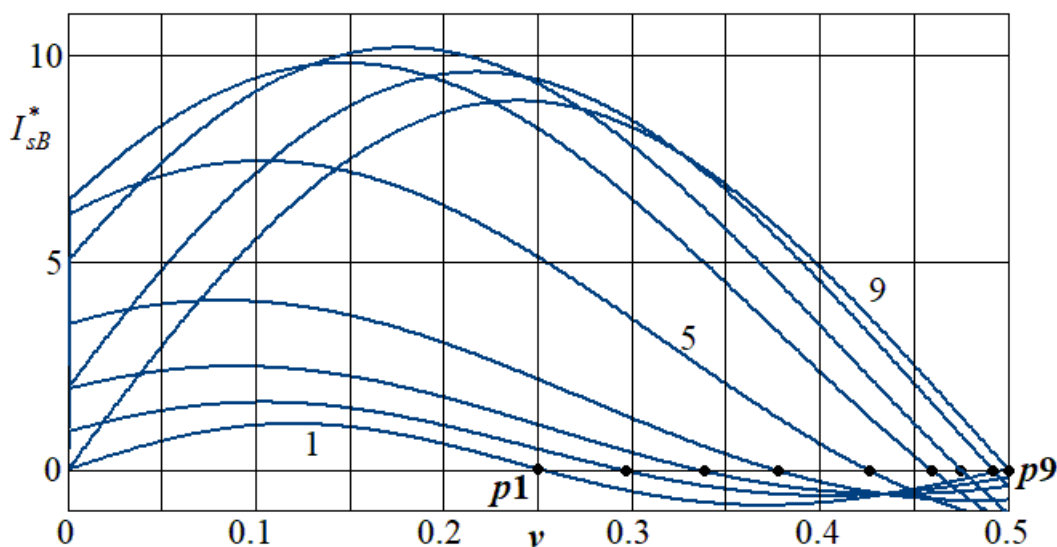


Рис.4.6. Графіки залежностей стаціонарного вхідного струму випрямляча в моменти квантування від відносного зміщення імпульсів вхідної напруги для НЧ-діапазону робочої частоти і  $Q=7$ ,  $U_q=0.65$ :

графіки 1-9 відповідають наступним значенням відносної робочої частоти  $\omega_g^*=0.5; 0.6; 0.7; 0.8; 0.9; 0.95; 0.97; 0.99; 1.00$

Графічне вирішення рівняння  $I_{sB}(v, v)=0$  полягає в визначенні точок перетину вісі абсцис  $v_{res}$  графіками залежності значень стаціонарного вхідного струму випрямляча  $I_{sB}(\sigma, v)$  в моменти квантування  $\sigma=v$  при зміні відносного зміщення  $v$  визначеної згідно (4.11б) функції стаціонарного струму випрямляча  $I_{sBB}(\sigma, v)$  (точніше імпульсів вхідної напруги випрямляча) в межах періоду коливаль. В точках  $p1-p9$  для  $\omega_g^*=0.5-1.00$ , де залежність стаціонарного струму  $I_{sB}^*(v, v)$  перетинає вісь абсцис зверху вниз (похідна  $\frac{\partial}{\partial v} I_{sB}(v, v) < 0$ ) на рис.4.6, виконуються умови (4.3) узгодження фази напруги і струму еквівалентного

генератора  $EG2$ , що імітує випрямляч резонансного перетворювача. Значення вхідного струму випрямляча стають нульовими в моменти квантування, які співпадають з ділянками вірогідних переходів через нуль вхідної напруги випрямляча (див.  $u'_b$  і  $i'_b$  на рис.4.5). При цьому полярності імпульсів вхідного струму і напруги випрямляча протилежні, оскільки вхідний струм випрямляча завжди направлений назустріч вхідній ЕРС.

Розраховані залежності стаціонарного струму (графіки 1-9 на рис.4.6) дають наступні значення результуючих варіативних зсувів при різних робочих частотах, представлені в таблиці нижче.

Таблиця 4.1. Результати розрахунку значень варіативного зсуву  $v_{res}$  і відносного зсуву  $\sigma_v$  при узгоджених фазах вхідних напруги і струму випрямляча для різних значеннях робочої частоти  $\omega_g^*$  і добротності контуру  $Q$  в НЧ-діапазоні

$\omega_g^*$		0.50	0.60	0.70	0.80	0.90	0.95	0.97	0.99	1.00
Q=2	$v_{res}$	0.250	0.310	0.370	0.425	0.467	0.484	0.490	0.497	0.500
	$\sigma_v$	0.750	0.690	0.630	0.575	0.533	0.516	0.510	0.503	0.500
Q=7	$v_{res}$	0.250	0.292	0.333	0.374	0.424	0.458	0.474	0.491	0.500
	$\sigma_v$	0.750	0.708	0.667	0.626	0.576	0.542	0.526	0.509	0.500

Графічні залежності стаціонарного вхідного струму випрямляча  $I_{sB}^*(v, v)$  на рис.4.7а,б розраховано для ВЧ-діапазону робочої частоти. Вони відображають зміни значень вхідного струму випрямляча  $i_b$ , які попадають на фронти позитивних імпульсів вхідної напруги випрямляча  $u_b$  на рис.4.5.

В точках  $p1-p14$  для  $\omega_g^*=1.00-2.00$ , де залежність стаціонарного струму  $I_{sB}^*(v, v)$  перетинає вісь абсцис знизу вгору (похідна позитивна  $\frac{\partial}{\partial v} I_{sB}^*(v, v) > 0$ ), виконуються умови (4.3) узгодження фази напруги і струму еквівалентного генератора  $EG2$ , що імітує випрямляч резонансного перетворювача. Значення вхідного струму випрямляча стають нульовими в моменти квантування, які співпадають з моментами переходів через нуль вхідної напруги випрямляча (див.

$u'_b$  і  $i'_b$  на рис.4.5). Полярності імпульсів вхідного струму і напруги випрямляча протилежні.

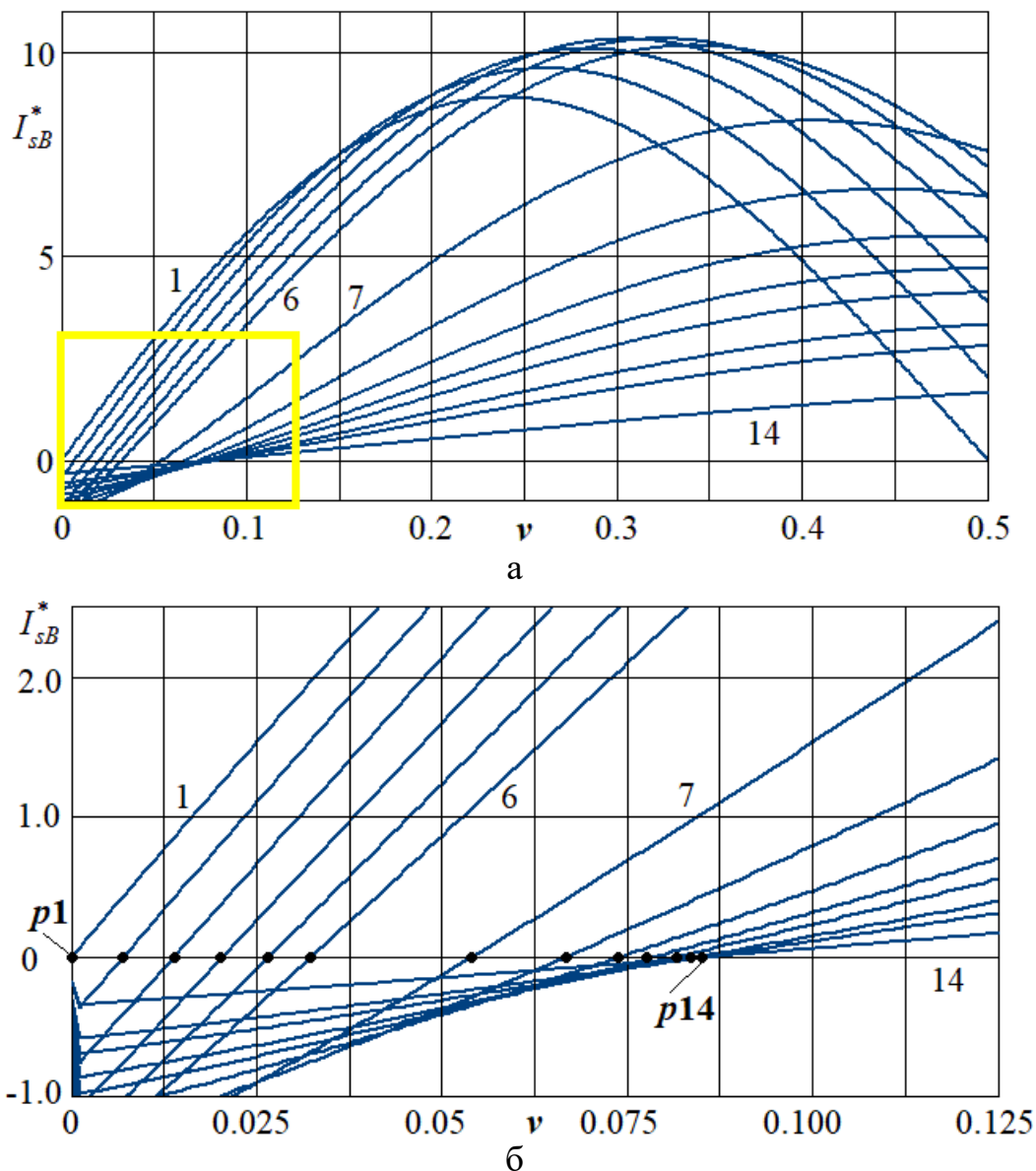


Рис.4.7. Графіки залежностей стаціонарного вхідного струму випрямляча в моменти квантування від відносного зміщення імпульсів вхідної напруги для ВЧ-діапазону робочої частоти і  $Q=7$ ,  $U_q=0.65$ :

графіки 1-14 відповідають наступним значенням відносної робочої частоти  $\omega_g^*=1.00; 1.01; 1.02; 1.03; 1.04; 1.05; 1.10; 1.15; 1.20; 1.25; 1.30; 1.40; 1.50; 2.00$ ,

а) повний масштаб, б) збільшений масштаб ділянки з точками  $p1-p14$

Розраховані залежності стаціонарного струму (графіки 1-14 на рис.4.7) дають значення результуючих варіативних зсувів при різних робочих частотах, що представлені далі в таблиці 4.2.



Таблиця 4.2. Результати розрахунку значень варіативного зсуву  $v_{res}$  і відносного зсуву  $\sigma_v$  при узгоджених фазах вхідних напруги і струму випрямляча для різних значеннях робочої частоти  $\omega_g^*$  і добротності контуру  $Q$  в ВЧ-діапазоні

$\omega_g^*$		1.00	1.01	1.02	1.03	1.04	1.05	1.10	1.15	1.20	1.25	1.30	1.40	1.50	2.00
Q=2	$v_{res}$	0	0.001	0.003	0.004	0.006	0.007	0.015	0.021	0.027	0.033	0.037	0.045	0.050	0.063
	$\sigma_v$	0.500	0.499	0.497	0.496	0.494	0.493	0.495	0.479	0.473	0.467	0.463	0.455	0.450	0.437
Q=7	$v_{res}$	0	0.007	0.014	0.020	0.027	0.032	0.054	0.067	0.074	0.079	0.081	0.085	0.086	0.087
	$\sigma_v$	0.500	0.493	0.486	0.480	0.473	0.468	0.446	0.433	0.426	0.421	0.419	0.415	0.414	0.413

Криві залежностей  $I_{sB}^*(v, v)$  на рис.4.6 і рис.4.7 можна відтворити в схемі заміщення резонансного перетворювача на рис.4.1 при варіації фазового зсуву між напругами обох еквівалентних генераторів в межах  $v=0\dots0.5$  (або  $0-\pi$  за фазовим кутом), якщо фіксувати значення струму в моменти позитивних фронтів напруги другого еквівалентного генератора  $EG2$ . Тільки в точках  $p1, p2, p3\dots$ , де ці значення струму стають нульовими, схема заміщення на рис.4.1 буде працювати аналогічно до схеми резонансного перетворювача з діодним випрямлячем на рис.4.4.

На основі отриманих кривих на рис. 4.6 і рис.4.7 та розрахунків в табл.4.1 і табл.4.2, а також не представлених тут результатів розрахунків для інших похідних даних, можна визначити характер впливів добротності контуру  $Q$  і напруги навантаження  $U_q$  на значення стаціонарного струму. При збільшенні добротності суттєво збільшуються максимуми кривих стаціонарного струму, оскільки посилюється ефект резонансу і максимуми резонансних кривих контуру теж збільшуються. При збільшенні напруги навантаження від нуля до напруги живлення максимуми стаціонарного струму підвищуються внаслідок збільшення амплітуди сумарної напруги контуру при співпадінні фаз напруг обох еквівалентних генераторів.

## 4.2. Визначення узгоджених параметрів еквівалентних генераторів за допомогою числових розрахунків

### 4.2.1. Характеристики узгодженого відносного зсуву $\sigma_v(\omega_g)$

Існують певні межі зміни параметрів схеми заміщення резонансного перетворювача з  $N$  еквівалентними генераторами, коли за характером процесів вона буде подібною до схеми реального резонансного перетворювача. Дотримання умов узгодження напруги і фази еквівалентного генератора, що імітує підсхему із залежною комутацією, при зміні інших параметрів – напруги навантаження, ширини імпульсів, робочої частоти тощо, підлягають встановленню числовими методами. Аналітично визначені взаємозв'язки між варіативним зміщенням  $\sigma_v$  і вказаними параметрами процесів, які можна врахувати в статичній і динамічній математичних моделях резонансного перетворювача, теж розраховуються чисельно і перевіряються в ході модельних експериментів. Вони представляють корисну інформацію для «налаштування» математичної моделі перетворювача, яка описує суперпозицію процесів від окремих еквівалентних генераторів, для відповідності розрахованих процесів процесам реальної схеми резонансного перетворювача.

Сімейства залежностей узгодженого відносного зсуву  $\sigma_v(\omega_g)$  від робочої частоти на рис.4.8 і рис 4.9 представляють значення відносного зсуву в долях періоду коливань напруги другого еквівалентного генератора  $EG2$   $u_b$  відносно напруги першого еквівалентного генератора  $EG1$   $u_g$  в схемі двомостового резонансного перетворювача на рис.4.4. Графіки представляють значення відносного зміщення  $\sigma_v(\omega_g)$ , де спостерігається співпадіння точок перетину вісі часу функціями напруги  $u_b$  і струму  $i_b$  другого еквівалентного генератора, який відповідає входу випрямляча з навантаженням типу проти-ЕРС, в діапазоні зміни робочої частоти  $\omega_g=(0.7\dots1.25)\omega_0$ , як наведено на діаграмі (3) на рис.4.5. Цей діапазон характеризується найбільш суттєвими змінами узгодженого відносного зсуву між напругами еквівалентних генераторів схеми заміщення і струму

контуру резонансного перетворювача при значеннях добротності  $Q > 5$ . За межами вказаного діапазону робочої частоти зміни струму контуру незначні.

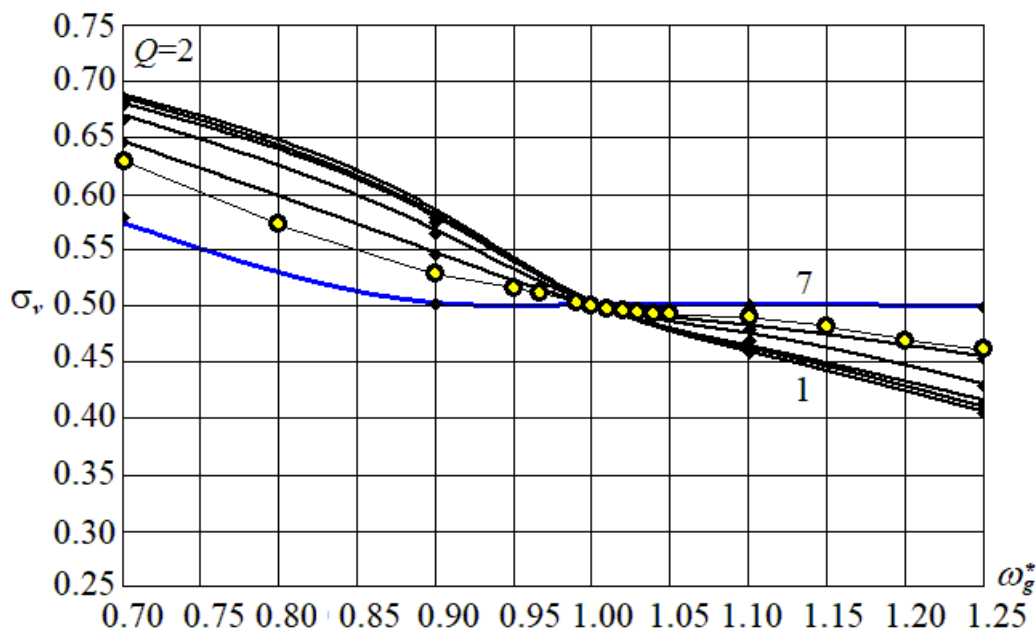


Рис.4.8. Залежності узгодженого відносного зсуву між напругами обох еквівалентних генераторів для добротності  $Q=2$ , де графіки 1-6 відповідають значенням вихідної напруги:  $U_q^* = 0.01; 0.05; 0.10; 0.25; 0.50; 0.65; 0.99$

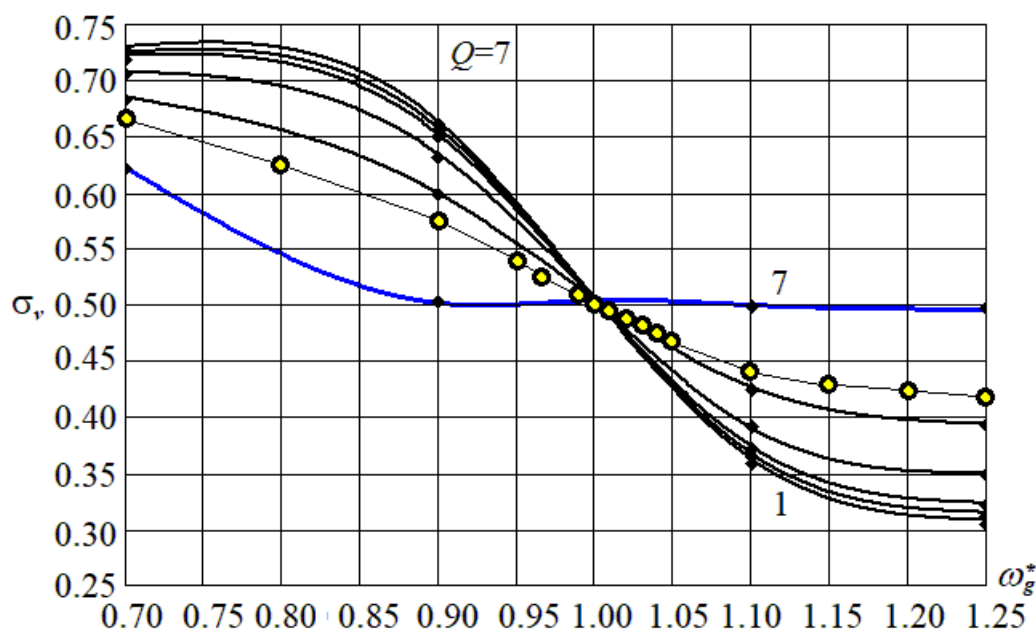


Рис.4.9. Залежності узгодженого відносного зсуву між напругами обох еквівалентних генераторів для добротності  $Q=7$ , де графіки 1-6 відповідають значенням вихідної напруги:  $U_q^* = 0.01; 0.05; 0.10; 0.25; 0.50; 0.65; 0.99$

Характеристики узгодженого відносного зсуву – графіки 1-7 на рис.4.8 і рис.4.9 розраховано числовими методами за розрахунковими формулами в 4.1.5.

Значенню відносного зсуву  $\sigma_v=0$  відповідає синфазне положення функцій напруг  $u_g$  і  $u_b$ , а значенню  $\sigma_v=0,5$  – протифазне. Точками на графіках відмічено дані, які знято в експериментах імітаційного моделювання в схожих з розрахунковими умовах. Круговими мітками відмічено дані, що представлені точками графіків  $p1-p9$ ,  $p1-p14$  на рис.4.6 і рис.4.7 і розраховані іншим способом на основі наведених вище розрахункових формул для відносної напруги навантаження  $U_q^*=0,65$ . Як видно, експериментальні точки збігаються з розрахованими графіками з погрешністю не гірше 2%, що свідчить про справедливості математичної моделі двомостового резонансного перетворювача.

Розглянемо вплив параметрів резонансного перетворювача на узгоджений варіативний зсув. Залежності від робочої частоти  $\omega_g$  на рис.4.8, рис.4.9 обумовлені зміною характеру комплексного опору резонансного контуру від ємнісного до індуктивного при переході з НЧ-діапазону у ВЧ-діапазон робочої частоти. Відповідно зсув між напругами еквівалентних генераторів, коли напруга другого генератора  $u_b$  повинна бути завжди протифазна зі струмом  $i_b$ , змінюється з крайніх значень  $\sigma_{v\max}>0,5$  до протилежних відносно  $\sigma_v=0,5$  крайніх значень  $\sigma_{v\min}<0,5$ . При збільшенні добротності контуру частотна зона переходу від одних крайніх значень  $\sigma_{v\max}$  до інших  $\sigma_{v\min}$  звужується. При збільшенні напруги навантаження  $U_q$  варіація узгодженого зміщення в певному діапазоні робочих частот зменшується. При малих значеннях напруги навантаження є малою амплітуда напруги другого еквівалентного генератора і є порівняльно малим вплив цього генератора на процеси схеми заміщення резонансного перетворювача. Тому фаза напруги другого еквівалентного генератора повторює фазу струму контуру подібного резонансного осцилятора. При збільшеній напрузі навантаження вплив напруги другого еквівалентного генератора на процеси схеми заміщення зростає і тому для узгодження фази його напруги з фазою струму потрібне менше відносне зміщення його напруги.

Для перевірки результатів числових розрахунків на основі описаної раніше математичної моделі резонансного перетворювача і виразів для стаціонарного струму було побудовано імітаційну *Matlab Simulink*-модель двогенераторного резонансного осцилятора на рис.4.10 з фіксацією умов узгодження фази напруги і струму другого еквівалентного генератора.

Налаштування параметрів середовища моделювання наступні:

Simulation time 0-0.3, Solver options: Type Variable-step, ode23t (mod. stiff/Trapezoidal), Max step size 1e-6. Інші настройки за замовчуванням.

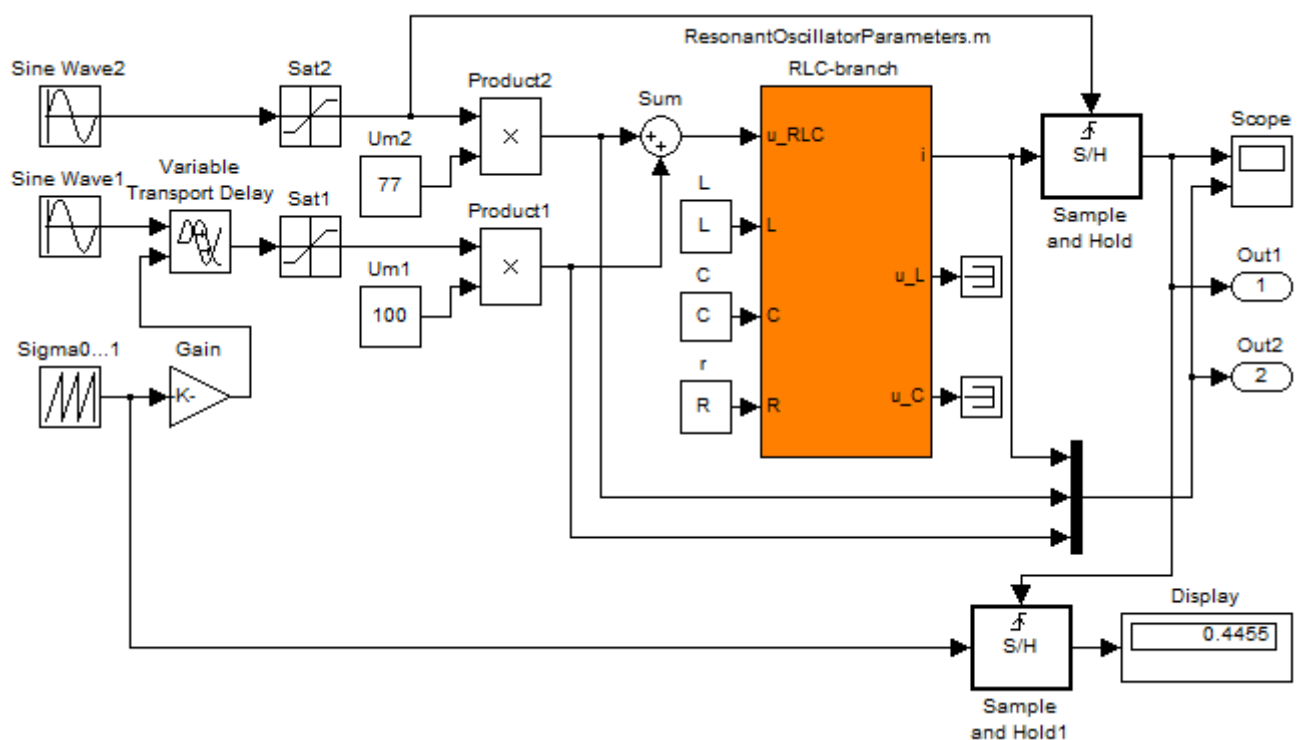


Рис.4.10. Схема моделі двогенераторного резонансного осцилятора з фіксацією умов узгодження фази напруги ч струму другого еквівалентного генератора: RLC-branch – структурна модель резонансного ланцюга РЛ

Нижче наведено файл завдання початкових даних і параметрів моделі.

```
%Parameters of Resonant Oscillator
fg_rel=1.25; % Relative Working Frequency
Q=7; %Qualitat of Contur
L=0.7e-3; C=10e-6; R=sqrt(L/C)/Q; %Main Contur
disp ('~~~~~PARAMETERS~~~~~');
disp (sprintf('Resonant elm R, L, C: %g, %g, %g',R, L, C));
w0=1/sqrt(L*C); w1=w0*sqrt(1-1/(4*Q^2)); wg=w1*fg_rel;
f0=w0/(2*pi); f1=w1/(2*pi); fg=wg/(2*pi);
```

Модель на рис.4.10 складається із моделей керованих генераторів, резонансного ланцюга РЛ і схеми реєстрації сигналів. Моделі керованих генераторів складаються з генераторних блоків Sine Wave1-2, обмежувачів сигналів Sat1-2, констант-блоків Um1-2, помножувачів Product1-2. Номери блоків відповідають номерам еквівалентних генераторів EG1 і EG2 схеми заміщення на рис.4.1. Сигнал синусоїдальної форми з амплітудою 100 одиниць проходить через обмежувач в діапазоні  $-1...1$  і перетворюється в сигнал з близькою до прямокутної форми. Потім цей квазі-прямокутний сигнал помножується на значення відповідної амплітуди Um1 або Um2. Можна було б реалізувати моделі генераторів на основі генераторних блоків з прямокутними сигналами. Але, як показали експерименти, при розрахунках процесів таке розв'язання призводить до більших погрешностей розрахунків внаслідок більшої жорсткості моделі. Модель з квазі-прямокутними сигналами розраховується з меншими варіаціями розрахункового кроку і є достатньо наближеною до моделі з прямокутними сигналами генераторів.

Структурну модель резонансного ланцюга на рис.4.11 побудовано згідно рівнянь для резонансного осцилятора (2.13) і (2.14) на основі інтегральних блоків з нульовими початковими умовами:  $i = \frac{1}{L} \int_0^t u_L dt$ ,  $u_L = u_{RLC} - iR - u_C$ ,  $u_C = \frac{1}{C} \int_0^t i dt$ .

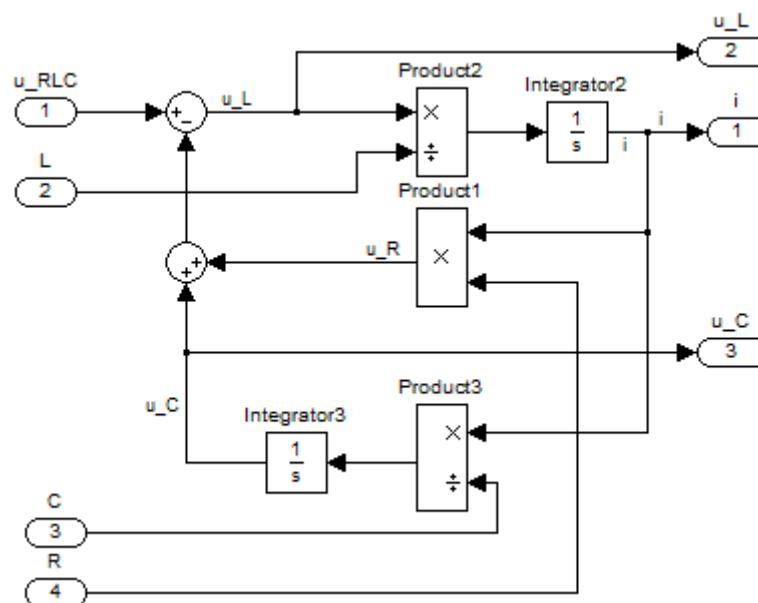


Рис.4.11. Структурна модель резонансного ланцюга РЛ – RLC-branch

Параметри елементів  $R$ ,  $L$ ,  $C$  резонансного ланцюга RLC-branch задаються зовнішніми сигналами, що дає можливість змінювати їх в ході моделювання. В даній моделі на рис.4.10 ці параметри є постійними.

Для варіації фази використовується генератор задаючого лінійно-наростаючого сигналу Sigma0...1, блок змінної затримки Variable Transport Delay сумісно з пропорційним блоком Gain, Лінійно-наростаючий сигнал в діапазоні 0...1 задає зміщення напруги першого еквівалентного генератора в долях періоду коливань відносно напруги другого генератора. Часова затримка сигналу розраховується множенням відносного зсуву на коефіцієнт  $2\pi/\omega_g$ . Швидкість зміни задаючого лінійно-наростаючого сигналу встановлена достатньо низькою, щоб процеси моделі були близькі до процесів в стаціонарних режимах. В ході моделювання за допомогою блоку ПВЗ Sample and Hold фіксуються значення струму контуру в моменти переходу через нуль позитивних фронтів напруги другого еквівалентного генератора. Послідовність значень струму на виході ПВЗ при поступовій зміні задаючого сигналу теж поступово змінюється по величині і в якийсь момент перетинає нульове значення. При цьому струм і напруга другого еквівалентного генератора стають узгодженими – протифазними, коли генератор приймає енергію як діодний випрямляч. В цей момент спрацьовує ПВЗ Sample and Hold1, який фіксує значення задаючого сигналу відносного зсуву між напругами еквівалентних генераторів. На діаграмі (1) на рис.4.12 наведено графік значень стаціонарного струму  $I_{sB}$  в моменти квантування при лінійно-наростаючому відносному зсуві між напругами еквівалентних генераторів моделі резонансного осцилятора на рис.4.10 від 0 до 1 протягом часу 0-0.3с. Блок Display показує зафіксоване значення узгодженого відносного зсуву  $\sigma_v=0.4455$ , який відповідає фазовому зсуву  $\varphi_v=2.8$  рад. В експерименті рис.4.12 встановлено наступні параметри моделі на рис.4.10: Параметри резонансного ланцюга;  $R=1.19523$  Ом,  $L=0.0007$  Гн.,  $C=1e-005$  Ф. Напруга навантаження  $U_q=0.77$ ; добротність  $Q=7$ ; резонансна частота  $f_0=1902.27$  Гц; робоча частота  $f_g=2371.76$  Гц; відносна робоча частота  $f_g^*=1.25$  (ВЧ-діапазон).

На ділянці  $a-b$  з близькими до нуля значеннями стаціонарного струму в моменти фронтів напруги резонансний осцилятор працює подібно до двомостового резонансного перетворювача на рис.4.4. Епюри процесів для цієї ділянки наведено на діаграмі (2) рис. 4.12, по яких видно, що імпульси напруги  $u_b$  протифазні зі коливаннями струму  $i_b$ .

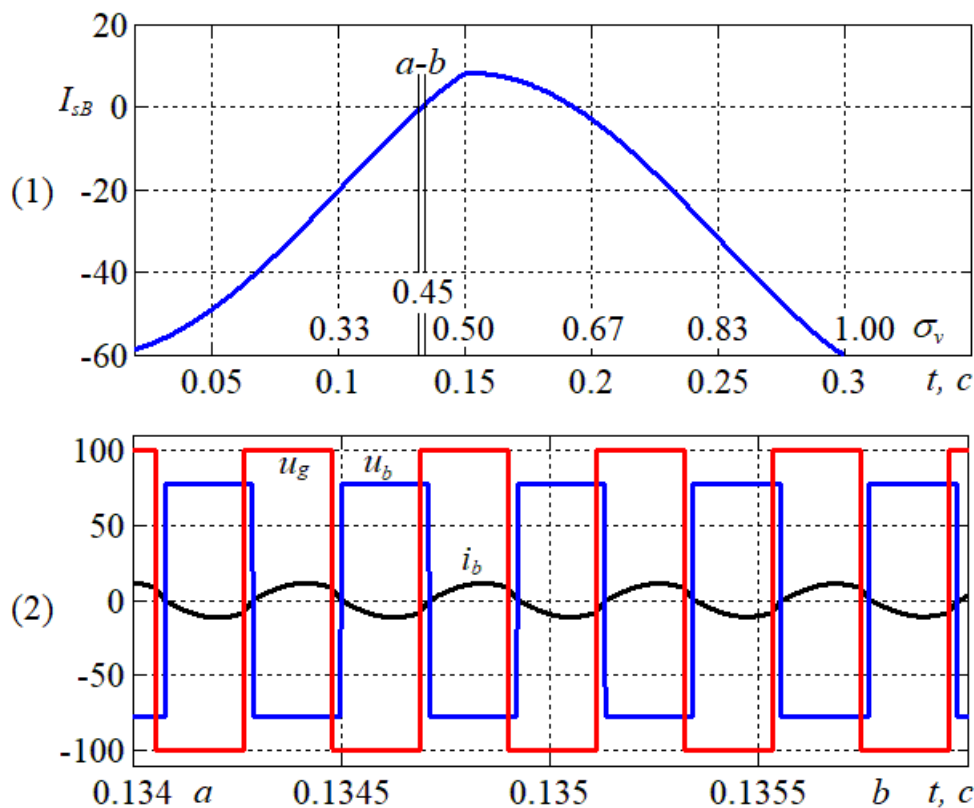


Рис.4.12. Епюри процесів моделі двогенераторного осцилятора

Крива стаціонарного струму  $I_{sB}$  на діаграмі (1) рис.4.12 для  $U_q = 0.77$  на зростаючій ділянці буде близькою до графіку 10 на рис.4.7 для  $U_q = 0.65$  і два рази перетинає вісь абсцис. Перше перетинання графіком струму нуля ( $\sigma_v \approx 0.4455$ ) відповідає протифазним напрузі і струму другого еквівалентного генератора, коли він працює як споживач енергії. Друге перетинання нуля ( $\sigma_v \approx 0.6$ ) відповідає синфазним напрузі і струму цього генератора, коли він працює як джерело енергії. Діапазон значень  $\sigma_v$  для зони  $a-b$  на рис.4.12 з прийнятним узгодженням напруги і струму другого еквівалентного генератора відповідає прийнятному діапазону робочої частоти  $\omega_g$  на рис.4.9 для математичної моделі перетворювача з малими варіаціями параметрів.



#### 4.2.2. Характеристики критичної напруги навантаження

При перевищенні амплітудою напруги другого еквівалентного генератора двогенераторного осцилятора деяких критичних значень  $U_{q\_lim}$  в НЧ-діапазоні робочої частоти крива струму контуру 3 на рис.4.13 на частинах напівперіодів коливань між точками  $a$  і  $b$  викривляється в бік напруги 2 другого еквівалентного генератора, що відповідає відбору енергії від нього. Таким чином, схема заміщення в цілому може в деякій ділянці параметрів процесів суттєво відрізнитися за принципом роботи від реального резонансного перетворювача з залежною від процесів силової схеми комутацією. Наприклад, коли другий еквівалентний генератор замінює в схемі заміщення резонансного перетворювача випрямляч зі сторони його входу, то це буде суперечити принципу роботи випрямляча.

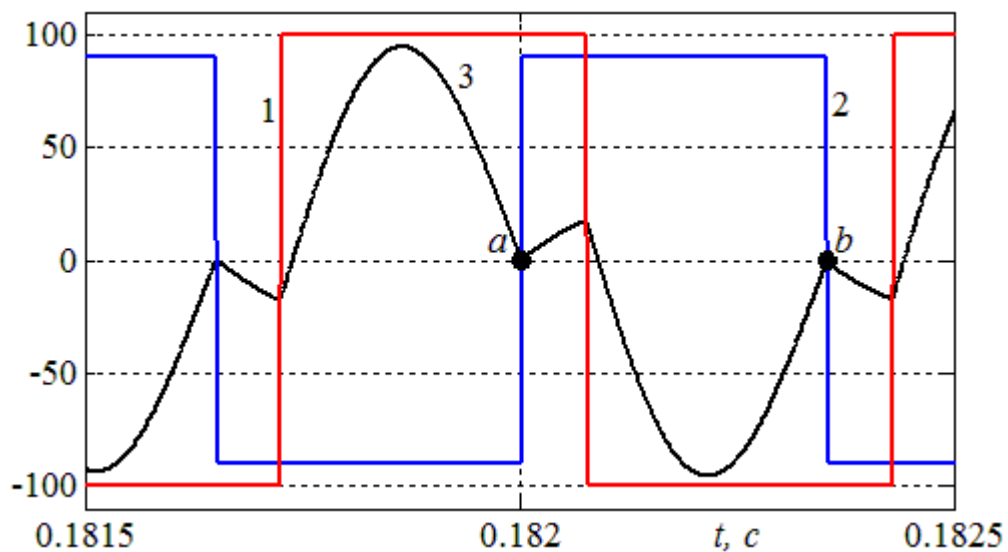


Рис.4.13. Епюри процесів двогенераторного осцилятора при  $U_q > U_{q\_lim}$  в НЧ-діапазоні робочої частоти: графіки: 1 – напруга першого  $u_{g1}$  і 2 – напруга другого еквівалентного генератора  $u_{g2}$ , 3 – струм контуру  $i_{g2}$

В реальній схемі резонансного перетворювача в такому разі при підвищенні напруги навантаження з'являються паузи в струмі контуру, коли струм близький до нуля, як наведено на рис.4.14 на кривій струму 3 між точками  $a$  і  $b$ . Тому потрібно визначити границю  $U_{q\_lim}$ , до якої схема заміщення

відтворює процеси реального резонансного перетворювача, в залежності від параметрів процесів.

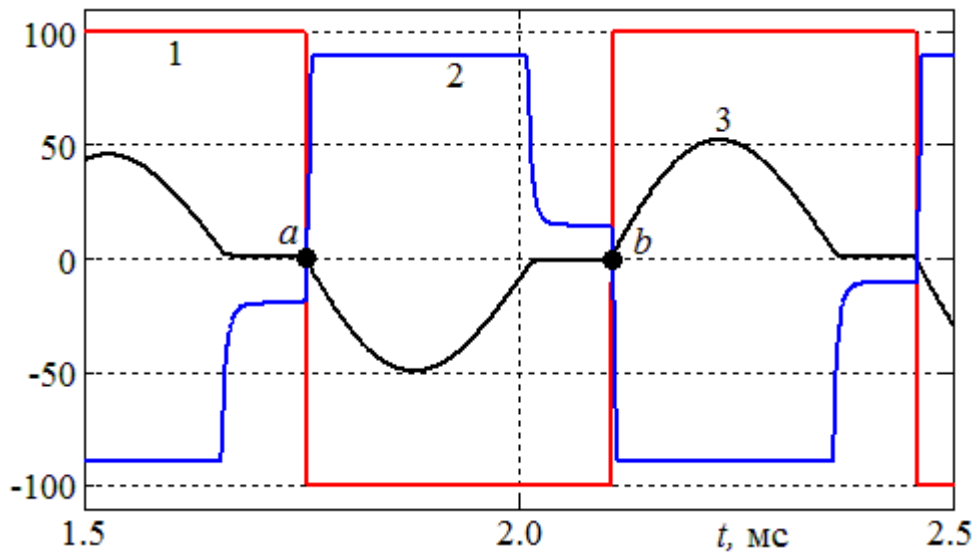


Рис.4.14. Епюри процесів двомостового резонансного перетворювача з діодним випрямлячем при  $U_q > U_{q\_lim}$  в НЧ-діапазоні робочої частоти: 1 – напруга інвертора  $u_g$ , 2 – вхідна напруга випрямляча  $u_b$ , 3 – струм випрямляча  $i_b$

Епюри процесів на рис.4.13 і рис.4.14 були зняті в модельних експериментах з моделлю двогенераторного резонансного осцилятора, подібною до схеми на рис.4.10, і зі структурною моделлю двомостового резонансного перетворювача на рис.4.15 з діодним випрямлячем.

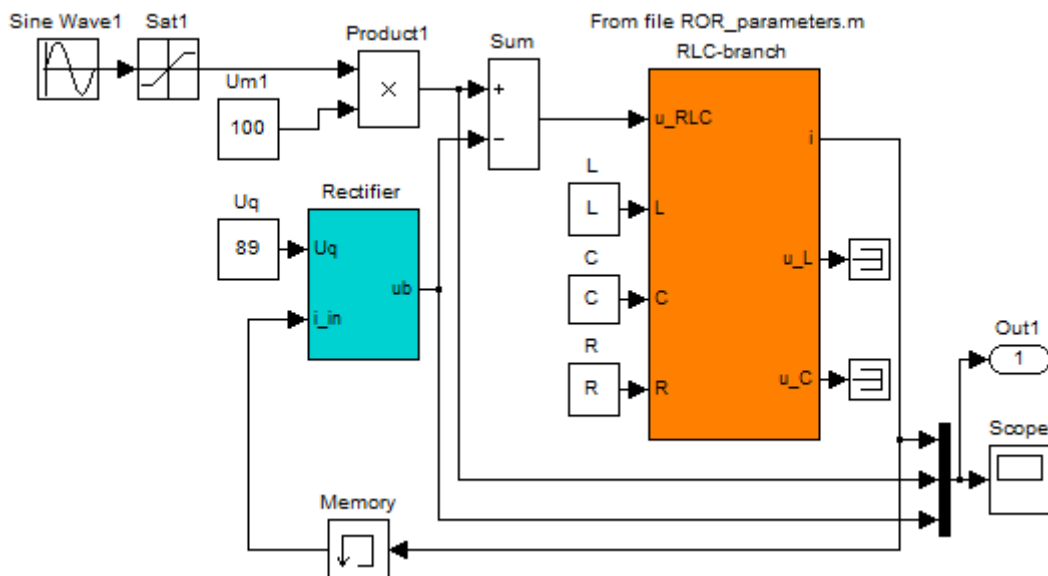


Рис.4.15. Структурна модель двомостового резонансного перетворювача з діодним випрямлячем

Ця модель подібна до моделі резонансного осцилятора на рис.4.13 за винятком того, що замість одного з еквівалентних генераторів використовується структурна модель діодного випрямляча Rectifier, яка наведена на рис.4.16. Діоди випрямляча вважаються ідеалізованими з нульовим прямим і безкінечним зворотним опором та миттєвим комутаційним процесом. Вхідними величинами є вхідний струм випрямляча  $i_b$  і напруга навантаження типу проти-ЕРС  $U_q$ . Передбачається, що на вході випрямляча включено фіктивний паралельний активний опір  $R_p=100$  Ом для перетворення вхідного струму випрямляча у вхідну напругу, яка відкриває діоди. Паралельний опір практично не впливає на роботу схеми в навантаженому режимі. Модель виконує просту комутаційну функцію

$$u_b = \min(|u_{Rp}|, U_q) \cdot \text{sgn}(u_{Rp}), \quad (4.14)$$

де напруга на паралельному резисторі  $u_{Rp} = R_p \cdot i_b$  і напруга навантаження завжди позитивна  $U_q \geq 0$ .

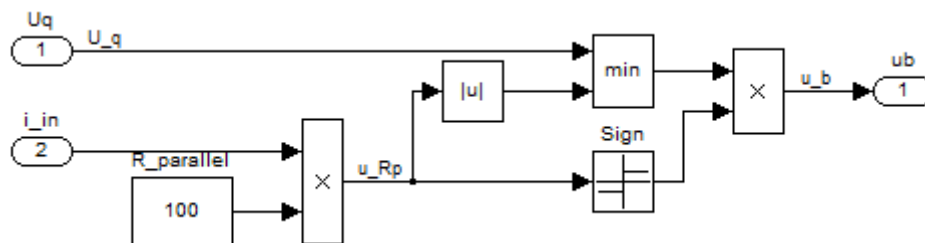


Рис.4.16. Структурна модель ідеалізованого діодного випрямляча

Встановлювалися наступні параметри моделей на рис.4.31 і рис.4.15: Параметри резонансного ланцюга:  $R=1.19523$  Ом,  $L=0.0007$  Гн,  $C=1e-005$  Ф. Напруга навантаження  $U_q=0.9$ ; добротність  $Q=7$ ; резонансна частота  $f_0=1902.27$  Гц; робоча частота  $f_g=1426.7$  Гц; відносна робоча частота  $f_g^*=0.75$  (НЧ-діапазон). Із епюр моделі резонансного осцилятора на рис.4.13 видно, що накладання струмів еквівалентних генераторів призводить до збільшення струму контуру в порівнянні з епюрами резонансного перетворювача на рис.4.14 внаслідок віддачі енергії другим генератором, в той час, коли випрямляч може тільки споживати енергію зі сторони свого входу.

Залежність граничних значень напруги навантаження  $U_{q\_lim}^*$  від добротності контуру  $Q$  представлена на рис.4.17 у відносних одиницях. Коли напруга навантаження двомостового резонансного перетворювача менша за граничну напругу  $U_q < U_{q\_lim}$  у НЧ діапазоні робочої частоти (знаходиться під графіком на рис.4.17), тоді його процеси можуть бути подібними до процесів двогенераторного резонансного осцилятора. У ВЧ-діапазоні робочої частоти вказана подібність процесів для резонансного перетворювача з діодним випрямлячем можлива при значеннях напруги навантаження менших за напругу живлення  $U_q < U_s$ . Точки графіку 1 було отримано із даних модельних експериментів з моделлю резонансного перетворювача на рис.4.15. Графік 2 було визначено в ході числових розрахунків процесів схеми двомостового резонансного перетворювача за наведеними у попередньому параграфі розрахунковими формулами.

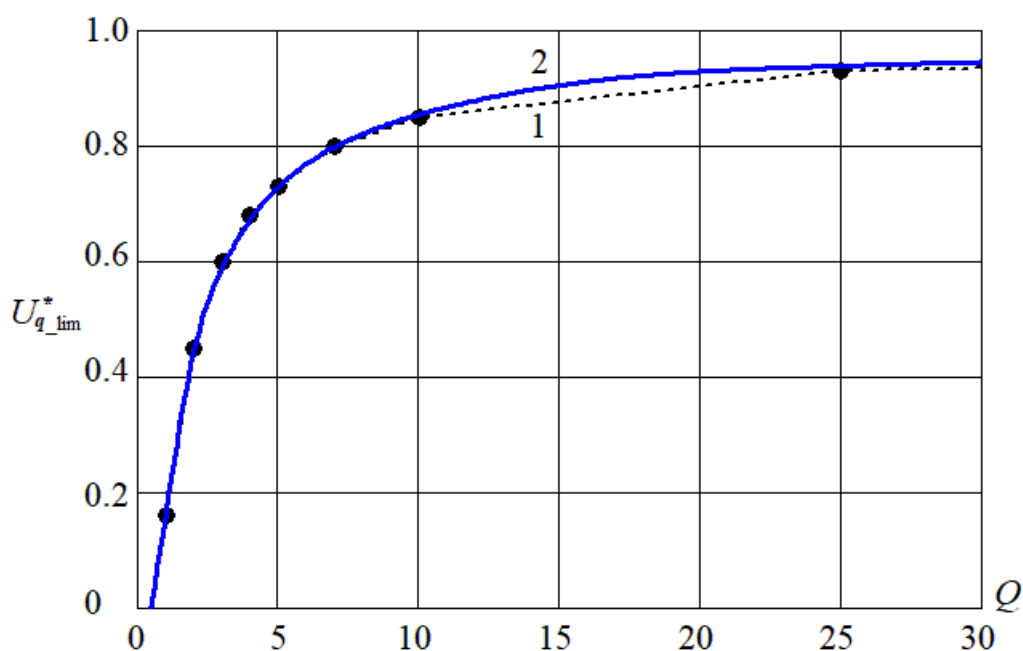


Рис.4.17. Граничні значення напруги навантаження для режиму неперервного струму контуру резонансного перетворювача у ВЧ-діапазоні: графік 1 – експериментальні дані, графік 2 – розраховані дані

Експерименти показали, що гранична напруга навантаження несуттєво змінюється з робочою частотою в діапазоні  $0.5 \cdot \omega_0 \leq \omega_g \leq 1.0 \cdot \omega_0$ . При зростанні

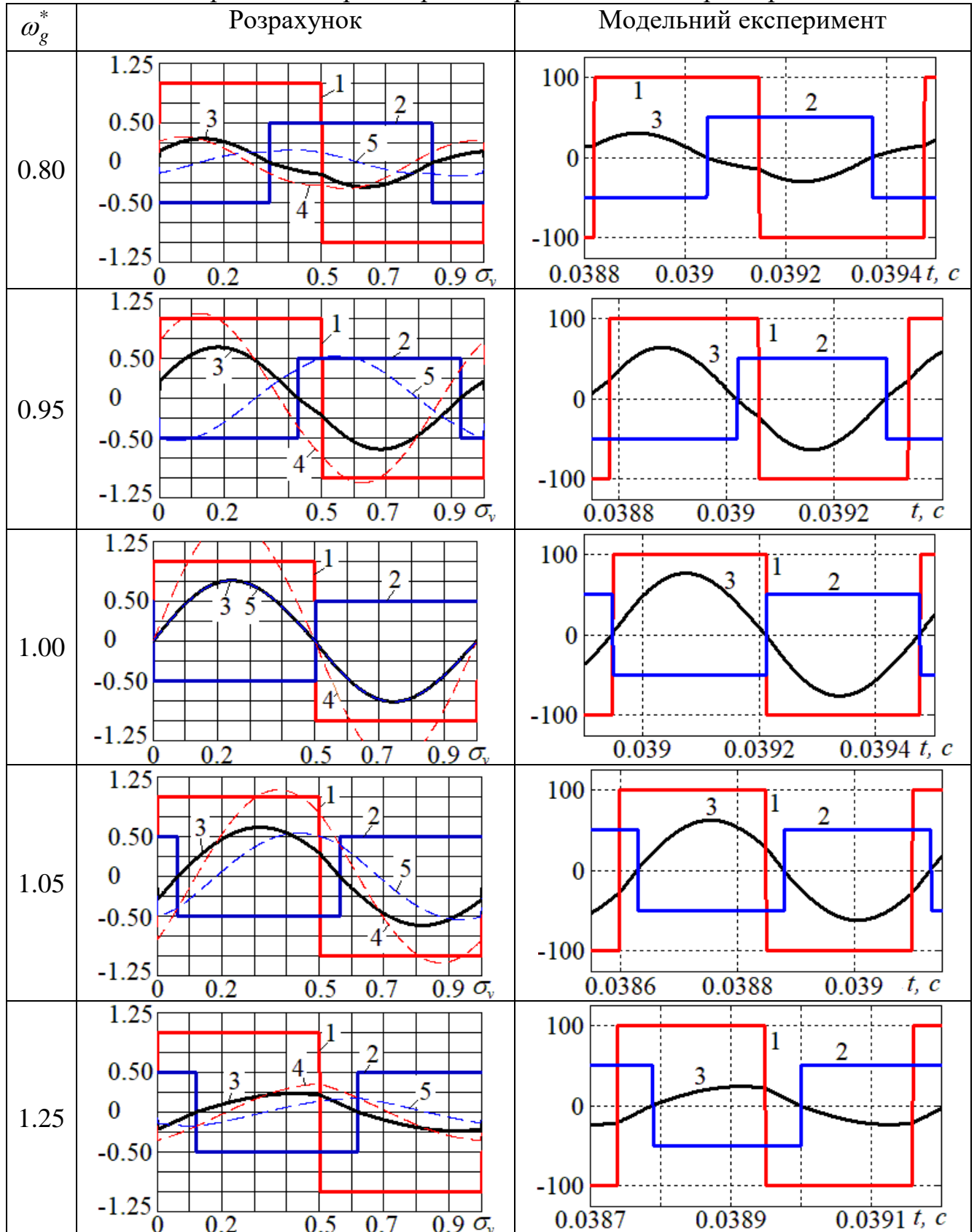
добротності контуру гранична напруга навантаження наближається до напруги живлення перетворювача. Отримані залежності на рис.4.17 можна також розуміти як границю виникнення переривчастого струму контуру резонансного перетворювача з діодним випрямлячем. Для резонансних перетворювачів з повністю керованими мостами – інверторним і випрямним, дані залежності можуть мати місце тільки при певному алгоритмі комутації ( $u-q$ ,  $u+q$ ) [148, 172-174]. Вони можуть використовуватися для визначення області істинності схеми заміщення резонансного перетворювача з еквівалентними генераторами.

4.2.3. Порівняння процесів, розрахованих за допомогою математичної моделі, з результатами імітаційного моделювання

Встановлення істинності теоретичних розрахунків можливе в порівнянні їх результатів з результатами імітаційного моделювання, яке теж засновано на розрахунках, але виконаних іншим способом. Порівняння результатів, отриманих різними способами, дозволяє в першому наближенні перевірити істинність математичних моделей і є необхідним етапом в створенні розрахункових методик та методів.

Для перевірки адекватності математичної моделі резонансного перетворювача, побудованої за методом накладання, доцільно порівняти епюри стаціонарних процесів, отриманих в результаті розрахунків на основі математичної моделі і на основі імітаційного моделювання. Для цього розглянемо часові діаграми процесів для двомостового резонансного перетворювача, отримані із математичної та із імітаційної моделей при подібних вхідних даних. В табл.4.3 наведено графіки стаціонарних процесів двомостового резонансного перетворювача, які отримані в результаті розрахунків по розрахунковим формулам в попередньому параграфі (ліва колонка графіків) і в результаті експериментів імітаційного моделювання з моделлю на рис.4.15 (права колонка графіків) для п'яти робочих частот  $\omega_g^* = \omega_g / \omega_0$ . Тобто наведені в табл.4.3 результати отримано різними способами.

Таблиця 4.3. Епюри стаціонарних процесів резонансного перетворювача



Графіки: 1 – напруга інвертора  $u_g$ , 2 – напруга випрямляча  $u_b$ , 3 – струм контуру  $I_{sB}$ , 4 – складова струму інвертора  $I_{sBG}$ , 5 – складова струму випрямляча  $I_{sBB}$

Розрахунок величин виконувався у відносних одиницях для напруги живлення  $U_s=1$  В і напруги навантаження  $U_q=0.5$  В. Моделювання виконувалось для  $U_s=100$  В і  $U_q=50$  В. Параметри контуру наступні:  $R=0.837$  Ом,  $L=0.0007$  Гн,  $C=1e-005$  Ф. Напруга навантаження  $U_q=0.9$ ; добротність  $Q=10$ ; резонансна частота  $f_0=1902.27$  Гц; робоча частота встановлювалася  $f_g=1521.8$  Гц,  $1807.16$  Гц,  $1902.27$  Гц,  $1997.38$  Гц,  $2377.8$  Гц; відносна робоча частота відповідно становила  $f_g^*=0.80, 0.95, 1.00, 1.05, 1.25$ .

Візуальне порівняння теоретичних і експериментальних епюр в лівій колонці і правій колонках табл.4.3 показує ідентичність графіків процесів, отриманих різними способами. Відносна різниця між приведеними до рівного масштабу результатами розрахунків і результатами моделювання не виходила за межі  $\pm 1\%$  і включає в себе також похибки моделювання. Також проводилися співставлення результатів розрахунків і моделювання процесів для інших режимів роботи резонансного перетворювача, які теж показали добру збіжність. Отже наведені результати говорять про адекватність створеної за методом суперпозиції математичної моделі резонансного перетворювача.

#### **Висновки до розділу 4**

- Математична модель на основі методу суперпозиції описує багатогенераторний резонансний осцилятор, який при певних налаштуваннях еквівалентних генераторів може відтворювати процеси резонансного перетворювача з декількома комутованими джерелами напруги або струму.
- Умови узгодження функції еквівалентного генератора, який моделює підсхему перетворювача з залежною комутацією, визначаються в стаціонарному режимі. Тому узгоджені динамічні моделі резонансних перетворювачів потребують встановлення допустимих діапазонів варіацій величин процесів.
- Порівняння результатів теоретичного аналізу і результатів структурного моделювання в даній роботі є первинним етапом підтвердження правильності математичної моделі. Другий етап – схемне моделювання, третій – натурний експеримент.

## РОЗДІЛ 5

### ДОСЛІДЖЕННЯ ХАРАКТЕРИСТИК РЕЗОНАНСНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА МЕТОДОМ СУПЕРПОЗИЦІЇ

#### 5.1. Схема досліджуваного резонансного перетворювача

В якості об'єкту дослідження методом суперпозиції розглянемо багатоосередковий резонансний перетворювач з послідовним контуром на рис.5.1,а [175, 183], в якій входять резонансний  $LC$ -ланцюг ( $L_r$  і  $C_r$ ),  $N$  подібних вентильних мостів  $V_{11}-V_{14} \dots V_{N1}-V_{N4}$  з джерелами постійних за знаком напруг  $u_1-u_N$  та індуктивностями ( $L_{d1}-L_{dN}$  наведені пунктиром), що за необхідності в ділянці робочій частоті надають джерелам напруг властивостей джерел струмів.

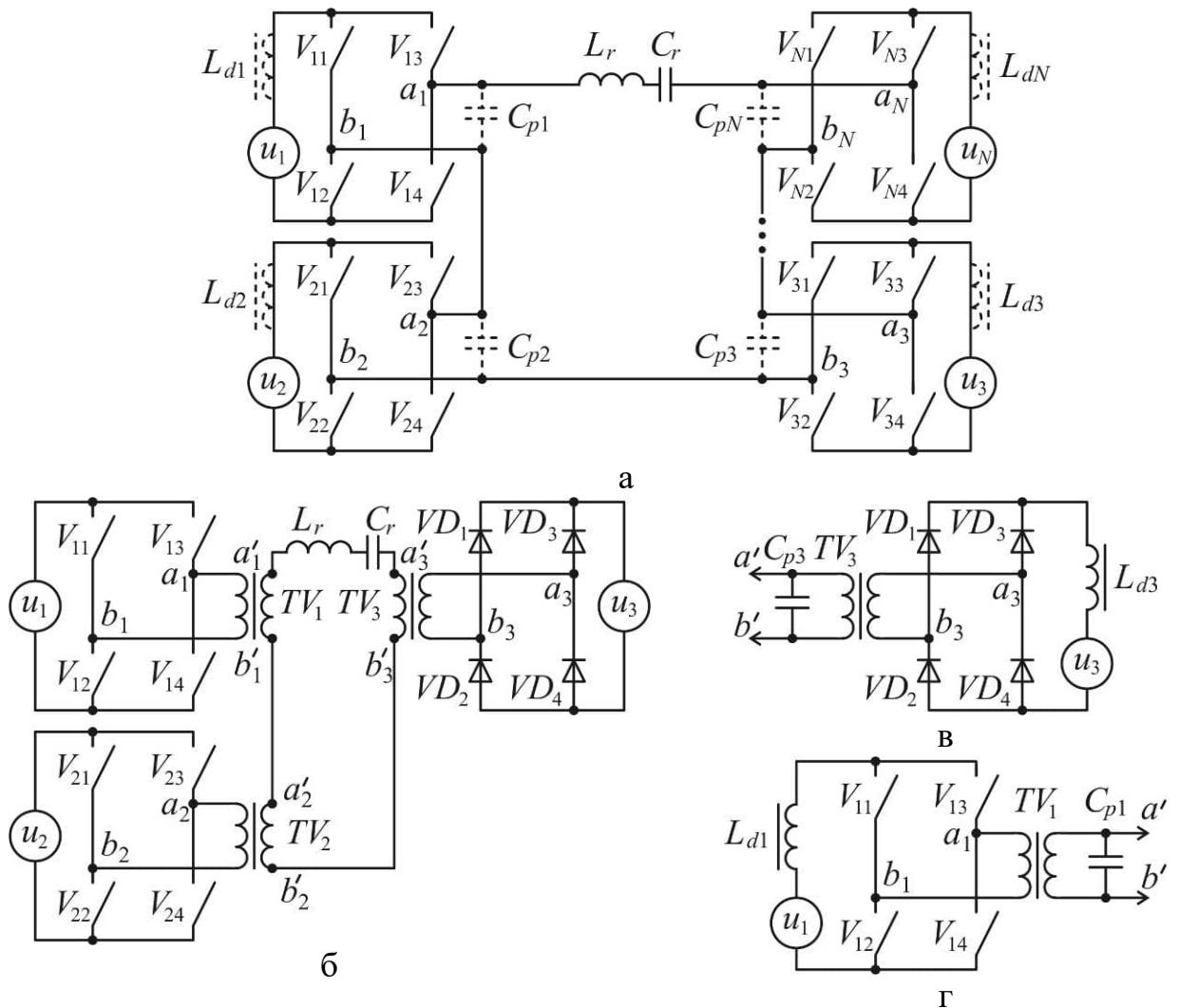


Рис.5.1. Схема послідовного резонансного перетворювача з  $N$  вентильними мостами (а), з трьома мостами (б) і схеми інвертора та випрямляча з згладжуючими індуктивностями та паралельними ємностями (в, г)



В залежності від сполучення фаз діагональних напруг  $u_{ab}$  та струмів  $i_b$  вентильні мости на рис.5.1,а з підключеними до них знакопостійними джерелами  $u_1-u_N$  можуть віддавати енергію підключених джерел в силову схему, або передавати енергію із схеми в підключені джерела. Це відповідатиме інверторному і випрямному режимам роботи мостів. В інверторному режимі роботи вентильні мости можуть виконувати в одному випадку роль інверторів напруги або в іншому випадку – роль інверторів струму з додатковими послідовними індуктивностями ( $L_{d1}-L_{dN}$ ) та паралельними ємностями ( $C_{p1}-C_{pN}$ ). Комутація вентилів кожного моста в стаціонарних режимах роботи перетворювача буде циклічною з виключенням неприпустимих комутацій. Для інвертора напруги неприпустимою комутацією є одночасне включення вентилів стойки, що закорочуватимуть підключене джерело напруги (наприклад, неможна вмикати одночасно  $V_{11}$  і  $V_{12}$  або  $V_{13}$  і  $V_{14}$  першого моста). Для інвертора струму неприпустимою комутацією є одночасне включення суміжних вентилів, що закорочуватимуть паралельні ємності (наприклад, неможна вмикати одночасно  $V_{11}$  і  $V_{13}$  або  $V_{12}$  і  $V_{14}$  першого моста). У випрямному режимі роботи в якості вентилів можуть бути застосовані діоди. Тоді неприпустимі комутації не можуть відбуватися в будь-які моменти часу і можливі тільки в періоди перемикання струмів з одних діодів на інші протягом комутаційних процесів. Але це практично не призводить до аварійних ситуацій, оскільки з одного боку діодний міст відділено від інших мостів як мінімум резонансною індуктивністю. З іншого боку комутаційні процеси досить швидкоплинні і в діодних комутаторах не призводять до наростання аварійних струмів внаслідок розсмоктування надлишкових зарядів в структурах діодів [18, 47, 90].

Резонансний перетворювач на рис.5.1.а може бути заміщений еквівалентною схемою з незмінною структурою. В першому випадку, коли джерела напруг  $u_1-u_N$  безпосередньо підключаються до резонансного контуру вентилями  $V_{11}-V_{14}\dots V_{N1}-V_{N4}$  і в діагоналях мостів (на виходах) створюються знакозмінні напруги  $u_{ab1}-u_{abN}$ , вентильні мости, що представляють собою

інвертори напруги, можуть бути заміщені еквівалентними генераторами змінної напруги прямокутної форми. В другому випадку при наявності додаткових елементів  $L_{d1...N}$  та  $C_{p1...N}$ , що наведені пунктирними лініями, резонансний перетворювач стає послідовно-паралельним. По відношенню до  $x$ -того моста з індуктивністю  $L_{dx}$  на вході (т. з. закритий вхід) додаткова ємність  $C_{px}$  на виході буде паралельною і створюватиме послідовно з основною ємністю  $C_r$  резонансну ємність контуру. Якщо індуктивність  $L_{dx}$  буде відносно великою  $L_{dx} \gg L_r$ ,  $x$ -тий вентиляльний міст буде працювати в режимі інвертора струму і може бути заміщений джерелом змінного струму прямокутної (або близької до прямокутної) форми. Власне всі пасивні елементи, що входять до контуру перетворювача зі сторони змінного струму (це  $L_r$ ,  $C_r$ ,  $C_{p1}-C_{pN}$ ), можна представити у вигляді ЛБП.

Оскільки силова схема на рис.5.1,а може бути представлена схемою заміщення з незмінним ЛБП і  $N$  умовно незалежними джерелами, для аналізу процесів в ній підходить метод суперпозиції. В якості прикладу розглянемо перетворювач системи безперебійного живлення з трьома вентиляльними мостами [188]. В силовій схемі на рис.5.1,б джерело первинного живлення, акумуляторна батарея і споживач електроенергії представлено знакопостійними джерелами напруг  $u_1$ ,  $u_2$  і  $u_3$  відповідно. В загальному випадку припустимо, що інвертори напруги і випрямний міст підключено через три трансформатори напруги  $TV_1$ ,  $TV_2$ ,  $TV_3$  до послідовного резонансного контуру з індуктивністю  $L_r$  і ємністю  $C_r$ . На практиці один або два з цих трансформаторів можуть бути відсутніми. Наприклад, коли відсутній трансформатор  $TV_1$ , трансформатор випрямляча  $TV_3$  конструктивно виконується «резонансним» трансформатором з підвищеною індуктивністю розсіювання [2, 13, 70, 176, 177]. Тобто він виконуватиме функцію трансформатора за рахунок магнітного зв'язку між первинною і вторинною обмотками і функцію резонансного індуктора за рахунок індуктивностей розсіювання. Трансформатор напруги  $TV_2$  служитиме для узгодження напруги

живлення  $u_1$  і напруги акумуляторної батареї  $u_2$ . При відсутності трансформатора  $TV_3$  трансформатори  $TV_1$  і  $TV_2$  виконуються як резонансні. Якщо відсутні трансформатори  $TV_2$  і  $TV_3$ , то трансформатор  $TV_1$  є резонансним і узгоджує напругу живлення  $u_1$  з напругами акумуляторної батареї  $u_2$  і споживача  $u_3$ . В такому разі напруга акумуляторної батареї повинна перевищувати напругу споживача.

Коли напруга джерела живлення  $u_1$  на рис.5.1,а знижується до критичного рівня, живлення споживача відбувається від акумулятора з напругою  $u_2$ . Два інверторних мости на керованих вентилях двонаправленої провідності  $V_{11}-V_{14}$  і  $V_{21}-V_{24}$  з джерелами напруг  $u_1$  і  $u_2$  представляють собою інвертори напруги і дозволяють передавати електроенергію між підключеними до них джерелами напруг і рештою схеми перетворювача в обох напрямках. Випрямний міст на діодах  $VD_1-VD_4$  дозволяє передавати електроенергію тільки від перетворювача в споживач – джерело напруги  $u_3$ . Але керування інверторним мостом  $V_{11}-V_{14}$  повинно відбуватися таким чином, щоб напрям середньої за робочий цикл  $T$  енергії джерела напруги  $u_1$  відповідав віддачі енергії від цього джерела в перетворювач. Джерело напруги  $u_2$  може в різних режимах роботи перетворювача працювати як джерело живлення (робота від акумулятора), так і як споживач електроенергії (заряджання акумулятора). Параметри комутаційних процесів інверторних мостів  $V_{11}-V_{14}$  і  $V_{21}-V_{24}$  головним чином визначаються швидкодією вентилів і напрямком вихідного струму. За даними досліджень і практичного досвіду [178-180] тривалість комутаційних процесів в транзисторних інверторах резонансних перетворювачів триває 30-250нс для малої та середньої потужності (до сотень Ват) і 200нс-10мкс для великих потужностей (одиноці-сотні Кіловат). Це складатиме малі долі періодів комутації (долі-одиноці відсотків). Тому інвертори напруги з ідеалізованими вентилями і ідеальним джерелом напруги зі сторони входу можна замінити зі сторони виходу еквівалентними генераторами напруги прямокутної форми.

Комутаційні процеси випрямного моста  $VD_1$ - $VD_4$  за відсутності трансформатора  $TV_3$ , або коли він ідеальний з безкінечною індуктивністю намагнічування, визначаються тільки швидкістю відновлення запираючих властивостей діодів. Якщо трансформатор  $TV_3$  має кінцеву індуктивність намагнічування, то моменти закривання і відкривання діодів в значній мірі визначаються перерозподілом струмів між діодами і індуктивністю намагнічування трансформатора. Чим менше ця індуктивність намагнічування, тим більший її вплив на час перемикання струму з діодів однієї діагоналі моста на діоди іншої в певних режимах, особливо, коли навантаженням є проти-ЕРС у вигляді акумуляторної батареї, паралельний  $RC$ -ланцюг чи електродвигун постійного струму.

В дослідженнях електромагнітних процесів резонансних  $LLC$ -перетворювачів з високочастотними трансформаторами з підвищеною індуктивністю розсіювання, і, як правило, заниженою індуктивністю намагнічування [2, 23, 28, 110, 181] показано, що тривалість провідності діодів випрямляча може змінюватися в широких межах відносно тривалості робочого циклу. Особливо це проявляється на холостому ході і ближніх до холостого ходу режимах. Також можна припустити, що і в динамічних режимах при скиданні та накиді номінального навантаження виникають серії робочих циклів з суттєво обмеженим часом провідності діодів випрямляча. Тому для визначення меж так званих неперервно-випрямних режимів, коли діоди випрямного моста проводять струм протягом майже всього робочого циклу, треба проводити додаткові експериментальні або теоретичні дослідження. Наразі можна прийняти, що є така мінімально припустима індуктивність намагнічування випрямного трансформатора  $TV_3$ , при якій в аналізованих режимах роботи послідовного РП на рис.5.1,а має місце тільки неперервно-випрямний режим. Отже в неперервно-випрямному режимі випрямний міст можна представити зі сторони входу змінної напруги еквівалентним генератором напруги прямокутної форми.

Вище розглянуто випрямляч з проти-ЕРС або з ємнісним фільтром, який при деяких припущеннях можна замінити джерелом напруги. Слід зазначити, що

випрямляч з індуктивним фільтром на рис.5.1,б можна при обґрунтованих дослідженнями припущеннях представити зі сторони входу джерелом струму, яке споживає електроенергію за умови  $i_{g3} = \text{sign}(i_r) \cdot \text{avg}(|i_r|)$ . Тут позначено  $\text{avg}(|i_r|)$  – середнє значення випрямленого резонансного струму. Для замикання шляху резонансного струму  $i_r$  міст з джерелом струму зашунтований паралельним резонансним конденсатором  $C_{p3}$ .

## 5.2. Схема заміщення

При побудові схеми заміщення послідовного РП на рис.5.2,а треба визначити умови і припущення, які дозволять використати метод суперпозиції:

- Джерело живлення, акумуляторна батарея і споживач електроенергії можна представити ідеальними джерелами знакопостійної напруги або струму.
- Вентилі мостів є ідеалізованими вентилями з лінійними опорами відкритого стану і з нульовим часом перемикання.
- Мости перетворювача можуть перебувати в наступних станах в табл.5.1, де стани вентилів мостів  $V_{jk}$  позначено так: 1 – включений, 0 – виключений. Припустимо, що переходи між станами мостів відбуваються миттєво.

Таблиця 5.1. Стани мостів перетворювача

Стани мостів		1		2		3		4	
Вихідна напруга		$U_j$		$-U_j$		0		0	
$V_{j1}$	$V_{j3}$	1	0	0	1	0	0	1	1
$V_{j2}$	$V_{j4}$	0	1	1	0	1	1	0	0

- Таким чином, інвертори напруги і випрямний міст можна замінити еквівалентними незалежними від процесів схеми генераторами напруги  $u_{g1}$ ,  $u_{g2}$ ,  $u_{g3}$  прямокутної форми. Інвертори струму і випрямляч з індуктивним фільтром заміщуються незалежними від процесів схеми генераторами струму  $i_{g1}$ ,  $i_{g2}$ ,  $i_{g3}$  прямокутної форми.

- Трансформатори перетворювача є лінійними трансформаторами з малими індуктивностями розсіювання і великими індуктивностями намагнічування відносно резонансної індуктивності.

Схема заміщення послідовного резонансного перетворювача на рис.5.2,а представляє собою пасивний  $2N$ -полюсник з основним послідовним  $RLC$ -контуром і підключеними еквівалентними генераторами напруги  $u_{g1}-u_{gN}$ , які з елементами схем заміщення трансформаторів утворюють додаткові  $LR$ -контури (далі просто  $L$ -контури, наприклад,  $j$ -тий  $L$ -контур:  $u_{gj}, r_{sj}, L_{sj}$ ).

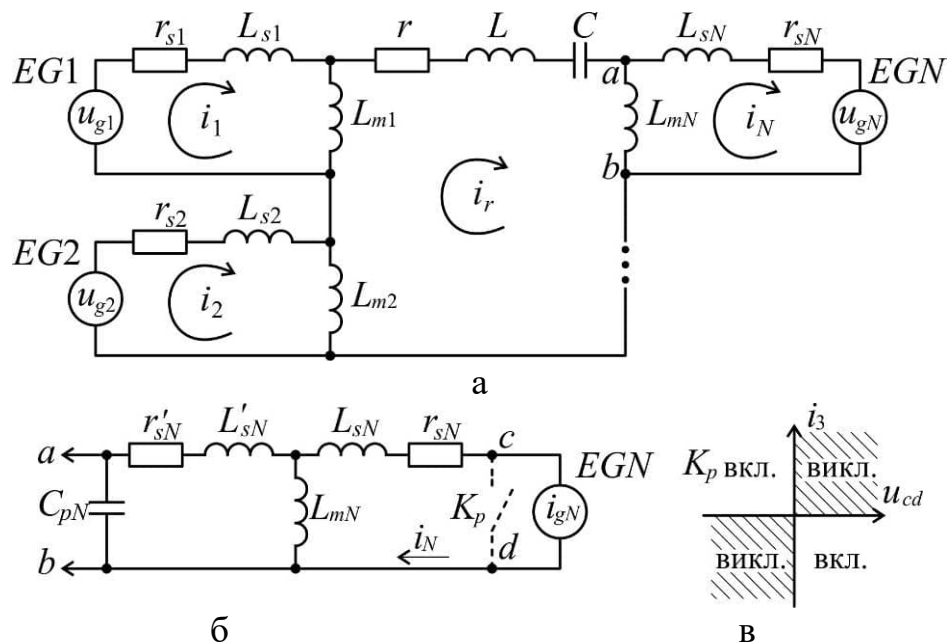


Рис.5.2. Схема заміщення послідовного резонансного перетворювача з  $N$  еквівалентними генераторами напруги і додатковими  $L$ -контурами (а) і схема додаткового  $T$ -контуру з еквівалентним генератором струму (б)

Трансформатори напруги  $TV_1, TV_2, TV_3$  (рис.5.1) заміщено лінеаризованими  $T$ -образними схемами з параметрами первинної і вторинної сторони (зі штрихом):  $r_s$  і  $r'_s$  – послідовні активні опори обмоток,  $L_s$  і  $L'_s$  – індуктивності розсіювання,  $L_m$  – індуктивність намагнічування. Опори відкритих вентилів  $r_{Vji}$  перетворювача на рис.5.1 можна віднести до активних опорів первинних обмоток  $r_{sj}$  схеми заміщення на рис.5.2. Резонансний  $RLC$ -ланцюг містить в своїх елементах також і активні опори та індуктивності розсіювання вторинних обмоток зі схем заміщення трансформаторів:

$$r = \sum_{j=1}^N r'_{sj} + r_r, \quad L = \sum_{j=1}^N L'_{sj} + L_r, \quad C = C_r.$$

Додаткові  $L$ -контури поєднані з основним резонансним  $RLC$ -контуром через індуктивності намагнічування трансформаторів  $L_{mj}$ . На рис.5.2,б наведено додатковий контур з еквівалентним генератором струму, який заміщує випрямляч з індуктивним фільтром на рис.5.1,б. Якщо припустити, що фільтруючий дросель (рис.5.1,б) має велику індуктивність  $L_d \rightarrow \infty$ , то струм дроселя можна вважати постійним протягом циклу перетворення  $T$ . Отже навантаження заміщується джерелом струму, а випрямляч – еквівалентним генератором прямокутного струму  $i_{gN}$ .

Фіктивний ключ  $K_p$  використовується тільки при числовому моделюванні перетворювача у вигляді схеми заміщення коли заміщуючий генератор струму  $i_{gN}$  стає залежним від знаку напруги а вході випрямного моста. Ключ  $K_p$  слугує для відтворення проміжків замикання випрямного моста, коли струм вторинної обмотки трансформатора випрямляча по модулю менший за струм фільтруючого дроселя і через діоди моста проходить циркуляційний струм. На рис.5.2,в наведена характеристика відкривання ключа  $K_p$ . Коли струм контуру стає рівним струму джерела  $i_N = i_{gN}$  ключ  $K_p$  розмикається і джерело струму споживає енергію. Коли напруга ключа  $u_{cd}$  змінює полярність відносно струму, ключ включається і струм еквівалентного генератора струму замикається через ключ. В математичній моделі резонансного перетворювача с зазначеними вище припущеннями схема заміщення вважається лінійною і фіктивні ключі відносяться до еквівалентних генераторів, тобто є так би мовити їхньою приналежністю. Фіктивний ключ може замикати генератор струму або відключати від ланцюга генератор напруги, але без порушення умов нерозривності струму індуктивності і напруги на ємності.

### 5.3. Математична модель послідовного резонансного перетворювача зі схемою заміщення з $L$ -контурями

Математичну модель лінійної системи доцільно визначати за допомогою операторного методу шляхом розв'язання системи рівнянь, які описують процеси в схемі заміщення резонансного перетворювача.

Концепція – лінійний оператор або матриця операторів з вхідними генераторами та вихідними функціями.

Вирази для узагальненої математичної моделі послідовного РП з лінеаризованою пасивною частиною схеми для додаткових  $L$ -контурів з генераторами напруги. Для  $T$ -контурів з генераторами струму наведено далі.

Напруга на резонансному  $RLC$ -ланцюзі

$$u_{LC} = \sum_j u_{mj} = i_r Z_r = i_r / Y_r .$$

Система рівнянь в операторній формі для контурних струмів силової схеми послідовного РП з одним резонансним контуром і  $N$  додатковими контурами з еквівалентними генераторами має вигляд

$$\begin{cases} i_1 (r_{s1} + s(L_{s1} + L_{m1})) - i_r s L_{m1} = u_1; \\ \dots \\ i_N (r_{sN} + s(L_{sN} + L_{mN})) - i_r s L_{mN} = u_N; \\ - \sum_{j=1}^N i_j s L_{mj} + i_r \left( \sum_{j=1}^N s L_{mj} + r + sL + \frac{1}{sC} \right) = 0. \end{cases} \quad (5.1)$$

Тут позначено  $i_1 \dots i_N$  – струми додаткових контурів з еквівалентними генераторами напруги  $u_1 \dots u_N$ ,  $i_r$  – струм послідовного резонансного контуру,  $r_{s1} \dots r_{sN}$ ,  $L_{s1} \dots L_{sN}$  – послідовні активні опори і індуктивності зі сторони еквівалентних генераторів напруги,  $L_{m1} \dots L_{mN}$  – індуктивності намагнічування,  $r, L, C$  – параметри послідовного резонансного ланцюга.



Запишемо рівняння (5.1) в матричній формі  $\mathbf{A} \cdot \mathbf{Ic} = \mathbf{u}$ , розв'язком якого буде рівняння  $\mathbf{Ic} = \mathbf{A}^{-1} \cdot \mathbf{u}$ , де матриці рівняння для схеми заміщення РП з трьома еквівалентними генераторами напруги (рис.5.1) виражаються наступним чином:

– схемна матриця

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} r_{s1} + s(L_{s1} + L_{m1}) & 0 & 0 & -sL_{m1} \\ 0 & r_{s2} + s(L_{s2} + L_{m2}) & 0 & -sL_{m2} \\ 0 & 0 & r_{s3} + s(L_{s3} + L_{m3}) & -sL_{m3} \\ -sL_{m1} & -sL_{m2} & -sL_{m3} & \left[ s(L_{m1} + L_{m1} + L_{m3}) + \right. \\ & & & \left. + r + sL + \frac{1}{sC} \right] \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

$\mathbf{Ic} = [i_1 \ i_2 \ i_3 \ i_r]^T$  – вектор контурних струмів послідовного РП,

$\mathbf{u} = [u_1 \ u_2 \ u_3 \ 0]^T$  – вектор еквівалентних генераторів.

Позначивши в матриці схеми (5.2) наступні величини  $Z_j = r_{sj} + s(L_{sj} + L_{mj})$ ,  $X_j = sL_{mj}$ ,  $X_m = \sum_{j=1}^N X_j$ ,  $Z_r = r + sL + 1/(sC)$ , перепишемо рівняння контурних струмів з розмірністю схемної матриці  $\mathbf{A}$ , рівною кількості контурів схеми послідовного РП

$$\mathbf{A} \cdot \mathbf{Ic} = \mathbf{u},$$

$$\left[ \begin{array}{cc|cc} Z_1 & 0 & 0 & -X_1 \\ 0 & Z_2 & 0 & -X_2 \\ \hline 0 & 0 & Z_N & -X_N \\ -X_1 & -X_2 & -X_N & X_m + Z_r \end{array} \right] \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_N \\ i_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_N \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (5.3)$$

і його розв'язок в загальному вигляді

$$\mathbf{Ic} = \mathbf{A}^{-1} \cdot \mathbf{u},$$

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_N \\ i_4 \end{bmatrix} = \left[ \begin{array}{cc|cc} Y_{11} & Y_{12} & Y_{1N} & Y_{1r} \\ Y_{21} & Y_{22} & Y_{2N} & Y_{2r} \\ \hline Y_{31} & Y_{32} & Y_{3N} & Y_{3r} \\ Y_{r1} & Y_{r2} & Y_{r3} & Y_{Nr} \end{array} \right] \cdot \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_N \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (5.4)$$

де  $i_{jk} = Y_{jk}u_k$  – складова струму  $j$ -го контуру, викликаного  $k$ -тим еквівалентним генератором,  $i_j = \sum_{k=1}^N i_{jk} = \sum_{k=1}^N Y_{jk}u_k$  – повний струм  $j$ -го контуру,  $Y_{jk}$  – частинна провідність від  $k$ -того еквівалентного генератора в  $j$ -тому контурі,  $\mathbf{A}^{-1} = \text{adj}\mathbf{A} / \det(\mathbf{A})$  – зворотна схемна матриця. Якщо безпосередньо в резонансному контурі теж буде присутній генератор напруги, то його напруга запишеться останнім елементом вектора напруг в рівняннях (5.3) і (5.4).

Таким чином, загальний операторний вираз складової струму контуру послідовного РП матиме вигляд

$$i_{jk}(s) = \frac{a_{jk}(s)}{\det(\mathbf{A}(s))} u_k(s) = Y_{jk}(s) \cdot u_k(s), \quad (5.5)$$

де  $a_{jk}(s)$  – елемент приєднаної матриці  $\text{adj}\mathbf{A}$ ,  $Y_{jk}(s)$  – частинна провідність.

Повний струм  $j$ -го контуру схеми послідовного РП

$$i_j(s) = \frac{A_j(s)}{\det(\mathbf{A}(s))} = \sum_{k=1}^N Y_{jk}(s) \cdot u_k(s), \quad (5.6)$$

де  $A_j(s) = a_{j1}(s) \cdot u_1(s) + a_{j2}(s) \cdot u_2(s) + \dots + a_{jN}(s) \cdot u_N(s)$  – сума елементів  $j$ -того рядка приєднаної матриці  $\text{adj}\mathbf{A}$ , помножених на значення напруги еквівалентних генераторів.

Вирази для рівнянь (5.5) і (5.6) через елементи схем заміщення на рис.5.1, рис.5.2 можна визначити за допомогою символічних перетворень в середовищі *MATLAB*, але ж ці вирази виходять занадто громіздкими. Тому доцільно зводити вирази до загального компактного вигляду з підстановками при необхідності частинних виразів окремих величин.

Отже вираз визначника схемної матриці  $\mathbf{A}$  розмірності  $N+1$  в загальному вигляді буде таким

$$\det(\mathbf{A}_{[N+1]}(s)) = (X_m(s) + Z_r(s)) \cdot \prod_{j=1}^N Z_j(s) - \sum_{j=1}^N \left( X_j^2(s) \cdot \prod_{k=1, k \neq j}^N Z_k(s) \right). \quad (5.7)$$

Для схеми заміщення РП з трьома додатковими контурами (рис.5.2) визначник схемної матриці (5.6) запишеться так (оператор  $s$  в запису опущено для короткості, індекси відповідають номеру додаткового контура)

$$\det(\mathbf{A}_{[4]}) = Z_1 Z_2 Z_3 (X_m + Z_r) - Z_1 Z_2 X_3^2 - Z_1 Z_3 X_2^2 - Z_2 Z_3 X_1^2, \quad (5.8)$$

і для схеми заміщення РП з двома додатковими контурами відповідно

$$\det(\mathbf{A}_{[3]}) = Z_1 Z_2 (X_m + Z_r) - Z_1 X_2^2 - Z_2 X_1^2, \quad (5.9)$$

де  $Z_j = r_{sj} + s(L_{sj} + L_{mj})$ ,  $X_m = \sum_{j=1}^N X_j$ ,  $Z_r = r + sL + 1/(sC)$ ,  $X_j = sL_{mj}$ .

Вирази повних струмів контурів схеми заміщення РП на рис.5.2 згідно з (5.4), (5.5), (5.6) в розгорнутому вигляді

$$\begin{aligned} i_1 &= \left( (Z_2 Z_3 (X_m + Z_r) - Z_2 X_3^2 - Z_3 X_2^2) \cdot u_1 + Z_3 X_1 X_2 u_2 + Z_2 X_1 X_3 u_3 \right) / \det(\mathbf{A}_{[4]}), \\ i_2 &= \left( Z_3 X_1 X_2 u_1 + (Z_1 Z_3 (X_m + Z_r) - Z_1 X_3^2 - Z_3 X_1^2) \cdot u_2 + Z_1 X_2 X_3 u_3 \right) / \det(\mathbf{A}_{[4]}), \\ i_3 &= \left( Z_2 X_1 X_3 u_1 + Z_1 X_2 X_3 u_2 + (Z_1 Z_2 (X_m + Z_r) - Z_1 X_2^2 - Z_2 X_1^2) \cdot u_3 \right) / \det(\mathbf{A}_{[4]}), \\ i_r &= (Z_2 Z_3 X_1 u_1 + Z_1 Z_3 X_2 u_2 + Z_1 Z_2 X_3 u_3) / \det(\mathbf{A}_{[4]}). \end{aligned}$$

Або в компактнішому запису відносно частинних провідностей

$$i_1(s) = (Y_{11}(s) \cdot u_1(s) + Y_{12}(s) \cdot u_2(s) + Y_{13}(s) \cdot u_3(s)) / \det(\mathbf{A}_{[4]}(s)), \quad (5.10)$$

$$i_2(s) = (Y_{21}(s) \cdot u_1(s) + Y_{22}(s) \cdot u_2(s) + Y_{23}(s) \cdot u_3(s)) / \det(\mathbf{A}_{[4]}(s)), \quad (5.11)$$

$$i_3(s) = (Y_{31}(s) \cdot u_1(s) + Y_{32}(s) \cdot u_2(s) + Y_{33}(s) \cdot u_3(s)) / \det(\mathbf{A}_{[4]}(s)), \quad (5.12)$$

$$i_r(s) = (Y_{41}(s) \cdot u_1(s) + Y_{42}(s) \cdot u_2(s) + Y_{43}(s) \cdot u_3(s)) / \det(\mathbf{A}_{[4]}(s)). \quad (5.13)$$

Вирази (5.10-5.13) представляють собою динамічну модель послідовного РП для миттєвих напруг і струмів контурів еквівалентної схеми на рис.5.1 і схеми заміщення на рис.5.2. Вхідні величини – напруги еквівалентних генераторів  $u_1, u_2, u_3$ , вихідні величини – контурні струми  $i_1, i_2, i_3, i_r$ . Якщо потрібно визначити операторну напругу будь-якого пасивного елемента або ланцюга, треба його операторний опір помножити на суму відповідних струмів (для елементів, що належать до двох контурів), або на відповідний контурний струм. Потім визначити оригінал зображення точними або наближеними методами.

#### **5.4. Дослідження статичних характеристик резонансного перетворювача**

##### **5.4.1. Перший варіант дослідження статичних характеристик**

Використання методу суперпозиції, як зазначалося вище, доцільне для симетричної лінеаризованої схеми резонансного перетворювача з ідеалізованими ключами на рис.5.3 [22, 33, 36]. Дана двомостова схема подібна до реальних схем резонансного перетворювача при наступних припущеннях. Еквівалентні джерела постійних напруг  $U_s$  і  $U_q$  заміщують відповідно джерело живлення і навантаження-споживач електроенергії. При розрахунках статичних характеристик припускається, що параметри еквівалентних джерел постійні й перетворювач працює в стаціонарному режимі з незмінною регулюючою величиною і збурюючими впливами. Тоді процеси в силовій схемі можна вважати встановленими (стаціонарними) з періодичними складовими, миттєві значення яких повторюються із періоду в період. При розрахунках динамічних характеристик припускається, що параметри еквівалентних джерел можуть змінюватися повільно з частотним спектром, що лежить нижче за можливі робочі частоти резонансного перетворювача. Наприклад, джерело постійної напруги може бути джерелом низькочастотної або повільно змінної напруги. Еквівалентний генератор високочастотних коливань, заміщуючий інвертор з цим джерелом, буде модулюватися по амплітуді.

Коли перетворювач працює з пульсуючою вхідною напругою, яка походить з випрямленої напруги мережі живлення, робоча частота (або частота перетворення) повинна бути настільки високою, щоб змінами значень еквівалентних джерел протягом одного періоду робочої частоти можна було б знехтувати і вважати значення напруги живлення і навантаження перетворювача протягом періоду перетворення постійними.

При періодичній комутації за певними алгоритмами ключів К1-К8 можлива тривале передавання енергії від джерела  $U_s$  до джерела  $U_q$  в нормальних режимах роботи і від  $U_q$  до  $U_s$  в реверсних режимах роботи (якщо ключі обох мостів можуть проводити струми в обох напрямках). Припустимо, що часові проміжки замикання та розмикання усіх ключів схеми визначаються системою управління і тому управління ключами вважається незалежним.

В нормальних режимах роботи ключі К1-К4 належать до мостового інвертора напруги, а ключі К5-К8 – до синхронного випрямляча. При періодичному почерговому включенні пар ключів К1, К4 і К2, К3 створюється змінна напруга  $u_s$  прямокутної форми. Припустимо, що спочатку напруга споживача  $U_q$  дорівнює нулю і через декілька робочих циклів зростає. Пари ключів К5, К8 і К6, К7 замикаються і розмикаються з тією ж частотою, що ключі К1-К4. Тоді в контурі, створеному резонансним  $RLC$ -ланцюгом і мостом К1-К4, джерелом  $U_s$  і мостом К5-К8 та джерелом  $U_q$  виникне змінний струм  $i_r$ . Можна підібрати такі алгоритми комутації ключів з робочою частотою  $f_g$ , щоб середній струм  $I_s$  через джерело живлення  $U_s$  протікав згідно, що відповідає відбору енергії, а струм  $I_q$  через споживач  $U_q$  – зустрічно, що відповідає поповненню енергії в споживач. Тоді, наприклад, при різних значеннях напруги споживача  $U_q$  можна обрахувати значення струму  $I_q$  методом суперпозиції і визначити його залежність від напруги – статичну вихідну характеристику.

Для демонстрації використання методу суперпозиції доцільно розглянути простий алгоритм комутації ключів, при якому еквівалентні джерела

підключаються до контуру схеми на рис.5.3 по черзі з різними полярностями. Цей алгоритм виключає пряме передавання енергії від джерела  $U_s$  споживачеві  $U_q$  й за рахунок резонансного ланцюга робить передавання енергії дозованим. Тому вихідні характеристики даного резонансного перетворювача, як і інших перетворювачів з дозованим передаванням енергії [83, 182-184], будуть м'якими.

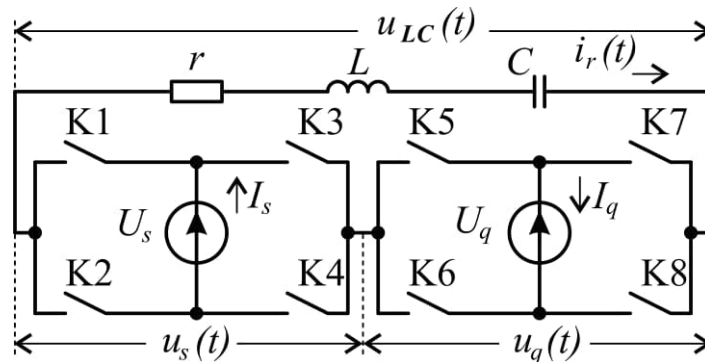


Рис.5.3. Схема розрахункового послідовного резонансного перетворювача

При почерговому підключенні до контуру еквівалентних джерел напруги  $U_s$  і  $U_q$  на рис.5.3 існують дві різні послідовності комбінацій джерел (ПКД), які записуються так: синфазна ПКД-1 ( $U, q; -U, -q$ ) і протифазна ПКД-2 ( $U, -q; -U, q$ ). Тут позначено відносні напруги:  $U = U_s / U_{s\_nom}$  – відношення середнього значення за період перетворення напруги джерела живлення до її номінального значення,  $q = U_q / U_{s\_nom}$  – відношення середнього значення за період перетворення напруги навантаження до номінального значення. У таблицях 5.2 і 5.3 записані комбінації еквівалентних джерел напруг, значення напруги  $u_{LC}(t) = u_s(t) + u_q(t)$  й алгоритми включення ключів для обох ПКД.

Таблиця 5.2. Синфазна послідовність комбінацій джерел (ПКД)

Номер комбінації	Підключені джерела напруг		Напруга $u_{LC}$	Включені ключі
	$U_s$	$U_q$		
0	0	0	0	K1, K3, K5, K7
1	1	0	$U_s$	K1, K4, K5, K7
2	0	1	$U_q$	K1, K3, K5, K8
3	-1	0	$-U_s$	K2, K3, K6, K8
4	0	-1	$-U_q$	K2, K4, K6, K7

Таблиця 5.3. Протифазна послідовність комбінацій джерел (ПКД)

Номер комбінації	Підключені джерела напруг		Напруга на резонансному ланцюзі $u_{rLC}$	Включені ключі
	$U_s$	$U_q$		
0	0	0	0	K1, K3, K5, K7
1	1	0	$U_s$	K1, K4, K5, K7
2	0	-1	$-U_q$	K2, K4, K6, K7
3	-1	0	$-U_s$	K2, K3, K6, K8
4	0	1	$U_q$	K1, K3, K5, K8

На рис.5.4 наведені комутаційні функції  $\psi_s(t)$ ,  $\psi_q(t)$  еквівалентних джерел напруг і запис цих функцій у вигляді східчастих складових  $\mathbf{1}(\varepsilon) = (\text{sgn}(\varepsilon) + 1)/2$ , де  $\varepsilon = t_c/T = 0 \dots 1$  – відносна частина і  $t_c$  – внутрішній час періоду перетворення  $T = 2\pi/\omega_g$ ,  $\omega_g$  – робоча частота перетворення.

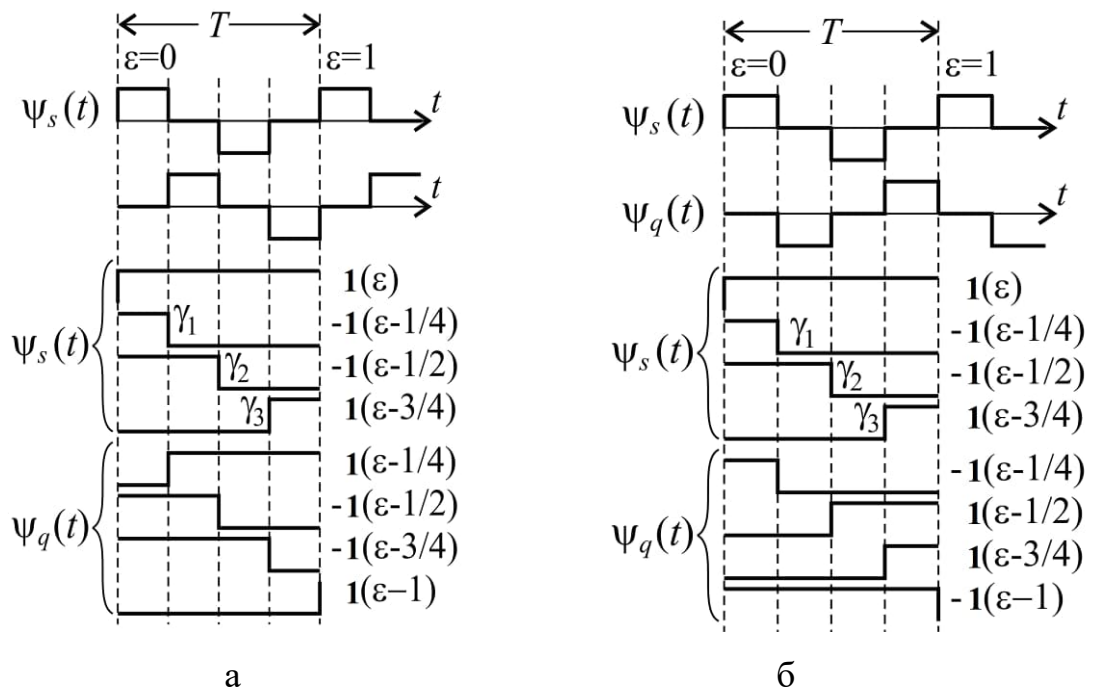


Рис.5.4. Комутаційні функції і їх східчасті складові: а - ПКД-1, б – ПКД-2

Ідея вдосконаленого методу суперпозиції полягає у визначенні залежностей струмів еквівалентних джерел від регулюючих та збуджуючих величин в статичі та в динаміці за допомогою визначення елементарних складових струму силового ланцюга перетворювача. Кожна  $n$ -а елементарна

складова струму викликана східчастою складовою напруги виду  $u_n(t) = U_n \sum_k \mathbf{1}(t - kT)$  при  $k \rightarrow \infty$ , прикладеною до резонансного ланцюга перетворювача. Сума східчастих складових напруги дорівнює напрузі на резонансному ланцюзі перетворювача  $u_{LC}(t) = \sum u_n(t)$ . Оскільки східчасті функції напруг подібні одна до одної й відрізняються тільки величинами ступенів і фазами, то й викликані ними функції елементарних струмів також будуть подібні одна до одної і будуть мати однакові вирази з різними коефіцієнтами. Для побудови математичної моделі треба знайти один загальний вираз всіх елементарних складових стаціонарного струму. Для цього визначимо перехідну функцію струму  $i(s) = u_g(s) \cdot Y_{res}(s)$  резонансного ланцюга згідно зі схемою на рис.5.3 у вигляді зображення  $h_i(s) = (1/s)Y_{res}(s)$ , де  $Y_{res}(s) = sC / (s^2 LC + srC + 1)$  – операторна провідність,  $r$  – опір втрат, і також у вигляді оригіналу

$$h_i(t) = e^{-\lambda t} (1/(\omega_1 L)) \sin(\omega_1 t), \quad (5.14)$$

що представляє собою загасаючі коливання струму контуру, викликані одним ступенем напруги. Тут позначено  $\lambda = r/2L$  – фактор загасання,  $\omega_0 = \sqrt{1/LC}$  – частота резонансу,  $\omega_1 = \omega_0 \sqrt{1 - 1/4Q^2}$  – частота вільних коливань,  $Q = (1/r)\sqrt{L/C}$  – добротність контуру.

З оригіналу (5.14) одержимо дискретне зображення перехідної функції струму  $h_i(t) \Rightarrow h_i(kT + \varepsilon T) \Rightarrow h_i(z, \varepsilon)$  зі зсувом  $\varepsilon = 0 \dots 1$

$$h_i(z, \varepsilon) = \frac{e^{-\lambda \varepsilon T}}{\omega_1 L} \cdot \frac{ze^{-\lambda T} [\cos(\omega_1 \varepsilon T) \cdot \sin(\omega_1 T) - \sin(\omega_1 \varepsilon T) \cdot \cos(\omega_1 T)] + z^2 \sin(\omega_1 \varepsilon T)}{z^2 - 2ze^{-\lambda T} \cos(\omega_1 T) + e^{-2\lambda T}}. \quad (5.15)$$

Зображення елементарної складової струму має вигляд

$$i(z, \varepsilon) = u_{stp}(z) \cdot h_i(z, \varepsilon), \quad (5.16)$$

де  $u_{stp}(z) = z/(z - 1)$  – зображення послідовності імпульсів, що відповідають тут послідовності ступенів напруги виду



$$\text{lad}(t) = \sum_k \mathbf{1}(t - kT), \quad (5.17)$$

які викликають ряд перехідних функцій струму  $i(t) = \sum_k h_i(t - kT)$ . У формулі (5.16) зображення  $h_i(z, \varepsilon)$  виконують роль вагових функцій. Стаціонарна складова  $i_\omega(\varepsilon)$  являє собою струм, також викликаний східчасто наростаючою напругою (5.17) з дискретним зображенням  $\text{lad}(z) = z^2 / (z - 1)^2$ . Зображення струму дорівнює добутку зображень напруги  $\text{lad}(z)$  й вагової функції контуру  $v_i(z)$ :  $i_{stp}(z) = \left[ z^2 / (z - 1)^2 \right] \cdot v_i(z)$ . Оскільки по визначенню  $h_i(kT) = \sum_{n=0}^k v_i(nT)$  або  $h_i(z) = \left[ z / (z - 1) \right] v_i(z)$ , приходимо до виразу (5.16)  $i(z, \varepsilon) = \left[ z / (z - 1) \right] h_i(z, \varepsilon)$ , що дозволяє знайти загальне вираз елементарної складової стаціонарного струму  $i_\omega(\varepsilon)$  даного перетворювача за допомогою теореми про кінцеве значення

$$i_\omega(\varepsilon) = \lim_{k \rightarrow \infty} i(kT + \varepsilon T) \Rightarrow \lim_{z \rightarrow 1} ((z - 1) / z) i(z, \varepsilon) = \lim_{z \rightarrow 1} h_i(z, \varepsilon)$$

$$i_\omega(\varepsilon) = \frac{e^{-\lambda \varepsilon T}}{\omega_1 L} \cdot \frac{e^{-\lambda T} [\cos(\omega_1 \varepsilon T) \cdot \sin(\omega_1 T) - \sin(\omega_1 \varepsilon T) \cdot \cos(\omega_1 T)] + \sin(\omega_1 \varepsilon T)}{1 - 2e^{-\lambda T} \cos(\omega_1 T) + e^{-2\lambda T}}. \quad (5.18)$$

Потім з використанням (5.19) записуються циклічні складові для кожної  $n$ -ої ступені на рис.5.4 з урахуванням її зміщення  $\gamma_m$  щодо границь періоду перетворення

$$i_{\omega n}(\varepsilon) = (\mathbf{1}(\varepsilon) - \mathbf{1}(\varepsilon - \gamma_m)) \cdot i_\omega(\varepsilon + 1 - \gamma_m) + (\mathbf{1}(\varepsilon - \gamma_m) - \mathbf{1}(\varepsilon - 1)) \cdot i_\omega(\varepsilon - \gamma_m).$$

Загальний стаціонарний струм силового ланцюга перетворювача дорівнює сумі циклічних складових помножених на величини відповідних напруг еквівалентних джерел і розраховується числовими методами на комп'ютері

$$i_r(\varepsilon) = U_1 i_{\omega 1}(\varepsilon) + U_2 i_{\omega 2}(\varepsilon) + \dots + U_N i_{\omega N}(\varepsilon). \quad (5.19)$$

Низькочастотні діючі або середні значення струмів еквівалентних джерел напруг схеми на рис.5.3 можуть бути знайдені інтегруванням загального стаціонарного струму на проміжках провідності цих джерел. Залежності отриманих струмів еквівалентних джерел від потрібних параметрів дозволяють побудувати необхідні статичні характеристики. Слід зазначити, що даний метод придатний тільки для лінійних на міжкомутаційних проміжках схем. Отже,

отримані характеристики будуть в певній мірі ідеалізованими, але їх цінність полягає в з'ясуванні граничних можливостей перетворювача, коли виключені небажані нелінійності елементів силової схеми.

Далі записано порядок визначення залежностей струмів еквівалентних джерел для побудови статичних характеристик.

1. На основі заданих ПКД-1 ( $U, q; -U, -q$ ) і ПКД-2 ( $U, -q; -U, q$ ) будуються комутаційні функції  $\psi_s(t)$ ,  $\psi_q(t)$  на рис.5.4 і східчасті складові. Записуються їхні вирази:

$$\text{- для ПКД-1} \begin{cases} \psi_s(\varepsilon) = \mathbf{1}(\varepsilon) - \mathbf{1}(\varepsilon - \gamma_1) - \mathbf{1}(\varepsilon - \gamma_2) + \mathbf{1}(\varepsilon - \gamma_3), \\ \psi_q(\varepsilon) = \mathbf{1}(\varepsilon - \gamma_1) - \mathbf{1}(\varepsilon - \gamma_2) - \mathbf{1}(\varepsilon - \gamma_3) + \mathbf{1}(\varepsilon - 1), \end{cases} \quad (5.20)$$

$$\text{- для ПКД-2} \begin{cases} \psi_s(\varepsilon) = \mathbf{1}(\varepsilon) - \mathbf{1}(\varepsilon - \gamma_1) - \mathbf{1}(\varepsilon - \gamma_2) + \mathbf{1}(\varepsilon - \gamma_3), \\ \psi_q(\varepsilon) = -\mathbf{1}(\varepsilon - \gamma_1) + \mathbf{1}(\varepsilon - \gamma_2) + \mathbf{1}(\varepsilon - \gamma_3) - \mathbf{1}(\varepsilon - 1), \end{cases} \quad (5.21)$$

де приймемо  $\gamma_1=1/4$ ,  $\gamma_2=1/2$ ,  $\gamma_3=3/4$ .

2. З використанням загального виразу (5.18) елементарної складової стаціонарного струму даного перетворювача записуються вирази циклічних складових струму:

$$\begin{cases} i_{\omega 1}(\varepsilon, \omega_g) = (\mathbf{1}(\varepsilon) - \mathbf{1}(\varepsilon - 1)) \cdot i_{\omega}(\varepsilon, \omega_g), \\ i_{\omega 2}(\varepsilon, \omega_g) = -(\mathbf{1}(\varepsilon) - \mathbf{1}(\varepsilon - \gamma_1)) \cdot i_{\omega}(\varepsilon + 1 - \gamma_1, \omega_g) - (\mathbf{1}(\varepsilon - \gamma_1) - \mathbf{1}(\varepsilon - 1)) \cdot i_{\omega}(\varepsilon - \gamma_1, \omega_g), \\ i_{\omega 3}(\varepsilon, \omega_g) = -(\mathbf{1}(\varepsilon) - \mathbf{1}(\varepsilon - \gamma_2)) \cdot i_{\omega}(\varepsilon + 1 - \gamma_2, \omega_g) - (\mathbf{1}(\varepsilon - \gamma_2) - \mathbf{1}(\varepsilon - 1)) \cdot i_{\omega}(\varepsilon - \gamma_2, \omega_g), \\ i_{\omega 4}(\varepsilon, \omega_g) = (\mathbf{1}(\varepsilon) - \mathbf{1}(\varepsilon - \gamma_3)) \cdot i_{\omega}(\varepsilon + 1 - \gamma_3, \omega_g) + (\mathbf{1}(\varepsilon - \gamma_3) - \mathbf{1}(\varepsilon - 1)) \cdot i_{\omega}(\varepsilon - \gamma_3, \omega_g), \\ i_{\omega 5}(\varepsilon, \omega_g) = (\mathbf{1}(\varepsilon) - \mathbf{1}(\varepsilon - \gamma_1)) \cdot i_{\omega}(\varepsilon + 1 - \gamma_1, \omega_g) + (\mathbf{1}(\varepsilon - \gamma_1) - \mathbf{1}(\varepsilon - 1)) \cdot i_{\omega}(\varepsilon - \gamma_1, \omega_g), \\ i_{\omega 6}(\varepsilon, \omega_g) = -(\mathbf{1}(\varepsilon) - \mathbf{1}(\varepsilon - \gamma_2)) \cdot i_{\omega}(\varepsilon + 1 - \gamma_2, \omega_g) - (\mathbf{1}(\varepsilon - \gamma_2) - \mathbf{1}(\varepsilon - 1)) \cdot i_{\omega}(\varepsilon - \gamma_2, \omega_g), \\ i_{\omega 7}(\varepsilon, \omega_g) = -(\mathbf{1}(\varepsilon) - \mathbf{1}(\varepsilon - \gamma_3)) \cdot i_{\omega}(\varepsilon + 1 - \gamma_3, \omega_g) - (\mathbf{1}(\varepsilon - \gamma_3) - \mathbf{1}(\varepsilon - 1)) \cdot i_{\omega}(\varepsilon - \gamma_3, \omega_g), \\ i_{\omega 8}(\varepsilon, \omega_g) = (\mathbf{1}(\varepsilon) - \mathbf{1}(\varepsilon - 1)) \cdot i_{\omega}(\varepsilon, \omega_g), \end{cases} \quad (5.22)$$

де функція (5.18) залежить й від частоти перетворення  $\omega_g$ , оскільки  $T = 2\pi / \omega_g$ .

3. Вираз стаціонарного струму згідно (5.19) прийме вид

$$\begin{aligned} i_r(\varepsilon, \omega_g, q) = & U(i_{\omega 1}(\varepsilon, \omega_g) + i_{\omega 2}(\varepsilon, \omega_g) + i_{\omega 3}(\varepsilon, \omega_g) + i_{\omega 4}(\varepsilon, \omega_g)) \pm \\ & \pm q(i_{\omega 5}(\varepsilon, \omega_g) + i_{\omega 6}(\varepsilon, \omega_g) + i_{\omega 7}(\varepsilon, \omega_g) + i_{\omega 8}(\varepsilon, \omega_g)), \end{aligned} \quad (5.23)$$

де знак плюс перед другою сумою ставиться для ПКД-1, і знак мінус для ПКД-2. Епюри стаціонарного струму на рис.5.5 розраховані згідно (5.17-5.23) числовими методами для різних значень частоти перетворення  $\omega_g^* = \omega_g / \omega_1$  й добротності контуру  $Q=75$ . Вони досить точно збігаються з даними моделювання силової частини перетворювача й підтверджують правильність розрахунків.

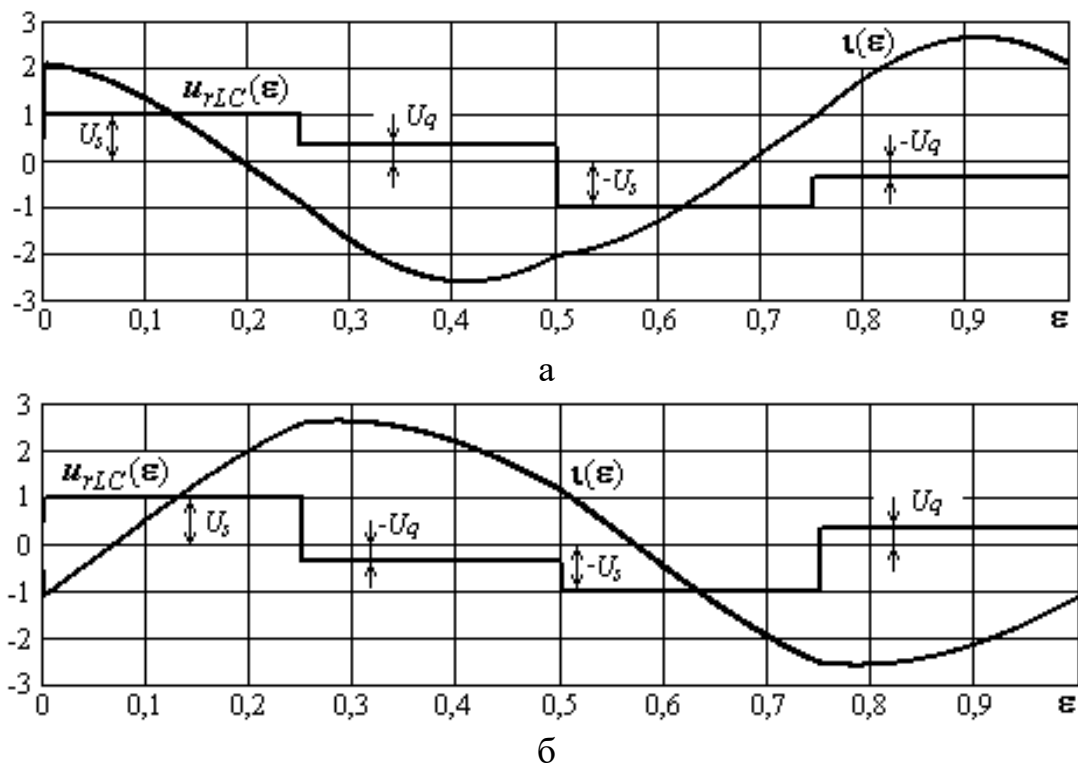


Рис.5.5. Розраховані криві стаціонарного струму контуру перетворювача:  
 а – для ПКД-1 при  $\omega_g^* = 0,83$ , б – для ПКД-2 при  $\omega_g^* = 1,2$

4. Залежності середніх струмів еквівалентних джерел напруги перетворювача визначаються інтегруванням (5.23) на проміжках проходження струму контуру через дані джерела:  $[0 \dots 1/4]$  і  $[1/2 \dots 3/4]$  для джерела електроенергії,  $[1/4 \dots 1/2]$  і  $[3/4 \dots 1]$  для навантаження відповідно до комутаційних функцій (5.20) і (5.21).

Середній струм джерела енергії

$$I_s(\omega_g, q) = \int_0^1 \psi_s(\varepsilon) i_r(\varepsilon, \omega_g, q) d\varepsilon. \quad (5.24)$$

Аналогічно середній струм навантаження

$$I_q(\omega_g, q) = \int_0^1 \psi_q(\varepsilon) i_r(\varepsilon, \omega_g, q) d\varepsilon. \quad (5.25)$$

Згідно виразів (5.24) і (5.25) для  $L=1$ ,  $C=1$ ,  $Q=75$  розраховано зовнішні й регульовальні характеристики перетворювача. Характеристики ККД розраховувалися зі співвідношення потужностей

$$\eta(\omega_g, q) = qI_q(\omega_g, q)/(UI_s(\omega_g, q)). \quad (5.26)$$

На рис.5.6 наведені залежності відносної напруги навантаження  $q$  від середніх струмів джерела живлення  $I_s$  й навантаження  $I_q$  для різних частот перетворення. Знаки цих струмів відповідають напрямкам, позначеним на рис.5.3. Вхідні зовнішні характеристики рис.5.6,а й рис.5.7,а показують залежність між споживаним від джерела живлення струмом і напругою навантаження. Тут негативний струм  $I_s$  відповідає напрямку в позитивний полюс джерела живлення, тобто рекуперації енергії. Позитивний струм – споживанню енергії від джерела живлення.

Вихідні зовнішні характеристики рис.5.6,б і рис.5.7,б показують залежність між напругою й середнім струмом навантаження. Тут негативний струм відповідає реверсному напрямку з відбором енергії з навантаження в перетворювач, позитивний струм – прямому напрямку з подачею енергії в навантаження. Зовнішні характеристики також показують, що в низькочастотному діапазоні частоти перетворення при  $\omega_g < \omega_1$  або  $\omega_g^* < 1$  при ПКД-1 буде мати місце пряме передавання енергії від джерела живлення в навантаження, а при ПКД-2 - головним чином рекуперація. У високочастотному діапазоні при  $\omega_g > \omega_1$  або  $\omega_g^* > 1$  навпаки, при ПКД-1 має місце рекуперація, при ПКД-2 – пряме передавання енергії. Перехід від ПКД-1 до ПКД-2 можна реалізувати зміною фази перемикання мосту  $K_5 - K_8$  на протилежну до перемикань мосту  $K_1 - K_4$ , тобто підключати навантаження у відповідних відрізках періоду перетворення із протилежною полярністю. Така зміна полярності дозволяє реалізувати реверс вихідної напруги перетворювача й формувати на виході змінну напругу при симетричних двоспрямованих ключах вентильного моста.

При частотному регулюванні спостерігається збільшення кута нахилу й розбіжність характеристик від осі  $y$  з наближенням частоти перетворення до резонансної частоти. При цьому також спостерігається ріст споживаного струму в режимі короткого замикання виходу (початкові крапки ліній 4, 5 на рис.5.6,а й ліній 1, 2 на рис.5.7,а), обумовлений зростанням втрат в опорі  $r$  контуру.

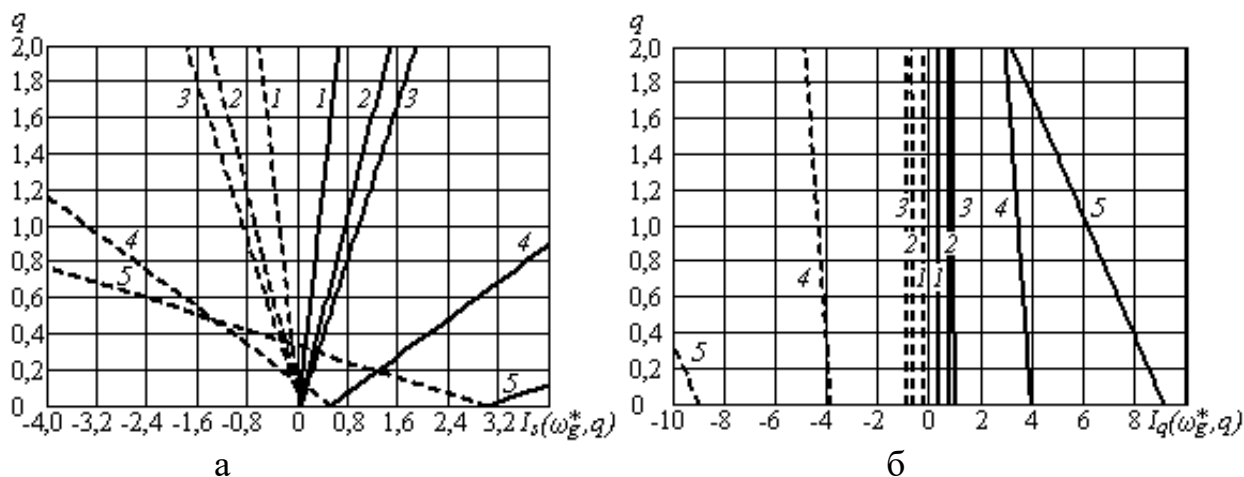


Рис.5.6. Зовнішні характеристики перетворювача для низькочастотного діапазону частоти перетворення  $\omega_g < \omega_1$ : а – вхідні, б – вихідні, пунктирні лінії для ПКД-2, суцільні для ПКД-1. Криві 1-5 відповідають наступним значенням відносної частоти перетворення:  $\omega_g^* = 0,5; 0,75; 0,8; 0,95; 0,98$

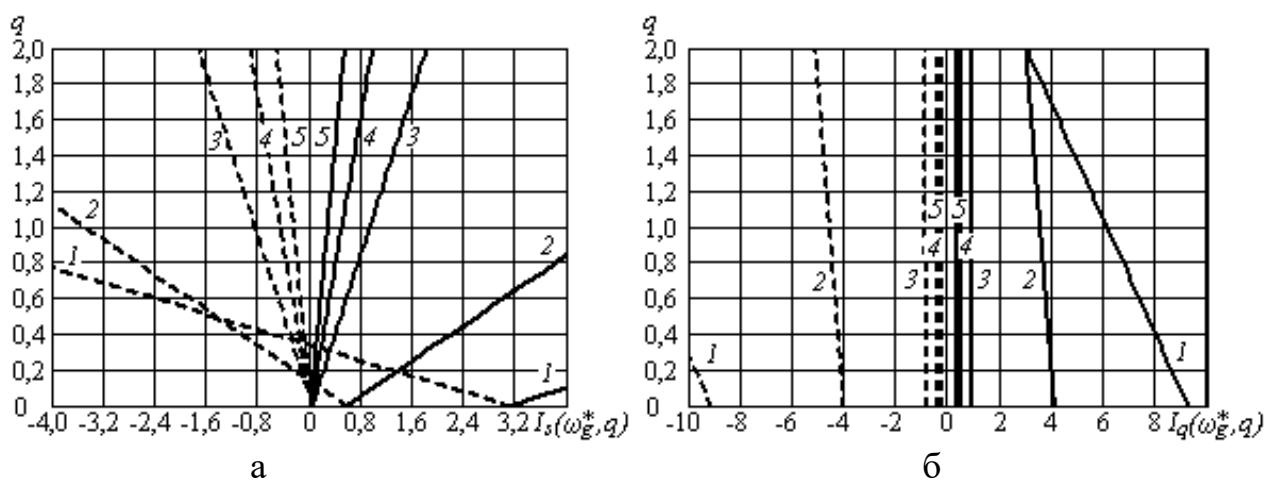


Рис.5.7. Зовнішні характеристики перетворювача для високочастотного діапазону частоти перетворення  $\omega_g > \omega_1$ : а – вхідні, б – вихідні, пунктирні лінії для ПКД-1, суцільні для ПКД-2. Криві 1-5 відповідають наступним значенням відносної частоти перетворення:  $\omega_g^* = 1,02; 1,05; 1,25; 1,50; 2,00$

У цілому вихідні зовнішні характеристики розглянутого резонансного перетворювача на рис.5.3 м'які і крутоспадаючі. Вхідні характеристики демонструють лінійні залежності споживаного струму від напруги споживача-

навантаження. Вихідні характеристики теж є лінійними та показують можливість зниження й підвищення вихідної напруги в порівнянні з напругою живлення. В залежності від робочої частоти змінюється нахил характеристик. Перетворювачі з такими характеристиками можна рекомендувати для застосування в якості зарядних пристроїв.

Сімейства регулювальних характеристик рис.5.8 і рис.5.9 ілюструють залежності струму навантаження від відносної частоти перетворення  $\omega_g^* = \omega_g / \omega_1$  при різних відносних напругах навантаження. У діапазонах робочої частоти перетворення, де криві заходять униз у негативну область, має місце рекуперация енергії. Положення кривих зверху від нульової осі означає пряме передавання енергії. З регулювальних характеристик видно, що робочі діапазони частот перетворення із прямим передаванням енергії розташовані у межах  $\omega_g^* = [0,35...1,0[$  для ПКД-1 і  $\omega_g^* = ]1,0...∞[$  для ПКД-2.

При переході в НЧ-діапазоні робочої частоти (зліва від головного резонансу на рис.5.8) частотою перетворення частот субгармонійних резонансів й частоти резонансу у ВЧ-діапазон робочої частоти спостерігається перекидання регулювальних характеристик і, відповідно, реверс вихідного струму. Тому небажано, щоб при частотному авторегулюванні частота перетворення перетинала ділянки перекидання, ширина яких очевидно залежить від добротності: чим вище добротність контуру, тем уже ділянки перекидання, де лінія регулювальної характеристики міняє нахил і прагне в область протилежної полярності струму. Діапазони частотного регулювання повинні розташовуватися на монотонних ділянках регулювальних характеристик, ліворуч або праворуч прилягаючих до резонансної частоти. Ці вимоги нескладно дотримати. Бо по-перше на практиці глибоке частотне регулювання з кратністю частоти більше двох використовується рідко [97. 103, 112, 114, 129, 130, 144, 150]. Обмеження по глибині регулювання потужності долається за допомогою релейного регулювання потужності на рівнях до 10-15% від номінальної. По-друге в НЧ-діапазоні робочої частоти частотне регулювання реалізується при неперервному

резонансному струмі. При зниженні частоти струм стає переривчастим і субгармонійні резонанси не проявляються.

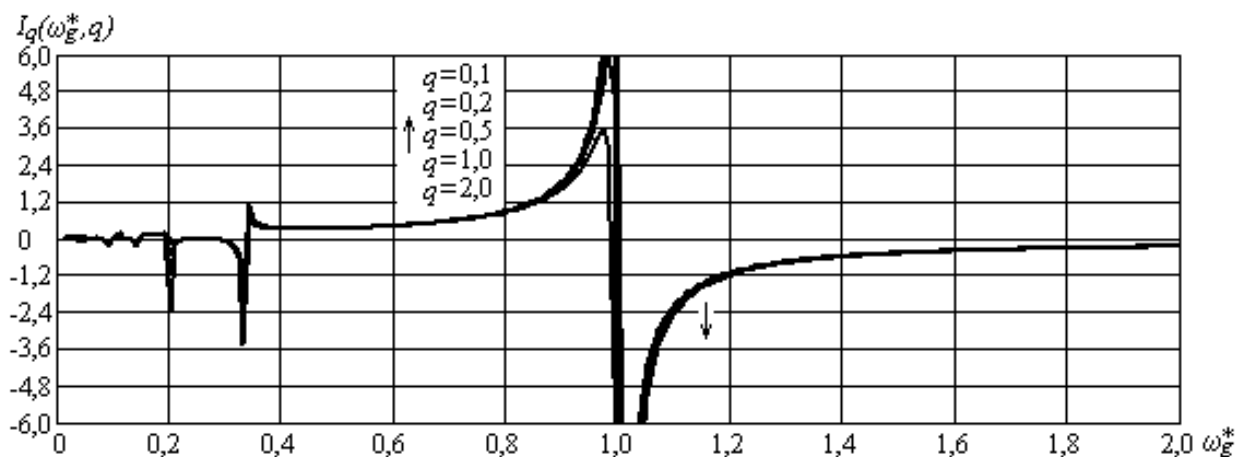


Рис.5.8. Регульовальні характеристики для ПКД-1

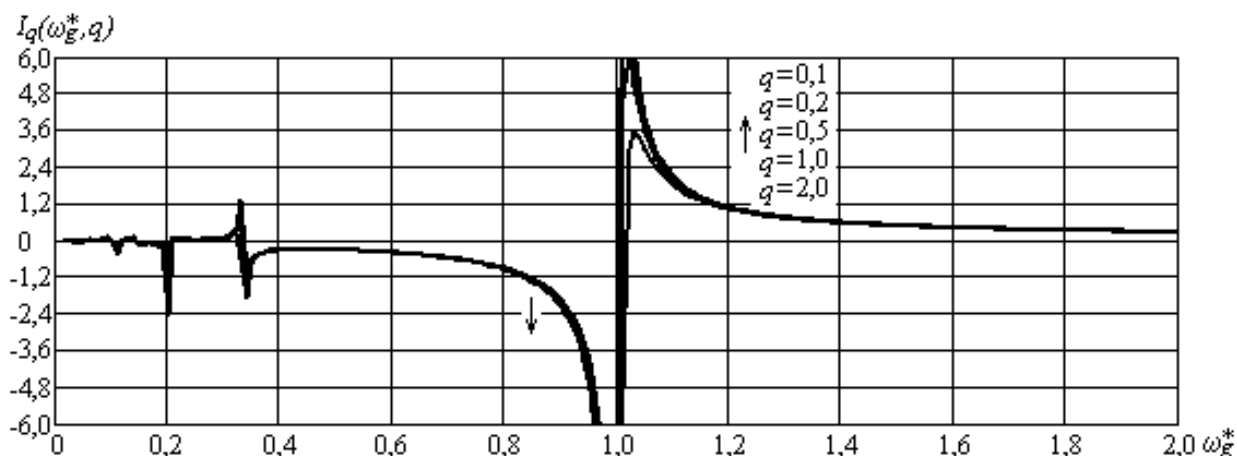


Рис.5.9. Регульовальні характеристики для ПКД-2

Сімейства характеристик ККД на рис.5.10 і рис.5.11 розраховані згідно (5.26) і ілюструють залежності **контурного ККД** від частоти перетворення при різних відносних напругах навантаження. Контурний ККД урахує втрати тільки в активних опорах силового контуру перетворювача. Можна стверджувати. Що контурний ККД є верхньою оцінкою енергоефективності резонансного перетворювача. Якщо врахувати активні та комутаційні втрати в ключах, втрати при перемагнічуванні сердечників індуктивних елементів та додаткові втрати енергії для живлення системи управління, ККД перетворювача буде значно меншим за контурний ККД.

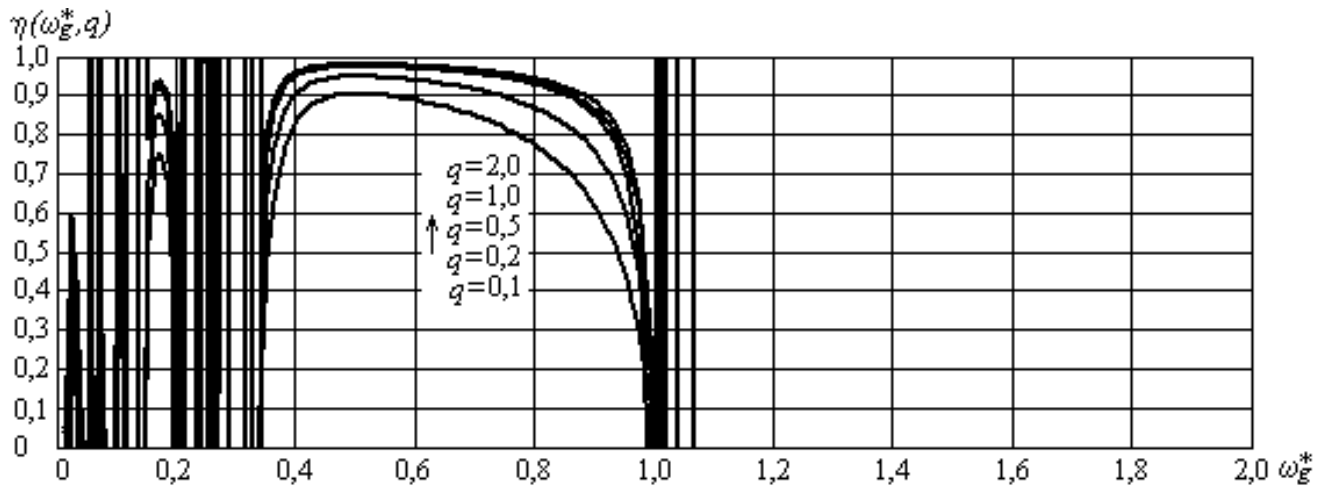


Рис.5.10. Характеристики ККД для ПКД-1

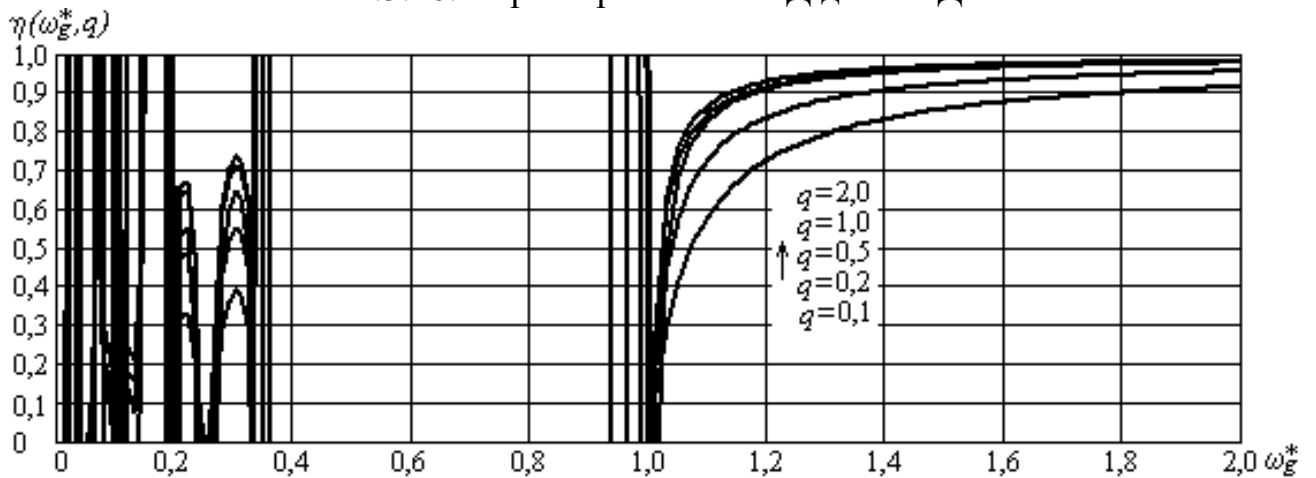


Рис.5.11. Характеристики ККД для ПКД-2

Якщо розраховане значення ККД є негативним або більшим за одиницю, це означає реверсний режим роботи або рекуперацію енергії. Розташування характеристик у межах  $\eta = 0 \dots 1$  відповідає режиму прямого передавання енергії в діапазонах частот  $\omega_g^* = [0,35 \dots 1,0[$  для ПКД-1 і  $\omega_g^* = ]1,0 \dots \infty[$  для ПКД-2. Внаслідок зростання долі втрат на активних опорах контуру спостерігається зниження ККД із наближенням частоти перетворення до резонансної частоти. Однак, як видно з регульовальних характеристик, наближення до резонансної частоти дозволяє різко побільшати струм навантаження, що вигідно в динамічних режимах. В статичних режимах доцільно обирати робочі частоти так, щоб контурний ККД зберігав прийнятні значення.

Далі на рис.5.12-рис.5.14 представлені сімейства характеристик для високочастотного діапазону регулювання й для ПКД-2 при різних значеннях добротності контуру.



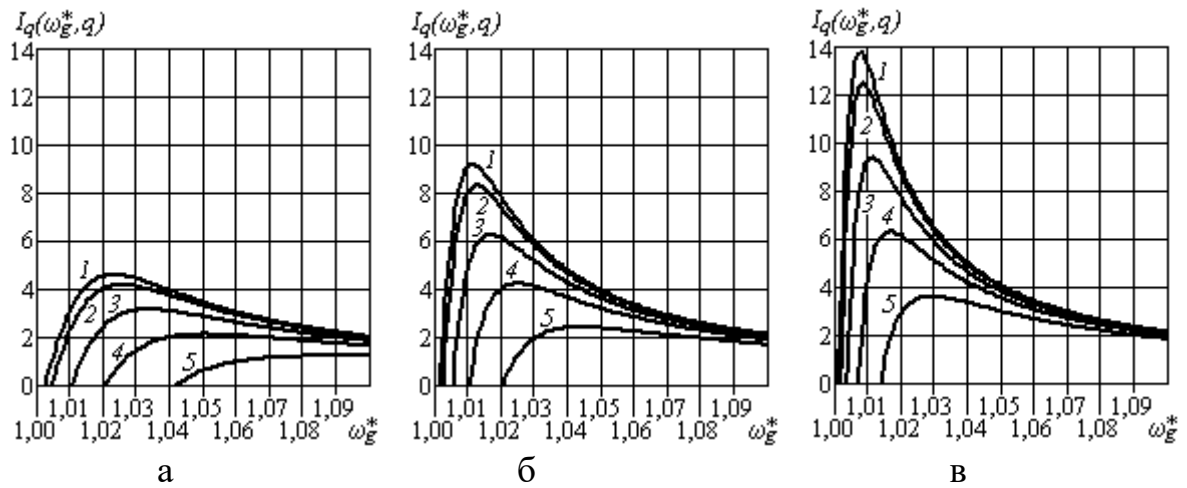


Рис.5.12. Регулювальні характеристики: *a* -  $Q=25$ , *б* -  $Q=50$ , *в* -  $Q=75$ . Криві 1-5 відповідають наступним значенням відносної напруги навантаження:  $q=0,1; 0,2; 0,5; 1,0; 2,0$

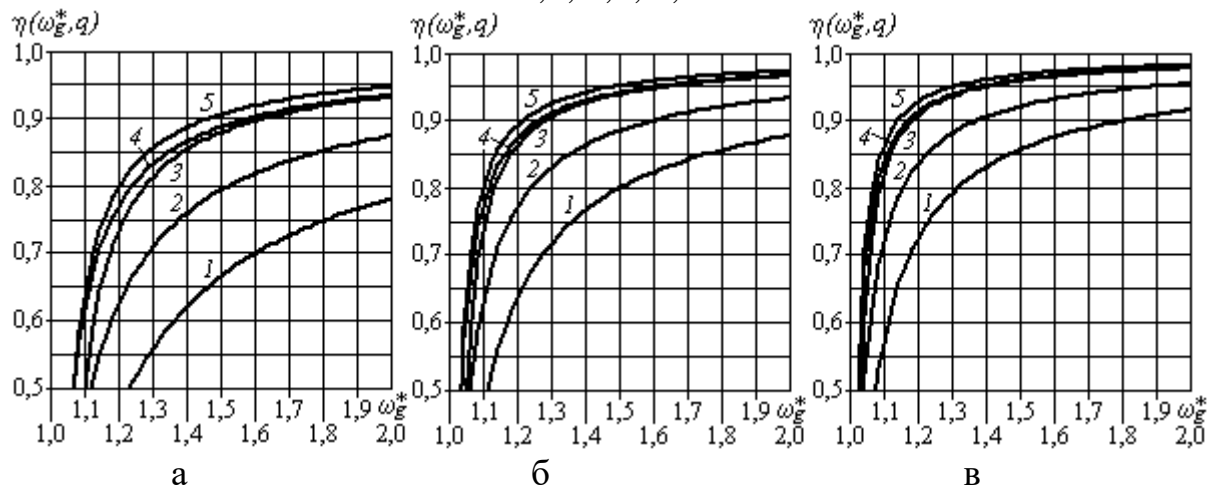


Рис.5.13. Характеристики ККД: *a* -  $Q=25$ , *б* -  $Q=50$ , *в* -  $Q=75$ . Криві 1-5 відповідають наступним значенням відносної напруги навантаження:  $q=0,1; 0,2; 0,5; 1,0; 2,0$

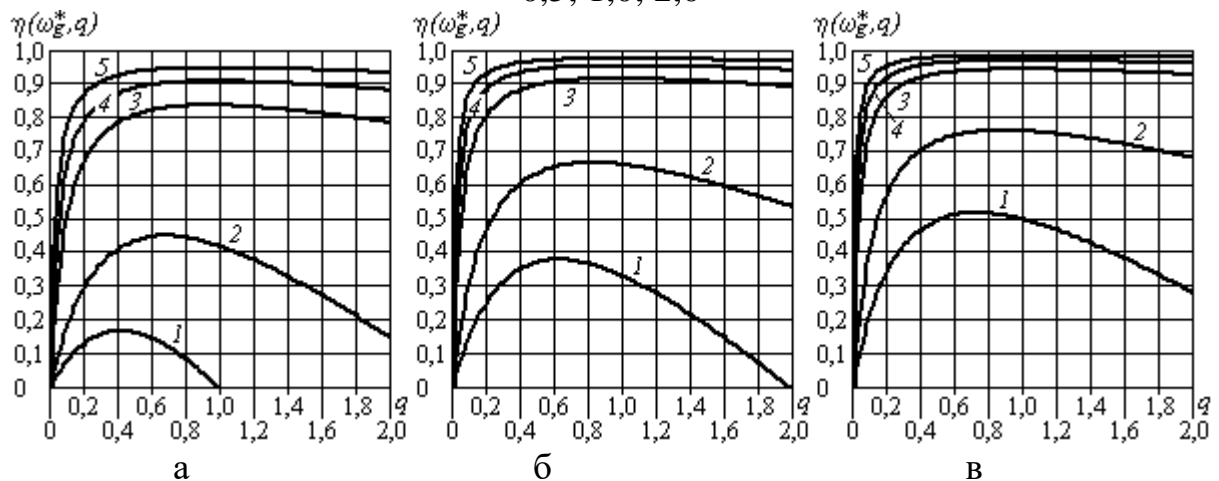


Рис.5.14. Характеристики ККД: *a* -  $Q=25$ , *б* -  $Q=50$ , *в* -  $Q=75$ . Криві 1-5 відповідають наступним значенням відносної частоти перетворення:  $\omega_g^*=1,02; 1,05; 1,25; 1,50; 2,00$

Як видно із представлених статичних характеристик на рис.5.12-рис.5.14, підвищення добротності контуру приводить до зростання їх максимальних значень, причому найбільше це проявляється на регульовальних характеристиках. Зростання значень залежних величин характеристик практично порівнянне по пропорціях зі зростанням добротності контуру. Щодо діапазонів робочої частоти можна зазначити наступне. Низькочастотний діапазон робочої частоти, коли робоча частота нижча за резонансну частоту, найбільш прийнятний для резонансних перетворювачів з тиристорними інверторами і з діодними випрямлячами, оскільки струм вентиля змінює знак раніше завершення чергового імпульсу напругі і створюються умови для природного запирання тиристорів. Робота на частоті вище резонансної частоти більш прийнятна для перетворювача із транзисторними мостами. Фазове відставання резонансного струму надає можливість робити вмикання транзистора при зворотному стосовно його номінального напрямку провідності струмі. При цьому напруга на ньому буде близько до нуля за рахунок його шунтування паралельно включеним відкритим вентилям зворотного струму (паралельним діодом). Це режим вмикання транзисторів при нульовій напрузі (*Zero-Voltage Switch ZVS*) [79, 129].

Характеристики ККД на рис.5.13 дозволяють визначити частотний діапазон регулювання при збереженні значень ККД вище певного мінімально допустимого значення. Наприклад, ККД більш 0,95 при  $Q=75$  і  $q=1...2$  забезпечується в діапазоні частот перетворення  $\omega_g^* = 1,4...∞$ . Характеристики рис.5.14 показують наявність максимумів ККД для різних значень відносної напруги навантаження залежно від частоти перетворення. На основі цих даних можна сформулювати закон регулювання, у якому будуть значення частоти перетворення пов'язані з напругою навантаження для забезпечення максимального ККД у статичних режимах роботи перетворювача.

Розглянутий перетворювач має переваги в статичних характеристиках при використанні симетричних повністю керованих ключів. Розраховані статичні характеристики перетворювача сходяться з даними імітаційного моделювання силової схеми на комп'ютері, що підтверджує правильність розрахунків.

#### 5.4.2. Другий варіант дослідження статичних характеристик

Для визначення статичних характеристик як і в першому прикладі використовуються ідеалізована схема з послідовним резонансним контуром на рис.5.3, в якій алгоритми комутації вентилів виражаються послідовностями комбінацій джерел (ПКД), підключених протягом напівперіоду до резонансного контуру. В даний час при проектуванні резонансних перетворювачів звичайно використовуються методики розрахунків, складені для конкретних силових схем [68, 83, 97, 148, 185]. Якщо виникає необхідність більш загального аналізу з порівнянням декількох схем перетворювачів і способів комутації вентилів у схожих умовах роботи, то при аналізі статичних характеристик часто доводиться задовольняти наближеними результатами розрахунків, оскільки існуючі методики розрахунків вузькоспеціалізовані. До статичних характеристик можна наближатися тією чи іншою мірою за допомогою числового моделювання. Однак це вимагає більших витрат часу, якщо потрібно охопити широкий діапазон параметрів. Відома також проблема узгодження режиму роботи резонансного перетворювача з нестабільним навантаженням [186, 187]. Вона обумовлена значним впливом параметрів навантаження на процеси в контурі перетворювача. Розв'язок даної проблеми полягає в удосконалюванні систем керування перетворювачами, для розробки яких проектувальникові необхідно мати в розпорядженні розраховані статичні характеристики силових схем перетворювачів при різних алгоритмах комутації вентилів.

Оскільки статичні характеристики подають первинну інформацію про можливості схеми будь-якого перетворювача [1, 8. 15, 181, 183], пропонований метод аналізу процесів резонансного перетворювача у стаціонарному режимі роботи може стати досить корисним для одержання статичних характеристик високочастотних перетворювачів з лінійною незмінною частиною при різних способах регулювання. Існує кілька видів силових схем резонансних перетворювачів, які можна розділити на два типи – схеми з гальванічно з'єднаними джерелом і споживачем електроенергії, і схеми з гальванічною розв'язкою між джерелом і споживачем електроенергії. Схеми першого типу у

вигляді DC-DC перетворювачів можуть використовуватися в автономних системах електроживлення з акумуляторними батареями, елементи яких поєднуються послідовно і паралельно між собою. У вигляді AC-AC перетворювачів схеми першого типу можуть застосовуватися для регулювання змінного струму низької частоти або для активної фільтрації в мережах змінного струму. Схеми другого типу з гальванічно роз'язаними джерелами й споживачами електроенергії звичайно є DC-DC перетворювачами і можуть використовуватися в якості блоків живлення апаратури, у тому числі й від декількох джерел електроенергії з різними параметрами.

Отже, для прикладів аналізу процесів розглянемо дві ідеалізовані схеми резонансних перетворювачів з декількома джерелами напруг [188, 192]. На рис.5.15,а представлена схема із джерелами напруг, що послідовно включаються, і на рис.5.15,б – схема із джерелами напруг, що паралельно включаються. На рис.5.15,в наведений контур резонансного перетворювача з еквівалентними генераторами прямокутних напруг  $u_{g1}(t)$  і  $u_{g2}(t)$ , які заміщають системи вентилів першого типу  $V_1...V_8$  або другого типу  $V_0...V_2$  із джерелами напруг  $u_1$  і  $u_2$  на схемах на рис.5.15,а,б. У загальному випадку  $N$  генераторів  $u_{g1}(t)...u_{gN}(t)$  заміщають схему з  $N$  джерелами  $u_1, u_2...u_N$ . Вентилі першого типу в схемі на рис.5.15,а являють собою транзистори із зустрічно-паралельними діодами. Вони призначені для однієї полярності напруги. Вентилі другого типу в схемі на рис.5.15,б складаються із двох однакових транзисторів, канали яких зашунтовані діодами, а самі транзистори з'єднані послідовно й зустрічно джерелами. Такі вентилі можуть працювати на знакозмінних напрузі і струмі. Джерела напруг  $u_1$  і  $u_2$  являють собою ідеалізовані джерела й споживачі електроенергії, між якими за допомогою резонансного перетворювача передається електроенергія з перетворенням її параметрів. У дійсності джерелами електроенергії можуть бути автономні генератори, різноманітні батареї і мережа живлення. Споживачами електроенергії можуть виступати елементи акумуляторів, що заряджаються, електронні пристрої, світлодіоди тощо У схемі на рис.5.15,а може

перетворюватися постійна напруга в постійну напругу (DC-DC). У схемі на рис.5.15,б можна реалізувати різні комбінації родів низькочастотного струму для: DC-DC, DC-AC, AC-DC, AC-AC. Періоди зміни вхідної й вихідної напруг, якщо ці напруги змінні, повинні бути в багато разів більше періоду комутації  $T$ . Перша схема на рис.5.15,а має більшу, ніж друга схема на рис.5.15,б, питому потужність, оскільки в ній енергія від джерела до споживача передається в обох півхвилях струму резонансного контуру, а в другій схемі – тільки в одній півхвилі. Перевагою другої схеми на рис.5.15,б є можливість роботи на постійному й змінному струмах живлення й навантаження.

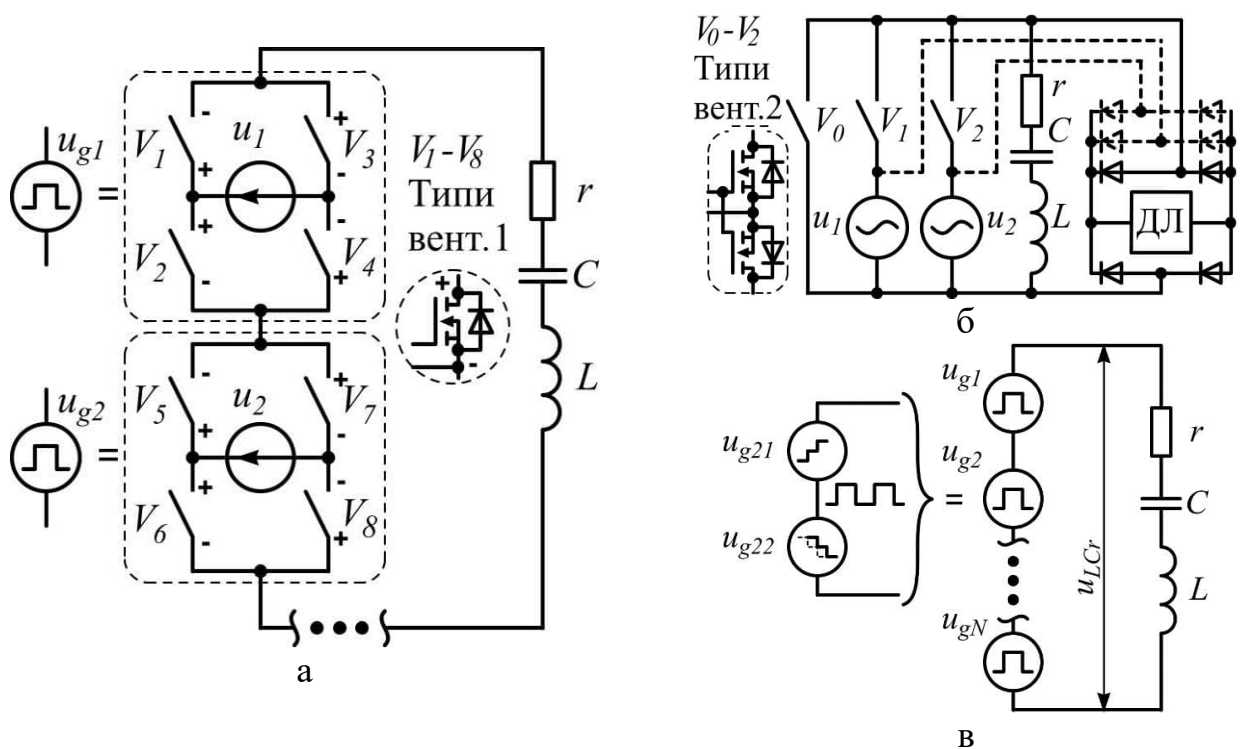


Рис.5.15. Схеми резонансних перетворювачів: ДЛ – демпфуючий ланцюг

Допустимо, що вентилі в схемах на рис.5.15,а,б ідеальні й двонаправлені. Тоді при певних алгоритмах комутації вентилів може бути реалізована деяка часова послідовність напруг на резонансній  $RLC$ -ланцюзі, утворена джерелами напруг  $u_1$  і  $u_2$ , що підключаються до контуру. Варіанти включень і комбінацій джерел напруг для наведених схем перераховані в табл.5.4 і табл.5.5, де в колонках 2, 3, 4 наведені значення комутаційних функцій (к. ф.). Комутаційні функції приймають три значення 1, 0, -1 і визначають три стани відповідного джерела напруги – включений у резонансний контур позитивно, виключений з

резонансного контуру (замість джерела перемичка) або включений у резонансний контур негативно.

Перша схема на рис.5.15,а з послідовним включенням двох мостів дозволяє одержати 10 комбінацій джерел напруг. Крім нульової комбінації з усіма розімкнутими вентилями для двох джерел напруги виходить 9 комбінацій. Для  $N$  джерел напруги буде  $3^N$  ненульових комбінацій, оскільки кожне джерело, як згадувалося вище, має три варіанти підключення: 1 – вимикання джерела (перемичка замість джерела), 2 – підключення зі зворотною полярністю й 3 – підключення із прямою полярністю. Друга схема на рис.5.15,б із двома джерелами напруг дозволяє підключати джерела напруг до контуру тільки окремо, оскільки паралельне з'єднання джерел напруг неприпустиме.

Таблиця 5.4.

№ ком.	К. ф.			$u_{LCr}$	В. п.
	$u_1$	$u_2$	$u_C^*$		
0	0	0	$\pm 1$	$u_C$	-
1	0	0	0	0	$V_0$
2	-1	0	0	$-u_1$	$V_2, V_3, V_5, V_6$
3	1	0	0	$u_1$	$V_1, V_4, V_7, V_8$
4	0	-1	0	$-u_2$	$V_3, V_4, V_6, V_7$
5	0	1	0	$u_2$	$V_1, V_2, V_5, V_8$
6	-1	-1	0	$-u_1 - u_2$	$V_2, V_3, V_6, V_7$
7	1	-1	0	$u_1 - u_2$	$V_1, V_4, V_6, V_7$
8	-1	1	0	$-u_1 + u_2$	$V_2, V_3, V_5, V_8$
9	1	1	0	$u_1 + u_2$	$V_1, V_4, V_5, V_8$

Таблиця 5.5. Тут позначено: К. ф. – комутаційна функція, В. п. – вентиля, що проводять струм.

№ ком.	К. ф.			$u_{LCr}$	В. п.
	$u_1$	$u_2$	$u_C^*$		
0	0	0	$\pm 1$	$u_C$	-
1	0	0	0	0	$V_0$
2	1	0	0	$u_1$	$V_1$
3	0	1	0	$u_2$	$V_2$

\*Коли вентиля розімкнуті, у резонансному ланцюзі присутня тільки напруга на ємності  $u_C$  й струм не протікає, тому можна представити, що контур замкнуть на фіктивне джерело напруги з величиною напруги на ємності.

У результаті комутації вентилів резонансних перетворювачів виникають східчасті зміни загальної напруги контуру. Для схеми на рис.5.15,в можна записати загальну напругу у вигляді суми напруг генераторів  $u_{LCr}(t) = u_{g1}(t) + u_{g2}(t) + \dots + u_{gN}(t)$ . Викликаний цими генераторами струм

можна представити сумою складових  $i(t) = i_1(t) + i_2(t) + \dots + i_N(t)$ , кожна з яких належить одному генератору.

Для аналізу стаціонарних процесів у перетворювачах приймемо наступні допущення:

- Силова схема резонансного перетворювача повинна бути лінійною на проміжках сталості структури для того, щоб можна було використовувати принцип суперпозиції (накладання) для аналізу процесів. Нелінійності, властиві реальним схемам, можуть бути враховані надалі при числовому моделюванні.

- Резонансний перетворювач представляється у вигляді ЛБП з активними опорами, індуктивностями і ємностями, до якої за допомогою ідеалізованих вентилів підключаються джерела напруг.

- Протягом міжкомутаційного проміжку загальна напруга контуру  $u_{LCr}$  покладається постійною, що забезпечується належним вибором частоти комутації й накладанням обмежень на швидкість зміни напруг, що підключаються за допомогою вентилів до резонансного контуру.

Алгоритм комутації вентилів резонансних перетворювачів створює послідовність комбінацій джерел напруг (ПКД), що підключаються до контуру резонансних перетворювачів протягом циклу комутації. У схемі на рис.5.15,в конкретне ПКД буде відповідати певній комбінації періодичних напруг еквівалентних генераторів. При періодичних напругах  $u_{g1}(t) \dots u_{gN}(t)$  струм контуру по закінченні достатнього часу також стане періодичним і близьким до стаціонарного струму

$$i_{st}(\varepsilon) = i_{\omega 1}(\varepsilon) + i_{\omega 2}(\varepsilon) + \dots + i_{\omega N}(\varepsilon), \quad (5.27)$$

де  $\varepsilon = 0 \dots 1$  – відносна фаза усередині циклу комутації  $T = 2\pi/\omega_g$ ,  $\omega_g$  – робоча частота резонансного перетворювача.

Визначивши залежність струму (5.27) від параметрів напруг еквівалентних генераторів при різних ПКД, можна визначити статичні характеристики резонансних перетворювачів ще до конкретизації силової схеми. Складові стаціонарного струму (5.27) також є стаціонарними й схожими між собою за

умовами існування. Тому доцільно знайти загальний вираз для всіх складових стаціонарного струму, яке буде залежати тільки від схеми контуру резонансного перетворювача (рис.5.15,в). Розглянемо порядок знаходження складових стаціонарного струму контуру аналогічно до попереднього прикладу.

1. Визначаємо перехідну функцію контуру  $h_i(t)$  для одного щабля напруги  $u_{stp}(t) = 1(t)$  (функція Хевисайда) в операторній формі  $u_{stp}(s) = 1(s) = 1/s$ . Для послідовної  $RLC$ -ланцюга маємо зображення:  $h_i(s) = (\rho/s)Y_{res}(s)$ , де  $\rho = \sqrt{L/C}$  – хвильовий опір контуру,  $s$  – оператор Лапласа,  $Y_{res}(s) = sC/(s^2LC + srC + 1)$  – операторна провідність резонансного  $RLC$ -ланцюга,  $r$  – опір втрат контуру. Перехідна функція струму множиться на хвильовий опір  $\rho$  для приведення розмірності струму до відносних одиниць і амплітуди коливань струму до амплітуди коливань напруги ємності  $\rho i_m = u_{Cm}$ .

$$\text{Оригінал перехідної функції струму } h_i(t) = e^{-\lambda t} (\omega_0/\omega_1) \sin(\omega_1 t) \quad (5.28)$$

являє собою загасаючі коливання струму контуру, викликані кожною сходинкою напруги  $u_{gjl}(t)$  на рис.5.16. Тут використані наступні підстановки:  $\lambda = r/2L$  – фактор загасання,  $\omega_0 = \sqrt{1/LC}$  – частота резонансу,  $\omega_1 = \omega_0 \sqrt{1 - 1/4Q^2}$  – частота вільних коливань,  $Q = (1/r)\sqrt{L/C}$  – добротність контуру.

2. Знаходимо дискретне зображення перехідної функції з періодом дискретності  $T$  і зсувом  $\varepsilon = 0 \dots 1$  усередині періоду дискретності.  $h_i(t) \Rightarrow h_i(kT + \varepsilon T) \Rightarrow h_i(z, \varepsilon)$ .

3. Знаходимо складову струму  $i(z, \varepsilon) = u_{stp}(z)h_i(z, \varepsilon)$  й стаціонарну складову  $i_\omega(\varepsilon)$  за допомогою теореми про кінцеве значення функції  $\lim_{k \rightarrow \infty} i(kT + \varepsilon T) \Rightarrow \lim_{z \rightarrow 1} h_i(z, \varepsilon) = i_\omega(\varepsilon)$ , де  $u_{stp}(z) = z/(z-1)$  – зображення однієї сходинки напруги, відповідне до дискретного оригіналу послідовності імпульсів напруги  $u_{stp}(t) = \delta(t) + \delta(t-T) + \delta(t-2T) + \dots$ . Рядом імпульсів  $\delta(t)$  заміщений ряд сходів напруги інвертора, що викликає ряд перехідних функцій  $h_i(z, \varepsilon)$ .



Допустимо, що стаціонарна складова  $i_{\omega}(\varepsilon)$  являє собою струм, викликаний східчастою наростаючою напругою контуру виду  $u_{ld}(t) = \sum_k 1(t - kT)$  з дискретним зображенням  $u_{ld}(z) = z^2/(z-1)^2$ . Тоді зображення струму буде дорівнює добутку зображення збудливого напруги  $u_{ld}(z)$  на зображення вагової функції контуру  $v_i(z)$   $i_{stp}(z) = [z^2/(z-1)^2]v_i(z)$ . Оскільки  $h_i(kT) = \sum_{n=0}^k v_i(nT)$  або  $h_i(z) = [z/(z-1)]v_i(z)$ , приходимо до виразу  $i(z, \varepsilon) = [z/(z-1)]h_i(z, \varepsilon)$ . Кожна  $j$ -та напруга  $u_{gj}(t)$  з напруг еквівалентних генераторів  $u_{g1}(t) \dots u_{gN}(t)$  контуру на рис.5.15,в (і напруга на резонансному ланцюзі  $u_{LCr}$ ) можуть бути представлені сумою східчастих функцій виду, як, наприклад, наведено на рис.5.16

$$u_{gj}(t) = u_{gj1}(t) + u_{gj2}(t) = u_{jm}(u_{ld}(t) - 0,5) - u_{jm}u_{ld}(t - \gamma T),$$

де  $u_{jm}$  – амплітуда напруги  $j$ -го еквівалентного генератора,  $u_{ld}(t) = \sum_k 1(t - kT)$  – зростаюча східчаста напруга,  $\gamma = 0 \dots 1$  – відносне зрушення фронту щаблів напруги. Перша складова  $u_{gj1}(t)$  має вигляд зростаючої сходинок, а друга  $u_{gj2}(t)$  – вид убутної сходинок зі зрушенням фронтів щодо першої на час  $\gamma T$ .

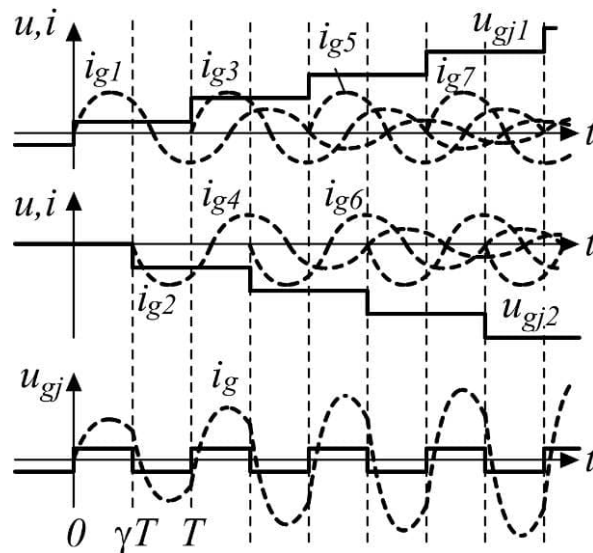


Рис.5.16. Складові  $i_{g1}(t), i_{g1}(t) \dots i_{g2k}(t)$  струму контуру  $i_g(t)$  в початкові періоди часу під впливом східчастих напруг  $u_{gj1}(t)$  і  $u_{gj2}(t)$ ,  $u_{gj}(t)$  – напруга  $j$ -го еквівалентного генератора,  $T$  – період комутації

У сумі на рис.5.16 виходить прямокутна періодична напруга  $u_{gj}(t)$  у вигляді меандру. Отже і струм контуру також може бути представлений сумою струмів, кожний з яких викликаний східчастої складовій напруги. Дискретне зображення перехідної функції контуру (5.28)

$$h_i(z, \varepsilon) = \frac{\omega_0 e^{-\lambda \varepsilon T}}{\omega_1} \times \frac{z e^{-\lambda T} \left[ \begin{array}{l} \cos(\omega_1 \varepsilon T) \cdot \sin(\omega_1 T) - \\ - \sin(\omega_1 \varepsilon T) \cdot \cos(\omega_1 T) \end{array} \right] + z^2 \sin(\omega_1 \varepsilon T)}{z^2 - 2z e^{-\lambda T} \cos(\omega_1 T) + e^{-2\lambda T}} \quad (5.29)$$

дозволяє визначити загальну стаціонарну складову струму контуру резонансного перетворювача

$$i_\omega(\varepsilon) = \lim_{z \rightarrow 1} h_i(z, \varepsilon) = \frac{\omega_0 e^{-\lambda \varepsilon T}}{\omega_1} \times \frac{e^{-\lambda T} \left[ \begin{array}{l} \cos(\omega_1 \varepsilon T) \cdot \sin(\omega_1 T) - \\ - \sin(\omega_1 \varepsilon T) \cdot \cos(\omega_1 T) \end{array} \right] + \sin(\omega_1 \varepsilon T)}{1 - 2e^{-\lambda T} \cos(\omega_1 T) + e^{-2\lambda T}}, \quad (5.30)$$

яка викликана шаблями напруги виду  $1(t - kT)$  для  $k = -\infty \dots \text{int}(t/T)$ .

Введемо комутаційну функцію у вигляді п-подібного імпульсу з переднім фронтом у крапці  $a$  і заднім фронтом у крапці  $b$ :  $\psi_{a\dots b}(\varepsilon) = \mathbf{1}(\varepsilon - a) - \mathbf{1}(\varepsilon - b)$ . Якщо імпульси напруги  $j$ -того генератора мають часове зрушення  $t_s = \gamma T$  щодо моментів дискретності, стаціонарна складова струму визначиться зміщеними складовими (5.30) і буде мати вигляд

$$i_{\omega j}(\varepsilon) = \begin{cases} \psi_{0\dots\gamma}(\varepsilon) i_\omega(\varepsilon + 1 - \gamma) & \text{для } \varepsilon = 0 \dots \gamma; \\ \psi_{\gamma\dots 1}(\varepsilon) i_\omega(\varepsilon - \gamma) & \text{для } \varepsilon = \gamma \dots 1. \end{cases} \quad (5.31)$$

Якщо складова  $i_{\omega j}(\varepsilon)$  зрушується в часі, то в розглянутий проміжок часу попадає частина цієї складовій з попереднього періоду  $i_\omega(\varepsilon + 1 - \gamma)$  й частина з наступного періоду  $i_\omega(\varepsilon - \gamma)$ . У загальному випадку робочий цикл із періодом  $T$  ділиться на міжкомутаційні проміжки, усередині яких визначаються всі складові стаціонарного струму  $i_{\omega j}(\varepsilon)$  й підсумуються відповідно до комутаційних функцій для кожного джерела напруги. Потім для визначення струму  $j$ -того еквівалентного генератора отриманий сумарний стаціонарний струм (5.27) інтегрується в межах провідності даного генератора й розраховується відповідне середнє значення струму.

Для даного прикладу розглянемо прості схеми резонансного перетворювача (як на рис.5.15,а,б) із двома джерелами напруг  $u_s(u_1)$ ,  $u_q(u_2)$  і з різними способами регулювання в стаціонарному режимі роботи. На рис.5.17 наведені епюри процесів для ПКД  $(u_s; u_q)$  з асиметричним широтним регулюванням. Регулюючий параметр – відносна ширина  $\gamma = 0 \dots 1$  імпульсу напруги величиною  $u_s$ . Як видно, комутація відбувається не в нулі струму. Однак у цьому випадку ми розглядаємо метод аналізу статичних характеристик, тому на умови комутації не звертаємо уваги.

На рис.5.18 наведені епюри для ПКД  $(u_s; u_C; u_q; u_C)$  із частотним регулюванням. Регулюючим параметром є пауза  $\tau = 1 - \omega_g / \omega_1$ . При зміні тривалості паузи міняється середній струм споживача. Позначимо деякі величини:  $\omega_g$  – частота перетворення,  $\omega_1$  – резонансна частота демпфованого контуру перетворювача (частота перетворення нижче резонансної  $\omega_g < \omega_1$ ). Період комутації покладемо рівним одиниці  $T = 2\pi / \omega_g = 1$ ,  $u_s$  – напруга джерела енергії,  $u_q$  – напруга приймача енергії,  $u_C$  – напруга на резонансній ємності в моменти комутації вентилів.

Для епюр на рис.5.17 комутаційні функції будуть мати вигляд  $\psi_s(\varepsilon) = \mathbf{1}(\varepsilon) - \mathbf{1}(\varepsilon - \gamma)$  і  $\psi_q(\varepsilon) = \mathbf{1}(\varepsilon - \gamma) - \mathbf{1}(\varepsilon - 1)$ . Напруги еквівалентних генераторів для даної ПКД розкладаються в чотири східчасті функції. Тому складових стаціонарного струму також чотири:

$$\left. \begin{aligned} i_{\omega 1}(\varepsilon) &= u_{sm} i_{\omega}(\varepsilon); \\ i_{\omega 2}(\varepsilon) &= -u_{sm} (\psi_s(\varepsilon) \cdot i_{\omega}(\varepsilon + 1 - \gamma) + \psi_q(\varepsilon) \cdot i_{\omega}(\varepsilon - \gamma)); \\ i_{\omega 3}(\varepsilon) &= -u_{qm} i_{\omega}(\varepsilon); \\ i_{\omega 4}(\varepsilon) &= u_{qm} (\psi_s(\varepsilon) \cdot i_{\omega}(\varepsilon + 1 - \gamma) + \psi_q(\varepsilon) \cdot i_{\omega}(\varepsilon - \gamma)), \end{aligned} \right\} \quad (5.32)$$

де складові з наступними індексами викликані східчастими напругами:

1 – незміщеним зростаючим ступенем напруги, 2 – зміщеним убутним ступенем, 3 – незміщеним убутним ступенем, 4 – зміщеним зростаючим ступенем.

Далі позначені:  $i_{\omega}(\varepsilon)$  – загальна стаціонарна складова (5.30),  $u_{sm}$  – амплітуда напруги першого генератора,  $u_{qm}$  – амплітуда напруги другого генератора. Стаціонарний струм дорівнює сумі складових (5.32)

$$i_{st}(\varepsilon) = i_{\omega 1}(\varepsilon) + i_{\omega 2}(\varepsilon) + i_{\omega 3}(\varepsilon) + i_{\omega 4}(\varepsilon). \quad (5.33)$$

Середній за період струм споживача енергії з напругою  $u_q$  для широтного регулювання відповідно до інтервалу провідності  $\varepsilon = \gamma \dots 1$  споживача, закладеним у комутаційній функції  $\psi_q(\varepsilon)$ , визначиться інтегруванням (5.33)

$$I_q(q, \gamma) = \int_0^T \psi_q(\varepsilon) i_{st}(\varepsilon, \gamma) d\varepsilon. \quad (5.34)$$

Аналогічно для діаграм на рис.5.18 комутаційні функції будуть рівними:  
 $\psi_s(\varepsilon) = \mathbf{1}(\varepsilon) - \mathbf{1}(\varepsilon - \alpha)$   $\psi_{c1}(\varepsilon) = \mathbf{1}(\varepsilon - \alpha) - \mathbf{1}(\varepsilon - \alpha - \tau)$ ;  
 $\psi_{c2}(\varepsilon) = -\mathbf{1}(\varepsilon - 2\alpha - \tau) + \mathbf{1}(\varepsilon - 1)$  і  $\psi_q(\varepsilon) = \mathbf{1}(\varepsilon - \alpha - \tau) - \mathbf{1}(\varepsilon - 2\alpha - \tau)$ ,  
де  $\alpha = (1 - 2\tau)/2$  – відносна тривалість проходження струму через джерела напруг.

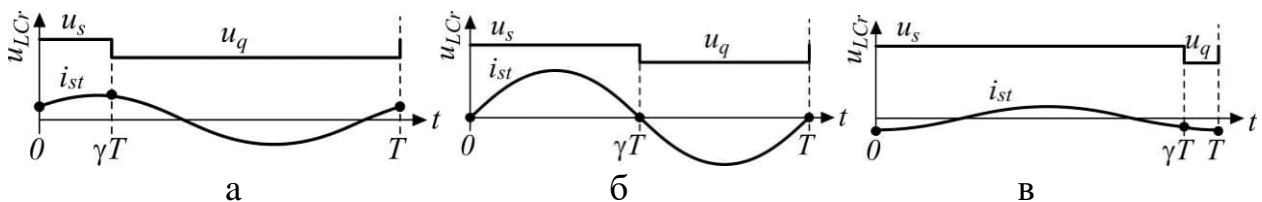


Рис.5.17. Епюри напруги й струму контуру на рис.5.15,в при несиметричному широтному регулюванні зі змінною величиною  $\gamma = 0 \dots 1$  для:  $\gamma = 0,2$  (а),  $\gamma = 0,5$  (б),  $\gamma = 0,9$  (в)

Якщо полярності напруг  $u_s$  і  $u_q$  в схемі на рис.5.15,б зміняться й стануть негативними, то знаки комутаційних функцій  $\psi_s$ ,  $\psi_{c1}$ ,  $\psi_{c2}$ ,  $\psi_q$  поміняються на протилежні. Зрозуміло, що для роботи резонансного перетворювача з різними полярностями напруг його вентиля повинні бути двоспрямованими – вентиля другого типу на рис.5.15,б.

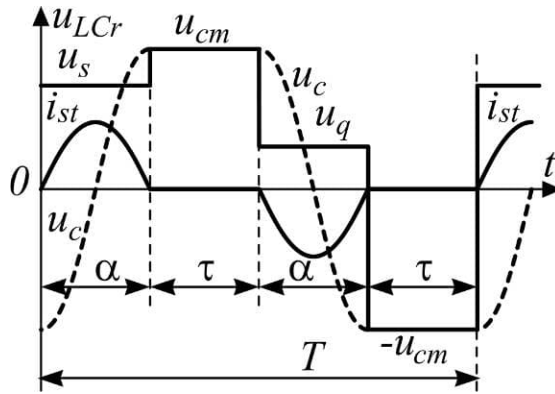


Рис.5.18. Епюри напруги й струму контуру на рис.5.15,в при частотному регулюванні з паузою  $\tau = 1 - \omega_g / \omega_1$ , тут  $u_{cm}$  – напруга на ємності в моменти комутації

Складові струму, викликані окремо кожним джерелом напруги, будуть мати вигляд:

$$i_{\omega s}(\varepsilon) = u_{sm} \left[ \begin{array}{l} i_{\omega}(\varepsilon) - \psi_s(\varepsilon) \cdot i_{\omega}(\varepsilon + 1 - \alpha) - (\psi_{c1}(\varepsilon) + \psi_{c2}(\varepsilon) + \\ + \psi_q(\varepsilon)) \cdot i_{\omega}(\varepsilon - \alpha) \end{array} \right]; \quad (5.35)$$

$$i_{\omega c}(\varepsilon) = u_{Cm} \left[ \begin{array}{l} -i_{\omega}(\varepsilon) + \psi_s(\varepsilon) \cdot i_{\omega}(\varepsilon + 1 - \alpha) + (\psi_{c1}(\varepsilon) + \psi_{c2}(\varepsilon) + \psi_q(\varepsilon)) \cdot i_{\omega}(\varepsilon - \alpha) - \\ - (\psi_s(\varepsilon) + \psi_{c1}(\varepsilon)) \cdot i_{\omega}(\varepsilon + 1 - \alpha - \tau) - (\psi_q(\varepsilon) + \psi_{c2}(\varepsilon)) \cdot i_{\omega}(\varepsilon - \alpha - \tau) + \\ + (\psi_s(\varepsilon) + \psi_{c1}(\varepsilon) + \psi_q(\varepsilon)) \cdot i_{\omega}(\varepsilon + 1 - 2\alpha - \tau) + \psi_{c2}(\varepsilon) \cdot i_{\omega}(\varepsilon - 2\alpha - \tau) \end{array} \right];$$

$$i_{\omega q}(\varepsilon) = u_{qm} \left[ \begin{array}{l} (\psi_s(\varepsilon) + \psi_{c1}(\varepsilon)) \cdot i_{\omega}(\varepsilon + 1 - \alpha - \tau) + (\psi_q(\varepsilon) + \psi_{c2}(\varepsilon)) \cdot i_{\omega}(\varepsilon - \alpha - \tau) - \\ - (\psi_s(\varepsilon) + \psi_{c1}(\varepsilon) + \psi_q(\varepsilon)) \cdot i_{\omega}(\varepsilon + 1 - 2\alpha - \tau) - \psi_{c2}(\varepsilon) \cdot i_{\omega}(\varepsilon - 2\alpha - \tau) \end{array} \right],$$

де  $u_{Cm}$  – амплітуда фіктивного джерела напруги, що підключається до контуру, коли вентиля розімкнуті. Амплітуда напруги резонансної ємності  $u_{Cm} = \rho i_{stm}$  визначається амплітудою стаціонарного струму й хвильовим опором контуру. Вирази стаціонарного струму  $i_{st}(\varepsilon) = i_{\omega s}(\varepsilon) + i_{\omega c}(\varepsilon) + i_{\omega q}(\varepsilon)$  доцільно розраховувати за допомогою числових методів. Середній за період робочого циклу струм споживача енергії

$$I_q(q, \tau) = \int_0^T \psi_q(\varepsilon) i_{st}(\varepsilon, \tau) d\varepsilon \quad (5.36)$$

буде зворотно залежати від тривалості безструмової паузи  $\tau$ .

Як приклад розглянемо сімейства регулювальних характеристик резонансного перетворювача із двома джерелами напруг для несиметричного широтного регулювання на рис.5.18,а і для частотного регулювання на рис.5.19,б. Статичні характеристики розраховані згідно (5.29)-(5.36) числовими методами за допомогою ЕОМ. Це залежності відносного значення середнього струму споживача енергії від регулюючих параметрів при різних напругах споживача. Криві 1-5 відповідають наступним відносним напругам споживача енергії  $q = u_q/u_s = 0,95; 0,7; 0,5; 0,2; 0$ .

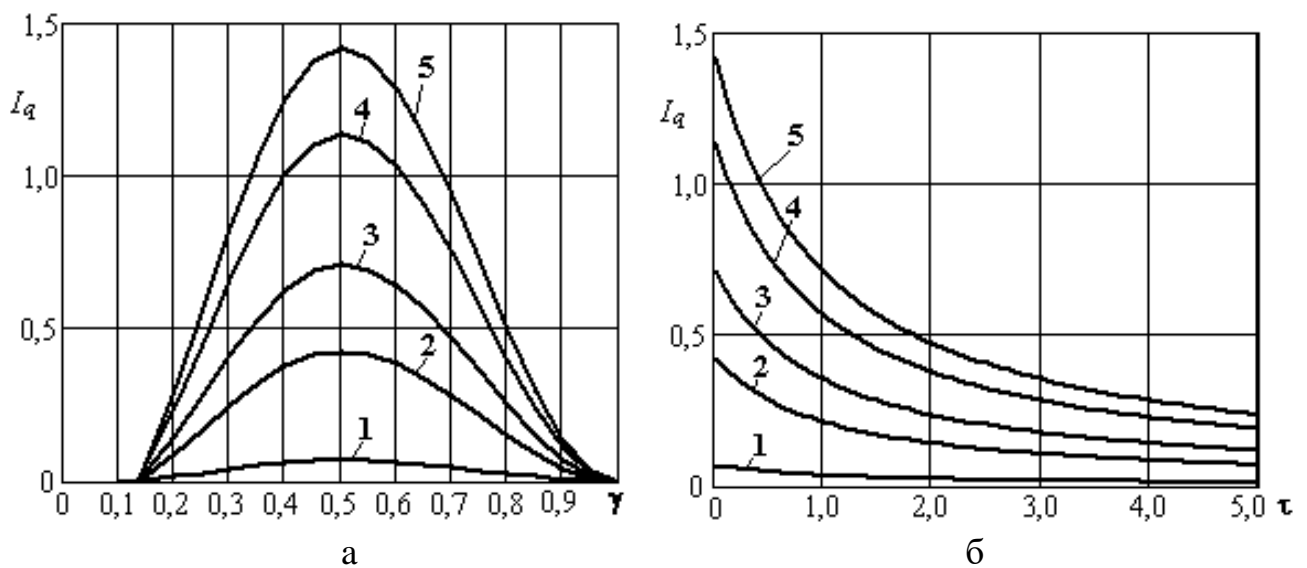


Рис.5.19. Регулювальні характеристики: криві 1-5 розраховані для відносних напруг навантаження  $q = 0,95; 0,7; 0,5; 0,2; 0$ .

Асиметричне широтне регулювання дозволяє міняти струм споживача в широкому діапазоні, однак моменти комутації вентилів збігаються з нулем струму лише при  $\gamma = 0,5$ . Діапазон регулювання доцільно обмежити діапазоном  $\gamma = 0,15 \dots 0,5$  на висхідних ділянках регулювальних характеристик на рис.5.19,а. Це забезпечить монотонність регулювання.

При частотному регулюванні ширина імпульсу струму дорівнює половині періоду вільних коливань  $\pi/\omega_1$ . Хоча частотне регулювання й не забезпечує зниження струму до нуля при обмеженому зниженні частоти перетворення  $\omega_{g \min} = (1 - \tau_{\max})\omega_1$ , комутація вентилів відбувається при нульовому струмі контуру, що дозволяє знизити комутаційні втрати. Тому можна сполучати два

способи регулювання, щоб на великій потужності зберігати оптимальні умови комутації, а на меншій потужності регулювати до нуля без істотного зниження робочої частоти.

Розраховані статичні характеристики резонансного перетворювача на рис.5.19,a,b сходяться з даними імітаційного моделювання схем резонансних перетворювачів і підтверджують правильність запропонованого методу аналізу стаціонарних процесів резонансних перетворювачів. Описаний вище метод при деяких припущеннях щодо еквівалентних схем заміщення резонансних перетворювачів може бути розповсюджений на перетворювачі з більш складними резонансними ланцюгами. Властивості резонансних ланцюгів будуть визначати перехідну функцію контуру (5.28), її зображення (5.29) і вираз основної стаціонарної складової (5.30) струму контуру. Відповідно до обраної послідовності комбінацій джерел (ПКД) можна скласти комутаційні функції й рівняння складових струму подібно (5.32) і (5.35). Середній струм будь-якого джерела напруги розраховується числовими методами аналогічно (5.34) і (5.36) відповідно до комутаційної функції й зі способом регулювання.

## **5.5. Дослідження динаміки резонансного перетворювача**

### **5.5.1. Постановка задачі дослідження динаміки резонансних перетворювачів**

Проблематика резонансних перетворювачів змінної вихідної напруги (також з динамічною напругою одного знаку) полягає в складності забезпечення динамічності, точності й швидкодії регулювання, організації енергообміну при живленні реактивних навантажень, в необхідності погоджувати параметри силової схеми перетворювача з параметрами навантаження [9, 15, 189-191].

На відміну від перетворювачів постійної напруги, де згладжування пульсацій перетворення й пульсацій напруги живлення в значній мірі здійснюється вхідним і вихідним фільтрами з низькою частотою пропускання, у перетворювачах змінної та динамічної напруги не можна надмірно знижувати частоту пропускання фільтрів і в такій же мірі використати їхню згладжуючу дію.

Пульсації та інші небажані коливання напруг, що мають частотний спектр, близький зі спектром корисних складових, повинні бути подавлені за рахунок регулювання [18, 56, 57]. З іншого боку, підвищення динамічності резонансних перетворювачів натрапляє на проблему стійкості регулювання. Схеми з високою добротністю контурів, як правило, мають більшу коливальність. Стійке керування таким об'єктом можливо тільки при точній компенсації полюсів передатної функції або при уповільненні регулятора. Точна компенсація полюсів практично утруднена через нестабільність параметрів схем. Необхідні нелінійні й адаптивні регулятори, засновані на інтелектуальних технологіях керування. Ще одна проблема – живлення реактивних навантажень. При ємнісному або індуктивному навантаженні пікові струми й напруги можуть у рази перевищувати поточні середні значення, що відповідають активній складовій навантаження [60].

Розв'язання даних проблем може бути здійснено шляхами вдосконалювання систем керування й синтезу схем з необхідними властивостями перетворювачів електроенергії й об'єктів керування. Привабливою також є можливість задавати в системі керування різні алгоритми комутації для перевodu перетворювача з одного режиму в іншій зі збереженням прийнятних показників якості електроенергії.

Отже ідеєю досліджень в цьому напрямку є створення методу аналізу динаміки перетворювачів динамічної та змінної напруги й алгоритмів комутації силових ключів з використанням ПКД деякого абстрактного резонансного перетворювача (АРП) на рис.5.20, що здійснює дозований енергообмін між підключеними джерелами  $s_1 \dots s_N$  й резонансними ланцюгами РЛ. Джерела можуть бути джерелами струму або напруги й підключатися до РЛ, створюючи резонансний контур або контури, з різною полярністю й послідовністю відповідно до ПКД, що задаються у вигляді табл.5.6. Тоді АРП може мати просту структуру послідовного контуру, або складнішу структуру з послідовно-паралельним контуром чи з т. з. резонансною мережею, що представляє собою пасивну схему з декількома резонансними контурами. У табл. 5.6 як приклад для



АРП із двома джерелами напруг ( $N=2$ ) по рядках записані відповідності ПКД з множини  $N$  і моменти комутації  $\varepsilon_n = t_n/T$ , де  $T$  – період перетворення.

Таблиця 5.6. Приклад послідовності комбінацій джерел (ПКД) АРП із двома джерелами напруг

Моменти комутації $\varepsilon_n$	Комбінації джерел	Епюри напруг комутуваних джерел контуру
$\varepsilon_0 = 0$	$u_1 - u_2$	
$\varepsilon_1 = \varphi_2$	$u_1 + u_2$	
$\varepsilon_2 = \gamma$	$u_2$	
$\varepsilon_3 = 0,5$	$-u_1 + u_2$	
$\varepsilon_4 = 0,5 + \varphi_2$	$-u_1 - u_2$	
$\varepsilon_5 = 0,5 + \gamma$	$-u_2$	

Сполучення в одному АРП джерел струму із джерелами напруг у загальному випадку не потрібно для підтвердження правильності синтезу, але потребує більш складної схеми силової частини для розгляду. Тому спочатку припустимо, що джерела  $u_1(t) \dots u_N(t)$ , що беруть участь у процесі перетворення, є джерелами напруг. Потім можна сформулювати рекомендації для загального випадку, коли перетворювач складається з інверторів напруги і струму.

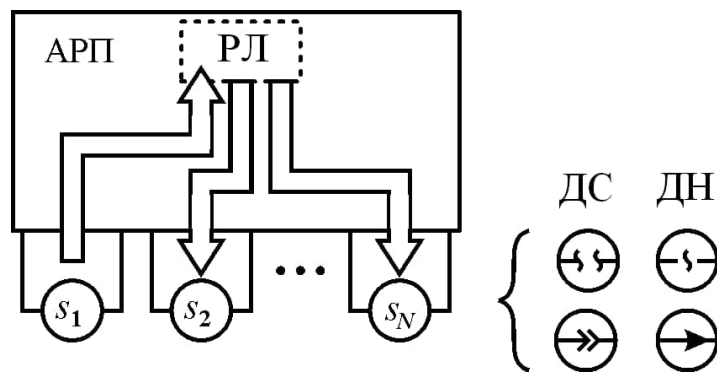


Рис.5.20. Концепція абстрактного резонансного перетворювача АРП

У якості РЛ можуть бути використані п'ять схем у табл. 5.7, елементами яких є ємність, індуктивність і їхні елементарні сполучення, які утворять ряд конкретних РЛ зі своїми передатними функціями. Динаміка перетворювача буде визначатися передатними функціями РЛ, топологіями силових схем і алгоритмами комутації. Це те ж, що й деяка ПКД, тобто набір джерел, що з'єднуються із РЛ протягом циклу перетворення.

Реалізації АРП із двома джерелами напруги відповідають прості топології, представлені на рис.5.21 для чотирьохполюсних РЛ (а) і двополюсних РЛ із послідовної (б) і паралельної (в) організацією.

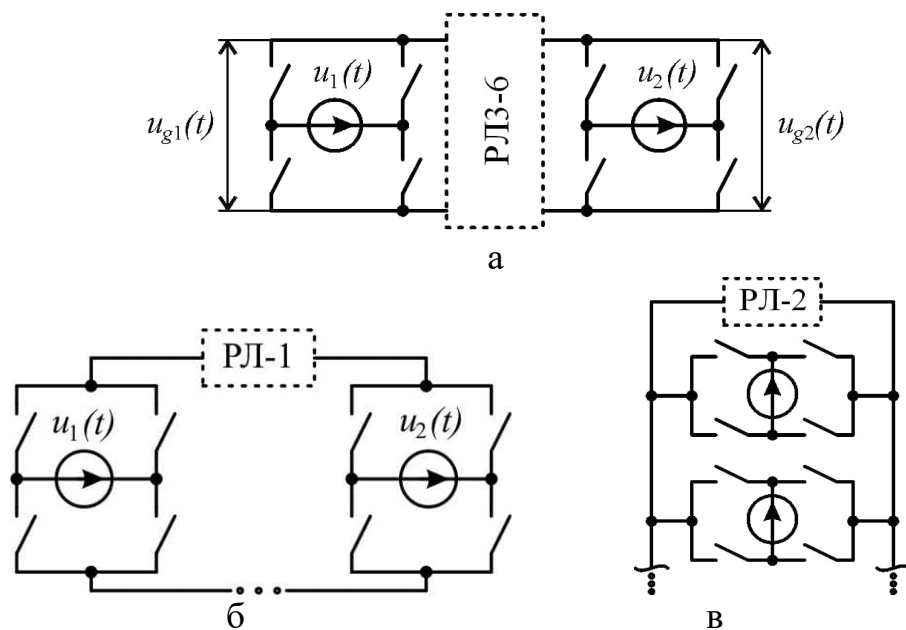


Рис.5.21. Варіанти реалізації АРП з двома джерелами ЕРС в ключових схемах

Топології із двополюсними РЛ на рис.5.21,б,в дозволяють нарощувати число мостів з еквівалентними джерелами електроенергії. Зв'язані джерела, наприклад у трифазній мережі, підключаються до схеми через об'єднані матриці ключів - трифазні мости.

Таблиця 5.7. Типи резонансних ланцюгів

РЛ-1	РЛ-2	РЛ-3	РЛ-4	РЛ-5	РЛ-6	Елементи РЛ

Стосовно ключів схем прийемо наступні допущення:

- Ключі ідеальні, повністю керовані й симетричні.
- У моменти комутації змінює стан один ключ або кілька ключів синхронно так, що резонансний контур можна вважати нерозривним.
- Неприпустимим є порушення принципів комутації – коротке замикання джерела напруги й розрив джерела струму.

Далі покладемо наступне:

- Комутовані джерела напруг  $u_1(t) \dots u_N(t)$  перетворюються в еквівалентні генератори прямокутних східчастих напруг  $u_{g1}(t) \dots u_{gN}(t)$  з однаковою частотою  $\omega_g$  (див. табл. 5.6) кожний у відповідності зі своєю комутаційною функцією виду

$$\psi_n(\varepsilon) = \pm pulse_1(\varepsilon) \mp pulse_2(\varepsilon), \quad (5.37)$$

де  $pulse_i(\varepsilon) = stp(\varepsilon - \phi_{1i}) - stp(\varepsilon - \phi_{2i})$  - функція п-образного імпульсу,  $stp(\varepsilon)$  - одинична східчаста функція,  $\phi_{1i}$ ,  $\phi_{2i}$  - фази фронту й спаду  $i$ -того імпульсу,  $\varepsilon = 0 \dots 1$  - фаза усередині періоду  $T = 2\pi/\omega_g$ .

- Швидкості зміни динамічних напруг низькочастотних джерел  $u_1(t) \dots u_N(t)$  незначні й викликають малі їхні зміни за період  $T$  високочастотної комутації.

- РЛ і резонансні контури лінійні протягом міжкомутаційних проміжків, тому для математичного опису процесів АРП можна використати принцип накладання.

- Використовувані в процесі перетворення ПКД відповідають так званим простим циклам, у яких кожне джерело може підключатися до РЛ тільки один раз із одним знаком або два рази з різними знаками за цикл перетворення.

- Енергообмін між джерелами АРП (джерелом живлення і споживачем електроенергії) у сталому режимі однозначно визначається ПКД й величинами напруг джерел.

### 5.5.2. Відповідність абстрактного резонансного перетворювача практичним схемам резонансних перетворювачів

Розглянемо локальну систему комплексного електроживлення. Можлива концепція системи визначена на основі вивчення робіт [192, 193] і представлена у вигляді схеми на рис.5.22 з позначеними напрямками передавання електроенергії. Система приймає енергію від  $n$  джерел, накопичує її надлишки в накопичувачах-акумуляторах або повертає в мережу та передає необхідну кількість енергії до  $m$  навантажень-споживачів  $N1-Nm$ . Для різних споживачів створюються роздільні виходи зі своїми локальними перетворювачами електроенергії, наприклад, перетворювачами постійної напруги з номіналами 5В,

12В, 19В і змінної напруги з номіналом 220В. Організація в єдиній системі декількох виходів, узгоджених з різними споживачами, дозволяє в цілому скоротити витрати на залучення проміжних перетворювачів електроенергії. Управління потоками електроенергії та перетворення її параметрів здійснюється за допомогою комутаційно-розподільчої схеми К-РС, перетворювачів джерел ПД1-ПД $n$ , перетворювачів споживачів ПС1-ПС $m$ , мережевого блоку живлення МБЖ та рекуперуючого перетворювача РеП. Система управління СУ виконує функції управління та моніторингу із боку зовнішньої системи через інтерфейси зв'язку ІЗ.

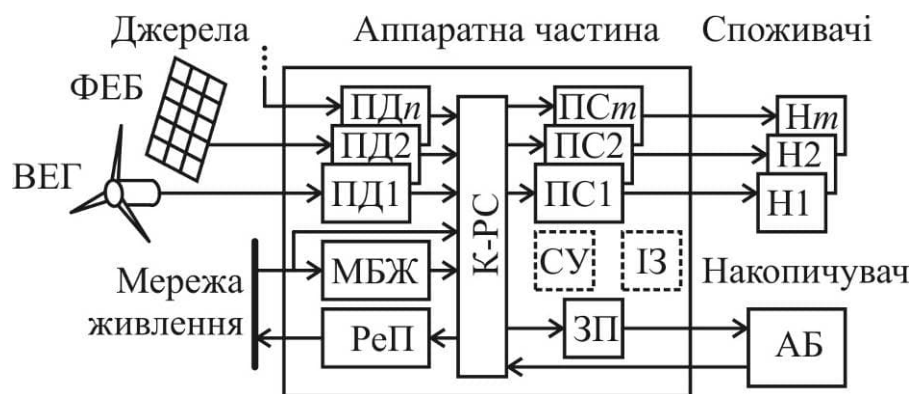


Рис.5.22. Функціональна схема системи комплексного електроживлення: ФЕБ – фотоелектрична, сонячна батарея; ВЕГ – вітроенергетичний генератор; ПД1, ПД2, ПД $n$  - перетворювачі джерел; МБЖ – мережевий блок живлення; РеП – рекуперуючий перетворювач; К-РС - комутаційно-розподільча схема; ПС1, ПС2, ПС $m$  - перетворювачі споживачів; Н1, Н2, Н $m$  – навантаження, споживачі електроенергії; СУ – система управління; ІЗ – інтерфейс зв'язку; ЗП – зарядний пристрій; АБ – акумуляторна батарея

Технічна реалізація системи допускає виключення, об'єднання та поділ функціональних блоків на рис.5.22 відповідно до завдань системи. Для структурного об'єднання доцільно перейти від концепції системи з окремими перетворювачами на рис.5.23,а,б до концепції системи на рис.5.23,в джерел ще розподілятиме її між кількома  $m$  споживачами. Якщо джерело електроенергії здатне приймати електроенергію, тут воно може стати її споживачем. Це дозволить, ймовірно, знизити матеріаломісткість силової частини, але вимагатиме більш складних та надійних алгоритмів управління, що дозволяють реалізувати двонаправлений енергообмін між входами і виходами

перетворювачів. Для розробки систем авторегулювання вихідних величин даних перетворювачів необхідно розробити лінеаризовану математичну модель на основі принципу суперпозиції (накладання), що дозволить аналізувати динаміку резонансних перетворювачів при різних алгоритмах комутації вентилів.

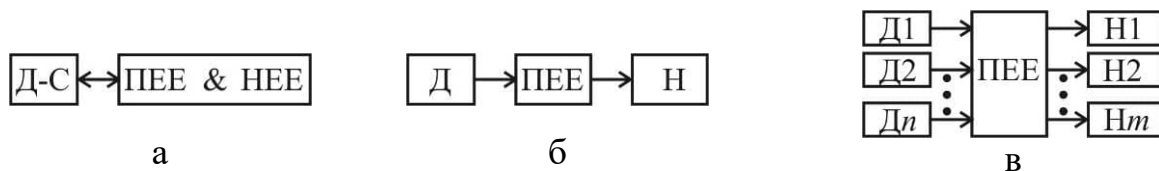


Рис.5.23. Концепції перетворювальних систем: а – з одним підключенням; б – з двома підключеннями; в – з багатьма підключеннями, де Д-С – джерело-споживач, ПЕЕ – перетворювач електроенергії, НЕЕ – накопичувач електроенергії, Д – джерело, Н – навантаження

Як перший приклад, аналогічний [175, 194], розглянемо схему зарядного резонансного перетворювача на рис.5.24,а, що дозволяє заряджати кілька акумуляторних батарей АВ за індивідуальними графіками зарядних процесів. Подібні завдання виникають під час експлуатації акумуляторного обладнання зі змінними секціями. Силова схема перетворювача містить мережевий фільтр СУ1, СУ2, LF, CF1, однофазний випрямляч з ємнісним фільтром V, RV, CE, резонансний інвертор з елементами резонансного ланцюга VT1, VT2, Cr, Lr, трансформатор струму ТА, трансформатори напруги TV1, TV випрямлячі VD1-VD4, Cq1 та VD5-VD8, Cq2 та регулюючі транзистори VT3-VT6. До виходів підключено акумуляторні батареї АВ1 і АВ2, включені послідовно між собою. Величина вихідної напруги  $U_q$  визначається кількістю акумуляторних батарей із трансформаторно-випрямними секціями. Польові транзистори управляються сигналами  $g_1-g_6$  у вигляді напруги відносно відповідних витоків. На рис. 5.24,б наведена еквівалентна схема з ідеальними ключами і елементами резонансної ланцюга  $r, L, C$ . Трансформатори також ідеалізовані і виключені зі схеми. Їх активні опори віднесені до опору контуру  $r$ , а індуктивності розсіювання віднесені до резонансної індуктивності  $L$ . Дана схема ілюструє топологію силової схеми і перехід до схеми заміщення на рис. 5.24,в, що являє собою резонансний осцилятор з еквівалентними джерелами  $u_{g_0}(t) \dots u_{g_2}(t)$ . Ці джерела

заміняють напругу живлення інвертора  $u_0$  і напруги акумуляторів  $u_1$  і  $u_2$ , комутовані силовими ключами.

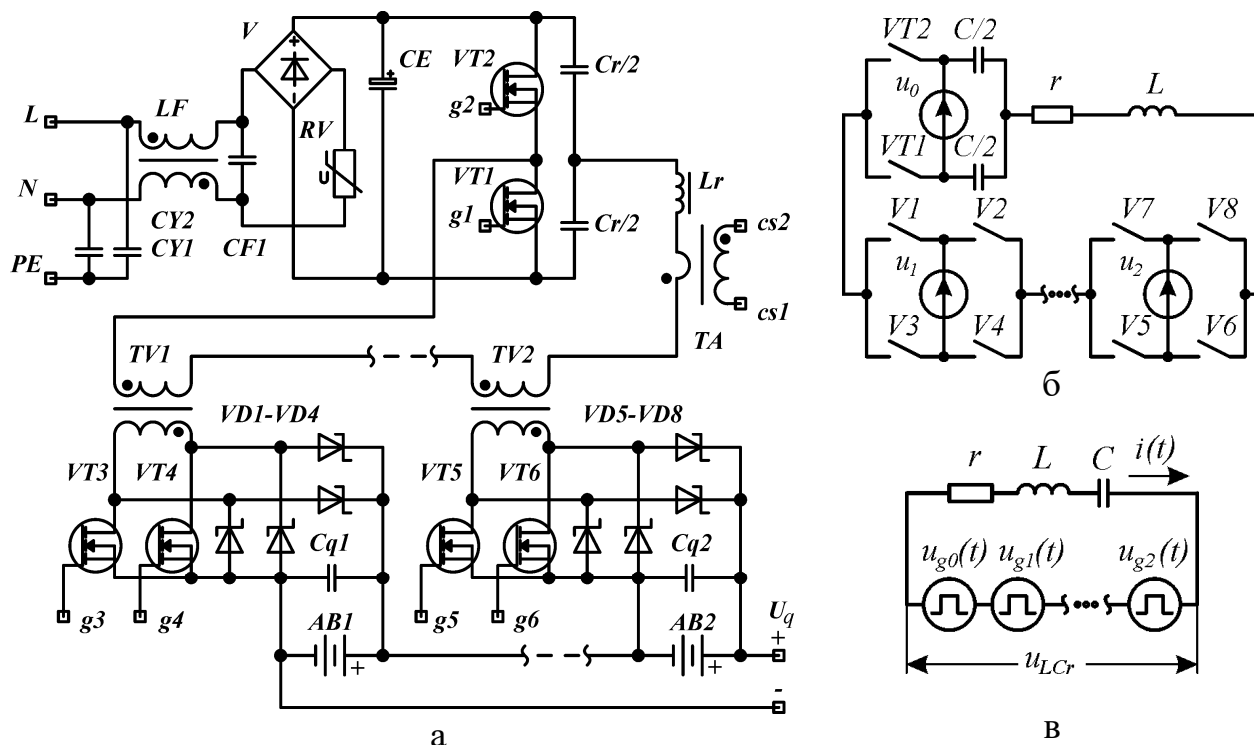


Рис. 5.24. Схеми зарядного резонансного перетворювача: а – силова частина, б – еквівалентна схема з ідеальними ключами та елементами резонансного ланцюга, в – схема заміщення з еквівалентними генераторами

Інвертор на транзисторах VT1, VT2 працює у двотактному режимі та збуджує резонансні коливання в контурі перетворювача. Припустимо, що резонансний струм пропорційно передається через трансформатори TV1, TV2 у вторинні обмотки до комутованих випрямлячів. Якщо регулюючі транзистори VT3, VT4 відкриті, струм вторинної обмотки замикається через них і не проходить через вихідний випрямляч в акумулятор AB1. При закритті цих транзисторів і достатньої запасеної амплітуді резонансних коливань діоди випрямляча відкриваються, і струм вторинної обмотки проходить через акумулятор AB1, заряджаючи його черговою порцією енергії. Таким же чином заряджається і акумулятор AB2. Система управління управляє розподілом електроенергії, що заряджає, між акумуляторами за допомогою комутації регулюючих транзисторів. Додатково регулюючі транзистори можуть брати участь у синхронному випрямленні. Амплітуда резонансних коливань у контурі

перетворювача регулюється з допомогою інвертора частотним чи фазовим способами.

Перетворювач фотоелектричної установки, аналогічний [188, 195, 196], схема якого наведена на рис.5.25,а, також є прикладом резонансного перетворювача з множинним підключенням. Він приймає енергію від двох джерел – сонячної батареї SB та акумуляторної батареї АВ. Навантаження  $L_q$ ,  $R_q$  живиться низькочастотною змінною напругою. Акумуляторна батарея також виступає у ролі споживача електроенергії при її заряді надлишками енергії сонячної батареї. На рис. 5.25,б наведено ідеалізовану еквівалентну схему з припущеннями, прийнятими для схеми на рис. 5.24,б. На рис.5.25,в наведена схема резонансного осцилятора, подібна до схеми на рис. 5.24,в. Тут еквівалентні джерела прямокутної напруги  $u_{g0}(t) \dots u_{g2}(t)$  заміщають комутовані силовими ключами V1-V12 напругу сонячної батареї  $u_0$ , напругу акумулятора  $u_1$  і напругу навантаження  $u_2$ , які вважаються постійними протягом проміжків між комутаціями ключів.

Даний перетворювач складається з двох мостових інверторів напруги з транзисторами VT1-VT4 і VT5-VT8, зашунтованими діодами VD1-VD4 і VD5-VD8, циклоконвертору з транзисторами VT9-VT12 і діодами VD9-VD12. Сигнали керування транзисторами  $g_1$ - $g_{12}$  подаються до їх витоків. Шунтування польових транзисторів зустрічними діодами Шоттки застосовується для полегшення комутації транзисторів при реверсних струмах. Ємності CE1, CE2 виконують функції фільтрації та беруть участь в енергообміні з резонансним контуром через інвертори та трансформатори напруги TV1, TV2. Резонансний контур з елементами  $L_r$ ,  $C_r$  та трансформатором струму ТА знаходиться на вторинному високовольтному боці силової схеми. Циклоконвертор [197] створено двома синхронними випрямно-інверторними стійками з накопичувальними ємностями CB1, CB2 і фільтрувальною ємністю  $C_q$ . Різниця потенціалів верхніх точок стійок прикладається до активно-індуктивного навантаження  $L_q$ ,  $R_q$ . Інверторні мости VT1-VT4 і VT5-VT8 можуть працювати в режимах інвертування та синхронного випрямлення з послідовним включенням

діагональних пар транзисторів, і в режимі замикання контуру при включенні суміжних нижніх або верхніх пар транзисторів. Якщо уявити, що шини живлення інверторів з'єднані з еквівалентними джерелами напруги, то кожен з цих джерел може віддавати енергію в контур, приймати енергію контуру або не брати участь в енергообміні. Циклоконвертор також дозволяє здійснювати енергообмін ланцюга навантаження  $Cq$ ,  $Lq$ ,  $Rq$  з резонансним контуром перетворювача, працюючи у випрямному або інверторному режимах. Управління потоками енергії в даному перетворювачі здійснюється чергуванням режимів роботи інверторів і циклоконвертора, а також регулюванням обвідної резонансних коливань.

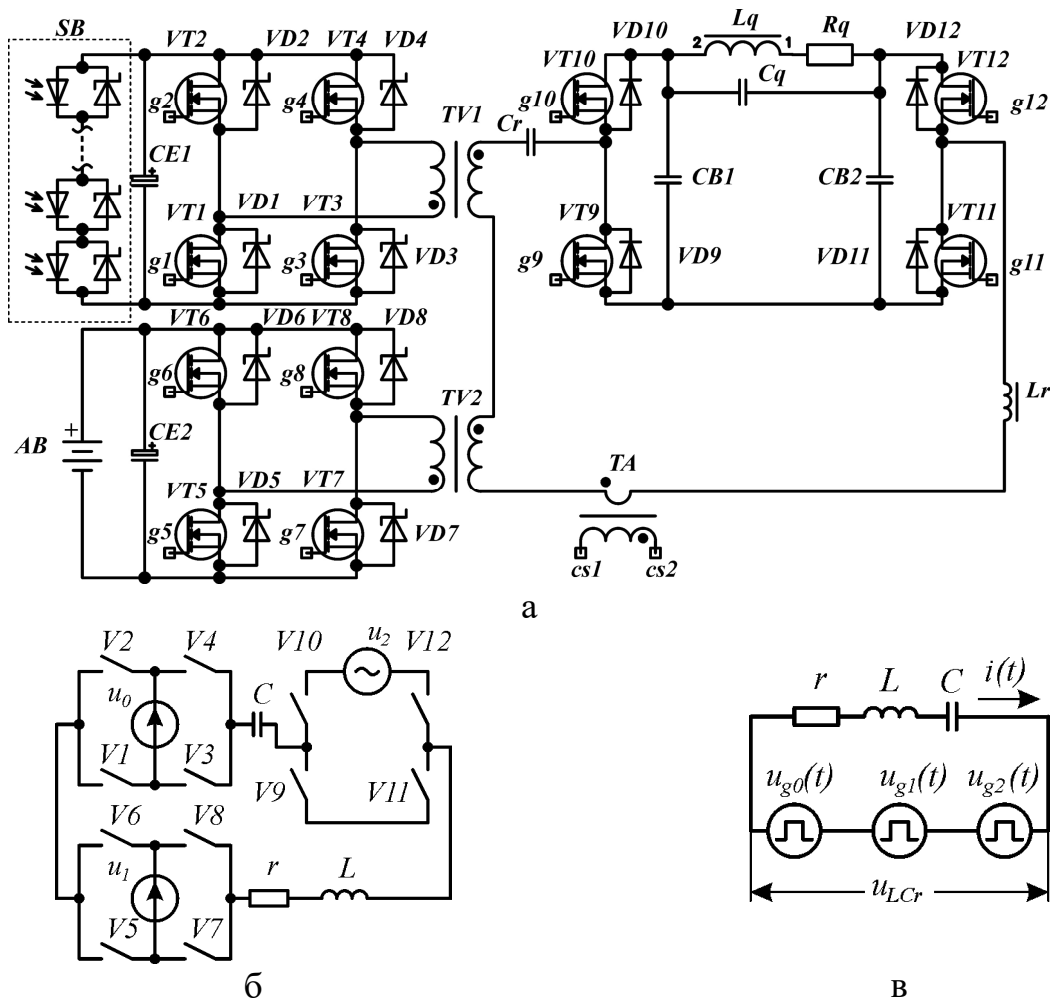


Рис.5.25. Схеми перетворювача фотоелектричної установки: а – силова частина, б – еквівалентна схема з ідеальними ключами та елементами резонансного ланцюга, в – схема заміщення з еквівалентними генераторами

Перетворювач світлодіодного освітлення на рис.5.26,а [198] живить гальванічно розв'язані світлодіодні матриці LA1, LA2 суднового світильника. Він



може бути розширений для більшої кількості світлодіодних матриць. Гальванічна розв'язка необхідна для іскрозахисту та електробезпеки освітлювальних систем відповідальних судових об'єктів. Перетворювач містить випрямляч  $V$ ,  $CF0$ , квазірезонансний одноктактний перетворювач  $VT0$ ,  $VD0$ , з еквівалентною ємністю стоку  $Cde$ , дроселем  $L0$ , накопичувальною ємністю  $CE$ , напівмостовий інвертор напруги  $VT1$ ,  $VT2$ ,  $CB1$ ,  $CB2$ , трансформатори  $TV1$ ,  $TV2$ ,  $Cr2$ , що забезпечують м'які зовнішні характеристики, вихідні випрямлячі  $VD1$ ,  $VD2$  і  $VD3$ ,  $VD4$ , з фільтруючими ємностями,  $Cq1$ ,  $Cq2$  і  $Cq3$ ,  $Cq4$ . На рис. 5.26,б наведена схема заміщення – резонансний осцилятор з двома резонансними ланцюгами  $r_1$ ,  $L_1$ ,  $C_1$  та  $r_2$ ,  $L_2$ ,  $C_2$ , і генераторами прямокутних напруг.

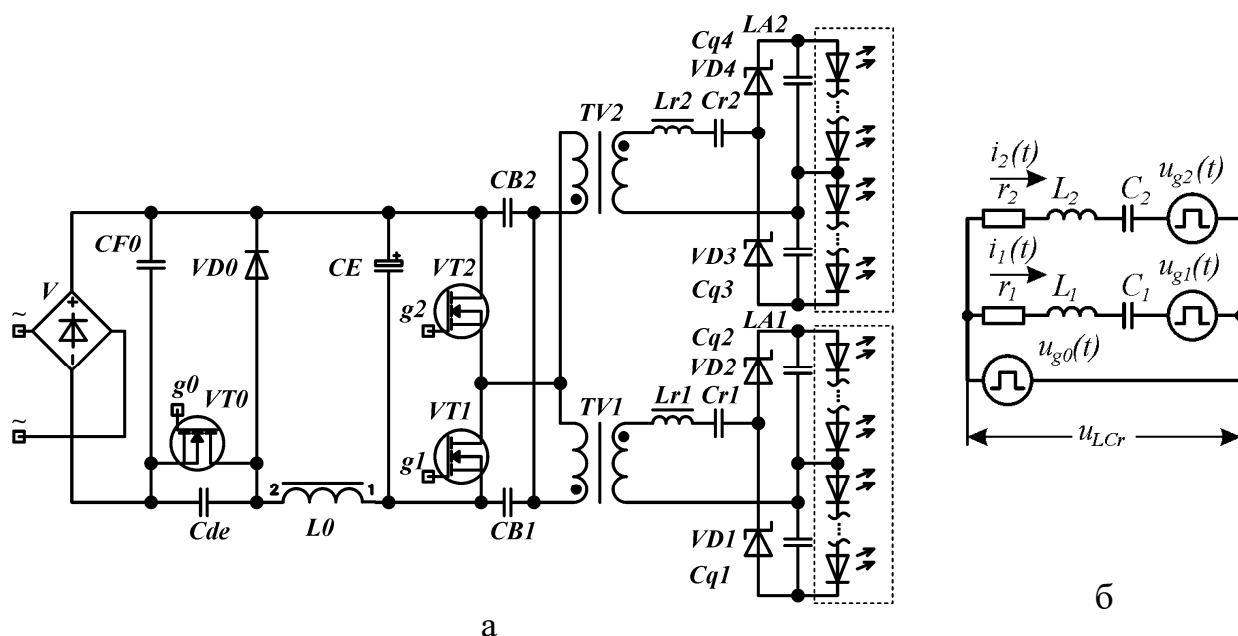


Рис. 5.26. Схема перетворювача для живлення світлодіодного освітлення: а – силова частина, б – схема заміщення з еквівалентними генераторами

Квазірезонансна ступінь з елементами  $VT0$ ,  $VD0$ ,  $Cde$ ,  $L0$  здійснює регулювання загальної потужності при змінах напруги живлення. Інвертор на транзисторах  $VT1$ ,  $VT2$  працює в стабільному режимі з незначним підстроюванням частоти для позиціонування робочої точки вторинних контурів на спадаючій ділянці резонансної кривої. Робоча частота інвертора налаштовується вище за резонансні частоти контурів.

Розглянуті резонансні перетворювачі з множинним підключенням мають схожі схеми заміщення на рис.5.24, рис.5.25,в. Тому для дослідження процесів

цих схем підходять метод на основі принципу суперпозиції. Схема заміщення з паралельними ланцюгами на рис.5.26,б може бути представлена двома одноконтурними схемами – елементарними резонансними осциляторами.

### 5.5.3. Динамічна модель на основі принципу суперпозиції

Для дослідження динаміки резонансного перетворювача доцільно використовувати принцип суперпозиції. Енергообмін між джерелами напруг  $u_1(t) \dots u_{n+m}(t)$  в структурі силової частини на рис.5.27 в стаціонарному режимі однозначно задається величинами напруг і ПКД, що реалізується в ключових схемах  $I_{n1}$ - $I_{nn}$  та  $V1$ - $Vn$  системою управління перетворювачем. В динамічних режимах можна ввести припущення, що процеси в пасивній частині силової схеми (ЛБП) складаються з процесів, викликаних кожною ключовою схемою з підключеним до неї джерелом напруги [199]. Тоді можна перейти до схем заміщення у вигляді резонансних осциляторів, наведених раніше. Відповідно до принципу суперпозиції (накладання) еквівалентні генератори напруги  $u_{g1}(t) \dots u_{gN}(t)$  резонансних осциляторів на рис.5.24, 5.25,в викликають складові струмів  $i_1(t) \dots i_N(t)$ , сума яких є струмом контуру  $i(t) = \sum_N i_n(t)$ . Структура

динамічної моделі АРП на рис.5.28 показує взаємодію еквівалентних генераторів напруг АРП один з одним через РЛ і додавання складових струмів. Струм контуру  $i(t)$  комутується за умови нерозривності контуру синхронно з комутацією джерел напруги. Тому через кожне джерело напруги проходить тільки деяка частина загального струму, обумовлена комутаційною функцією  $i(t)\psi_n(\varepsilon T + kT)$ , де  $k$  – номер періоду перетворення. При визначенні середнього значення струму джерела за період загальний струм інтегрується в межах комутаційного вікна даного джерела напруги.

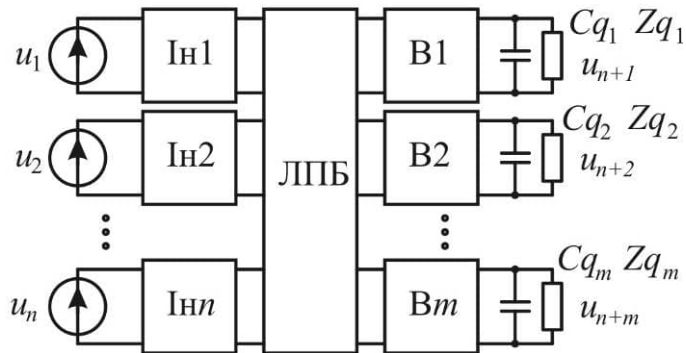


Рис.5.27 Структура силової частини резонансного перетворювача з множинним підключенням:  $Ін1-Інn$  – ключові схеми (мости або напівмости) інверторів,  $В1-Вn$  – ключові схеми випрямлячів. ЛБП – лінійний багатополіусник

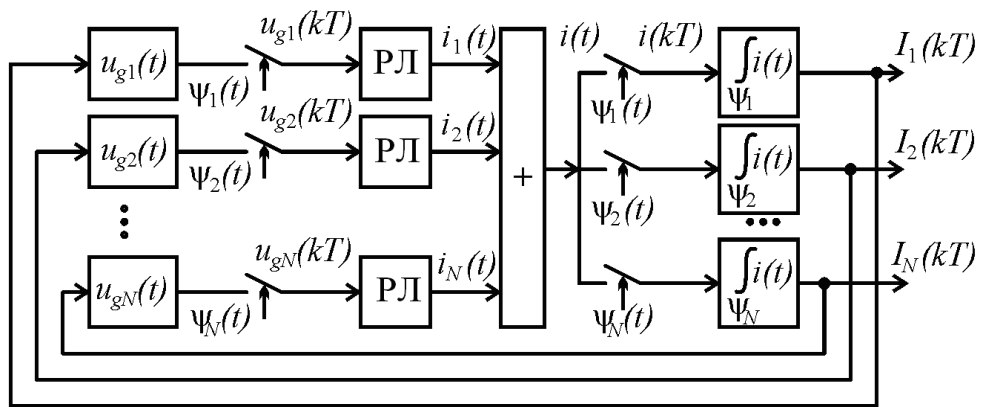


Рис.5.28. Структура динамічної моделі абстрактного резонансного перетворювача (АРП): РЛ – резонансні ланцюги

Структура динамічної моделі резонансного перетворювача на рис.5.28 дозволяє наочно побудувати динамічну модель АРП засновану на принципі накладання. Тут кожний еквівалентний генератор прямокутної напруги створює свій струм і виконує роль джерела енергії. Інші еквівалентні генератори напруг для даної складової струму формально є приймачами й можливо споживачами енергії. Приймачем свого ж струму є й генератор, що викликав його. Таким чином, будь-який еквівалентний генератор напруги одночасно є джерелом і приймачем струму, може бути джерелом і споживачем електроенергії, яка передається всіма складовими струму контуру. Отже, всі джерела напруги АРП зв'язані один з одним через інвертори й динамічні зв'язки у вигляді РЛ, що відповідають передаванню складових струму контуру й електроенергії від одного джерела до іншим. Тому динаміка АРП може бути описана системою

елементарних передатних функцій  $h_{mn}(z) = I_n(z)/u_m(z)$ , що зв'язують напругу  $m$ -го джерела з поточним середнім струмом  $n$ -го джерела напруги,

$$\mathbf{I}(z) = \mathbf{H}(z)\mathbf{U}(z) + \frac{\partial \mathbf{H}(z)}{\partial x_1} x_1(z) + \dots + \frac{\partial \mathbf{H}(z)}{\partial x_i} x_i(z), \quad (5.38)$$

$$\text{де } \mathbf{I}(z) = \begin{bmatrix} I_1(z) \\ I_2(z) \\ \dots \\ I_N(z) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{H}(z) = \begin{bmatrix} h_{11}(z) & h_{21}(z) & \dots & h_{N1}(z) \\ h_{12}(z) & h_{22}(z) & \dots & h_{N2}(z) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ h_{1N}(z) & h_{2N}(z) & \dots & h_{NN}(z) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{U}(z) = \begin{bmatrix} u_1(z) \\ u_2(z) \\ \dots \\ u_N(z) \end{bmatrix} - \text{вектор}$$

дискретних  $z$ -зображень поточних середніх струмів, матриця передатних функцій і вектор зображень напруг джерел відповідно,  $\partial \mathbf{H}(z)/\partial x_i$  – матриці коефіцієнтів диференціальної лінеаризації по входах регулювань,  $x_1(z)\dots x_i(z)$  – зображення малих змін вхідних регулюючих величин. Стовпці матриці передатних функцій відповідають джерелам впливів, тобто еквівалентним генераторам, що виробляють струми. Рядки відповідають приймачам, тобто еквівалентним генераторам, через які проходять складові струмів, ініційовані іншими генераторами. Регулюючі величини АРП впливають на параметри еквівалентних генераторів напруг, такі як відносна ширина імпульсу  $\gamma = t_p/T$ , фаза  $\varepsilon_p = \varphi_p T/\omega_g$ , частота перетворення  $\omega_g = 2\pi/T$ . Стовпці матриць коефіцієнтів диференціальної лінеаризації відповідають номеру еквівалентного генератора, що піддається регулюванню. Тому кількість стовпців залежить від кількості генераторів, чутливих до даної регулюючої величини. Кількість рядків завжди відповідає кількості генераторів. Кількість диференціальних доданків у правій частині (5.38) відповідає кількості регулюючих величин. Значення коефіцієнтів диференціальної лінеаризації можуть бути знайдені з похідних елементарних передатних функцій або визначені експериментально в такий спосіб. Імітаційна або натурна модель АРП запускається в роботу з одним генератором-джерелом і одним генератором-приймачем. Далі здійснюється зняття статичної характеристики регулювання струму генератора-приймача. Потім визначаються співвідношення між малими змінами струму й регулюючої величини (нахил

дотичній до характеристики регулювання) при постійній амплітуді напруги генератора-джерела  $K_I = \partial I / \partial x|_{U_a = \text{const}}$  й відношення можливого збільшення амплітуди напруги генератора-джерела до збільшення струму генератора-приймача при постійній регулюючій величині  $K_U = \partial U_a / \partial I|_{x = \text{const}}$ . Під можливим збільшенням амплітуди напруги мається на увазі випадок, коли збільшення струму генератора-приймача було б викликане не регулюючою величиною, а збільшенням напруги генератора. Коефіцієнт диференціальної лінеаризації в даній точці статичної характеристики буде дорівнює добутку отриманих співвідношень  $K = K_I \cdot K_U$ .

Для знаходження елементарних передатних функцій розглянемо АРП із двополюсними РЛ-1 і РЛ-2 з табл.5.7. Комутуючі джерела представимо у вигляді генераторів східчастих напруг, керованих по амплітудах й фазах, а РЛ – послідовним  $rLC$ -ланцюгом. У такий спосіб маємо схему для однієї складової коливальних – резонансний осцилятор на рис.5.29,а та схеми заміщення, що походять від накладання таких осциляторів, на рис.5.29,б,в, що відповідають схемам рис.5.21,б,в  $u_{g1} \dots u_{gN}$  з генераторами напруг. Ключі на рис.5.29,в включаються згідно комутаційних функцій при ненульових їхніх значеннях з усуненням одночасного включення.

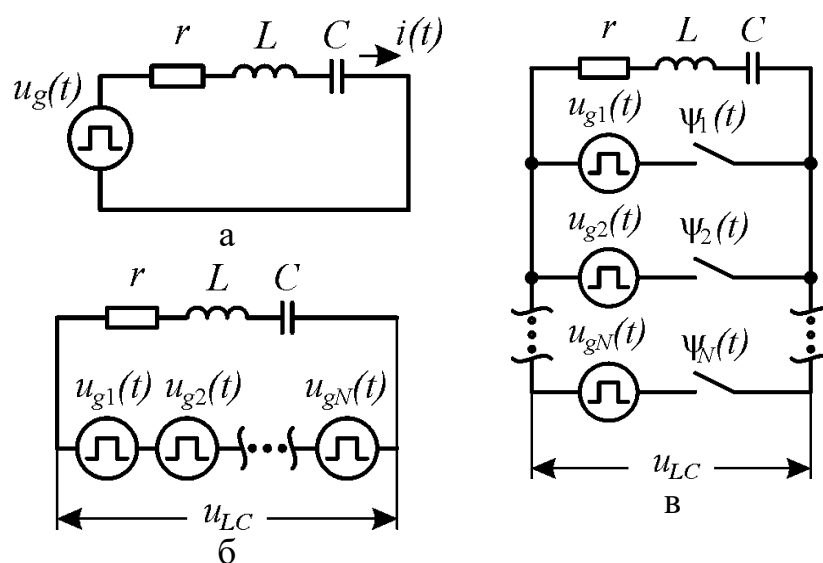


Рис.5.29. Перехід від схеми елементарного резонансного осцилятора (а) з послідовним контуром до абстрактних резонансних перетворювачів (АРП) (б, в)

Фізичний зміст елементарної передатної функції АРП полягає в наступному. Генератор напруги на рис.5.29,а генерує прямокутні імпульси. Один такий імпульс  $v(t)$  на рис.5.30,а викликає загасаючі коливання струму  $i(t)$  контуру. Якщо амплітуда імпульсу одинична  $U_s = 1$ , коливання струму можна умовно вважати ваговою функцією контуру  $h(t) = i(t)$  з точки зору дискретного перетворення. Представимо, що імпульси виникають із періодом  $T$  і генератор під час кожного  $k$ -того імпульсу  $v(t - kT)$  пропускає через себе струм від свого першого імпульсу  $v(t)$  й виступає в ролі приймача. Мірою цього струму є його інтегральне середнє значення за  $k$ -тий інтервал провідності струму даним джерелом напруги.

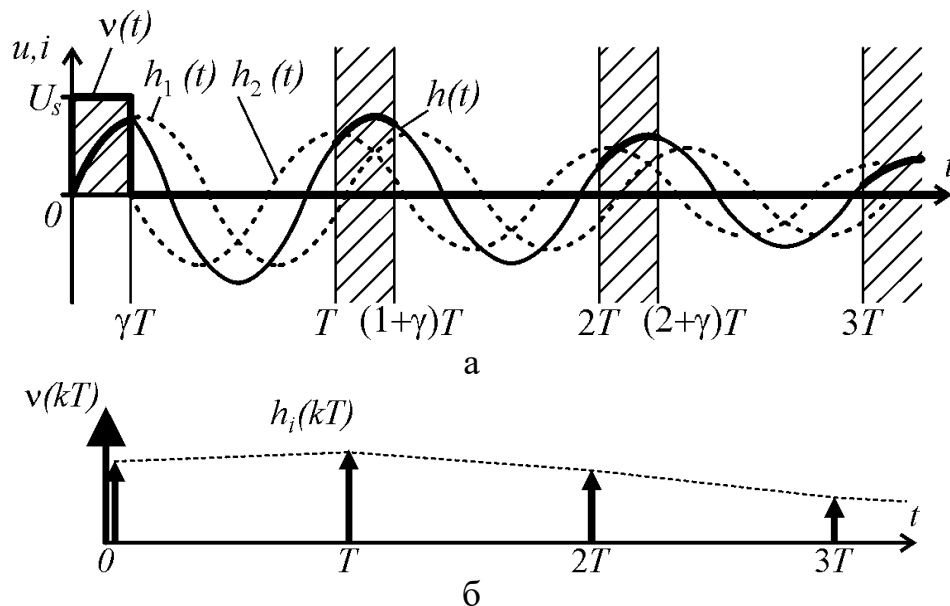


Рис.5.30. До визначення відліків вихідної величини динамічної моделі

Інтервали провідності на рис.5.30,а виділені штрихуванням і збігаються з інтервалом імпульсу, оскільки еквівалентний генератор утворений джерелом повільно змінної напруги й комутуючими ключами. Під час імпульсу джерело напруги підключене до контуру й пропускає струм контуру, а під час паузи минає дане джерело напруги. Якщо інтегрувати струм контуру на інтервалах провідності, одержимо ряд слідуючих один за одним з періодом  $T$  значень на рис.5.30,б, що представляють собою дискретну вагову функцію резонансного осцилятора  $h_i(kT)$ , викликану впливом імпульсу  $v(kT)$  генератора. Зображенням вагової функції буде елементарна передатна функція

$\mathfrak{S}\{h_i(kT)\} = h_{11}(z) = I(z)/u(z)$  резонансного осцилятора. Индекси “11” означають, що даний еквівалентний генератор створює струм, що проходить через нього.

Математичне визначення елементарної передатної функції засновано на двох перехідних функціях струму контуру з наступним інтегруванням на інтервалах провідності джерела напруги й знаходженням  $z$ -зображення послідовності інтегралів. Перехідні функції викликані одиничними ступенями напруги, що становлять імпульс генератора. Перший ступень  $stp(t)$  викликає складову струму  $h_1(t)$ , другий ступень  $-stp(t - \gamma T)$  викликає складову  $h_2(t) = h_1(t - \gamma T)$ . Значить

$$h(t) = h_1(t) + h_2(t) = h_1(t) - stp(t - \gamma T)h_1(t - \gamma T). \quad (5.39)$$

Перехідна функція визначається операторною провідністю РЛ

$$h_1(p) = Y_{rLC}(p)/p = C/(p^2 LC + prC + 1), \quad (5.40)$$

де оригінал перехідної функції дорівнює  $h_1(t) = \frac{e^{-\lambda t}}{\omega_1 L} \sin(\omega_1 t)$ ,  $\omega_1 = \omega_0 \sqrt{1 - 1/4Q^2}$

- частота вільних коливань контуру,  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$  - частота ідеального резонансу,  $Q = \rho/r$  - добротність контуру,  $\rho = \sqrt{L/C}$  - хвильовий опір РЛ,  $\lambda = r/2L$  - фактор загасання коливань.

Допустимо, що імпульс напруги й інтервали провідності джерела обмежені межами  $a = kT$  й  $b = \gamma T + kT$ , як наведено на рис.5.30,а. Тоді елементарна вагова функція резонансного осцилятора буде мати вигляд

$$h_i(kT) = \frac{1}{b-a} \sum_{k=0}^{\infty} \delta(t - kT) \int_a^b h(t) dt. \quad (5.41)$$

При підстановці оригіналу (5.40) в (5.39) і значень меж в (5.41) одержуємо

$$h_i(kT) = \frac{e^{-\lambda kT} \sin(\omega_1 kT + \zeta) - e^{-\lambda(\gamma T + kT)} \sin(\omega_1 kT + \omega_1 \gamma T + \zeta)}{\omega_1 \gamma T L \sqrt{\lambda^2 + \omega_1^2}}, \quad (5.42)$$

де  $\zeta = \arctg(\omega_1/\lambda) = \arctg(\sqrt{4Q^2 - 1})$ . Зображенням (5.42) буде елементарна передатна функція резонансного осцилятора АРП

(5.43)

$$h_i(z) = \frac{z^2 \left( \sin(\zeta) - e^{-\lambda\gamma T} \sin(\omega_1\gamma T + \zeta) \right) + ze^{-\lambda T} \left( \sin(\omega_1 T - \zeta) - e^{-\lambda\gamma T} \sin(\omega_1 T - \omega_1\gamma T - \zeta) \right)}{\omega_1\gamma TL \sqrt{\lambda^2 + \omega_1^2} \left( z^2 - 2ze^{-\lambda T} \cos(\omega_1 T) + e^{-2\lambda T} \right)}$$

АРП із декількома джерелами можна представити як накладання декількох резонансних осциляторів. Тоді елементарні передатні функції, що входять у рівняння (5.38), будуть отримані з (5.41) і будуть мати вирази виду (5.43) з межами інтегрування, що відповідають проміжкам провідності даного джерела напруги. Якщо дане джерело напруги входить у контур два рази за цикл із різними знаками, то в (5.39) додаються ще два доданки від другого імпульсу й знаки враховуються в (5.41) при інтегруванні функції струму. Використання РЛ із іншими схемами приведе до відповідного перевизначення вагової функції контуру. Введення джерел струму в АРП потребує додавання в блок-схему на рис.5.22 зв'язків по напрузі паралельних РЛ, взаємодіючих із джерелами струму й інтегруванню напруг контуру. Подальшим розвитком досліджень доцільно врахувати характер навантаження, які в даному АРП заміщені джерелами напруг, що приймають електроенергію. Тоді до рівняння динаміки АРП додадуться рівняння виходів, де будуть фігурувати передатні функції вихідних ланцюгів.

Запропонований метод дозволить аналізувати динаміку силової схеми резонансного перетворювача змінної або динамічної напруги згідно завданих характеристик бажаних вихідних процесів і підключених до неї джерел електроенергії й навантажень. Аналіз динаміки проходить у три етапи. На першому етапі формується ПКД, що дозволяє створити бажані струм і напругу навантаження. На другому етапі визначаються множини міжкомутаційних схем, з яких шляхом накладень і сполучень визначається схема заміщення перетворювача. Далі на третьому етапі складаються рівняння динаміки, розв'язання яких передбачають, що еквівалентні джерела схеми заміщення можуть виконувати роль джерел живлення або споживачів електроенергії.



#### 5.5.4. Моделювання резонансного перетворювача з динамічною вихідною напругою

В якості прикладу для моделювання процесів силової схеми резонансного перетворювача зі змінною або динамічною вихідною напругою одного знаку представлена модель схеми на рис.5.3 і на рис.5.15,а з вентилями 2-го типу, які моделюються керованими ідеалізованими ключами з великим опором закритого стану і малим опором відкритого стану. Подібні перетворювачі використовуються в системах безперебійного живлення для створення низькочастотної змінної напруги навантаження, частота якої не менш ніж на два порядки менша за частоту перетворення. Перетворення енергії в системах безперебійного живлення може відбуватися між джерелами різного роду напруги і з різними напрямками енергообміну між ними [57, 63].

Схема імітаційної схемної моделі на рис.5.31 двомостового резонансного перетворювача на рис.5.3 і рис.5.15,а виконана в програмі Electronics Workbench. Схема перетворює постійну напругу живлення 200 В у змінну напругу навантаження 100 В діючого значення синусоїдальної форми частотою 50 Гц.

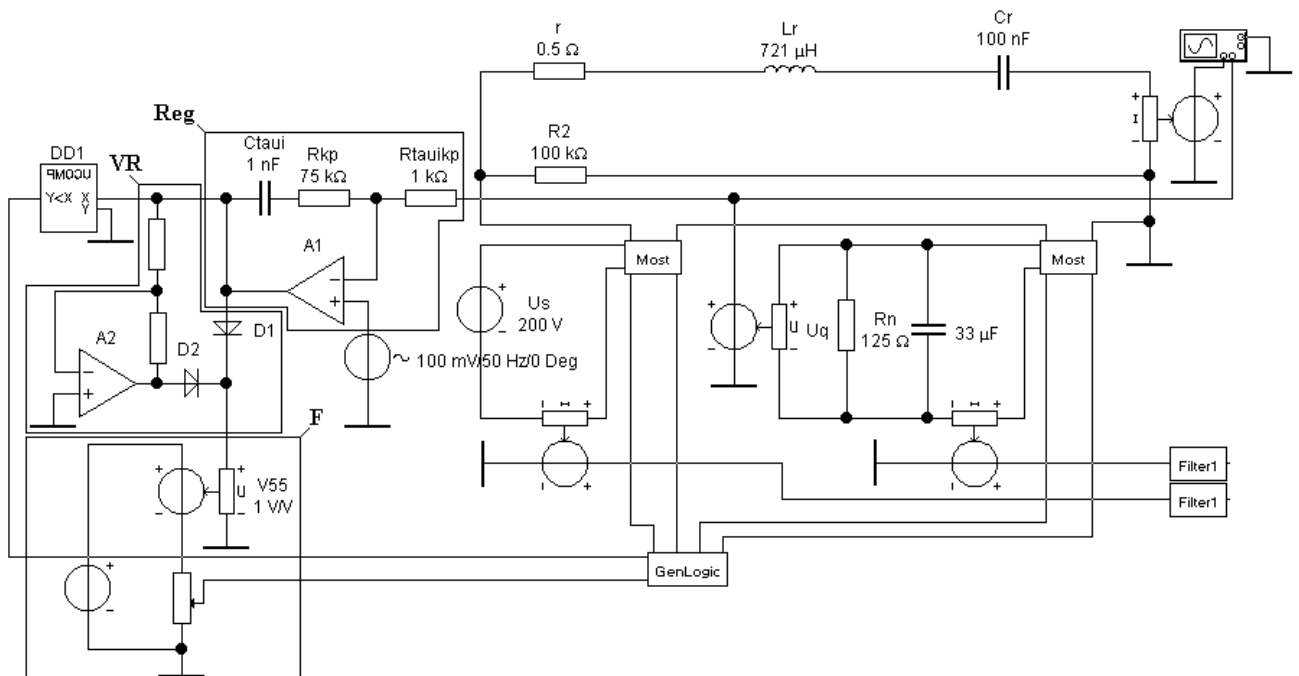


Рис.5.31. Схема імітаційної моделі двомостового резонансного перетворювача змінної напруги (DC-AC)

Параметри моделювання наступні: час моделювання задавався в межах від 10 мс до 100 мс; розрахунковий метод – метод Гіра; мінімальна кількість кроків

моделювання завдана рівною 2000 кр./мс; резонансна частота контуру перетворювача 18,75 кГц; хвильовий опір 85 Ом; добротність контуру не більша за 17; спосіб регулювання напруги навантаження – частотний; полярність напруги перемикалася порядком комутації ключів схеми; робоча частота перетворення регулювалася в межах 19-150 кГц.

Модель на рис.5.31 складається з силової частини, системи керування на основі аналогового регулятора напруги та логіки керування мостами. В силову частину входять резонансний ланцюг РЛ  $r$ ,  $L_r$ ,  $C_r$ , ключові мости "Most" на рис.5.32,а, джерело живлення  $U_s$  і навантаженням  $R_n$ . Ключові мости позначено прямокутниками, в яких бокові виводи зліва представляють собою шини постійного струму, верхні виводи – шини змінного струму (виводи з діагоналей мостів), нижні виводи – входи сигналів управління ключами. Система керування містить логічний блок керування ключами мостів "GenLogic", формувач сигналу регулювання частоти перетворення "F", випрямляч сигналу регулювання "VR", компаратор DD1 та ПІ-регулятор напруги "Reg".

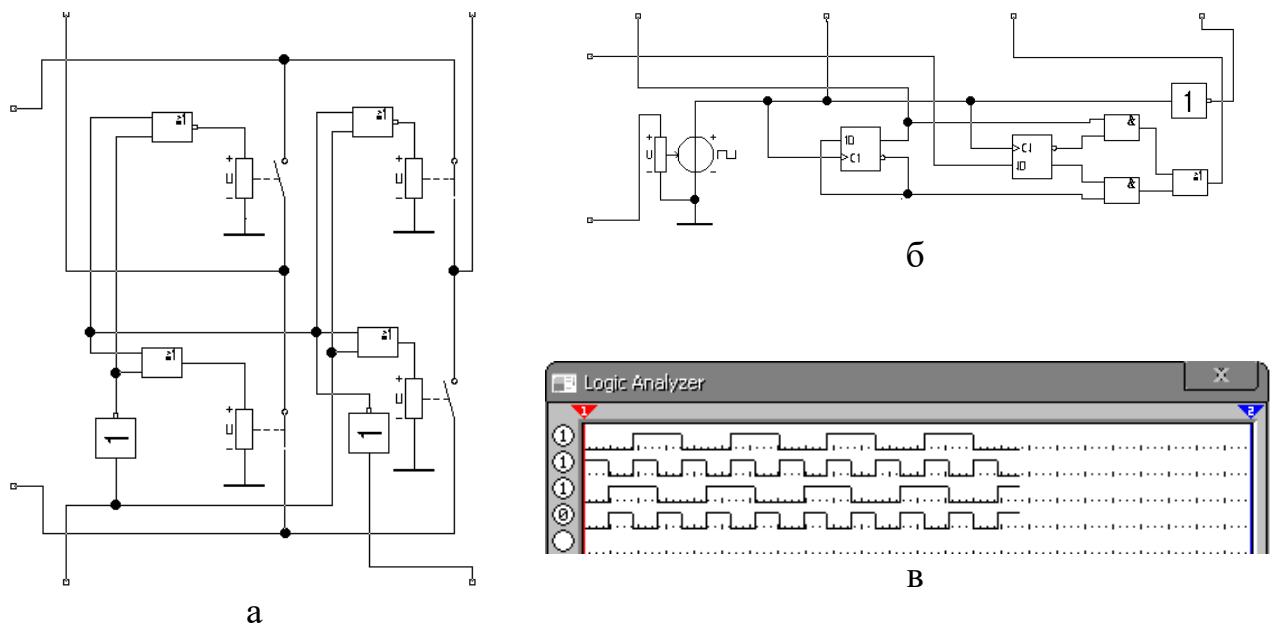


Рис.5.32. Схема ключових мостів (а), схема моделі логічного блоку керування ключами мостів (б), епюри сигналів керування (в)

Логічний блок керування на рис.5.32,б має два входи та чотири виходи. Входи (зліва зверху до низу) призначено для дискретного сигналу керування

фазою вмикання ключів мостів і для плавного сигналу керування робочою частотою перетворення 19-150 кГц. Епюри на рис.5.32,в показують сигнали на виходах логічного блоку зліва направо, з яких видно, що виходи логічного блоку попарно керують включенням діагоналей кожного моста і дозволом на включення. Частота перетворення впливає на амплітуду коливань в контурі перетворювача і на вихідну напругу. Чим ближче робоча частота до резонансної частоти, тим більша вихідна напруга. Тобто підвищення частоти перетворення знижує напругу, а зниження частоти – підвищує напругу. Фаза комутації ключів мостів визначає полярність вихідної напруги. Коли діагональні ключі мостів вмикаються синфазно, полярність середніх за період перетворення напруг на вході і виході перетворювача співпадають, а коли вмикаються в протифазі – полярності напруг протилежні. Це ілюструють епюри струму контуру перетворювача і напруги навантаження на рис.5.33 при зміні фази комутації діагональних ключів одного з мостів.

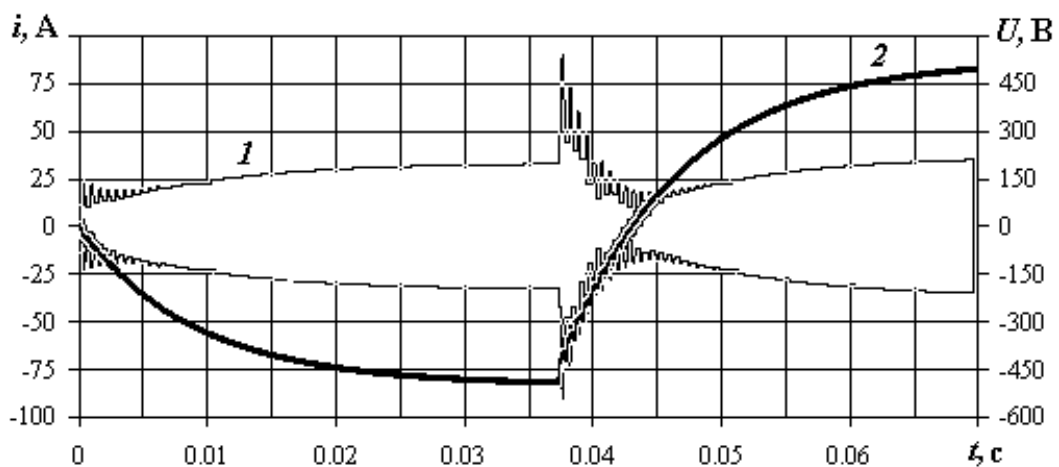


Рис.5.33. Епюри коливань струму контуру на частоті перетворення (крива 1) і перехідного процесу напруги навантаження (крива 2)

За допомогою частотного регулювання в даному перетворювачі можна формувати близькі до синусоїдальних криві вихідної напруги. Напівхвиля напруги навантаження на рис.5.34 створюється при синусоїдальній задавальній напрузі 100 мВ 50Гц. Відмінність від синусоїдальної кривої пояснюється збільшенням пульсацій перетворення при зниженні робочої частоти і підвищенні струму навантаження (коли ємнісний струм навантаження випереджає по фазі напругу навантаження) і підвищеною коливальністю регулювання при

підвищенні робочої частоти зі зниженням струму навантаження. Коливальність регулювання при віддаленні робочої частоти від частоти резонансу представляє собою проблему регулювання динамічної вихідної напруги резонансних перетворювачів. Адже вини при цьому ведуть себе як нестационарні системи.

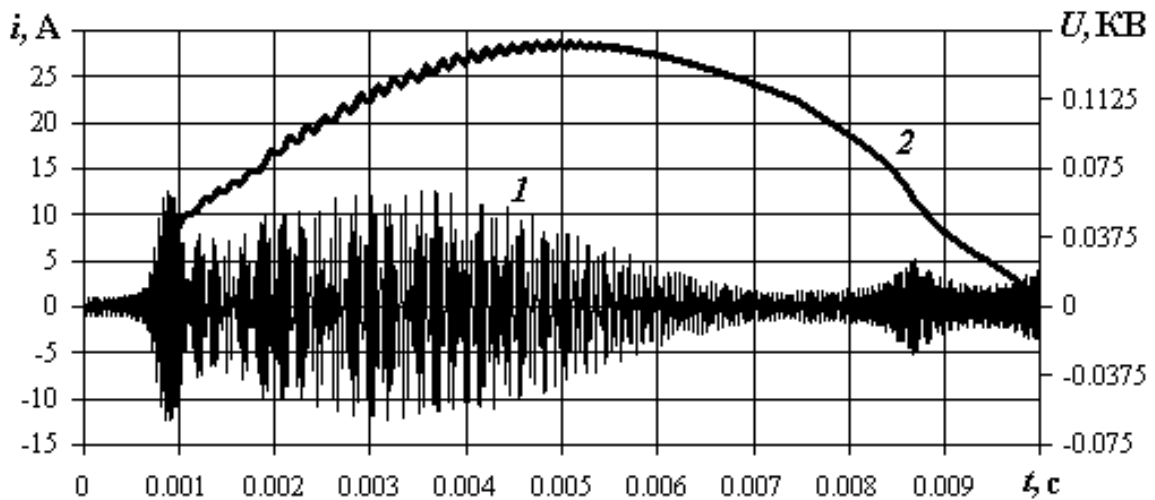


Рис.5.34. епюри коливань струму контуру на робочій частоті (крива 1) і крива напівхвилі напруги навантаження (крива 2)

Якщо провести оптимізацію регулятора вихідної напруги з врахуванням параметрів навантаження, можна досягнути прийнятної якості формування вихідної напруги навантаження резонансного перетворювача, як наведено на рис.5.35, де крива напруги навантаження прагне до синусоїди задавального сигналу, приведенного до масштабу напруги навантаження.

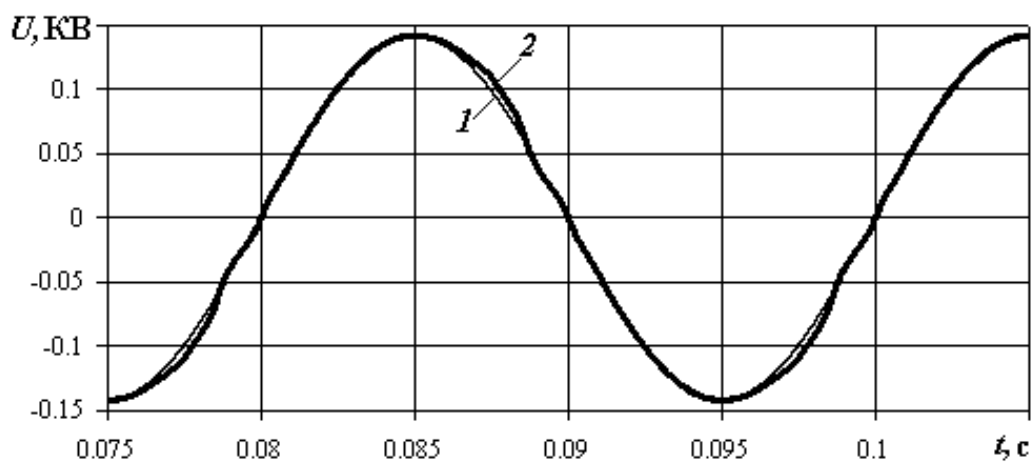


Рис.5.35. Епюри задавального сигналу (1) і напруги навантаження (2)

Навантаження представляє собою паралельний  $RC$ -ланцюг з параметрами  $Rn=125$  Ом і  $C=33$  мкФ. На частоті 50 Гц ємнісний опір складає біля 97 Ом. Ємнісний струм зрівняний з активним струмом навантаження. Енергія, яка накопичується при заряді ємності навантаження, на ділянках розряду ємності повертається через схему перетворювача в навантаження. Експерименти моделювання резонансного перетворювача на рис. 5.3 і рис.5.15,а з симетричними керованими ключами показали його суттєву перевагу в порівнянні з перетворювачами з асиметричними ключами. Даний резонансний перетворювач здатен формувати змінну та динамічну напругу в навантаженні зі значною реактивною складовою. Двонаправлений симетричний керований ключ створюються двома польовими транзисторами, включеними послідовно з поєднанням витоків і затворів. З практичної точки зору двонаправлена структура ключів знижує енергоефективність схеми внаслідок подвоєння опору в порівнянні з опором одного транзистора. Але сьогодні розробляються і випускаються польові транзистори, в тому числі і високовольтні, зі зниженими опорами каналів, наприклад, STMicroelectronics [200] та CoolMOS™ Infineon [201]. Це дозволяє ефективно реалізовувати також двонаправлені схеми.

Отримані в ході експериментів графіки напруги навантаження в перехідних режимах і при формуванні синусоїдальної напруги відповідають результатам теоретичних досліджень динамічних характеристик резонансного перетворювача з використанням запропонованої динамічної моделі на основі принципу суперпозиції. Експерименти імітаційного моделювання дозволили підтвердити правильність динамічної моделі резонансного перетворювача, яка була використана для визначення параметрів регулятора. Регулятор перевірено на імітаційній моделі і експерименти показали поліпшення точності регулювання при врахуванні параметрів навантаження. Але якщо навантаження змінюється, для досягнення прийнятної точності потрібно відповідно змінювати налаштування регулятора вихідної напруги. Тому проблемою досліджень залишається розробка законів керування резонансними перетворювачами з динамічною або змінною вихідною напругою і з нестабільним навантаженням.

## Висновки до розділу 5

Запропонований для дослідження процесів резонансних перетворювачів вдосконалений метод суперпозиції дозволяє розраховувати процеси в стаціонарних режимах резонансних перетворювачів з заданою послідовністю комутації еквівалентних джерел напруги схеми заміщення, які однозначно визначаються алгоритмами комутації вентилів силової схеми.

Також запропонований метод дозволяє побудувати лінеаризовані динамічні моделі резонансних перетворювачів з заданими послідовностями комутації еквівалентних джерел схеми заміщення. Розроблена динамічна модель використана для синтезу автоматичних регуляторів системи авторегулювання вихідних величин перетворювача. Лінеаризована динамічна модель є справедливою для малих приростів величин, тобто «в малому». Для побудови динамічної моделі «у великому» доцільно використовувати експериментально-аналітичні методи побудови математичних моделей складних систем.

При неоднозначній відповідності алгоритмів комутації і послідовності комутації еквівалентних джерел сумісно з методом суперпозиції додатково застосовується метод припасування розв'язків в проміжках робочих циклів до меж однозначної відповідності алгоритмів комутації і послідовності комутації еквівалентних джерел. Розв'язок визначається в межах від початкового однозначного стану до кінцевого однозначного стану силової схеми протягом напівперіоду або періоду робочої частоти.

Розраховані статичні характеристики перетворювача сходяться з даними імітаційного моделювання силової схеми на комп'ютері й підтверджують правильність розрахунків. Розглянутий двомостовий резонансний перетворювач має м'які вихідні зовнішні характеристики. При двонаправлених повністю керованих силових ключах перетворювач здатен формувати в навантаженні постійну низькочастотну змінну напругу. Цей перетворювач доцільно застосовувати в зарядних пристроях або для побудови генераторів низькочастотних коливань із реактивним навантаженням.

Пропонований метод розрахунків статичних характеристик можна поширити на паралельну й на послідовно-паралельну схеми резонансних перетворювачів, для яких можливо скласти схеми заміщення з лінійним пасивним багатополосником і комутованими джерелами напруг або струмів.

Головним обмеженням пропонованого методу є вимоги до лінійності елементів резонансного ланцюга й навантаження перетворювача, оскільки метод заснований на підсумовуванні окремих складових струму контуру. Для уточнення результатів і обліку нелінійностей елементів перетворювачів доцільно використовувати числове моделювання та експериментально-аналітичні методи. Але цінність методу суперпозиції з точки зору побудови математичних моделей та розрахунків статичних і динамічних характеристик резонансних перетворювачів полягає в визначенні максимальних оцінок величин та функціональних залежностей, які досяжні при прагненні до ідеальних характеристик силових елементів перетворювачів.

## РОЗДІЛ 6

### ДОСЛІДЖЕННЯ ПРОЦЕСІВ РЕЗОНАНСНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНО-АНАЛІТИЧНИМ МЕТОДОМ

#### 6.1. Переваги експериментально аналітичного методу та його розвиток

6.1.1. Коротка класифікація методів і поняття експериментально-аналітичних методів

**Аналітичні методи** досліджень полягають в побудові математичних рівнянь системи і ґрунтуються на теоретичних знаннях процесів і принципів роботи системи та на фундаментальних законах фізики [202-204]. Перевагами аналітичних методів є узагальненість математичних моделей і можливість визначати загальні закономірності. Чим більше умов враховується, тим більша очікувана точність результатів. Недоліком аналітичних методів є обмежена точність результатів внаслідок прийнятих припущень.

**Експериментальні методи** дозволяють визначити характеристики системи за допомогою експериментів з дослідним зразком або з моделлю системи. Перевагами експериментальних методів є швидкість визначення потрібних характеристик і точність отриманих результатів для конкретних умов. Недоліком експериментальних методів є відсутність узагальненості результатів. При визначенні важливих закономірностей, які можна було б розповсюдити на широкий клас подібних систем, надмірно зростає трудомісткість експериментів.

**Експериментально-аналітичні методи** досліджень систем спираються на дані про їхню поведінку, отримані в ході моніторингу штатного функціонування систем або експериментів. Ці методи поєднують переваги експериментальних і аналітичних методів. Досліджуваною системою виступає реальний експериментальний зразок або натурна та імітаційна моделі системи. В результаті аналізу множини даних визначаються корисні закономірності і параметри заздалегідь побудованих математичних моделей (параметрична ідентифікація), або виконується синтез математичних моделей (структурна ідентифікація).



### 6.1.2. Особливості існуючих експериментально-аналітичних методів

Експериментально-аналітичні методи є загальнонауковим поняттям, яке об'єднує різні методи дослідження процесів або поведінки конкретних систем з використанням даних експериментів. Зазвичай кожний експериментально-аналітичний метод будується для конкретного об'єкту дослідження [205, 206]. Отже для дослідження процесів резонансних перетворювачів доцільно розробити новий або вдосконалити існуючий експериментально-аналітичний метод. Існуючі експериментально-аналітичні методи використовуються практично на всіх прикладних наукових напрямках як методи для дослідження систем, що не піддаються теоретичним методам аналізу процесів [207-211]. Для систем з невідомою внутрішньою структурою чи принципом дії експериментально-аналітичні методи є практично єдиним шляхом дослідження. Сьогодні експериментально-аналітичні методи, можна сказати, отримали додатковий поштовх і активно розвиваються з використанням інформаційних технологій. Вони різноманітні за способами проведення експериментів, побудови моделей і за аналізом даних. Фактично є стандартними в інженерній практиці і в науково-дослідницькій діяльності. Досліджувана система досліджується в різних ступенях визначеності: може бути розглянута як «чорний ящик» з входами і виходами та невідомою структурою, або як частково детермінована система – комбінація простіших блоків з відомими структурами і властивостями.

Згідно з існуючими підходами експериментально-аналітичний метод дозволяє визначити математичну модель системи з невідомими внутрішніми механізмами роботи. Для резонансних перетворювачів даний метод дозволить визначити наближені математичні моделі, характеристики і передатні функції (лінеаризовані динамічні моделі). Особливістю в даному випадку буде те, що отримані математичні вирази не походять від розуміння закономірностей процесів резонансного перетворювача. Використання експериментально-аналітичного методу дасть можливість скоротити час та трудовитрати на визначення математичних моделей експериментальних зразків перетворювачів або імітаційних моделей на етапі проектування систем керування.

### 6.1.3. Обґрунтування застосування експериментально-аналітичного методу для дослідження процесів резонансних перетворювачів

Використання експериментально-аналітичного методу для дослідження процесів резонансного перетворювача є ефективним завдяки тому, що резонансний перетворювач представляє собою систему з визначеною структурою. Резонансні перетворювачі мають схеми заміщення мінімум 3 порядку, а часто більшого 4-6 порядку зі змінною структурою протягом робочого циклу. Аналітичні шляхи визначення математичних моделей резонансних перетворювачів з врахуванням нелінійності елементів можуть бути трудомісткими, а отримані математичні вирази – занадто складними для подальшого використання. Тому для визначення математичної моделі резонансного перетворювача в компактному вигляді доцільно використовувати спрощені моделі як об'єкти досліджень в експериментально-аналітичному методі досліджень. Отже створення специфічного для резонансних перетворювачів методу спиратиметься на апріорні відомості щодо схеми резонансного перетворювача, відповідно до яких побудується структурна модель з причинно-наслідковими зв'язками. Структурна модель замінить реальний дослідний зразок перетворювача в експерименті і для неї визначиться математична модель в аналітичному вигляді. Істинність даного підходу базується на припущенні про відповідність блочної структурної моделі реальній схемі перетворювача за процесами. Якщо параметри модельних блоків, які відповідають підсхемам перетворювача, визначено з достатньою точністю, то і вся структурна модель перетворювача теж буде відповідати його властивостям з достатньою точністю. Даний підхід дозволить обійти труднощі суто аналітичного шляху визначення математичних моделей перетворювачів. На основі визначених аналітичним шляхом відносно простих математичних моделей підсхем і нелінійних дискретних ланок створиться еквівалентна компактна за виразами математична модель більш складної системи у вигляді передатних функцій чи рівнянь динаміки. Тому удосконалення експериментально-аналітичного методу дослідження процесів резонансного перетворювача є актуальною задачею.

#### 6.1.4. Аналіз публікацій, постановка проблеми та мета досліджень

Властивості резонансних схем одним чи декількома коливальними контурами, до яких подібна схема резонансного перетворювача, добре відомі в радіотехніці і описані переважно для стаціонарних режимів [212]. В [213] представлено резонансний *LLC*-перетворювач, розрахунки електромагнітних процесів в якому здійснюється методом скінченних елементів, але розрахунки його вихідних характеристик здійснюються в статичні моменти функціонування перетворювача, коли їх умовно вважають незмінними. Тобто не розглядається загальна динамічна картина. В [214, 215] автори теж приділяють увагу електромагнітним процесам перетворювача, але здійснюють розрахунки лише статичних характеристик. В перетворювальній техніці значна увага приділяється також і динаміці резонансних перетворювачів [216]. Таким чином, розробка законів ефективного керування системами електроживлення базується на знаннях динамічних характеристик. Але якщо передатні функції матимуть порядок, рівний кількості об'єднаних реактивних елементів схеми заміщення перетворювача, це, можливо, ускладнюватиме синтез стійких регуляторів автоматичних систем. Наприклад, для схеми заміщення РП порядок передатної функції буде не менше шостого. Тому науковці в цій галузі використовують методи дослідження динаміки перетворювачів, які дозволяють отримати еквівалентні рівняння динаміки і передатні функції менших порядків.

Створена згідно методу дискретного перетворення Лапласа динамічна модель в [216] пов'язує дискретні значення процесів між сусідніми відліками. Така модель добре узгоджується з імпульсними перетворювачами з постійним періодом комутації, але для перетворювачів з частотним або фазовим керуванням зі змінними періодами комутації така модель буде наближеною. Тому визначення динамічних характеристик імпульсних (по суті дискретних) перетворювачів іноді виконують за методом неперервних структурних моделей [217] і еквівалентних неперервних схем [218]. За цими методами із рівнянь динаміки визначається тип еквівалентної неперервної ланки або складаються еквівалентні схеми силової частини. Методи [217, 218] є зручними для передатних функцій лише невеликих порядків (1, 2, 3). В інших випадках аналіз

резонансних схем також виконують аналогічно до радіотехнічних схем, користуючись методом аналізу по обвідній коливань [219]. Визначають взаємозв'язок між передатною функцією резонансної мережі і частотними характеристиками перетворювача, що дає можливість врахувати дію інвертора-модулятора з випрямлячем-демодулятором та понизити порядок динамічної моделі. Для визначення характеристик резонансних перетворювачів біля резонансних частот широко використовують метод першої гармоніки [220, 221]. Але при змінній резонансній частоті, як це може бути в резонансних перетворювачах зі змінним магнітним зв'язком, даний метод може дати не достатньо точний результат. Зручним підходом для врахування деяких особливостей імпульсних перетворювачів, які ускладнюють визначення еквівалентних динамічних моделей, такі як комутація кіл з невизначеними заздалегідь моментами зміни структури, нелінійності передатних характеристик, непостійність параметрів, є експериментально-аналітичні методи з ідентифікацією системи. Ці методи порівняно універсальні і придатні для аналізу перетворювачів як згідно відомій структурі – згідно їх схемних моделей [222, 223], так і з невідомою структурою – у вигляді систем типу «чорна скриня» [224, 225]. Але отримані еквівалентні моделі тільки в достатній своїй кількості дозволяють статистично встановити корисні закономірності. Знання цих закономірностей необхідне для ефективного регулювання параметрів в системах електроживлення. З іншого боку, потрібні закономірності процесів містяться в аналітичній математичній моделі, але вона може бути надмірно складною для використання, наприклад, в синтезі регуляторів.

Аналітичні і експериментальні методи визначення математичних моделей перетворювачів (систем) мають характерні недоліки. Поєднавши ці методи можливо зменшити їхні недоліки. Як зазначалося вище, аналітичні методи можуть бути складними для використання, давати такі громіздкі математичні вирази або системи рівнянь, які потребуватимуть спрощень і введення ряду припущень, що знижуватимуть їх істинність. Експериментальні методи дають так би мовити надто індивідуальний результат і для отримання узагальнених

закономірностей потребують проведення великої кількості експериментів з подальшою обробкою даних. Для обходу складнощів аналітичних методів і зниження трудомісткості існуючих експериментально-аналітичних методів доцільно поєднати аналітичне, експериментальне і структурне визначення моделей окремих блоків-підсхем перетворювачів з подальшим визначенням динамічних моделей систем перетворювачів в цілому.

Таким чином, для того, щоб скористатися перевагами аналітичного і експериментального методів, експериментально-аналітичний метод ідентифікації доцільно доповнити структурним моделюванням перетворювачів. Перевага структурної моделі перед схемною моделлю полягає в можливостях моделювання процесів перетворювачів з нестационарними параметрами. Структурна модель описується рівняннями динаміки і є по суті графічною формою динамічної (математичної) моделі. Це дозволяє встановлювати бажані закономірності між параметрами схеми та передатними функціями. Технологія машинного моделювання дозволяє легко створити змішану структурну модель резонансного перетворювача, в якій лінійні моделі підсхем з постійними структурами суміщаються з нелінійними та дискретними модельними блоками. В порівнянні, наприклад, зі структурно-параметричною ідентифікацією схемної моделі або дослідного зразка перетворювача, автоматизована параметрична ідентифікація структурної моделі [226] має такі переваги:

- структурна модель зручніша за схемну модель при дослідженнях динаміки, оскільки відповідає причинно-наслідковим зв'язкам між ланками;

- для створення структурної моделі достатньо визначати аналітичні математичні моделі тільки для підсхем з неперервною структурою, що є нескладною задачею. Математичні моделі підсхем зі змінною структурою визначаються за допомогою ідентифікації;

- для порівняного аналізу потрібна менша кількість еквівалентних моделей і вони можуть мати менший порядок ніж суто аналітична математична модель резонансного перетворювача.

Метою даного етапу досліджень є побудова динамічних моделей резонансних перетворювачів при неповноті визначених аналітичних математичних моделей.

В ході дослідження вирішувалися наступні завдання:

- Аналіз силових схем резонансних перетворювачів і розділення їх на підсхеми з незмінними та змінними структурами.
- Визначення моделей підсхем і побудова імітаційних моделей резонансних перетворювачів для використання в якості досліджуваних систем.
- Визначення динамічних характеристик резонансних перетворювачів.
- Визначення еквівалентних передатних функцій резонансних перетворювачів методами ідентифікації систем.
- Порівняння результатів випробувань еквівалентних моделей, отриманих шляхом ідентифікації, з результатами випробувань схемних моделей, побудованих на основі схем силової частини резонансних перетворювачів.

6.1.5. Особливості запропонованого вдосконаленого експериментально-аналітичного методу

Ідеєю вдосконаленого експериментально-аналітичного методу є побудова похідних моделей резонансних перетворювачів як сукупності так званих «аналітичних», «алгоритмічних», «схемних», та «ідентифікованих» блоків, які розрізняються за визначенням та побудовою. Похідна модель виступає в якості об'єкту дослідження. Можна виділити наступні типи похідних математичних моделей (ПММ) резонансних перетворювачів (див. табл..6.1):

- Аналітична теоретично-структурна модель (ТСМ), коли з математичних моделей підсхем створюються структурні моделі перетворювачів.
- Алгоритмічно-структурна модель (АСМ), коли структурні блоки створюються на основі послідовностей елементарних дій.
- Схемна імітаційна модель (СІМ), яка створюється на основі схем електричних з'єднань елементів силової схеми перетворювача.

- Експериментально-структурна модель (ЕСМ), коли структурні блоки створюються також експериментально-аналітичними методами на основі даних спеціальних експериментів з окремими складовими системи.

- Власне досліджувана система або натурна модель системи (НМС).

Паралельно створюється прототип вихідної математичної моделі (ВММ) на основі припущень щодо структури силової частини і принципу дії перетворювача. Це є аналітична математична модель з деякими невизначеними параметрами, які будуть визначатися в ході ідентифікації похідної моделі.

Існуючі експериментально-аналітичні методи реалізують послідовність «експеримент з натурним зразком – аналітика – динамічна модель», коли структура системи може бути невідомою. Визначаються декілька динамічних вихідних моделей, серед яких вибиратимуться оптимальні. Вони є справедливими тільки для конкретного дослідного зразка. Розвиток даного методу стосовно дослідження процесів резонансних перетворювачів полягає в побудові похідних моделей і в визначенні параметрів вихідних моделей. Це дозволяє визначити більш узагальнені вихідні (кінцеві) математичні моделі резонансного перетворювача. Дослідження відбувається за схемою: «аналітика 1 – модель 1 – аналітика 2 – модель 2». Аналітика 1 – це аналіз схеми перетворювача і створення моделей підсхем. Модель 1 – імітаційна структурна модель перетворювача, яка є похідною моделлю. Аналітика 2 – це процедури ідентифікації та вибору оптимальних динамічних моделей серед множини вихідних моделей ідентифікації або визначення параметрів прототипу вихідної моделі. Модель 2 – рівняння динаміки, передатні характеристики і передатні функції перетворювача.

Гіпотеза досліджень полягала в наступному. Якщо процеси в структурній похідній моделі резонансного перетворювача будуть з достатньою точністю збігатися в характерних точках робочих циклів з процесами експериментального зразка резонансного перетворювача, то і динамічні характеристики структурної моделі в більш широкому масштабі часу будуть відповідати динамічним характеристикам експериментального перетворювача.

Нижче наведено короткі описи запропонованих концепцій експериментально-аналітичного методу.

- Експеримент-ідентифікація (**ЕІ**-концепція) – існуючий підхід, коли в якості досліджуваного об’єкта виступає експериментальний зразок системи, а в результаті ідентифікації визначаються структура і параметри вихідної математичної моделі.

- Аналіз-ідентифікація (**АІ**-концепція) – коли в якості досліджуваного об’єкта виступає похідна імітаційна модель з аналітично визначеними блоками і в результаті ідентифікації визначається вихідна математична модель.

- Експеримент-ідентифікація-аналіз (**ЕІА**-концепція) – коли в якості досліджуваних об’єктів виступають окремі блоки системи, в результаті ідентифікації визначаються їх математичні моделі, далі для системи в цілому аналітичним шляхом визначається вихідна математична модель.

- Експеримент-аналіз (**ЕА**-концепція) – коли в якості досліджуваного об’єкта виступає експериментальний зразок системи і паралельно будується прототип вихідної математичної моделі, потім в результаті аналізу експериментальних даних визначаються параметри вихідної математичної моделі, наприклад, коефіцієнти диференційної лінеаризації передатних характеристик системи.

Таблиця 6.1. Концепції експериментально-аналітичних методів дослідження

Концепції		Типи ПММ*	Визначення ВММ	Переваги концепції
за діями	за моделями			
ЕІ	ЕЗС – ВММ	НМС	Ідентифікація	Для аналізу окремої системи
АІ	ІСМ – ВММ	ТСМ, АСМ, СІМ	Ідентифікація	Для аналізу класу систем
ЕІА	Б – ПММ – ВММ	ЕСМ	Ідентифікація і аналіз	Для аналізу класу систем
ЕА	ЕЗС – ВММ	НМС	Аналіз	Для аналізу окремої системи

\*ПММ – похідні математичні моделі, ВММ – вихідні математичні моделі, НМС – натурна, ТСМ – теоретична, АСМ – алгоритмічна, СІМ – схемна імітаційна, ЕСМ – експериментально-структурна моделі системи відповідно.



В роботі далі представлено застосування експериментально-аналітичного методу визначення динамічної моделі перетворювача. Розвиток цього методу полягає в суміщенні так званих «аналітичних» та «ідентифікованих» блоків в похідних структурних моделях резонансних перетворювачів. «Аналітичні» і «експериментальні» блоки створюються наступним чином. Для підсистем або підсхем перетворювача, що відносно легко описуються математичними виразами в компактній формі, виконуються етапи аналітичного визначення похідних математичних моделей. Для підсхем перетворювача, які складно описати математично в компактній формі, будуються структурні імітаційні моделі на основі принципу дії, або схемні імітаційні моделі. Існуючий експериментально-аналітичний метод (ЕІ- концепція) дозволяє отримати математичну модель окремого перетворювача з конкретними характеристиками. Вдосконалений експериментально-аналітичний метод (АІ, ЕІА, ЕА – концепції) дозволяє отримати більш узагальнену математичну модель, в якій присутні залежності між параметрами моделі та характеристиками перетворювачів.

## 6.2. Схема дослідження

Експериментальна схема резонансного перетворювача з двома – первинним і вторинним резонансними контурами на рис.6.1 складається з інвертора І, резонансного ланцюга РЛ з котушками індуктивності  $L_1$  (первинна) і  $L_2$  (вторинна), конденсаторів з ємностями  $C_1$  і  $C_2$  для компенсації паразитних індуктивностей, випрямляча В, фазозсуваючого фільтра ФЗФ, генератора Г. Дана схема може відповідати перетворювачу з інтегрованим «резонансним» трансформатором (тоді зазвичай залишається одна з двох резонансних ємностей) або резонансному перетворювачу з безконтактною індуктивним передаванням енергії, наприклад, індуктивного зарядного пристрою.

Вхід живлення резонансного перетворювача підключений до напруги джерела енергії  $u_s = U_{s0} + \Delta u_s$  з постійною  $U_{s0}$  та змінною  $\Delta u_s$  складовими, яке представляє випрямлену напругу мережі живлення або інше джерело нестабільної напруги (генератори, сонячні батареї, акумулятори тощо). Вихід

резонансного перетворювача підключено до споживача енергії – джерела постійної напруги  $U_q$ , яким представлена акумуляторна батарея, що приймає електроенергію і заряджається.

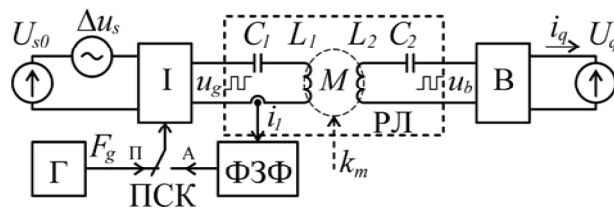


Рис.6.1. Схема дослідження динаміки резонансного перетворювача: І – інвертор, В – випрямляч, РЛ – резонансний ланцюг, Г – генератор, ПСК – перемикач сигналу керування з положеннями примусової генерації (П) і автогенерації (А), ФЗФ – фазозсуваючий фільтр

В режимі заряджання наближені одна до одної котушки мають суттєву для зарядного процесу взаємну індуктивність  $M$ . Коефіцієнт магнітного зв'язку між котушками вважається параметричною вхідною величиною і може змінюватися в широких межах в процесі моделювання  $k_m = 0...1$ .

Інвертор І працює в двох режимах. Перший режим – режим примусової генерації з постійною частотою  $F_g$ . При цьому перемикач сигналу керування ПСК знаходиться в лівому положенні «П» і інвертор отримує сигнал керування від генератора. Другий режим – це режим автогенерації, при якому напруга керування інвертором створюється з сигналу датчику струму  $i_1$  первинного контуру. Цей сигнал проходить через ФЗФ і подається на керування інвертором. Тоді перемикач ПСК знаходиться в правому положенні «А».

Визначення динамічної моделі резонансного перетворювача проходить в три етапи. По-перше, на основі теоретичного аналізу схеми резонансного перетворювача створюється його комп'ютерна структурна модель, яка складається з лінійних передатних ланок пропорційного або інтегрального типів та нелінійних дискретних ланок. По-друге, експериментальним шляхом за допомогою структурної моделі резонансного перетворювача визначаються деякі його статичні та динамічні характеристики: передатна характеристика – залежність вихідного струму від напруги живлення при постійній вихідній

напрузі  $I_q(U_s)|_{U_q=\text{const}}$ ; залежності вихідного струму від коефіцієнту магнітного зв'язку між котушками  $I_q(k_m)|_{U_q=\text{const}}$ ; залежності робочої частоти автогенерації від коефіцієнту магнітного зв'язку між котушками  $F_g(k_m)|_{U_q=\text{const}}$ ; перехідні характеристики вихідного струму в неперервному часі  $i_q(t)|_{U_q=\text{const}}$  і в дискретному часі  $i_q(n)|_{U_q=\text{const}}$ . По-третє, ці експериментальні дані автоматизовано нормуються, аналізуються методами регресійного аналізу і в результаті знаходяться передатні функції динамічних моделей, наближених за динамічними характеристиками до резонансного перетворювача в певному режимі роботи.

### 6.3. Структурна модель резонансного перетворювача в цілому

Структурна моделі резонансного перетворювача пояснюється Т-подібною схемою заміщення РЛ на Рис.6.2 з джерелами змінних напруг на вході і виході схеми:  $u_g$  – вихідна напруга інвертора і  $u_b$  – вхідна напруга випрямляча. Провідності  $Y_1$  і  $Y_2$  містять в своєму складі активні опори, індуктивності і ємності. Опір  $Z_m$  складається з активних опорів і індуктивності.

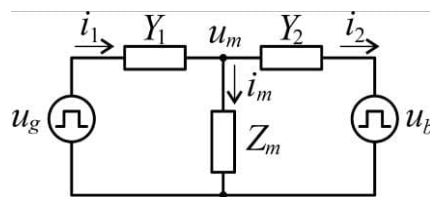


Рис.6.2. Т-подібна схема заміщення резонансної мережі (РЛ):  $u_g$  – вихідна напруга інвертора,  $u_b$  – вхідна напруга випрямляча

Згідно зі схемою на Рис.6.2 маємо рівняння напруг на провідностях  $Y_1$  і  $Y_2$ , і струму через опір  $Z_m$ :

$$u_{Y1} = u_g - u_m \text{ і } u_{Y2} = u_m - u_b, \quad i_m = i_1 - i_2, \quad (6.1)$$

яким відповідає блок-схема структурної моделі резонансного перетворювача на Рис.6.3. Вхідними величинами структурної моделі резонансного перетворювача є

напруга живлення  $u_s$  і вихідна напруга  $U_q$ . Основною вихідною величиною є вихідний струм (струм споживача)  $i_q$ . Існують додаткові виходи для контролю процесів схеми – струмів  $i_1$  і  $i_2$  первинного і вторинного контурів.

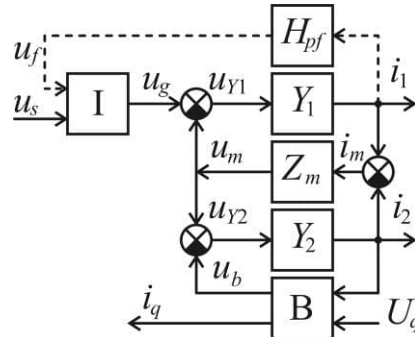


Рис.6.3. Блок-схема структурної моделі резонансного перетворювача:  
I – інвертор, B – випрямляч

Коротко принцип дії структурної моделі резонансного перетворювача можна описати так. В інверторі I генерується прямокутна напруга  $u_g$ , амплітуда якої задається величиною напруги живлення  $u_s$ . Частота вихідної напруги може бути постійною  $F_g$  або змінною  $f_{ag}$  і визначатися сигналом  $u_f$  позитивного зворотного зв'язку по струму первинного контуру. За рахунок дії зворотного зв'язку частота інвертора  $f_{ag}$  автоматично підлаштовується близько до резонансної частоти  $f_{01}$  первинного контуру  $i_1$ , що сприяє ліпшій компенсації паразитних індуктивностей розсіювання котушок. Під дією напруги  $u_g$  в первинному контурі проходить струм  $i_1$ , який розподіляється на струм вторинного контуру  $i_2$  та струм намагнічування  $i_m$ . Струм вторинного контуру  $i_2$  випрямляється і надходить у споживач (акумуляторну батарею) у вигляді струму  $i_q$ . На інший вхід подається вихідна напруга  $U_q$ , що теж впливає на величину вихідного струму  $i_q$ . Структурна модель на Рис.6.3 дозволяє дослідити динаміку резонансного перетворювача по входу напруги живлення  $u_s$ , вихідної напруги  $U_q$ , частоти  $f_g$  та за параметричними входами. Вихідними величинами є струми контурів  $i_1$  і  $i_2$  та вихідний струм  $i_q$ . Також можна дослідити і частоту автогенерації  $f_{ag}$ .

## 6.4. Опис структурних моделей складових перетворювача

### 6.4.1. Загальна форма математичних моделей підсхем

Математичні моделі підсхем перетворювача записуються в матричній формі згідно відомого методу простору станів

$$\frac{d}{dt} \mathbf{x} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{x} + \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}, \quad (6.1a)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{O} \cdot \mathbf{x} + \mathbf{D} \cdot \mathbf{u}, \quad (6.1б)$$

де  $\mathbf{A}$  – квадратна системна матриця,  $\mathbf{B}$  – матриця входу,  $\mathbf{O}$  – матриця виходу,  $\mathbf{D}$  – матриця прямого зв'язку вхід-вихід,  $\mathbf{u}$ ,  $\mathbf{x}$ ,  $\mathbf{y}$  – відповідно вектори входу, стану і виходу системи [227]. Для опису внутрішніх процесів достатньо верхнього матричного рівняння (6.1a), яке складається з системи лінеаризованих диференціальних рівнянь першого порядку, що описують електромагнітні процеси в підсхемі. Наприклад, для підсхеми третього порядку система буде складатися з трьох рівнянь виду

$$\begin{cases} x_1'(t) + a_{11}x_1(t) + a_{12}x_2(t) + a_{13}x_3(t) = b_{11}u_1(t) + b_{12}u_2(t) + b_{13}u_3(t) \\ x_2'(t) + a_{21}x_1(t) + a_{22}x_2(t) + a_{23}x_3(t) = b_{21}u_1(t) + b_{22}u_2(t) + b_{23}u_3(t), \\ x_3'(t) + a_{31}x_1(t) + a_{32}x_2(t) + a_{33}x_3(t) = b_{31}u_1(t) + b_{32}u_2(t) + b_{33}u_3(t) \end{cases}$$

де постійні коефіцієнти  $a_{11} \dots a_{33}$ ,  $b_{11} \dots b_{33}$  залежать від параметрів елементів підсхеми, а функції часу  $x_1(t)$ ,  $x_2(t)$ ,  $x_3(t)$  є струмами або напругами на елементах підсхеми і визначають її стан, функції  $u_1(t)$ ,  $u_2(t)$ ,  $u_3(t)$  – вхідні величини.

Матричним диференціальним рівнянням в формі простору станів відповідає структурна модель на Рис.6.4. В ній реактивні елементи підсхем моделюються тільки інтегральними ланками. Це забезпечує дотримання законів комутації, коли струм індуктивності або напруга на ємності не можуть змінюватися миттєво або ступінчастою функцією. При використанні диференціальних ланок, що моделюють реактивності підсхеми, в процесі моделювання можуть виникати ступінчасті струми індуктивностей або ступінчасті напруги на ємностях, що протирічить фізичним обмеженням в електричних схемах.

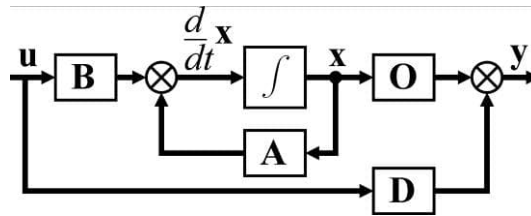


Рис.6.4. Структурна модель в формі простору станів

Блоки в структурній моделі на рис.6.4 відповідають підсхемам електричної схеми перетворювача. Ці блоки як передатні ланки розрізняються по входним і вихідним сигналам (струм чи напруга) на:

- *ii*-ланки, вхід – струм, вихід – струм,
- *iu*-ланки (комплексні опори  $Z$ ), вхід струм, вихід – напруга,
- *ui*-ланки (комплексні провідності  $Y$ ), вхід напруга, вихід – струм,
- *uu*-ланки, вхід – напруга, вихід – напруга.

Структури блоків в свою чергу складаються з безінерційних і з інерційних передатних ланок. Реактивні елементи моделюються тільки інтегральними ланками. Це забезпечує дотримання законів комутації, коли струм індуктивності або напруга на ємності не можуть змінюватися миттєво або ступінчастою функцією. Розглянемо детально структурні моделі підсхем резонансних перетворювачів – спочатку елементів РЛ  $Y_1$ ,  $Y_2$  і  $Z_m$  для резонансного перетворювача на рис.6.2.

#### 6.4.2. Послідовний резонансний контур

Повні провідності  $Y_1$ , і  $Y_2$  представляють собою *послідовні резонансні RLC-ланцюги*, що складаються з послідовно ввімкнених індуктивності  $L$ , ємності  $C$  і активного опору  $r_s$  на Рис.6.5,а. При  $r_s < 2\sqrt{L/C}$  (добротність контуру буде  $Q > 0.5$ ) вільні процеси в *RLC-ланцюзі* матимуть коливальний характер і при періодичній зовнішній напрузі  $u$  з частотами близькими до  $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{LC})$  виникатиме ефект резонансу, що часто використовується в перетворювачах електроенергії [1-5,8,12,15]. Тому ці *RLC-ланцюги* називаються резонансними. Спочатку приймемо за вхідну величину загальну напругу  $u$  на

$RLC$ -ланцюзі, а за вихідну величину – його струм  $i_r$ . Тобто представимо резонансний ланцюг як провідність  $Y$  ( $ui$ -ланку).

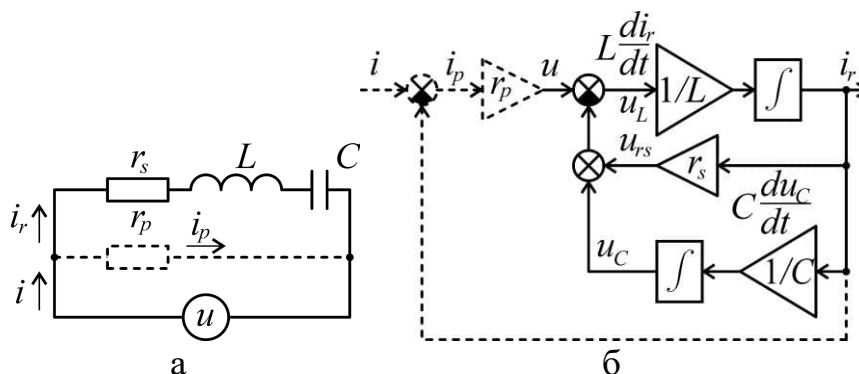


Рис.6.5. Схема (а) і структурна модель послідовного резонансного ланцюга (б): пунктиром наведена додаткова частина для перетворення в  $ii(iu)$ -ланку

Диференційні рівняння процесів схеми на рис 4 матимуть вигляд

$$\begin{cases} L \cdot di_r / dt = u - i_r r_s - u_C; \\ C \cdot du_C / dt = i_r, \end{cases} \quad (6.2)$$

де  $u_C$  – напруга на ємності. Рівнянням (6.2) відповідає структурна модель на рис.6.5,б, що вже є  $ii(iu)$ -ланкою з одним входом  $u$  і двома виходами  $i_r$  та  $u_C$ .

Для визначення передатної функції перепишемо (6.2) в матричній формі

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_r \\ u_C \end{bmatrix} = \mathbf{A} \cdot \begin{bmatrix} i_r \\ u_C \end{bmatrix} + \mathbf{B} \cdot u, \quad (6.3)$$

де  $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -r_s/L & -1/L \\ 1/C & 0 \end{bmatrix}$  – системна матриця,  $\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix}$  – матриця входу.

Тоді матрична передатна функція матиме вигляд

$$\begin{aligned} \mathbf{H}(p) &= \begin{bmatrix} i_r \\ u_C \end{bmatrix} \cdot u^{-1} = \mathbf{O} \cdot (p \cdot \mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \cdot \mathbf{B} = \\ &= \begin{bmatrix} pC / (p^2 LC + pCr + 1) \\ 1 / (p^2 LC + pCr + 1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} pC / ((p/\omega_0)^2 + p/Q\omega_0 + 1) \\ 1 / ((p/\omega_0)^2 + p/Q\omega_0 + 1) \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (6.4)$$

де  $u$  – вхідна величина,  $Y(p) = \mathbf{H}_1(p) = pC / ((p/\omega_0)^2 + p/Q\omega_0 + 1)$  – провідність  $RLC$ -ланцюга,  $p$  – оператор Лапласа. Параметри контуру:  $Q = \rho/r$  – добротність,  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$  – частота резонансу,  $\rho = \sqrt{L/C}$  – хвильовий опір.

Добротність контуру  $Q = \rho/r$  визначається за допомогою порівнювання коефіцієнтів при  $p$  в знаменниках передатної функції (6.4) і в поліному передатної функції ланки другого порядку  $(p/\omega_0)^2 + p/Q\omega_0 + 1$ , де  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$  – частота резонансу,  $\rho = \sqrt{L/C}$  – хвильовий опір контуру.

Для перетворення підсхеми в  $ii(iu)$ -ланку, де вхідною величиною замість джерела напруги  $u$  буде струм  $i$ , можна ввести додатковий паралельний опір  $r_p$ , як наведено пунктиром на рис.6.5. Напруга на  $RLC$ -ланцюзі буде виражатися через додатковий паралельний опір  $u = (i - i_r)r_p$ . Це дозволить не змінювати первісну математичну модель підсхеми (6.2) і структурну модель на рис.6.5,б, додавши до неї наведені пунктиром елементи. Величину додаткового паралельного опору слід вибирати відносно великою  $r_p \gg \sqrt{L/C}$  або  $r_p \gg r_s$ , щоб його вплив на процеси в контурі був зневажливо малим.

### 6.4.3. Паралельний резонансний контур

Паралельний резонансний ланцюг складається з двох паралельно ввімкнених  $RL$ - та  $RC$ -ланок: це ємність  $C$  з активним опором  $r_1$  та індуктивність  $L$  з активним опором  $r_2$  на рис.6.6. Для виникнення явища резонансу повинна виконуватися нерівність  $r_1 + r_2 < 2\sqrt{L/C}$  (добротність контуру буде  $Q_N > 0.5$ ). Додатково на вході в підсхему підключаються послідовний опір  $r_s$  та паралельний опір  $r_p$ , який дозволяє перейти від джерела напруги  $u$  до джерела струму  $i$  на вході моделі підсхеми. Опір  $r_p$  не суттєво впливатиме на процеси в контурі за умови  $r_p \gg \sqrt{L/C}$  або  $r_p \gg r_1$  або  $r_p \gg r_2$ .

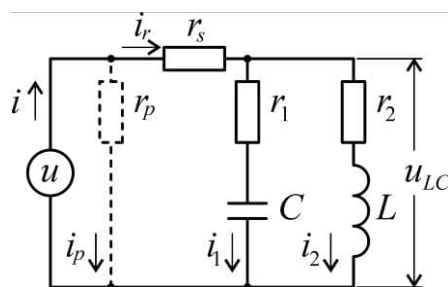


Рис.6.6. Схема (або схемна модель) паралельного резонансного ланцюга



Для математичної моделі цієї підсхеми прийняти за вхідну величину напругу  $u$ , а за вихідні величини – струм  $i_2$  та напругу  $u_C$ . Тобто паралельний резонансний ланцюг представлено як  $ii(uu)$ -ланку. Диференційні рівняння процесів для схеми на рис.6.6 мають вигляд

$$\begin{cases} L \frac{di_2}{dt} = u \frac{r_1}{r_1 + r_s} + u_C \frac{r_s}{r_1 + r_s} - i_2 \frac{r_1 r_s}{r_1 + r_s} - i_2 r_2; \\ C \frac{du_C}{dt} = u \frac{1}{r_1 + r_s} + u_C \frac{r_s}{r_1(r_1 + r_s)} - i_2 \frac{r_s}{r_1 + r_s} - u_C \frac{1}{r_1}. \end{cases} \quad (6.5)$$

В рівняннях (6.5) було використано підстановки  $i_1 = (u_{LC} - u_C)/r_1$ ,  $u_{LC} = (r_1/(r_1 + r_s)) \cdot (u + u_C r_s/r_1 - i_2 r_s)$ . Матричне рівняння даної підсхеми у вигляді (6.1a) згідно з (6.5) запишемо так

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_2 \\ u_C \end{bmatrix} = \mathbf{A} \cdot \begin{bmatrix} i_2 \\ u_C \end{bmatrix} + \mathbf{B} \cdot u, \quad (6.6)$$

де  $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \left( \frac{r_1 r_s}{r_1 + r_s} + r_2 \right) & \frac{1}{L} \cdot \frac{r_s}{r_1 + r_s} \\ -\frac{1}{C} \cdot \frac{r_s}{r_1 + r_s} & \frac{1}{C} \left( \frac{r_s}{r_1(r_1 + r_s)} - \frac{1}{r_1} \right) \end{bmatrix}$  – системна матриця,

$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \cdot \frac{r_1}{r_1 + r_s} \\ \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{r_1 + r_s} \end{bmatrix}$  – матриця входу. Також приймемо тут  $\mathbf{O} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ ,  $\mathbf{D} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$ .

Рівнянням (6.5) і (6.6) відповідає матрична передатна функція згідно з (6.1a), (6.16)

$$\begin{aligned} \mathbf{H}(p) &= \mathbf{y} \cdot u^{-1} = \mathbf{O} \cdot (p \cdot \mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \cdot \mathbf{B} = \begin{bmatrix} H_{i_2}(p) \\ H_{u_C}(p) \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} pr_1 C + 1 \\ r_2 \left( p \frac{L}{r_2} + 1 \right) \end{bmatrix} \cdot \frac{1/(r_s + r_2)}{p^2 LC \left( \frac{r_s + r_1}{r_s + r_2} \right) + p \frac{1}{r_s + r_2} (L + C(r_1 r_2 + r_1 r_s + r_2 r_s)) + 1}, \quad (6.7) \end{aligned}$$

де  $u$  – вхідна величина,  $\mathbf{y} = \begin{bmatrix} i_2 \\ u_C \end{bmatrix}$  – вектор вихідних величин,  $p$  – оператор

Лапласа. Операторна провідність схеми визначається сумою струмів  $RC$ - і  $RL$ -ланцюгів:  $i_r = i_1 + i_2$ ,  $i_1 = Cdu_C/dt$ ,

$$Y_r(p) = i_r / u = H_{i1}(p) + H_{i2}(p) = pCH_{u_C}(p) + H_{i2}(p) = \left( \frac{1}{r_s + r_2} \right) \frac{p^2 LC + pC(r_1 + r_2) + 1}{p^2 LC \left( \frac{r_s + r_1}{r_s + r_2} \right) + p \frac{1}{r_s + r_2} (L + C(r_1 r_2 + r_1 r_s + r_2 r_s)) + 1}, \quad (6.8)$$

де  $H_{i1}(p) = i_1(p)/u(p)$ ,  $H_{i2}(p) = i_2(p)/u(p)$ .

На основі рівнянь (6.5) побудовано структурну модель паралельного резонансного ланцюга на рис.6.7,а. Згідно передатних функцій (6.7) і (6.8) структурна модель, що накреслена суцільними лініями рис.6.7,а, замінюється  $ii(iu)$ -ланкою з входом  $u$  і виходами  $i_r$  та  $u_C$  на рис.6.7,б.

Для того, щоб вхідною величиною підсхеми на рис.6.6 можна було вважати струм  $i$  без зміни основних рівнянь (6.5), вводиться додатковий паралельний опір  $r_p$  (наведений пунктиром на рис.6.6), який слугує для перетворення підсхеми в  $ii(iu)$ -ланку. Напряга на  $RRLC$ -ланцюзі буде виражатися через цей додатковий опір  $u = (i - i_r)r_p$ , що дозволить зберегти структурну модель на рис.6.7,а і лише доповнити її пунктирними елементами.

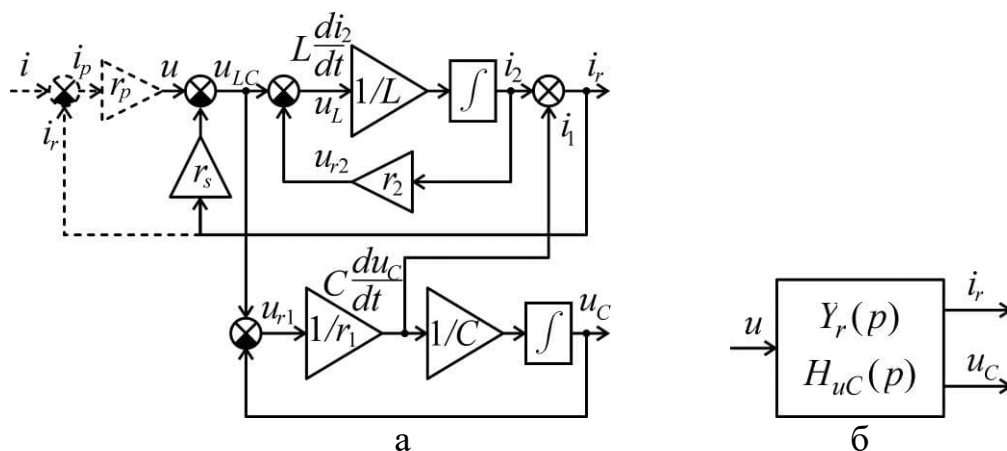


Рис.6.7. Структурна схема (модель) паралельного резонансного ланцюга (пунктиром наведена додаткова частина для перетворення в  $ii(iu)$ -ланку)

Добротність контуру на рис.6.6 для однакових опорів  $r_1 = r_2 = r$  дорівнює  $Q_r = Q_N / Q_P = \rho^2 / (2r + r/2 + r_s)$  і визначається відношенням добротності нуля  $Q_N = \rho / (r_1 + r_2) = \rho / 2r$  до добротності полюсу  $Q_P = \rho / (\rho^2 + r^2 + 2rr_s)$  передатної функції (6.8). Добротність нуля визначається за допомогою порівнювання коефіцієнтів при  $p$  в чисельнику передатної функції (6.8) з коефіцієнтом при  $p$  в поліному передатної функції ланки другого порядку  $(p/\omega_0)^2 + p/Q\omega_0 + 1$ , де  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$  – частота резонансу,  $\rho = \sqrt{L/C}$  – хвильовий опір контуру. Добротність нуля визначається порівнюванням коефіцієнтів при  $p$  в знаменнику передатної функції (6.8) з коефіцієнтом при  $p$  в тому ж поліномі.

#### 6.4.4. Система магнітозв'язаних котушок індуктивності

*Система магнітозв'язаних котушок індуктивності* представляє собою в найпростішому випадку дві близько розташовані котушки. Каналом для безконтактного передавання енергії від джерела  $u_s$  до споживача з напругою  $U_q$  на рис.6.1 є теж дві котушки (обмотки трансформатора або індуктори) з суттєвим магнітним зв'язком між ними на рис.6.8,а. Система котушок характеризується індуктивностями  $L_1$  і  $L_2$ , активними опорами  $r_1$  і  $r_2$ , взаємною індуктивністю  $M = k_m \sqrt{L_1 L_2}$  та коефіцієнтом магнітного зв'язку, який може повільно змінюватися в межах  $k_m = 0 \dots 1$ . Паралельні опори  $r_{d1}$  і  $r_{d2}$  (наведені пунктиром) імітують активні втрати внаслідок вихрових струмів. Будемо вважати напругу  $u_1$  і струм  $i_1$  вхідними величинами, а напругу  $u_2$  і струм  $i_2$  – вихідними величинами.

Зроблено деякі припущення, які принципово не впливають на досягнення цілей цього дослідження: при змінах взаємного положення котушок змінюється тільки взаємна індуктивність  $M$  без зміни власних індуктивностей котушок  $L_1$  і  $L_2$ . Це можливо, коли в системі немає феромагнітних елементів і зміна взаємного положення котушок не змінює магнітного опору для власних потоків. Також припустимо, що через кожен виток окремо взятої котушки проходить

один і той же магнітний потік (котушки представляють собою тонкі кільця). В результаті при зміні коефіцієнту магнітного зв'язку між котушками  $k_m = \text{var}$  коефіцієнт трансформації буде незмінний  $n = \text{const}$ , що дозволяє розглядати цю систему котушок як лінеаризований трансформатор на рис.6.8,б з наступними параметрами:

- коефіцієнт трансформації  $n = \sqrt{L_1/L_2} = w_1/w_2$ , де  $L_1$  і  $L_2$  – повні первинна та вторинна індуктивності,  $w_1$  і  $w_2$  – кількість витків первинної та вторинної котушок;

- коефіцієнт магнітного зв'язку  $k_m = M/\sqrt{L_1L_2}$ , де  $M$  – взаємна індуктивність.

Індуктивності первинної та вторинної обмоток трансформатора розділяються на дві частини  $L_1 = L_{s1} + L_{m1}$  і  $L_2 = L_{s2} + L_{m2}$ , які описуються наступними співвідношеннями

$$L_{s1} = L_1(1 - k_m), L_{s2} = L_2(1 - k_m), L_{m1} = L_1k_m, L_{m2} = L_2k_m \quad (6.5)$$

де  $L_{s1}$ ,  $L_{s2}$  – індуктивності розсіювання, магнітні потоки яких є окремими,  $L_{m1}$ ,  $L_{m2}$  – повністю зв'язані одна з одною індуктивності, які мають спільний магнітний потік. Еквівалентні опори активних втрат також розділяються на дві частини  $r_1 = r_{ds1} + r_{dm1}$  і  $r_2 = r_{ds2} + r_{dm2}$ , котрі можуть мати інші взаємні співвідношення, ніж частини індуктивностей в (6.5).

Процеси в кожному з двох подібних  $RL$ -ланцюгів схеми на рис.6.8,а при нульових струмах в іншому ланцюзі можна описати рівняннями

$$u_L = L \frac{d}{dt}(i - u_L/r_d), u_L = r_d \left( i - \frac{1}{L_0} \int u_L dt + i_L(0) \right), i = \frac{1}{r}(u_{RL} - u_L), \quad (6.6)$$

де  $u_L$  – напруга на індуктивності  $L$ ,  $r_d$  – паралельний опір,  $i$  – загальний струм ланцюга,  $r$  – послідовний опір,  $u_{RL}$  – загальна напруга ланцюга.

Рівнянням (6.6) відповідає структурна модель на рис.6.9,а, яку приймемо за основу структурної моделі схеми на рис.6.8,б і Т-подібної схеми заміщення трансформатора на рис.6.8,в з приведеними параметрами первинної сторони до

вторинної сторони:  $L_1^* = L_1/n^2$ ;  $r_1^* = r_1/n^2$ ;  $i_1^* = n \cdot i_1$ ;  $u_1^* = u_1/n$ , де приведені величини  $L_{s1}^*$ ,  $L_{m1}^*$ ,  $r_{d1}^*$ ,  $i_{m1}^*$ ,  $u_{m1}^*$  теж визначатимуться подібним чином. Співвідношення індуктивностей для Т-подібної схеми заміщення трансформатора будуть мати вигляд [228, 229]

$$L_{s1} = L_1(1 - k_m/n), L_{s2} = L_2(1 - k_m/n), L_m = L_1 k_m/n = L_2 k_m/n. \quad (6.7)$$

В схемі на рис.6.8,в вирази (6.7) стають подібними до виразів (6.5), що виключатиме небажані в структурних моделях від'ємні значення індуктивностей при певних значеннях  $n$ .

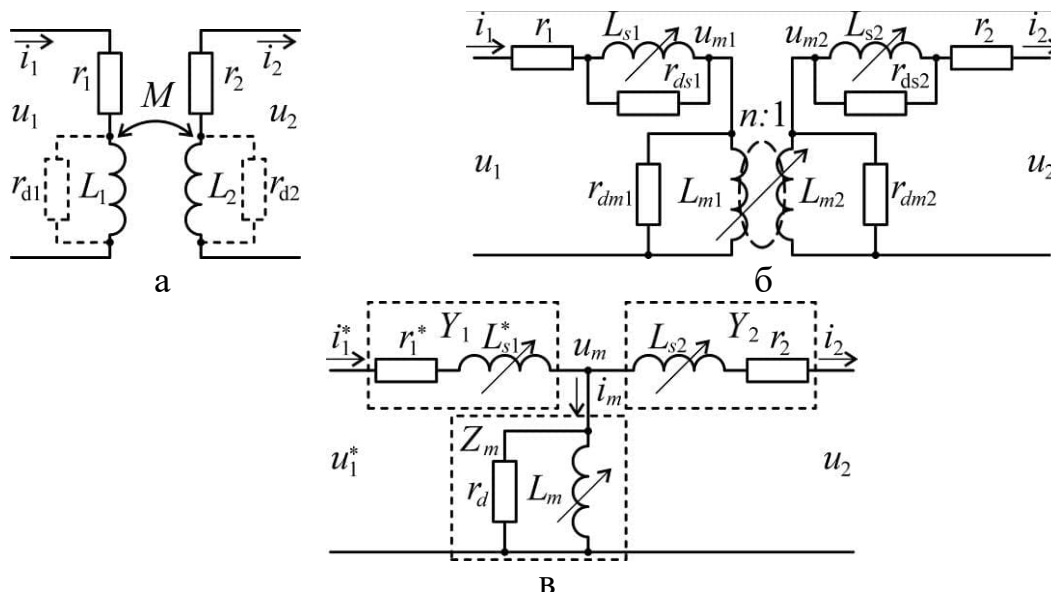


Рис.6.8. Магнітозв'язані котушки зі взаємною індуктивністю  $M$  (а), схема лінеаризованого трансформатора з розділеними обмотками (б), Т-подібна схема заміщення з приведеними первинними параметрами (в)

Зазвичай при наближених одна до одної котушках найбільш суттєві втрати перемагнічування мають місце в спільному полі котушок. Тому в Т-подібній схемі заміщення при значеннях  $k_m$ , близьких до одиниці, опори  $r_{ds1}$  і  $r_{ds2}$  можна не враховувати (прийняти їх близькими до безкінечності), а втрати на вихрові струми вважати сконцентрованими в єдиному паралельному опорі  $r_d = r_{dm1}^* \cdot r_{dm2} / (r_{dm1}^* + r_{dm2})$ , де  $r_{dm1}^* = r_{dm1}/n^2$  – приведений первинний опір втрат перемагнічування. Тоді структурна модель на рис.6.9,а заміниться структурними моделями послідовного ланцюга  $r_1 L_1$  (або  $r_2 L_2$ ) на рис.6.9,б і паралельного

ланцюга  $r_d L_m$  на рис.6.9,в. Передатні функції їхніх структурних моделей відповідно матимуть вигляд

$$H_{RL}(p) = \frac{pL/r}{pL(r+r_d)/(r \cdot r_d) + 1}, Y_1(p) = \frac{1/r_1}{pL_1/r_1 + 1}, Z_m(p) = \frac{pL_m}{pL_m/r_d + 1}, \quad (6.8)$$

де вираз  $Y_2(p)$  буде подібним до виразу  $Y_1(p)$ .

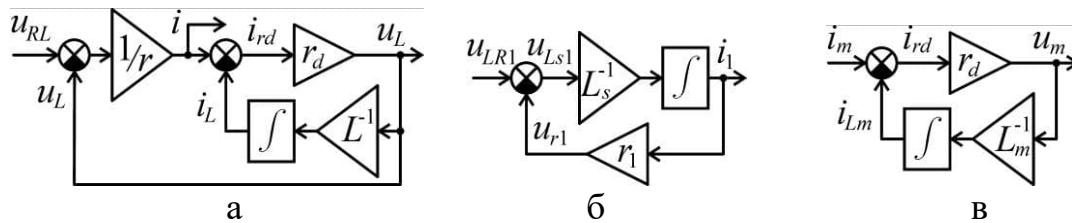


Рис.6.9. Структурні моделі  $RL$ -ланцюгів:

- а) з послідовним  $r$  і паралельним  $r_d$  опорами і з передатною функцією  $H_{RL}(p)$ ,
- б) тільки з послідовним активним опором ( $r_d = \infty$ ) і з повною провідністю  $Y_1(p)$ ,
- в) тільки з паралельним активним опором ( $r = 0$ ) і з повним опором  $Z_m(p)$

Схема заміщення на рис.6.8,в подібна до схеми заміщення РЛ на рис.6.2. Тому згідно з (6.1), використовуючи структурні моделі  $RL$ -ланцюгів на рис.6.9,б і рис.6.9,в, можна створити структурну модель на рис.6.10,а для схеми на рис.6.8,в. Пунктирними лініями наведено параметричні впливи  $L_{s1}^* = L_{s2} = L_2(1 - k_m)$ ,  $L_m = L_2 k_m$  при  $k_m = 0 \dots 1$ . Узагальнена блок-схема цієї структурної моделі на рис.6.10,б узгоджується з схемою на рис.6.3.

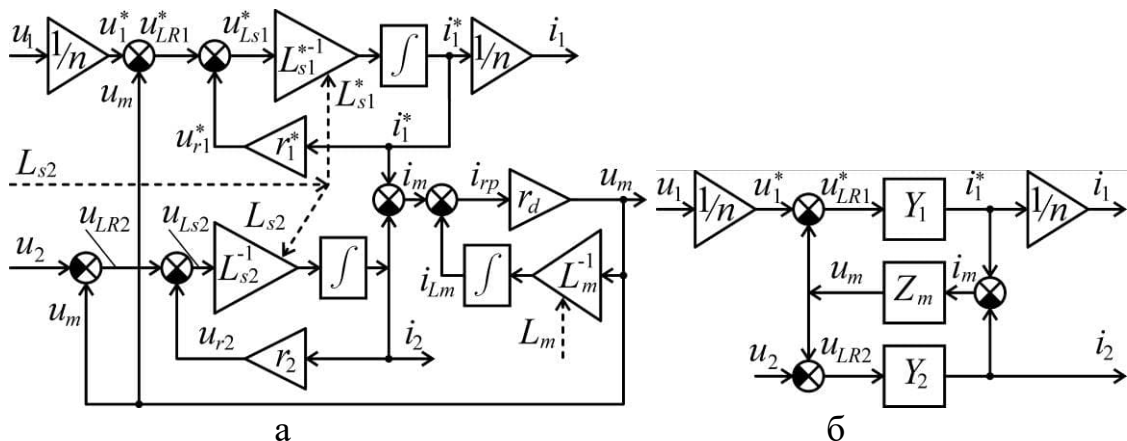


Рис.6.10. Структурна модель  $T$ -подібної схеми заміщення трансформатора зі змінним коефіцієнтом магнітного зв'язку (а), узагальнена блок-схема структурної моделі резонансної мережі РЛ (б)

Процеси обох структурних моделей можна описати рівняннями наступного виду в операторній формі (для схеми на рис.6.3  $n=1$ ):

$$\begin{aligned}i_1(p)n &= (u_1(p)/n - u_m(p))Y_1(p), \\i_2(p) &= (u_m(p) - u_2(p))Y_2(p), \\u_m(p) &= (i_1(p)n - i_2(p))Z_m(p),\end{aligned}\tag{6.9}$$

або в матричній формі  $\mathbf{x} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{x} + \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}$ ,

$$\text{де } \mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_1(p) \\ i_2(p) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_1(p) \\ u_2(p) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{A} = \begin{bmatrix} -Z_m(p) \cdot Y_1(p) & Z_m(p) \cdot Y_1(p)/n \\ Z_m(p) \cdot Y_2(p)n & -Z_m(p) \cdot Y_2(p) \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} Y_1(p)/n^2 & 0 \\ 0 & -Y_2(p) \end{bmatrix}. \text{ Розв'язком (6.8) є матрична передатна функція РЛ}$$

резонансного перетворювача

$$\mathbf{H}(p) = \mathbf{x} \cdot \mathbf{u}^{-1} = (\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \cdot \mathbf{B} = \begin{bmatrix} H_{11}(p) & H_{12}(p) \\ H_{21}(p) & H_{22}(p) \end{bmatrix},\tag{6.10}$$

$$\text{де } H_{11}(p) = \frac{1}{n^2} \cdot \frac{Y_1(p) \cdot (1 + Z_m(p) \cdot Y_2(p))}{1 + Z_m(p) \cdot (Y_1(p) + Y_2(p))} = \frac{i_1(p)}{u_1(p)},$$

$$H_{12}(p) = -\frac{1}{n} \cdot \frac{Z_m(p) \cdot Y_1(p) \cdot Y_2(p)}{1 + Z_m(p) \cdot (Y_1(p) + Y_2(p))} = \frac{i_1(p)}{u_2(p)},$$

$$H_{21}(p) = \frac{1}{n} \cdot \frac{Z_m(p) \cdot Y_1(p) \cdot Y_2(p)}{1 + Z_m(p) \cdot (Y_1(p) + Y_2(p))} = \frac{i_2(p)}{u_1(p)},$$

$$H_{22}(p) = -\frac{Y_2(p) \cdot (1 + Z_m(p) \cdot Y_1(p))}{1 + Z_m(p) \cdot (Y_1(p) + Y_2(p))} = \frac{i_2(p)}{u_2(p)},$$

$u_1(p)$  і  $u_2(p)$  – вхідні величини,  $i_1(p)$  і  $i_2(p)$  – вихідні величини,  $p$  – оператор Лапласа. Вирази операторних провідностей  $Y_1$ , і  $Y_2$  для нерезонансної схеми перетворювача з трансформатором беруться з (6.8) як провідність  $RL$ -ланцюга, а для резонансного перетворювача – з (6.4) як провідність  $RLC$ -ланцюга. Вираз опору намагнічування  $Z_m$  береться з (6.8). Таким чином, структурна модель резонансного перетворювача побудована на основі структурної моделі РЛ на рис.6.10,б.

#### 6.4.5. Структурні моделі інвертора і випрямляча

Інвертор можна представити як амплітудний модулятор змінної прямокутної напруги на рис.6.11, яка формально описується таким виразом  $u = u_s \sum \Pi(t - nT)(-1)^n$ , де  $u_s = U_{s0} + \Delta u_s$  з постійною  $U_{s0}$  та змінною  $\Delta u_s$  складовими,  $n=0, 1, 2, \dots$  – номер напівперіоду,  $\Pi(t) = 1(t) - 1(t - T)$  – функція прямокутного імпульсу довжиною  $T$ ,  $1(t)$  – функція одиничної прямокутної ступені.

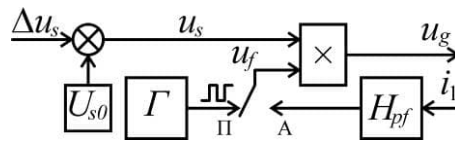


Рис.6.11. Блок-схема моделі інвертора:  $\Gamma$  – генератор імпульсів постійної частоти,  $H_{pf}$  – передатна функція фазозсуваючого фільтру ФЗФ

Вхідною величиною інвертора є низькочастотна змінна складова  $\Delta u_s$ , яка імітує нестабільність напруги живлення. Вихідною величиною є прямокутна напруга  $u_g$ , амплітуда якої дорівнює напрузі живлення  $u_s$ . Сигнал первинного струму  $i_1$  та смуговий ФЗФ з передатною функцією виду  $H_{pf} = p\tau_{pf} / (1 + p\tau_{pf})$  використовуються для синхронізації інвертора в режимі автогенерації.

На вхід випрямляча виконаного з діодів  $VD1-V D4$  на рис.6.12,а подається змінний струм вторинного контуру РЛ резонансного перетворювача  $i_2$ , який випрямляється і проходить через споживач енергії  $u_q$  у вигляді випрямленого струму  $|i_b|$ , де  $i_b = i_2 - i_{rp}$ . Опір  $r_p$  на вході випрямляча імітує втрати на струм витоку  $i_{rp}$  зі сторони входу випрямляча при зворотних напругах на діодах. Структурна модель випрямляча на рис.6.12,б складається з лінійних та нелінійних ланок та враховує падіння напруги на діодах в прямому напрямку  $u_{VD} = 2U_{VD\_пр}$ . Вхідними величинами структурної моделі випрямляча є струм  $i_2$  і вихідна напруга  $u_q$ . Вихідними величинами є випрямлений струм  $|i_b|$  і напруга на вході випрямляча  $u_b$ .



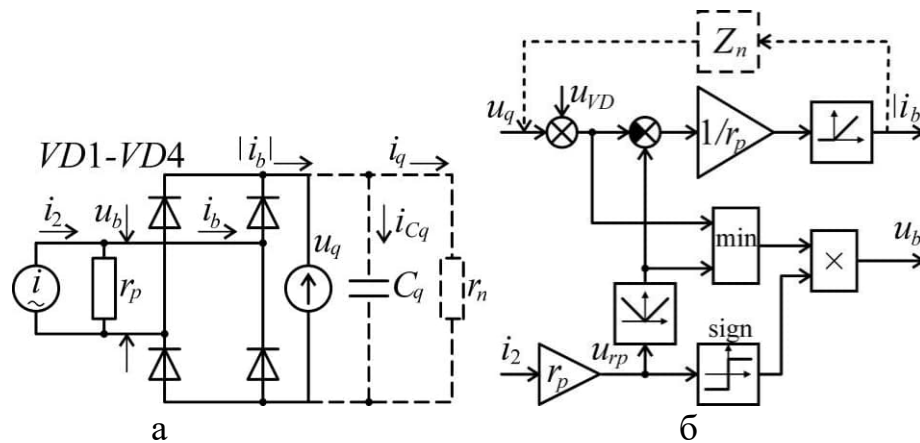


Рис.6.12. Схема (а) і структурна модель (б) мостового випрямляча

Якщо виникне необхідність дослідити процеси резонансного перетворювача з іншим типом навантаження, ніж акумулятор, для прикладу пунктиром на схемах рис.6.12 наведено підключення резистивного навантаження  $r_n$  з фільтруючою ємністю  $C_q$  замість споживача у вигляді джерела напруги  $u_q$ . Тоді вихідна напруга буде визначатися як  $u_q = (|i_b| - u_q/r_n) / pC_q$ , відкля можна виразити опір ланцюга навантаження  $Z_n = u_q / |i_b| = r_n / (1 + pC_q r_n)$  для структурної моделі на рис.6.12,б.

## 6.5. Параметри експериментальної моделі та методи аналізу даних експериментів

Експериментальна частина досліджень виконувалась в пакеті *Matlab* з використанням системи імітаційного моделювання *Simulink* і додатку *Ident GUI* із розділу *System Identification Toolbox*. Структурна модель резонансного перетворювача реалізована як *Simulink*-модель на рис.6.13,а згідно зі схемами на рис.6.3, рис.6.4, рис.6.9, рис.6.10, рис.6.11, рис.6.12. При моделюванні процесів резонансного перетворювача встановлювалися наступні опції симуляції: *Stop Time*= 200, 500, 1000 (вибиралися для різних умов); *Solver Options: Variable Step*, метод розрахунку *ode15s (stiff/NDF)* (обчислює стан моделі, використовуючи формули числового диференціювання змінного порядку (*NDF*), що пов'язані з методом Гіра, але ефективніші [230]); *Max step size*= 0.001. Інші опції симуляції встановлені по замовченню.

Далі наведено параметри структурної моделі резонансного перетворювача. Номінальна напруга живлення  $U_{s0}=1$  В. Вихідна напруга  $U_q=0.5$  В. Частота генератора інвертора  $F_g=1$  Гц. Параметри елементів РЛ вибиралися однаковими для первинної та вторинної сторони, оскільки первинна та вторинна котушки теж можуть бути однаковими. Тому коефіцієнт трансформації  $n=1$ . Індуктивність катушок  $L_{1,2}=1.27$  Гн. Ємність конденсаторів  $C_{1,2}=2$  Ф. Послідовний еквівалентний опір втрат  $r_{1,2}=0.0159$  Ом. Добротність кожного послідовного  $RLC$ -ланцюга  $Q_{1,2} \approx 5$ . При коефіцієнті магнітного зв'язку  $k_m=0.99$  індуктивність розсіювання згідно (6.5) складає  $L_{s1}=L_{s2}=0.0127$  Гн і частота резонансу послідовного  $RLC$ -ланцюга складає  $f_0 \approx 1$  Гц, частота вільних коливань  $f_1 \approx 0.994$  Гц (відповідно кутові частоти  $\omega_0 = 2\pi f_0, \omega_1 = 2\pi f_1$ ). Хвильовий опір  $\rho_{1,2}=0.08$  Ом. Реальні значення коефіцієнту магнітного зв'язку для зарядних систем транспортних засобів, де індуктори розташовані на певних відстанях один від одного, знаходиться в межах  $k_m=0.7-0.85$  [231]. Для зарядних систем з магнітними роз'їмами значення суттєво вищі і можуть доходити до  $k_m=0.95-0.995$ . Параметри РЛ можна масштабувати для нових значень величин (штрихом відмічено нові значення): для напруги живлення  $L'_{1,2} = U'_{s0}L_{1,2}, C'_{1,2} = C_{1,2}/U'_{s0}, r'_{1,2} = U'_{s0}r_{1,2}$ , для іншої робочої частоти  $L'_{1,2} = L_{1,2}/f'_g, C'_{1,2} = C_{1,2}/f'_g$  і для іншого номінального вихідного струму  $L'_{1,2} = L_{1,2}/k_I, C'_{1,2} = k_I C_{1,2}, r'_{1,2} = r_{1,2}/k_I$ , де  $k_I$  – коефіцієнт зміни номінального вихідного струму.

В ході модельних експериментів напруга живлення змінювалася декількома ступенями. Зняття перехідних характеристик вихідного струму  $i_q(t)$  в неперервному часі і струму  $I_{qn}$  в дискретному часі виконувалось після виходу структурної моделі резонансного перетворювача на номінальний режим на другій ступені напруги живлення, оскільки резонансний перетворювач проявляє себе суттєво нелінійною передатною ланкою в ділянці запуску для малих вхідних величин (0-30% від номінальних). На вхід структурної моделі

резонансного перетворювача спочатку подавалася номінальна напруга  $U_{s0}$  і після виходу на номінальний режим та закінчення перехідних процесів додавалася наступна ступінь напруги живлення  $\Delta u_s$ , що складала 10% від номінальної напруги (першої ступені). Моделювання тривало як мінімум до затухання вільних складових і встановлення стаціонарного режиму роботи. Для фіксації середнього значення вихідного струму в кожному напівперіоді коливань інвертора на виході структурної моделі використано фіксатор поточного середнього на рис.6.13,б, який інтегрує кожен  $n$ -ну напівхвилю струму  $i_q(t)_n$  і ділить її інтеграл на вимірний період напівхвиль  $T_n$ . На виході фіксується чергове середнє значення  $I_{qn}$ .

Результати моделювання перехідних процесів зберігалися в робочій області *Matlab* у вигляді масиву вхідної та вихідної величини *yout*, і масиву часу моделювання *tout*. Потім вони оброблялися за допомогою програми в *m*-файлі. Процеси з початку другої ступені напруги живлення відокремлювалися, приводилися до початку координат і до одиничної величини. Далі вони рівномірно проріджувалися з кроком  $T_{cp}$  (середній період напівхвиль струму за час моделювання). Попутно вираховувався коефіцієнт підсилення струму резонансного перетворювача  $K_{UI} = \sum \Delta I_{qn} / \sum \Delta u_{sn}$  для ділянок даних, коли значення вихідного струму  $I_{qn}$  виходили на сталу величину. Для процедури ідентифікації в результаті експерименту формувалися масиви *Ainput* і *Aoutput* з даними нормованих перехідних процесів. Крок дискретності нормованих даних приймався за одиницю і з одиничними сталими значеннями приростів величин.

Ідентифікація структурної моделі резонансного перетворювача як лінеаризованої дискретної системи виконувалась у додатку *Ident GUI* із розділу *System Identification Toolbox*. В якості похідних даних імпортувалися масиви *Ainput* і *Aoutput*, що отримані з даних моделювання. Крок дискретності було встановлено *Samp. interv.=1*.

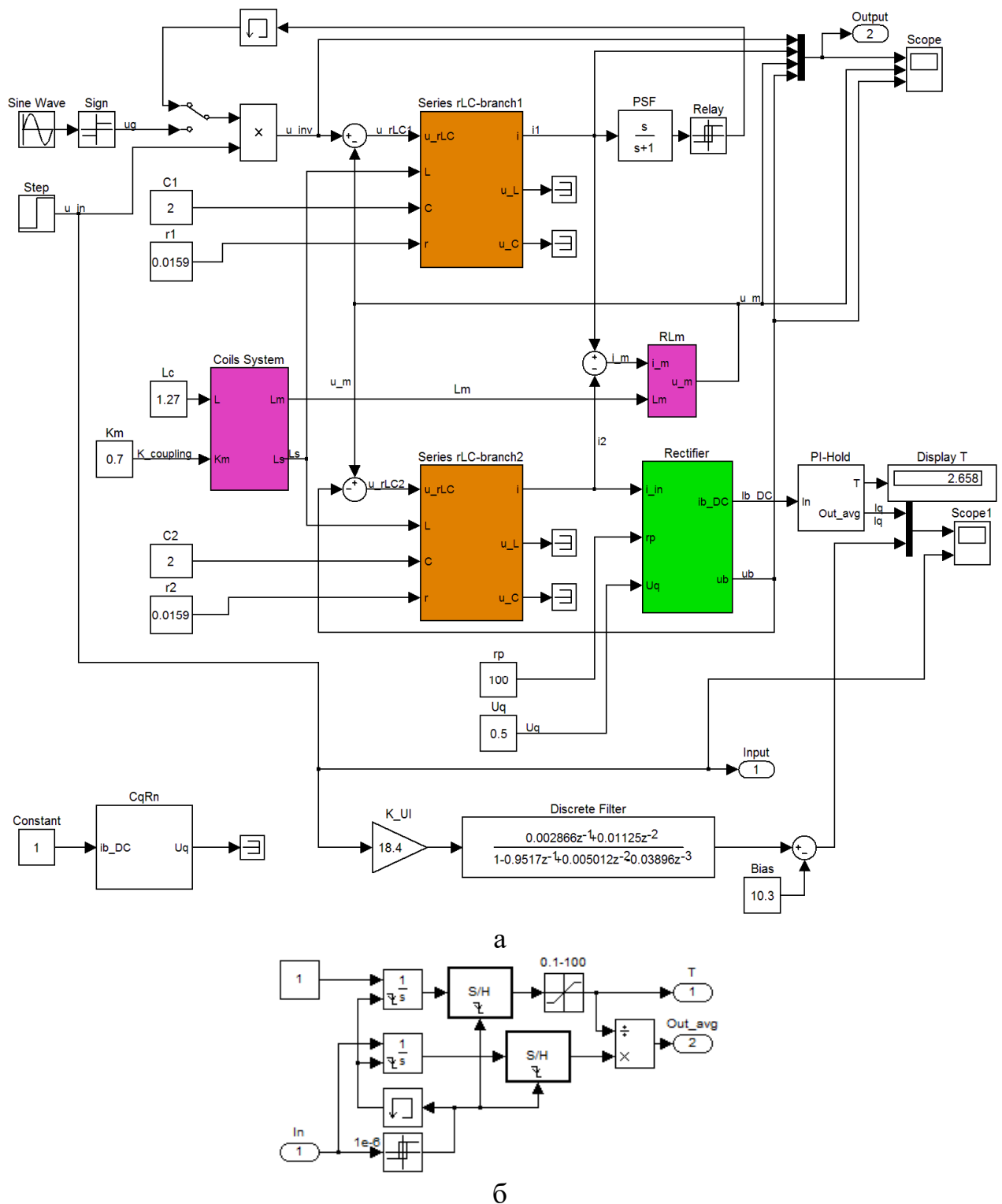


Рис.6.13. Схема *Simulink*-моделі резонансного перетворювача (а) і фіксатора поточного середнього значення *Pi-Hold* (б)

В процесі ідентифікації на виході кожної процедури *Estimate*  $\rightarrow$  *Parametric models* автоматично створювалися ВММ, так звані *арх*-моделі певних порядків і певної системної затримки ( $N_p=2\dots4$ ,  $N_z=1\dots4$ ,  $\tau=0\dots3T$ ), які задавалися вручну заздалегідь. Вибиралися такі ВММ, які б забезпечували найменші

відхилення власних процесів від процесів на виході структурної моделі резонансного перетворювача. По суті ВММ є еквівалентною динамічною моделлю резонансного перетворювача. Різновидом типів ВММ в *Matlab* є поліноміальна математична *арх*-модель (*Autoregressive with Extra Input* [232]), яка представляє собою рівняння дискретно-неперервної системи

$$A(q)y(t) = B(q)u(t - \tau) + e(t), \quad (6.11)$$

де  $A(q) = 1 + a_1q^{-1} + a_2q^{-2} + \dots + a_Nq^{-N_p}$ ,  $y(t)$  – вихідна величина системи,  $B(q) = b_0 + b_1q^{-1} + b_2q^{-2} + \dots + b_Mq^{-N_z}$ ,  $u(t)$  – вхідна величина системи, тут також позначено:  $N_p$  – кількість полюсів,  $N_z$  – кількість нулів передатної функції,  $q$  – оператор затримки:  $q^{-1}u(t) = u(t - T)$ ,  $\tau$  – вхідна затримка системи. Дискретно-неперервна система (6.11) має часові затримки, кратні фіксованому періоду  $T$ , і неперервні вхідні та вихідні величини. Якщо в цій системі вхідна величина  $u(t)$  теж буде дискретною  $u(nT)$ , то система може бути представлена як повністю дискретна і тоді рівняння (6.11) можна переписати в операторній формі, де  $q$  замінить оператор  $z = e^{pT}$  і замість дискретних функцій часу в рівняннях будуть їх операторні зображення ( $u(nT) \rightarrow u(z)$ ).

Відхилення між процесами у ВММ і в структурній моделях резонансного перетворювача оцінювалися за двома критеріями. Значенням першого критерію – середньоквадратичної похибки (*LF – Loss function* [233]) є

$$LF = \sum_{j=1}^N w_j (f(x_j) - y_j)^2, \quad (6.12)$$

тут  $j$  – номери елементів даних,  $N$  – кількість елементів в масиві,  $x_j$  – вхідні величини,  $y_j$  – вихідні величини системи,  $f(x_j)$  – прогнозовані вихідні величини динамічної моделі,  $w_j$  – вагові коефіцієнти, сума яких дорівнює одиниці.

Другим критерієм є критерій остаточної помилки прогнозування Акаїки (*FPE – Final Prediction Error* [234]), який оцінює якість ВММ, коли структурна модель тестується на іншому наборі даних. Після розрахунку декількох різних

ВММ можна порівняти їх за цим критерієм. Згідно з теорією Акаїки, найточніша ВММ має найменший  $FPE$ . Остаточна помилка передбачення Акаїки ( $FPE$ ) визначається наступним рівнянням:

$$FPE = LF(1 + d/N)/(1 - d/N), \quad (6.13)$$

де  $LF$  – критерій середньоквадратичної похибки,  $d$  – кількість оцінюваних параметрів,  $N$  – кількість даних.

Дискретно-неперервні передатні функції динамічних моделей з періодом  $T=1$  можуть бути застосовані і для інших значень періоду дискретності. Щоб наблизити динамічну модель в часовому масштабі до реальної схеми резонансного перетворювача, достатньо замість одиничного періоду дискретності перейти до періоду дискретності, рівного періоду напівхвиль випрямленого струму  $T=1/2f_g$ . При цьому коефіцієнти передатної функції не змінюватиметься, якщо індуктивності і ємності силової схеми резонансного перетворювача при переході до іншого масштабу часу будуть змінюватися зворотно пропорційно зміні номінальної робочої частоти.

## 6.6. Результати досліджень

В ході експериментальних досліджень структурної моделі резонансного перетворювача було отримано ряд статичних і динамічних характеристик. Нижче представлено деякі статичні характеристики, дані для яких бралися з ділянок даних, де процеси набували стаціонарний характер і потім визначалися як середні значення з декількох експериментів. Характеристики знімалися при постійній вихідній напрузі  $U_q^*=0.5$ . Величини напруг на характеристиках вказані у відносних до номінальних значень одиницях. На рис.6.14 наведені передатні характеристики резонансного перетворювача по живленню – залежність вихідного струму від напруги живлення  $I_q(U_s)|_{U_q=\text{const}}$  в робочому діапазоні напруги живлення при постійній вихідній напрузі. На рис.6.15 наведені залежності вихідного струму від коефіцієнту магнітного зв'язку між котушками

$I_q(k_m)|_{U_q=\text{const}}$  для режиму примусової генерації (A) і для режиму автогенерації (B, C) з різними постійними часу ФЗФ і з різними значеннями напруги живлення (криві 1 та 2).

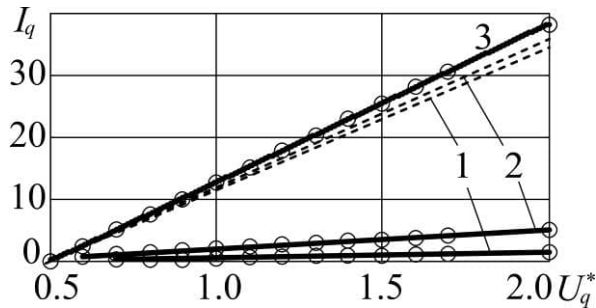


Рис.6.14. Передатні характеристики  $I_q(U_s)$  для  $k_m=0.95$  (1),  $0.97$  (2),  $0.99$  (3). Суцільні лінії – режим примусової генерації, пунктирні – режим автогенерації

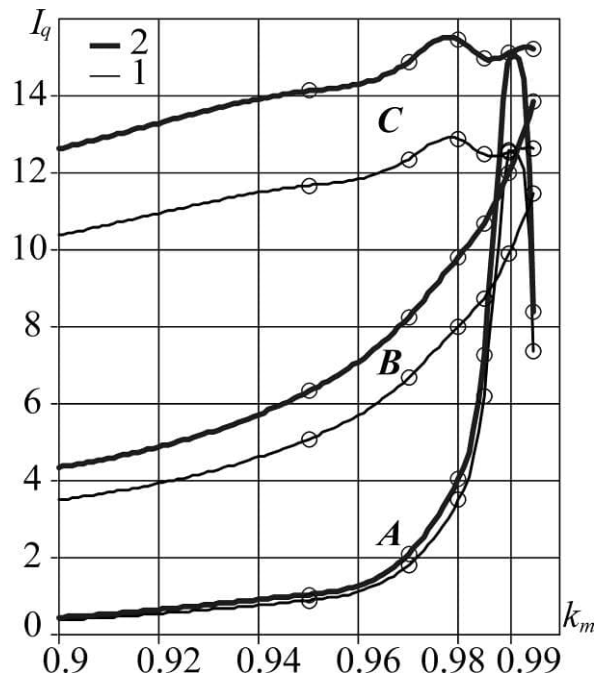


Рис.6.15. Графіки залежностей вихідного струму від коефіцієнту магнітного зв'язку  $I_q(k_m)$ : A – для примусової генерації з частотою  $F_g=1$  Гц, B – для автогенерації з  $\tau_{pf}=0.2$  с, C – для автогенерації з  $\tau_{pf}=1.0$  с, 1 –  $U_s^*=1$ , 2 –  $U_s^*=1.1$

На рис.6.16 наведені залежності робочої частоти резонансного перетворювача в режимі автогенерації від коефіцієнту магнітного зв'язку між котушками  $F_g(k_m)|_{U_q=\text{const}}$  для різних постійних часу ФЗФ. На статичних характеристиках кільцями відмічено експериментальні точки величин-

аргументів, в яких вираховувалися середні значення величин-функції згідно даних ряду експериментів зі структурною моделлю резонансного перетворювача.

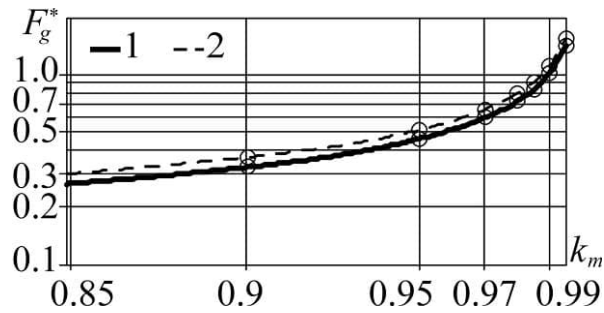


Рис.6.16. Залежності частоти автогенерації резонансного перетворювача від коефіцієнту магнітного зв'язку: 1 –  $\tau_{pf}=1.0$  с, –  $\tau_{pf}=0.2$  с

Нижче на рис.6.17 представлені графіки процесів структурної моделі резонансного перетворювача при моделюванні в *Simulink*.

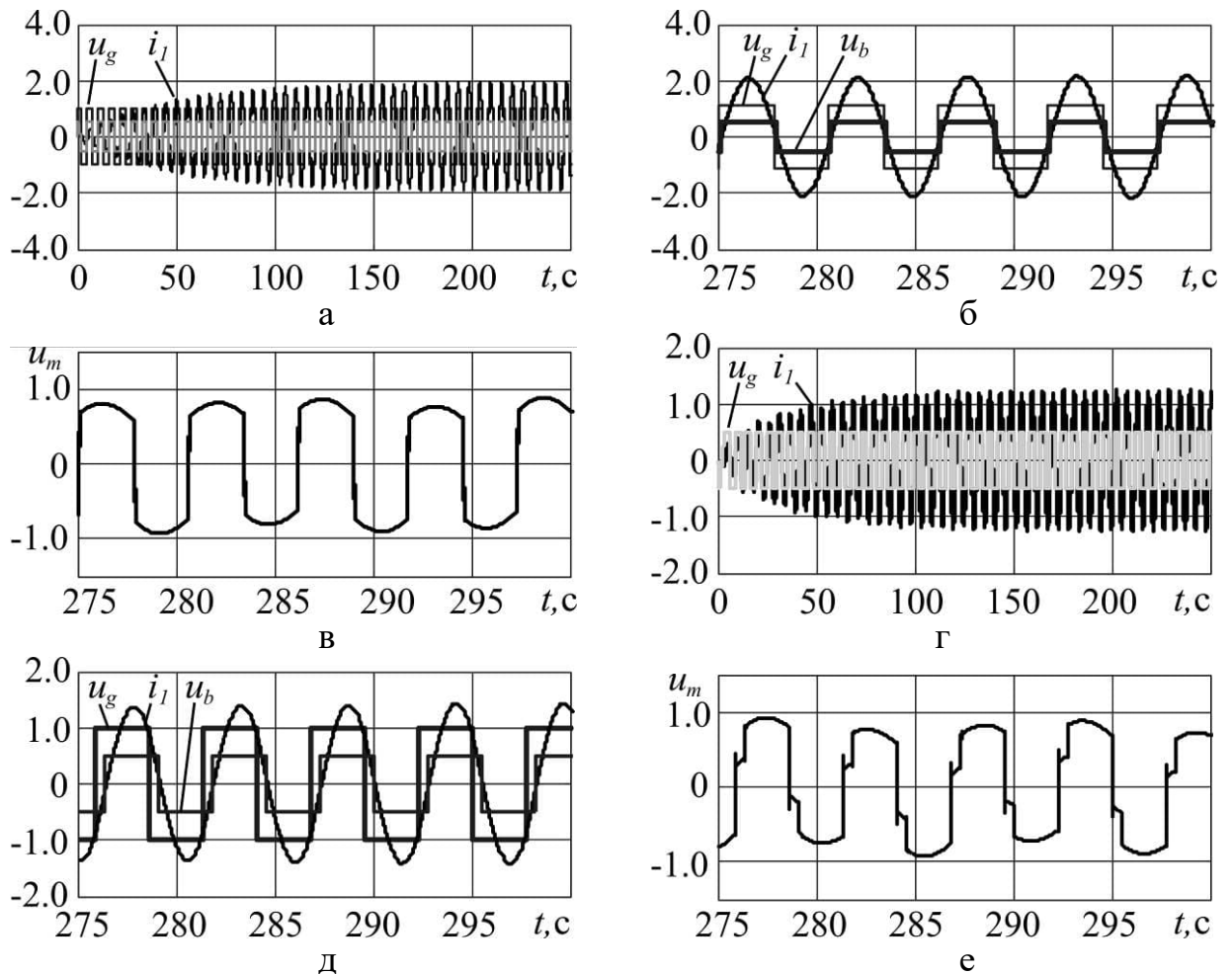


Рис.6.17. Графіки процесів моделі резонансного перетворювача с  $k_m=0.7$ : а-в – для режиму примусової генерації, г-ж – для режиму автогенерації; а,б – наростання коливань при запуску, б,д – напруги інвертора  $u_g$ , випрямляча  $u_b$  і струм первинного контуру  $i_1$  (струм в масштабі 0.1)



Далі на рис.6.18 представлено нормовані перехідні характеристики структурної моделі резонансного перетворювача і передатні функції ВММ, зняті при  $\Delta U_s^* = 0.1$ ,  $U_q^* = 0.5$  для декількох значень коефіцієнту магнітного зв'язку  $k_m$  між котушками.

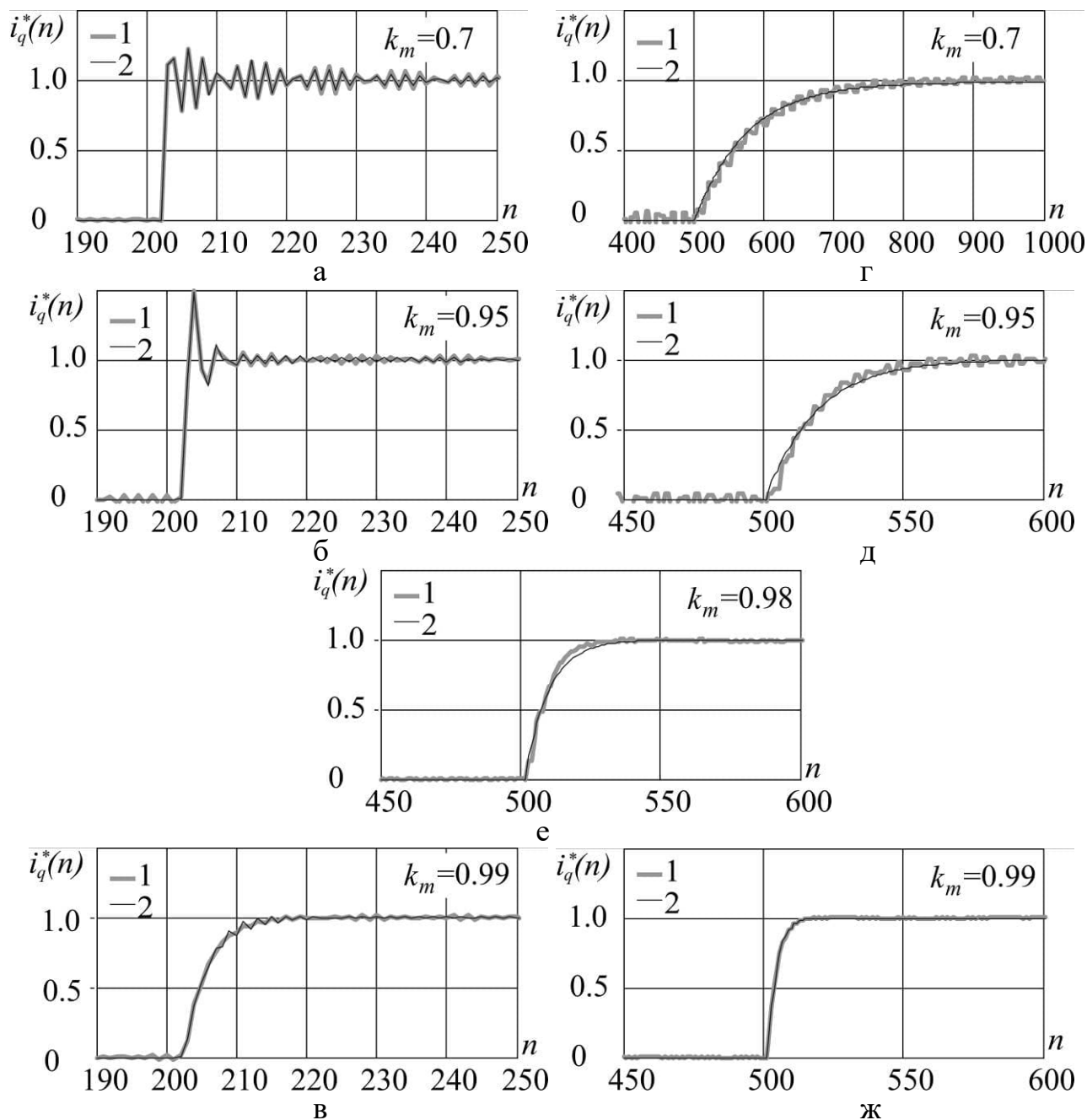


Рис.6.18. Перехідні характеристики структурної моделі резонансного перетворювача і ВММ: а-в – для режиму примусової генерації, г-ж – для режиму автогенерації; 1 – вихідний сигнал структурної моделі резонансного перетворювача, 2 – вихідний сигнал ВММ

В результаті автоматизованої ідентифікації за методом найменших квадратів в *Ident GUI* отримано наступні нормовані передатні функції ВММ типу *arx441* [235], коефіцієнти магнітного зв'язку і критерії відхилень для режиму примусової генерації з  $F_g = 1$  Гц:

$$H(q) = \frac{-0.0003613q^{-1} + 1.108q^{-2} + 2.333q^{-3} + 1.232q^{-4}}{1 + 2.062q^{-1} + 1.365q^{-2} + 0.24q^{-3} + 0.005785q^{-4}}, \quad (6.14)$$

де  $k_m = 0.7$ ,  $LF = 1.79574e-006$ ,  $FPE = 1.94233e-006$ ,

$$H(q) = \frac{0.001387q^{-1} + 0.8723q^{-2} + 1.817q^{-3} + 1.01q^{-4}}{1 + 1.39q^{-1} + 0.8062q^{-2} + 0.4463q^{-3} + 0.05838q^{-4}}, \quad (6.15)$$

де  $k_m = 0.95$ ,  $LF = 8.39577e-006$ ,  $FPE = 9.03851e-006$ ,

$$H(q) = \frac{0.0007292q^{-1} + 0.1354q^{-2} + 0.3375q^{-3} + 0.2565q^{-4}}{1 + 0.7763q^{-1} - 0.7749q^{-2} - 0.4494q^{-3} + 0.1483q^{-4}}, \quad (6.16)$$

де  $k_m = 0.99$ ,  $LF = 2.10871e-006$ ,  $FPE = 2.25351e-006$ .

Нижче представлені нормовані передатні функції ВММ типу *arx321* [235], коефіцієнти магнітного зв'язку, частоти автогенерації і критерії відхилень для режиму автогенерації:

$$H(q) = \frac{0.002866q^{-1} + 0.01125q^{-2}}{1 - 0.9517q^{-1} + 0.005012q^{-2} - 0.03896q^{-3}}, \quad (6.17)$$

де  $k_m = 0.7$ ,  $f_{ag} = 0.188$  Гц,  $LF = 0.000296686$ ,  $FPE = 0.000302316$ ,

$$H(q) = \frac{0.04551q^{-1} + 0.0439q^{-2}}{1 - 0.8355q^{-1} + 0.4682q^{-2} - 0.5434q^{-3}}, \quad (6.18)$$

де  $k_m = 0.95$ ,  $f_{ag} = 0.458$  Гц,  $LF = 0.000410605$ ,  $FPE = 0.000418166$ ,

$$H(q) = \frac{-0.004908q^{-1} + 0.1692q^{-2}}{1 - 0.4946q^{-1} - 0.2726q^{-2} - 0.06808q^{-3}}, \quad (6.19)$$

де  $k_m = 0.98$ ,  $f_{ag} = 0.721$  Гц,  $LF = 7.22731e-005$ ,  $FPE = 7.36041e-005$ ,

$$H(q) = \frac{0.1046q^{-1} + 0.2441q^{-2}}{1 - 0.2305q^{-1} - 0.6199q^{-2} + 0.1992q^{-3}}, \quad (6.20)$$

де  $k_m = 0.99$ ,  $f_{ag} = 1.017$  Гц,  $LF = 8.48779e-006$ ,  $FPE = 8.65421e-006$ .

Наведеним передатним функціям ВММ відповідають статичні коефіцієнти передавання структурної моделі резонансного перетворювача  $k_{UI} = \Delta I_q / \Delta U_s$ : для (6.14) –  $k_{UI}=0.2037$ , (6.15) –  $k_{UI}=1.5$ , (6.16) –  $k_{UI}=25.5$ , (6.17) –  $k_{UI}=18.4$ , (6.18) –  $k_{UI}=24.4$ , (6.19) –  $k_{UI}=26.2$ , (6.20) –  $k_{UI}=25.5$ .

### 6.7. Обговорення результатів

Статичні характеристики структурної моделі резонансного перетворювача на рис.6.14-6.16 отримано шляхом усереднення значень перехідних процесів в частинах, де процеси встановилися. Передатні характеристики по живленню  $I_q(U_s)$  на рис.6.14 є близькими до лінійних при  $U_s > U_q$ . В цьому діапазоні напруги живлення первинний та вторинний контури працюють в резонансних режимах, коли частота коливань близька до резонансної частоти контуру. Форма напруги на вході випрямляча  $u_b$  близька до прямокутної. Коливання струмів контурів в стаціонарному режимі мають постійну амплітуду. Лінійність передатних характеристик дотримувалась в режимах з примусовою генерацією і в режимі автогенерації (пунктирні лінії на рис.6.14), тому можна припустити, що динамічна модель резонансного перетворювача для входу по напрузі живлення теж є лінійною.

При  $U_s < U_q$  амплітуда коливань на індуктивності намагнічування  $L_m$  не достатня для встановлення резонансного режиму в другому контурі, оскільки діоди випрямляча зовсім не відкриваються або відкриваються протягом відносно малої частини кожного напівперіоду напруги. Режим коливань залежить від співвідношення індуктивностей розсіювання  $L_s$  і індуктивності намагнічування  $L_m$ , яка є спільною для обох контурів. В такій двоконтурній системі умови резонансу розподілені між послідовним резонансом тільки з індуктивностями розсіювання і змішаним послідовно-паралельним резонансом, в якому бере участь і індуктивність намагнічування [236, 237]. Тому при  $U_s < U_q$  має місце не стале співвідношення між умовами обох видів резонансу і передатна характеристика резонансного перетворювача є нелінійною, а вихідний струм

замалий (менше 5% від номінального). Даний діапазон не є робочим для резонансного перетворювача.

Залежності вихідного струму від коефіцієнту магнітного зв'язку  $I_q(k_m)$  на рис.6.15 є суттєво нелінійними. Найбільша нелінійність характеристик спостерігається в режимі з примусовою генерацією (криві А). При зменшенні магнітного зв'язку між котушками  $k_m$  різко зростають індуктивності розсіювання  $L_s$ , які визначають частоти послідовних резонансів. Оскільки робоча частота не змінюється, опори послідовних  $RLC$ -ланцюгів зростають і амплітуда коливань, як і вихідний струм, доволі швидко знижуються. Але в режимі автогенерації при таких же змінах коефіцієнту магнітного зв'язку вихідний струм змінюється в меншій мірі. Залежність вихідного струму від коефіцієнту магнітного зв'язку знижується при збільшенні постійної часу ФЗФ  $\tau_{pf}$ , оскільки частота автогенерації наближається до резонансної частоти. Це видно з порівняння характеристик А, В, і С.

Залежності частоти автогенерації від коефіцієнту магнітного зв'язку на рис.6.16 для двох значень постійної часу ФЗФ  $\tau_{pf}$  подібні одна до одної. Ці залежності можна використати для визначення коефіцієнта чутливості системи по каналу збурення як  $k_{sm} = \Delta F_g / \Delta k_m$  в робочому режимі резонансного перетворювача.

На рис.6.17 наведені графіки процесів *Simulink*-моделі резонансного перетворювача для коефіцієнту магнітного зв'язку  $k_m=0.7$  та режимів примусової генерації і автогенерації. Ці графіки і інші графіки моделювання порівнювалися з осцилограмами схемної моделі резонансного перетворювача і з сигналами опитних лабораторних зразків резонансних перетворювачів. Збіжність графіків моделювання на рис.6.17 з осцилограмами додатково свідчить про відповідність структурної моделі реальній схемі резонансного перетворювача.

Перехідні характеристики для постійної робочої частоти в режимі з примусовою генерацією на рис.6.18,а-в мають коливальний характер при віддаленні робочої частоти від резонансної. Пояснюється це тим, що при менших

значеннях коефіцієнта зв'язку  $k_m$  зростають індуктивності розсіювання і зміщуються частоти послідовних резонансів. В двоконтурній коливальній системі резонансного перетворювача при розходженні резонансних частот з робочою частотою спостерігаються явища биттів. Наряду з вимушеними коливаннями на робочій частоті (вони можуть проявитися в пульсаціях випрямленого струму) мають місце коливання першого виду з різницею робочої частоти і резонансної частоти первинного або вторинного контуру, а також коливання другого виду з частотою, рівною різності резонансних частот контурів, які при взаємодії модулюють коливання першого виду. При збільшенні  $k_m$  резонансні частоти контурів наближаються до робочої частоти і коливальність резонансного перетворювача зменшується. Перехідні процеси для обвідних коливань стають аперіодичними.

Перехідні характеристики для режиму з автогенерацією на рис.6.18,г-ж при різних  $k_m$  мають переважно аперіодичний характер, оскільки робоча частота залишається близькою до частоти послідовних резонансів. Явища биттів не спостерігаються. Вони характеризуються швидким затуханням і великими періодами коливань.

Перехідні характеристики структурних моделей резонансного перетворювача (криві 1 на рис.6.18) суміщені з перехідними характеристиками ВММ (криві 2 на рис.6.18). На деяких ділянках характеристики доволі близькі одна до одної і тому графіки візуально співпадають. Для режиму з примусовою генерацією найліпшу збіжність забезпечили дискретно-неперервні ВММ 4-го порядку (див. значення критеріїв похибок в (6.14-6.16)). При більших порядках ВММ похибки наближення суттєво не зменшувалися. Для режиму з автогенерацією процеси мають аперіодичний характер, тому найліпша збіжність перехідних процесів забезпечили ВММ 3 порядку (див. значення критеріїв похибок в (6.17-6.20)).

## Висновки до розділу 6

1. Вдосконалений експериментально-аналітичний метод **дозволяє**:

- Побудувати динамічні моделі резонансного перетворювача як об'єкта управління на основі моделей різних типів і для нестационарних режимів роботи. В порівнянні з використанням схемної моделі перетворювача це дозволяє визначити взаємозв'язки між параметрами елементів силової схеми і динамічними характеристиками.

- Обійти труднощі аналітичного визначення динамічних характеристик і передатних функцій перетворювача, оскільки їх визначення аналітичним шляхом більш складне і в результаті вийдуть занадто громіздкі математичні вирази. В той же час визначення похідних математичних моделей для простіших структурних складових підсхем перетворювача не викликає труднощів.

- Отримати еквівалентні передатні функції меншого порядку, ніж передатні функції, які можуть бути отримані аналітичними методами.

2. Запропонована структурна модель резонансного перетворювача для безконтактного передавання електроенергії дає можливість розробити автоматичні регулятори вихідних величин перетворювача, параметри яких будуть уточнені в натурних експериментах. В структурних моделях резонансних перетворювачів можна сумістити блоки-підсхеми з аналітичним і експериментально-аналітичним визначенням математичних моделей, а також нелінійні ланки зі змінними структурами, наприклад, інвертор і випрямляч, які заміщуються моделями, створеними на основі логіки їх роботи.

3. Вдосконалений експериментально-аналітичний метод **рекомендується** для використання інженерами і науковцями при визначенні динамічних моделей резонансних перетворювачів як об'єктів регулювання в системах автоматичного управління параметрами електроенергії систем електроживлення. Динамічні моделі резонансних перетворювачів можуть бути корисними для синтезу автоматичних регуляторів вихідних величин перетворювачів. Також даний метод може застосовуватися в учбовому процесі для досліджень динаміки

перетворювачів за допомогою комп'ютерного моделювання з подальшим порівнянням результатів з результатами натурних експериментів.

**4. Умовами застосування** вдосконаленого експериментально-аналітичного методу є проектування та дослідження резонансних перетворювачів та систем електроживлення з резонансними перетворювачами. На етапах проектування даний метод використовується для визначення наближеної математичної моделі згідно похідній математичній (імітаційній) моделі або згідно іспитів експериментальних зразків. На етапах досліджень даний метод використовується для визначення залежностей динамічних характеристик від параметрів елементів силових схем резонансних перетворювачів.

**5. Обмеженнями** даного методу є комутаційні процеси в силових ключах перетворювачів, які не враховуються в так званих макродинамічних структурних моделях. Припускається, що комутаційні процеси проходять протягом зневажливо малих проміжків часу і комутаційні втрати відсутні. Непряме врахування комутаційних процесів відбувається лише коли в якості об'єкта дослідження виступає натурний зразок перетворювача. Також в даному дослідженні система індуктивно зв'язаних котушок вважається лінійною, але реальні індуктори можуть взаємодіяти з феромагнітними середовищами, що мають нелінійні характеристики.

**6. Потенційно очікуваним ефектом** від впровадження вдосконаленого експериментально-аналітичного методу в проектну діяльність є скорочення часу та трудомісткості на визначення динамічних моделей резонансних перетворювачів за допомогою комп'ютерного моделювання та процедур ідентифікації в порівнянні з експериментальною роботою з дослідними зразками перетворювачів.

**7. Розвитком** дослідження є врахування нелінійностей системи індукторів і встановлення нових закономірностей між параметрами елементів схем перетворювача і коефіцієнтами його передатних функції. В продовженні даного дослідження нелінійна динамічна модель перетворювача для малих сигналів в першому наближенні може бути представлена як сукупність нелінійної (можливо

дискретної) безінерційної частини і лінійної інерційної частини. Задля визначення нестационарної динамічної моделі доцільно буде врахувати змінний період комутації перетворювача при зміні повних індуктивностей котушок і магнітного зв'язку між ними внаслідок зміщення. Перспективами розвитку методу є створення бази даних динамічних моделей підсхем та типових силових схем резонансних перетворювачів в різних режимах роботи для побудови дослідних структурних моделей перетворювачів.

**8. Перевагами** вдосконаленого експериментально-аналітичного методу є

- можливість створення вихідних математичних моделей, які можуть враховувати нелінійність і нестационарність силових схем перетворювачів, без ускладнення теоретичних етапів математичного аналізу процесів перетворювачів.

- швидкість отримання результату у вигляді динамічних характеристик або динамічних моделей резонансних перетворювачів при зміні силових схем або алгоритмів комутації вентилів.

**9. Недоліками** експериментально-аналітичного методу є:

- складність створення узагальненої теорії, що описує закономірності параметрів процесів резонансних перетворювачів, оскільки вихідні математичні моделі не завжди побудовані на основі принципу дії схем перетворювачів;

- неможливість використання імітаційних моделей в якості об'єктів ідентифікації при невідомому механізмі внутрішніх процесів системи або більшості її складових;

- експериментально визначені моделі блоків або підсхем перетворювачів є справедливими тільки в межах проведення експериментів і потребуватимуть уточнень при змінах умов функціонування.

Але вказані недоліки експериментально-аналітичного методу по сукупному значенню не перевищують його переваг і можуть бути в деякій мірі компенсовані попереднім теоретичним аналізом процесів резонансних перетворювачів.



## РОЗДІЛ 7

### ПРАКТИЧНА РЕАЛІЗАЦІЯ РЕЗОНАНСНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА

#### 7.1. Конструкція експериментального LLC-резонансного перетворювача

Експериментальний LLC-резонансний перетворювач (далі перетворювач) було спроектовано на основі інженерної методики розрахунків елементів силової схеми відповідно до типової схеми в [46, 137, 237]. Даний перетворювач використовувався як зразок для перевірки результатів теоретичних досліджень. Перетворювач живиться в лабораторії від мережі 220В 50Гц через лабораторний автотрансформатор, який дозволяє змінювати вхідну діючу напругу від 0 до 300В для отримання напруги живлення перетворювача в межах до 400В, як було б при живленні через підвищуючий коректор коефіцієнту потужності. Експериментальний перетворювач має наступні характеристики:

- Напруга живлення 185-300 В, 50 Гц.
- Номінальна потужність 200 Вт і 300 Вт.
- Вихідна напруга 12-15 В і 22-32 В, номінальні значення 12 В і 24 В.
- ККД всього перетворювача до 90%.
- Максимальна температура навколишнього середовища 45°C.

Перетворювач має функції плавного запуску при включенні живлення, захисту від перевищення струму інвертора, короткого замикання виходу і від перегріву мікросхеми. Принципова схема експериментального перетворювача на рис.7.1 складається з наступних вузлів і елементів:

1. Вхідний протиперешкодний фільтр складається з Y-конденсаторів C2, C5, які замикають генеровані високочастотні перешкоди на корпус конструкції, запобіжника F1, пускового термістора RT1, який служить для зменшення стрибка струму при ввімкненні живлення перетворювача, варистора RV1, який обмежує імпульсні викиди напруги живлення, синфазного двообмоточного дроселя L1 для фільтрації високочастотних перешкод, керамічних конденсаторів C1, C3, C6, для замикання високочастотних струмів, електrolітичних

конденсаторів CE1 і CE2 накопичуючих енергію між напівперіодами мережі, випрямного діодного моста VD1 на 10 А 600 В.

2. Додаткове джерело живлення A1 – перетворювач, який перетворює постійну напругу 250-400В в напругу живлення системи управління мікросхеми DA1 16В (на рис.7.1). Додаткове джерело живлення побудовано згідно схемі понижуючого імпульсного перетворювача на рис.7.2 на основі мікросхеми DA1 типу LNK304 фірми Power Integration. Мікросхема містить систему управління, стабілізатор живлення і силовий високовольтний ключ [239]. Схема додаткового джерела живлення містить вхідний фільтр L1 і CE1, ємність плаваючого живлення C1, нульовий діод VD1, ланцюг зворотного зв'язку по вихідній напрузі VD2, CE2, R1, R2, і вихідний згладжуючий фільтр L2, CE3, C2. Вихідна напруга стабілізується в межах 15.5-16.5В. Допустимий вихідний струм 0,15А.

3. Мікросхема напівмостового інвертора DA1 типу FSFR2100 фірми Farchild, яка містить систему управління і силові високовольтні транзистори [240]. В мікросхемі реалізовано частотно-релейне регулювання вихідних імпульсів і плавний запуск. Також мікросхема має захисні функції по перевищенню струму транзисторів, по ненормальному рівню сигналу зворотного зв'язку, по перегріву кристалу. На виході інвертора мікросхеми створюється симетрична прямокутна напруга з межами імпульсів між 0В і напругою живлення. Ця напруга створює струм через резонансний ланцюг – конденсатор C13 і первинну обмотку трансформатора TV1. Напруга, що утворилася на первинній обмотці, трансформується і виділяється на вторинній обмотці трансформатора (симетрично на двох її половинах). Вторинна напруга випрямляється діодами VD9, VD10, і згладжується електrolітичними конденсаторами CE6, CE7, CE8, CE9 і потрапляє через вихідні клеми на навантаження перетворювача.

Через додатковий діод VD6 і ємність CE5 накопичується заряд для живлення драйверу верхнього транзистора мікросхеми з напругою, приблизно рівною напрузі живлення системи управління.

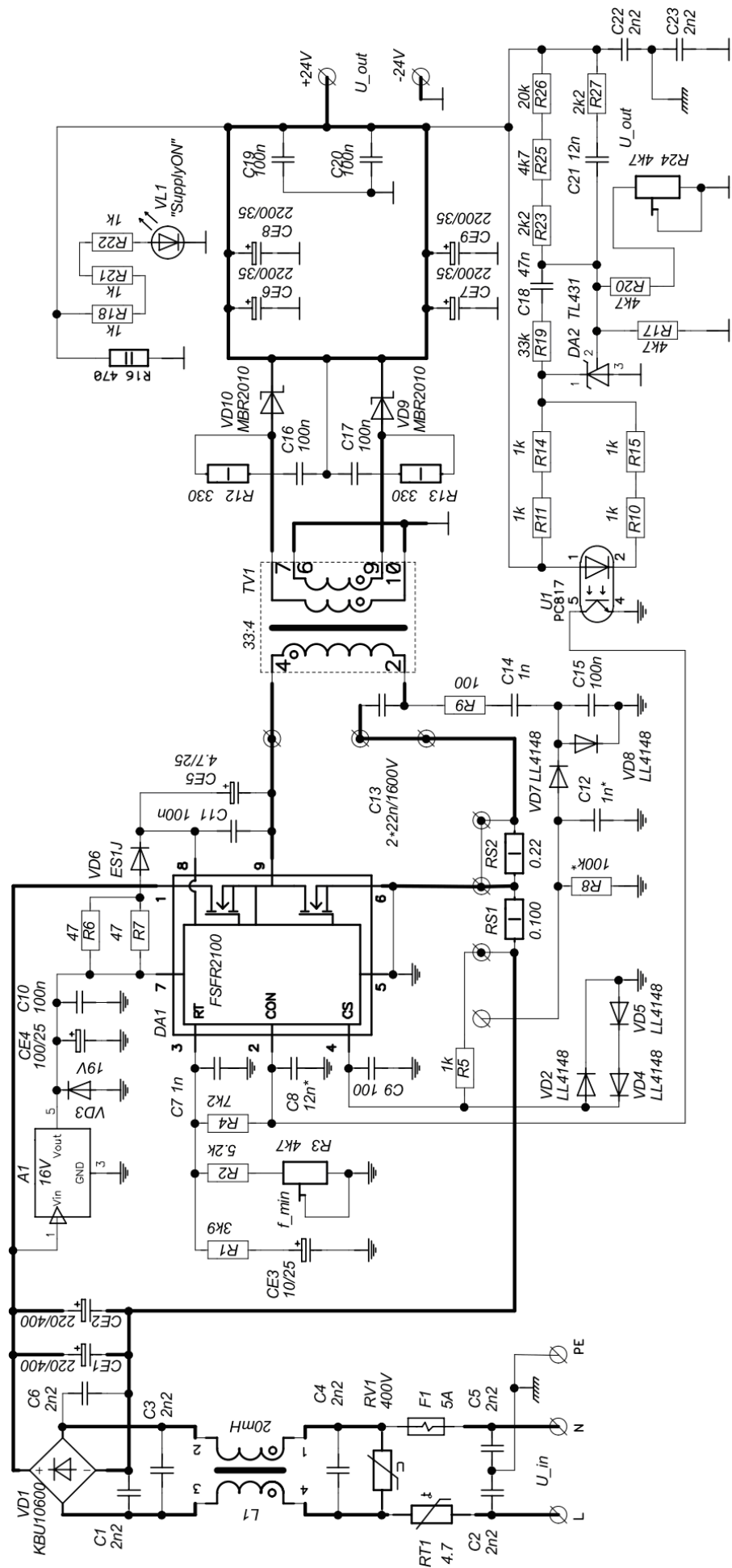


Рис.7.1. Принципова схема експериментального резонансного перетворювача

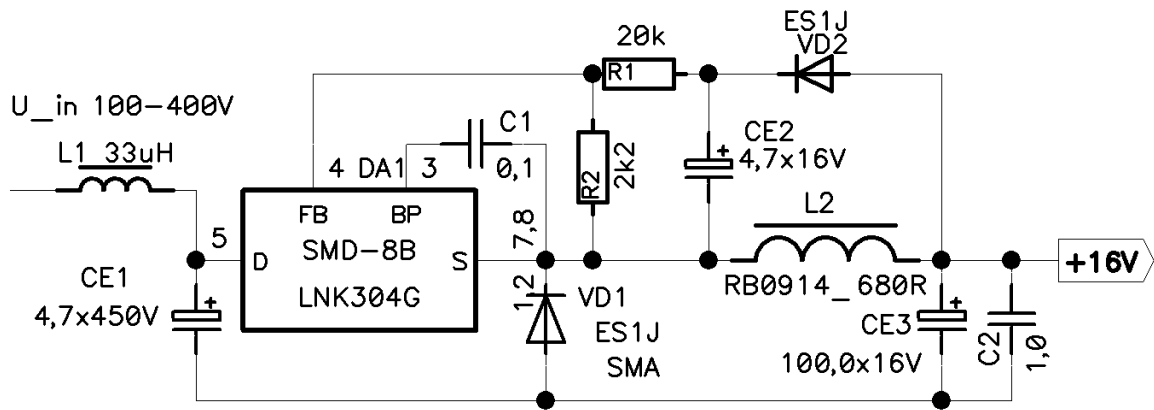


Рис.7.2. Принципова схема додаткового джерела живлення системи управління резонансного перетворювача

На входах мікросхеми підключаються елементи управління роботою мікросхеми. На вході RT (3) підключено ланцюг плавного запуску R1 і CE3, резистори задавання мінімальної робочої частоти ( $f_{min}$ ) R2 і R3, резистор задавання максимальної робочої частоти ( $f_{max}$ ) R4. Конденсатор C7 на вході RT (3) служить для фільтрації високочастотних перешкод на цьому вході. На вхід CON (2) подається сигнал зворотного зв'язку оптрона U1 для релейного управління роботою мікросхеми. Конденсатор C8 служить для фільтрації перешкод і також задає постійну часу ( $\tau_{FB}$ ) зміни сигналу зворотного зв'язку. Релейне регулювання починає працювати, коли навантаження перетворювача знижується нижче 30% від номінального. При малій постійній часу  $\tau_{FB}$  релейне регулювання відбувається на частотах понад 5 КГц, що викликає додаткові електромагнітні перешкоди. При великій постійній часу  $\tau_{FB}$  релейне регулювання відбувається на частоті менше 500 Гц, що призводить до надмірного шуму в трансформаторі і пульсаціям напруги на виході. Тому стала часу зворотного зв'язку вибирається експериментально.

На вхід CS (4) поступає сигнал з датчика струму RS1 через фільтруючий RC-ланцюг R5 і C9, призначений для фільтрації імпульсних перешкод в сигналі. Додаткові діоди VD2, VD4, VD5 служать для обмеження сигналу на вході мікросхеми CS (4) при можливих в процесі експериментів пошкодженнях датчика струму RS1. Додатковий датчик струму RS2 служить для вимірювання струму резонансного ланцюга при настройках схеми.

На вхід 7 мікросхеми DA1 подається напруга живлення системи управління 16 В через захисний стабілітрон VD3 і додаткові фільтруючі ємності CE4 і C10. Резистори R6, R7 служать для обмежень стрибків струму при відборах струму живлення через діод VD6 для високовольної частини системи управління верхнім транзистором.

4. Альтернативний ланцюг зворотного зв'язку по амплітуді напруги на резонансній ємності C13: подільник напруги R9, C14, C15, діодний детектор коливань VD7, VD8, C12, R8. Цей зворотний зв'язок може замінювати зворотний зв'язок по струму інвертора (елементи RS1, R5, C9).

5. Вихідний двонапівперіодний випрямляч з центральним виводом вторинної обмотки трансформатора і випрямними діодами Шоттки VD9, VD10. RC-ланцюги R12, C16 і R13, C17 включені паралельно випрямним діодам призначені для зменшення можливих високочастотних коливань при перемиканні діодів. Напівхвилі на половинах вторинної обмотки трансформатора по черзі відкривають випрямні діоди і струм від вторинних обмоток трансформатора надходить в накопичуючі вихідні ємності CE6-CE9, які ще називають фільтруючими. Ці ємності згладжують пульсації випрямленої напруги. Також випрямлений струм проходить через вихідні клеми в навантаження перетворювача. Таким чином в навантаженні створюється постійна напруга. Конденсатори C19 і C20 слугують для зменшення високочастотних пульсацій на виході перетворювача. Конденсатори C22 і C23 замикають на корпус конструкції високочастотні перешкоди, які виникають при роботі інверторного напівмоста мікросхеми DA1. для індикації наявності напруги на виході перетворювача служить світлодіод VL1 з обмежуючими резисторами R18, R21, R22. Резистор R16 служить навантаженням перетворювача на холостому ході.

6. Система стабілізації вихідної напруги побудована на мікросхемі керованого стабілітрона DA2 типу TL431 [241] і транзисторного оптрона типу PC817. Резистори R11 і R14 задають робочий струм мікросхеми DA2. Резистори R10 і R15 обмежують струм світлодіоду оптрона U1. Вихідна напруга

перетворювача потрапляє на вхід управління (2) мікросхеми DA2 через резистивний подільник R17, R20, R23, R25, R26 з потенціометром R24, призначеним для підстройки вихідної напруги стабілізації. Якщо напруга зavelика (поріг по входу 2 складає 2,5В), мікросхема DA2 відкривається і проводить підвищений струм з вивода 1 на вивід 3, який засвічує світлодіод оптрону U1 і відкриває його транзистор. Це призводить до підвищення робочої частоти, оскільки знижується потенціал на виводі 2 мікросхеми DA1 і зростає струм резистора R4. Підвищення робочої частоти призводить до зниження резонансного струму і напруги на виході трансформатора TV1. Якщо напруга знижується недостатньо, стабілітрон DA2 і оптрон U1 відкриваються сильніше, що призводить до подальшого зниження потенціалу на виводі 2 мікросхеми DA1. Тоді робочий режим відключається. Напруга на виході перетворювача знижується. Далі процеси проходять в зворотному напрямі. Стабілітрон DA2 і оптрон U1 закриваються, потенціал виводку 2 мікросхеми DA1 зростає, робочий режим включається і робоча частота знижується. Таким чином, при невеликих відхиленнях вихідної напруги (не більше  $\pm 0,1\%$  від номінального значення) стабілізація відбувається тільки управлінням робочою частотою. Якщо вихідна напруга виходить за рамки частотної стабілізації (більше  $\pm 0,1-0,2\%$  від номінального значення), наприклад, при різкому зменшенні навантаження, починаються періодичні відключення коливачів на виході інвертора (вивід 9 DA1), тобто відбувається релейне регулювання вихідної напруги перетворювача.

Вихідна напруга задається величинами опорів подільника зворотного зв'язку:

$$U_{вих} \approx U_{ref} \cdot (r_d + R_d) / r_d, \quad (7.1)$$

де  $U_{ref}=2.5$  В – опорна напруга стабілітрона DA2 типу TL431,  
 $r_d = R17 \cdot (R20 + R24) / (R17 + R20 + R24)$  – опір нижнього плеча подільника,  
 $R_d = R23 + R25 + R26$  – опір верхнього плеча подільника, R24 є потенціометром,  
за допомогою якого можна регулювати вихідну напругу в межах 22-32 В.

В процесі налагодження номінали RC-ланцюгів R19, C18 і R27, C21, котрі слугують для корекції динаміки мікросхеми-стабілітрона DA2, підбираються для забезпечення запасів стійкості регулювання вихідної напруги перетворювача.

Експериментальний резонансний перетворювач змонтовано на двосторонній печатній платі зі скло текстоліту на рис.7.3. Схема розводки печатної плати дещо відрізняється від схеми перетворювача на рис.7.1 для випробувань різних схемних рішень на етапі експериментів. При виготовленні опитного зразка перетворювача для живлення суднової апаратури ця печатна плата буде перероблена під конфігурацію герметичного корпусу блока живлення.

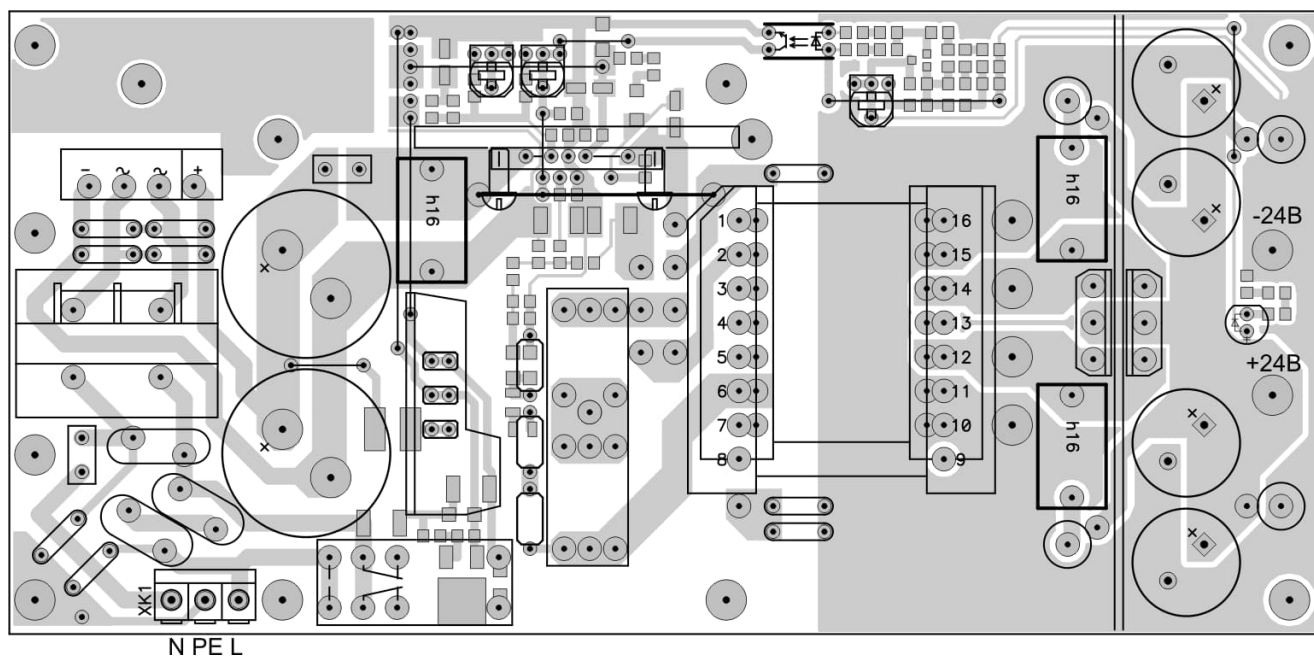


Рис. 7.3. Ескіз печатної плати експериментального резонансного перетворювача розмірами 195,6мм на 92,7мм з контурами елементів на верхній стороні плати

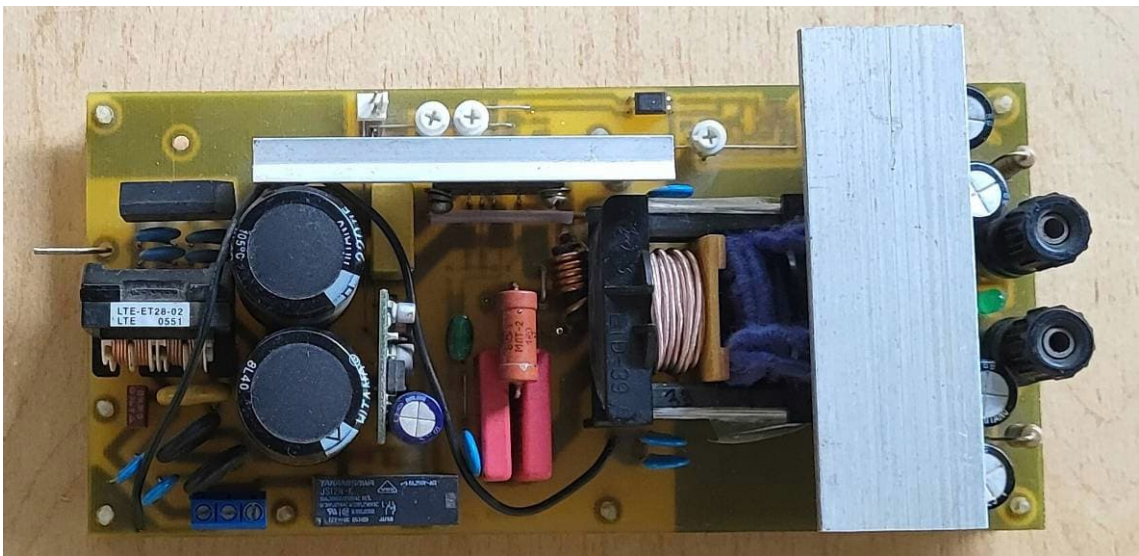
В експериментальний перетворювач встановлювалися різні варіанти трансформаторів TV1 і резонансних конденсаторів C13 (Cp). Зокрема в табл.7.1 наведено два варіанти резонансних елементів для представлених експериментів.

Таблиця 7.1. Варіанти параметрів резонансних елементів перетворювачів

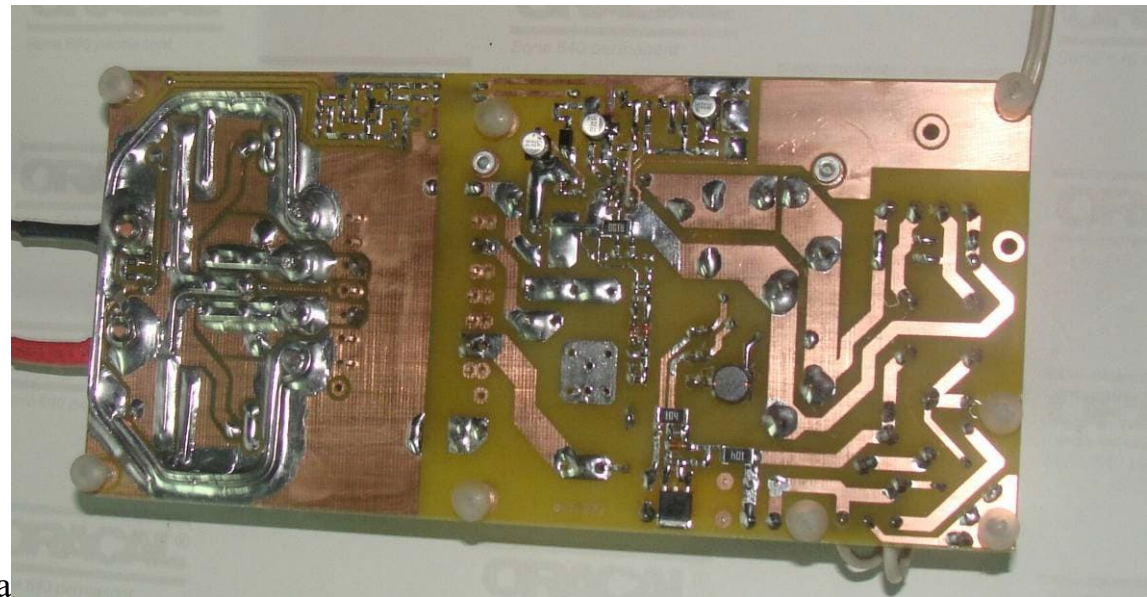
U <sub>вих</sub> , В	P <sub>вих</sub> , Вт	TV1	Обмотки	Ls1, мкГн	C13, мкФ	Fрез, кГц
24	200	ETD34	$N_{tr} = 33:4$	40	0,068	93
12	300	ETD39	$N_{tr} = 43:4$	90-95	0,044	78-80



а



б



а

в

Рис.7.4. Зовнішній вигляд експериментального резонансного перетворювача  
 а) варіант  $U_{вих\_ном} = 24$  В, б) варіант  $U_{вих\_ном} = 12$  В, в) вид знизу плати



## 7.2. Експериментальна перевірка перетворювача

Для перевірки правильності процедури проектування був створений і протестований представлений вище експериментальний резонансний перетворювач. Випробування експериментального перетворювача проводилося при наступних умовах:

- діюча напруга живлення 220 В і 290 В;
- напруга шини постійної напруги складала близько 305 В і 400 В;
- вихідна напруга 12-24 В;
- вихідна потужність 0-300 Вт;
- робоча частота 100-125 КГц.

Усі компоненти схеми використовуються так, як це рекомендується в технічній документації. На рис.7.5 і рис.7.6 наведені робочі форми сигналів при повному і холостому навантаженні для номінальної вхідної напруги. Як було відмічено раніше, напруга сток-виток ( $V_{DS}$ ) польових транзисторів (MOSFET) мікросхеми FSFR2100 падає до нуля за рахунок резонансу до того, як MOSFET буде ввімкнено і досягнуто перемикання при нульовій напрузі. При повному навантаженні на рис.7.5 струм нижнього транзистора близький до синусоїдальних напівхвиль, а при малому навантаженні, близькому до холостого ходу, струм має пилоподібну форму, але його амплітуда набагато менша, тому гармоніки струму не створюють потужних електромагнітних перешкод.

На рис.7.7 наведені форми сигналу напруги резонансного конденсатора та струму на первинній стороні при повному навантаженні. Пікові значення напруги резонансного конденсатора та струму на первинній стороні становлять 325 В і 1,93 А, відповідно, які добре узгоджуються з розрахунковими значеннями в кроку 8 розділу 3 процедури проектування. Форма напруги на резонансному конденсаторі завжди близька до синусоїдальної завдяки фільтруючим властивостям резонансного ланцюга. Це теж сприяє зменшенню генерованих електричних перешкод в порівнянні з нерезонансними перетворювачами.

На рис.7.8 наведені форми сигналу напруги резонансного конденсатора та струму на первинній стороні при короткому замиканні на виході.

У разі короткого замикання на виході захист від перевантаження струму (функція ОСР) спрацьовує, коли струм на первинній стороні (струм нижнього транзистора мікросхеми інвертора) перевищує 3 А. Спрацювання відбувається майже миттєво. Але при плавному наростанні амплітуди резонного струму спрацювання захисту відбуватиметься трохи повільніше за 1,5 мкс.

В такому разі максимальна напруга резонансного конденсатора буде трохи вище розрахункового значення 419 В, оскільки функція захисту ОСР спрацьовує на рівні трохи вище 3 А через час затримки відключення 1,5 мкс (див. таблицю даних FSFR2100 в [240]).

На рис.7.9 наведені форми сигналів напруги та струму випрямного діода при повному і холостому навантаженні. Через перевищення напруги, викликаною паразитною індуктивністю трансформатора, напруга трохи вище значення, розрахованого в проекті. На рис.7.10 наведені пульсації вихідної напруги при повному і холостому навантаженні.

Пульсації вихідної напруги добре узгоджуються з проектним значенням, закладеним в розрахунки силової схеми згідно з [237]. На рис.7.11 представлені криві зміни величин вихідної, напруги інвертора і резонансного струму при плавному пуску перетворювача. На рис.7.12 наведено графіки розрахованих залежностей ККД при значеннях вихідної напруги 12 В (крива 1) і 24 В (крива 2), а також вимірний ККД для цих значень вихідної напруги. Залежності ККД розраховувалися на основі експериментів імітаційного моделювання зі схемними моделями LLC-перетворювача:

$$\eta = P_{вих} / (P_{вих} + P_{роз}), \quad (7.2)$$

де залежність потужності втрат (розсіювання) від вихідної потужності розраховувалася для двох номінальних значень вихідної напруги 12В і 24В:

$$P_{роз} \Big|_{U_{вих\_ном}=12В} = \frac{0.045 \cdot P_{max}}{1 + e^{-0.05 \cdot (P_{вих} - P_{ном})}} + 0.057 \cdot P_{вих} + 0.03 \cdot P_{max},$$

$$P_{роз} \Big|_{U_{вих\_ном}=24В} = \frac{0.031 \cdot P_{max}}{1 + e^{-0.05 \cdot (P_{вих} - P_{ном})}} + 0.015 \cdot P_{вих} + 0.03 \cdot P_{max},$$

$P_{ном}$  і  $P_{max}$  – розрахункові номінальна і максимальна потужності перетворювача.

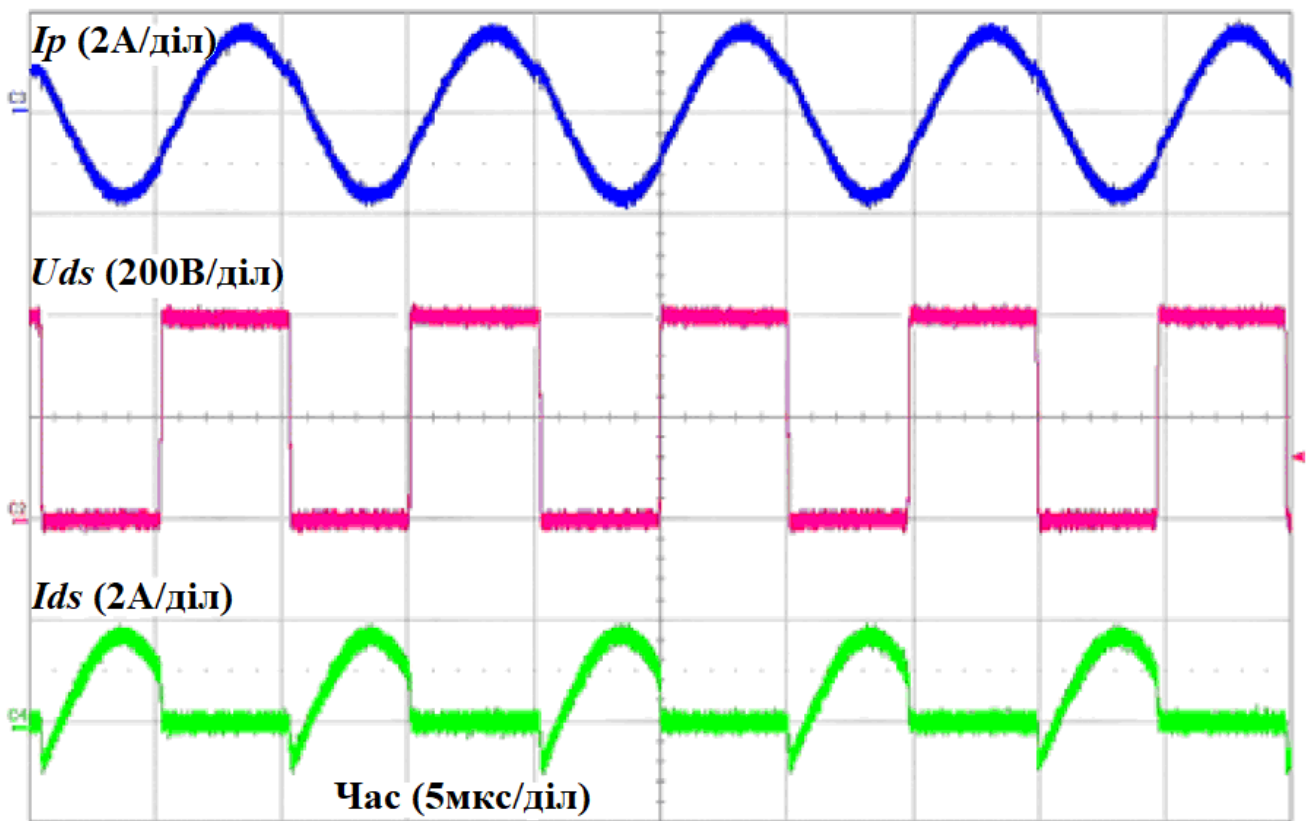


Рис.7.5. Осцилограми резонансного струму ( $I_p$ ), напруги інвертора ( $U_{ds}$ ) і струму нижнього транзистора інвертора ( $I_{ds}$ ) при повному навантаженні

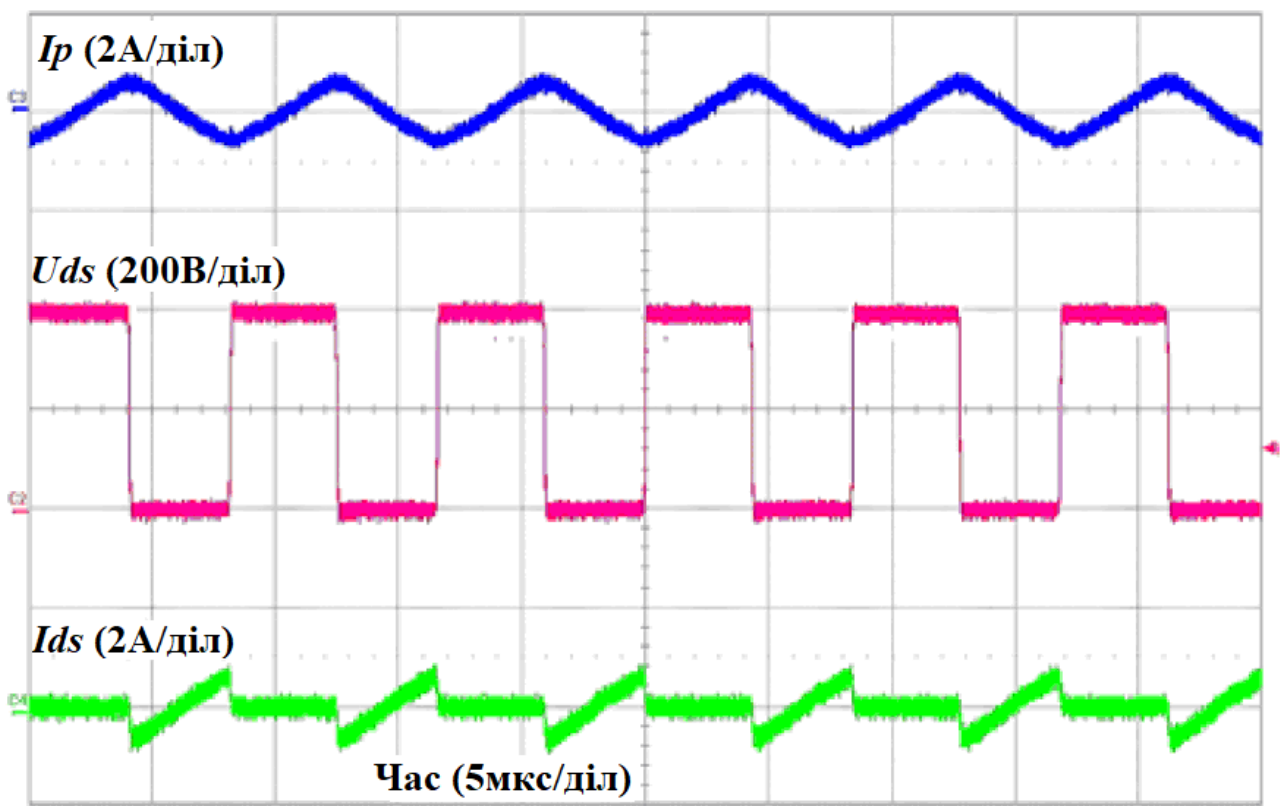


Рис.7.6. Осцилограми резонансного струму ( $I_p$ ), напруги інвертора ( $U_{ds}$ ) і струму нижнього транзистора інвертора ( $I_{ds}$ ) при холостому ході

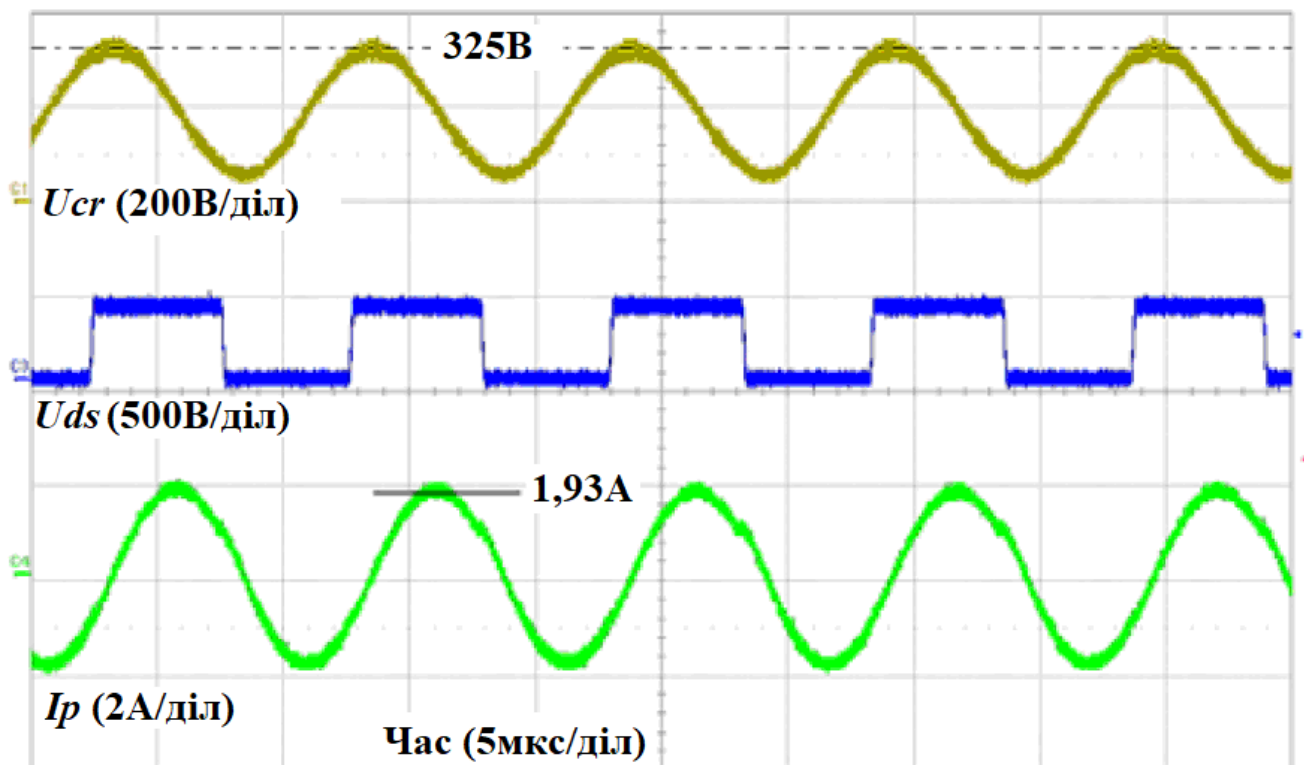


Рис.7.7. Осцилограми напруги на резонансному конденсаторі ( $U_{cr}$ ), напруги інвертора ( $U_{ds}$ ) і резонансного струму ( $I_p$ ) при повному навантаженні

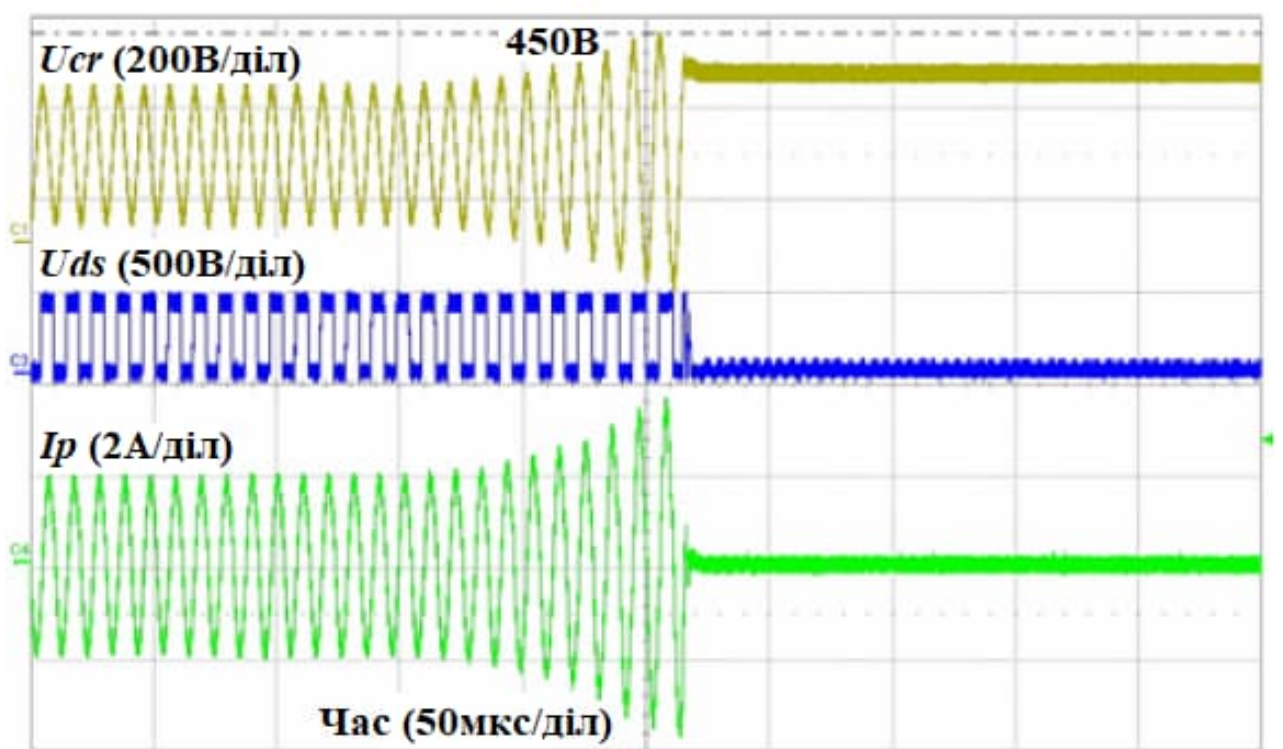


Рис.7.8. Осцилограми напруги на резонансному конденсаторі ( $U_{cr}$ ), напруги інвертора ( $U_{ds}$ ) і резонансного струму ( $I_p$ ) при короткому замиканні вихода

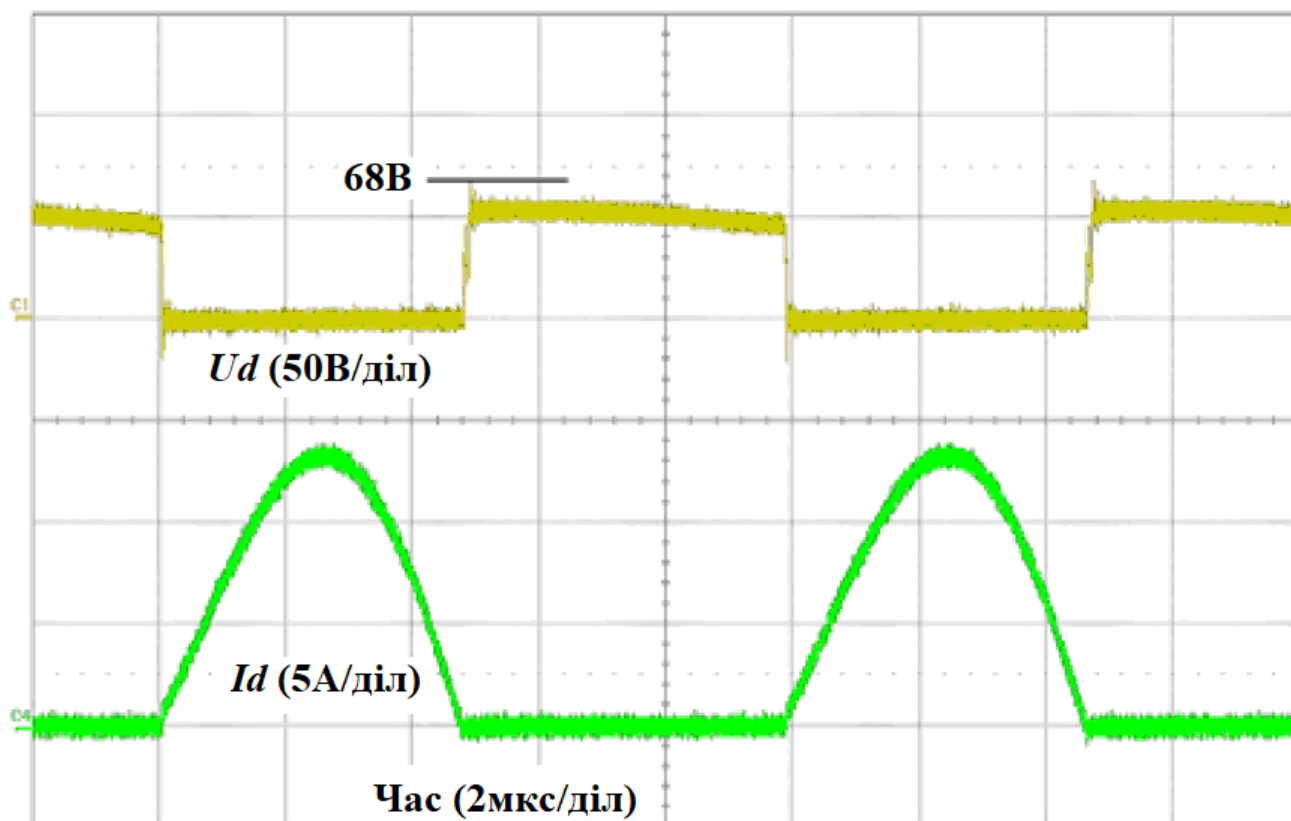


Рис.7.9. Осцилограми напруги ( $U_d$ ) і струму ( $I_d$ ) випрямного діода при повному навантаженні

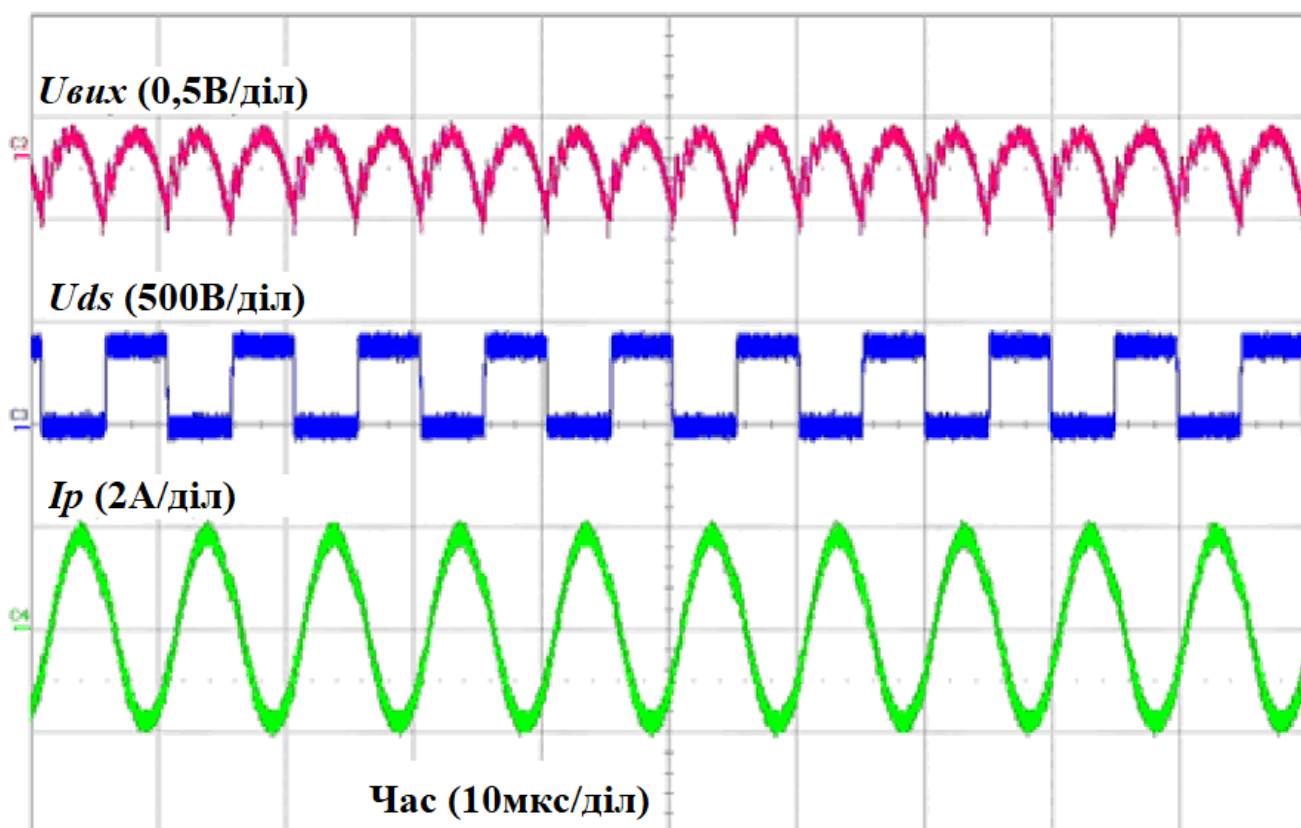


Рис.7.10. Осцилограми пульсацій вихідної напруги ( $U_{вих}$ ), напруги інвертора ( $U_{ds}$ ) і резонансного струму ( $I_p$ ) при повному навантаженні

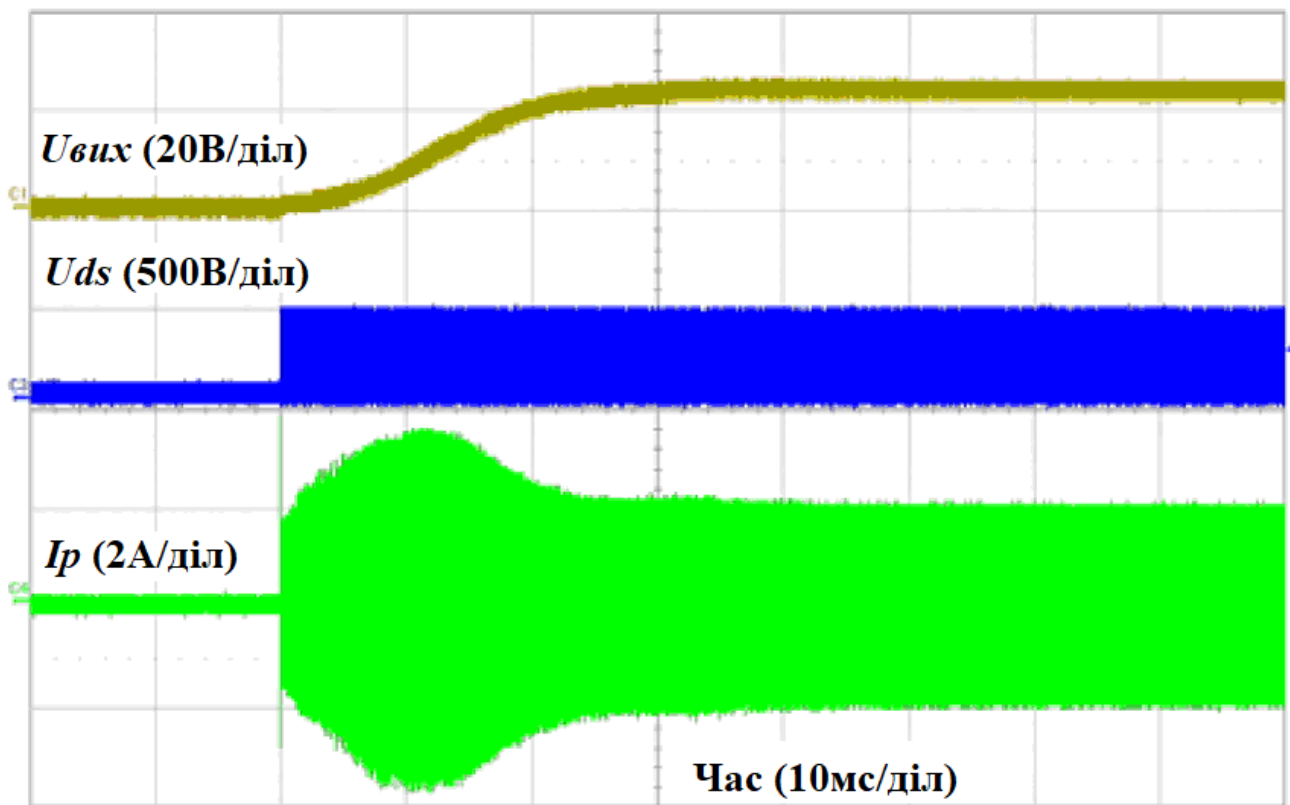


Рис.7.11. Осцилограми змін вихідної напруги ( $U_{вих}$ ), напруги інвертора ( $U_{ds}$ ) і резонансного струму ( $I_p$ ) в процесі плавного пуску після ввімкнення живлення перетворювача при номінальній вихідній напрузі 24 В

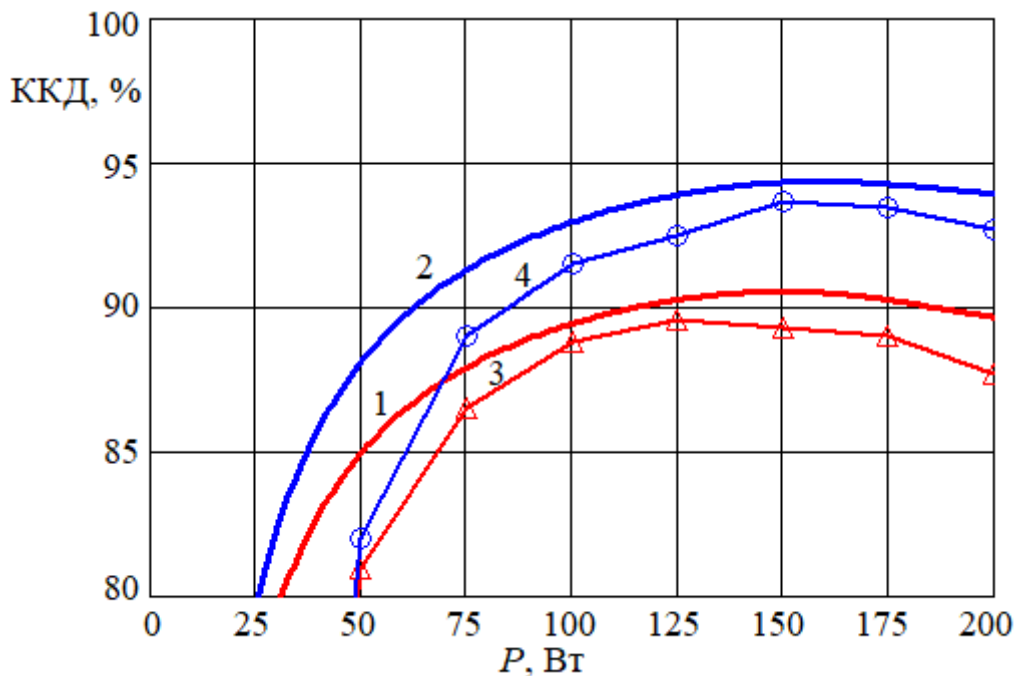


Рис.7.12. Графіки розрахованого (криві 1, 2) і виміряного (криві 3, 4) ККД резонансного перетворювача для номінальної вихідної напруги 12 В (криві 1, 3) і 24 В (криві 2,4)

Даними для розрахунків залежностей ККД від вихідної потужності на рис.7.11 були функції часу напруги живлення і струму споживання моделі інвертору і напруги і струму навантаження моделі перетворювача. Споживана і вихідна потужності розраховувалися як середні значення протягом певних макропроміжків часу квазісталих режимів роботи перетворювача. Потім для достатньої кількості експериментальних даних по модельним значенням ККД визначалися апроксимуючі формули (7.2), які відповідали експериментальним даним. На рис.7.12 видно, що залежності, розраховані по даних схемної моделі, мають значення дещо вищі за виміряні на експериментальному перетворювачі для еквівалентних режимів роботи перетворювача. Це можна пояснити тим, що імітаційна схемна модель не враховує усіх комутаційних процесів і втрат потужності при перезаряджаннях паразитних елементів реальної схеми перетворювача. Також не враховувалися втрати на локальну систему управління. Але хід графіків виміряного ККД при вихідній потужності більше за 75 Вт відповідає ходу розрахованих графіків. Відносна різниця значень ККД в цьому діапазоні потужності не перевищує 3,5%, що свідчить про добру сходиність результатів розрахунків і натурних експериментів. Максимальне значення ККД при вихідній напрузі 24 В номінальному завантаженні становило близько 94%. При вихідній напрузі 12 В максимальний ККД становив 89,6%.

### 7.3. Регулювальні характеристики перетворювача

В експериментальному перетворювачі реалізовано суміщене регулювання вихідних величин [183, 242]. При вихідній потужності від 20 до 100% номінальної регулювання здійснюється частотним способом. Робоча частота завжди більша за резонансну частоту первинного резонансного ланцюга, який утворюється резонансним конденсатором  $C_{13}$  ( $C_{r1}$ ) на рис.7.1 і первинною індуктивністю розсіювання  $L_{s1}$  резонансного трансформатора TV1:

$$f_{01} = 1 / (2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{s1} \cdot C_{r1}}).$$

Кратність регулювання робочої частоти налаштовується в значеннях в 2-3 рази. Вихідна потужність збільшується при зниженні робочої

частоти і наближенні її до резонансної частоти. Відповідно при підвищенні робочої частоти вихідна потужність знижується. При малій вихідній потужності до 20%, коли робоча частота вже максимальна, здійснюється релейне регулювання за принципом вкл./викл. інвертора перетворювача для додаткового зниження вихідної потужності впритул до холостого ходу.

Для порівняння методів розрахунків параметрів процесів резонансного перетворювача було розраховано регульовальні частотні характеристики LLC-резонансного перетворювача у вигляді залежностей вихідної напруги від робочої частоти при певних опорах навантаження. Розрахункова схема заміщення силової частини перетворювача на рис.7.13,а є симетричною схемою Т-образного чотирьохполюсника (так званої резонансної мережі [183, 237]) з підключеними еквівалентними джерелами первинної і вторинної змінних напруг  $u_1$  і  $u_2$ , які заміщують напівмостовий інвертор напруги класу D і мостовий діодний випрямляч з RC-навантаженням. Ємність  $C_{r1}$  заміщує резонансний конденсатор С13, індуктивності  $L_{s1}$ ,  $L_{s2}$ ,  $L_m$  заміщують первинну і вторинну індуктивності розсіювання трансформатора TV1, опори  $r_1$ ,  $r_2$ ,  $r_d$  заміщують опори втрат на первинній, вторинній стороні і опір втрат перемагнічування сердечника трансформатора.

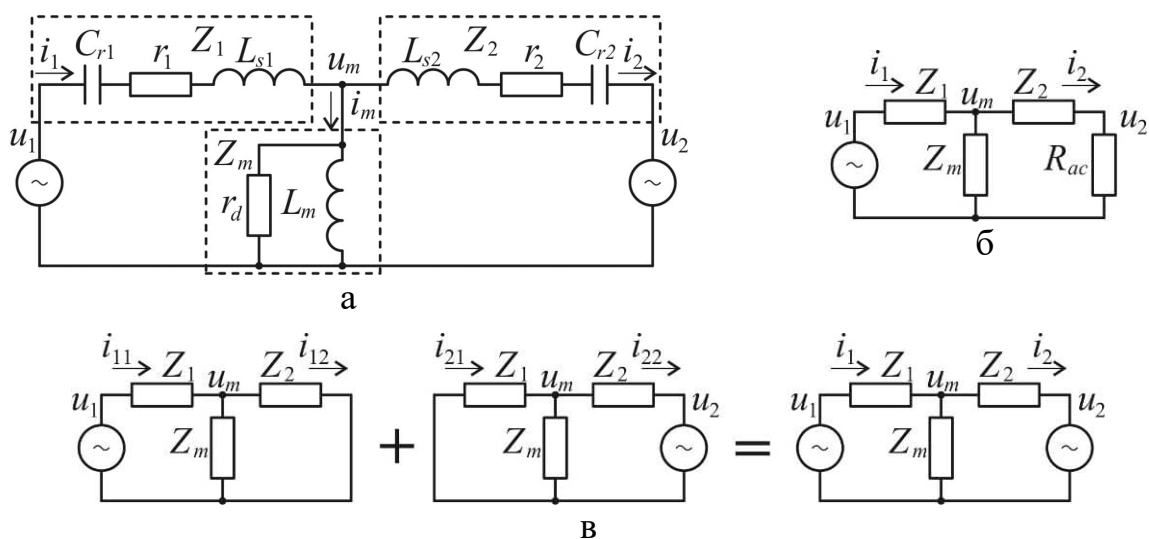


Рис.7.13. Розрахункові схеми заміщення резонансного перетворювача

Симетрична схема заміщення на рис.7.13,а обрана для розрахунків з ціллю дотримання універсальності розрахункових формул. Елементи первинної і



вторинної сторін позначено індексами «1» і «2». Елементи вторинної сторони вважаються приведеними до первинної сторони. Це дозволяє задавати значення параметрів елементів в єдиному масштабі, виконувати розрахунки, порівнювати результати і, при необхідності, результати можна перерахувати для неодиначних значень коефіцієнту трансформації.

Розглянемо розрахунок регульовальних частотних характеристик комплексним методом [245, 247]. Оскільки опір активного навантаження резонансного перетворювача підключається до резонансної мережі через діодний випрямляч, вводиться поняття еквівалентного опору навантаження на змінному струмі резонансної мережі

$$R_{ac} = R_n \cdot N_{tr}^2 \cdot \left(8/\pi^2\right), \quad (7.3)$$

яке визначено з наступних міркувань.  $N_{tr} = w1/w2$  – коефіцієнт трансформації. Фактичний опір навантаження дорівнює відношенню середніх величин вихідної напруги і струму  $R_n = U_2/I_2$ , а еквівалентний опір навантаження виражається відношенням перших гармонік напруги і струму  $R_{ac} = U_{2m}^{(1)}/I_{2m}^{(1)}$ . Виразивши перші гармоніки через середні значення:  $U_{2m}^{(1)} \approx U_{2m} \cdot (4/\pi) \approx U_2 \cdot (4/\pi)$  (де  $U_{2m}$  – амплітуда прямокутної напруги на вході випрямляча,  $U_2$  – середня вихідна напруга),  $I_{2m}^{(1)} \approx I_{bm} \approx I_2 \cdot (\pi/2)$  (де  $I_{2m}$  – амплітуда вхідного струму випрямного моста), далі отримаємо  $R_{ac} = U_2 \cdot (4/\pi) \cdot 2/(I_2 \cdot \pi) = R_n \cdot (8/\pi^2)$  без врахування коефіцієнта трансформації і падіння напруги на діодах випрямляча.

Згідно зі схемою заміщення на рис.7.13,б вихідна напруга  $u_2$  може бути виражена через вхідну напругу  $u_1$  і функцію від комплексних опорів  $Z_1, Z_2, Z_m$ , та еквівалентного опору навантаження  $R_n$ :  $u_2 = u_1 \cdot f(Z_1, Z_2, Z_3, Z_m, R_{ac})$ . Відношення величин вихідної і вхідної напруг (функція в правій частині) є передатною функцією схеми заміщення:  $H_u(j\omega) = u_2(j\omega)/u_1(j\omega)$  (7.4,а)

$$H_u(j\omega) = \frac{Z_m(j\omega) \cdot (Z_2(j\omega) + R_{ac})}{Z_1(j\omega) \cdot (Z_2(j\omega) + Z_m(j\omega) + R_{ac}) + Z_m(j\omega) \cdot (Z_2(j\omega) + R_{ac})} \cdot \frac{R_{ac}}{Z_2(j\omega) + R_{ac}},$$

де комплексні опори згідно схеми заміщення на рис.7.13,а визначаються так:

$$Z_1(j\omega) = 1/(j\omega \cdot C_{r1}) + j\omega \cdot L_{s1} + r_1, \quad Z_m(j\omega) = j\omega \cdot L_m \cdot r_d / (j\omega \cdot L_m + r_d),$$

$$Z_2(j\omega) = 1/(j\omega \cdot C_{r2}) + j\omega \cdot L_{s2} + r_2, \quad (7.4,6)$$

$C_1, L_1, r_1 = \rho_1/Q_1$  і  $C_2, L_2, r_2 = \rho_2/Q_2$  – ємність, індуктивність і активний опір,  $\rho_1 = \sqrt{L_{s1}/C_1}$  і  $\rho_2 = \sqrt{L_{s2}/C_2}$  – хвильові опори,  $Q_1$  і  $Q_2$  – добротності первинного і вторинного послідовних резонансних ланцюгів,  $r_d$  і  $L_m$  – активний опір втрат перемагнічування і індуктивність намагнічування сердечника.

Регульовальна частотна характеристика представляє собою залежність коефіцієнта передавання напруги силової частини резонансного перетворювача від робочої частоти  $\omega_g$   $K_u(\omega_g) = U_2/U_1 = |H_u(j\omega_g)|$ , (7.5)

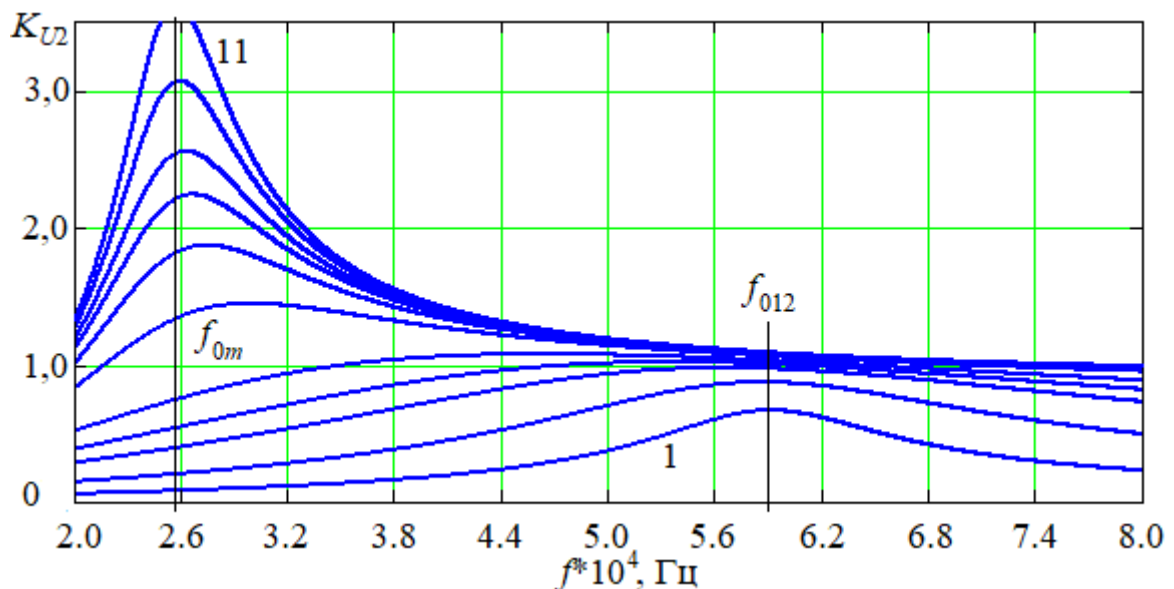
де відношення напруг  $U_2/U_1$  є відношенням амплітудних, діючих або середніх за напівперіоди значень напруг схеми заміщення на рис.7.13,а. Альтернативний вираз коефіцієнта передавання напруги силової частини резонансного перетворювача визначено методом першої гармоніки [28, 137, 237]

$$K_u(\omega_g) = \frac{\left(\frac{L}{L_{s1} + L_{s2}} - 1\right) \cdot \left(\frac{\omega_g}{\omega_{012}}\right)^2}{\left(\left(\frac{\omega_g}{\omega_m}\right)^2 - 1\right) + j \cdot \left(\left(\frac{\omega_g}{\omega_{012}}\right)^2 - 1\right) \cdot \frac{\omega_g}{\omega_{012}} \cdot \left(\frac{L}{L_{s1} + L_{s2}} - 1\right) \cdot \frac{\rho_{12}}{R_{ac}}}, \quad (7.6)$$

де  $\omega_g$  – робоча частота,  $L = L_{s1} + L_m$  – індуктивність трансформатора TV1,  $\omega_{012} = 1/\sqrt{(L_{s1} + L_{s2}) \cdot (C_1 \cdot C_2 / (C_1 + C_2))}$  і  $\rho_{12} = \sqrt{(L_{s1} + L_{s2}) / (C_1 \cdot C_2 / (C_1 + C_2))}$  – резонансна частота і хвильовий опір послідовного резонансного ланцюга,  $\omega_m = 1/\sqrt{L \cdot C_1}$  – резонансна частота первинного ланцюга при ненавантаженому вторинному ланцюзі ( $R_{ac} \rightarrow \infty$ ). Сімейства регульовальних частотних характеристик на рис.7.14 і рис 7.15 розраховані при наступних параметрах:

- Коефіцієнт трансформації  $N_{tr} = 46/4$  (первинні до вторинних витків);
- Коефіцієнт магнітного зв'язку між обмотками в трансформаторі  $k_m = 0.9$ ;
- Опір втрат перемагнічування  $r_d = 1\text{кОм}$  і  $100\text{кОм}$ ;
- Індуктивність намагнічування  $L_m = k_m \cdot L_1 = 810 \text{ мкГн}$ ;

- Резонансні частоти: послідовна  $f_{012} = \omega_{012}/(2 \cdot \pi) = 57,8$  кГц, хвильовий опір  $\rho_{12} = 65.352$  Ом, послідовно-паралельна  $f_{0m} = \omega_{0m}/(2 \cdot \pi) = 25,29$  кГц;
- Первинні параметри:
  - резонансна ємність  $C_1 = 44$  нФ,
  - повна індуктивність  $L_1 = L_{s1} + L_{m1} = 900$  мкГн,
  - індуктивність розсіювання (резонансна)  $L_{s1} = L_1 \cdot (1 - k_m) = 90$  мкГн,
  - послідовна резонансна частота  $f_{01} = 1/(2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{s1} \cdot C_1}) = 80$  кГц,
  - добротність  $Q_1 = 12$ ,
  - опір втрат  $r_1 = \rho_1/Q_1 = 3,77$  Ом, хвильовий опір  $\rho_1 = 45,227$  Ом,
- Вторинні параметри (приведені до первинної сторони  $L_2 = L_1$ ):
  - резонансна ємність  $C_2 = 1$  мкФ,
  - індуктивність розсіювання (резонансна)  $L_{s2} = L_2 \cdot (1 - k_m) = 90$  мкГн,
  - послідовна резонансна частота  $f_{02} = 1/(2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{s2} \cdot C_2}) = 17$  кГц,
  - добротність  $Q_2 = 7$ ,
  - опір втрат  $r_2 = \rho_2/Q_2 = 1,355$  Ом, хвильовий опір  $\rho_2 = 9,5$  Ом.



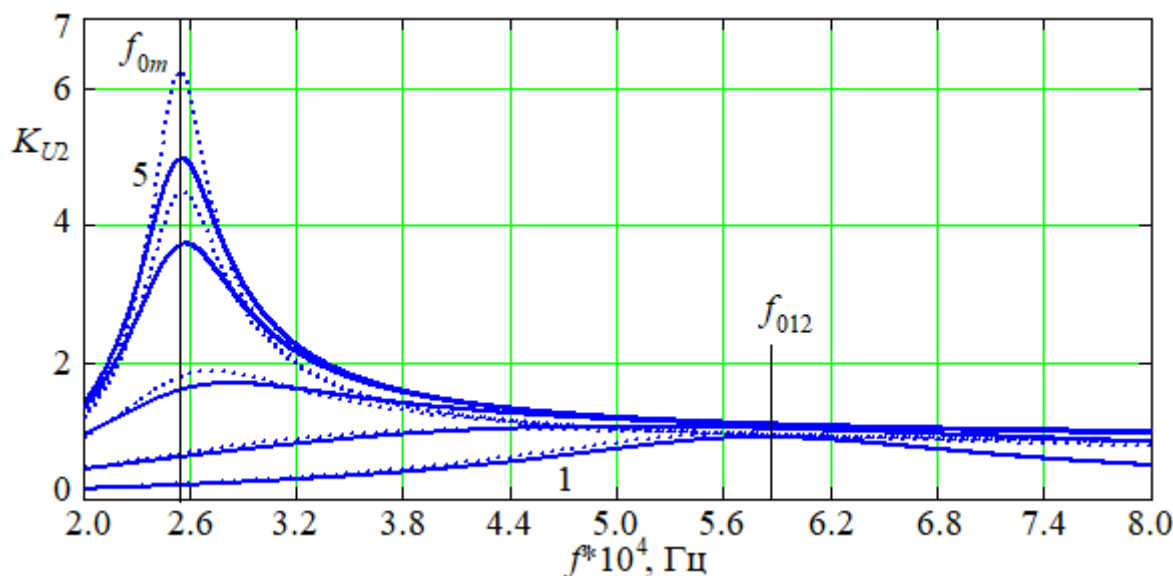
Графіки	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
$R_n$ , Ом	0,1	0,25	0,5	0,7	1,0	2,0	3,0	4,0	5,0	7,0	10,0

Рис.7.14. Регульовальні частотні характеристики резонансного перетворювача для опору втрат перемагнічування  $r_d = 1000$  Ом

Регулювальні частотні характеристики на рис.7.14 розраховані комплексним методом згідно (7.4) і (7.5). Вони мають два виражених екстремуми – на частоті послідовного резонансу  $f_{012}=57,8$  кГц, коли еквівалентний опір навантаження (7.3) менший за послідовний хвильовий опір  $R_{ac} < \rho_{12} = 65,352$  Ом, і на частоті послідовно-паралельного резонансу  $f_{0m}=25,29$  кГц, коли еквівалентний опір навантаження відносно великий і більший за послідовний хвильовий опір  $R_{ac} > \rho_{12}$ . Резонансна мережа при великому опорі  $R_{ac}$  веде себе подібно до ненавантаженого чотирьохполюсника на рис.7.13,а, в якому замість джерела  $u_2$  підключений великий опір  $R_{ac}$ . Опір вторинного послідовного контуру  $C_2, L_{s2}, r_2$  можна вважати відносно малим і його вплив на процеси незначним. В резонансний контур входять ємність  $C_1$  і сумарна індуктивність  $L_{s1} + L_m$ . При виникненні явища резонансу і зростанні коливань напруги в контурі більша частина амплітуди напруги припадає на індуктивність намагнічування  $L_m$  і паралельно підключене еквівалентне навантаження  $R_{ac}$ . Тоді приведена вихідна напруга  $u_2$  буде більша за вхідну напругу  $u_1$  ( $K_u > 1$ ). Зменшення опору еквівалентного навантаження  $R_{ac}$ , яке шунтує індуктивність намагнічування  $L_m$ , призводить до перерозподілу резонансних явищ вже на послідовні ланцюги  $C_1, L_{s1}, r_1, C_2, L_{s2}, r_2$ , які діють як єдиний послідовний резонансний ланцюг. Тоді приведена вихідна напруга стає нижчою за напругу живлення ( $K_u < 1$ ) і визначається резонансною кривою подільника, що складається з послідовного резонансного ланцюга і опору еквівалентного навантаження  $R_{ac}$ .

На рис.7.15 приведені для порівняння два сімейства регулювальних частотних характеристик, розрахованих комплексним методом згідно (7.4) і (7.5) (суцільні графіки), і методом першої гармоніки згідно (7.6) (пунктирні графіки). Як видно з графіків, вони мають схожі за формою траєкторії з однаковими частотами лівих за розташуванням екстремумів. Різниця між графіками зростає на резонансних частотах. При послідовному резонансі спостерігається невелика

різниця резонансних частот. Різниця пояснюється тим, що вираз коефіцієнту передавання за комплексним методом (7.4) враховує більше параметрів схеми заміщення перетворювача, ніж наближений вираз (7.6).



Графіки	1	2	3	4	5
$R_n$ , Ом	0,25	0,75	2,0	5,0	7,0

Рис.7.15. Порівняння регульовальних частотних характеристик резонансного перетворювача для опору втрат перемагнічування  $r_d=100$  кОм, розрахованих: суцільні графіки – комплексним методом, пунктирні – методом першої гармоніки

Також можна спостерігати чутливість коефіцієнту передавання напруги  $K_u$  до еквівалентного опору втрат на перемагнічування  $r_d$  при великих значеннях опору навантаження  $R_n$ . На рис.7.14 при опорі  $r_d=1000$  Ом коефіцієнт передавання напруги для  $R_n=7$  Ом ( $R_{ac}=750,385$  Ом) має найбільше значення  $K_u=3$ . На рис.7.15 при опорі  $r_d=100$  кОм коефіцієнт передавання напруги для того ж  $R_n=7$  Ом має найбільше значення  $K_u=5$ . При малих значеннях опору навантаження  $R_n < 0,61$  Ом ( $R_{ac} < \rho_{12}=65,352$  Ом) опір втрат перемагнічування практично не впливає на коефіцієнт передавання напруги. По відношенню до діапазону навантаження перетворювача по потужності малі опори навантаження відповідають 236 Вт (80% максимальної потужності), середні значення  $R_n=0,61 \dots 2$  Ом 236...72 Вт, (80-24% максимальної потужності) і великі  $R_n \geq 2$  Ом (до 24% максимальної потужності), коли в роботу вже вступає режим

релейного регулювання. Це дозволяє компенсувати значні зміни вихідної напруги перетворювача, які могли б виникати при суто частотному регулюванні і при змінах опору навантаження впритул до холостого ходу. Таким чином, частотне регулювання здійснюється в зоні послідовного резонансу вище резонансної частоти  $f_{012}=57,8$  кГц. В перехідній зоні послідовно-паралельного резонансу і на частоті послідовно-паралельного резонансу робоча частота не перебуває, але ця частина частотної характеристики обумовлює вплив резонансної мережі на динаміку перетворювача як об'єкту керування в системах електроживлення.

Далі розглянемо розрахунки регульовальних частотних характеристик методом суперпозиції. Метод суперпозиції можна реалізовувати в комплексній формі при аналізі сталих (стаціонарних) режимів роботи перетворювачів і в операторній формі при аналізі динаміки перетворювачів. Схема заміщення на рис.7.13,а представлена у вигляді Т-подібної схеми з комплексними опорами на рис.7.13,в. Вихідний струм схеми заміщення  $i_2$  є наслідком дії на схему пасивного чотирьохполюсника двох підключених джерел напруг  $u_1$  і  $u_2$ . Згідно з методом суперпозиції (накладання) вихідний струм  $i_2$  (як і струм будь-якого елемента схеми) можна представити сумою складових струмів, викликаних кожним підключеним джерелом окремо, а складові струмів  $i_{12}$  та  $i_{22}$  можна виразити за законом Ома через частинні провідності пасивного чотирьохполюсника:

$$i_2 = i_{12} + i_{22}, \quad i_{12} = u_1 \cdot Y_{12}(Z_1, Z_m, Z_2), \quad i_{22} = -u_2 \cdot Y_{22}(Z_1, Z_m, Z_2). \quad (7.7)$$

Т-подібна схема заміщення з двома джерелами  $u_1$  і  $u_2$  на рис.7.13,в може бути представлена як комбінація схожих схем з одним джерелом кожна. Джерела (генератори) напруг схеми заміщення є умовно незалежними. В реальній силовій схемі перетворювача напруга на вході випрямляча ( $u_2$ ) залежить від напруги на виході інвертора ( $u_1$ ). Тому логічним буде представити вхідну напругу

випрямляча  $u_2$  як функцію вихідної напруги інвертора  $u_1$  та еквівалентного опору навантаження  $R_{ac}$  :

$$u_2(j\omega) = q \cdot u_1(j\omega) = R_{ac} \cdot i_2(j\omega), \quad (7.8)$$

де параметр  $q = 2 \cdot U_{вих} / U_s$  – відношення вихідної напруги до половини напруги живлення напівмостового інвертора. Вихідний струм схеми заміщення згідно (7.7) і (7.8) матиме наступний вигляд в комплексній формі

$$i_2(j\omega) = u_1(j\omega) \cdot Y_{12}(j\omega) - q \cdot u_1(j\omega) \cdot e^{j\omega \cdot (\gamma_v \cdot \pi / \omega_1)} \cdot Y_{22}(j\omega). \quad (7.9,а)$$

Перепишемо (7.9,а) з врахуванням крайнього виразу в (7.8)

$$i_2(j\omega) = u_1(j\omega) \cdot Y_{12}(j\omega) - R_{ac} \cdot i_2(j\omega) \cdot e^{j\omega \cdot (\gamma_v \cdot \pi / \omega_1)} \cdot Y_{22}(j\omega), \text{ відкіля}$$

$$i_2(j\omega) \cdot \left(1 + R_{ac} \cdot e^{j\omega \cdot (\gamma_v \cdot \pi / \omega_1)} \cdot Y_{22}(j\omega)\right) = u_1(j\omega) \cdot Y_{12}(j\omega) \quad (7.9,б)$$

де  $e^{j\omega \cdot (\gamma_v \cdot \pi / \omega_1)}$  – комплексний оператор зсуву функції другого генератора напруги  $u_2$  на варіативний час  $\tau_v = \gamma_v \cdot \pi / \omega_1$ ,  $\gamma_v = -1 \dots 1$  – відносний зсув функції напруги в долях напівперіоду резонансної частоти первинного резонансного ланцюга  $\omega_{01} = 1 / \sqrt{L_{s1} \cdot C_1}$ . Варіативний зсув в часі функції напруги другого генератора  $u_2$  має наступний сенс. В реальній схемі резонансного перетворювача при регулюванні робочої частоти  $\omega_g$  буде змінюватися фазовий зсув між напругою на виході інвертора (вхідною напругою  $u_1$ ) і вхідною напругою випрямляча (вихідною напругою пасивного чотирьохполюсника  $u_2$ ) згідно з інерційними властивостями реактивних елементів силової схеми. В схемі заміщення на рис.7.13 генератори напруг  $u_1$  і  $u_2$ , як зазначалося, є умовно незалежними один від одного і від процесів в схемі заміщення (в пасивному чотирьохполюснику). Тому для формування процесів схеми заміщення, ідентичних процесам схеми резонансного перетворювача, треба вводити деякий фазовий  $\varphi_v$  або часовий  $\tau_v$  зсув для напруги другого генератора  $u_2$ , значення

якого змінюється. В результаті розрахунків струмів обираються ті процеси, для яких буде виконуватися принцип роботи випрямляча – фази перших гармонік вхідного струму  $i_2$  і вхідної напруги випрямляча  $u_2$  співпадають.

На основі (7.9,б) з врахуванням  $u_2(j\omega) = R_{ac} \cdot i_2(j\omega)$  можна записати вираз для коефіцієнту передавання напруги резонансного перетворювача

$$K_u(\omega_g) = U_2/U_1 = |H_u(j\omega_g)|, \quad (7.10,а)$$

$$H_u(j\omega) = \frac{u_2(j\omega)}{u_1(j\omega)} = \frac{R_{ac} \cdot i_2(j\omega)}{u_1(j\omega)} = \frac{R_{ac} \cdot Y_{12}(j\omega)}{1 + R_{ac} \cdot Y_{22}(j\omega) \cdot e^{j\omega \cdot (\gamma_v \cdot \pi / \omega_1)}}, \quad (7.10,б)$$

де частинні провідності пасивного чотирьохполюсника схеми заміщення мають наступні вирази:

$$Y_{12}(j\omega) = \frac{Z_m(j\omega)}{Z_1(j\omega) \cdot (Z_2(j\omega) + Z_m(j\omega)) + Z_2(j\omega) \cdot Z_m(j\omega)},$$

$$Y_{22}(j\omega) = \frac{Z_1(j\omega) + Z_m(j\omega)}{Z_2(j\omega) \cdot (Z_1(j\omega) + Z_m(j\omega)) + Z_1(j\omega) \cdot Z_m(j\omega)},$$

вирази комплексних опорів  $Z_1(j\omega)$ ,  $Z_m(j\omega)$ ,  $Z_2(j\omega)$  визначено в (7.4,б).

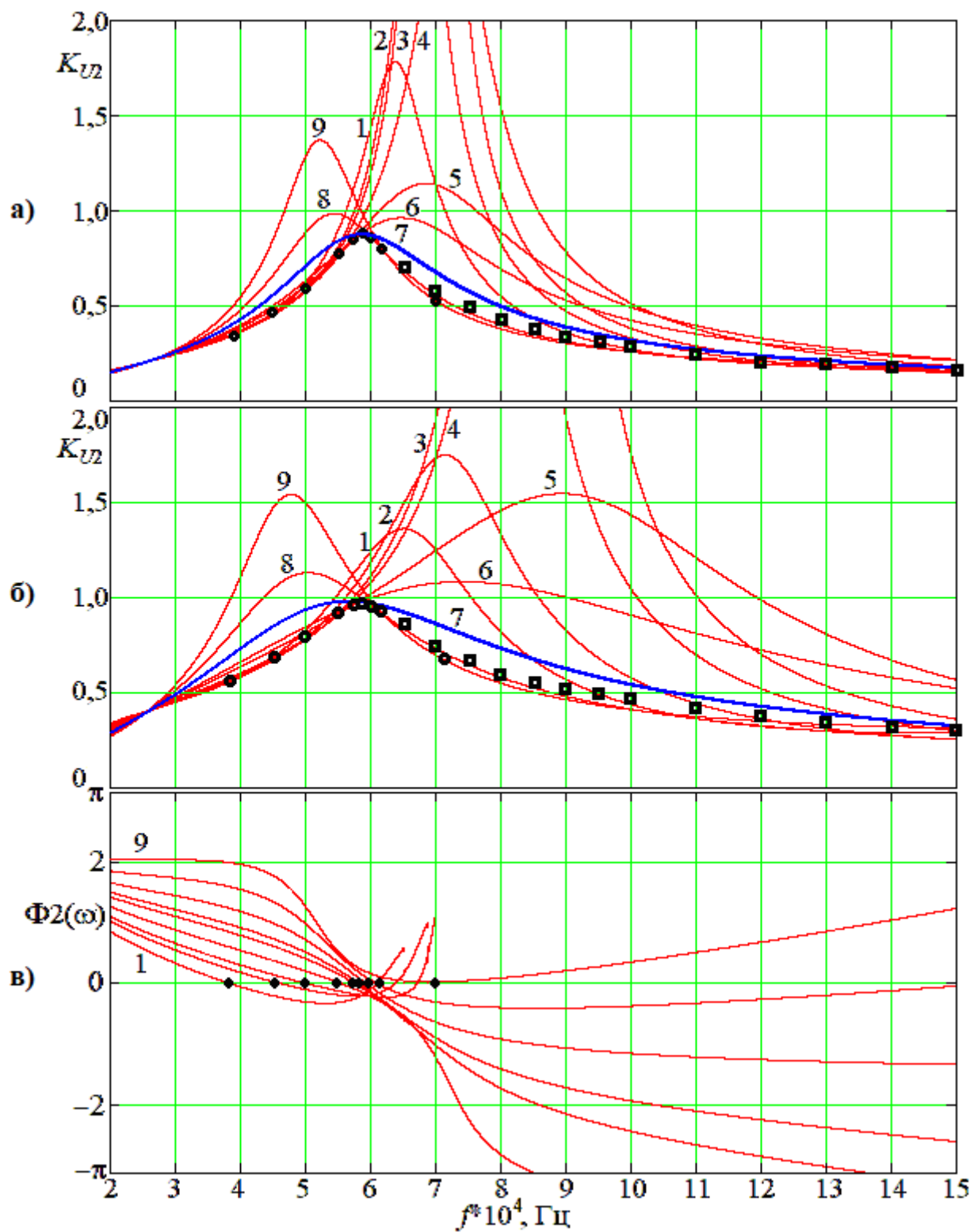
Умови узгодження фаз генераторів напруги схеми заміщення згідно з принципом роботи випрямляча можна записати як прирівнювання нулю алгебраїчної суми кута комплексної функції (7.10,б) і варіативної фази

$$\Phi_2(\omega_g) = \arg(H_u(j\omega_g)) \pm \varphi_v = 0, \quad (7.11)$$

де варіативна фаза  $\varphi_v = \omega_g \cdot \gamma_v \cdot \pi / \omega_{01}$  в сумі (7.11) компенсує фазовий зсув другого генератора напруги таким чином, щоб результуючий кут  $\Phi_2(\omega_g)$  дорівнював саме різниці фаз між струмом  $i_2$  і напругою  $u_2$  на вході випрямляча. Знак варіативної фази  $\varphi_v$  в (7.11) визначається початковою полярністю напруг еквівалентних генераторів.

На рис.7.16,а,б наведені сімейства частотних характеристик, розрахованих методом суперпозиції, на яких визначено точки регулювальних частотних характеристик (круглі мітки) в частотах узгодження  $f_{noz}$  фаз еквівалентних генераторів.





Графіки	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$\gamma_v$	-1,00	-0,80	-0,70	-0,50	-0,30	-0,20	0	0,25	0,50
$f_{nos}, \text{кГц}$	38	45	50	55	57	58	60	62	70

Рис.7.16. Характеристики силової схеми, розраховані методом суперпозиції:  
 а) і б) регульовальні частотні характеристики для  $R_n = 0,25 \text{ Ом}$  і  $0,5 \text{ Ом}$ ;  
 в) фазові характеристики чотирьохполюсника схеми заміщення на рис.7.13;  
 круглі мітки – розрахункові дані; квадратні мітки – експериментальні дані

Регулювальні частотні характеристики резонансного перетворювача на рис.7.16,а,б аналітично визначалися як точки частотних характеристик для різних значень варіативного зміщення  $\gamma_v$  функції напруги  $u_2$  другого генератора (графіки 1-9), розрахованих за (7.10). На кожній частотній характеристиці вибиралася точка на частоті  $f_{ноз}$  узгодження фази за умовою (7.11), де відповідна фазова характеристика (графіки 1-9) на рис.7.16,в перетинає нульове значення. Таким чином, регулювальна частотна характеристика визначається методом суперпозиції з множини розрахованих частотних характеристик 1-9 на рис.7.16,а,б як лінія, що поєднує точки цих характеристик на частотах перетину нуля відповідними фазовими характеристиками 1-9 на рис.7.16,в. Регулювальні частотні характеристики проходять по нижнім межах графіків, що формуються графіками 1-9. Графік 7 на обох діаграмах відповідає нульовому варіативному зміщенню  $\gamma_v=0$  і є регулювальною частотною характеристикою, розрахованою за комплексним методом, подібною характеристикам на рис. 7.14 і рис.7.15 для опорів навантаження  $R_n=0,25$  Ом і 0,5 Ом відповідно. Для порівняння на графіки частотних характеристик квадратними мітками нанесені експериментальні точки регулювальних характеристик для тих же опорів навантаження, отримані з імітаційної моделі на рис.7.17 Діапазон зміни робочої частоти при моделюванні з вищезазначеними параметрами резонансних елементів склав 65-150 кГц.

Як видно по графіках регулювальних частотних характеристик на рис.7.16,а,б, характеристики, що розраховані комплексним методом (7.4) і (7.5) (графіки 7), проходять вище характеристик, розрахованих методом суперпозиції (7.10) (серія круглих міток і вся нижня межа графіків 1-9). Експериментальні точки розташовані здебільшого між розрахованими регулювальними частотними характеристиками ближче до характеристики, що розрахована за методом суперпозиції. Це говорить про більшу схожимість результатів, отриманих методом суперпозиції, з результатами експериментів, ніж результатів розрахунків згідно перших гармонік коливань. Можна припустити, що запропонований розвинений метод суперпозиції дає адекватні результати в розрахунках статичних характеристик резонансних перетворювачів.

Але розрахунки за комплексним методом і методом першої гармоніки простіші за розрахунки методом суперпозиції і виконуються за одну процедуру. Розрахунки за методом суперпозиції є ітераційними і потребують певної кількості процедур розрахунків з перевіркою умов узгодження фаз коливань еквівалентних генераторів. Тому розрахунки за методом суперпозиції доцільно автоматизувати. Кількість процедур розрахунків залежить від бажаної кількості значень для регульовальної частотної характеристики і від кількості еквівалентних генераторів схеми заміщення резонансного перетворювача. Практично кількість еквівалентних генераторів може бути від 1 до 12. Для схем заміщення типових перетворювачів з одним входом і одним виходом буде 2 еквівалентних генератори. Отже метод суперпозиції вигідно застосовувати для розрахунків характеристик резонансних перетворювачів в широкому діапазоні робочих частот, оскільки цей метод на відміну від методів першої гармоніки може враховувати додаткові фазові зсуви і вищі гармоніки коливань.

#### **7.4. Імітаційна модель експериментального резонансного перетворювача**

Імітаційна структурна модель експериментального перетворювача з приведеними до первинних вторинними параметрами ( $N_{tr}=1$ ) на рис.7.17 побудована в середовищі Matlab-Simulink на основі типових ланок і складається з наступних блоків (по групах):

- Series rLC-branch1, Series rLC-branch2 – блоки моделювання послідовних резонансних RLC-ланцюгів (ланцюги з опорами  $Z_1$  і  $Z_2$  на рис.7.13,а);
- Coils System блок розрахунку складових індуктивності трансформатора  $L = L_{s1} + L_m$ ,  $K_m$  – константа коефіцієнт магнітного зв'язку трансформатора, RLm – блок моделювання еквівалентного паралельного  $R_m L_m$ -ланцюга намагнічування трансформатора (ланцюг з опором  $Z_m$  на рис.7.13,а);
- Rectifier – блок структурної моделі діодного випрямляча з врахуванням зворотного опору діодів і прямого падіння напруги на діодах, RnCn-Chain – блок

моделювання паралельного RC-ланцюга навантаження як інерційної ланки першого порядку,  $Rac$  – множник, рівний опору еквівалентного навантаження;

- Transfer Fcn1 – фазозсуваючий фільтр для організації режиму автогенерації, Relay – релейний елемент з гістерезисом;
- u1 та Sign – блоки генерування прямокутної напруги інвертора.

Структура силової схеми резонансного перетворювача побудована на основі Y-блоків з входами напруг і виходами струмів (Series rLC-branch 1 та 2), та Z-блоків з входами струмів і виходами напруг (RLm, Rectifier).

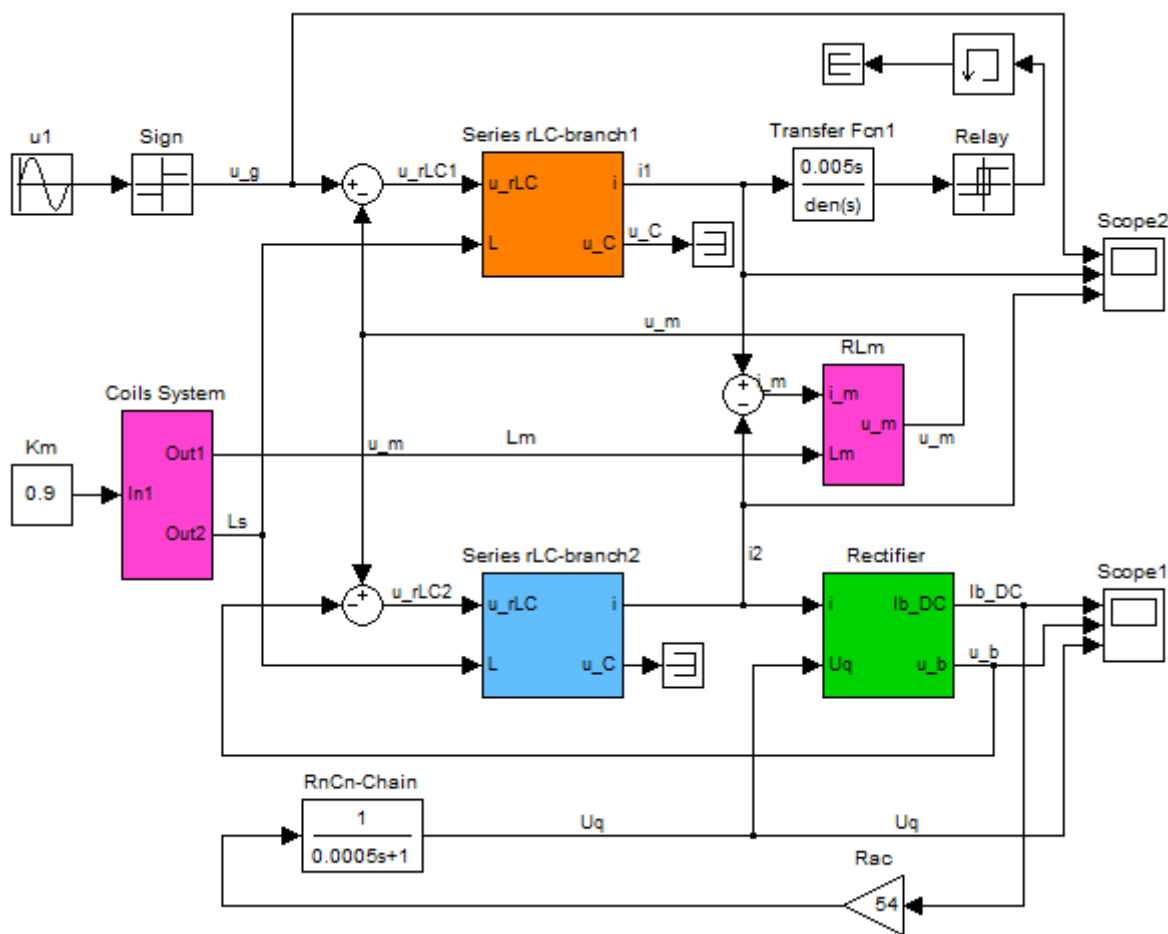


Рис.7.17. Імітаційна модель експериментального резонансного перетворювача

Імітаційна модель на рис.7.17 має параметри, зазначені для схем на рис.7.13 і відповідає наступним рівнянням напруг

$$u_{rLC1} = u_g - u_m; \quad u_{rLC2} = u_m - u_b; \quad u_g = u_{rLC1} + u_{rLC2} + u_b,$$

де  $u_{rLC1}$ ,  $u_{rLC2}$  – напруги на послідовних резонансних ланцюгах,  $u_g$  – вхід моделі і вихідна напруга інвертора,  $u_m$  – напруга на еквівалентному RL-ланцюзі намагнічування,  $u_b$  – напруга на вході випрямляча.

На рис.7.18 наведено вікно з параметрами моделювання. Обрано вирішувач Ode23tb для розв'язання «жорстких» систем диференціальних рівнянь, який є реалізацією TR-BDF2 [243], неявної формули Рунге-Кутта з кроком правила трапецій на першому етапі і формулою зворотного диференціювання другого порядку на другому етапі.

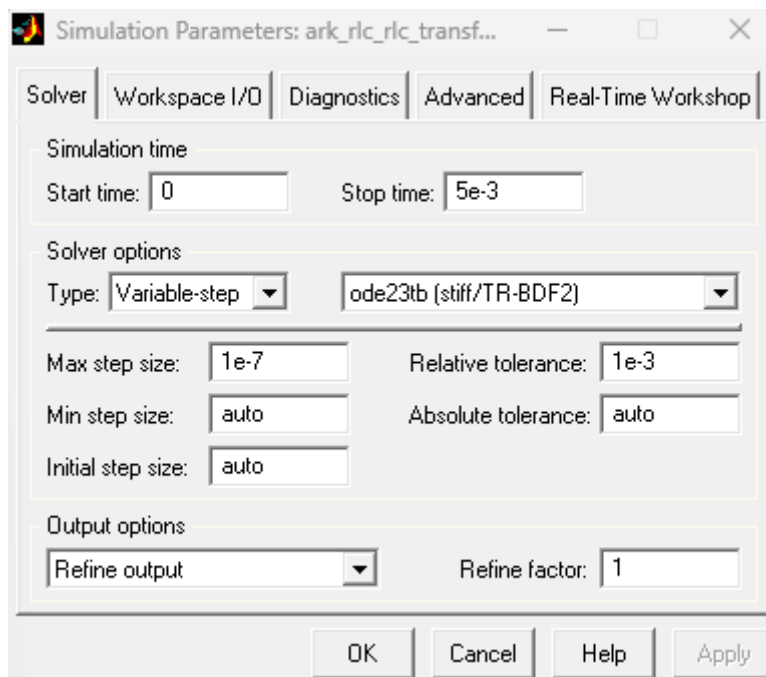


Рис.7.18. Вікно параметрів моделювання

Блоки моделювання послідовного резонансного ланцюга Series rLC-branch1 і Series rLC-branch2 мають ідентичні схеми на рис.7.19, які реалізують наступні інтегральні рівняння:

$$u_L(t) = u_{rLC}(t) - \frac{1}{C} \cdot \int_0^t i(t) dt - r \cdot i(t) - U_{c0}, \quad i(t) = \frac{1}{L} \cdot \int_0^t u_L(t) dt + I_0. \quad (7.12)$$

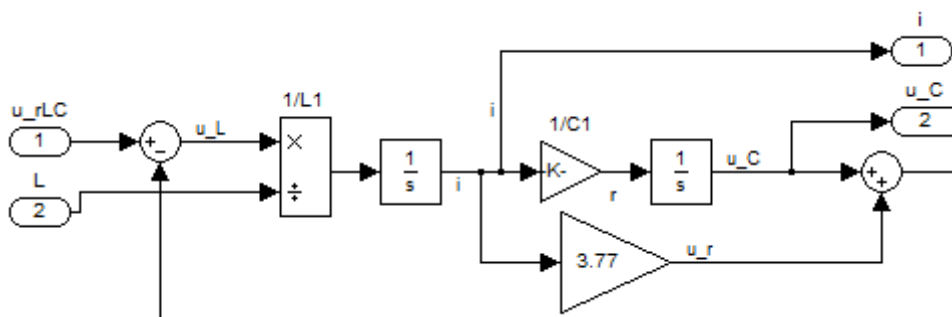


Рис.7.19. Блоки моделювання послідовного резонансного ланцюга Series rLC-branch1 і Series rLC-branch2 ( $r=1,355 \text{ Ом}$ ,  $\frac{1}{s}$  – інтегратори, інші параметри відповідають параметрам схем на рис.7.13)

В рівняннях (7.12) при кінцевих величинах виключене порушення комутаційних умов, коли струм ланцюга з індуктивністю або напруга на ємності можуть змінюватися стрибкоподібно. Вхідною величиною є напруга на резонансному ланцюзі  $u_{rLC}$ , вихідною – струм  $i$ . Значення індуктивності  $L$  задається зовнішнім сигналом для можливості моделювання нестационарної резонансної мережі перетворювача з рознесеними котушками-індукторами. Нижче на рис.7.20 наведено підсхеми структурних блоків імітаційної структурної моделі експериментального резонансного перетворювача.

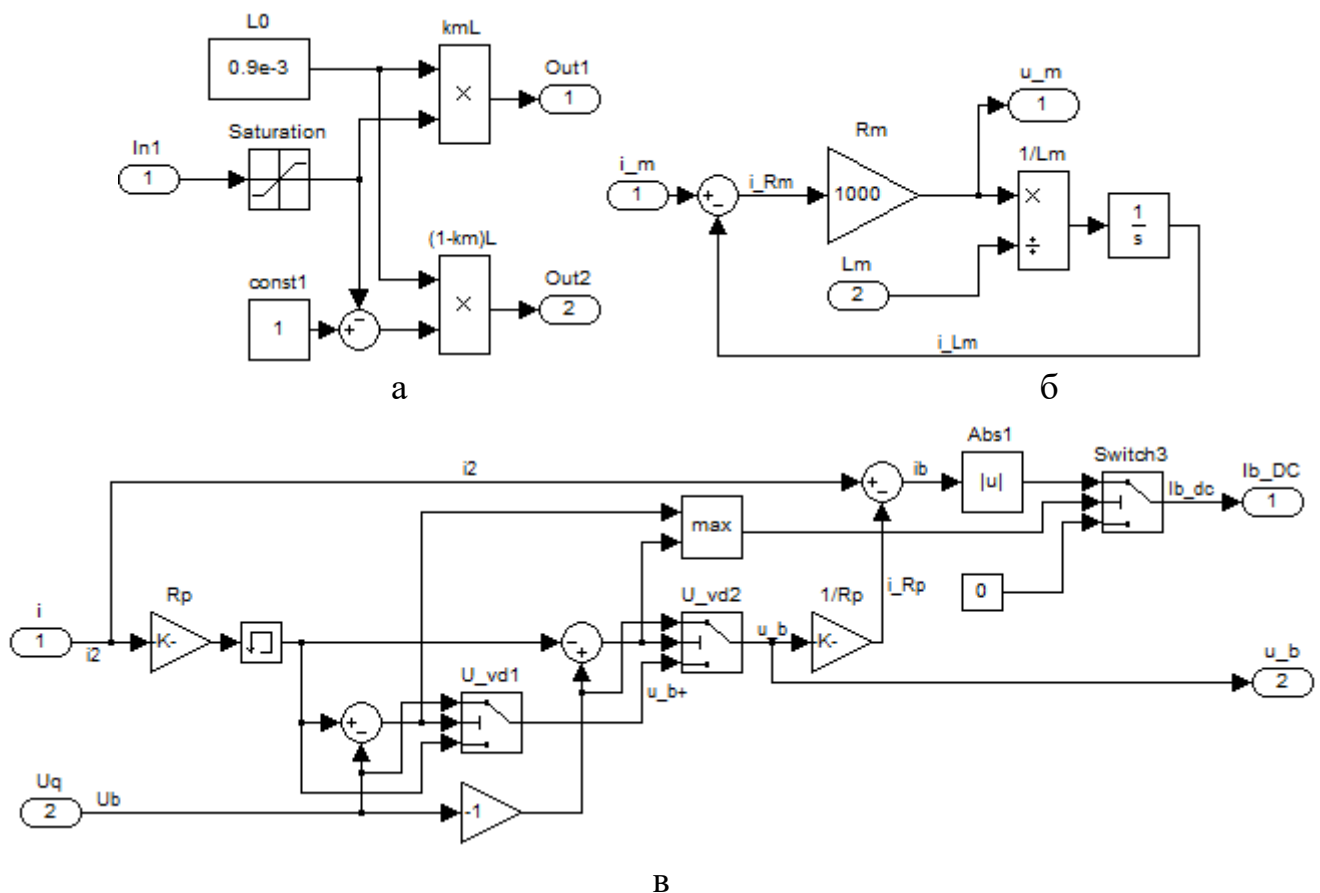


Рис.7.20. Підсхеми імітаційної моделі експериментального резонансного перетворювача на рис.7.17: а) блок Coils System, б) блок RLm, в) блок випрямляча Rectifier

Структура моделі діодного випрямляча на рис.7.20,в має входи струму  $i_2$  і напруги на навантаженні  $U_q$ . В реальній схемі це вихідна напруга, але логіка даної моделі полягає в завданні напруги навантаження  $u_{вих}$  як вхідної напруги моделі випрямляча. Вихідними величинами моделі є випрямлений струм  $ib_{dc}$  (випрямлений струм  $i_2$ ) і напруга на вході випрямляча  $u_b$ . В даній моделі при

амплітуді вхідної напруги, меншій за величину напруги навантаження, коли діоди не відкриваються, вхідна напруга випрямляча визначається вхідним струмом  $i_2$  і вхідним опором випрямляча  $R_p$ . При амплітуді вхідної напруги, достатній для відкривання діодів випрямляча, коли вона більша за вихідну напругу, амплітуда вхідної напруги обмежується величиною вихідної напруги плюс падіння прямої напруги на діодах випрямляча  $U_{vd1}=0,01$  або  $U_{vd2}=0,01$  (амплітуда напруги інвертора прийнята за одиницю  $U_{gm}=1$ ) при різних полярностях напівхвиль вхідних струму і напруги.

Нижче на рис.7.21 і рис.7.22 наведено графіки процесів імітаційної моделі на рис.7.17 для номінального навантаження з напругою інвертора  $U_{gm}=1$ .

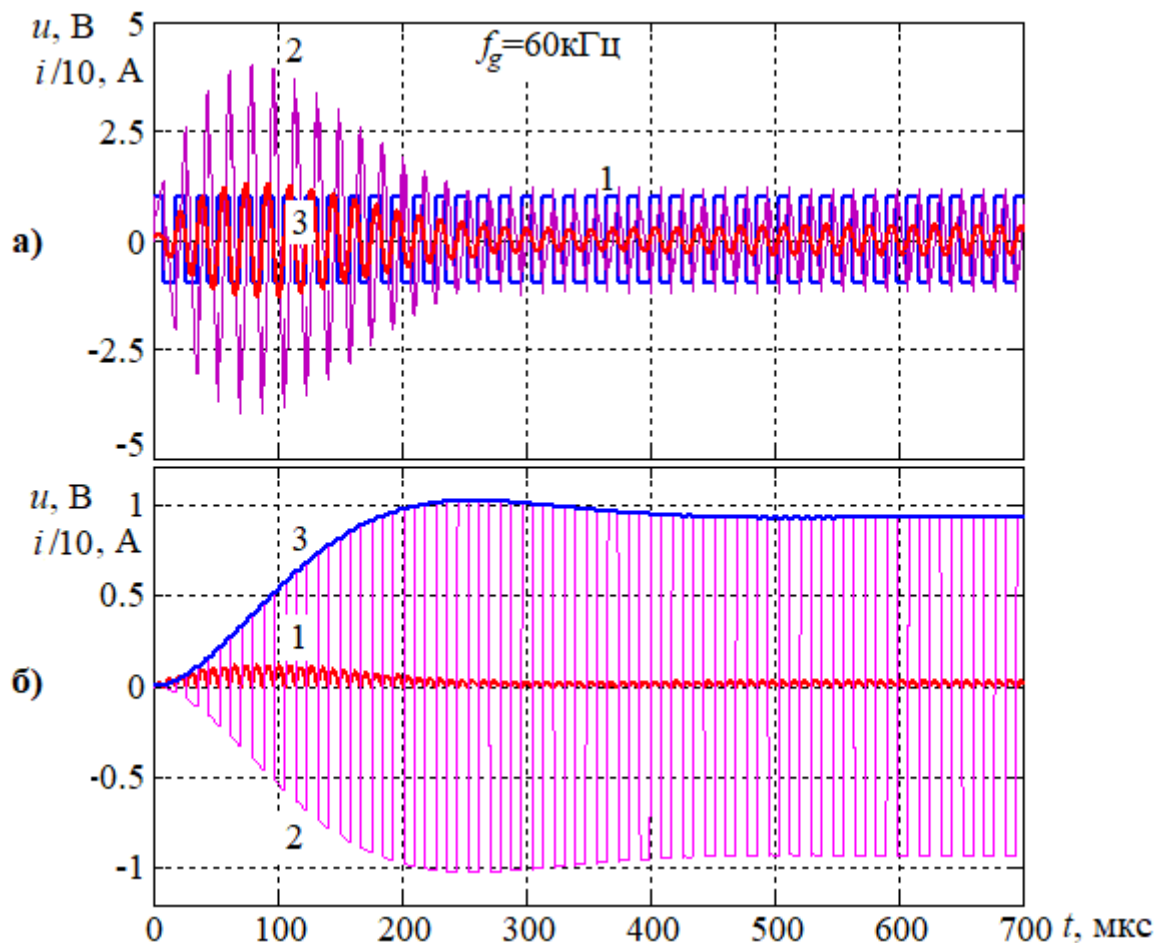
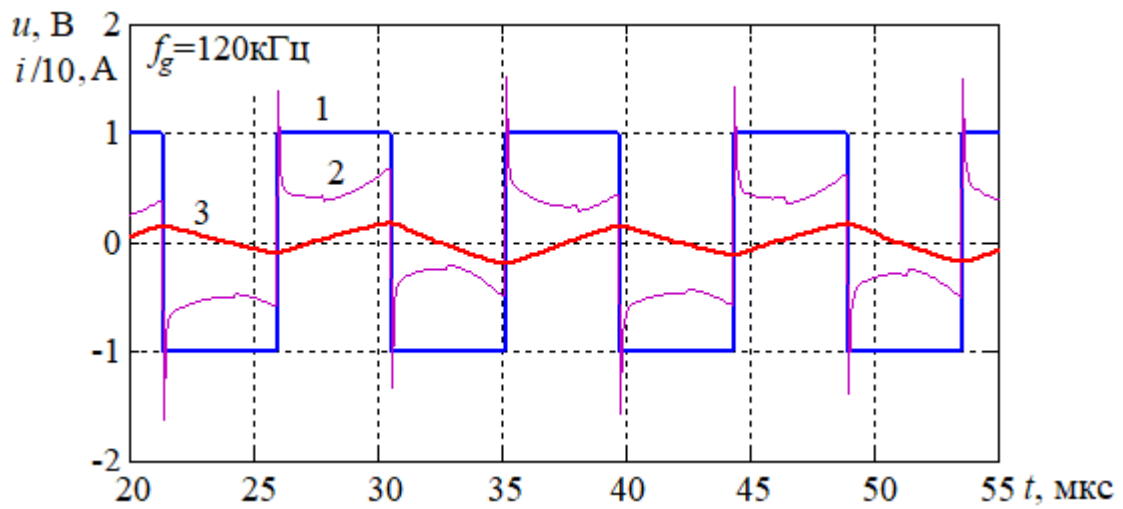
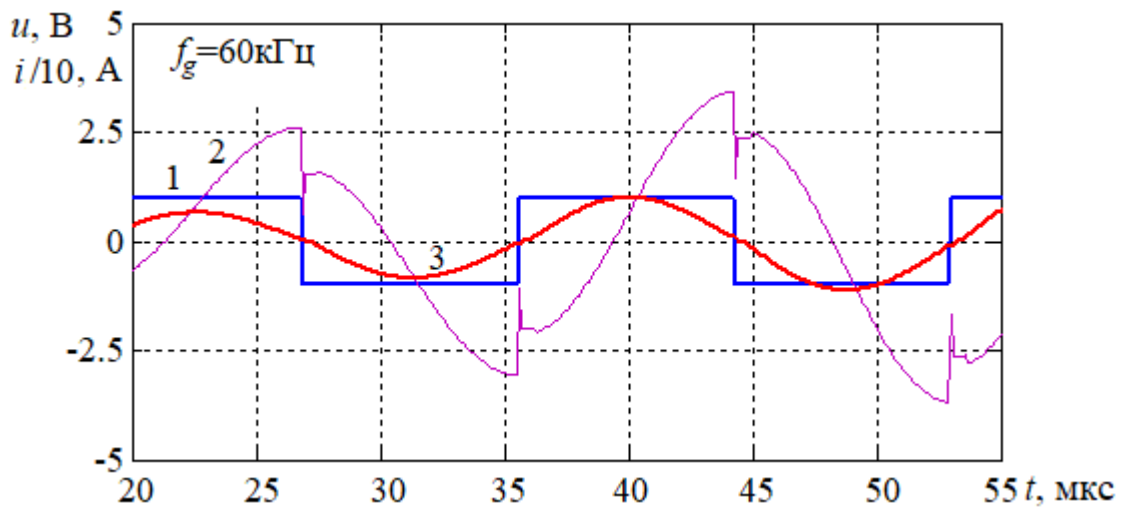


Рис.7.21. Графіки одночасних процесів моделі на рис.7.17:

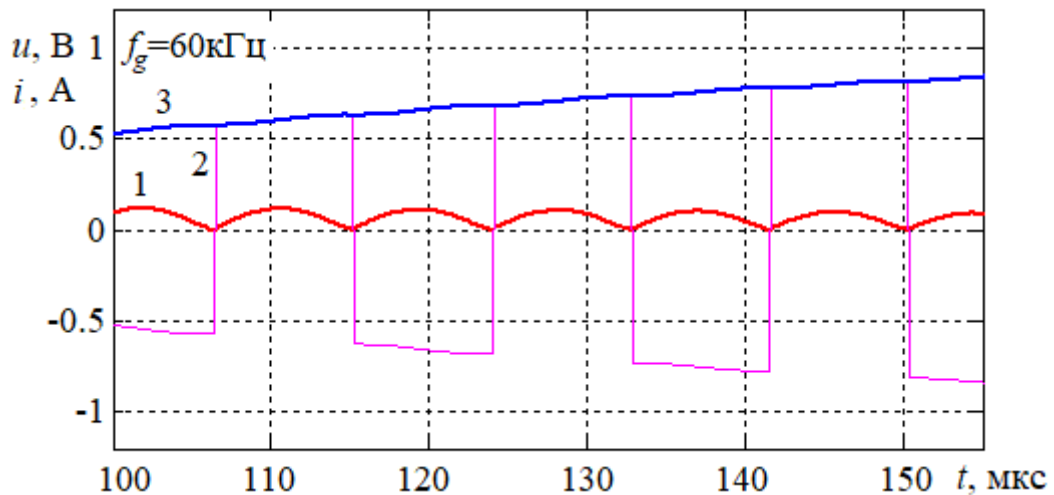
- а) графік 1 – напруга інвертора  $u_g$ , графік 2 – напруга на першому резонансному ланцюзі  $u_{rLC1}$ , графік 3 – струм інвертора  $i_1$ ;  
 б) графік 1 – випрямлений струм  $i_{b\_DC}$ , графік 2 – напруга на вході випрямляча  $u_b$ , графік 3 – вихідна напруга  $U_q$



а



б



в

Рис.7.22. Графіки фрагментів процесів моделі на рис.7.17:  
 а) та б) графік 1 – напруга інвертора  $u_g$ , графік 2 – напруга на першому резонансному ланцюзі  $u_{rLC1}$ , графік 3 – струм інвертора  $i_1$ ;  
 в) графік 1 – випрямлений струм  $i_{b\_DC}$ , графік 2 – напруга на вході випрямляча  $u_b$ , графік 3 – вихідна напруга  $U_q$

Наведені вище графіки процесів імітаційної моделі збігаються з осцилограмами резонансного перетворювача в еквівалентних робочих режимах.



## 7.5. Регулятор вихідних величин резонансного перетворювача

### 7.5.1. Модель регулятора

Регулятор вихідних величин є складовою системи авторегулювання вихідної напруги (струму) резонансного перетворювача. Об'єктом регулювання виступає модель резонансного перетворювача. Всі представлені нижче моделі побудовані в середовищі Matlab-Simulink і призначені для експериментальних досліджень процесів в системі авторегулювання вихідних величин резонансного перетворювача. Параметри середовища моделювання аналогічні встановленим на рис.7.18 за виключенням часу моделювання  $Stop\ time=10$  мс. Імітаційна модель дискретного адаптивного ПД-регулятора вихідних величин на рис.7.23 імітує алгоритм, реалізований на мікроконтролері. Розрядність даних 16 біт, розрядність вхідного і вихідного сигналів 10 біт. Вхідними величинами регулятора є дискретний сигнал похибки  $e=U_{ref}-U_{fb}$  в діапазоні  $-512...511$  та величини налаштувань тактової частоти інтегрування сигналу похибки і коефіцієнтів ПД-регулятора – вхід P, на який подаються позитивні величини  $F_{clk}$  (кГц),  $K_p$ ,  $K_i$ ,  $K_d$ . Частота вибірок інтегрування в моделі може встановлюватися в значеннях 0,15625 кГц-10 кГц. Канали пропорційної і диференційної складової мають частоту вибірок 10 кГц.

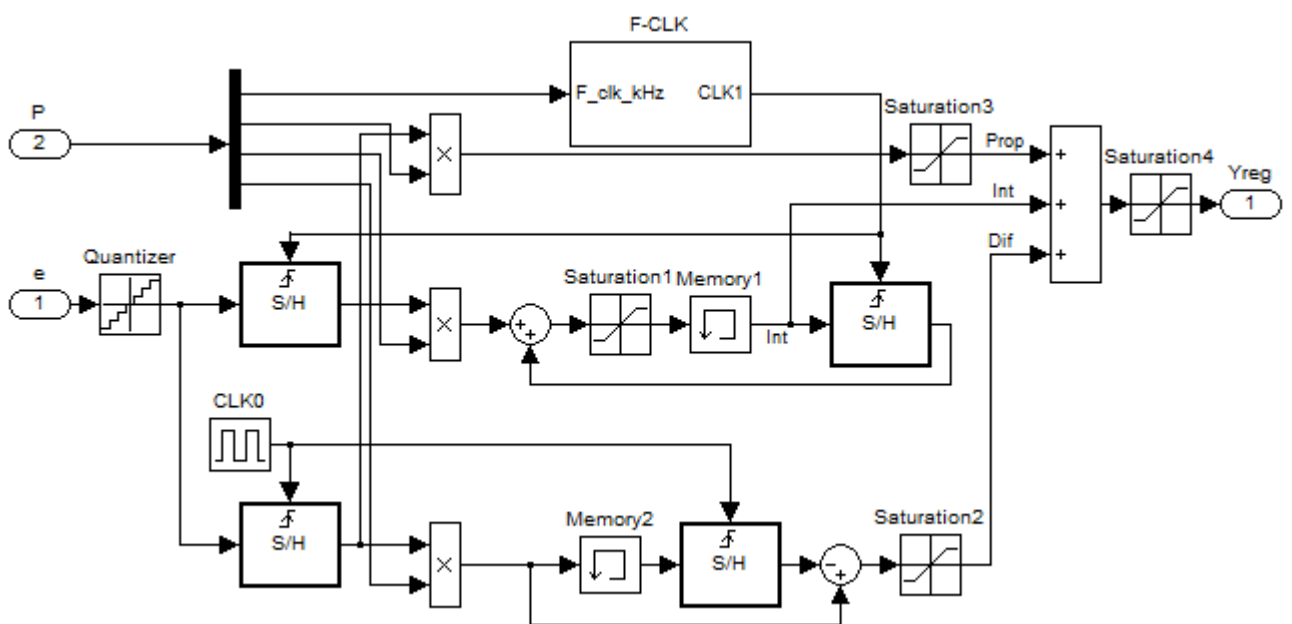


Рис.7.23. Імітаційна модель дискретного адаптивного ПД-регулятора

Модель адаптивного ПД-регулятора на рис.7.23 також має вхідний кантувач за рівнем Quantizer та кантувачі за часом у вигляді пристроїв вибірки і збереження Sample and Hold (S/H), які імітують вхідні АЦП мікроконтролера та період дискретності роботи алгоритму регулятора. Блоки-обмежувачі Saturation1-4 виконують обмеження значень дискретних сигналів відповідно до обмежень величин даних в алгоритмі мікроконтролера. Модель дозволяє моделювати роботу системи авторегулювання зі змінними в процесі роботи налаштуваннями частотою вибірок інтегрування  $F_{clk}$  і коефіцієнтів ПД-регулятора  $K_p$ ,  $K_i$ ,  $K_d$ .

В якості об'єкта керування (ResConv) системи авторегулювання вихідної напруги резонансного перетворювача на рис.7.25 взято модель резонансного перетворювача на рис.7.17, в якій на рис.7.24 добудовано керований генератор Discrete Time VCO (Voltage Controlled Oscillator) з частотним регулюванням в діапазоні  $f_g$  від 60 кГц до 120 кГц та релейне регулювання.

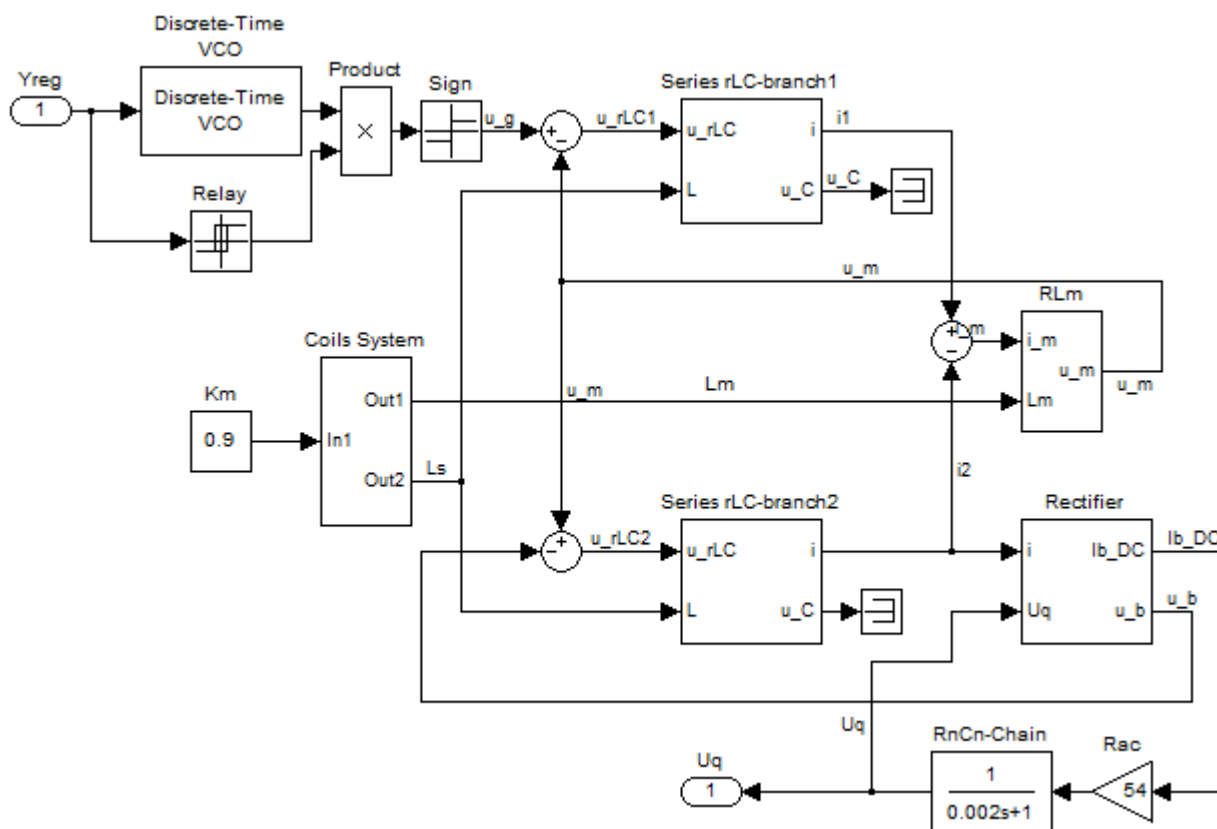


Рис.7.24. Імітаційна модель експериментального резонансного перетворювача з частотно-релейним регулюванням

Модель резонансного перетворювача має один вхід регулювання  $U_{reg}$  в діапазоні 0-1023, що відповідає регулюванню робочої частоти 120-60 кГц. Виходом моделі є вихідна напруга на навантаженні  $U_q$ . Параметри моделі відповідають вищезазначеним параметрам схеми заміщення на рис.7.13. Релейне регулювання здійснюється при зниженні сигналу регулювання до нуля і наближенні робочої частоти до 120 кГц. Тоді релейний елемент Relay виключає напругу інвертора  $u_g=0$ . Коли сигнал регулювання знову підвищується, релейний елемент Relay вмикається і напруга інвертора періодично приймає значення  $u_g=\pm 1$  з робочою частотою, тобто генерується прямокутна напруга. Масштаби напруги інвертора і вихідної напруги перетворювача приведено до одиниці. Опір навантаження  $R_n=0.5$  Ом відповідає вихідній потужності 288 Вт при вихідній напрузі реального перетворювача 12 В.

На рис.7.25 наведена загальна схема імітаційної моделі системи авторегулювання вихідної напруги резонансного перетворювача з дискретним адаптивним згідно сигналу похибки ПД-регулятором і моделлю резонансного перетворювача в якості об'єкта керування. Модель складається з наступних структурних блоків:

- Uref – блок завдання напруги типу Signal Builder, за допомогою якого можна завдати бажаний графік вихідної напруги резонансного перетворювача;
- Regulator – блок адаптивного ПД-регулятора (рис.7.23);
- ResConv – об'єкт керування – модель на рис.7.24;
- K\_FB – коефіцієнт перетворення напруги АЦП мікроконтролера;
- CS – ручний перемикач режиму роботи системи:
  - верхнє положення – «не адаптивний» (постійні коефіцієнти),
  - нижнє положення – «адаптивний» (змінні коефіцієнтами ПД-регулятора);
- F\_clk, Kp, Ki, Kd – постійні значення робочої частоти в кГц і коефіцієнтів ПД-регулятора;
- Kp1 і Kp2, Ki1 і Ki2, Kd1 і Kd2 – межі варіацій змінних коефіцієнтів адаптивного ПД-регулятора;
- F\_Table – таблиця даних регулювальної характеристики на рис.7.16,б;

- A-Function 0-2 – блоки адаптації коефіцієнтів ПІД-регулятора, які реалізують V-функцію  $K_{res} = (K_1 \cdot D + K_2 \cdot x_e^2) / (x_e^2 + D)$ , де  $K_{res} \rightarrow K_1$  при  $x_e \rightarrow 0$  і  $K_{res} \rightarrow K_2$  при  $x_e^2 \gg D$  – межі значень коефіцієнта,  $x_e = x_{ref} - x_{fb}$  – сигнал похибки системи,  $D$  – коефіцієнт чутливості.

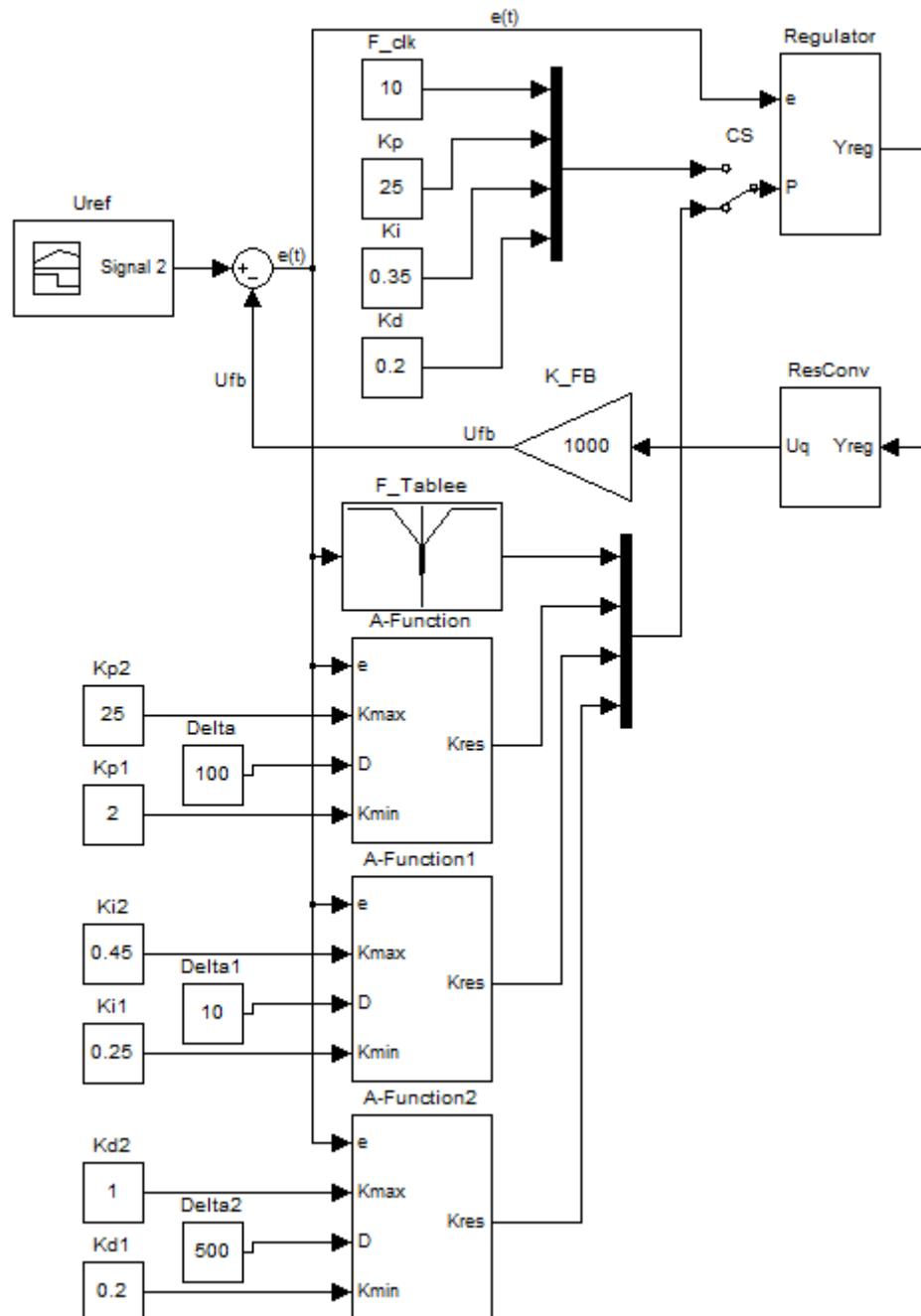


Рис.7.25. Схема імітаційної моделі системи авторегулювання вихідної напруги резонансного перетворювача з адаптивним згідно сигналу похибки ПІД-регулятором

На рис.7.26 наведено графіки перехідних процесів системи авторегулювання вихідної напруги резонансного перетворювача з адаптивним

ПД-регулятором. На графіках відображено зміни в часі величин алгоритму регулятора, які змінюються в діапазоні 0-1023 (10 біт). Вісь часу відкладено в кроках моделювання. Найменший крок дорівнює 0,1 мкс. Вся вісь абсцис займає приблизно 10мс.

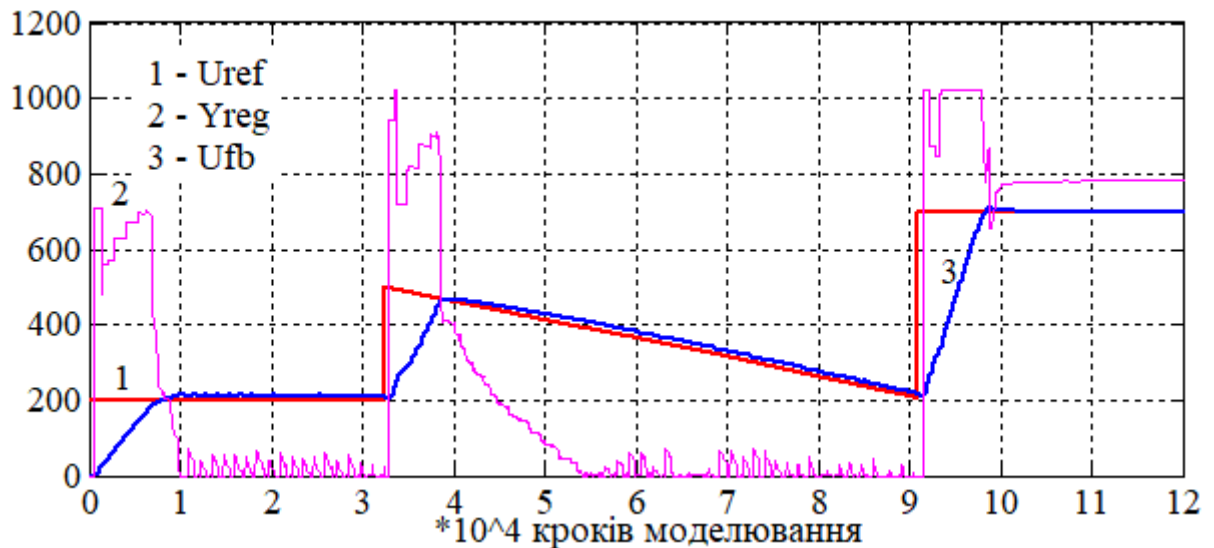


Рис.7.26 Графіки перехідних процесів системи авторегулювання вихідної напруги резонансного перетворювача з адаптивним ПД-регулятором:

$U_{ref}$  – сигнал завдання вихідної напруги перетворювача;

$Y_{reg}$  – сигнал регулювання робочої частоти перетворювача;

$U_{fb}$  – сигнал зворотного зв'язку по вихідній напрузі перетворювача

Графіки процесів вище свідчать про працездатність системи авторегулювання з адаптивним ПД-регулятором вихідної напруги резонансного перетворювача з частотно-релейним способом регулювання, який представляє собою нелінійний об'єкт регулювання. На проміжку часу між 1 і 3 на вісі абсцис мало місце релейне регулювання напруги. На інших ділянках відбувалося частотне регулювання. Час регулювання вихідної напруги не перевищує 1 мс, що є хорошим показником для імпульсного перетворювача постійної напруги потужністю 300 Вт. Перерегулювання напруги не перевищує 5%. Практично час регулювання вихідної напруги подібних перетворювачів в залежності від динамічних характеристик може бути порядку 100-300 мс.

### 7.5.2. Схемотехнічне рішення контролера-регулятора

Експериментальний контролер-регулятор на рис.7.27 побудовано за нескладною структурою на основі мікроконтролера серії ATMEGA і 16-канального регістру серії MBI5042 з ШІМ-виходами і захистом за струмом вихідних ключем з загальним стоком (польові транзистори на виходах). Контролер-регулятор має 5 дискретних і 3 аналогові входи з роздільною здатністю 10біт, та 8 виходів з відкритим стоком (колектором) з 16-бітними ШІМ генераторами, які мають окремі налаштування. Виходи можуть слугувати також і як аналогові виходи при використанні двох штатних ШІМ-модулів мікроконтролера з несучою частотою більше 25 кГц і подальшою фільтрацією. Живлення контролера здійснюється від джерела постійної напруги 8-32В. В схемі контролера є три стабілізатори напруги: загальний DC-DC імпульсний стабілізатор напруги 7В і окремі лінійні стабілізатори напруги 5В для мікроконтролера і для живлення джерел вхідних сигналів.

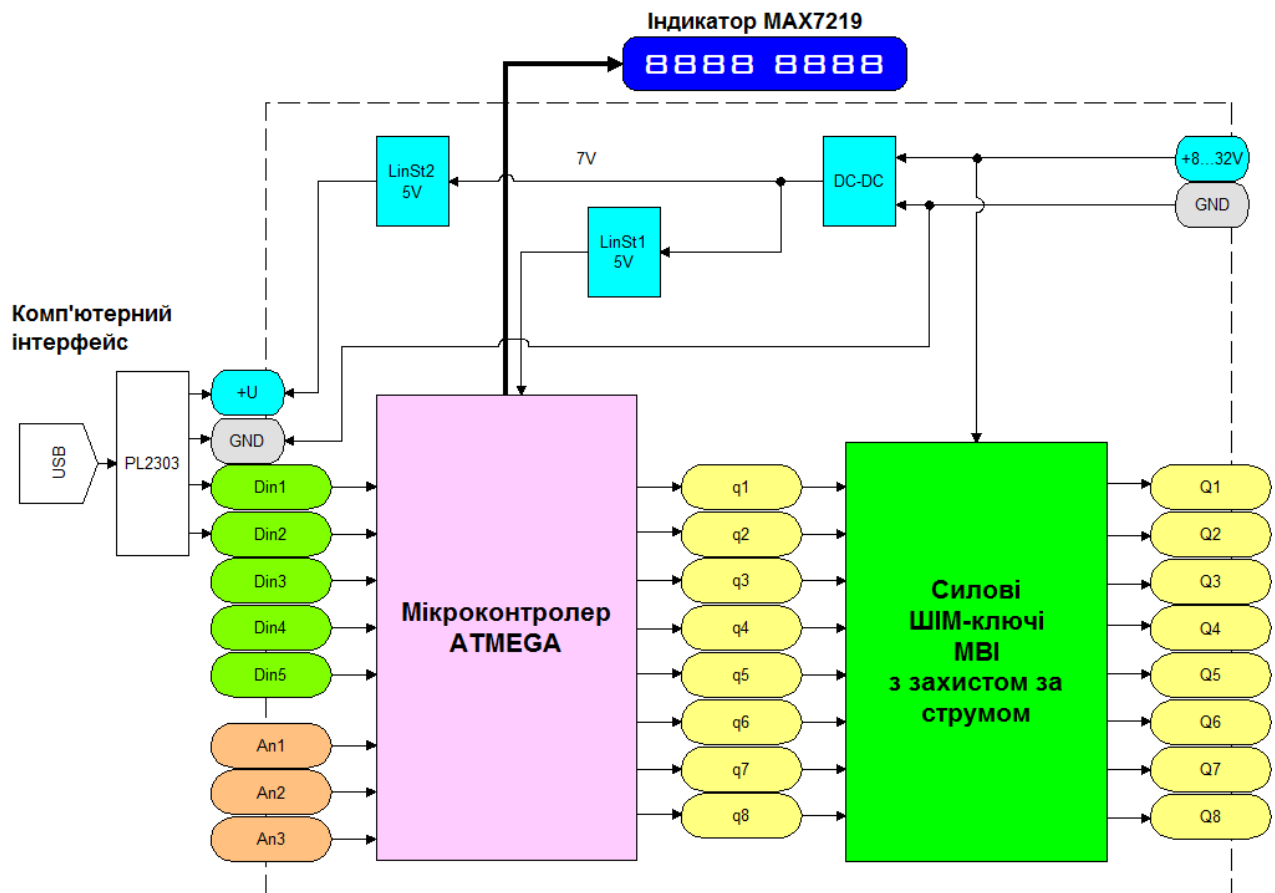


Рис.7.27. Структурна схема контролера-регулятора

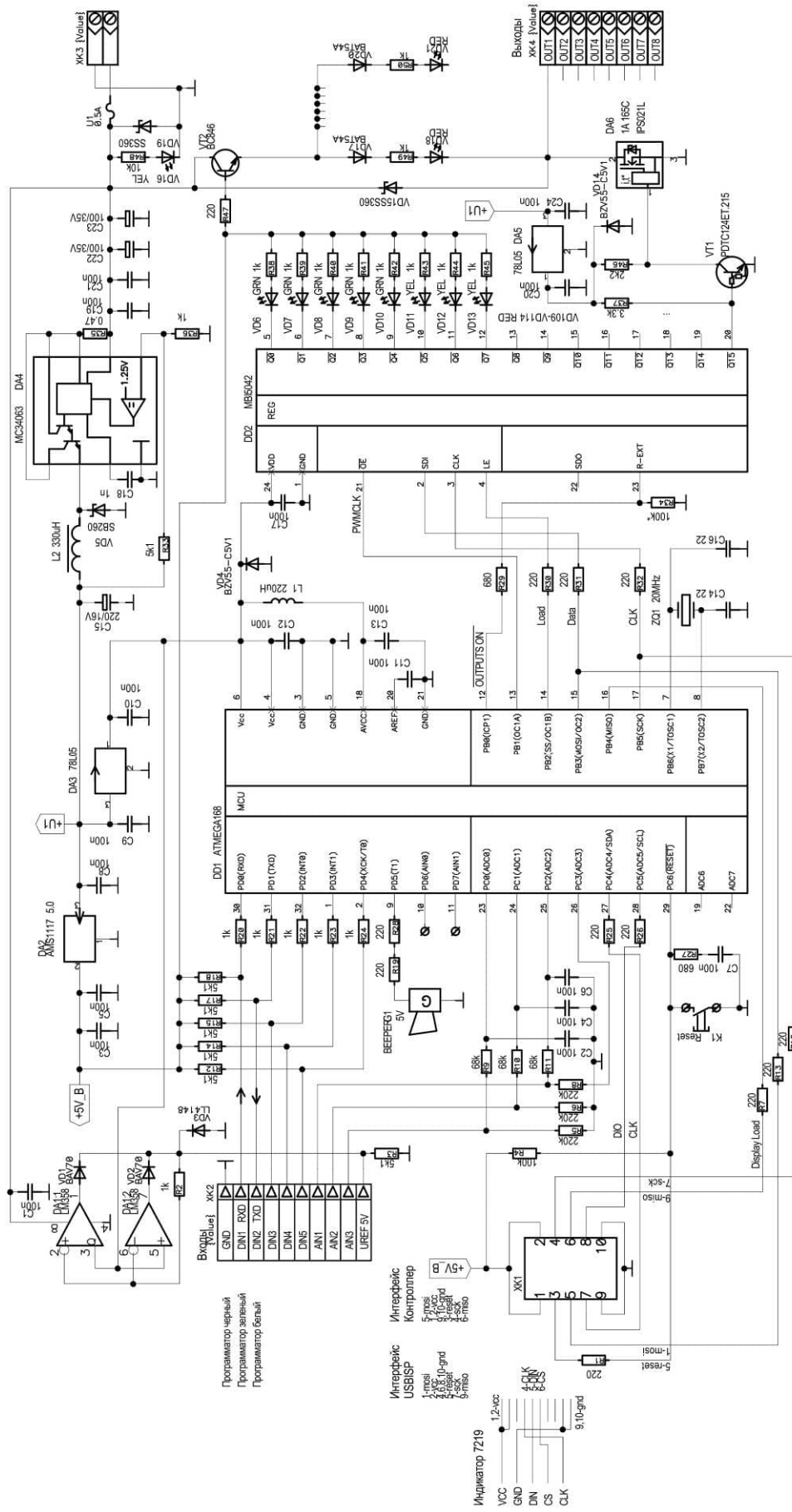


Рис.7.28. Принципова схема експериментального контролера-регулятора

До перших двох входів контролера можна підключати перихідник інтерфейсів COM-USB для програмування програмою користувача та зчитування даних. Принципова схема контролера на рис.7.28 відповідає структурній схемі контролера на рис.7.27 і містить типові схемні рішення з використанням сучасних електронних компонентів. Конструкція експериментального контролера наведена на рис.7.29 та рис.7.30.

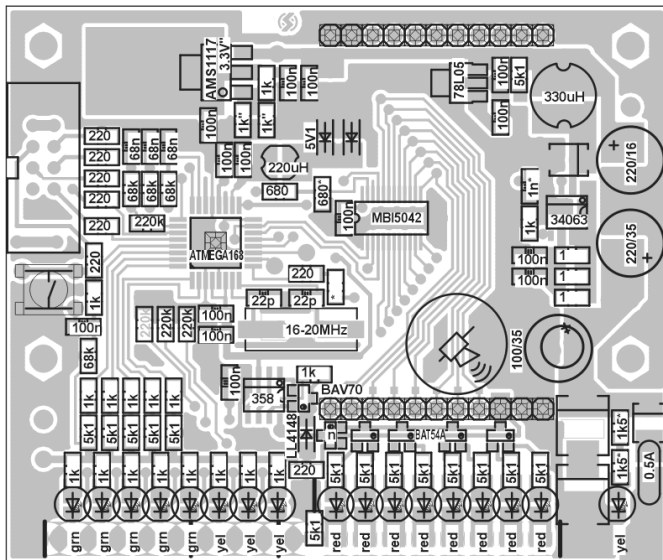


Рис. 7.29. Печатна плата експериментального контролера-логічного автомата

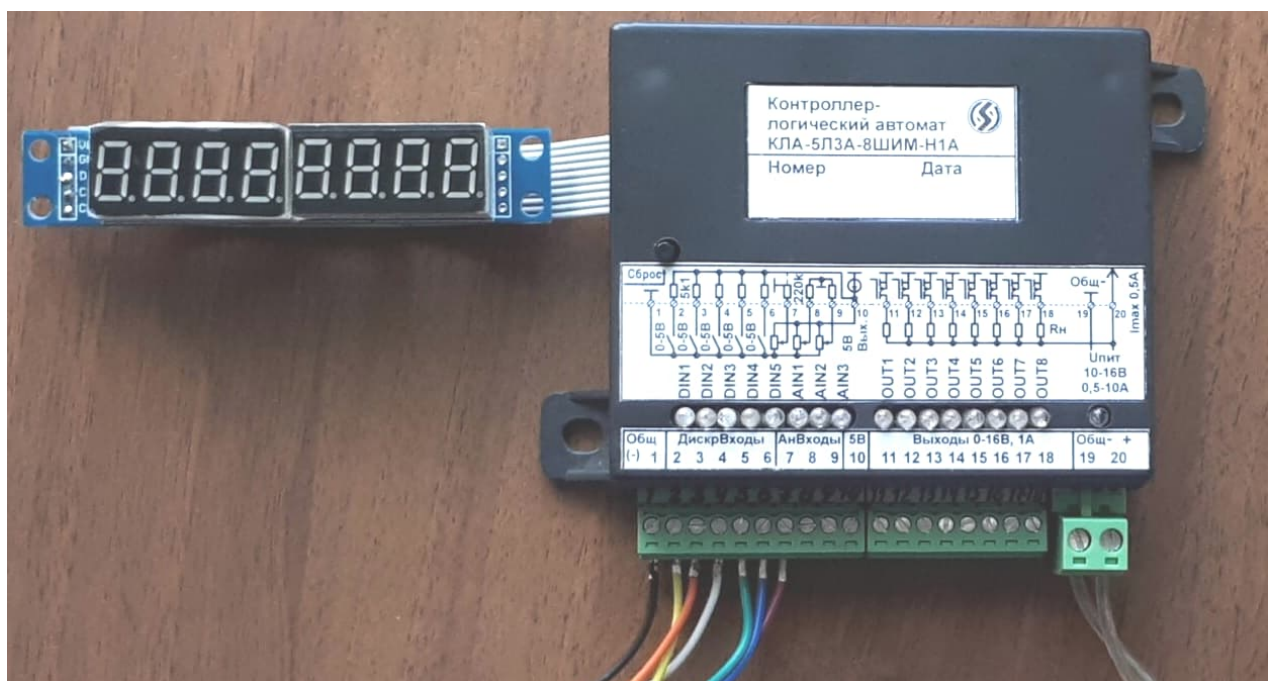


Рис. 7.30. Конструкція експериментального контролера-логічного автомата з цифровим індикатором



Панель управління і індикації контролера підключається через роз'єм послідовного інтерфейсу ХК1. Індикатором може слугувати 8-розрядний десятинний індикатор МАХ 7219 або індикаторний блок з РК-індикатором, кнопками та послідовним інтерфейсом. Інтерфейс ХК1 використовується також для підключення до системного програматора і для перепрограмування мікроконтролера. Контролер програмується системною програмою низького рівня (кодами) через програматор виробника і також алгоритмом користувача високого рівня зі зрозумілими інженерам інструкціями реального часу структури «причина»-«наслідок» через сервісну програму для Windows. Контролер може використовуватись в якості універсального контролера-регулятора і може в свою чергу керуватися від комп'ютера або системи управління вищого рівня через входи або через послідовний СОМ-інтерфейс по короткій лінії зв'язку, тобто всередині єдиного електронного блоку обладнання.

Даний контролер-регулятор випробувався в роботі з експериментальним резонансним перетворювачем і дозволив перевірити в роботі розроблений алгоритм адаптивного ПД-регулятора. Швидкісні характеристики використаного контролера не дозволили досягти найвищих динамічних характеристик, досяжних в моделі системи авторегулювання, наприклад, швидкості регулювання. Але це не ставилося в цілях дослідження. Якщо застосувати більш потужний контролер, швидкодію системи можна відповідно збільшити. Головним результатом експериментальної частини досліджень є підтвердження працездатності і ефективності розробленого алгоритму адаптивного ПД-регулятора. Ефективність регулятора підтверджується порівнянням параметрів множини перехідних характеристик резонансного перетворювача при різних опорах навантаження з не адаптивним (з постійними параметрами) і адаптивним (зі змінними параметрами) ПД-регулятором. Порівняння показало в основному меншу інтегральну похибку регулювання і менший час регулювання в системі з адаптивним ПД-регулятором вихідних величин резонансного перетворювача в результатах проведених експериментів.

## Висновки до розділу 7

В результаті виконання роботи було спроектовано і виготовлено експериментальний резонансний перетворювач потужністю 300Вт, який використовувався в експериментах для перевірки правильності результатів теоретичних досліджень.

Електричні характеристики розробленого резонансного перетворювача було визначено шляхом теоретичних розрахунків з використанням запропонованих методів і модельних експериментів. Результати теоретичних розрахунків збігалися з результатами експериментів в значущих діапазонах не гірше 5-10%. Характер теоретичних залежностей був подібним до характеру тих же залежностей, отриманих експериментальним шляхом за допомогою моделювання і згідно даних натурних експериментів. Отже можна стверджувати, що запропоновані вдосконалені методи аналізу процесів резонансних перетворювачів можуть давати достовірні результати.

Порівняння визначених характеристик резонансного перетворювача різними методами показало, що характеристики, що визначено вдосконаленим методом суперпозиції, в порівнянні з характеристиками, визначеними методом першої гармоніки, ліпше збігаються з експериментальними даними в широкому діапазоні регулювання. Перевага вдосконаленого методу суперпозиції пояснюється врахуванням додаткових фазових зсувів. Що виникають при віддалені робочої частоти від резонансної.

Вдосконалений метод суперпозиції потребує декілька ітерацій розрахунків, що ускладнює його використання. Але при автоматизації розрахунків на ЕОМ підвищення складності буде виправдано точністю результатів.

Розроблений автоматичний регулятор дозволив підвищити швидкість регулювання вихідної напруги резонансного перетворювача приблизно в 1,5 рази в порівнянні з системою зі стаціонарним лінійним регулятором.

## ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

1. На основі огляду існуючих розрахункових методів вдосконалено метод суперпозиції, який відрізняється новим підходом до визначення складових процесів резонансних перетворювачів на основі монотонних ступінчастих функцій і дав змогу щонайменше наполовину скоротити розрахунки в порівнянні з класичним методом розрахунків перехідних процесів.

2. Вперше запропоновано нову лінеаризовану математичну модель резонансного перетворювача для миттєвих величин, яка враховує різні алгоритми комутації вентилів при визначенні параметрів квазіусталених процесів силової схеми резонансного перетворювача.

3. Вперше запропоновано нові дискретні динамічні моделі резонансного перетворювача, які відрізняються від відомих визначенням імпульсних функцій еквівалентної дискретної системи із перехідних функцій пасивної частини силової схеми і за допомогою яких отримано передатні функції резонансних перетворювачів як об'єктів керування.

4. Отримав подальший розвиток експериментально-аналітичний метод дослідження для визначення параметрів динамічної моделі резонансного перетворювача в часті скорочення невизначеності початкової експериментальної моделі за рахунок побудови структурних моделей підсхем резонансного перетворювача з врахуванням нелінійності елементів його силової схеми.

5. Розроблено комбінований метод аналізу квазіусталених процесів резонансного перетворювача на основі суміщення принципів суперпозиції і припасування розв'язків, з використанням якого шляхом побудови функцій стаціонарного струму контуру отримано розрахункові вирази статичних характеристик для різних алгоритмів комутації і робочих областей регулюючих величин.

6. Визначено нові залежності між регулюючими величинами, параметрами силових схем і вихідними величинами резонансного перетворювача, які дали

можливість узгодити фази еквівалентних генераторів з фазою коливань струму резонансного контуру і встановити умови подібності розрахованих процесів процесам реального резонансного перетворювача, а також побудувати сімейства його статичних та динамічних характеристик.

7. С застосуванням розроблених математичних моделей було створено адаптивний цифровий регулятор вихідних величин резонансного перетворювача, з яким підвищено в 1,5 разів швидкість регулювання і збільшено запас стійкості по фазі в порівнянні з резонансним перетворювачем під керуванням автоматичного регулятора зі сталими параметрами.

8. Експериментальна перевірка результатів теоретичних досліджень доводить правильність теоретичних розрахунків подібністю графіків теоретичних і експериментальних залежностей а також збіжністю теоретичних і експериментальних даних з точністю не гірше 10% в діапазонах проведення експериментів.

## Список використаних джерел

1. Bob Mammano, "Resonant Mode Converter Topologies", Unitrode Design Seminar, 1985, TI Literature No. SLUP085.
2. Yan Liang, Wenduo Liu, Bing Lu, van Wyk, J.D, "Design of integrated passive component for a 1 MHz 1 kW half-bridge LLC resonant converter", IAS 2005, p. 2223-2228.
3. Kazimierczuk, Marian. Resonant power converters / Marian K. Kazimierczuk, Dariusz Czarkowski. — 2nd ed. p. cm. Includes bibliographical references and index, 2011. ISBN 978-0-470-90538-8
4. Mohan, N., Undeland, T. M., and Robbins, W. P. 1989. Power Electronics, John Wiley & Sons, New York.
5. Kassakaian, J. G., Schlecht, M. F., and Verghese, G. C. 1992. Principles of Power Electronics, Addison-Wesley, Reading, MA.
6. Rashid, M. H. 1993. Power Electronics, Prentice-Hall International, London, U.K.
7. Bo Yang, "Topology Investigation for Front End DC/DC Power Conversion for Distributed Power System", Dissertation submitted to the Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University in partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor of Philosophy in Electrical Engineering, Blacksburg, Virginia, 2003.
8. V. Vorperian and S. Cuk, "A Complete DC Analysis of the Series Resonant Converter," Proc. IEEE PESC'82, 1982.
9. E. X. Yang, F. C. Lee and M. Jovanovic, "Small-Signal Modeling of Series and Parallel Resonant Converters," Proc. IEEE APEC, 1992, pp. 785-792.
10. R. Oruganti, J. Yang, and F.C. Lee, "Implementation of Optimal Trajectory Control of Series Resonant Converters," Proc. IEEE PESC '87, 1987.
11. Mangesh Balkrishna Borage, "Resonant Converter Topologies for Constant-Current Power Supplies and Their Applications", a thesis submitted to the Board of

Studies in Engineering Sciences, Raja Ramanna Centre for Advanced Technology, Indore, Homi Bhabha national institute, 2011.

12. M. Borage, S. Tiwari and S. Kotaiah, "A parallel resonant constant-current power supply" *Journal of Indian Institute of Science*, vol. 83, no., pp. 117-125, Sept.-Dec. 2003.

13. X. Xie, J. Zhang, C. Zhao, Z. Zhao and Z. Qian, "Analysis and optimization of LLC resonant converter with a novel over-current protection circuit," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 2, pp. 435-443, March 2007.

14. R. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, 2<sup>nd</sup> ed., Chapter 19, Springer, 2001.

15. Bob Erickson, *Resonant Power Conversion (PDF)*, Colorado Power Electronics Center, Department of Electrical, Computer and Energy Engineering University of Colorado, Boulder, 2012.

16. P. Kowstubha, K. Krishnaveni, K. Ramesh Reddy, Performance analysis of pulse analog control schemes for LLC resonant DC/DC converters suitable in portable applications, *Journal of Electrical Systems and Information Technology*, Volume 3, Issue 3, 2016, Pages 454-470, ISSN 2314-7172, <https://doi.org/10.1016/j.jesit.2016.07.001>.

17. Robert L. Steigerwald, "A Comparison of Half-bridge resonant converter topologies," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 3, No. 2, April 1988.

18. B. Panda et. al. "SOFT-SWITCHING DC-AC CONVERTERS:- A BRIEF LITERATURE REVIEW" / *International Journal of Engineering Science and Technology*, Vol. 2(12), 2010, 7004-7020.

19. I. N. Santos, J. C. de Oliveira and J. R. Macedo, "Modified superposition method for assignment of responsibilities on harmonic distortions," 11th International Conference on Electrical Power Quality and Utilisation, 2011, pp. 1-5, doi: 10.1109/EPQU.2011.6128814.

20. M. W. Mustafa and M. H. Sulaiman, "Transmission loss allocation in deregulated power system via superposition and proportional tree methods," 2008

IEEE 2nd International Power and Energy Conference, 2008, pp. 988-993, doi: 10.1109/PECON.2008.4762619.

21. S. Huang, T. Li, F. Ding and L. Yang, "A new calculation method for open-phase fault based on superposition principle," 2011 International Conference on Advanced Power System Automation and Protection, 2011, pp. 1139-1143, doi: 10.1109/APAP.2011.6180977.

22. J. Wu, L. Bie, W. Kong, P. Gao and Y. Wang, "Multi-Frequency Multi-Amplitude Superposition Modulation Method With Phase Shift Optimization for Single Inverter of Wireless Power Transfer System," in IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, vol. 68, no. 5, pp. 2271-2279, May 2021, doi: 10.1109/TCSI.2021.3060832.

23. H. Xie, Y. He, L. Hang, P. Zeng and X. Zhan, "Research on Improved Modeling Method of CLLC Resonant Converter," 2022 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC), Guangzhou, Guangdong, China, 2022, pp. 1642-1648, doi: 10.1109/PEAC56338.2022.9959125.

24. Describing function [Электронный ресурс] // Wikipedia®. – 2021. – Режим доступа до ресурсу: [https://en.wikipedia.org/wiki/Describing\\_function](https://en.wikipedia.org/wiki/Describing_function).

25. Blaquiere, Austin (2012-12-02). [Nonlinear System Analysis](#). Elsevier Science. p. 177. [ISBN 978-0323151665](#)

26. Krylov, N. M.; N. Bogoliubov (1943). [Introduction to Nonlinear Mechanics](#). Princeton, US: Princeton Univ. Press. [ISBN 0691079854](#). Archived from [the original](#) on 2013-06-20.

27. Kochenburger, Ralph J. (January 1950). "A Frequency Response Method for Analyzing and Synthesizing Contactor Servomechanisms". Trans. AIEE. American Institute of Electrical Engineers. 69 (1): 270–284. [doi:10.1109/t-aiee.1950.5060149](#)

28. First Harmonic Approximation Power transfer deviation for resonant LLC converter. Technical Note26 August 2017. Copyright ©2014-2017 ZeoN PowerTec.

29. Fredderics, Arnold & Kumar, K. Vinoth & Renius, Jeya & Guru, Raja. (2014). The FHA analysis of dual-bridge LLC type resonant converter. International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS). 4. 10.11591/ijped.v4i4.6513.
30. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. Электрические цепи. — М.: Гардарики, 2002. — 638 с.,ил.
31. István Nagy. 5.3 Resonant Converters / Chapter 05: Inverters. – Budapest University of Technology and Economics
32. Маляр В.С. Теоретичні основи електротехніки. Електричні кола: навч. посібник / В.С. Маляр. – Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2012. – 312 с. ISBN 978-617-607-270-6.
33. W. Marshall Leach, Jr., “On the Application of Superposition to Dependent Sources in Circuit Analysis”, ©Copyright 1994-2009. All rights reserved.
34. Гантмахер Ф.Р. Теория матриц.- М.: Наука, 1988.- 552 с.
35. Максвелл Д.К. Трактат об электричестве и магнетизме. В 2-х т. Т. 1.– М.: Наука, 1989.- 416 с.
36. Теоретичні основи електротехніки: Підручник У 3 т. / В.С. Бойко, В.В. Бойко, Ю.Ф. Видолоб та ін.; За заг. ред. І.М. Чиженка, В.С. Бойка. – К.: ІВЦ “Видавництво «Політехніка»”, 2004. – Т1. Усталені режими лінійних кіл з зосередженими параметрами. – 272с.: іл.
37. Филаретов В.В. Синтез оптимальных формул схемных функций электрических цепей // Электричество.- 1995.- № 4.– С. 36-43.
38. Ali Bekir Yildiz, “Modified Nodal Analysis-Based Determination of Transfer Functions for Multi-Inputs Multi-Outputs Linear Circuits” / ATKAFF 51(4), 353–360(2010). ISSN 0005-1144
39. Laurent Baratchart, Sylvain Chevillard, Adam Cooman, Martine Olivi, Fabien Seyfert. Linearized active circuits: transfer functions and stability[J]. Mathematics in Engineering, 2022, 4(5): 1-18. doi: 10.3934/mine.2022039
40. Кирхгоф Г.Р. Избранные труды. – М.: Наука, 1988.– 428 с.
41. Курганов С.А., Филаретов В.В. Неявный принцип наложения воздействий в линейных электрических цепях // Электричество.– 2003.



42. Курганов С. А. Символьный анализ и диагностика линейных электрических цепей методом схемных определителей: Учебное пособие/ С. А. Курганов, В. В. Филаретов.– Ульяновск: УлГТУ, 2003.– 228 с.
43. Крон, Г. Исследование сложных систем по частям – диакоптика [Текст] / Г. Крон; пер. с англ. Л. Я. Банах, А. В. Власова, И. А. Павлова, М. Д. Перминова, Б. А. Потемкина, А. В. Синева; под ред. А. В. Баранова. – Москва: Наука, 1972. – 544 с. – 2,51 р.
44. Замкнутые системы преобразования электрической энергии / В.Я. Жуйков, И.Е. Коротеев, В.М. Рябенский и др.: Под ред. В.Я. Жуйкова. – К.:Техніка; Братислава: Альфа, 1989.–320с.
45. Рыбин А. И., Кумсия М. С. Анализ параметрических цепей модифицированным методом припасовывания с использованием дискретного преобразования Фурье // Вісник НТУУ "КПІ". Серія Радіотехніка, Радіоапаратобудування. 2009. №38.
46. Choi, Hang-Seok. “Analysis and Design of LLC Resonant Converter with Integrated Transformer.” APEC 07 – Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (2007): 1630-1635.
47. Locorotondo, Edoardo et al. “Analytical Model of Power MOSFET Switching Losses due to Parasitic Components.” 2019 IEEE 5th International forum on Research and Technology for Society and Industry (RTSI) (2019): 331-336.
48. Engelkemeir, F., Gattozzi, A., Hallock, G., and Hebner, R. (2019). An Improved Topology for High Power Soft-Switched Power Converters. *Int. J. Electr. Power Energ. Syst.* 104, 575–582. doi:10.1016/j.ijepes.2018.07.049.
49. Resonant Circuits and Soft Switching (LLC Resonant Converter and Resonant Inverter), Resonant Circuits and Soft Switching Application Note, Toshiba Electronic Devices & Storage Corporation, © 2019.
50. Wenrong, Yang et al. “Research on EMI and ripple suppression of LLC Resonant Converter based on symmetric chaotic spread spectrum.” 2022 Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC) (2022): 296-298.

51. Перетворювачі постійної напруги на основі резонансних інверторів: монографія / Г.В. Павлов, А.В. Обрубов, О.В. Нікітіна, М.В. Покровський, – Миколаїв: НУК, 2013. – 372 с.
52. Maurizio Di Paolo Emilio. Wireless Charging Technology for EVs. – Power Electronics News / 2021. Куропятников
53. G. Guidi, J. A. Suul, F. Jensen and I. Sørensen, "Wireless Charging for Ships: High-Power Inductive Charging for Battery Electric and Plug-In Hybrid Vessels," in IEEE Electrification Magazine, vol. 5, no. 3, pp. 22-32, Sept. 2017. Куропятников
54. Wireless power transfer [Електронний ресурс]: [Веб-сайт]. – Режим доступу: [https://en.wikipedia.org/wiki/Wireless\\_power\\_transfer](https://en.wikipedia.org/wiki/Wireless_power_transfer) (дата звернення 5.10.2021) – Назва з екрана. Куропятников
55. Чиженко И. М. Справочник по преобразовательной технике / И.М. Чиженко. – К.: Техніка, 1978. – 447 с.
56. Bellar, Maria & Wu, T.S. & Tchamdjou, A. & Mahdavi, J. & Ehsani, Morteza. (1998). A review of soft-switched DC-AC converters. Industry Applications, IEEE Transactions on. 34. 847 - 860. 10.1109/28.703992.
57. Chien-Ming Wang, A Series-Resonant DC/AC Inverter for Impedance-Load Drives [Text] / Chien-Ming Wang, Guan-Chyun Hsieh, Senior member, IEEE Transactions on power electronics, Vol. 16, No. 3, May 2001, pp. 325-334.
58. Mariana Beňová, Branislav Dobrucký, Analysis and simulation of LCLC Resonant Inverter with Multifunction Output, 'University of West Bohemia', 1 January 2011, oai:dSPACE5.zcu.cz:11025/25898
59. Павлов Г.В. Резонансні перетворювачі в енергоефективних електротехнічних системах / Г.В. Павлов, А.В. Обрубов // Енергозбереження, енергетика, енергоаудит. Спец. Випуск. Т. 1. – 2014. – № 9. – С. 13–23.
60. Ibanez, Federico Martin. "Bidirectional Series Resonant DC/AC Converter for Energy Storage Systems." IEEE Transactions on Power Electronics 34 (2019): 3429-3444.

61. Високочастотні резонансні перетворювачі постійної та змінної напруги» монографія / Г.В. Павлов, І.Л. Вінниченко, М.В. Покровський, А.В. Обрубов. – Миколаїв: видавець Торубара В.В., 2020. – 205 с.
62. Руденко В.С. та ін. Промислова електроніка: Підручник /В.С. Руденко В.Я. Ромашко, В.В. Трифонюк. – Київ, Либідь, 1993, – 432 с.
63. Power Electronics Handbook (Second Edition). Devices, Circuits, and Applications [Text] Copyright © 2007 Elsevier Inc. All rights reserved, Edited by: *Muhammad H. Rashid*, Ph.D., Fellow IEE, Fellow IEEE ISBN: 978-0-12-088479-7.
64. Островерхов М.Я., Сенько В.І., Чибеліс В.І. Імпульсні перетворювачі стабілізованої напруги. – Київ, 2019. –241 с.
65. Інвертори і перетворювачі частоти: монографія / Сенько В.І., Трубіцин К.В., Чибеліс В.І. – Київ: Видавництво Ліра-К, 2020.–300с.
66. F.C. Lee, et al.: “Power architecture design with improved system efficiency, EMI and power density”, in Proc. of IEEE-PESC’08 Int’l Conf., Rhodes (GR), 2008, pp. 4131-4137.
67. Nagai, Shin-ichiro et al. “Two-Switch Auxiliary Resonant DC Link Snubber-Assisted Three-Phase Soft Switching PWM Sinewave Power Conversion System with Minimized Commutation Power Losses.” *Journal of Power Electronics* 3 (2003): 249-258.
68. Павлов Г.В., Обрубов А.В., Никитина Е.В. Энергетические характеристики преобразователя с резонансным контуром // *Технічна електродинаміка. Тем. вип. “Проблеми сучасної електротехніки”*. –Київ: ІЕД НАНУ. Ч. 6– 2006. – С. 68-71- 0,7 др. арк.
69. Lukić, Emilija et al. “Minimization of Commutation Losses in LLC Resonant Converter with GaN HEMTs and Si based MOSFETs.” 2021 21st International Symposium on Power Electronics (Ee) (2021): 1-6.
70. Xiao-qin, Liu. “Resonant DC link soft-switching inverter with transformer-assisted commutation.” *Electric Machines and Control* (2013): n. pag.

71. Павлов Г.В. Энергоэффективность резонансно-импульсного инвертора напряжения [Текст] // Павлов Г.В., Обрубков А.В., Электротехника. – 2013 – №1, с. 83-91.

72. N. O. Sokal and A. D. Sokal, "Class E, a new class of high-efficiency tuned single-ended switching power amplifiers," IEEE Journal Solid-State Circuits, vol. SC-10, pp. 168-176, June 1975.

73. R. Redl and N. O. Sokal, "A 14-MHz 100-Watt class E resonant converter: principles, design considerations and measured performance," Proc. Power Electronics Show and Conference, San Jose, CA, Oct. 1986, vol. 1, pp. 68-77.

74. Mohan, N., Power Electronics, 3rd Edition, Chapter 18. DC to AC Inverters – Resonant Mode Wiley International, 2003, Pages 775-793.

75. Павлов Г.В., Обрубков А.В., Никитина Е.В. Особенности управления транзистором одноконтурного квазирезонансного инвертора // Технічна електродинаміка. Тем. вип. "Силова електроніка та енергоефективність". –Київ: ІЕД НАНУ. Ч. II. – 2006. – С. 7-10 – 0,5 др. арк.

76. J. M. Rivas, Y. Han, O. Leitermann, A. D. Sagneri, and D. J. Perreault, "A high-frequency resonant inverter topology with low-voltage stress," IEEE Trans. Power Electron., vol. 23, no. 4, pp. 1759-1771, July 2008.

77. J. A. Garcia and Z. Popović, "Class-E Rectifiers and Power Converters: The Operation of the Class-E Topology as a Power Amplifier and a Rectifier with Very High Conversion Efficiencies," in IEEE Microwave Magazine, vol. 19, no. 5, pp. 67-78, July-Aug. 2018, doi: 10.1109/MMM.2018.2821063.

78. da Silva e Sousa, J.C. et al. "A full-bridge self-resonant PWM DC to DC converter operating at reduced conduction and commutation losses and working with three different transformers." ISIE '97 Proceeding of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics 2 (1997): 382-387 vol.2.

79. Tandon, Swati et al. "A ZVS Series Resonant Current-Fed PWM Controlled DC-DC Converter." 2020 IEEE Transportation Electrification Conference & Expo (ITEC) (2020): 320-325.

80. Baruah, Debanga Jyoti et al. “Feasible Evaluation of a Full-Bridge Resonant Inverter for Induction Heating Appliances with Vienna Rectifier for EMI-RFI Suppression.” *International journal of engineering research and technology* 9 (2020): n. pag.

81. Katayama, Shogo et al. “EMI Reduction by Spread Spectrum Clocking with Ripple Suppression for LLC Resonant Converter.” *2021 36th International Technical Conference on Circuits / Systems, Computers and Communications (ITC-CSCC)* (2021): 1-4.

82. Dong, Minghai et al. “Conducted EMI Estimation on GaN Step-up Resonant Converter for Electric Propulsion System.” *2022 4th International Conference on Smart Power & Internet Energy Systems (SPIES)* (2022): 866-871.

83. Павлов Г.В. Сравнение характеристик резонансных преобразователей при различных способах регулирования с использованием имитационных моделей [Текст] // Г.В. Павлов, А.В. Обрубков, Е.В. Никитина, Т.В. Щербинин *Технічна електродинаміка. Тем. вип. “Силова електроніка і енергоефективність”*. - Київ: ІЕД НАНУ, 2010. – Ч.1. – С. 97 – 102.

84. Павлов Г.В., Обрубков А.В. Расчет характеристик последовательно-резонансного преобразователя с релейным регулированием. // *Вісник НУК*. – Миколаїв, 2009. – 0,65 др. арк. (15 стор)

85. Булатов О. Г., Иванов В. С., Панфилов Д. И. Полупроводниковые зарядные устройства емкостных накопителей энергии. – М.: Радио и связь, 1986. – 160 с.

86. Пентегов И. В. Основы теории зарядных цепей емкостных накопителей энергии. Киев. Наукова Думка, 1982.

87. Yu Zhang, Jiancang Su, Lei Zheng, Xiudong Xu, Analysis and Elimination on the Common-Mode Interferences Generated in the Series-Resonant Converter System of High Power Tesla Pulse Driver, September 2019, *IET Science, Measurement and Technology* 13(7), DOI: 10.1049/iet-smt.2018.5066

88. Mao, Saijun et al. “A Coupled-Inductor-Based LCC Resonant Converter With the Primary-Parallel–Secondary-Series Configuration to Achieve Output-Voltage

Sharing for HV Generator Applications.” IEEE Transactions on Power Electronics 34 (2019): 6108-6122.

89. Athira, Puteri et al. “Resonant Inductive Coupling for Wireless Power Transmission.” International Journal of Energy and Power Systems (2022): n. pag.

90. Li, Si et al. “Research on A Novel Parallel Resonant DC Link Soft Switching Inverter Based on SiC MOSFET.” 2021 IEEE Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications in Asia (WiPDA Asia) (2021): 117-122.

91. Park, Hwa-Pyeong and Jeehoon Jung. “Design Methodology of Quasi-Resonant Flyback Converter With a Divided Resonant Capacitor.” IEEE Transactions on Industrial Electronics 68 (2021): 10796-10805.

92. Павлов Г.В., Обрубов А.В. Оптимізація комутації ключа високовольтного квазірезонансного перетворювача.// Вісник НУК(ел. зб). - Миколаїв, 2009. - 0,7 др. арк. (16 стор).

93. Cyr, Jean-Marc et al. “Comparative study of three resonant converter topologies.” Proceedings of Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (1993): 195-198 vol.1.

94. Belov, G. A. et al. “Analysis of an LCL-T Type Resonant Dc–Dc Converter by the Fundamental Harmonic Method.” Russian Electrical Engineering 90 (2019): 570 - 575.

95. Bellar, Maria & Wu, T.S. & Tchamdjou, A. & Mahdavi, J. & Ehsani, Morteza. (1998). A review of soft-switched DC-AC converters. Industry Applications, IEEE Transactions on. 34. 847 - 860. 10.1109/28.703992.

96. Blinov, Andrei et al. “High Gain DC–AC High-Frequency Link Inverter With Improved Quasi-Resonant Modulation.” IEEE Transactions on Industrial Electronics 69 (2021): 1465-1476.

97. Павлов Г.В., Обрубов А.В., Покровский М.В., Никитина Е.В. Исследование характеристик последовательно-параллельного резонансного преобразователя с фазо-частотным регулированием. - Матеріали “ПАЕТЗ-2007” – Миколаїв: ІАЕ НУК, 2007. – С. 143-149.

98. Fang, Zhijian et al. “Energy Feedback Control of Light-Load Voltage Regulation for LLC Resonant Converter.” IEEE Transactions on Power Electronics 34 (2019): 4807-4819.

99. UCC28600 8-Pin Quasi-Resonant Flyback Green-Mode Controller datasheet (Rev. K) [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <https://www.ti.com/product/UCC28600#product-details> – Заголовок з екрану.

100. TOPSwitch-HX Data Sheet [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <https://www.power.com/design-support/data-sheets/topswitch-hx-data-sheet> – Заголовок з екрану.

101. Xu, Yuzhen et al. “A Novel Phase-Shift Pulsewidth Modulation Method for Light-Load Bidirectional Resonant Converter.” IEEE Transactions on Power Electronics 38 (2023): 3257-3267.

102. Emamalipour, Reza et al. “A Multimode Control Scheme for Output Regulation and Voltage Balancing in a Stacked-Switch Resonant Converter With Extended High Efficiency for Wide Gain Range Applications.” IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics 11 (2023): 1838-1853.

103. Павлов Г.В., Обрубов А.В., Никитина Е.В. Система широтно-частотного управління резонансним преобразователем // Технічна електродинаміка. Тем. вип. “Силова електроніка та енергоефективність”. –Київ: ІЕД НАНУ. Ч. III. – 2006. – С. 59-62 – 0,7 др. арк.

104. Мікропроцесорні системи управління резонансними перетворювачами постійної напруги: навчальний посібник / Г.В. Павлов, А.В. Обрубов, О.В. Нікітіна, М.В. Покровський; За ред. Г.В. Павлова. – Миколаїв: НУК, 2010 – 156 с.

105. Sankhe, Darshana N. et al. “FPGA-Based Hybrid Control Strategy for Resonant Inverter in Induction Heating Applications.” IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics 3 (2022): 156-165.

106. Zanatta, Nicola et al. “Analysis and Design of a Partial-Power Post-Regulator Based DC/DC Converter for Automotive Applications.” 2022 IEEE 13th International

Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG) (2022): 1-6.

107. WE-LLCR Resonant Converter [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <https://www.we-online.com/en/components/products/WE-LLCR> – Заголовок з екрану.

108. Павлов Г.В., Обрубов А.В., Нікітіна О.В., Покровський М.В. Високовольтний квазірезонансний перетворювач зі змінною амплітудою вихідних імпульсів// Технічна електродинаміка. Тем. вип. “Силова електроніка і енергоефективність”. - Київ: ІЕД НАНУ, 2010. – Ч.3. - С 84 - 87.

109. Song, Min-Sup and Jae-Bum Lee. “Pulse-Amplitude-Modulation Full-Bridge Diode-Clamped Multilevel LLC Resonant Converter Using Multi-Neighboring Reference Vector Discontinuous PWM.” *Energies* (2022): n. pag.

110. Wang, Xueyi et al. “Realize Whole-gain-range Resonance Hold-on via Inserting Variable Capacitor in LLC converter.” 2021 IEEE 2nd China International Youth Conference on Electrical Engineering (CIYCEE) (2021): 1-7.

111. Павлов Г.В., Обрубов А.В., Покровский М.В., Никитина Е.В. Резонансный преобразователь постоянного напряжения с фазовым регулированием // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск “Силова електроніка і енергоефективність”. Київ: ІЕД НАНУ. Ч. 1. – 2008. - С. 14-19.

112. Qin, Yue et al. “High Efficiency Resonant Converter with Smooth Frequency Regulation for Wide Input Voltage Applications.” 2022 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC) (2022): 1115-1119.

113. Павлов Г. В. Преобразователь частоты на основе резонансного инвертора с нелинейным управлением [текст] / Г.В. Павлов, А.В. Обрубов, И.Л. Винниченко / Вісник НТУ "ХПІ", вип. 12 (1121), 2015, с. 490-494.

114. Moghaddami, Masood et al. “A Power-Frequency Controller With Resonance Frequency Tracking Capability for Inductive Power Transfer Systems.” *IEEE Transactions on Industry Applications* 54 (2018): 1773-1783.

115. Yeo, A. and Hans Brekelmans. “An adaptive low power DC-DC converter concept for PLL controlled tuning of RF circuits.” ISCE '97. Proceedings of 1997



IEEE International Symposium on Consumer Electronics (Cat. No.97TH8348) (1997): 128-132.

116. Yamamoto, Isamu et al. “A novel resonant boost converter with double switches improved by PLL.” 2007 European Conference on Power Electronics and Applications (2007): 1-8.

117. Chan, Tso-Sheng and Chern-Lin Chen. “LLC resonant converter for wireless energy transmission system with PLL control.” 2008 IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies (2008): 136-139.

118. Monolithicpower. LLC Design Tool [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.monolithicpower.com/en/design-tools/design-tools/llc-design-tool.html> – Заголовок з екрану.

119. Texas Instruments. LLC controllers [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.ti.com/power-management/acdc-isolated-dcdc-switching-regulators/llc-controllers/products.html> – Заголовок з екрану.

120. Infineon. Half-bridge and LLC controller [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.infineon.com/cms/en/product/power/ac-dc-power-conversion/ac-dc-pwm-pfc-controller/llc-resonant-mode-controller/> – Заголовок з екрану.

121. Microsemi's Resonant Mode LLC Half-Bridge Controllers [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.microsemi.com/product-directory/power-management/1292-resonant-mode-controllers> – Заголовок з екрану.

122. STMicroelectronics. Digital and Resonant Controllers [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.st.com/en/power-management/digital-and-resonant-controllers.html> – Заголовок з екрану.

123. Кулик В. Д., Юрченко Н. Н. Тиристорные инверторы резонансного типа с широтным регулированием напряжения. – Київ: Наукова думка, 1990. – 200 с.

124. Jeong, Chae-ho et al. “Single-Stage PWM Converter for Dual-Mode Control of Capacitive Wireless Power Transmission.” 2018 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (Wow) (2018): 1-5.

125. Chen, Hui et al. "A Secondary Partial Energy Phase Shift Regulation LLC Resonant Converter with Current Sharing Ability." 2019 10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2019 - ECCE Asia) (2019): 1141-1146.

126. Wang, Minglong et al. "A Current-Sharing Method for Interleaved High-Frequency LLC Converter With Partial Energy Phase Shift Regulation." IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics 10 (2021): 760-772.

127. Roy, Jinia et al. "Series resonant converter for pulsating power operating at fixed frequency." 2022 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE) (2022): 1-6.

128. Xue, Bo et al. "Phase-Shift Modulated Interleaved LLC Converter With Ultrawide Output Voltage Range." IEEE Transactions on Power Electronics 36 (2021): 493-503.

129. Mishima, Tomokazu and Yasutaka Koga. "Variable Frequency Phase-Shift Modulation Symmetrical Series-Resonant Bidirectional DC-DC Converter - Analysis and Verification of ZVS Performance and Reactive Power Minimization-." IEEE Journal of Industry Applications (2021): n. pag.

130. Lin, Jing-Yuan et al. "Variable-Frequency and Phase-Shift With Synchronous Rectification Advance On-Time Hybrid Control of LLC Resonant Converter for Electric Vehicles Charger." IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics 4 (2023): 348-356.

131. Zanatta, Nicola et al. "A Two-Stage Isolated Resonant DC-DC Converter for Wide Voltage Range Operation." 2021 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2021 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I&CPS Europe) (2021): 1-6.

132. Ji, Chao et al. "A novel full soft-switching resonant power converter for mid-feeder voltage regulation of low voltage distribution network." 2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe) (2016): 1-6.

133. Павлов Г. В., Обрубов А. В. Установившиеся режимы работы последовательно-резонансного преобразователя при асинхронном и синхронном

управлении // Технічна електродинаміка. Спеціальний випуск, №2. Т.1. – 1998. – С. 166-169.

134. Скрипников Ю.Ф. Колебательный контур. М., «Энергия», 1970. 128с. с илл.

135. Зевеке Г.В., Ионкин П.А., Нетушил А.В. и др. Основы теории цепей. — М.: Энергоатомиздат, 1989. — 528 с., ил.

136. Бессонов Л.А. “Теоретические основы электротехники. Электрические цепи”. Издание девятое переработанное и дополненное. – М.: Высшая школа, 1996. – 638 с.

137. AN-4151, Half-Bridge LLC Resonant Converter Design Using FSFR-Series Fairchild Power Switch (FPS™), Fairchild Semiconductor Corporation, 2007, Rev. 1.0.2•10/22/14

138. Resonant Circuits and Soft Switching (LLC Resonant Converter and Resonant Inverter), Resonant Circuits and Soft Switching Application Note, Toshiba Electronic Devices & Storage Corporation, © 2019.

139. Павлов Г. В., Обрубков А. В., Покровский М. В. Оценка динамических характеристик последовательно-резонансного преобразователя // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск “Проблеми сучасної електротехніки”. Київ: ІЕД НАНУ. Ч. 6. – 2000. С. 42-47.

140. Павлов Г.В., Обрубков А.В. Регулятор тока на основе резонансной ячейки // Збірник наук. пр. УДМТУ. – Миколаїв: УДМТУ, 2000. – С. 157-164.

141. Павлов Г.В., Обрубков А.В. Линеаризованная математическая модель последовательно-резонансного преобразователя // Электроника и связь – К.: НТУУ “КПИ” ФЭЛ. – 2003. – №19. – С. 20-24.

142. Bob Erickson, Resonant Power Conversion (PDF), Colorado Power Electronics Center, Department of Electrical, Computer and Energy Engineering University of Colorado, Boulder, 2012.

143. Павлов Г.В., Обрубков А.В., Пекер Б.Н. Динамическая модель активного резонансного контура инвертора при частотном регулировании // Технічна

електродинаміка. Тематичний випуск “Проблеми сучасної електротехніки” Київ: ІЕД НАНУ. Ч. 5. – 2004. – С. 85-88.

144. Luo, Huan et al. “Voltage-Mode Variable-Frequency Controlled LLC Resonant Power Factor Correction Converter and Its Accurate Numerical Calculation Analysis.” IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics 11 (2023): 1979-1994.

145. Бондарев В.Н., Трестер Г., Чернега В.С. Б811 Цифровая обработка сигналов: методы и средства: Учеб. пособие для ву-зов. 2-е изд. – Х.: Конус, 2001.-398с.: ил. ISBN 966-7636-14-3

146. Wolf, Christopher M. and Michael W. Degner. “The Development and applications of a novel PWM spectral analysis technique.” 2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC) (2017): 1-8.

147. Зельдович Я. Б., Мышкис А. Д. Элементы прикладной математики. – 5-е изд., испр. и дополн. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2008. — 592 с. ISBN 978-5-9221-0775-4.

148. Павлов Г. В., Обрубков А. В., Покровский М. В. Регулировочные характеристики преобразователей постоянного напряжения с последовательными резонансными инверторами // Технічна електродинаміка. – 2001. – №4. – С. 18-22.

149. Y. Yin, R. Zane, R. Erickson, J. Glaser, "Direct Modeling of Envelope Dynamics in Resonant Inverters," IEEE Power Electronics Specialists Conference, June 2003, pp.1313-1318.

150. Hu, Manli et al. “Frequency / duty cycle control of LCC resonant converter supplying high voltage very low frequency test systems.” 2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications (2009): 1-10.

151. Релейные автоматические системы, Я.З. Цыпкин. Главная редакция физико-математической литературы, изд-во «Наука», М., 1974, 576с.

152. Bellar, Maria & Wu, T.S. & Tchamdjou, A. & Mahdavi, J. & Ehsani, Morteza. (1998). A review of soft-switched DC-AC converters. Industry Applications, IEEE Transactions on. 34. 847 - 860. 10.1109/28.703992.

153. Деч Г. Руководство к практическому применению преобразования Лапласа: Пер. с нем. – Москва: Гос. изд. физико-математич. Лит, 1958. – 207 с.
154. Ohno, E. 1988. Introduction to Power Electronics, Clarendon Press, Oxford, U.K.
155. M. Salem and K. Yahya, “Resonant Power Converters,” Electric Power Conversion, May 2019, doi: 10.5772/intechopen.81629.
156. Теоретические основы электротехники: В 2 т. Т. 1: Основы теории линейных цепей / П.А. Ионкин, А.И. Даревский, Е.С. Кухаркин, В.Г. Миронов, Н.А. Мельников.– М.: Высшая школа, 1976.– 544 с.
157. Теоретичні основи електротехніки Частина 1: Конспект лекцій з дисципліни «Теоретичні основи електротехніки» / Уклад.: Є.А. Кудря, Л.Ю. Спінул, під ред.. А.А. Щерби – Київ., 2012. – 150 с.
158. Теоретичні основи електротехніки. Частина 2: Конспект лекцій з дисципліни «Теоретичні основи електротехніки» / Уклад.: Є.А. Кудря, Л.Ю. Спінул, М.А. Щерба. – Київ.: 2013. – 176 с.
159. Петренко І.А. Основи електротехніки та електроніки: Навч. посібник для дистанційного навчання: у 2 ч. – Ч.1: Основи електротехніки. – К.: Університет «Україна», 2006. – 411с., (§ 2.7).
160. Superposition Theorem. Vol. Direct Current (DC), CHAPTER 10 DC Network Analysis [Електронний ресурс] // EETech Media, LLC. – 2021. – Режим доступу до ресурсу: <https://www.allaboutcircuits.com/textbook/direct-current/chpt-10/superposition-theorem/>
161. Urbano M. Superposition Theorem [Електронний ресурс] / Magno Urbano // Wiley. – 2019. – Режим доступу до ресурсу: <https://doi.org/10.1002/9781119580164.ch23>.
162. Куо Б. Теория и проектирование цифровых систем управления: Пер. с англ. – М.: Машиностроение, 1986. – 448с.
163. І.О. Анісімов. Коливання // Енциклопедія Сучасної України : енциклопедія [електронна версія] / ред.: І.М. Дзюба, А.І. Жуковський, М.Г. Железняк та ін.; НАН України, НТШ. Київ: Інститут енциклопедичних

досліджень НАН України, 2014. Т. 14. URL: <https://esu.com.ua/article-5653> (дата перегляду: 22.01.2023)

164. Мельник, В. С. Модуляція коливань у резонансній системі із змінною власною частотою [Текст] / В. С. Мельник, І. В. Шевера // Науковий вісник Ужгородського університету : серія: Фізика / гол. ред. В. Різак; відп. за вип. М. Мар'ян. – Ужгород: Видавництво УжНУ "Говерла", 2018. – Вип. 43. – С. 125–136

165. Добротность [Електронний ресурс] // Вікіпедія. – 2021. – Режим доступу до ресурсу: <https://ru.wikipedia.org/wiki/Добротность>.

166. Логарифмический декремент колебаний [Електронний ресурс] // Вікіпедія. – 2022. – Режим доступу до ресурсу: [https://ru.wikipedia.org/wiki/Логарифмический\\_декремент\\_колебаний](https://ru.wikipedia.org/wiki/Логарифмический_декремент_колебаний).

167. Ахмед Н., Рао К.Р. Ортогональные преобразования при обработке цифровых сигналов: Пер. с англ. / Под ред. И.Б. Фоменко. – М.: Связь, 1980. – 248 с, ил.

168. Филлипс Ч., Харбор Р., Системы управления с обратной связью. – М.: Лаборатория базових знаний, 2001 – 616 с. ил.

169. ode23t [Електронний ресурс] // MathWorks, Inc.. – 2020. – Режим доступу до ресурсу: <https://www.mathworks.com/help/matlab/ref/ode23t.html>.

170. И. Б. Ядыкин, О передаточной функции по огибающей, Автомат. и телемех., 1966, выпуск 8, 65–76

171. Деч Г. Руководство к практическому применению преобразования Лапласа и Z-преобразования (Серия «Физико-математическая библиотека инженера») М., 1971 г., 288 стр. с илл.

172. Павлов Г. В., Обрубов А. В., Покровский М. В. Особенности энергообмена в последовательно-резонансных преобразователях // Технічна електродинаміка. – 1999. – №6. – С. 36-41.

173. Павлов Г. В., Обрубов А. В. Покровський М. В. Резонансні перетворювачі в пристроях суднової автоматики і системах управління: Навчальний посібник / За ред. Г. В. Павлова. – Миколаїв: УДМТУ, 2003. – 108 с.

174. Павлов Г. В., Обрубков А. В. Регулятор тока с резонансным контуром // Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України. Збірник наукових праць. №2(5). – 2003. – С. 44-49.

175. Xu P, Kang L, Xie D, Luo X, Lin H. A Switch-Reduced Multicell-to-Multicell Battery Equalizer Based on Full-Bridge Bipolar-Resonant LC Converter. *Batteries*. 2022; 8(6):53. <https://doi.org/10.3390/batteries8060053>

176. P. Kowstubha, K. Krishnaveni, K. Ramesh Reddy, Performance analysis of pulse analog control schemes for LLC resonant DC/DC converters suitable in portable applications, *Journal of Electrical Systems and Information Technology*, Volume 3, Issue 3, 2016, pp 454-470, ISSN 2314-7172, <https://doi.org/10.1016/j.jesit.2016.07.001>.

177. Zero-voltage-switching PWM resonant full-bridge converter with minimized circulating losses and minimal voltage stresses of bridge rectifiers for electric vehicle battery chargers. *IEEE Trans. Power Electron.*, 28 (October (10)) (2013), pp. 4657-4667

178. Vijayalakshmi, R., & Shenai, K. (1999). Characterization and physical modeling of power bipolar transistors in soft switching converters. *APEC '99. Fourteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition. 1999 Conference Proceedings (Cat. No.99CH36285)*, 2, 670-675 vol. 2.

179. Gorodny, A.N., Dymerecs, A.V., Kut, Y., Denisov, Y.O., & Natalia, D. (2019). Generalized Method of Commutation Processes Calculation in High-Frequency Switched-Mode Power Converters. *Advances in Intelligent Systems and Computing*.

180. Weimer, J., Koch, D., Schnitzler, R., & Kallfass, I. (2021). Determination of Hard- and Soft-Switching Losses for Wide Bandgap Power Transistors with Noninvasive and Fast Calorimetric Measurements. *2021 33rd International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD)*, 327-330.

181. LLC-3 B. Yang, F. Lee, A. Zhang, and G. Huang, “LLC Resonant Converter for Front-End DC/DC Conversion”, *IEEE APEC, 2002 Record*, pp. 1108-1112.

182. Павлов Г.В., Обрубков А.В., Никитина Е.В. Исследование статических характеристик резонансного преобразователя методом комбинирования составляющих тока контура // Сборник научных трудов НУК 3, 2014, с. 47-56.

183. Wei, Y. (2021). LLC and CLLC Resonant Converters Based DC Transformers (DCXs): Characteristics, Issues, and Solutions. CPSS Transactions on Power Electronics and Applications. [https://www.semanticscholar.org/paper/LLC-and-CLLC-Resonant-Converters-Based-DC-\(DCXs\)%3A-Wei/c99c98d02e024a95b88c27f8a3f9213b236984b5](https://www.semanticscholar.org/paper/LLC-and-CLLC-Resonant-Converters-Based-DC-(DCXs)%3A-Wei/c99c98d02e024a95b88c27f8a3f9213b236984b5)

184. Резонансный преобразователь с дозированной передачей энергии для низковольтных сетей распределенного питания / Г.В. Павлов, А.В. Обрубков, И.Л. Винниченко // Технічна електродинаміка. — 2016. — № 4. — С. 38-40. — Бібліогр.: 5 назв. — рос.

185. Ninomiya, T., Higashi, T., Harada, K., Tsuya, N., Gohnai, T., & Honda, Y. (1986). Analysis of the static and dynamic characteristics of push-pull parallel resonant converters. 1986 17th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 367-374.

186. González, S.A., Valla, M.I., & Muravchik, C.H. (2001). Analysis and design of clamped-mode resonant converters with variable load. IEEE Trans. Ind. Electron., 48, 812-819.

187. Gu, L., Surakitbovorn, K.N., Zulauf, G.D., Chakraborty, S., & Rivas-Davila, J.M. (2020). High-Frequency Bidirectional Resonant Converter for High Conversion Ratio and Variable Load Operation. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 8, 1983-1993.

188. Wang, Panbao et al. “A series-resonance-based three-port converter with unified autonomous control method in DC microgrids.” 2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC) (2018): 3270-3274.

189. Павлов Г.В., Пекер Б.Н., Обрубков А.В. Динамическая модель активного резонансного контура инвертора при частотном регулировании. – Технічна електродинаміка. Тем. вип.. “Силовая електроніка та енергоефективність”. Київ: ІЕД НАНУ. Ч.5 – 2004. – С. 85-88.



190. Павлов Г.В., Обрубков А.В., Покровский М.В., Никитина Е.В., Пекер Б.Н. Исследование низкочастотных автоколебаний в преобразователе с последовательным резонансным контуром // Технічна електродинаміка. Тем. вип. “Проблеми сучасної електротехніки”. Київ: ІЕД НАНУ. Ч. 8. – 2006. – С. 46-49 – 0,7 др. арк.

191. Павлов Г.В., Обрубков А.В., Покровский М.В., Никитина Е.В. Динамическая модель резонансного преобразователя с фазовым регулированием. // Тематичний випуск “Силова електроніка та енергоефективність”. Київ: ІЕД НАНУ. Ч. I. – 2007. - С. 88-91.

192. Жуйков В. Я. Підвищення ефективності систем з відновлюваними джерелами енергії: монографія / В. Я. Жуйков, Л. М. Лук’яненко, Д. А. Миколаєць, К. С. Осипенко, А. О. Стелюк, Т. О. Терещенко, Ю. С. Ямненко. – К.: Кафедра, 2018. – 368 с. українською мовою; Ухвалено Вченою радою ІЕД № 5; дата 03.05.2018

193. Терещенко Т.О., Федін І.С., Овсієнко М.Ю., Лайкова Л.Г. Автономні інвертори в системах електроживлення з відновлюваними джерелами енергії. Вчені записки Таврійського національного університету імені В.І. Вернадського. Серія: Технічні науки. 2019. Том 30 (69) № 2; Url - [http://nbuv.gov.ua/UJRN/sntuts\\_2018\\_29\\_3%282%29](http://nbuv.gov.ua/UJRN/sntuts_2018_29_3%282%29);

194. Luo, X., Kang, L., Lu, C., Linghu, J., Lin, H., & Hu, B. (2021). An Enhanced Multicell-to-Multicell Battery Equalizer Based on Bipolar-Resonant LC Converter. Electronics.

195. Pecelj, I., de Haan, S.W., & Ferreira, J.A. (2012). A soft-switched, flying inductor DC-DC converter suitable for photovoltaic panels. Proceedings of The 7th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2, 1241-1246.

196. Jean-Pierre, G., Altin, N., & Nasiri, A. (2019). A Three-Port LLC Resonant Converter for Photovoltaic-Battery Hybrid System. 2019 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), 1-6.

197. Katre, K.P. (2019). Half-Wave Cycloconverter-Based Photovoltaic Microinverter Topology With Phase-Shift Power Modulation.

198. Ramakrishna Reddy, C.K., Porpandiselvi, S., & Veeramallu, S.V. (2018). Input Controlled Series-Resonant Converter for LED Lighting Application. 2018 3rd International Conference on Communication and Electronics Systems (ICCES), 608-612.
199. Laurent Baratchart, Sylvain Chevillard, Adam Cooman, Martine Olivi and Fabien Seyfert. Linearized active circuits: transfer functions and stability. *Mathematics in Engineering*, 2021, 4(5): 1–18. DOI:10.3934 / mine.2022039
200. STPOWER N-channel MOSFETs > 700 V – Products [Электронный ресурс] // STMicroelectronics. – 2023. – Режим доступа до ресурсу: <https://www.st.com/en/power-transistors/stpower-n-channel-mosfets-gt-700-v/products.html>.
201. 500V-950V CoolMOS™ N-Channel Power MOSFET [Электронный ресурс] // Infineon Technologies AG. – 2023. – Режим доступа до ресурсу: <https://www.infineon.com/cms/en/product/power/mosfet/n-channel/500v-950v/>.
202. Берталанфи Л. фон. Общая теория систем: критический обзор / Людвиг фон Берталанфи // Исследования общей теории систем / под общ. ред. В. Н. Садовского и Э. Г. Юдина. – М. : Прогресс, 1969. – 520 с.
203. Баскаков А. Я., Туленков Н. В. Методология научного исследования: Учеб. пособие. — 2-е изд., испр. — К.: МАУП, 2004. — 216 с.: ил. — Библиогр.: с. 208–212.
204. Колесников, О. В. Основи наукових досліджень: навч. посіб. / О. В. Колесников. — Х.: УкрДАЗТ, 2008. — 170 с.
205. Сигорский В.П., Петренко А.И. Алгоритмы анализа электронных схем / Изд. 2-е, перераб. и дополнен. – М.: Советское радио, 1976. – 608 с.
206. Сигорский В.П. Моделирование электронных схем. – Киев: КПИ, 1982. – 122 с.
207. Johansson, B. (2005). DC-DC Converters – Dynamic Model Design and Experimental Verification. Department of Industrial Electrical Engineering and Automation, Lund Institute of Technology

208. Saleh M, Oliva R, Davidsen P, Kampmann CE (2006) Eigenvalue Analysis of System Dynamics Models: Another Perspective. Proceedings of the Int System Dynamics Conference, Neijmegen, The Netherlands, July 2006. System Dynamics Society, Albany

209. B. Lela, J. Krolo, T. Mirić, Mathematical modelling of an experimental-analytical method for friction coefficient determination in deep drawing. *Materialwiss. Werkstofftech.* 2019, 50, 372.

210. Turner, Benjamin. (2020). Model laboratories: A quick-start guide for design of simulation experiments for dynamic systems models. *Ecological Modelling.* 434. 10.1016/j.ecolmodel.2020.109246.

211. Ślusarczyk, Ł. Experimental-Analytical Method for Temperature Determination in the Cutting Zone during Orthogonal Turning of GRADE 2 Titanium Alloy. *Materials* 2021, 14, 4328. <https://doi.org/10.3390/ma14154328>

212. Bose, B.K. (2013). *Modern Power Electronics and AC Drives*. PHI Learning Pvt Ltd.

213. Siroos, A., & Sedighizadeh, M., Afjei, E., Sheikhi, A. & Yarkarami, S. (2021). System identification and control design of a wireless charging transfer system with double-sided LCC converter. *Arabian Journal for Science and Engineering*, 46, 10287–10288, <https://doi.org/10.1007/s13369-021-05548-0>.

214. Pavlov, G., Obruchov, A. & Vinnychenko, I. (2021). Design procedure of static characteristics of the resonant converter. Proc. of IEEE 3rd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (*UKRCON*), 401-406, doi: 10.1109/UKRCON53503.2021.9575698.

215. Pavlov, G., Pokrovskiy, M., & Vinnichenko, I. (2018). Load characteristics of the serial-to-serial resonant converter with pulse-number regulation for contactless inductive energy transfer. Proc. of IEEE 3rd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS), 133-138, doi: 10.1109/IEPS.2018.8559590.

216. Pavlov, G., Obruchov, A. & Vinnychenko, I. (2016). The linearized dynamic model of the series resonant converter for small signals. Conference Proceedings of IEEE 2nd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS),

221-225, doi: 10.1109/IEPS.2016.7521879.

217. Tian, H., Tzelepis, D., & Papadopoulos, P.N. (2021). Electric vehicle charger static and dynamic modelling for power system studies. *Energies*, 14, 1801, <https://doi.org/10.3390/en14071801>.

218. Tian, Sh. Lee, F.C., Mattavelli, P., & Yan, Y. Small-signal Equivalent Circuit Model of Series Resonant Converter. Blacksburg, VA: Virginia Tech.

219. Yin, Y., Zane, R., Erickson, R. & Glaser, J. (2003). Direct modeling of envelope dynamics in resonant inverters. Conf. Proc. of 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist (PESC), 3, 1313-1318, doi: 10.1109/PESC.2003.1216778.

220. Jain, A., & Massimiani, I. C. (2021). LCC resonant converter design and transfer function computation using FHA analysis. Conf. Proc. of 4th Biennial International Conference on Nascent Technologies in Engineering (ICNTE), 1-5, doi: 10.1109/ICNTE51185.2021.9487672.

221. González, J.M., Triviño-Cabrera, A., & Aguado, J.A. (2018). Design and validation of a control algorithm for a SAE J2954-compliant wireless charger to guarantee the operational electrical constraints. *Energies*, 11, 604. <https://doi.org/10.3390/en11030604>.

222. Zheng, K., Zhang, G., Zhou, D., Li, J., & Yin, S. (2018). Modeling, dynamic analysis and control design of full-bridge LLC resonant converters with sliding-mode and PI control scheme. *Journal of Power Electronics*, 18(3), 766–777. <https://doi.org/10.6113/JPE.2018.18.3.766>.

223. Wang, W. P., Shi, Y. J., & Yang, D. B.(2008). A new modeling method for the switching power converter. Proc. IEEE Power Electronics and Intelligent Transportation System, 404-407, doi: [10.1109/PEITS.2008.117](https://doi.org/10.1109/PEITS.2008.117).

224. Valdivia, V., & Barrado, A. (2010). Black-box modeling of DC-DC converters based on transient response analysis and parametric identification methods. Proc. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1131-1138, doi: [10.1109/APEC.2010.5433361](https://doi.org/10.1109/APEC.2010.5433361).

225. Valdivia, V., & Barrado, A. (2009). Simple modeling and identification

procedures for “black-box” behavioral modeling of power converters based on transient response analysis. IEEE Trans. Power Electron., 24(12), 2776 - 2790, doi: [10.1109/TPEL.2009.2030957](https://doi.org/10.1109/TPEL.2009.2030957).

226. Gilat. A. (2014). MATLAB: An Introduction with Applications 5th Edition. Hoboken, NJ: Wiley.

227. Сигорский В.П. Математический аппарат инженера. – Киев.: Техника, 1977. – 766 с.

228. Артым А.Д., Филин В.А., Есполов К.Ж. Новый метод расчета процессов в электрических цепях. – СПб.: «Элмор», 2001. – 192 с.

229. Пентегов И.В., & Волков И.В. (2006). Связь между параметрами электромагнитных, принципиальных схем и схем замещения двухобмоточных трансформаторов. Электротехника і Електромеханіка, 3, 68-79.

230. ode15s [Электронный ресурс] // The MathWorks, Inc.. – 2023. – Режим доступа до ресурсу: <https://www.mathworks.com/help/matlab/ref/ode15s.html>.

231. Dongming G., & Dangshu, W. (2021). Research on transmission characteristics of dual LCL resonance compensation topology in wireless charging system. Proc. of IEEE 5th Information Technology, Networking, Electronic and Automation Control Conference (ITNEC), 185-189, doi: 10.1109/ITNEC52019.2021.9586815.

232. arx [Электронный ресурс] // The MathWorks, Inc.. – 2023. – Режим доступа до ресурсу: <https://www.mathworks.com/help/ident/ref/arx.html>.

233. Loss Function and Model Quality Metrics [Электронный ресурс] // The MathWorks, Inc.. – 2023. – Режим доступа до ресурсу: <https://www.mathworks.com/help/ident/ug/model-quality-metrics.html>.

234. fpe [Электронный ресурс] // The MathWorks, Inc.. – 2023. – Режим доступа до ресурсу: [https://www.mathworks.com/help/ident/ref/idmodel.fpe.html?searchHighlight=Final%20Prediction%20Error&s\\_tid=srchtitle\\_Final%20Prediction%20Error\\_2](https://www.mathworks.com/help/ident/ref/idmodel.fpe.html?searchHighlight=Final%20Prediction%20Error&s_tid=srchtitle_Final%20Prediction%20Error_2).

235. What Are Polynomial Models? [Электронный ресурс] // The MathWorks, Inc.. – 2023. – Режим доступа до ресурсу:

<https://www.mathworks.com/help/ident/ug/what-are-polynomial-models.html>.

236. K. Zheng, G. Zhang, D. Zhou, J. Li, and S. Yin, “Modeling, Dynamic Analysis and Control Design of Full-Bridge LLC Resonant Converters with Sliding-Mode and PI Control Scheme,” *Journal of Power Electronics*, vol. 18, no. 3, pp. 766–777, May 2018.

237. Hongmei Wan, High Efficiency DC-DC Converter for EV Battery Charger Using Hybrid Resonant and PWM Technique [Text] / Thesis, Virginia Tech, 2012 – 125 p.

238. Solver [Электронный ресурс] // The MathWorks, Inc.. – 2023. – Режим доступа до ресурсу: <https://www.mathworks.com/help/simulink/gui/solver.html>.

239. LNK302/304-306 LinkSwitch-TN Family [Электронный ресурс] // Power Integrations, Inc.. – 2013. – Режим доступа до ресурсу: <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/590872/POWERINT/LNK304.html>.

240. FSFR-Series / FSFR2100 Fairchild Power Switch (FPS™) for Half-Bridge Resonant Converter [Электронный ресурс] // Fairchild Semiconductor Corporation. – 2007. – Режим доступа до ресурсу: <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/206668/FAIRCHILD/FSFR2100.html>.

241. TL431, TL432 Precision Programmable Reference [Электронный ресурс] // Texas Instruments, Inc. – 2022. – Режим доступа до ресурсу: <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/1442271/TI/TL431.html>.

242. Huang, J., & Zhang, X. (2020). Step-by-Step Threshold Design Methodology of Switching Frequency Regulation for a Generalized Resonant DC–DC Converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 67, 10975-10980.

243. Shampine, L. F. and M. E. Hosea, “Analysis and Implementation of TR-BDF2,” *Applied Numerical Mathematics* 20, 1996.

244. L. Baratchart, S. Chevillard, F. Seyfert, On transfer functions realizable with active electronic components, INRIA Research Report RR-8659, 2014. Available from: <https://hal.inria.fr/hal-01098616>.

245. Сигорский В.П., Петренко А.И. Основы теории электронных схем.- Киев: Выща школа, 1971. – 610 с.

246. Руденко В. С. Расчет устройств преобразовательной техники / В. С. Руденко, В. Я. Жуйков, И. Е. Коротеев. – 1980 – 135с.

247. Бойко В.І. Аналогова схемотехніка та імпульсні пристрої / В.І Бойко, О.В. Богдан,, В.Я Жуйков, А.А.Зорі, В. М. Спивак , Т.О Терещенко – 3-те вид., допов. І переробл. – К.: 2010 – 480 с. українською мовою

248. Кононюк А. Е. Обобщенная теория моделирования. Начала: "Освіта України", 2012. – 708 с. ISBN 978-966-7599-50-8

249. A. F. Witulski and R. W. Erickson, "Design of the series resonant converter for minimum stress," IEEE Transactions on Aerosp. Electron. Syst., Vol. AES-22, pp. 356-363, July 1986.

250. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров – М., 1970. – 720 с.

251. Электропитание устройств и систем телекоммуникаций: Учебное пособие для вузов / В. М. Бушуев, В. А. Демянский, Л. Ф. Захаров и др. — М.: Горячая линия—Телеком, 2009. —384 с.: ил.

252. Zhang, Junkun et al. "High-Efficiency Push–Pull Resonant Converter Solution for Auxiliary Power Supply in 70-kV Isolated Applications." IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics 10 (2022): 632-647.

253. Топчеев Ю. И. Атлас для проектирования систем автоматического регулирования. Учебное пособие для ВТУЗов.– М.:Машиностроение,1989.– 752 с.

## Додаток Д1

### Файл «ВідносніЗміщення.xmcd»

Експериментальні графіки вваріативних зміщень  $V = \sigma v$  в залежності від напруги і частоти  
 $im$  - Кількість елементів 0 - N-1, в матриці можна добавляти  $n$  вказавши стовпці 0 строки  $n$

$im := 4$     $i := 0..im$     $wg = 0.7 \ 0.9 \ 1.0 \ 1.1 \ 1.25$  - це стовпці матриць даних варіативних зміщень

$$wg := \begin{pmatrix} 0.7 \\ 0.9 \\ 1.0 \\ 1.1 \\ 1.25 \end{pmatrix} \quad v_{u2} := \begin{pmatrix} 0.6877 & 0.5852 & 0.5031 & 0.4590 & 0.4054 \\ 0.6851 & 0.5811 & 0.5031 & 0.4623 & 0.4097 \\ 0.6800 & 0.5791 & 0.5027 & 0.4640 & 0.4155 \\ 0.6696 & 0.5671 & 0.5025 & 0.4750 & 0.4300 \\ 0.6463 & 0.5470 & 0.5017 & 0.4821 & 0.4546 \\ 0.5740 & 0.5027 & 0.5013 & 0.5018 & 0.4995 \end{pmatrix} \quad v_{u7} := \begin{pmatrix} 0.7303 & 0.6637 & 0.5060 & 0.3625 & 0.3078 \\ 0.7253 & 0.6578 & 0.5060 & 0.3673 & 0.3148 \\ 0.7228 & 0.6520 & 0.5060 & 0.3737 & 0.3232 \\ 0.7077 & 0.6344 & 0.5060 & 0.3900 & 0.3500 \\ 0.6851 & 0.5993 & 0.5060 & 0.4264 & 0.3935 \\ 0.6224 & 0.5017 & 0.5042 & 0.4999 & 0.4961 \end{pmatrix}$$

Транспонування для графіків    $v2 := v_{u2}^T$     $v7 := v_{u7}^T$

$Uq = 1 \ 5 \ 10 \ 25 \ 50 \ 99$  - це стовпці матриць розрахункових даних варіативних зміщень

$$SV2 := \begin{pmatrix} 0.685 & 0.682 & 0.678 & 0.666 & 0.645 & 0.578 \\ 0.581 & 0.578 & 0.575 & 0.564 & 0.546 & 0.501 \\ 0.500 & 0.500 & 0.500 & 0.500 & 0.500 & 0.500 \\ 0.458 & 0.460 & 0.462 & 0.468 & 0.479 & 0.500 \\ 0.404 & 0.408 & 0.413 & 0.428 & 0.453 & 0.499 \end{pmatrix} \quad SV7 := \begin{pmatrix} 0.727 & 0.724 & 0.719 & 0.706 & 0.683 & 0.622 \\ 0.661 & 0.656 & 0.650 & 0.631 & 0.598 & 0.503 \\ 0.500 & 0.500 & 0.500 & 0.500 & 0.500 & 0.500 \\ 0.359 & 0.365 & 0.371 & 0.391 & 0.425 & 0.498 \\ 0.305 & 0.312 & 0.321 & 0.348 & 0.393 & 0.497 \end{pmatrix}$$

Можна згладжувати функціями  $lspline$ ,  $pspline$ ,  $cspline$

$v2_0 := submatrix(v2, 0, im, 0, 0)$     $v7_0 := submatrix(v7, 0, im, 0, 0)$   
 $v2_1 := submatrix(v2, 0, im, 1, 1)$     $v7_1 := submatrix(v7, 0, im, 1, 1)$   
 $v2_2 := submatrix(v2, 0, im, 2, 2)$     $v7_2 := submatrix(v7, 0, im, 2, 2)$   
 $v2_3 := submatrix(v2, 0, im, 3, 3)$     $v7_3 := submatrix(v7, 0, im, 3, 3)$   
 $v2_4 := submatrix(v2, 0, im, 4, 4)$     $v7_4 := submatrix(v7, 0, im, 4, 4)$   
 $v2_5 := submatrix(v2, 0, im, 5, 5)$     $v7_5 := submatrix(v7, 0, im, 5, 5)$

$Sq20 := lspline(wg, v2_0)$     $Sq70 := lspline(wg, v7_0)$   
 $Sq21 := lspline(wg, v2_1)$     $Sq71 := lspline(wg, v7_1)$   
 $Sq22 := lspline(wg, v2_2)$     $Sq72 := lspline(wg, v7_2)$   
 $Sq23 := lspline(wg, v2_3)$     $Sq73 := lspline(wg, v7_3)$   
 $Sq24 := lspline(wg, v2_4)$     $Sq74 := lspline(wg, v7_4)$   
 $Sq25 := lspline(wg, v2_5)$     $Sq75 := lspline(wg, v7_5)$

$V20x(x) := interp(Sq20, wg, v2_0, x)$     $V70x(x) := interp(Sq70, wg, v7_0, x)$   
 $V21x(x) := interp(Sq21, wg, v2_1, x)$     $V71x(x) := interp(Sq71, wg, v7_1, x)$   
 $V22x(x) := interp(Sq22, wg, v2_2, x)$     $V72x(x) := interp(Sq72, wg, v7_2, x)$   
 $V23x(x) := interp(Sq23, wg, v2_3, x)$     $V73x(x) := interp(Sq73, wg, v7_3, x)$   
 $V24x(x) := interp(Sq24, wg, v2_4, x)$     $V74x(x) := interp(Sq74, wg, v7_4, x)$   
 $V25x(x) := interp(Sq25, wg, v2_5, x)$     $V75x(x) := interp(Sq75, wg, v7_5, x)$

Добротність Q=2

Добротність Q=7

$x := 0.7, 0.7 + 0.001.. 1.25$     $x$  - Частота  $wg$ ,  $V_{xx}$  - варіативні зміщення  $\sigma v$

Експериментальні графіки з моделі ResonantOscillator



## Додаток Д2

### Текст файлу опису параметрів імітаційної моделі резонансного контуру з еквівалентним генератором «TF\_LBP.m»

```
%Parameters of LBP transient function for Superposition Method
R=0.2; L=1.59166444e-3; C=1.59142623e-3; %Reserve f0=100, U=3.5482
w0=2*pi*120; Q=25; L=1/w0; C=L; Ro=sqrt(L/C); R=Ro/Q;
T=0.01; gamma=0.35; sigma=0; %T=Tg two Pulses ug(t), gamma=0...0.5,
%sigma=0...1 - for Values He(t) into discrete interval
di sp (' ~~~~~PARAMETERS~~~~~');
di sp (sprintf('Electrical Parameters (Reserve) R, L, C: %g, %g, %g', R, L, C));
di sp (sprintf('Common Parameters f0, Q, Ro, L=C: %g, %g, %g, %g', w0/(2*pi), Q, Ro, L));
di sp (sprintf('T, Gamma, sigma: %g, %g, %g', T, gamma, sigma));
%-----
La=w0/(2*Q); K = 1/(Ro*sqrt(1-1/(4*Q^2))); w1=w0*sqrt(1-1/(4*Q^2)); T1=2*pi/w1;
%Coefficients of Transfers Functions He=he0-he1-he2+he3
A0=exp(-2*La*T); A1=-2*exp(-La*T)*cos(w1*T); A2=1;
%-----Ge1
m=0+sigma;
he01=exp(-La*m*T)*sin(w1*m*T); %Value of Transient Function as n=0
B01=-A0*he01;
B11=exp(-La*m*T)*exp(-La*T)*(cos(w1*m*T)*sin(w1*T)-sin(w1*m*T)*cos(w1*T))-A1*he01;
B21=exp(-La*m*T)*sin(w1*m*T)-A2*he01;
%-----Ge2
m=-gamma+sigma;
he02=exp(-La*m*T)*sin(w1*m*T); %Value of Transient Function as n=0
B02=-A0*he02;
B12=exp(-La*m*T)*exp(-La*T)*(cos(w1*m*T)*sin(w1*T)-sin(w1*m*T)*cos(w1*T))-A1*he02;
B22=exp(-La*m*T)*sin(w1*m*T)-A2*he02;
%-----Ge3
m=-0.5+sigma;
he03=exp(-La*m*T)*sin(w1*m*T); %Value of Transient Function as n=0
B03=-A0*he03;
B13=exp(-La*m*T)*exp(-La*T)*(cos(w1*m*T)*sin(w1*T)-sin(w1*m*T)*cos(w1*T))-A1*he03;
B23=exp(-La*m*T)*sin(w1*m*T)-A2*he03;
%-----Ge4
m=-0.5-gamma+sigma;
he04=exp(-La*m*T)*sin(w1*m*T); %Value of Transient Function as n=0
B04=-A0*he04;
B14=exp(-La*m*T)*exp(-La*T)*(cos(w1*m*T)*sin(w1*T)-sin(w1*m*T)*cos(w1*T))-A1*he04;
B24=exp(-La*m*T)*sin(w1*m*T)-A2*he04;
%stairs(tout, yout); %Steps Plotting
```



МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ  
КОРАБЛЕБУДУВАННЯ ІМЕНІ АДМ. МАКАРОВА  
НАВЧАЛЬНО-НАУКОВИЙ ІНСТИТУТ  
АВТОМАТИКИ ТА ЕЛЕКТРОТЕХНІКИ



ЗАТВЕРДЖУЮ

Директор навчально-наукового  
Інституту автоматики і електротехніки  
Жук Д.О.



» \_\_\_\_\_ 2023р.

АКТ

впровадження у навчальний процес результатів дисертаційної роботи  
доцента кафедри електросистем енергетичних систем  
Обрубова Андрія Валерійовича за темою «Методи та моделі дослідження  
електромагнітних процесів резонансних перетворювачів електроенергії»

Комісія у складі, завідуючого кафедрою комп'ютеризованих систем управління д.т.н., професора Черно Олександра Олександровича, заступника директора ННІАЕ по навчальній роботі к.т.н., доцента Новогрецького Сергія Миколайовича, к.т.н., доцента Костюченко В.І. склала цей акт про використання результатів дисертаційної роботи Обрубова А.В. в навчальному процесі кафедри суднових електроенергетичних систем навчально-наукового інституту автоматики і електротехніки.

Розроблені дисертантом схемні та структурні моделі резонансних перетворювачів електроенергії на основі принципу суперпозицій використано при проведенні лекційних та практичних занять з дисципліни «Електроніка та мікросхемотехніка» і «Силова електроніка в системах суднового електроприводу».

В рамках викладання дисципліни на основі виконаних дисертаційних досліджень Обрубова А.В. створено лабораторну роботу «Дослідження джерел живлення на основі резонансних перетворювачів».

Голова комісії

д.т.н., професор Черно О.О.

Члени комісії

к.т.н., доцент Новогрецький С.М.

к.т.н., доцент Костюченко В.І.



**УКРАЇНА**  
**Товариство з обмеженою**  
**відповідальністю «Осциллон»**

м. Миколаїв, вул. Лазурна, 14б, т. 0730857806, [oscillon@ukr.net](mailto:oscillon@ukr.net), ЄДРПОУ/ДРФО 41364527

**АКТ**

використання результатів дисертаційної роботи  
доцента кафедри суднових електроенергетичних систем  
Обрубова Андрія Валерійовича, присвяченої розробці  
методів та моделей дослідження електромагнітних процесів резонансних  
перетворювачів електроенергії

В лабораторії нашого підприємства використовується розроблене в результаті наукових досліджень Обрубова А.В. високовольтне джерело живлення для електростатичних технологій на основі резонансного перетворювача класу Е. Лабораторне високовольтне джерело живлення призначено для експериментального відпрацювання режимів нанесення порошкових покриттів в автоматичному і автоматизованому режимах роботи фарбувальної камери. Короткі технічні характеристики лабораторного високовольтного джерела живлення наступні:

Напруга живлення	11...25 В
Максимальний споживаний струм	2,5 А
Вихідна напруга (діапазон задавання)	0,25...85 КВ
Точність стабілізації напруги	2,5 %
Вихідний струм (діапазон задавання)	5...300 мкА
Точність стабілізації струму	2,5 %
Температура середовища	-15...40 <sup>o</sup> С.
Відносна вологість повітря	до 85 %

Лабораторне високовольтне джерело живлення задовольняє вимогам технічного завдання. В роботі показало себе як надійний і зручний в користуванні прилад.

Технічний директор ТОВ «Осциллон» Селіванік М.О.



ТОВАРИСТВО З ОБМЕЖЕНОЮ  
ВІДПОВІДАЛЬНІСТЮ  
науково виробниче підприємство  
«ІНТЕР ЕЛЕКТРО»



LIMITED LIABILITY  
COMPANY  
Scientific and Production Enterprise  
«INTER ELECTRO»

Україна, 54029, м. Миколаїв,  
вул. Рюміна 1В,  
тел.: +38050 337 11 02  
+38067 767 37 28  
E-mail:  
inter-electro@mksat.net  
interelectrolv@gmail.com

р/р UA53 326610 00000  
26002053234245 в  
Миколаївське РУ АТ  
КБ "ПРИВАТБАНК",  
МФО 326610,  
ЄДРПОУ: 41911722  
ПІН 419117214044



Rumina str. 1B, 54029,  
Nikolaev, Ukraine  
Tel.: +38050 337 11 02  
+38067 767 37 28

E-mail:  
inter-electro@mksat.net  
interelectrolv@gmail.com

C/a UA53 326610 00000  
26002053234245  
at JSC CB "PrivatBank"  
Bank code: 326610,  
EDRPOU: 41911722  
INN: 419117214044

вих. № 129  
від 23.03.23р.

Керівнику

### АКТ

технічного впровадження результатів дисертаційної роботи  
Обрубова Андрія Валерійовича

Дисертаційна робота Обрубова А.В. присвячена розробці методів і математичних моделей для дослідження електромагнітних процесів, а також для розрахунків та проектування резонансних перетворювачів параметрів електроенергії.

Результати теоретичних та практичних досліджень, проведених дисертантом, були використані в розробці і виготовленні спеціального високовольтного джерела живлення на основі резонансного перетворювача. Розроблене джерело живлення в даний час використовується в лабораторії ТОВ «Інтер-Електро» в складі автоматизованого стенду іспиту електричної міцності ізоляції дослідних зразків.

Технічні характеристики джерела живлення:

Напруга первинного живлення	220 В, 50 Гц або 12 В;
Вихідна передрозрядна напруга	3-20 КВ;
Споживана потужність	<500 Вт;
Вихідний струм	10-120 мА;
Робоча частота	12-15 КГц.

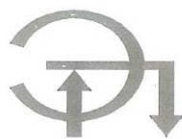
Дослідні зразки підлягають дії коротких високовольтних імпульсів з можливістю електричних пробів в колі вторинного розрядного контуру з накопичувальною ємністю. Зарядна напруга і струм ємності створюються розробленим високовольтним джерелом живлення. Особливостями розробленого джерела живлення є низький рівень генерованих завад, обмеження вихідного струму в діапазоні вихідної напруги від нуля до встановленого значення і висока надійність в умовах розрядних процесів

Директор ООО  
«НВП ІНТЕР ЕЛЕКТРО»



Карабуза В.І.

УКРАЇНА  
Товариство з обмеженою відповідальністю  
«Елемент-Перетворювач»  
69069, м. Запоріжжя,  
вул. Дніпропетровське шосе, 9,  
факс(061) 239-18-84,т.(061)283-13-66  
факс (061) 280-06-70,  
код ЄДРПОУ 30077685  
№ свід. 11701175  
інд.нал. № 300776808286



УКРАЇНА  
Общество с ограниченной ответственностью  
«Элемент-Преобразователь»  
69069, г. Запорожье,  
ул. Днепропетровское шоссе, 9  
факс(061) 239-18-84,т.(061)283-13-66  
факс (061) 280-06-70,  
код ОКПО 30077685  
№ свід. 11701175  
інд.нал. № 300776808286

E-mail: [sbit3@element.zp.ua](mailto:sbit3@element.zp.ua) <http://www.element.zp.ua>

## АКТ

### впровадження результатів дисертаційної роботи Обрубова Андрія Валерійовича

Цим актом підтверджується про те, що результати дисертаційної роботи к. т. н., доцента кафедри суднових електроенергетичних систем НУК Обрубова А.В. «Методи та моделі дослідження електромагнітних процесів резонансних перетворювачів електроенергії» було використано при розробці та виготовленні високочастотних зарядних пристроїв для смісних накопичувачів на основі резонансних перетворювачів.

В результаті наукових досліджень в рамках підготовки дисертаційної роботи к. т. н., доцент Обрубов А.В. розробив систему управління резонансним перетворювачем на основі нелінійного цифрового регулятора, яку було використано в розроблених на підприємстві зарядних пристроях. Впровадження даної системи управління дозволило побудувати експериментальний резонансний перетворювач зарядних систем з підвищеною в 1,5 разів швидкістю регулювання вихідних величин і збільшеними запасами стійкості по фазі в порівнянні з резонансним перетворювачем з лінійним регулятором, що є корисним в промислових умовах експлуатації. Нелінійний регулятор має такий набір функцій приналежності, які забезпечують швидку реакцію перетворювача на великі впливи і повільнішу реакцію в малому для підвищення швидкості і збереження стійкості регулювання. Розроблена система управління здатна швидко компенсувати великі відхилення вихідних величин і повільніше по асимптотичному закону відпрацювати мали похибки з великим запасом стійкості в малому при роботі з об'єктами керування з великою коливальністю. Тому розроблена система управління з нелінійним цифровим регулятором є ефективною саме для резонансних перетворювачів.

Директор  
ТОВ «Елемент-Перетворювач»



А.І. Солодовник



ИСО 9001

Система  
менеджмента  
сертифицирована