

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

На правах рукопису

ЗАГРАНИЧНИЙ АРТУР ВОЛОДИМИРОВИЧ

УДК 621.314

**БАГАТОРІВНЕВІ ІНВЕРТОРИ В СИСТЕМІ ЯДЕРНОГО
МАГНІТНОГО РЕЗОНАНСУ**

Спеціальність 05.09.12 – напівпровідникові перетворювачі електроенергії

Дисертація на здобуття наукового ступеня
кандидата технічних наук

Науковий керівник –
Жуйков Валерій Якович
доктор технічних наук, професор

Київ-2024

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ.....	4
ВСТУП.....	5
РОЗДІЛ 1. ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ДЛЯ СИСТЕМ ЯДЕРНОГО МАГНІТНОГО РЕЗОНАНСУ	9
1.1. Ядерний магнітний резонанс	9
1.2. Схемотехнічні рішення перетворювачів.....	20
1.3. Принципи побудови багаторівневих інверторів	29
1.4. Способи формування вихідної напруги перетворювачів.....	37
Висновки до розділу 1	43
РОЗДІЛ 2. СИНТЕЗ ПЕРЕТВОРЮВАЧА ДЛЯ ЯДЕРНОГО МАГНІТНОГО РЕЗОНАНСУ	44
2.1. Математичний опис зондувальної напруги.....	44
2.2. Синтез пасивної частини перетворювача	49
2.3. Математична модель перетворювача.....	58
Висновки до розділу 2	65
РОЗДІЛ 3. СИСТЕМА КЕРУВАННЯ БАГАТОРІВНЕВИМ ІНВЕРТОРОМ.....	66
3.1 Особливості асинхронного керування багаторівневим інвертором.	65
3.2. Дослідження умов стійкості перетворювача.....	69
3.3. Вплив зворотного зв'язку на розміщення полюсів передавальної функції	75
3.4. Застосування методів інваріантності з врахуванням зміни параметрів навантаження	83
Висновки до розділу 3	91
РОЗДІЛ 4. МОДЕЛЮВАННЯ ЕЛЕКТРИЧНИХ ПРОЦЕСІВ В ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ДЛЯ ЯДЕРНОГО МАГНІТНОГО РЕЗОНАНСУ	92
4.1. Формування зондувальної напруги за допомогою різних топологій інверторів в середовищі Matlab Simulink	92
4.2. Дослідження впливу зміни параметрів навантаження на процеси в перетворювачі.....	103

	3
4.3. Алгоритм керування перетворювачем при зміні частоти системи.....	108
Висновки до розділу 4	114
ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ	115
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	118
ДОДАТОК А. Акти впровадження.....	127

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

АБ – акумуляторна батарея;

АШІМ – амплітудно-широко-імпульсна модуляція;

АсШІМ – асинхронна амплітудно-широко-імпульсна модуляція;

В – випрямляч;

ГПН – генератор пилкоподібної напруги.

ДВЗ – двигун внутрішнього згоряння;

ДН – датчик напруги;

ДС – датчик струму;

І – інвертор;

К – компенсатор;

ККД – коефіцієнт корисної дії;

Н – навантаження;

СК – система керування;

ШІМ – широко-імпульсна модуляція;

ШПІ – широко-імпульсний перетворювач;

ЯМР – ядерний магнітний резонанс.

ВСТУП

Актуальність теми. Підтримка стабільності енергетичного сектору в сучасному світі - це складне завдання, оскільки попит на енергію постійно зростає, а родовища нафти поступово виснажуються. Для збалансування енергетики необхідно постійно вдосконалювати технології видобутку нафти та газу, активно розвивати альтернативні джерела енергії, зокрема сонячну та вітрову. Інноваційний підхід до цих проблем дозволить гарантувати стабільність енергетичного ринку у майбутньому.

Впровадження нових технологій видобутку нафти в сучасних умовах вимагає доступу до достовірної та повної інформації про фізичні властивості пластів корисних копалин. Один із найбільш ефективних і сучасних методів каротажу - це ядерний магнітний резонанс (ЯМР). Зокрема, метод каротажу на основі ЯМР виділяється своєю унікальною точністю. У зв'язку з цим постає завдання розробки систем живлення для потужних пристроїв ядерного магнітного резонансу, що працюють в екстремальних умовах високих температур. Вказані системи вимагають керування, здатного здійснювати автопідлаштування частоти роботи перетворювача з урахуванням фазового зсуву. Проблеми, що виникають при розробці таких перетворювачів, досліджуються в роботах вчених Денисова О.І., Жемерова Г.Г., Зинов'єва Г.С., Мурзакаєва В.М., Руденко В.С., Терещенко Т.О., Шавьолкін О.О., а також George R. Coates, Lizhi Xiao, Manfred G. Prammer.

При розробці потужних перетворювачів для систем електроживлення вирішення проблем забезпечення заданих параметрів якості напруги на навантаженні, мінімізації втрат енергії в системі та забезпечення мінімального зсуву фаз між струмом та напругою стає критичним. Ці виклики вирішуються за допомогою передових досягнень у сфері перетворювальної техніки.

Тому розвиток теорії побудови перетворювачів для систем електроживлення пристроїв ядерного магнітного резонансу з забезпеченням складної форми зондувальної напруги є досить актуальним завданням.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Робота була виконана в Національному технічному університеті України «Київський політехнічний інститут» на кафедрі електронних пристроїв та систем в рамках держбюджетної фундаментальної науково-дослідної роботи «Розробка наукових засад побудови багаторівневих інверторів напруги для альтернативних джерел живлення в системі Smart Grid», зареєстрованої під номером № 0112U001536.

Мета і завдання досліджень. Метою даної роботи є подальший розвиток теорії побудови напівпровідникових перетворювачів з покращеними параметрами зондувальної напруги, що використовуються для електроживлення пристроїв ядерного магнітного резонансу. Для досягнення цієї мети в роботі вирішуються наступні задачі:

1. Огляд та аналіз сучасних методів формування систем електроживлення для пристроїв ядерного магнітного резонансу.
2. Розробка математичної моделі перетворювача та створення алгоритмів керування, що забезпечують автопідлаштування частоти роботи пристрою.
3. Створення комп'ютерної моделі для вивчення перехідних процесів та аналізу роботи перетворювача під час зміни параметрів навантаження.
4. Дослідження впливу різних режимів роботи перетворювача на стійкість та визначення умов стійкості загальної системи.

Об'єктом дослідження є процес керування перетворювачем для систем електроживлення пристроїв ядерного магнітного резонансу.

Предметом дослідження є перетворювач для пристроїв ядерного магнітного резонансу.

Методи дослідження. Для вирішення завдань, поставлених у роботі з побудови системи електроживлення для пристрою ядерного магнітного резонансу, використано різноманітні методи, такі як чисельні методи, теорія аналізу та синтезу електричних кіл. Для оцінки стійкості використано теорію лінійних та нелінійних імпульсних систем, операторний метод та теорію автоматичного регулювання. Математичні розрахунки здійснювалися на персональному комп'ютері за допомогою математичного пакету Mathcad, а

моделювання процесів у перетворювачі для пристрою ядерного магнітного резонансу проводилося за допомогою програмного забезпечення Matlab Simulink.

Наукова новизна отриманих результатів полягає в наступному:

1. Показано, що поліпшення спектрального складу зондувальної напруги можна досягти шляхом використання багаторівневих інверторів у системі живлення пристрою для ядерного магнітного резонансу. Окрім того, можна забезпечити формування зондувальної напруги з точністю відхилення не більше 5% за амплітудою.

2. Ґрунтуючись на методах інваріантності, розроблено двоканальну систему керування параметрами пилкоподібної напруги - за періодом та амплітудою.

3. Показана доцільність застосування коефіцієнта інтермодуляційних спотворень при аналізі зондувальної напруги складної форми, зокрема сигналу Хана.

4. Розроблено нову математичну модель перетворювача, що дозволила створити систему керування з асинхронною широтно-імпульсною модуляцією.

5. Вперше використано асинхронну широтно-імпульсну модуляцію для управління пристроєм ядерного магнітного резонансу, що дозволило реалізувати автопідлаштування резонансної частоти.

Практичне значення отриманих результатів:

1. Розроблена методика розрахунку фільтру для отримання зондувальної напруги за законом Хана, що ґрунтується на синтезі за канонічними методами Кауера та Форстера та використанні принципів дуальності, яка дозволяє створити LC-фільтри з покращеною формою зондувальної напруги та знизити втрати в перетворювачі.

2. Запропонована методика розрахунку умов стійкості у вигляді алгебраїчних виразів, на основі якої можливе застосування простих алгоритмів керування перетворювачем на інтервалах сталості його структури.

3. Запропонована схема перетворювача на основі топології п'ятирівневого інвертора дозволяє отримати напругу з необхідними параметрами та зменшити коефіцієнт інтермодуляційних спотворень до 8,7%.

4. Результати дослідження впроваджені в навчальний процес Національного технічного університету України "Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського".

Особистий внесок здобувача. Основні наукові положення і результати, що наведені в дисертації, отримані автором особисто. Серед них:

1. Розроблена математична модель перетворювача, а також створено алгоритм керування з асинхронною широтно-імпульсною модуляцією, що забезпечує автопідлаштування резонансної частоти.

2. Запропонована методика синтезу пасивної складової перетворювача для системи живлення пристрою ядерного магнітного резонансу.

3. Проведено аналіз і розрахунок стійкості перетворювача та запропоновано методи підвищення точності системи на основі принципів інваріантності.

4. Розроблено модель електроживлення системи ядерного магнітного резонансу у програмному пакеті Matlab Simulink.

Апробація роботи. Основні результати і положення дисертації доповідались та обговорювались на міжнародних науково-технічних конференціях: «Електроніка і Нанотехнології - 2011» (м. Київ, 2011), «Електроніка-2011» (м. Київ, 2011), «Силова електроніка та енергоефективність - 2013» (м. Алушта, 2013), «Проблеми сучасної електротехніки - 2014» (м. Київ, 2014), «Smart-технології в енергетиці та електроніці – 2016, 2021» (смт. Лазурне, 2016, 2021), «Інтелектуальні енергетичні системи – ESS'17» (м. Київ, 2017).

Публікації. За темою дисертації опубліковано 16 наукових праць, 9 з яких – у наукових фахових виданнях України, з них 1 – у виданнях України, які включені до міжнародної наукометричної бази Scopus, 7 тез доповідей на міжнародних науково-технічних конференціях.

Структура та обсяг дисертації. Дисертація складається зі вступу, чотирьох розділів, висновків, списку використаних джерел із 81 найменувань та одного додатку. Загальний обсяг дисертаційної роботи становить 127 сторінок, у тому числі 113 сторінок основного тексту, 71 рисунок та 9 таблиць.

РОЗДІЛ 1. СИСТЕМИ ЖИВЛЕННЯ ПРИСТРОЇВ ДЛЯ ЯДЕРНОГО МАГНІТНОГО РЕЗОНАНСУ

1.1. Ядерний магнітний резонанс

Метод ядерного магнітного резонансу (ЯМР) є досить новим фізичним методом, який було незалежно один від одного відкрито американськими фізиками Ф. Блохом і Е. М. Парселлом разом з їхніми співробітниками у 1946 році.

Фундаментальні теоретичні та експериментальні дослідження в області ЯМР протягом другої половини ХХ століття знайшли важливі прикладні застосування. Зокрема, розроблений метод магнітно-резонансної томографії вважається одним з найважливіших відкриттів ХХ століття.

Ідеї ЯМР отримали практичне застосування і в геофізичних дослідженнях свердловин. У 90-х роках був розроблений метод ядерного магнітного каротажу (ЯМК) в сильному магнітному полі, який був апаратно реалізований компаніями *Numar (Hulliburton)* та *Schlumberger*[19].

Механізм ядерного магнітного резонансу ґрунтується на відгуку атомних ядер на вплив зовнішнього магнітного поля [73]. Унаслідок результуючого магнітного моменту атомних ядер та їхнього обертального моменту - спіну, вони починають прецесувати навколо вектора напрямку поля. Цей процес може призводити до появи вимірюваних сигналів, які містять інформацію про наявність певних речовин.

ЯМР-вимірювання можна проводити на будь-якому ядрі, в якому непарна кількість протонів чи нейтронів або і тих і інших. До прикладу - ядро водню Н, вуглецю С чи натрію Na. Переважна більшість ядер в земних породах має досить слабкий ядерний магнітний сигнал, викликаний зовнішнім магнітним полем, тому його реєстрація за допомогою свердловинного обладнання не тривіальна задача. Проте водень з одним протоном і без нейтрона, що поширений в достатній

кількості в воді та вуглецевмісних структурах, має достатньо великий магнітний момент і створює досить сильний магнітний сигнал [1, 34, 54].

Згідно з наявними даними основні дослідження в області візуалізації методом ЯМР та вивчення порід ґрунтуються на реакціях ядер атомів водню [63, 66, 77]. Через це іноді термін "ядерний" може бути виключений з виразу "ядерний магнітний резонанс", і пропонується застосовувати термін "каротаж магнітного резонансу" або "метод візуалізації магнітного резонансу".

Ядро атома водню, яке складається з одного протону, володіє кінетичним моментом (спіном) [19]. Його можна представити електричним контуром, який створює магнітне поле, відоме як магнітний момент, і має два полюси - північний та південний - розташовані по осі спіну (рис. 1.1. зліва).

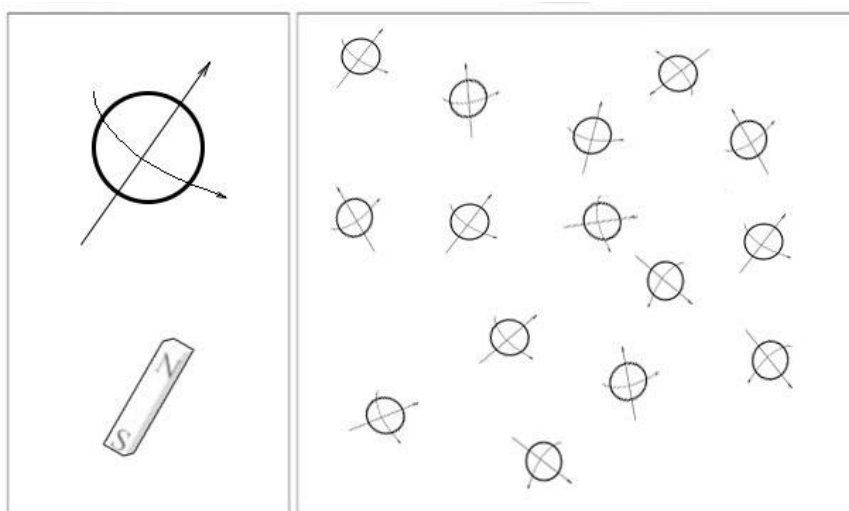


Рис. 1.1. Схематичне розташування спінової осі ядер водню

За відсутності зовнішнього магнітного поля спінові осі безлічі атомів водню розташовані хаотично, як показано на рис. 1.1 (праворуч).

Поляризація.

Спінові осі (магнітні ядра) необхідно встановити відповідно до напрямку вектора статичного поля B_0 , щоб проводити вимірювання за допомогою ЯМР. При прикладанні B_0 до магнітного ядра в ньому виникне момент сили, який призводить до повороту осі спіну ядра відповідно до напрямку вектора поля B_0 .

При прикладанні моменту сили до певного об'єкту, що здійснює обертовий рух, вісь цього об'єкта рухається перпендикулярно до напрямку вектора моменту сили, що і спричиняє цей рух. Він називається прецесією (рис. 1.2 ліворуч). Таким чином, у випадку прикладання B_0 до ядра з магнітним моментом воно починає прецесувати навколо напрямку вектора B_0 . Частоту прецесії f , яка називається ларморівською частотою, можна розрахувати наступним виразом:

$$f = \frac{\gamma B_0}{2\pi}, \quad (1.1)$$

де γ - коефіцієнт гіромагнітного відношення, є ніщо іншим як міра сили ядерного магнетизму. Для атома водню вираз буде: $\gamma/2\pi = 42,58$ МГц/Тл. Інші ядра мають інші величини гіромагнітного відношення γ [63].

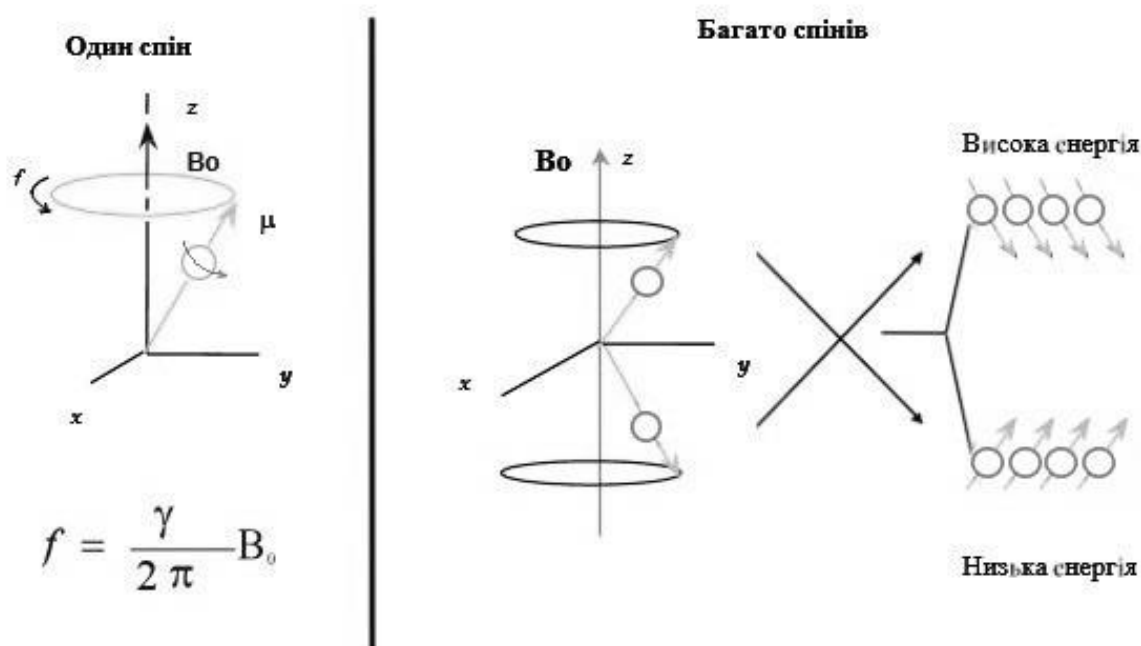


Рис. 1.2. Прецесія ядер з магнітним моментом при прикладанні зовнішнього магнітного поля B_0

Як видно з виразу (1.1), для окремого ядра ларморівська частота пропорційна силі зовнішнього статичного магнітного поля та гіромагнітному

відношенню вказаного ядра [19]. Ларморівська частота для даного B_0 різна для різних атомів, оскільки ядра володіють різними коефіцієнтами гіромагнітного співвідношення. Інакше кажучи, ядра водню мають сталу величину коефіцієнту гіромагнітного відношення. Отже, відповідно до формули (1.1), ларморівську частоту можна визначити як функцію сили зовнішнього статичного магнітного поля. Якщо сила зовнішнього магнітного поля залежить від положення ядра, то ларморівську частоту можна визначити функцією положення ядра [66]. Дана особливість має визначальне значення для візуалізації вимірювань ЯМР, що застосовується на родовищах [60].

Під дією зовнішнього магнітного поля протон переходить в один з енергетичних станів як проілюстровано на рис. 1.2 (праворуч). Напрямок осі прецесії відносно напрямку зовнішнього поля визначає енергетичний стан кожного окремого протона. Якщо вісь прецесії паралельна B_0 , протон переходить в найбільш стійкий низькоенергетичний стан. В іншому випадку, якщо вісь не паралельна B_0 , протон переходить в високоенергетичний стан. Напрямок B_0 прийнято називати як повздовжній напрямок.

Поворот вектора намагніченості і спад вільної індукції

Вимірювання за допомогою методу ядерного магнітного резонансу вимагають переведення осі прецесії протону (магнетизацію) з повздовжнього напрямку в поперечний. Що досягається за допомогою застосування осцилюючого магнітного поля B_1 , прикладеного перпендикулярного полю B_0 . Більш ефективна зміна напрямку досягається, якщо частота B_1 буде дорівнювати ларморівській частоті.

Взаємодію осцилюючого магнітного поля з протонами можна найкраще проілюструвати за допомогою рисунку 1.3. З точки зору квантової механіки, коли протон перебуває у низькоенергетичному стані, він може поглинути енергію B_1 та перейти у високоенергетичний стан. Використання B_1 також сприяє синхронізації фаз протонів. Цей процес, де відбувається зміна енергетичного стану та прецесія фаз під впливом B_1 , відомий як ядерний магнітний резонанс [19].

На макроскопічному рівні ЯМР можна визначити як зміну напрямку магнетизації, прецесуючого навколо B_0 ядра при ларморівській частоті. Кут, при якому напрямок магнетизації змінюється, визначається наступним виразом:

$$\theta = \gamma \cdot B_1 \cdot \tau, \quad (1.2)$$

де θ – кут повороту в градусах;

B_1 – амплітуда зовнішнього осцилюючого поля;

τ – час дії зовнішнього осцилюючого поля.

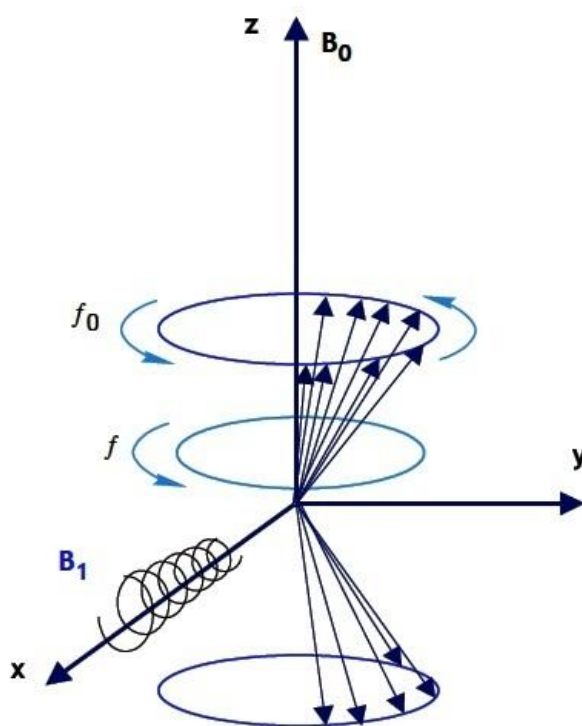


Рис. 1.3. Взаємодія зовнішнього осцилюючого магнітного поля з протонами при застосуванні поля B_0

Очевидно, що кут зміни напрямку магнетизації пропорційний добутку величин $B_1 \cdot \tau$, що містить інформацію про енергію, яку зовнішнє поле B_1 надає спіновій системі протона. При цьому зростає сила осцилюючого зовнішнього

поля або час дії поля, що збільшує кут зміни напрямку. Відношення «зміна напрямку – кут» (1.2) показано на рис. 1.4.

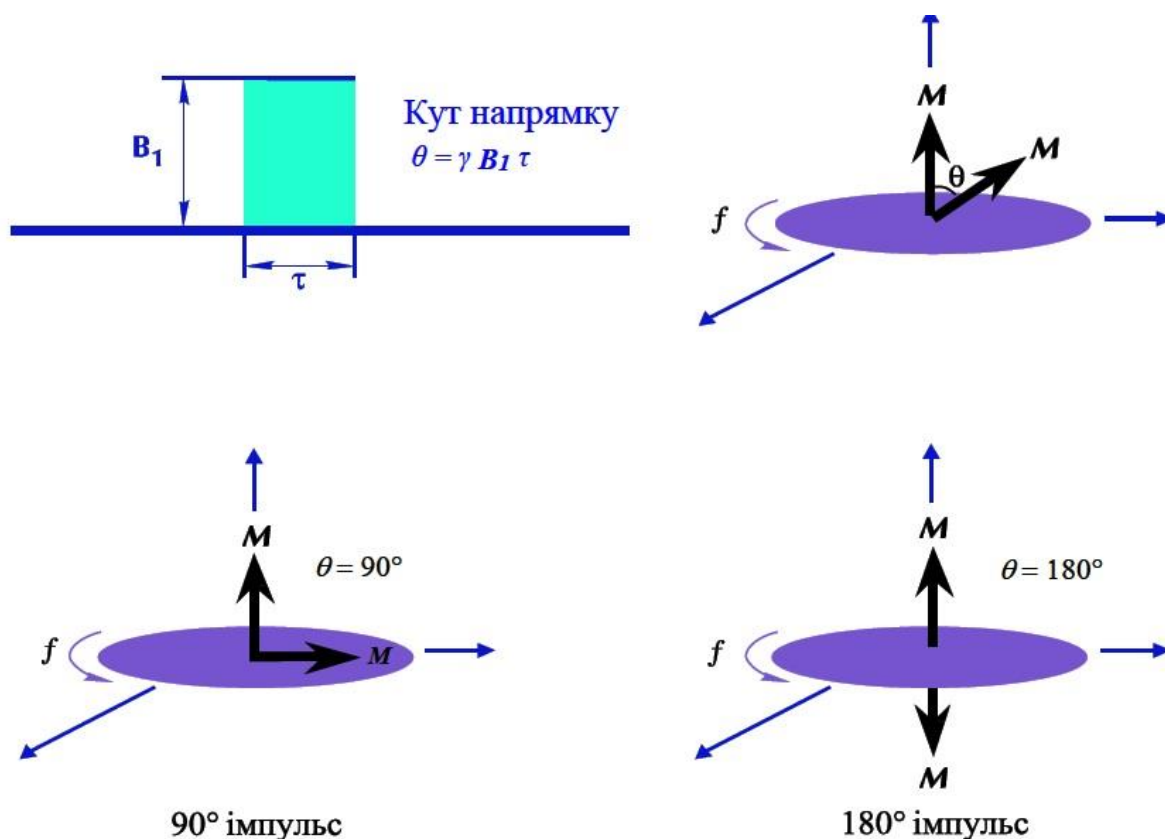


Рис. 1.4. Кут напрямку магнетизації протону

Поле B_1 , що використовується в ЯМР, являє собою пульсуюче осцилююче магнітне поле. Поняття кут-імпульс, так як і імпульс π (або 180-градусний імпульс) і імпульс $\pi/2$ (або 90-градусний імпульс), відносяться до кута, на який відбувається зміна напрямку магнетизації протона за допомогою поля B_1 [1,2].

У випадку, коли прилад каротажу застосовує імпульс 90° осцилюючого поля B_1 , останні прецесують в поперечних напрямках (відносно B_0). Магнетизація при цьому змінює напрямок на кут 90° .

Якщо ж поле B_1 вимкнено, протони ядер починають зміщуватися по фазі (втрачають фазову когерентність), тобто, протони більше не синфазні. Внаслідок цього дефазування загальна магнетизація піде на спад. Антена приймача, що займається вимірюванням магнетизації в поперечному напрямку, виявить сигнал

загасання (рис. 1.5). Загасання, зазвичай, є експоненціальним і називається спадом вільної індукції (СВІ). Стала часу СВІ T_2 досить невелика – лише кілька десятків мікросекунд. СВІ викликаний неоднорідністю магнітного поля, зумовленою градієнтом поля і процесами на молекулярному рівні, що відбуваються в дослідному зразку. Внаслідок неоднорідності статичного поля B_0 , протони в різних місцях починають прецесувати на різних ларморівських частотах. Цей процес призводить до прискорення спадання магнетизації.

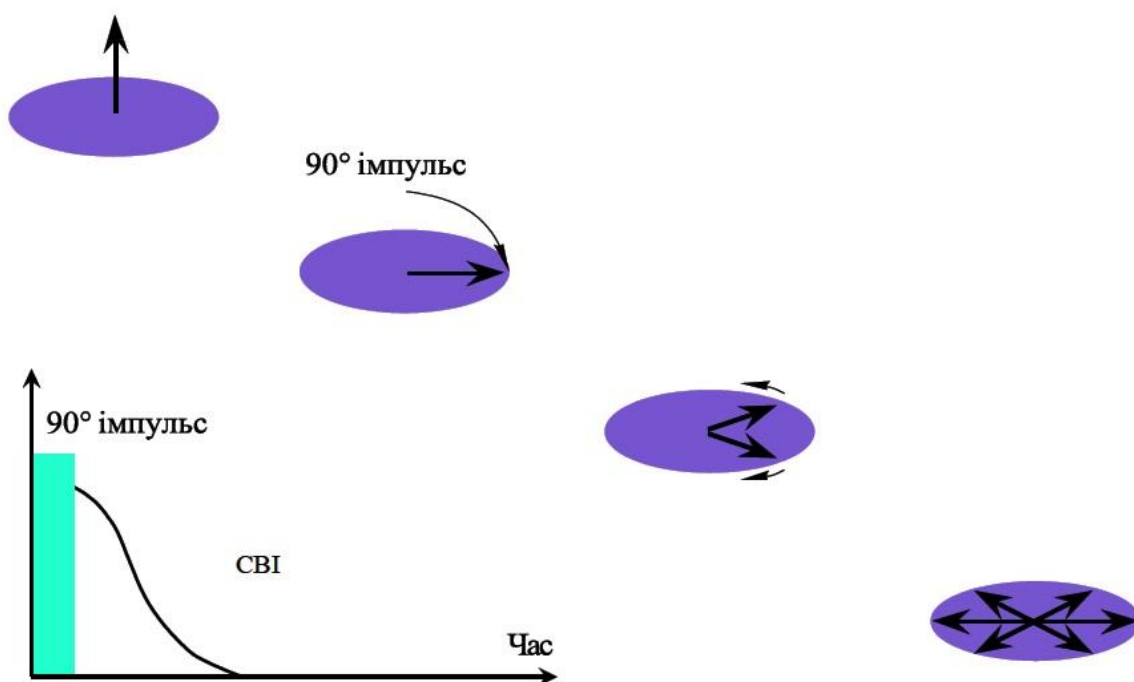


Рис. 1.5. Зміщення фази прецесії протонів при дії 90° імпульсу

Реєстрація відлуння-сигналу спіну

Дефазування, спричинене неоднорідністю B_0 , є оборотним. Вектори магнетизації протонів в поперечних напрямках змінюють фазу при прикладанні імпульсів 180° статичного поля B_0 . Якщо поперечний вектор магнетизації має фазовий кут α , дія 180°-імпульсу B_0 спричинить зміну фазового кута. «Повільніші» вектори йдуть попереду більш «швидких» векторів. Зміна фази, що формує сигнал, який приймає антена, відбувається при випередженні «швидкими» векторами «повільних». Даний сигнал прийнято називати відлуння-сигналом спіну. Якщо час τ лежить між 90° імпульсом поля B_1 і 180° імпульсом, той самий

час τ буде між 180° імпульсом і піком відлуння спіну (рис. 1.6). Тобто, час зміни фази відповідає часу дефазування, при цьому відлуння буде за 2τ .

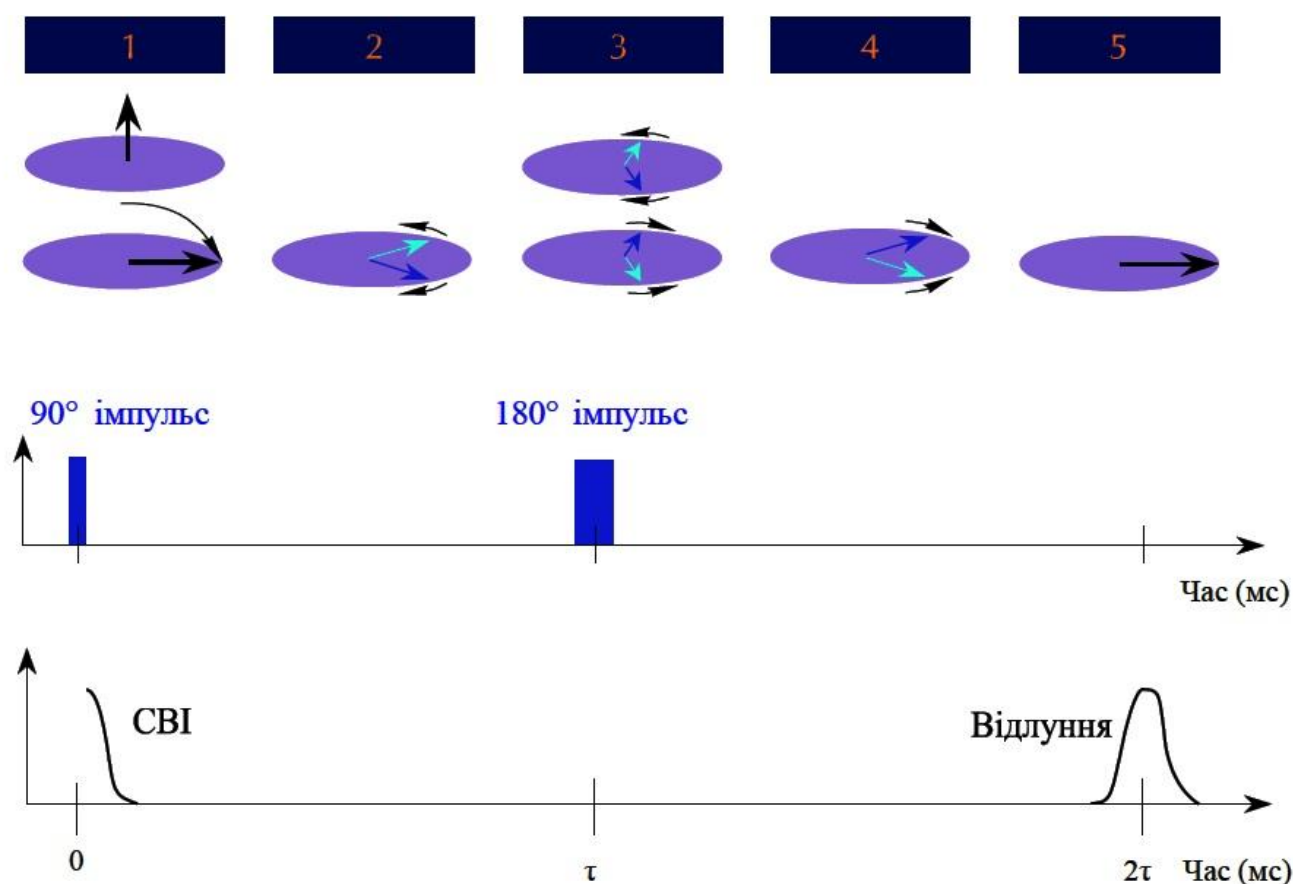


Рис. 1.6. Виникнення відлуння-сигналу

180° імпульси можуть виникати неодноразово, хоча відлуння спіну згасає швидко, змінюючи фазу магнетизації і генеруючи серію відлуння-сигналів. Таким чином, може бути зареєстрований цілий цикл відлуння-сигналів спіну, як показано на рис. 1.7. Відлуння генерується між кожною парою 180° імпульсів. Інтервал між відлуння-сигналами є відрізком часу між сусідніми відлуння-сигналами. Послідовний набір імпульсів, тобто 90° імпульс, за яким слідує кілька 180° імпульсів називається послідовність КПМГ по першим літерам винахідників - Карра, Пурселла, Мейбума і Гілла [11, 19, 63].

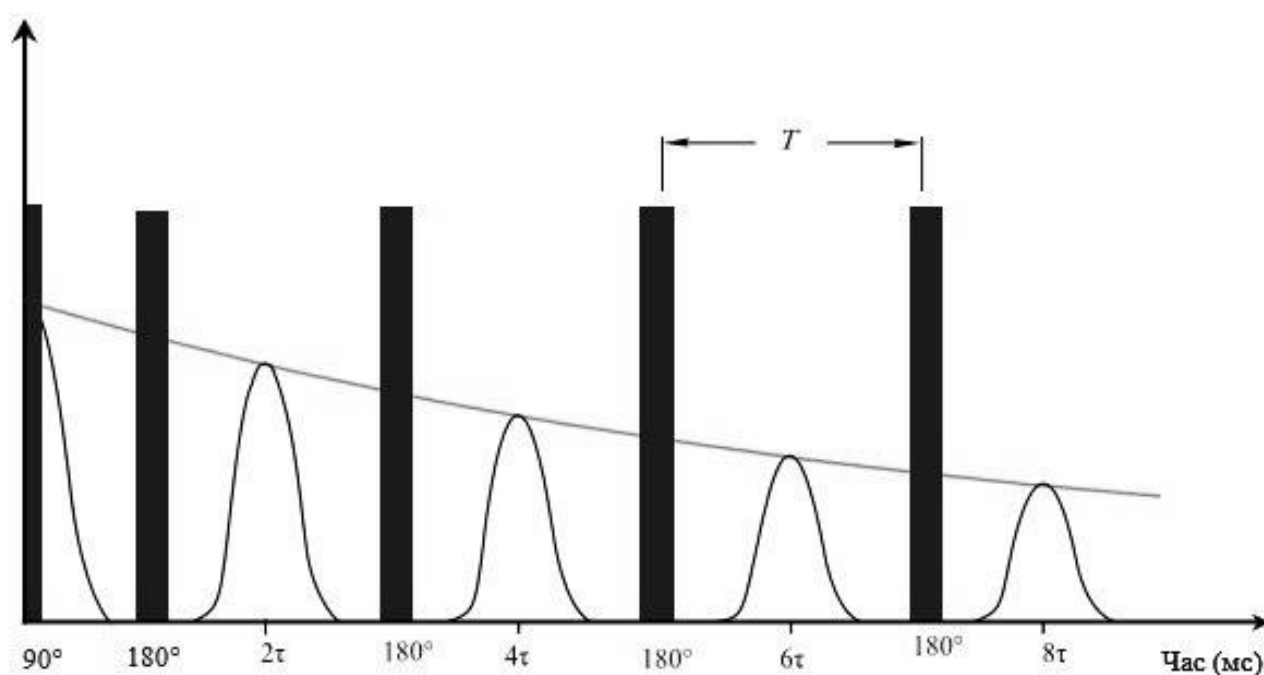


Рис. 1.7. Послідовність імпульсів КПМГ

Серія імпульсів КПМГ знімає розсинхронізацію (дефазування) спінів, яка виникає внаслідок неоднорідності статичного поля B_0 , навіть при умові, що дифузією можна знехтувати. Дефазування, що спричинене взаємодією між молекулами та дифузією загалом є необоротним. Щойно відбувається це незворотнє дефазування, протони не можуть бути цілком реорієнтовані. Послідовність відлуння спінів Карр-Пурселл-Мейбум-Гілла починає затухати. Прилад каротажу ЯМР вимірює амплітуду відлуння для реєстрації спаду поперечної магнетизації, і незворотного дефазування [66].

Стала часу спаду поперечної магнетизації називається часом поперечної релаксації і позначається як T_2 [66]. Амплітуда поперечної магнетизації $M_x(t)$ послідовності відлуння при часі t , визначається виразом:

$$M_x(t) = M_{0x} \cdot e^{-t/T_2} \quad (1.3)$$

де M_{0x} – величина поперечної магнетизації при $t = 0$, що відповідає завершенню 90° імпульса). Спад поперечної магнетизації є ключовим джерелом петрофізичної інформації, отриманої через каротаж ЯМР. Він представляє собою основну мету цих вимірювань.

Часові залежності при вимірі ЯМР

Після завершення періоду, тривалість якого декілька разів перевищує T_2 , спад поперечної магнетизації переважно завершується, і подальші зміни фази стають неможливими. Проходженням 90° імпульсу в циклі КПМГ протони переорієнтуються так, щоб припинити поздовжню поляризацію (в той час як імпульси 180° пригнічують ріст нової поздовжньої поляризації). Це означає, що в кінці послідовності КПМГ протони орієнтовані випадковим чином. Перед початком нової серії імпульсів КПМГ їх необхідно знову поляризувати. Тому між завершенням одного етапу вимірювань і початком наступного обов'язково потрібен час затримки для проведення поляризації [21, 22, 49].

На рис. 1.8 наведено часову діаграму досліджень ядерного магнітного резонансу. У верхній частині зображено дві послідовності імпульсів КПМГ, кожна з яких містить 90° імпульс, за яким йде певна послідовність 180° імпульсів. У нижній частині рисунка показано поляризацію (криві релаксації), а також серії відлуння-сигналів (криві релаксації), що відносяться до двох серій КПМГ. Час поляризації (час затримки), інтервали між відлуння-сигналами і кількість відлуння-сигналів можуть контролюватися вручну.

Процес поляризації (криві релаксації зліва тривалістю t_1) зображено в нижній частині малюнка, а також послідовності відлуння-сигналів (криві релаксації тривалістю t_2), які відносяться до двох послідовностей КПМГ. Час поляризації TW (тривалість затримки), часові інтервали між відлуння-сигналами TI і кількість відлуннь-сигналів N можуть регулюватися вручну.

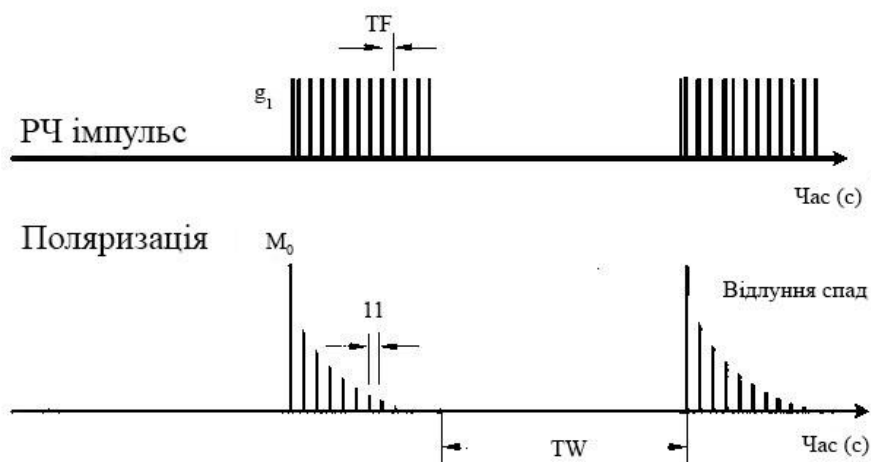


Рис. 1.8. Діаграма вимірювання ЯМР

Для проведення вимірів величини M_0 , в результаті фіксації відлуння-сигналів спіну реєструється амплітуда послідовності відлуння-спаду при $t = 0$. Щоб запобігти недооцінці M_0 , потрібна повна чи фактично повна (близько 95%) поляризація. Рівень поляризації в 95% досягається шляхом збільшення часу затримки TW (як мінімум в три рази має перевищувати час поляризації T_1).

При зменшенні інтервалу між імпульсами TI , відлуння-сигнали будуть генеруватись і фіксуватися все раніше і швидше. При цьому співвідношення між корисним сигналом та шумом зростатиме у зв'язку з більшою кількістю початкових вимірювань. При зростанні кількості зондувальних імпульсів N , відлуння-спади будуть генеруватися і фіксуватися набагато довше, але при цьому необхідно більш потужне поле B_1 .

Послідовності вимірювань за КПМГ зазвичай проводяться попарно. Після отримання першої послідовності необхідно здійснити повторне вимірювання зі зміною фази зондувального імпульсу, щоб відлуння-сигналу спіну було з протилежною амплітудою. Друге вимірювання обчислюється відносно першого, щоб утворити протилежну пару. При цьому сигнал залишатиметься, а низькочастотний електронний шум здебільшого буде відфільтровано [29, 38, 39, 61].

1.2. Перетворювачі для систем ядерного магнітного резонансу

Основний об'єм досліджень методом ЯМР в свердловинах виконують зондами двох компаній: «Numar» (*Halliburton*) та «Schlumberger».

Компанія «Schlumberger» спроектувала та випустила для промислового використання комбінований пристрій ядерного магнітного резонансу *Combinable Magnetic Resonance (CMR)* з притискним важелем. Для *CMR* фактично відсутні обмеження по діаметру досліджуваної свердловини, що дозволяє проводити вимірювання децентралізовано та в прямому контакті з стінкою свердловини [66]. Розроблено дві основні модифікації пристрою *CMR+* та більш новий прототип *CMR-200* [42, 51].

Один з перших свердловинних приладів градієнтного поля був побудований в лабораторії *Hercgel Smith* під керівництвом *Slade R.A.*, *Hawkes R.C.*, и *Lucas A.J.* Компанія *Shell* частково спонсорувала дані дослідження до проведення перших успішних польових випробувань прототипу зонду. Схематична конструкція приладу типу *Oxford* показана на рис. 1.9.

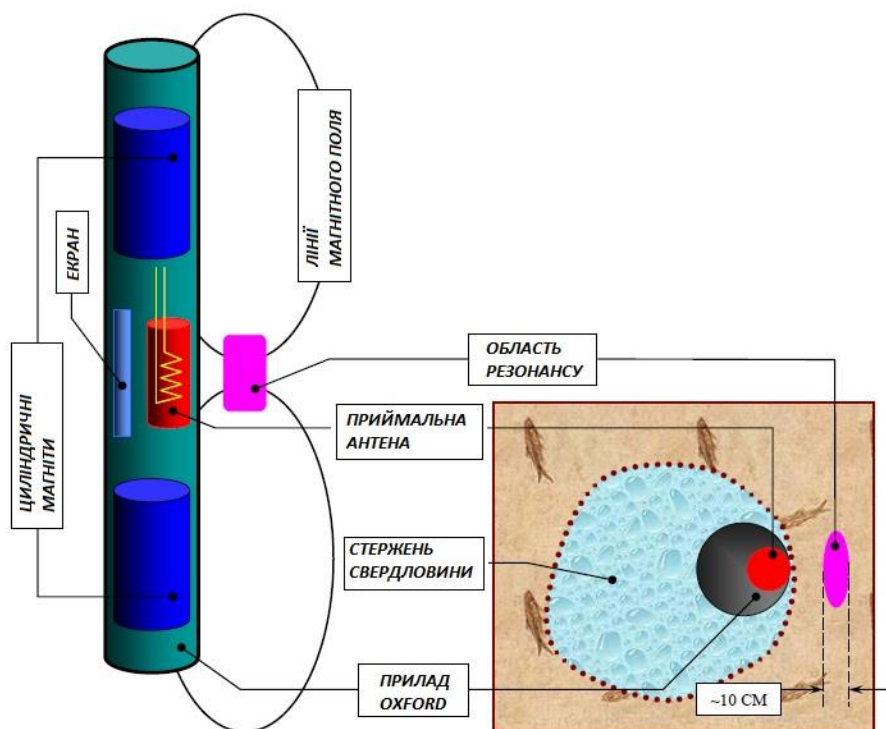


Рис. 1.9. Свердловинний прилад типу *Oxford*

Два циліндричних магніти розташовані зверху та знизу від антени, а сигнал від досліджуваного бурового розчину свердловини обмежувався спеціальним екраном. Зондам типу *Oxford* притаманна досить висока швидкість реєстрації - до 360 м/год і значна глибина досліджень породи – до 180 мм. В майбутньому ці розробки були застосовані компанією *Baker Atlas* в *MREX* [40, 52].

В 2001-2002 рр. компанія *BakerHughes* розпочала випробування зонду власного виробництва, якому були притаманні найбільш вдалі особливості попередників (рис. 1.10). Прилад має градієнтне магнітне поле, але так як і прилад *CMR* працює з притисним важелем – тобто притиснутим до стінки свердловини. При параметрах довжини антени 60 см глибина досліджень складає від 5 до 10 см. Принциповою різницею від інших багаточастотних свердловинних приладів є можливість реєстрації загальної пористості за один цикл вимірювань. Починаючи з 2004 року цей зонд пропонується для комерційного використання. Притисний важіль забезпечує якомога повний контакт зі стінкою свердловини, що, таким чином, виключає можливість впливу свердловинного розчину.

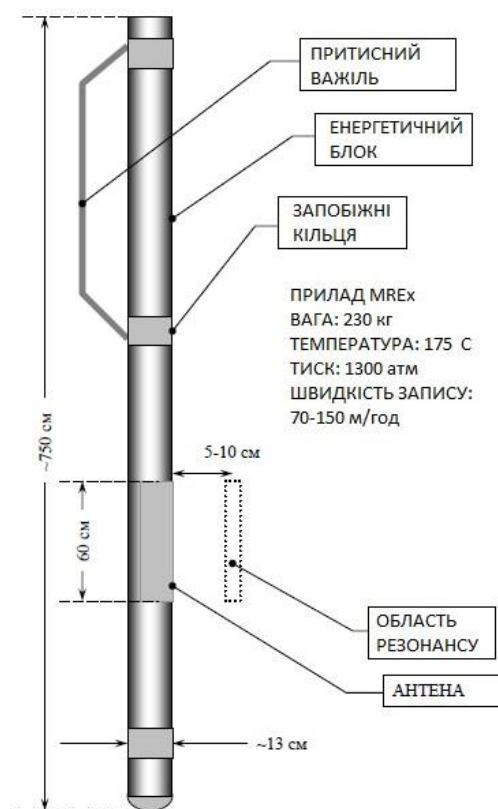


Рис. 1.10. Прилад *MREX* компанії *BakerHughes*

Зондуєчий пристрій повинен містити як постійний магніт, так і джерело змінного осцилюючого магнітного поля, яке випромінюється орієнтовано певним чином антеною. Таким чином, структурну схему типового зондуєчого пристрою можна зобразити як показано на рис. 1.11.

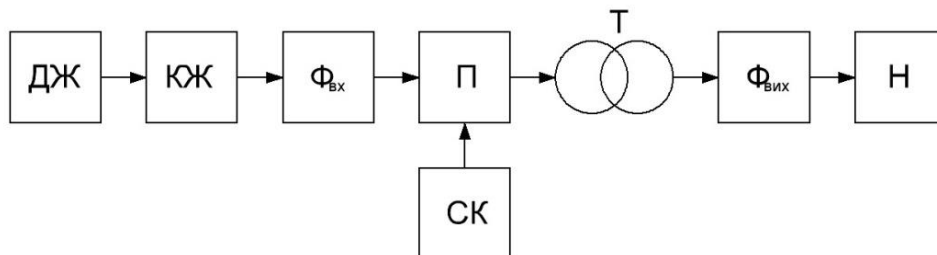


Рис. 1.11. Спрощена структурна схема типового зондуєчого пристрою

Вхідне коло пристрою формується з джерела живлення (ДЖ), кабелів живлення (КЖ) та окремого вхідного фільтра ($\Phi_{вх}$). Трансформатор (Т) регулює вхідну напругу відповідно до потреб і забезпечує гальванічну розв'язку між навантаженням і джерелом живлення. Вихідний фільтр призначений для усунення небажаних гармонічних складових зондувального сигналу. Система керування генерує сигнали, які подаються на керуючі виводи ключів перетворювача (П).

Для проведення досліджень каротажу потрібно сформувати послідовності імпульсів КПМГ з високою вихідною імпульсною потужністю – десятки кВА [5, 69]. При цьому доцільно використовувати напівпровідникові перетворювачі саме в ключовому режимі їх роботи. При цьому зондувальний сигнал може бути отриманий широтно-імпульсними перетворювачами (ШП) з використанням подальшої фільтрації. Реалізувати вказане можна за допомогою мостового, двомостового та багаторівневих інверторів різних топологій. ШП знаходять все більш широке застосування для регулювання і стабілізації різного роду навантажень (на електротранспорті, в приводі різноманітного машинобудівного обладнання верстатів, для живлення потужних систем і т. д.), що пояснюється низкою їх переваг. Перелічимо основні з них:

- висока ефективність: напівпровідникові перетворювачі мають високу ефективність перетворення електроенергії, що дозволяє зменшити втрати енергії і підвищити загальний коефіцієнт корисної дії системи;
- швидкодія: у ключовому режимі, напівпровідникові перетворювачі можуть працювати на досить високих частотах, що дозволяє зменшити габаритні розміри та вагу системи, а також підвищує точність регулювання;
- низькі втрати енергії, оскільки вони працюють переважно у двох станах: ввімкнено та вимкнено – ключовий режим;
- малі розміри: для виробництва напівпровідникових перетворювачів не потрібні великі механічні деталі, що дозволяє створювати компактні пристрої;
- динамічне керування: завдяки швидкій реакції та високій швидкості переключення, напівпровідникові перетворювачі ідеально підходять для точного регулювання вихідної напруги;

Однак ШПП властиві і деякі недоліки:

- висока ціна: висока ціна напівпровідникових матеріалів та досить складний технологічний процес виробництва можуть в результаті призвести до високої вартості пристроїв на основі напівпровідникових перетворювачів;
- електромагнітні завади: робота напівпровідникових перетворювачів може призводити до електромагнітних завад, що впливають на інші електронні пристрої у системі та можуть викликати непередбачені помилки;
- обмеженість напруги та струму: напівпровідникові перетворювачі мають обмежену напругу та струм, що може ускладнювати їх застосування у високовольтних та великоамперних системах;
- необхідність використання великогабаритних фільтрів, що викликає значну інерційність;

Незважаючи на зазначені недоліки, застосування імпульсних перетворювачів досить перспективно в тих випадках, коли на перше місце висуваються вимоги високої економічності, надійності, малих габаритів, малої

чутливості до коливань температури, високої гнучкості і точності регулювання [62, 74].

В пристроях ЯМР каротажу застосовуються дві основні форми зондувального сигналу на виході перетворювачів:

- прямокутний імпульс - характеризується мінімальною амплітудою, що дозволяє досягти потрібної потужності при заданій тривалості. Цей тип імпульсу може бути згенерований найпростішими перетворювачами, наприклад мостова схема. Однак важливо враховувати, що в кінці імпульсу напруга в антені досягає максимальної амплітуди, і потребує значного часу для загасання коливань у системі перед початком реєстрації відлуння-сигналу. Наприклад, напруга може змінюватися від 500 В до менше ніж 1 мкВ.
- Функція Хана, на відміну від прямокутного імпульсу, характеризується амплітудою, що в два рази більше, що призводить до збільшення потужності в чотири рази при заданій тривалості. При цьому в кінці імпульсу амплітуда коливань у випромінювачі становить менше 1 В, що дозволяє знизити рівень залишкових коливань в антені до початку вимірювання, підвищуючи точність вимірювань.

Корисна інформація отримується з дослідження відбитого сигналу, амплітуда якого пропорційна кількості протонів, які не є речовиною в твердому стані, а в рідкому чи газоподібному, що визначає величину пористості породи корисних копалин. Швидкість загасання серії прийнятих спин-відлунь зростає із зростанням в'язкості вуглецевмісних порід.

З огляду на те, що відлуння-сигнал має невелику амплітуду і фіксується тією ж антенною, виникає завдання виділення цього сигналу на фоні шуму. Тому зондувальний сигнал варто модулювати за функцією Хана в вигляді послідовності КПМГ(рис. 1.12), що забезпечує завершення перехідних процесів в антені перед реєстрацією сигналу та мінімальний набір гармонік спектру вихідної напруги. Між зондувальними імпульсами антена шунтується для припинення власних коливань. Після цього приймається відлуння-сигнал на антену.

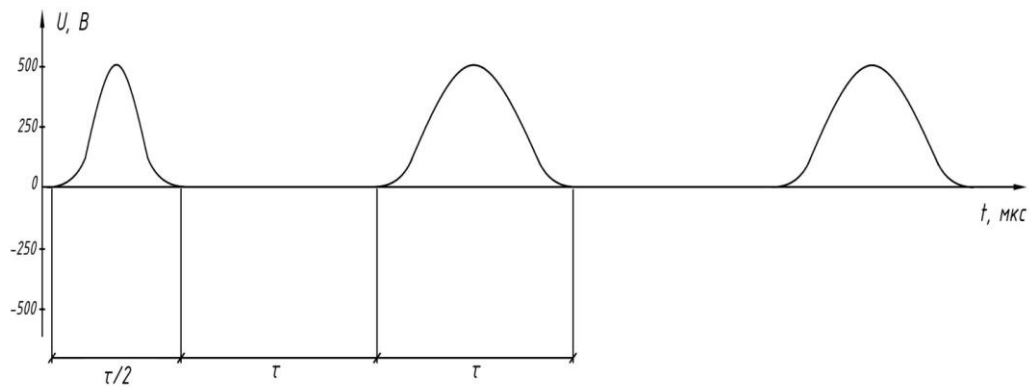


Рис. 1.12. Форма імпульсів живлення антени пристрою ЯМР з використанням послідовності КПМГ

Вимоги, що висуваються до перетворювачів для ЯМР, наступні:

- згенеровані імпульси повинні мати як найменшу кількість вищих гармонік;
- перетворювач повинен забезпечити мінімальний зсув фази між струмом в антені та напругою на контурі антени;
- обвідна імпульсної послідовності повинна забезпечити закінчення перехідних процесів в антенному контурі;
- застосування перетворювача відбувається в трубі з діаметром до 0,15 м, температура може сягати $+175^{\circ}\text{C}$ [62].

Найважливішим є мінімальний зсув фаз між напругою на контурі антени та струмом перетворювача на резонансній (ларморівській) частоті. При цьому генерується максимально можливий відклик при найменшій енергії зондувального сигналу [51].

Отже, на сьогоднішній день, великою важливістю наділена проблема розробки систем керування перетворювачами для пристроїв ЯМР. Така система повинна забезпечувати стабільність фази і амплітуди імпульсів, що живлять антенний контур, та підтримувати оптимальну роботу перетворювача у режимі резонансу.

Використання різних алгоритмів керування може змінювати форму зондувального сигналу. Для того щоб забезпечити, щоб форма вихідної напруги перетворювача визначалася лише шпаруватістю імпульсів та не мала залежності

від параметрів навантаження, необхідно використовувати алгоритми керування, що передбачають шунтування навантаження під час формування нульової паузи у вихідній напрузі.

Отримання зондувального сигналу можна легко здійснити, використовуючи автономний інвертор напруги (АІН) на основі мостової схеми з застосуванням широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ) (рис. 1.13).

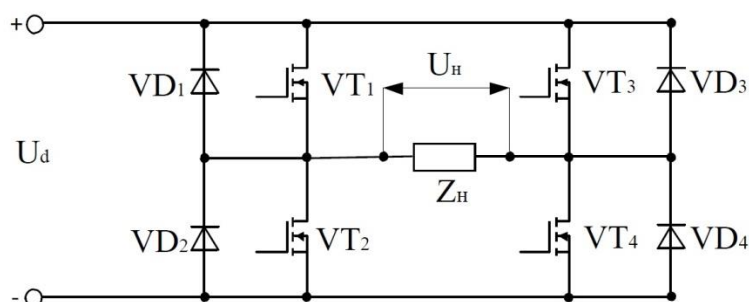


Рис. 1.13. Мостовий інвертор

Мостова схема автономного інвертора напруги відкриває можливості для реалізації усіх видів широтно-імпульсної модуляції. Керування силовими ключами забезпечується двополярною ШІМ, що дозволяє одночасно регулювати напругу на виході АІН і змінювати її згідно з квазісинусоїдальним законом.

Кожен період широтно-імпульсної модуляції дозволяє визначити середнє значення вихідної напруги та пульсації. Сукупність цих середніх значень формує огибаючу зондувального сигналу. Змінюючи тривалість модулюючих імпульсів, можна регулювати цей сигнал у широкому діапазоні. Можливість широкого регулювання вихідної напруги є однією з найважливіших переваг інверторів напруги [5, 69].

Заради зменшення робочих струмів та напруг доцільно застосовувати двомостовий інвертор з підсумовуванням напруги на стороні вторинної обмотки. У спрощеній схемі силової частини перетворювача (рис. 1.14) міститься симетричний фазовий модулятор MOD, два потужних автономних інвертори напруги на основі мостової схеми I1, I2 (див. рис. 1.13), фільтр L_ϕ , C_ϕ і резонансне навантаження з елементів L_n , C_n , R_n .

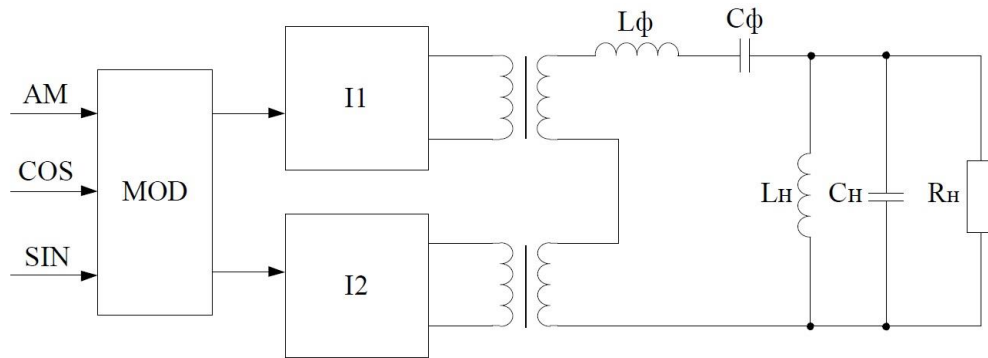


Рис. 1.14. Спрощена схема двомостового інвертора

Загальновідомо, що при застосуванні таких схем досягається рівномірність завантаження силових ключів по струму чи напрузі [62, 68].

Високі вимоги висуваються до забезпечення симетричності зсуву фаз (рис. 1.15) інверторів I1 (А) та I2 (Б) в широкому діапазоні змін напруги джерела живлення, температур та втрат у навантаженні.

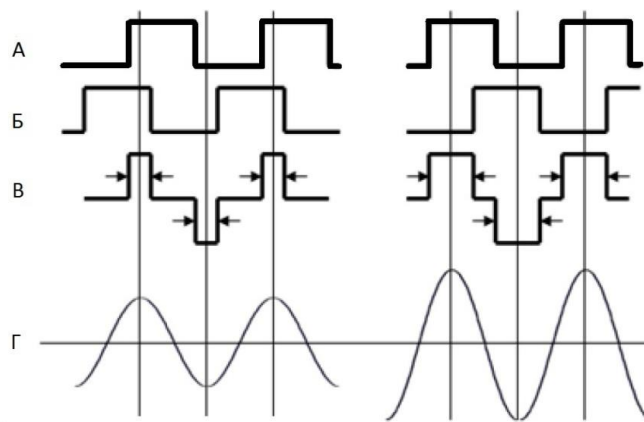


Рис. 1.15. Напруги А, Б на виходах силових інверторів, сума напруг - В та напруга на навантаженні після фільтрації - Г

Проте, двохмостовий інвертор використовує трансформатор, що впливає на його можливості, такі як температурний режим роботи пристрою, масо-габаритні дані та інші. Отримання зондувальної напруги також можливе шляхом використання безтрансформаторних багаторівневих інверторів.

Для отримання зондувальної напруги використовують багаторівневого інвертора напруги за топологією з обмежувальними діодами [7, 20, 43, 47]. Спрощена схема трирівневого інвертора з обмежувальними діодами показана на рис. 1.16.

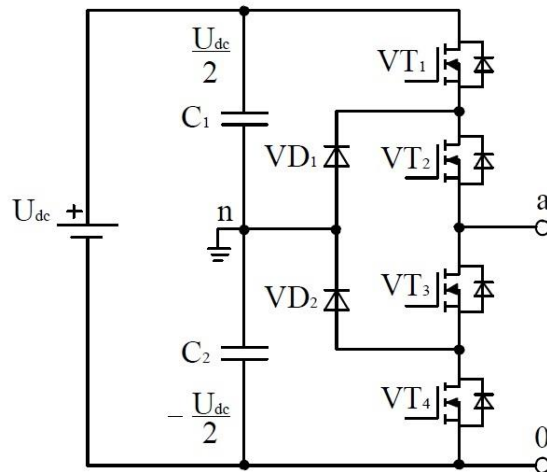


Рис. 1.16. Трирівневий інвертор по топології з обмежувальними діодами

У цій схемі шина постійної напруги розділена на три рівні за допомогою з'єднаних конденсаторів $C1$ і $C2$ досить великої ємності. Середня точка між двома конденсаторами n може бути визначена як нейтральна. Вихідна напруга може мати три значення: $+U$, $-U$, 0 . Використання топологій з більшою кількістю рівнів напруги дає можливість підвищити точність сигналу, що генерується. Однак із збільшенням числа рівнів, ускладнюється система керування, а також збільшується кількість елементів в схемі.

1.3. Принципи побудови багаторівневих інверторів

Багаторівневі інвертори здебільшого використовують як силові напівпровідникові ключі, так і конденсаторні джерела енергії, на виході яких генерується напруга ступінчатої форми. Переключення ключів дозволяє додавати напругу конденсаторів, що може бути значною на виході, але при цьому до силових ключів прикладена невелика напруга. На рис. 1.17 представлено принцип побудови інверторів з різною кількістю рівнів. Силові напівпровідникові елементи у цих інверторах зображено як ідеальні ключі у кількох позиціях. Дворівневий інвертор формує вихідну напругу у двох рівнях – U_d , та 0 (див. рис. 1.17, а), у той час як трирівневий інвертор формує три значення напруги і так далі [10, 14, 30, 31, 32, 46]. Таким чином, кожен новий рівень інвертора значить ще один рівень напруги на виході інвертора.

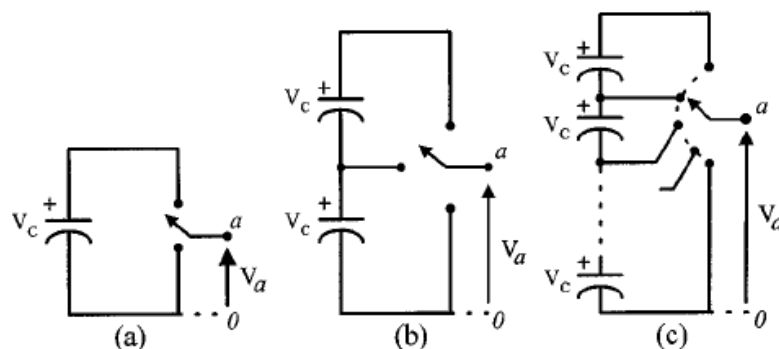


Рис. 1.17. Інвертори з різним числом рівнів:

а) дворівневий інвертор; б) трирівневий інвертор; в) n -рівневий інвертор.

Враховуючи, що m - це кількість кроків фазної напруги відносно негативного виводу інвертора, число кроків між двома виводами навантаження k буде:

$$k = 2m + 1 \quad (1.4)$$

Число кроків p фазної напруги для трифазного навантаження (з'єданого зіркою) визначається:

$$p = 2k - 1 \quad (1.5)$$

Термін «багаторівневий» виник з інвертора на трьох рівнях, запропонованого Набає [3] та іншими. Зі зростанням числа рівнів інвертора зростає кількість кроків вихідної напруги, що сприяє зниженню гармонічних спотворень. Проте значна кількість рівнів ускладнює систему керування та може призводити до незбалансованості напруги.

Багаторівнева топологія високовольтних перетворювачів має наступні переваги:

- знижується рівень гармонічних спотворень у вихідному сигналі, що відповідно покращує якість енергії та знижує електромагнітні завади;
- топологія дозволяє краще використовувати джерела живлення, що може підвищити загальну ефективність перетворювача та знизити втрати енергії.
- порівняно з іншими топологіями, багаторівневі перетворювачі можуть мати менші габаритні розміри та вагу, що робить їх більш зручними для використання.
- завдяки меншій кількості вищих гармонічних складових у вихідній напрузі, багаторівневі перетворювачі можуть вимагати менших габаритів фільтрів, що спрощує і робить дешевше загальну конструкцію системи.
- висока точність вихідного сигналу: завдяки більшій кількості рівнів напруги, багаторівневі перетворювачі можуть наблизитися до бажаного значення напруги з більшою точністю.
- менша споживана потужність у порівнянні з іншими топологіями.

Застосовуються наступні схеми багаторівневих інверторів:

- каскадна схема (*cascade H-bridge inverter*);
- з обмежувальними (фіксуєчими) діодами (*diode-clamped inverter*);

- з «плаваючими» конденсаторами (*flying capacitor inverter*).
- комбіновані схеми, що базуються на трьох вищезгаданих схемах [6, 42, 44]

Інвертор з обмежувальними діодами

Напівпровідниковий перетворювач із нейтральною точкою, який був запропонований дослідниками Набеє (*Nabae*) [3], Такахаші (*Takahashi*) і Акагі (*Akagi*) в 1981 являє собою трирівневий інвертор з обмежувальними діодами.

В кінці ХХ століття декілька дослідників опублікували результати розробок для чотирьох-, п'яти- і шестирівневого інвертора з обмежувальними діодами, що можна застосовувати для систем керування моторами [36].

На рис. 1.16 та 1.18 зображені базові схеми трирівневого та п'ятирівневого інверторів з фіксуєчими діодами. Напряга розділена на три рівні за рахунок конденсаторів $C1$ і $C2$ в трирівневому інверторі. Середня точка двох конденсаторів - нейтраль. Вихідна напряга набуває трьох значень $+V/2$, $-V/2$, 0 . Кількість обмежувальних діодів, що використовуються в схемі визначається наступним виразом: $(m-1) \cdot (m-2)$.

Таблиця станів ключів при роботі інвертора має вигляд (1- ключ ввімкнено, 0 – ключ вимкнено):

Таблиця 1.1. Стани ключів трирівневого інвертора

Рівень напряги	Стани ключів			
	S1	S2	S1 [^]	S2 [^]
+V/2	1	1	0	0
0	0	1	1	0
-V/2	0	0	1	1

В п'ятирівневому інверторі вихідна напряга розділена на п'ять рівнів завдяки конденсаторам $C1-C4$. Отже, вона може набувати наступних величин: $+V/2$, $+V/4$, 0 , $-V/4$, $-V/2$. Таблиця станів ключів:

Таблиця 1.2. Стани ключів п'ятирівневого інвертора напряги

Рівень напруги	Стани ключів							
	S1	S2	S3	S4	S1`	S2`	S3`	S4`
+ V/2	1	1	1	1	0	0	0	0
+ V/4	0	1	1	1	1	0	0	0
0	0	0	1	1	1	1	0	0
- V/4	0	0	0	1	1	1	1	0
-V/2	0	0	0	0	1	1	1	1

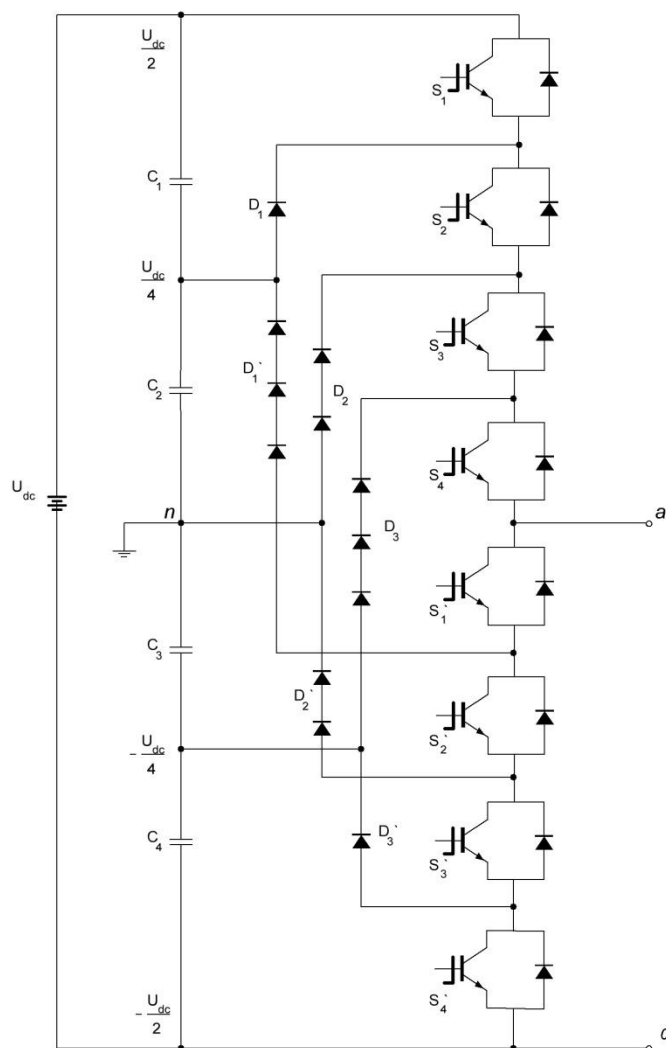


Рис. 1.18. П'ятирівневий інвертор з обмежувальними діодами

Розвиток цифрових систем керування та поява доступних високовольтних ключів дозволяють розробляти багаторівневі інвертори з більшою кількістю рівнів, що надає ряд переваг. Наприклад, у трирівневому інверторі знижується навантаження на ключі вдвічі порівняно з мостовим інвертором. Це відкриває можливість застосування ключів меншої потужності. Якщо для трирівневого

можна буде використовувати MOSFET, то для мостового – лише IGBT при однакових вхідних параметрах по струму і напрузі. Також виникає можливість роботи на вищих частотах, виходячи за радіочастотний діапазон завад і спрощуючи фільтрацію комутаційних гармонік [25, 26, 28, 35, 48, 50]. Багаторівневі схеми, хоч і мають складнішу архітектуру та алгоритми керування, відзначаються високою технічною та економічною ефективністю.

Інвертори з обмежувальними діодами мають наступні переваги:

- захист від зворотної полярності: обмежувальні діоди запобігають виникненню небажаних зворотних струмів, що може виникнути у випадку неправильного підключення джерела живлення;
- зниження споживання потужності;
- підвищення надійності: захист від перенапруги, який забезпечують обмежувальні діоди, допомагає підвищити надійність електронних пристроїв і систем;
- простота топології: інвертори з обмежувальними діодами мають просту конструкцію, що полегшує їхнє проектування і виготовлення, а також робить систему менш вразливою до несправностей;
- підвищена стійкість інвертора до змін напруги живлення.

Недоліки:

- великі розміри: більше елементів в порівнянні зі звичайними інверторами;
- вищі втрати потужності: більша кількість елементів призводить до збільшених втрат потужності;
- складне управління перенапругою: у разі виникнення перенапруги чи несправності в одному з рівнів інвертора, виникають складнощі з виявленням даної проблеми.

Інвертор з плаваючими конденсаторами

Мейнард (*Meynard*) і Фоч (*Foch*) запропонували схему інвертора з плаваючим конденсатором в 1992 році [51]. Схема цього інвертора подібна до схеми з обмежувальними діодами, проте замість діодів використовуються конденсатори.

На рис. 1.19 відображена структура базової топології інвертора з плаваючими конденсаторами [8, 17, 56, 57]. Завдяки точному підбору комбінації конденсаторів можна досягти симетричного заряду конденсаторів. Аналогічно до інвертора з обмежувальними діодами, інвертор з плаваючими конденсаторами вимагає значної кількості об'ємних конденсаторів для формування необхідної напруги. При рівності максимально допустимої напруги кожного конденсатора, що використовується, та напруги силового ключа, m -рівневий інвертор потребує $(m-1)(m-2)/2$ плаваючих конденсаторів, додатково до $(m-1)$ головних конденсаторів.

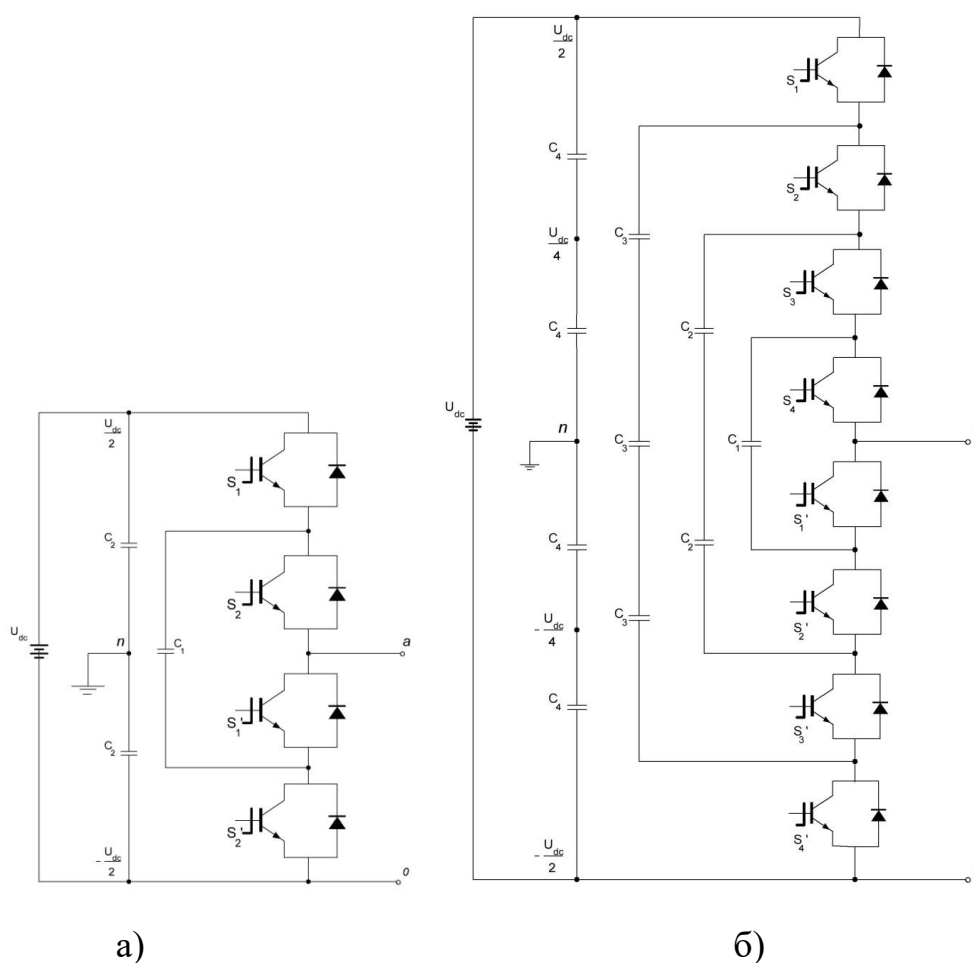


Рис. 1.19. Топологія трирівневого (а) та п'ятирівневого (б) інверторів з плаваючими конденсаторами

Напруга на навантаженні визначається як різниця напруг джерел постійного струму (ДПС) і конденсатора, який підключено послідовно з ДПС, чи як напруга окремого конденсатора, яка залежить від того заряджається чи розряджається конденсатор. Загалом, багаторівневі інвертори з плаваючими конденсаторами мають кілька переваг порівняно з іншими топологіями багаторівневих інверторів:

- ефективність: топологія дозволяє знизити втрати потужності та підвищити ефективність перетворення електроенергії;
- надійність: завдяки розподілу напруги на більшу кількість конденсаторів, ризик пошкодження окремих компонентів зменшується.
- точність: багаторівневі інвертори з плаваючими конденсаторами забезпечують кращу точність вимірювань через зменшення гармонік у вихідній напрузі.

Незважаючи на свої переваги, багаторівневі інвертори з плаваючими конденсаторами мають деякі недоліки, які варто врахувати:

- складність конструкції: одним з основних недоліків є складність самої конструкції. Потрібно ретельно підбирати комбінації конденсаторів та керувати їхнім зарядженням і розрядженням, що може ускладнити процес розробки та виробництва. Наприклад, для трирівневого інвертора потрібно плаваючі конденсатори у кількості $(m-1)(m-2)/2$ на фазу, що може вимагати значних зусиль у виборі та інтеграції компонентів;
- вартість інвертора: збільшення кількості компонентів, таких як конденсатори та силові ключі, може підвищити вартість інвертора;
- керування та обслуговування: підтримка оптимальної роботи багаторівневого інвертора вимагає складних систем керування та моніторингу.

Схема каскадного з'єднання H-мостів

Схема каскадного з'єднання H-мостів для m -рівневого перетворювача зображена на рис. 1.20 а [4, 13, 15, 16, 45]. В даній топології кожне джерело живлення є відокремленим і підключається до окремого мосту. Кожен інвертор генерує три різні вихідні напруги: $+V_{dc}$, 0 і $-V_{dc}$. Навантаження може бути підключеним до джерела живлення через різні комбінації станів ключів S_1 , S_2 , S_3 і S_4 . Для отримання $+V_{dc}$ ключі S_1 і S_4 мають бути замкненими. Напруга $-V_{dc}$ формується розриванням ключів S_2 і S_3 . А замиканням ключів S_1 і S_2 чи S_3 і S_4 отримуємо вихідну напругу рівну нулю.

Вихідна змінна напруга визначається сумою напруг, що формуються на окремих інверторах. Кількість рівнів вихідної напруги m для каскадного інвертора визначається як $m = 2s + 1$, де s – кількість окремих джерел живлення. На рис. 1.20 б наведені часові діаграми роботи 11-рівневого інвертора з 5 джерелами напруги і 5 повними Н-мостами.

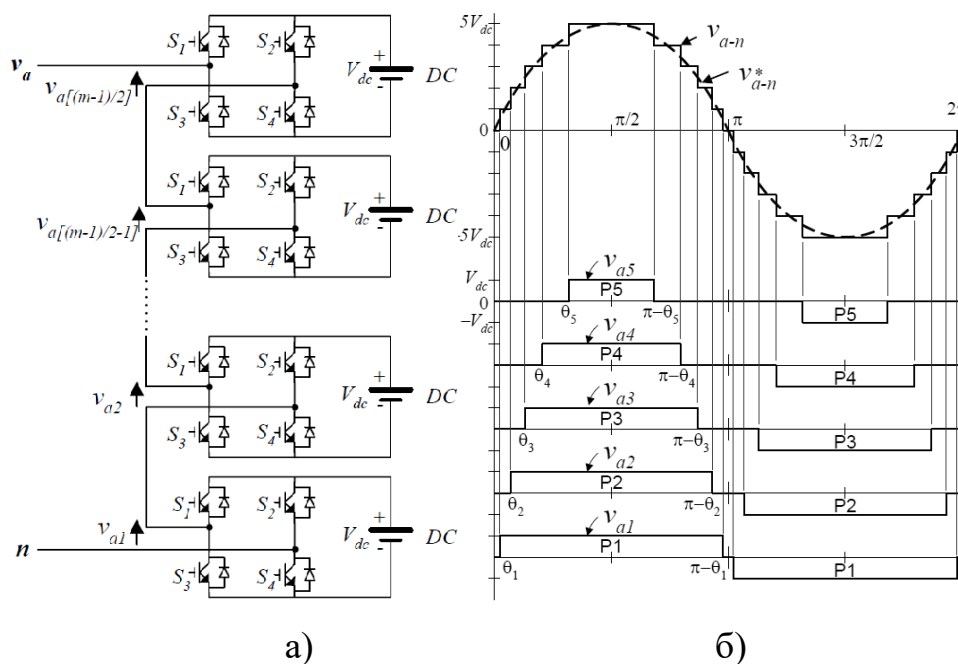


Рис. 1.20. Схема каскадного з'єднання Н-мостів (а) та вихідна напруга (б) для 11-рівневого інвертора, що містить 5 відокремлених джерел живлення

Переваги:

- кількість рівнів вихідної напруги більше ніж в двічі більше кількості окремих джерел живлення ($m = 2s + 1$);
- можливе масове серійне виробництво Н-мостів, що значно знижує їх вартість та підвищує якість виготовлення пристроїв.

Недоліки:

- виникає необхідність використовувати окремі джерела живлення для кожного з Н-мостів, що підвищує вартість перетворювача;
- велика кількість елементів схеми при однаковій кількості рівнів для інших топологій.

1.4. Способи формування вихідної напруги перетворювачів

На рисунку 1.21 наведені основні способи отримання на виході перетворювача напруги, яка відтворює криву певної форми [62, 67, 72].



Рис. 1.21. Класифікація способів формування квазісинусоїдальної напруги

Застосування неперервного методу підсилення сигналу заданої форми (аналогового) є доречним при малих потужностях або при обмеженому діапазоні зміни вихідної напруги пристроїв, наприклад, у випадку аналогових підсилювачів потужності. Це пояснюється низьким коефіцієнтом корисної дії (ККД) силових транзисторів, що працюють у неключовому режимі. Інший вигідний аспект аналогового підсилення потужності полягає в простоті його реалізації та можливості підсилення сигналів з широкою смугою частот без спотворення. Такий підхід дозволяє отримати вихідну напругу з досить складною формою.

Перетворювачі, що працюють у ключовому режимі транзисторів, виявляються більш ефективними з точки зору підвищення коефіцієнта корисної

дії (ККД). До прикладу, схеми перетворювачів з внутрішньою або зовнішньою фільтрацією вихідної напруги, такі як схеми типу меандр, виявляються особливо ефективними. Дані схеми виділяють лише гармоніки вказаної частоти з повного спектру вихідного сигналу, що дає можливість досить просто отримувати квазісинусоїдальну напругу.

Так, метод фільтрації, хоча і ефективний для виділення потрібних гармонік з вихідного сигналу, має свої обмеження і недоліки. Наприклад, недостатня стабільність форми вихідної напруги при зміні характеру навантаження та можливість виникнення паразитних коливань у випадку динамічних навантажень є серйозними факторами. Крім того, фільтри можуть мати погані масо-габаритні показники на низьких частотах вихідного сигналу, а також вимагати складного регулювання частоти через необхідність переналагодження фільтрів, особливо тих, що мають резонансні контури.

Вказаних недоліків певною мірою позбавлені модуляційні методи генерації вихідної квазісинусоїдальної напруги. Серед них можна виділити частотно-імпульсну модуляцію (ЧІМ), широтно-імпульсну модуляцію (ШІМ), амплітудно-імпульсну модуляцію (АІМ) та АІМ поєднану із широтно-імпульсною модуляцією (АШІМ) [39, 75, 80, 81].

Так, кожен з вказаних способів має свої унікальні особливості та модифікації, які можуть бути використані для конкретизації методу отримання вихідної імпульсної послідовності. Проте варто зазначити, що метод частотної імпульсної модуляції, де частота слідування імпульсів постійної ширини змінюється, може бути недоцільним у випадках, коли необхідно формувати вихідну напругу з великим діапазоном регулювання. Це обумовлено обмеженням діапазону частот, які задовольняють смузі пропускання вихідного фільтру перетворювача.

Перетворювачі, які використовують вищевказані методи АІМ, ШІМ та АШІМ, набули найбільшого застосування в техніці через такі переваги як: зниження вимог до вихідних фільтрів (інколи можуть навіть не

використовуватися); використання силових транзисторів у ключовому режимі роботи (зниження втрат потужності та підвищення ККД) та ін.

Так, в багатьох випадках, коли вимагається регулювання амплітуди вихідної напруги або коли АІМ не забезпечує потрібної якості квазісинусоїдальної напруги, використовують ШІМ і АШІМ. Вони дають можливість спростити схему, яка необхідна для досягнення потрібної кількості сходинок у сигналі, що формується методом ШІМ.

Вибір певного виду широтно-імпульсної модуляції в більшості випадків залежить від бажаних характеристик вихідної напруги перетворювача та складності схемної реалізації пристрою в цілому. Один з головних показників якості квазісинусоїдального вихідного сигналу – є сумарний коефіцієнт нелінійних спотворень (коефіцієнт гармонік), який можна означити як відношення діючого значення всіх вищих гармонік до діючого значення гармоніки, яка є основною [63]. Ця величина також визначається через діючі значення окремих гармонік i , як наслідок, - через амплітудні значення:

$$K_{\Gamma} = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} C_k^2 - C_1^2} / C_1 = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} C_k^2} / C_1 \quad (1.6)$$

де C_k – амплітуда k -тої гармоніки напруги, що аналізується.

Більше інформації дає коефіцієнт гармонік по струму:

$$K_{\Gamma C} = \sqrt{(1 + \operatorname{tg}(\varphi_n)^2) \sum_{k=2}^{\infty} \frac{C_k^2}{1 + k^2 \operatorname{tg}(\varphi_n)^2}} / C_1 \quad (1.7)$$

де $\varphi_n = \arccos(R_n / \sqrt{R_n^2 + \Omega^2 L_n^2})$.

Відзначимо, що використовують також коефіцієнт спотворень ν , який визначається як відношення діючого значення основної гармоніки вихідної

напруги до величини діючого значення всієї напруги сигналу. Також може бути визначений через амплітуди окремих гармонік:

$$v = C_1 / \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} C_k^2} \quad (1.8)$$

Якщо ж напруга на виході перетворювача апроксимує не простий гармонійний сигнал, а певну функцію зі складним спектром, варто використати коефіцієнт інтермодуляційних спотворень:

$$K_i = \sqrt{\frac{\sum_{n,k=1}^{\infty} C_{n,k}^2}{A_1^2 + A_2^2}} \quad (1.9)$$

де A_1, A_2 – амплітуди складових сигналу виду $u(t) = A_1 \sin(\omega_1 t) + A_2 \sin(\omega_2 t)$, $C_{n,k}$ – амплітуди комбінаційних гармонік, відповідно із частотами $(\omega_1 \pm \omega_2)$, n, k – натуральні числа.

Окремо варто розглянути асинхронну широтно-імпульсну модуляцію (АсШІМ). В перетворювачах з використанням АсШІМ фактично реалізується ЧІМ, а кут керування $\omega\tau(n)$ вираховується від часу появи кута керування попереднього інтервалу (рис. 1.22). При ЧІМ тривалість періоду слідування імпульсів керування описується виразом:

$$\begin{aligned} F(u_y(t-t_n)) &= f_0(t-t_n); \\ T_n &= t_n - t_{n-1}, \quad t_n \leq t \leq t_{n-1} + T_n; \\ t_n &= \sum_{n=1}^{n-1} T_{n+1}, \end{aligned} \quad (1.10)$$

де T_n – період слідування імпульсів на n -му інтервалі.

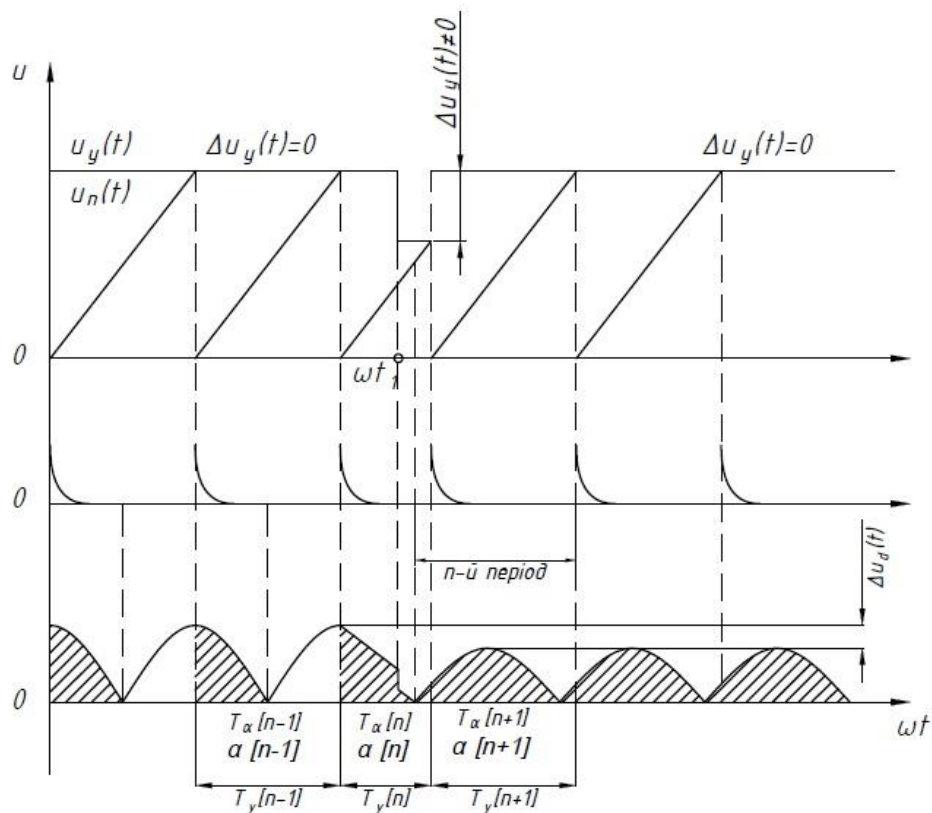


Рис. 1.22. Принцип реалізації АсШІМ

Якщо припустити, що рівняння (1.10) можливо розв'язати відносно періоду $T_n = 2\pi / \omega_n$ в явному вигляді та записати $\omega(t) = f(u_y(t))$, тоді врахувавши співвідношення між α та ω в вигляді $d\alpha/dt = \omega$, матимемо:

$$\alpha = \int_{t_0}^t f(u_y(t)) dt. \quad (1.11)$$

Рівняння (1.11) вказує, що керування в АсШІМ відбувається з врахуванням інтегралу від функції сигналу керування. Таким чином, цьому режиму керування мають відповідати властивості, аналогічні властивостям системи з астатизмом першого порядку.

У випадку асинхронних систем особливість полягає в тому, що період слідування імпульсів може мати будь-яку тривалість. Це вимагає використання спеціальних засобів для обмеження діапазону зміни кутів керування. Хоча в

системах керування використовується ЧІМ, а також відбувається зміна періоду слідування імпульсів керування, такий режим називають асинхронною широтно-імпульсною модуляцією. Проте у вихідній напрузі перетворювача моменти, що визначають період слідування імпульсів керування, жорстко фіксовані, а часовий інтервал між імпульсами керування обмежений одним періодом[63]. Це дозволяє називати такий метод модуляції відносно вихідної напруги широтно-імпульсною модуляцією.

Висновки до розділу 1

1. Аналіз форми зондувальної напруги, яка використовується в пристроях ядерного магнітного резонансу, показав доцільність використання перетворювачів в ключовому режимі роботи. Також була визначена необхідність використання коефіцієнта інтермодуляційних спотворень для проведення оцінки точності отриманого сигналу.

2. Враховуючи вимоги до пристрою, який формує напругу, була визначена необхідність розробки напівпровідникових перетворювачів з покращеними параметрами зондувальної напруги. Показано доцільність застосування безтрансформаторних схем та перетворювачів з можливістю фазового підлаштування.

3. Показано, що для мінімізації втрат у перетворювачі та підвищення точності формування зондувальної напруги пристрою необхідно розробити відповідні алгоритми керування, які можуть бути реалізовані за допомогою мікропроцесорної системи керування з асинхронною широтно-імпульсною модуляцією.

РОЗДІЛ 2. СИНТЕЗ ПЕРЕТВОРЮВАЧА ДЛЯ ЯДЕРНОГО МАГНІТНОГО РЕЗОНАНСУ

2.1. Математичний опис зондувальної напруги

Однією з особливостей методу ЯМР є те, що відлуння-сигнал, що містить корисну інформацію, має невелику величину. Для покращення співвідношення сигнал/шум і динаміки спінової системи використовується модуляція магнітного поля за допомогою напруги $s(t)$ (рис. 2.1), промодульованою за законом $w(t) = 1 + \cos(\Omega t)$.

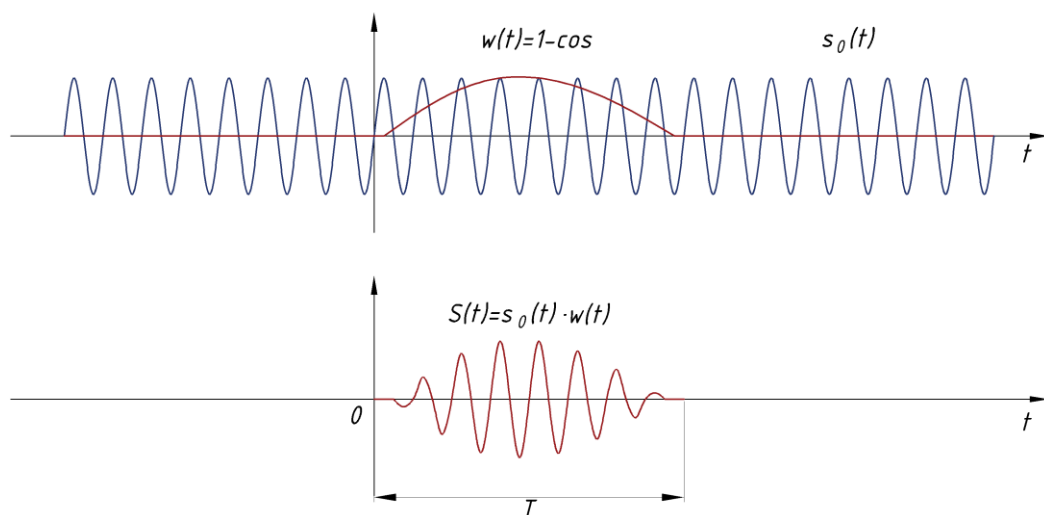


Рис. 2.1. Зондувальна напруга за законом Хана

Як показано в [72] сигнал Хана $s(t)$ можна записати у вигляді:

$$\begin{aligned}
 s(t) &= A_0(1 + m \cos \Omega t) \sin \omega_0 t, \\
 s(t) &= A_0[\sin \omega_0 t + m \cos \Omega t \cdot \sin \omega_0 t], \\
 s(t) &= A_0 \sin \omega_0 t + \frac{A_0 \cdot m}{2} \sin(\omega_0 + \Omega)t + \frac{A_0 \cdot m}{2} \sin(\omega_0 - \Omega)t,
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

де $\omega_0 = 450 \dots 500 \text{ кГц}$ – частота несучої, яка відповідає частоті ядерного магнітного резонансу, $\Omega = 7.2 \text{ кГц}$ - частота модуляції, m - коефіцієнт модуляції, який для модульованої функції Хана становить $m=1$, A_0 - амплітуда напруги. В загальному випадку частота залежить від потужності постійного магнітного поля, що діє в зондувальному пристрої та властивостей матеріалу, який має бути дослідженим.

Для проведення дослідження шляхом зондування необхідно сформувати серію амплітудно-модульованих імпульсів за законом Хана відповідно до послідовності Мейбума-Гіла-Кара-Персела як показано в розділі 1.2. Тривалість першого імпульсу становитиме 70 мкс, наступні 140 мкс. Між імпульсами необхідно встановити паузу в 140 мкс (рис. 2.2).

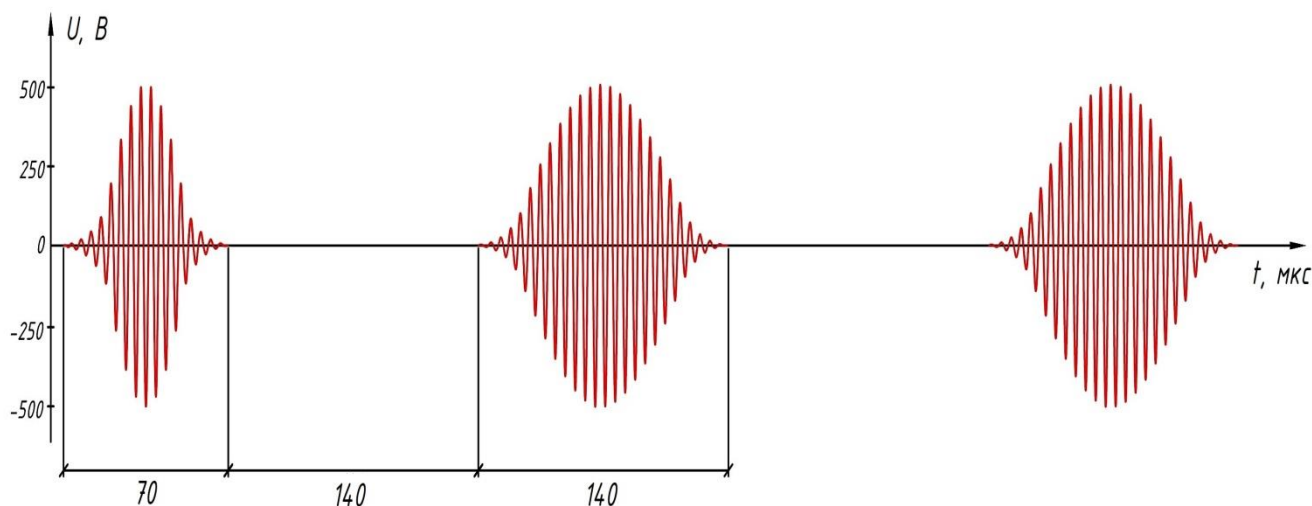


Рис. 2.2. Послідовність зондувальних імпульсів за законом Хана відповідно до послідовності Мейбума-Гіла-Кара-Персела

При цьому спектр напруги одного зондувального сигналу містить три гармоніки з частотами $\omega_0 = 450 \text{ кГц}$, $\omega_0 + \Omega = 457,2 \text{ кГц}$, $\omega_0 - \Omega = 442,8 \text{ кГц}$ (рис. 2.3). Амплітуди бічних гармонік $\omega_0 + \Omega$, $\omega_0 - \Omega$ становлять половину від амплітуди основної гармоніки.

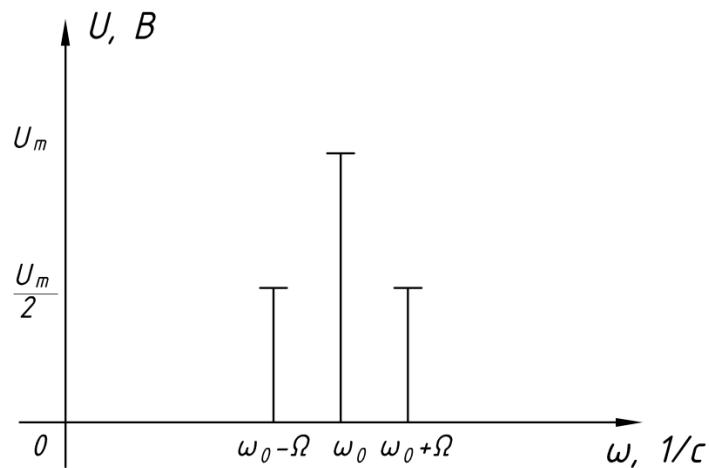


Рис. 2.3. Спектральний склад зондувального імпульсу

Як зазначалося раніше, так як напруга несинусоїдальної форми, то для її аналізу необхідно застосовувати коефіцієнт нелінійних спотворень (коефіцієнт гармонік) - (1.6).

Так як зондувальний сигнал містить три несучі гармоніки, то застосування стандартних коефіцієнтів не дає повноти інформації щодо цього сигналу, оскільки вони розраховані по першій гармоніці. Тому варто використати коефіцієнт інтермодуляційних спотворень, записаний трьох гармонік - основної і двох бічних:

$$K_{\Gamma_3} = \frac{\sqrt{\sum_i U_i^2}}{\sqrt{U_{\omega_0}^2 + U_{(\omega_0+\Omega)}^2 + U_{(\omega_0-\Omega)}^2}}, \quad (2.2)$$

де $U_{\omega_0}, U_{(\omega_0+\Omega)}, U_{(\omega_0-\Omega)}$ - значення амплітуд першої та бічних гармонік відповідно; U_i - всі гармоніки спектру, окрім першої та бічних.

Також необхідно забезпечувати стале співвідношення 1:0,5:0,5 між амплітудами $A_0, A_0/2, A_0/2$ для основних гармонік з частотами $\omega_0, \omega_0 + \Omega, \omega_0 - \Omega$.

Отримати таку напругу можна застосовуючи різні методи, наприклад АІМ, ШІМ, АсШІМ, биття.

При використанні биття (рис. 2.4, а) зондувальна напруга $s(t)$ може бути записана у вигляді:

$$s_o(t) = A_0 \sin(\omega_1 t) + A_0 \sin(\omega_2 t) \quad (2.3)$$

Частота сигналу $s_o(t)$ в цьому випадку рівна $\omega_0 = \frac{1}{2}(\omega_1 + \omega_2)$, амплітуда змінюється за гармонічним законом з частотою $\Omega_1 = \frac{1}{2}(\omega_1 - \omega_2)$.

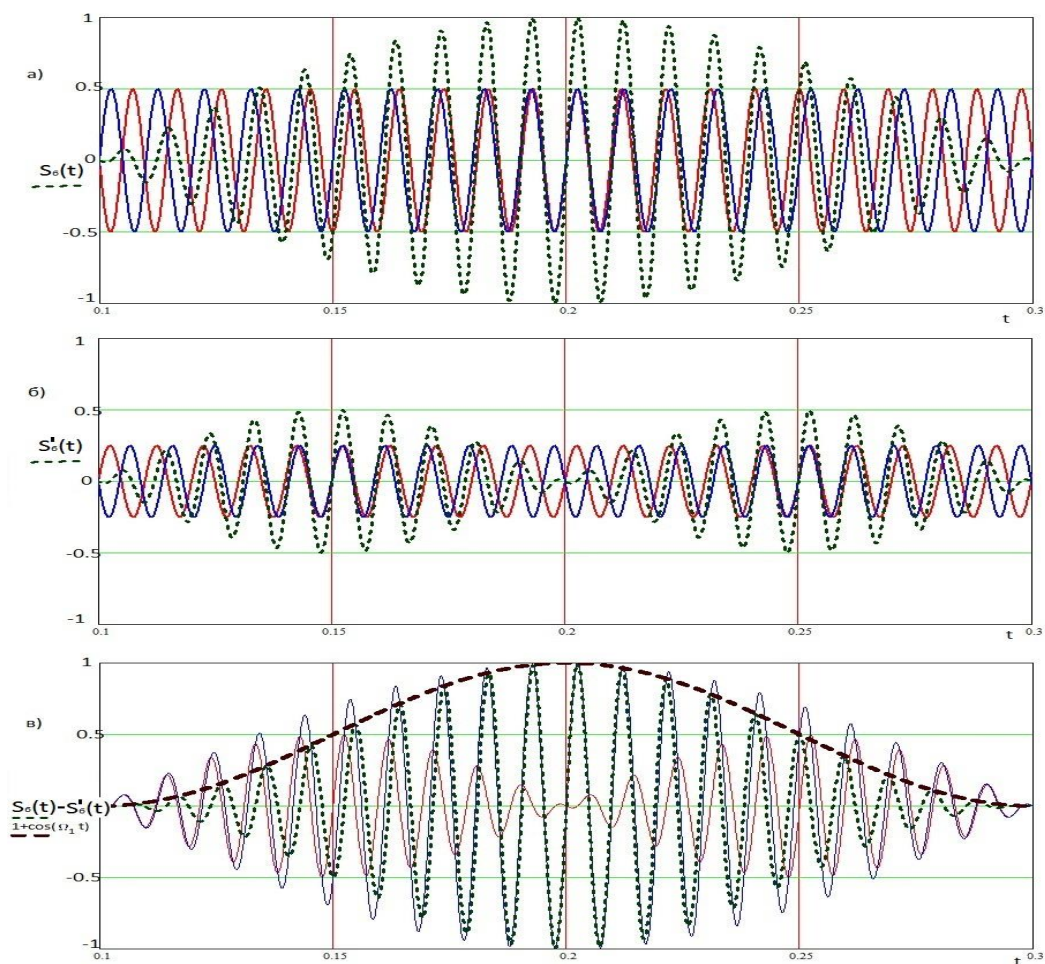


Рис. 2.4. Формування зондувальної напруги з використанням биття: а) биття з параметрами - амплітуда 1, період T ; б) биття з параметрами - амплітуда 0,5, період $0,5T$; в) зондувальний сигнал

Запишемо різницю сигналів $s(t)$ і $s_{\sigma}(t)$, прийнявши, що $\Omega = \frac{1}{2}(\omega_1 - \omega_2)$ і $\omega_0 = \frac{1}{2}(\omega_1 + \omega_2)$ та ввівши заміну \sin на \cos :

$$\begin{aligned}
 s'_{\sigma}(t) &= A_0 \{ \cos \frac{1}{2}(\omega_1 + \omega_2)t + \frac{1}{2} \cos[\frac{1}{2}(\omega_1 + \omega_2) + \frac{1}{2}(\omega_1 - \omega_2)t] + \\
 &+ \frac{1}{2} \cos[\frac{1}{2}(\omega_1 + \omega_2) - \frac{1}{2}(\omega_1 - \omega_2)t] \} - A_0 \sin \omega_1 t - A_0 \sin \omega_2 t = \\
 &= A_0 [\cos \frac{1}{2}(\omega_1 + \omega_2)t + \frac{1}{2} \cos \omega_1 t + \frac{1}{2} \cos \omega_2 t - \sin \omega_1 t - \sin \omega_2 t] = \\
 &= A_0 [\cos \frac{1}{2} \omega_1 t \cdot \cos \frac{1}{2} \omega_2 t - \sin \frac{1}{2} \omega_1 t \cdot \sin \frac{1}{2} \omega_2 t + \frac{1}{2} \sin(\omega_1 t + 90^\circ) + \\
 &+ \frac{1}{2} \sin(\omega_2 t + 90^\circ) - \sin \omega_1 t - \sin \omega_2 t]
 \end{aligned} \tag{2.4}$$

Після тригонометричних спрощень матимемо:

$$\begin{aligned}
 s'_{\sigma}(t) &= \frac{1}{2} A_0 \sin(\omega_2 t) + \frac{1}{2} A_0 \cos((2\omega_1 - \omega_2)t) = \frac{1}{2} A_0 \sin(\omega_2 t) + \\
 &+ \frac{1}{2} A_0 \cos((2\omega_1 - \omega_2)t + \pi) = s_3(t) + s_4(t)
 \end{aligned} \tag{2.5}$$

Сигнал $s'_{\sigma}(t)$ являє собою биття сигналів з частотою $\Omega_2 = \frac{1}{2}(2\omega_1 - \omega_2 - \omega_2) = \omega_1 - \omega_2$, що в два рази більше Ω_1 . Якщо $\Omega_1 = 2\Omega_2$ частоти сигналів $s_3(t)$ і $s_4(t)$ при цьому можуть бути обрані довільно.

Отже, для отримання обвідної за законом $1 + \cos(t)$ необхідно застосувати чотири генератора синусоїдальних коливань. При цьому два генератора, які будуть видавати сигнали $s_1(t) = A_0 \sin(\omega_1 t)$ і $s_2(t) = A_0 \sin(\omega_2 t)$, мають працювати на близьких частотах ω_1, ω_2 без зсуву фаз. Інші два генератори, що формують сигнали $s_3(t) = \frac{1}{2} A_0 \sin(\omega_3 t)$ і $s_4(t) = \frac{1}{2} A_0 \sin(\omega_4 t - \pi)$ також мають працювати на близьких частотах ω_3, ω_4 (рис. 2.4, б). Зондувальна напруга $s(t)$ формується як різниця двох вищевказаних сигналів $s_{\sigma}(t)$ і $s'_{\sigma}(t)$ (рис. 2.4, в). В даному випадку, окрім негативних аспектів АІМ, система стає більш громіздкою, виникає необхідність застосування ще одного додаткового 4-го генератора.

2.2. Синтез пасивної частини перетворювача

Розглянемо канонічні методи синтезу схем, які визначатимуть розклад вхідної функції. Для одного операторного виразу, що використовується при синтезі, може існувати кілька схем різної структури. Тому при виборі оптимального рішення серед наявних варіантів слід керуватися такими факторами, як масо-габаритні характеристики, вартість та інші важливі критерії [2, 24, 37].

В розділі 2.1. було розглянуто математичний опис зондувальної напруги (2.1), яка має бути сформована на випромінювачі. В загальному випадку зондувальний сигнал можна записати у наступному вигляді:

$$\begin{aligned}
 s(t) &= s_1(t) + s_2(t) + s_3(t) \\
 s_1(t) &= A_1 \cdot e^{-t/\tau} \cdot \cos \omega_0 t \\
 s_2(t) &= A_2 \cdot e^{-t/\tau} \cdot \cos(\omega_0 + \Omega)t \\
 s_3(t) &= A_3 \cdot e^{-t/\tau} \cdot \cos(\omega_0 - \Omega)t
 \end{aligned} \tag{2.6}$$

Запишемо операторні зображення для кожної функції:

$$\begin{aligned}
 S(p) &= S_1(p) + S_2(p) + S_3(p) \\
 S_1(p) &= \frac{p + 1/\tau}{(p + 1/\tau)^2 + \omega_0^2} \\
 S_2(p) &= \frac{p + 1/\tau}{(p + 1/\tau)^2 + (\omega_0 + \Omega)^2} \\
 S_3(p) &= \frac{p + 1/\tau}{(p + 1/\tau)^2 + (\omega_0 - \Omega)^2}
 \end{aligned} \tag{2.7}$$

Функція $S(p)$ має корені виду: $p_i = m \pm j \cdot n$, що є комплексно-спряжені.

Розглянемо розкладання $S(p)$ на прості дроби. Що відповідає послідовній схемі Форстера, при цьому проведемо заміну $p + \frac{1}{\tau} = p'$.

$$S(p') = \frac{p'}{p'^2 + \omega_0^2} + \frac{p'}{p'^2 + (\omega_0 + \Omega)^2} + \frac{p'}{p'^2 + (\omega_0 - \Omega)^2} \quad (2.8)$$

Для отриманого розкладу є відповідною схема, яка зображена на рис. 2.5.

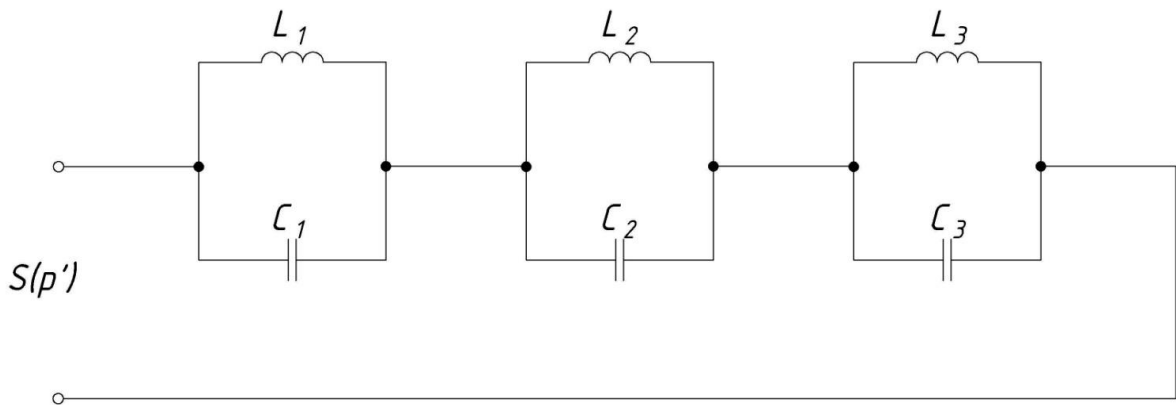


Рис. 2.5. Синтезована схема з використанням послідовного методу Форстера

Отримана схема має в своєму складі три паралельні коливальні контури. При цьому кожен контур налаштований на частоту одної з гармонік.

Для проведення синтезу схеми по паралельному методу Форстера необхідно записати провідність $1/S(p') = Y(p')$, що має вигляд суми простих дробів.

$$Y(p') = \frac{(p'^2 + \omega_0^2) \cdot (p'^2 + (\omega_0 + \Omega)^2) \cdot (p'^2 + (\omega_0 - \Omega)^2)}{p'[(p'^2 + (\omega_0 + \Omega)^2) \cdot (p'^2 + (\omega_0 - \Omega)^2) + (p'^2 + \omega_0^2) \cdot (p'^2 + (\omega_0 + \Omega)^2) + (p'^2 + \omega_0^2) \cdot (p'^2 + (\omega_0 - \Omega)^2)]}$$

Розглянемо $Y(p')/p'$ та позначимо $p'^2 = p''$:

$$\frac{Y(p')}{p'} = \frac{(p'' + \omega_0^2) \cdot (p'' + (\omega_0 + \Omega)^2) \cdot (p'' + (\omega_0 - \Omega)^2)}{p''[(p'' + (\omega_0 + \Omega)^2) \cdot (p'' + (\omega_0 - \Omega)^2) + (p'' + \omega_0^2) \cdot (p'' + (\omega_0 + \Omega)^2) + (p'' + \omega_0^2) \cdot (p'' + (\omega_0 - \Omega)^2)]}$$

$$\frac{Y(p')}{p'} = K_0 + \frac{K_1}{p'' + a_1} + \frac{K_2}{p'' + a_2} + \frac{K_3}{p''}$$

Після повернення до змінної p' :

$$Y(p') = K_0 \cdot p' + \frac{K_1 \cdot p'}{p'^2 + a_1} + \frac{K_2 \cdot p'}{p'^2 + a_2} + \frac{K_3}{p'}$$

Отриманому виразу відповідатиме синтезована схема:

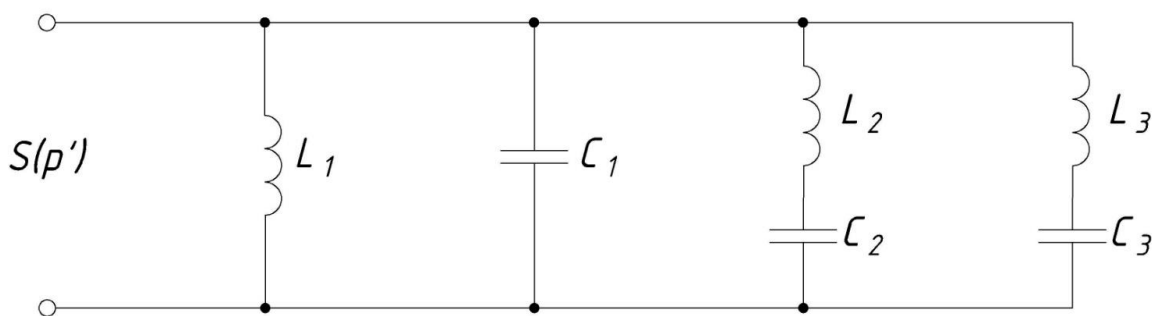


Рис. 2.6. Синтезована схема з використанням паралельного метода Форстера

До недоліків даної схеми варто віднести неможливість забезпечення індуктивного характеру навантаження, оскільки на вході схеми встановлено конденсатор. Оскільки на виході інвертора генерується ступінчата напруга, вона відразу буде прикладена до конденсатора $C1$, що може негативно вплинути на

роботу всієї схеми. Саме тому доцільно розглянути такі методи синтезу, що зможуть забезпечити індуктивну реакцію схеми.

Розглянемо синтез за методом Кауера. Його суть полягає в розкладі в неперервний дріб заданої операторної функції.

Спочатку використаємо метод Кауера за спадаючими показниками. Для цього перепишемо вираз (2.2) та зведемо до спільного знаменника:

$$S(p') = \frac{3 \cdot p'^5 + p'^3 \cdot (4 \cdot \Omega^2 + 4 \cdot \Omega \cdot \omega_0 + 6 \cdot \omega_0^2) + p'(\Omega^2 - 4 \cdot \Omega^3 \cdot \omega_0^2 + 8 \cdot \Omega^2 \cdot \omega_0^2 - 4 \cdot \Omega \cdot \omega_0^3 + 3 \cdot \omega_0^4)}{p'^6 + p'^4(2 \cdot \Omega^3 + 3 \cdot \omega_0^2) + p'^2(\Omega^4 + 3 \cdot \omega_0^4) + (\omega_0^6 - 2 \cdot \Omega^2 \cdot \omega_0^4 + \Omega^4 \cdot \omega_0^2)}$$

Представимо $S(p')$ в наступному вигляді, для зручності математичних перетворень:

$$S(p') = \frac{a_5 \cdot p'^5 + a_3 \cdot p'^3 + a_1 \cdot p'}{b_6 \cdot p'^6 + b_4 \cdot p'^4 + b_2 \cdot p'^2 + b_0}$$

Тип вхідного опору можна визначити в залежності від того який з коефіцієнтів - a_0 або a_{2k} дорівнює нулю. Оскільки в даному випадку $a_0 = a_{2k} = 0$, то вхідний опір

буде типу T_2 , при цьому $S(p') = \frac{N_{\text{непарний}}}{D_{\text{парний}}}$, $n_N < n_D$.

Проведемо ділення чисельника на знаменник. Результати представимо в таблиці 2.1.

Таблиця 2.1. Розрахунок коефіцієнтів за методом Кауера по спадаючим показникам.

$b_6 \cdot p'^6 + b_4 \cdot p'^4 + b_2 \cdot p'^2 + b_0$	$a_5 \cdot p'^5 + a_3 \cdot p'^3 + a_1 \cdot p'$	$0 \rightarrow Z$
--	--	-------------------

$a_5 \cdot p'^5 + a_3 \cdot p'^3 + a_1 \cdot p'$	$b_6 \cdot p'^6 + b_4 \cdot p'^4 + b_2 \cdot p'^2 + b_0$	$\frac{b_6}{a_5} p' \rightarrow Y$
$(b_4 - \frac{a_3 \cdot b_6}{a_5}) p^4 +$ $+(b_2 - \frac{a_1 \cdot b_6}{a_5}) p^2 + b_0$	$a_5 \cdot p'^5 + a_3 \cdot p'^3 + a_1 \cdot p'$	$\frac{a_5}{b_4 - \frac{a_3 \cdot b_6}{a_5}} p' \rightarrow Z$
$\left[a_3 - \frac{a_5(b_2 - a_1 \cdot b_6/a_5)}{b_4 - a_3 \cdot b_6/a_5} \right] p^3 +$ $\left[a_1 - \frac{a_5 \cdot b_0}{b_4 - a_3 \cdot b_6/a_5} \right] p$	$(b_4 - \frac{a_3 \cdot b_6}{a_5}) p^4 +$ $+(b_2 - \frac{a_1 \cdot b_6}{a_5}) p^2 + b_0$	
Перепишемо, ввівши нові змінні:		
$m_3 \cdot p'^3 + m_1 \cdot p'$	$n_4 \cdot p'^4 + n_2 \cdot p'^2 + n_0$	$\frac{n_4}{m_3} p' \rightarrow Y$
$(n_2 - \frac{m_1 \cdot n_4}{m_3}) p'^2 + n_0$	$m_3 \cdot p'^3 + m_1 \cdot p'$	$\frac{m_3}{n_2 - m_1 \cdot n_4/m_3} p' \rightarrow Z$
$(m_1 - \frac{n_0 \cdot m_3}{n_2 - m_1 \cdot n_4/m_3}) p'$	$(n_2 - \frac{m_1 \cdot n_4}{m_3}) p'^2 + n_0$	$\frac{(n_2 - m_1 \cdot n_4/m_3) p'}{m_1 - \frac{n_0 \cdot m_3}{n_2 - m_1 \cdot n_4/m_3}}$ $\rightarrow Y$
n_0	$(m_1 - \frac{n_0 \cdot m_3}{n_2 - m_1 \cdot n_4/m_3}) p'$	$(\frac{m_1}{n_0} - \frac{m_3}{n_2 - m_1 \cdot n_4/m_3}) p'$ $\rightarrow Z$

Отриману схему по методу Кауера за спадаючими показниками зображено на рис. 2.7.

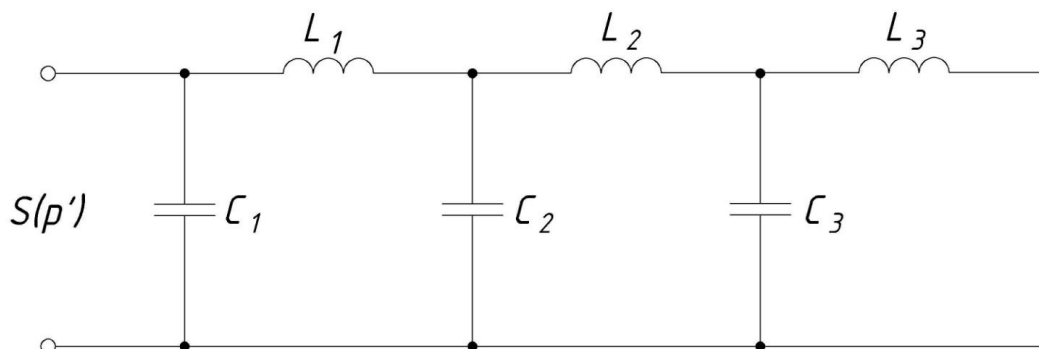


Рис. 2.7. Синтезована схема за методом Кауера по спадаючим показникам

Легко бачити, що даній схемі притаманні ті ж недоліки, що і попередній - на вході схеми встановлено конденсатор.

Варто розглянути синтез схеми використовуючи метод Кауера по зростаючим показникам. Проведемо знову ділення чисельника на знаменник дробу операторної функції.

Таблиця 2.2. Розрахунок коефіцієнтів з використанням методу Кауера по зростаючим показникам

$b_0 + b_2 \cdot p'^2 + b_4 \cdot p'^4 + b_6 \cdot p'^6$	$a_1 \cdot p' + a_3 \cdot p'^3 + a_5 \cdot p'^5$	$0 \rightarrow Z$
$a_1 \cdot p' + a_3 \cdot p'^3 + a_5 \cdot p'^5$	$b_0 + b_2 \cdot p'^2 + b_4 \cdot p'^4 + b_6 \cdot p'^6$	$\frac{b_0}{a_1 \cdot p'} \rightarrow Y$
$(b_2 - \frac{a_3 \cdot b_0}{a_1}) p'^2 +$ $+(b_4 - \frac{a_5 \cdot b_0}{a_1}) p'^4 + b_6 \cdot p'^6$	$a_1 \cdot p' + a_3 \cdot p'^3 + a_5 \cdot p'^5$	$\frac{a_1}{(b_2 - \frac{a_3 \cdot b_0}{a_1}) \cdot p'} \rightarrow Z$

$\left[a_3 - \frac{a_1(b_4 - a_5 \cdot b_0 / a_1)}{b_2 - a_3 \cdot b_0 / a_1} \right] p'^3 +$ $+(a_5 - \frac{a_1 \cdot b_6}{b_2 - a_3 \cdot b_0 / a_1}) p'^5$	$(b_2 - \frac{a_3 \cdot b_0}{a_1}) p'^2 +$ $+(b_4 - \frac{a_5 \cdot b_0}{a_1}) p'^4 + b_6 \cdot p'^6$	
Перепишемо, ввівши нові змінні:		
$m_3 \cdot p'^3 + m_5 \cdot p'^5$	$n_2 \cdot p'^2 + n_4 \cdot p'^4 + n_6 \cdot p'^6$	$\frac{n_2}{m_3 \cdot p'} \rightarrow Y$
$(n_4 - \frac{m_5 \cdot n_2}{m_3}) p'^4 + n_6 \cdot p'^6$	$m_3 \cdot p'^3 + m_5 \cdot p'^5$	$\frac{m_3}{(n_4 - m_5 \cdot n_2 / m_3) \cdot p'} \rightarrow Z$
$(m_5 - \frac{m_3 \cdot n_6}{n_4 - m_5 \cdot n_2 / m_3}) p'^5$	$(n_4 - \frac{m_5 \cdot n_2}{m_3}) p'^4 + n_6 \cdot p'^6$	$\frac{n_4 - m_5 \cdot n_2 / m_3}{(m_5 - \frac{n_6 \cdot m_3}{n_4 - m_5 \cdot n_2 / m_3}) \cdot p'} \rightarrow Y$
$n_6 \cdot p'^6$	$(m_5 - \frac{m_3 \cdot n_6}{n_4 - m_5 \cdot n_2 / m_3}) p'^5$	$\left[\frac{m_5 - \frac{m_3}{n_6 - \frac{m_3}{n_4 - m_5 \cdot n_2 / m_3}}}{1} \right] \frac{1}{p'} \rightarrow Z$

По отриманим коефіцієнтам методу Кауера по зростаючим показникам синтезуємо схему, яка зображена на рис. 2.8.

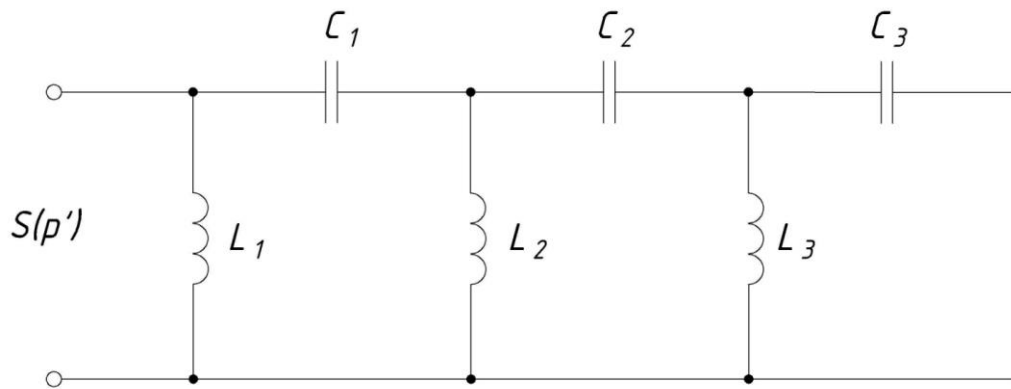
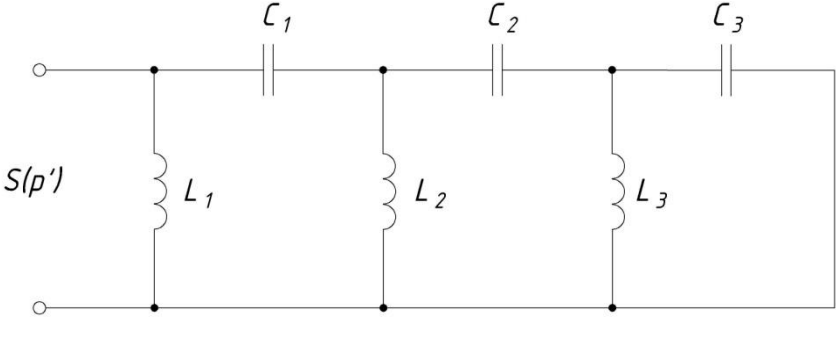


Рис. 2.8. Схема, синтезована за методом Кауера по зростаючим показникам

Зведемо результати проведено синтезу в таблицю 2.3.

Таблиця 2.3. Синтезовані схеми фільтрів

№ п.п.	Назва методу синтезу	Синтезована схема
1.	Послідовний метод Форстера	<p>The diagram shows three parallel LC branches connected in series. Each branch consists of an inductor (L_1, L_2, and L_3) in parallel with a capacitor (C_1, C_2, and C_3). The input source $S(p')$ is connected to the first branch, and the output is taken from the last branch.</p>
2.	Паралельний метод Форстера	<p>The diagram shows a series combination of inductors L_1, L_2, and L_3. A capacitor C_1 is connected in shunt to the ground line between L_1 and L_2. Another capacitor C_2 is connected in shunt to the ground line between L_2 and L_3. A third capacitor C_3 is connected in shunt to the ground line at the output. The input source $S(p')$ is connected to the left end of L_1.</p>
3.	Метод Кауера по спадаючим показникам	<p>The diagram shows three shunt capacitors (C_1, C_2, and C_3) connected to the common ground line. Between each capacitor, there is a series inductor (L_1, L_2, and L_3 respectively). The input source $S(p')$ is connected to the left end of the first inductor L_1, and the output is taken from the right end of the last inductor L_3.</p>

4.	Метод Кауера по зростаючим показникам	
----	---------------------------------------	--

При проектуванні фільтра, а саме - виборі його схеми і параметрів, важливо, щоб сумарна реактивна потужність, яка передається вищими гармоніками, була значно меншою, ніж реактивна потужність, що генерується основною гармонікою в тому ж елементі фільтру [53, 71]. Щоб розрахунок фільтру був оптимальним необхідно визначити найбільш корисний розподіл сумарної встановленої потужності фільтра між його елементами таким чином, щоб вказаному значенню сумарної встановленої потужності відповідало максимальне відповідало найбільше ослаблення вищих гармонік.

Розглядаючи всі вищезазначені переваги та недоліки отриманих схем, найбільш доцільною здається використання схеми №1, хоча зі змінами, що можуть покращити її функціональність. Залишимо останній LC-контур та в перших двох коливальних контурах залишимо по одному реактивному елементу. При цьому індуктивність на вході буде забезпечувати індуктивну реакції схеми (рис. 2.9).

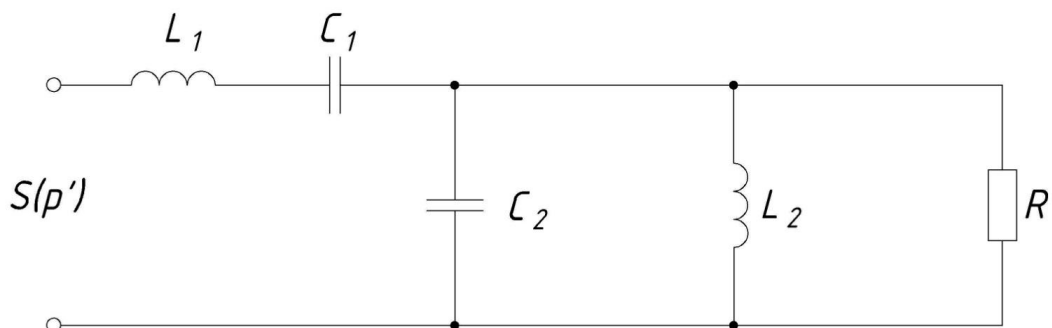


Рис. 2.9. Видозмінена схема пасивної частини перетворювача

Однак, синтезована схема не буде реалізовувати вказану на початку передавальну функцію. Для реалізації зондувальної напруги необхідної форми потрібно буде змінювати саму імпульсну послідовність, що генерується на виході інвертора.

2.3. Математична модель перетворювача

Розробка математичної моделі є важливим етапом у процесі проектування перетворювачів, оскільки вона дозволяє передбачити та аналізувати поведінку системи в різних умовах роботи. Це дає змогу вдосконалювати та оптимізувати схему перед фізичною реалізацією, що сприяє ефективному використанню ресурсів та підвищує якість та надійність пристрою. Математична модель електричної схеми зазвичай включає набір диференціальних, алгебраїчних та інтегральних рівнянь, які описують струми та напруги її компонентів. Встановлення відповідності між еквівалентною схемою перетворювача та його математичною моделлю у формі диференціальних рівнянь є ключовим етапом аналізу та проектування.

На виході інвертора (рис. 2.9) генерується ступінчата напруга з нульовими паузами, яка має позитивну і негативну частини. Якщо транзистори VT_1 та VT_2 замкнуті, то на виході отримуємо напругу $U/2$, якщо ж VT'_1 та VT'_2 включені, то формується $-U/2$. Для отримання нульової паузи напруги на навантаженні необхідно замкнути VT_2 та VT'_1 .

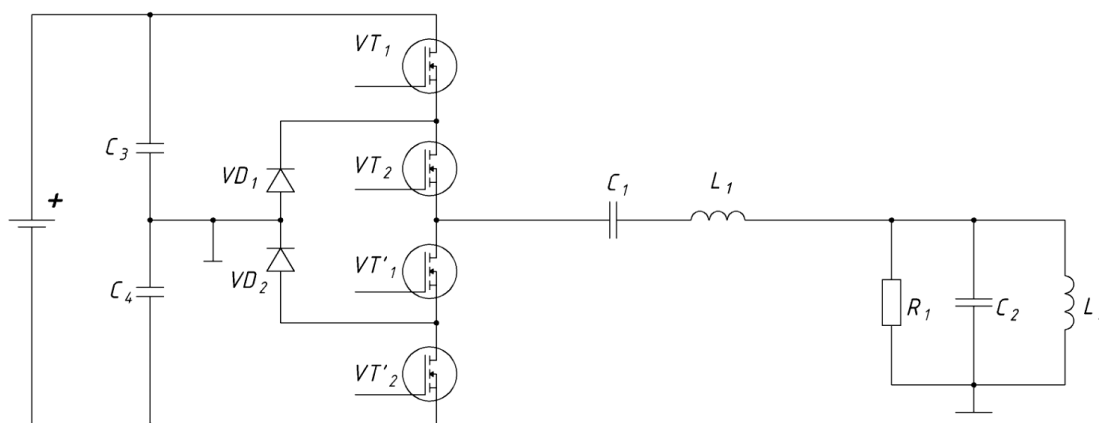


Рис. 2.9. Трирівневий інвертор напруги

Розглянемо еквівалентну схему перетворювача, яка має постійну структуру, постійні параметри та генератор еквівалентної ЕРС (рис. 2.10)

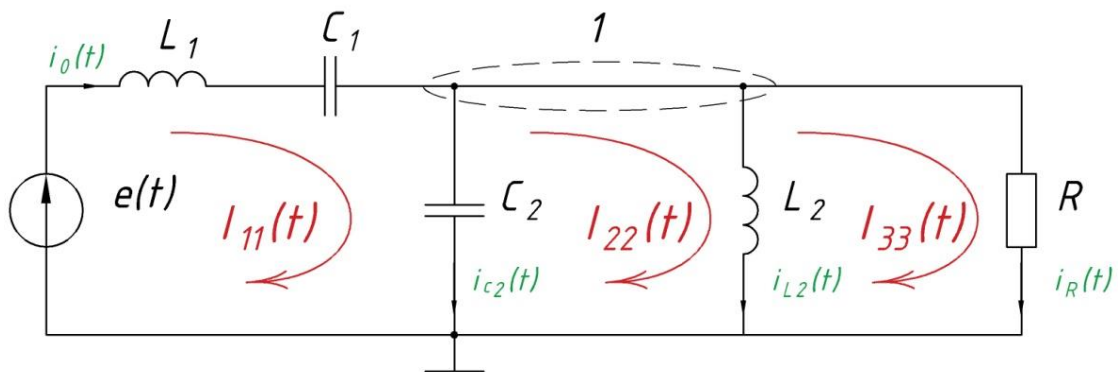


Рис. 2.10. Еквівалентна схема перетворювача

Позначимо на схемі контури, оберемо напрямок обходу та виділимо вузли. Для даної схеми можна записати три рівняння за II-м законом Кірхгофа, одне рівняння за I-м законом Кірхгофа, оскільки в схемі чотири вітки та два вузли.

Для першого вузла за першим законом Кірхгофа маємо:

$$i_0(t) = i_{L_2}(t) + i_{C_2}(t) + i_R(t) \quad (2.9)$$

Враховуючи напрямок протікання струму $i_0(t)$ і напрямок обходу першого контуру як це зображено на рис. 2.10, запишемо за другим законом Кірхгофа:

$$L_1 \cdot \frac{di_0(t)}{dt} + U_{C_1}(t) + U_{C_2}(t) = e(t) \quad (2.10)$$

Враховуючи напрямки струмів віток та напрямок струму $I_{22}(t)$ як вказано на схемі, для другого контуру запишемо:

$$U_{C_2}(t) = U_{L_2}(t) \quad (2.11)$$

Враховуючи напрямок контурного струму $I_{33}(t)$ та струмів віток як зображено на схемі, для третього контуру запишемо:

$$U_R(t) = U_{L_2}(t) \quad (2.12)$$

Запишемо отриману систему рівнянь:

$$\begin{cases} i_0(t) = i_{L_2}(t) + i_{C_2}(t) + i_R(t) \\ L_1 \cdot \frac{di_0(t)}{dt} + U_{C_1}(t) + U_{C_2}(t) = e(t) \\ U_{C_2}(t) = U_{L_2}(t) \\ U_R(t) = U_{L_2}(t) \end{cases} \quad (2.13)$$

Виразимо струм $i_{L_2}(t)$ з (2.9):

$$i_{L_2}(t) = i_0(t) - i_{C_2}(t) - i_R(t) \quad (2.14)$$

Враховуючи, що $i_0(t) = i_{C_1}(t) = i_{L_1}(t) = C_1 \cdot \frac{dU_{C_1}(t)}{dt}$ та $U_{L_2}(t) = L_2 \cdot \frac{di_{L_2}(t)}{dt}$

запишемо (2.11):

$$\begin{aligned} U_{C_2}(t) &= L_2 \cdot \frac{di_{L_2}(t)}{dt} = L_2 \cdot \frac{d[i_0(t) - i_{C_2}(t) - i_R(t)]}{dt} = \\ &= L_2 \cdot \left[\frac{di_0(t)}{dt} - \frac{di_{L_2}(t)}{dt} - \frac{di_{L_2}(t)}{dt} \right] = \\ &= L_2 \cdot \left[C_1 \cdot \frac{d^2 U_{C_1}(t)}{dt^2} - C_2 \cdot \frac{d^2 U_{C_2}(t)}{dt^2} - \frac{1}{R} \cdot \frac{dU_{C_2}(t)}{dt} \right] \end{aligned} \quad (2.15)$$

З урахуванням (2.15) перепишемо (2.13):

$$\begin{cases} L_1 \cdot C_1 \cdot \frac{d^2 U_{c_1}(t)}{dt^2} + U_{c_1}(t) + U_{c_2}(t) = e(t) \\ L_2 \cdot C_1 \cdot \frac{d^2 U_{c_1}(t)}{dt^2} - L_2 \cdot C_2 \cdot \frac{d^2 U_{c_2}(t)}{dt^2} - \frac{L_2}{R} \cdot \frac{dU_{c_2}(t)}{dt} - U_{c_2}(t) = 0 \end{cases} \quad (2.16)$$

Позначивши $L_1 \cdot C_1 = a_1$; $L_2 \cdot C_1 = a_2$; $L_2 \cdot C_2 = a_3$; $L_2 / R = a_4$ перепишемо (2.16):

$$\begin{cases} a_1 \cdot \frac{d^2 U_{c_1}(t)}{dt^2} + U_{c_1}(t) + U_{c_2}(t) = e(t) \\ a_2 \cdot \frac{d^2 U_{c_1}(t)}{dt^2} - a_3 \cdot \frac{d^2 U_{c_2}(t)}{dt^2} - a_4 \cdot \frac{dU_{c_2}(t)}{dt} - U_{c_2}(t) = 0 \end{cases} \quad (2.17)$$

Система (2.17) складається з двох лінійних диференціальних рівнянь другого порядку з постійними коефіцієнтами. В правій частині рівняння кусково-неперервна періодична функція. В загальному випадку рівняння такого виду можна записати:

$$a_n \cdot \frac{d^n x(t)}{dt^n} + \dots + a_1 \cdot \frac{dx(t)}{dt} + a_0 \cdot x(t) = e(t), \quad (2.18)$$

де $a_n \neq 0$.

Очевидним є той факт, що незалежно від структури пасивної складової, еквівалентна схема перетворювача зі сталою конфігурацією, параметрами та еквівалентним джерелом ЕРС, може бути описана лінійним диференціальним рівнянням з постійними коефіцієнтами та кусково-неперервною періодичною функцією, що наявна в правій частині (2.18).

В цьому випадку потрібно обчислити напругу та струм для не одного, а кількох компонентів. Тому переходимо від двох диференціальних рівнянь другого порядку до системи з чотирьох диференціальних рівнянь, але вже першого порядку, яку представимо у вигляді системи рівнянь стану:

$$\frac{dx(t)}{dt} = A \cdot x(t) + B \cdot e(t), \quad (2.19)$$

де $x(t)$ – вектор змінних стану; A і B – матричні коефіцієнти.

Позначимо:

$$\frac{dU_{c_1}(t)}{dt} = x(t), \quad \frac{dU_{c_2}(t)}{dt} = y(t). \quad (2.20)$$

Тоді матимемо:

$$\frac{d^2U_{c_1}(t)}{dt^2} = \frac{dx(t)}{dt}, \quad \frac{d^2U_{c_2}(t)}{dt^2} = \frac{dy(t)}{dt} \quad (2.21)$$

Враховуючи (2.20) та (2.21) запишемо систему (2.17) відносно змінних $x(t)$, $y(t)$, $U_{c_1}(t)$, $U_{c_2}(t)$ в такому вигляді:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dU_{c_1}(t)}{dt} = x(t) \\ \frac{dU_{c_2}(t)}{dt} = y(t) \\ a_1 \cdot \frac{dx(t)}{dt} + U_{c_1}(t) + U_{c_2}(t) = e(t) \\ a_2 \cdot \frac{dx(t)}{dt} - a_3 \cdot \frac{dy(t)}{dt} - a_4 \cdot y(t) - U_{c_2}(t) = 0 \end{array} \right. \quad (2.22)$$

Приведемо систему (2.22) до вигляду (2.19), після математичних спрощень та перетворень:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dU_{c_1}(t)}{dt} = x(t) \\ \frac{dU_{c_2}(t)}{dt} = y(t) \\ \frac{dx(t)}{dt} = \frac{1}{a_1} \cdot U_{c_1}(t) + \frac{1}{a_1} \cdot U_{c_2}(t) - \frac{1}{a_1} \cdot e(t) \\ \frac{dy(t)}{dt} = -\frac{a_2}{a_1 \cdot a_3} \cdot U_{c_1}(t) - \left(\frac{a_1 + a_2}{a_1 \cdot a_3} \right) \cdot U_{c_2}(t) - \frac{a_4}{a_3} \cdot y(t) + \frac{a_2}{a_1 \cdot a_3} \cdot e(t) \end{array} \right. \quad (2.23)$$

Отримаємо матрицю A та B відповідно до виразу (2.19):

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{a_1} & \frac{1}{a_1} \\ 0 & -\frac{a_4}{a_3} & -\frac{a_2}{a_1 \cdot a_3} & -\frac{a_1 + a_2}{a_1 \cdot a_3} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{a_1} \\ \frac{a_2}{a_1 \cdot a_3} \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

Таким чином систему (2.23) можна записати у вигляді:

$$\begin{bmatrix} \frac{dU_{c_1}(t)}{dt} \\ \frac{dU_{c_2}(t)}{dt} \\ \frac{dx(t)}{dt} \\ \frac{dy(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{a_1} & \frac{1}{a_1} \\ 0 & -\frac{a_4}{a_3} & -\frac{a_2}{a_1 \cdot a_3} & -\frac{a_1 + a_2}{a_1 \cdot a_3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x(t) \\ y(t) \\ U_{c_1} \\ U_{c_2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{a_1} \\ \frac{a_2}{a_1 \cdot a_3} \end{bmatrix} \cdot e(t) \quad (2.25)$$

Отже, модель еквівалентної схеми перетворювача, що має постійну структуру, постійні параметри і генератор еквівалентної ЕРС, можна представити у вигляді лінійних диференціальних рівнянь, та як систему лінійних диференціальних

рівнянь з сталими коефіцієнтами і кусково-неперервною функцією в правій частині.

Таким чином, узагальнена математична модель перетворювача має вигляд:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dU_{c_1}(t)}{dt} = x(t) \\ \frac{dU_{c_2}(t)}{dt} = y(t) \\ \frac{dx(t)}{dt} = \frac{1}{a_1} \cdot U_{c_1}(t) + \frac{1}{a_1} \cdot U_{c_2}(t) - \frac{1}{a_1} \cdot e(t) \\ \frac{dy(t)}{dt} = -\frac{a_2}{a_1 \cdot a_3} \cdot U_{c_1}(t) - \left(\frac{a_1 + a_2}{a_1 \cdot a_3} \right) \cdot U_{c_2}(t) - \frac{a_4}{a_3} \cdot y(t) + \frac{a_2}{a_1 \cdot a_3} \cdot e(t) \\ U_{33}(t) = Um(t) | f(t), nT < t < (n+1)T \\ U_{in1} = \begin{cases} 1, & nT + t_i \leq t \leq \frac{n+1}{2}(T + t_i) \\ -1, & \frac{n+1}{2}(T + t_i) \leq t \leq (n+1)T + t_i \end{cases} \\ U_{in2} = \begin{cases} 1, & nT \leq t \leq \frac{n+1}{2}T \\ -1, & \frac{n+1}{2}T \leq t \leq (n+1)T \end{cases} \\ e(t) = U_{in1} + U_{in2} \end{array} \right. \quad (2.26)$$

Використовуючи вказану математичну модель, можна створити систему керування, яка забезпечуватиме формування зондувального сигналу, враховуючи усі вимоги, що були зазначені раніше. Це також дозволить оцінити ефективність використання алгоритмів керування з асинхронною широтно-імпульсною модуляцією та широтно-імпульсною модуляцією

Висновки до розділу 2

1. Запропонований в роботі математичний опис зондувальної напруги відображає важливість отримання трьох гармонік у вихідному сигналі інвертора та збереження сталого співвідношення між їх амплітудами в пропорції 1:0,5:0,5.

2. На основі використання канонічних методів синтезу отримано чотири прості схеми пасивної частини перетворювача для реалізації передавальної функції. За результатами аналізу була розроблена модифікована схема з мінімальною кількістю реактивних елементів, але при цьому збережена здатність реалізувати задану вхідну функцію.

3. Запропонована математична модель описує вирази для струмів і напруг всіх елементів перетворювача, що дає можливість реалізувати різні алгоритми керування, в тому числі з підлаштуванням частоти та фази зондувального сигналу.

РОЗДІЛ 3. СИСТЕМА КЕРУВАННЯ БАГАТОРІВНЕВИМ ІНВЕРТОРОМ

3.1. Особливості асинхронного керування багаторівневим інвертором напруги

Під час експлуатації пристрою для ядерного магнітного резонансу виявляється, що параметри коливального контуру та випромінювача можуть змінюватись, що призводить до зміни ларморівської резонансної частоти. Це вимагає постійного коригування робочої частоти перетворювача для досягнення квазірезонансного режиму, що сприяє зменшенню динамічних втрат [70].

Як показано в розділі 1.4. доцільно використовувати для вирішення поставленої задачі системи керування з АсШІМ.

На рис. 3.1 представлена узагальнена структурна схема перетворювача з системою керування.

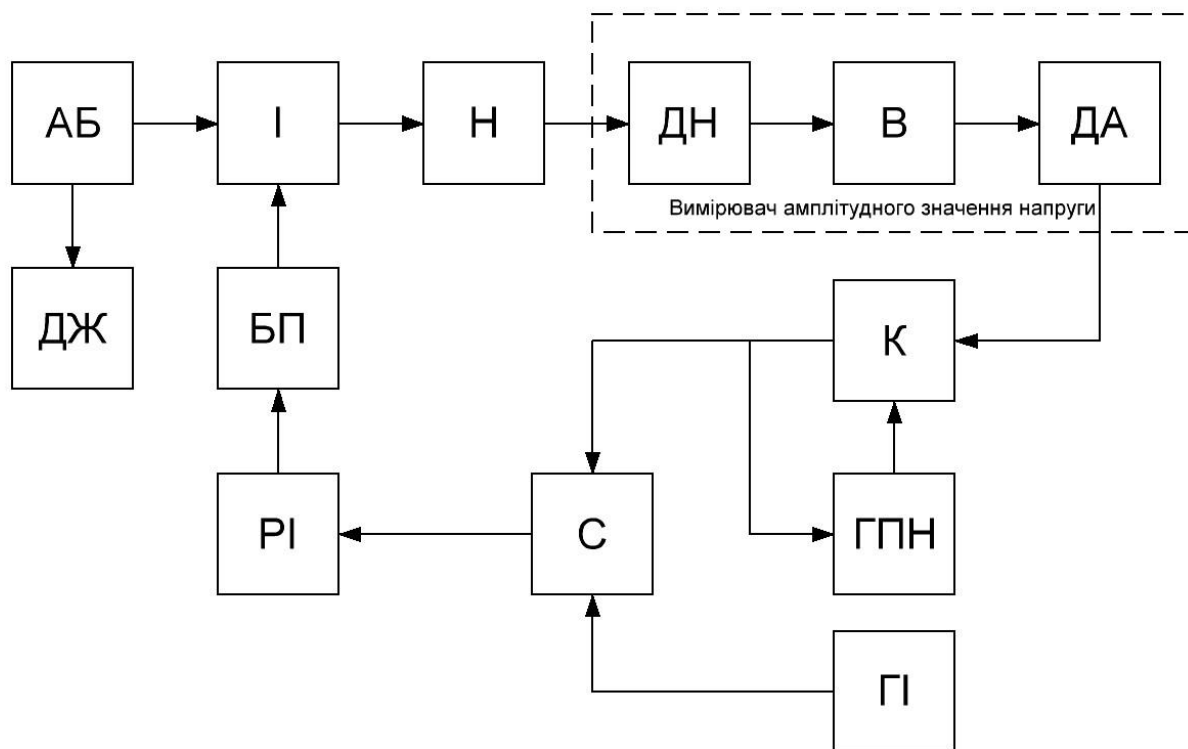


Рис. 3.1. Структурна схема перетворювача з асинхронною системою керування.

До структурної схеми входить: АБ – акумуляторна батарея, К – компаратор, ДЖ – джерело живлення, В – випрямляч, І – інвертор, Н – навантаження, С – суматор, РІ – розподільювач імпульсів, ДА – датчик амплітуди, ДН – датчик напруги, ГПН – генератор пилкоподібної напруги, ГІ – генератор імпульсів, БП – буферний підсилювач.

Напруга з акумуляторної батареї АБ подається на багаторівневий інвертор І. Інвертор генерує зондувальну напругу згідно з імпульсами керування. Ступінчата напруга з виходу інвертора, за допомогою резонансних фільтрів, перетворюється на амплітудно промодульовану синусоїду (див. рис. 3.3). Для забезпечення роботи в квазірезонансному режимі необхідно мати зондувальний сигнал з точністю огинаючої 5%. Це досягається шляхом контролю амплітуди модульованої синусоїди на кожному півперіоді роботи перетворювача. Давач напруги ДН, який є дільником напруги, передає сигнал після випрямлення на давач амплітуди ДА.

Напруга U_{33} з давача амплітуди порівнюється з напругою $U_{ГПН}$ за допомогою компаратора К. Оскільки в АсШІМ системах кут управління відраховується кожен раз від точки появи імпульсу управління попереднього інтервалу, ГПН розпочинає розгортати кожен наступний період відраховуючи від початку попереднього імпульсу управління. Отже, на виході компаратора будуть сформовані імпульси керування, які додаються до вихідних імпульсів генератора ГІ. Блок комутації РІ використовується для розподілення імпульсів управління по транзисторам. Буферний підсилювач БП призначений для підсилення імпульсів до необхідного рівня, щоб вони могли відкрити силові транзистори багаторівневого інвертора.

На рис. 3.3. наведені часові діаграми, що характеризують асинхронне широтно-імпульсне керування (напруга U_s – це напруга керування кожним транзистором).

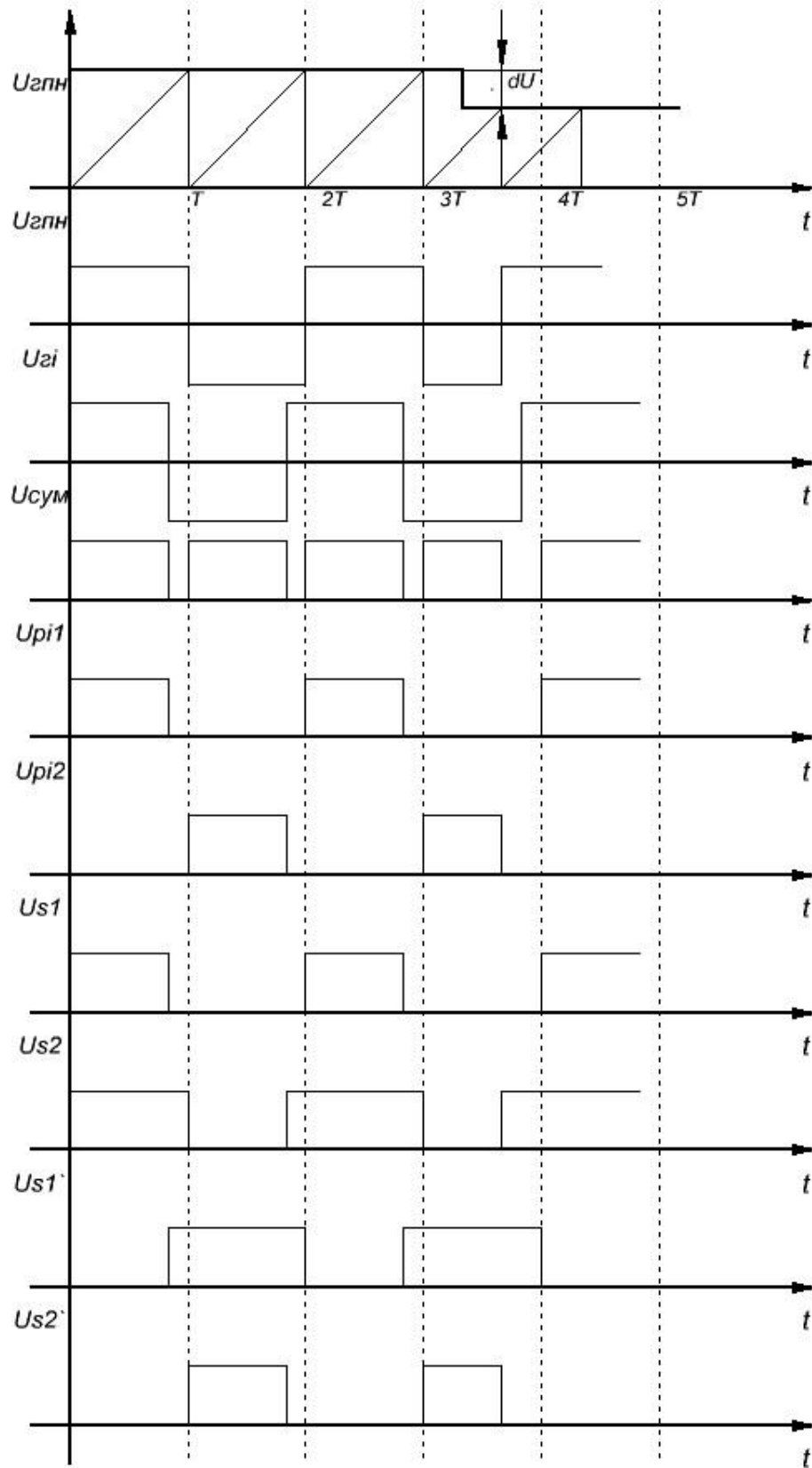


Рис. 3.3. Часові діаграми з АсШІМ керуванням.

Якщо відповідно до напруги ГПН, тривалість імпульсу буде більше тривалості періоду, вона становитиме - $T_0 - \delta$, де T_0 – тривалість звичайного періоду керування, δ – деякий мінімальний проміжок часу.

3.2. Стійкість перетворювача

Об'єктом керування в системі з АсШІМ, що досліджується, є послідовний коливальний резонансний контур L_1C_1 , який виконує функцію фільтра та антенний контур L_2C_2R (рис. 3.3). В загальному випадку на виході фільтра напруга $U(t)$, має фазовий зсув $\Delta\varphi$ по відношенню до струму $I(t)$, який протікає через цей фільтр.

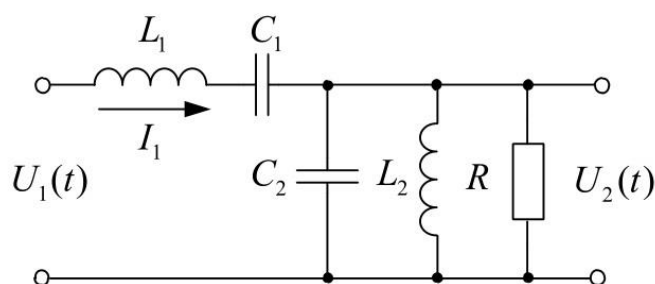


Рис. 3.3. Принципова схема послідовного коливального фільтра та антенного контуру

На рис. 3.4. відображено лінеаризовану модель системи автоматичного регулювання (САР) з АсШІМ.

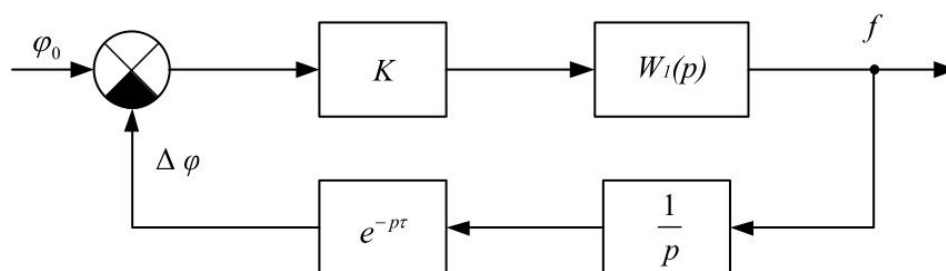


Рис. 3.4. Лінеаризована САР системи керування

Запишемо передавальну функцію $W_1(p)$ фільтра L_1C_1 та контуру L_2C_2R (рис. 3.3).

Для цього представимо схему на рис. 3.3. в вигляді еквівалентної схеми, що містить повні опори (рис. 3.5).

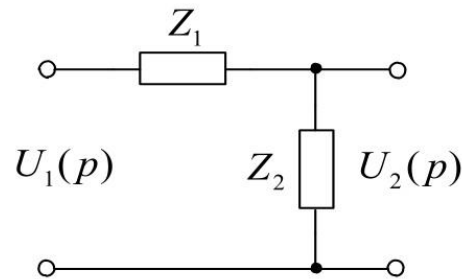


Рис. 3.5. Еквівалентна схема фільтра та антени

Таким чином можна записати еквівалентний опір фільтра $Z_1(p)$:

$$Z_1(p) = pL_1 + \frac{1}{pC_1}. \quad (3.19)$$

Еквівалентний повний опір антени $Z_2(p)$:

$$Z_2(p) = \frac{1}{pC_2 + \frac{1}{pL_2} + \frac{1}{R}}. \quad (3.20)$$

Отже, запишемо передавальну функцію схеми:

$$W_1(p) = \frac{U_2(p)}{U_1(p)}. \quad (3.21)$$

де $U_1(p)$ – напруга на вході фільтра; $U_2(p)$ – напруга на контурі антени. При цьому $U_2(p)$ можна визначити як:

$$U_2(p) = U_1(p) \cdot \frac{Z_2(p)}{Z_1(p) + Z_2(p)}, \quad (3.22)$$

Враховуючи (3.22) запишемо (3.21):

$$W_1(p) = \frac{Z_2(p)}{Z_1(p) + Z_2(p)}, \quad (3.23)$$

З використанням (3.19) та (3.20) перепишемо (3.23):

$$\begin{aligned} W_1(p) &= \frac{\frac{1}{\frac{1}{pL_2} + pC_2 + \frac{1}{R}}}{pL_1 + \frac{1}{pC_1} + \frac{1}{\frac{1}{pL_2} + pC_2 + \frac{1}{R}}} = \frac{\frac{pL_2 R}{R + pL_2 + p^2 C_2 L_2 R}}{\frac{1 + p^2 C_1 L_1}{pC_1} + \frac{pL_2 R}{R + pL_2 + p^2 C_2 L_2 R}} = \\ &= \frac{pL_2 R \cdot pC_1}{(1 + p^2 C_1 L_1)(R + pL_2 + p^2 C_2 L_2 R) + pL_2 R \cdot pC_1}. \end{aligned} \quad (3.24)$$

Після деяких математичних перетворень та спрощень отримаємо:

$$W_1(p) = \frac{p^2 C_1 L_2 R}{p^4 C_1 L_1 C_2 L_2 R + p^3 C_1 L_1 L_2 + p^2 R(C_1 L_1 + C_2 L_2 + C_1 L_2) + pL_2 + R}. \quad (3.25)$$

Як відомо, характеристичне рівняння системи, яка замкнута та з запізнюванням можна записати у вигляді:

$$D(p) = C(p) + B(p) \cdot e^{-\tau p}, \quad (3.26)$$

де τ – час запізнювання.

Для того, щоб система була стійкою необхідно і достатньо, щоб у всіх коренів трансцендентного характеристичного рівняння були від'ємні дійсні

частини. Внаслідок присутності множника e^{-tp} , рівняння може мати нескінченну кількість коренів (на відміну від звичайного алгебраїчного рівняння).

Використаємо критерій стійкості Найквіста у його звичайному формулюванні. Проте, в даному випадку, через наявність множника e^{-tp} суттєво змінюється вигляд амплітудно-фазової характеристики розімкненого кола, яку побудовано використовуючи частотну передавальну функцію:

$$W(j\omega) = \frac{B(j\omega)}{C(j\omega)} e^{-j\omega\tau}. \quad (3.27)$$

Як наслідок, для стійкості лінійних систем першого та другого порядку із запізнюванням, виявляється, вже недостатньо тільки позитивності коефіцієнтів, а для систем третього і більш високого порядку із запізнюванням неприйнятні алгебраїчні критерії стійкості.

Необхідно знайти передавальну функцію розімкненої системи. Її можна використати для побудови амплітудно-фазової характеристики та аналізу стійкості.

Передавальну функцію розімкненого кола можна представити у вигляді:

$$W_p(p) = K \cdot W_1(p) \cdot e^{-p\tau} \cdot \frac{1}{p}. \quad (3.28)$$

Враховуючи (3.25) запишемо (3.28):

$$W_p(p) = \frac{K \cdot p C_1 L_2 R \cdot e^{-p\tau}}{p^4 C_1 L_1 C_2 L_2 R + p^3 C_1 L_1 L_2 + p^2 R (C_1 L_1 + C_2 L_2 + C_1 L_2) + p L_2 + R}. \quad (3.29)$$

Введемо нові змінні:

$$\begin{aligned} a &= C_1 L_1 C_2 L_2 R, \\ b &= C_1 L_1 L_2, \\ c &= R(C_1 L_1 + C_2 L_2 + C_1 L_2), \\ d &= L_2, \\ g &= R, \\ l &= K C_1 L_2 R. \end{aligned} \quad (3.30)$$

Перепишемо (3.29), з урахуванням (3.30):

$$W_p(p) = \frac{l \cdot p \cdot e^{-p\tau}}{ap^4 + bp^3 + cp^2 + dp + g}. \quad (3.31)$$

Фактичні параметри перетворювача: $L_1 = 20\text{мкГн}$, $C_1 = 5,1\text{нФ}$, $L_2 = 1\text{мкГн}$, $C_2 = 101\text{нФ}$, $R = 30\text{ Ом}$.

Знайдемо нулі передавальної функції :

$$p = 0 \quad (3.32)$$

Прирівнявши знаменник до нуля знайдемо полюси передавальної функції:

$$\begin{aligned} p_1 &= -9,2132 \cdot 10^4 + 3,5083 \cdot 10^6 \cdot i; \\ p_2 &= -9,2132 \cdot 10^4 - 3,5083 \cdot 10^6 \cdot i; \\ p_3 &= -7,2884 \cdot 10^4 + 2,8157 \cdot 10^6 \cdot i; \\ p_4 &= -7,2884 \cdot 10^4 - 2,8157 \cdot 10^6 \cdot i. \end{aligned} \quad (3.33)$$

Так як корені знаходяться з лівої сторони від уявної вісі j комплексної площини, то можна зробити висновок, що у розімкненому стані система стійка, (рис. 3.6), астатизм відсутній.

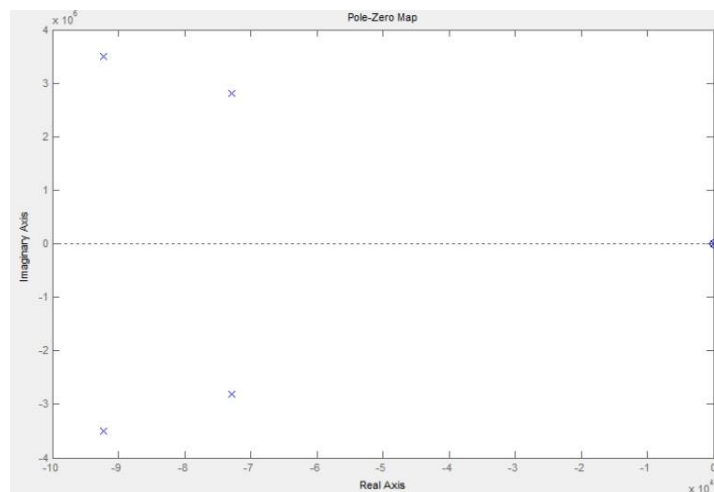


Рис. 3.6. Карта нулів і полюсів передавальної функції.

Згідно з формулюванням критерія Найквіста, якщо розімкнене коло системи є стійким або нейтральним, то для забезпечення стійкості системи, що замкнута, - необхідно і достатньо того, що амплітудно-фазова частотна характеристика (АФЧХ) розімкненого кола не охоплює на координатній площині точку $(-1; j0)$.

У вираз (3.29) підставимо $j\omega$ замість p та запишемо АФЧХ розімкненої системи:

$$W_p(p) = \frac{j \cdot K \cdot \omega C_1 L_2 R \cdot e^{-j\omega\tau}}{\omega^4 C_1 L_1 C_2 L_2 R - j\omega^3 C_1 L_1 L_2 - \omega^2 R(C_1 L_1 + C_2 L_2 + C_1 L_2) + j\omega L_2 + R}. \quad (3.34)$$

Зобразимо частотний годограф Найквіста для реальної системи керування та ідеальної (без запізнювання) при номінальних параметрах (рис. 3.7). Для побудови годографу Найквіста використаємо вбудовані функції *MatLab*.

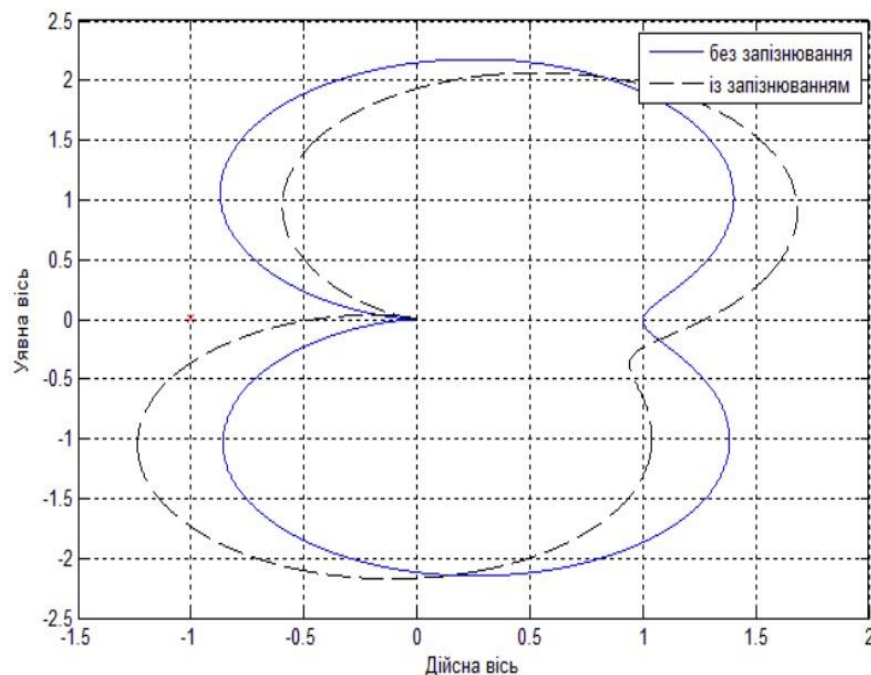


Рис. 3.7. Частотний годограф Найквіста

Частотний годограф Найквіста не охоплює точку $(-1; j0)$, отже система стійка.

3.3. Вплив зворотного зв'язку

Використання зворотного зв'язку може суттєво покращити вторинні параметри і характеристики схеми. У електронних схемах від'ємний зворотний зв'язок часто використовується для стабілізації підсилення, розширення полоси пропускання, зменшення рівня шумів та нелінійних спотворень, а також для підвищення вхідного та зменшення вихідного опору, що в результаті призводить до розширення полоси пропускання. З іншого боку, додатній зворотний зв'язок головним чином використовується в схемах регенеративних підсилювачів і автогенераторів, сприяючи встановленню та підтримці коливальних процесів.

Розглянемо систему зі зворотнім зв'язком, що має коефіцієнт зворотнього зв'язку k (рис. 3.8).

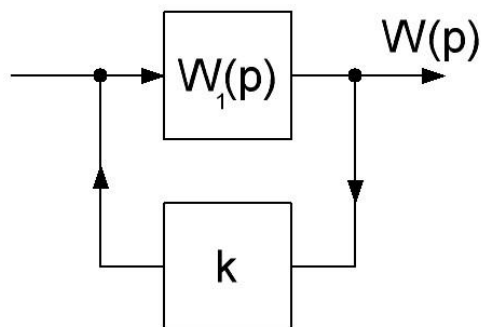


Рис. 3.8. Система зі зворотнім зв'язком, що має коефіцієнт передачі k

$W(p)$ описується наступним виразом:

$$W(p) = \frac{W_1(p)}{1 \pm k \cdot W_1(p)} \quad (3.35)$$

де k – коефіцієнт передачі зворотного зв'язку,

$$W_1(p) = \frac{p^2 C_1 L_2 R}{p^4 C_1 L_1 C_2 L_2 R + p^3 C_1 L_1 L_2 + p^2 R(C_1 L_1 + C_2 L_2 + C_1 L_2) + p L_2 + R}.$$

Підставимо $W_1(p)$ в (3.35):

$$\begin{aligned}
 W(P) &= \frac{p^2 C_1 L_2 R}{p^4 C_1 L_1 C_2 L_2 R + p^3 C_1 L_1 L_2 + p^2 R(C_1 L_1 + C_2 L_2 + C_1 L_2) + p L_2 + R} = \\
 &= 1 \pm k \cdot \frac{p^2 C_1 L_2 R}{p^4 C_1 L_1 C_2 L_2 R + p^3 C_1 L_1 L_2 + p^2 R(C_1 L_1 + C_2 L_2 + C_1 L_2) + p L_2 + R} \cdot \\
 &= \frac{p^2 C_1 L_2 R}{p^4 C_1 L_1 C_2 L_2 R + p^3 C_1 L_1 L_2 + p^2 R(C_1 L_1 + C_2 L_2 + C_1 L_2) + p L_2 + R \pm k \cdot p^2 C_1 L_2 R} = (3.36) \\
 &= \frac{p^2 C_1 L_2 R}{p^4 C_1 L_1 C_2 L_2 R + p^3 C_1 L_1 L_2 + p^2 R(C_1 L_1 + C_2 L_2 + C_1 L_2) + p L_2 + R \pm k \cdot p^2 C_1 L_2 R}.
 \end{aligned}$$

Після перетворень і спрощень отримаємо:

$$W(P) = \frac{p^2 C_1 L_2 R}{p^4 C_1 L_1 C_2 L_2 R + p^3 C_1 L_1 L_2 + p^2 [R(C_1 L_1 + C_2 L_2 + C_1 L_2) \pm k \cdot C_1 L_2 R] + p L_2 + R}. (3.37)$$

Позначимо:

$$\begin{aligned}
 a &= C_1 L_1 C_2 L_2 R, \\
 b &= C_1 L_1 L_2, \\
 c &= R(C_1 L_1 + C_2 L_2 + C_1 L_2), \\
 d &= C_1 L_2 R \\
 e &= L_2, \\
 f &= R, \\
 g &= C_1 L_2 R.
 \end{aligned} \tag{3.38}$$

З урахуванням (3.38) перепишемо (3.37):

$$W(p) = \frac{gp^2}{ap^4 + bp^3 + p^2(c \pm k \cdot d) + ep + f}. \quad (3.39)$$

Очевидно, що характеристичне рівняння матиме чотири корені. Зрозуміло, що змінюючи коефіцієнт передачі зворотного зв'язку k , можна контролювати положення коренів на комплексній площині, тим самим впливаючи на стійкість системи. Такий підхід дозволяє змінити динаміку системи в залежності до вимог та потреб конкретного застосування.

Для аналізу стійкості системи необхідно розв'язати характеристичне рівняння відносно параметру k та змінної p :

$$Z(p, k) = ap^4 + bp^3 + p^2(c + k \cdot d) + ep + f \quad (3.40)$$

Щоб знайти корені рівняння (3.40) як функцію від k застосуємо метод Феррарі:

$$\begin{aligned} \alpha(k) &= \frac{-3 \cdot b^2}{8 \cdot \alpha^2} + \frac{c + k \cdot d}{\alpha} \\ \beta(k) &= \frac{b^3}{8 \cdot \alpha^3} - \frac{b \cdot (c + k \cdot d)}{2 \cdot \alpha^2} + \frac{e}{\alpha} \\ \gamma(k) &= \frac{-3 \cdot b^4}{256 \cdot \alpha^4} + \frac{b^2 \cdot (c + k \cdot d)}{16 \cdot \alpha^3} - \frac{b \cdot e}{4 \cdot \alpha^2} + \frac{f}{\alpha} \end{aligned} \quad (3.41)$$

Підставимо формули (3.41) у наступні рівняння:

$$(k) = \frac{-\alpha^2(k)}{12} - \gamma(k)$$

$$Q(k) = \frac{-\alpha^3(k)}{108} + \frac{\alpha(k) \cdot \gamma(k)}{3} - \frac{\beta(k)^2}{8}$$

$$R(k) = \frac{Q(k)}{2} + \sqrt{\frac{Q(k)^2}{2} + \frac{P(k)^3}{27}}$$

$$\begin{aligned}
 U(k) &= \sqrt[3]{R(k)} \\
 y(k) &= \begin{cases} \frac{-5 \cdot \alpha(k)}{6} - U(k) & \text{if } U(k) = 0 \\ \frac{-5 \cdot \alpha(k)}{6} - U(k) + \frac{P(k)}{3 \cdot U(k)} & \text{if } U(k) \neq 0 \end{cases} \\
 W(k) &= \sqrt{\alpha(k) + 2 \cdot y(k)} \tag{3.42}
 \end{aligned}$$

Після математичних перетворень та спрощень запишемо вирази для коренів:

$$\begin{aligned}
 p_1(k) &= \frac{-b}{4 \cdot \alpha} + \frac{W(k) + \sqrt{-\left(3 \cdot \alpha(k) + 2 \cdot y(k) + \frac{2 \cdot \beta(k)}{W(k)}\right)}}{2} \\
 p_2(k) &= \frac{-b}{4 \cdot \alpha} + \frac{W(k) - \sqrt{-\left(3 \cdot \alpha(k) + 2 \cdot y(k) + \frac{2 \cdot \beta(k)}{W(k)}\right)}}{2} \\
 p_3(k) &= \frac{-b}{4 \cdot \alpha} + \frac{-W(k) + \sqrt{-\left(3 \cdot \alpha(k) + 2 \cdot y(k) - \frac{2 \cdot \beta(k)}{W(k)}\right)}}{2} \\
 p_4(k) &= \frac{-b}{4 \cdot \alpha} + \frac{-W(k) - \sqrt{-\left(3 \cdot \alpha(k) + 2 \cdot y(k) - \frac{2 \cdot \beta(k)}{W(k)}\right)}}{2}
 \end{aligned}$$

Таким чином, на основі застосування методу Феррарі отримано математичні формули для коренів характеристичного рівняння як функції коефіцієнта зворотного зв'язку. Графіки функцій коренів будуть мати досить складний вигляд, тому доцільніше знайти певні розрахункові значення коренів. Знайдемо числові значення коренів для $k = [-5,5]$ з кроком 0,5. Усі отримані значення коренів для зручності обробки результатів зведені таблицю 3.1.

Таблиця 3.1. Значення коренів $p_1(k)$, $p_2(k)$, $p_3(k)$ та $p_4(k)$.

k	Значення коренів $p_1(k)$, $p_2(k)$, $p_3(k)$ та $p_4(k)$			
	$p_1(k)$	$p_2(k)$	$p_3(k)$	$p_4(k)$
-5	6,25e5+3,07e6i	-7,90e5+3,03e6i	6,25e5-3,07e6i	-7,90e5-3,03e6i
-4,5	5,80e5+3,08e6i	-7,45e5+3,05e6i	5,80e5-3,08e6i	-7,45e5-3,05e6i
-4	5,32e5-3,092e6i	-6,97e5-3,06e6i	5,32e5+3,09e6i	-6,97e5+3,06e6i
-3,5	4,79e5+3,101e6i	-6,44e5+3,07e6i	4,79e5-3,10e6i	-6,44e5-3,07e6i
-3	4,21e5-3,109e6i	-5,86e5-3,08e6i	4,21e5+3,10e6i	-5,86e5+3,08e6i
-2,5	3,56e5+3,117e6i	-5,21e5+3,09e6i	3,56e5-3,11e6i	-5,21e5-3,09e6i
-2	2,78e5+3,125e6i	-4,43e5+3,10e6i	2,78e5-3,12e6i	-4,43e5-3,10e6i
-1,5	1,79e5+3,131e6i	-3,44e5+3,12e6i	1,79e5-3,13e6i	-3,44e5-3,12e6i
-1	3,13e6i	-1,65e5+3,14e6i	-3,131e6i	-1,65e5-3,14e6i
-0,5	-7,36e4+2,912e6i	-9,13e4+3,38e6i	-7,36e4-2,91e6i	-9,13e4-3,38e6i
0	-7,17e4+2,814e6i	-9,33e4+3,49e6i	-7,17e4-2,81e6i	-9,33e4-3,49e6i
0,5	-6,99e4-2,743e6i	-9,50e4-3,58e6i	-6,99e4+2,74e6i	-9,50e4+3,58e6i
1	-6,84e4+2,685e6i	-9,65e4+3,66e6i	-6,84e4-2,68e6i	-9,65e4-3,66e6i
1,5	-6,71e4+2,636e6i	-9,79e4+3,73e6i	-6,71e4-2,63e6i	-9,79e4-3,73e6i
2	-6,58e4-2,592e6i	-9,91e4-3,79e6i	-6,58e4+2,59e6i	-9,91e4+3,79e6i
2,5	-6,47e4-2,552e6i	-1,00e5-3,85e6i	-6,47e4+2,55e6i	-1,00e5+3,85e6i
3	-6,36e4+2,516e6i	-1,01e5+3,91e6i	-6,36e4-2,51e6i	-1,01e5-3,91e6i
3,5	-6,26e4+2,483e6i	-1,02e5+3,96e6i	-6,26e4-2,48e6i	-1,02e5-3,96e6i
4	-6,17e4+2,452e6i	-1,03e5+4,01e6i	-6,17e4-2,45e6i	-1,03e5-4,01e6i
4,5	-6,08e4+2,423e6i	-1,04e5+4,06e6i	-6,08e4-2,42e6i	-1,04e5-4,06e6i
5	-6,00e4+2,395e6i	-1,05e5+4,11e6i	-6,00e4-2,39e6i	-1,05e5-4,11e6i

Також за даними таблиці побудовано карти коренів, для кожного кореня є окремий графік (рис. 3.10-3.11). На окремому графіку будується графік коренів при $k=0$ (рис. 3.9).

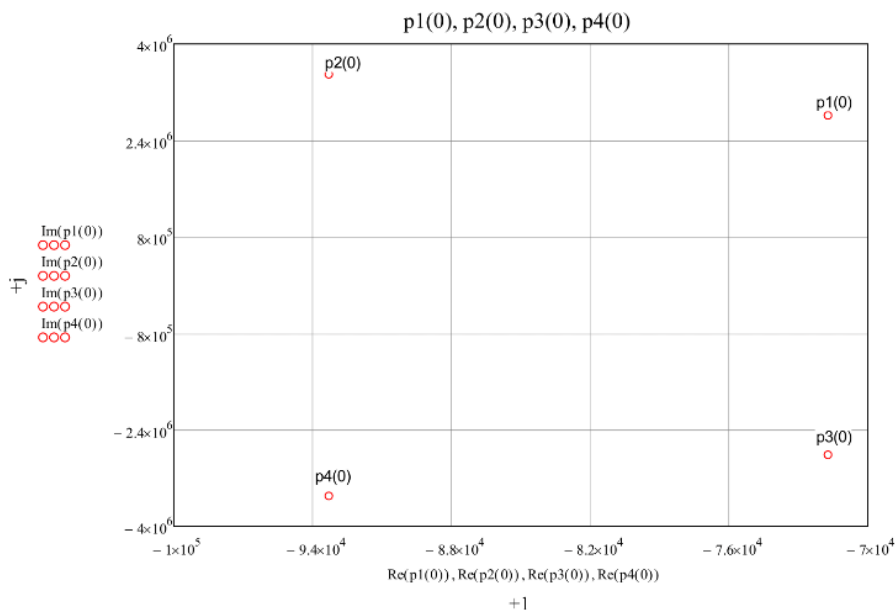
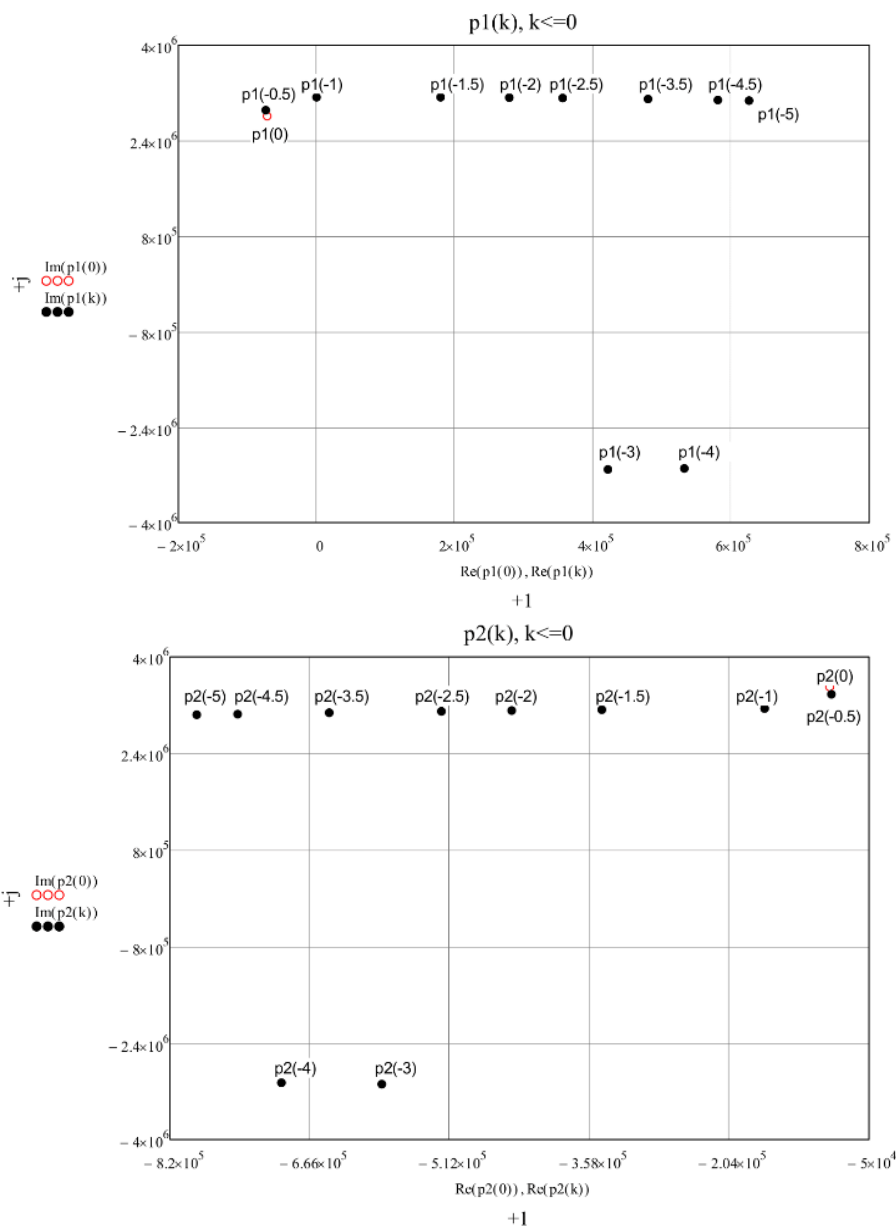


Рис. 3.9 Карта коренів передавальної функції без зворотного зв'язку



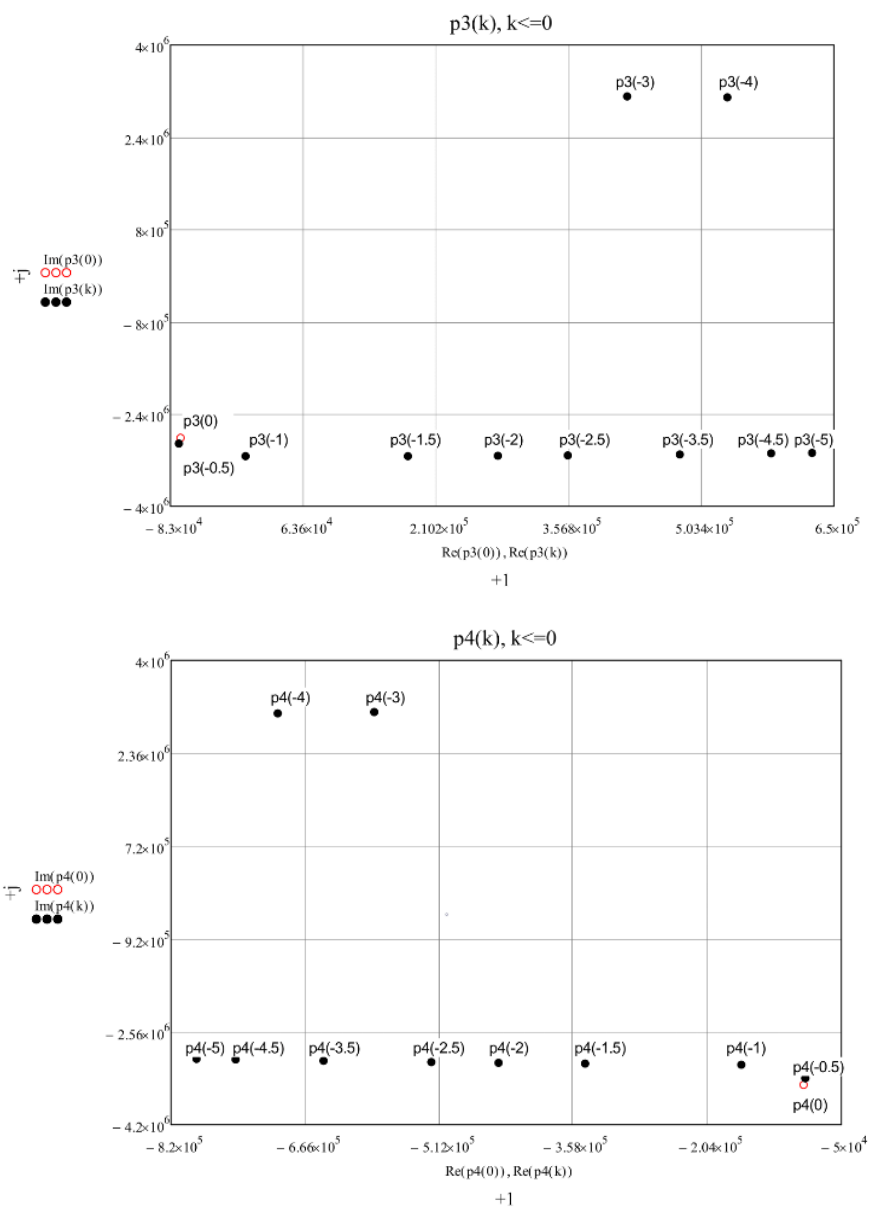
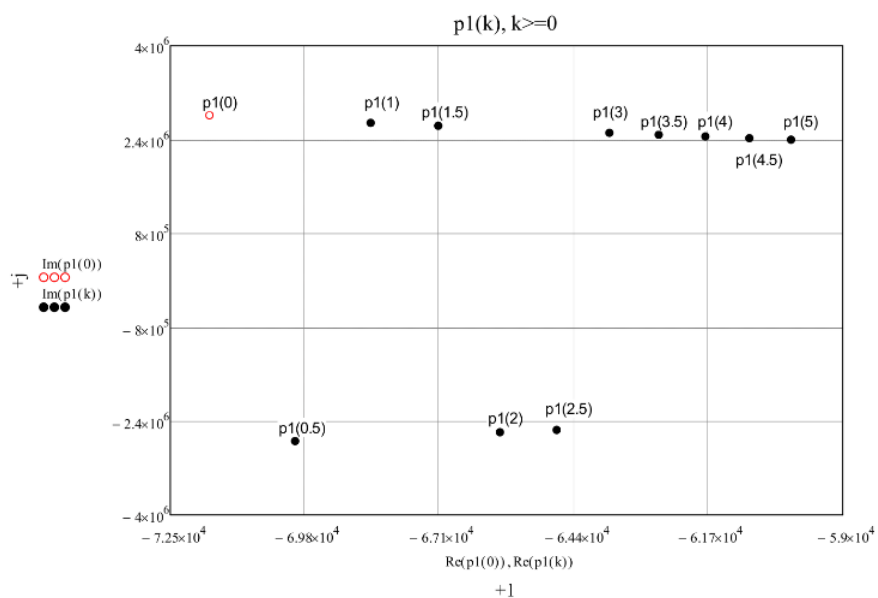


Рис. 3.10 Карти коренів передавальних функцій з негативним зворотним зв'язком



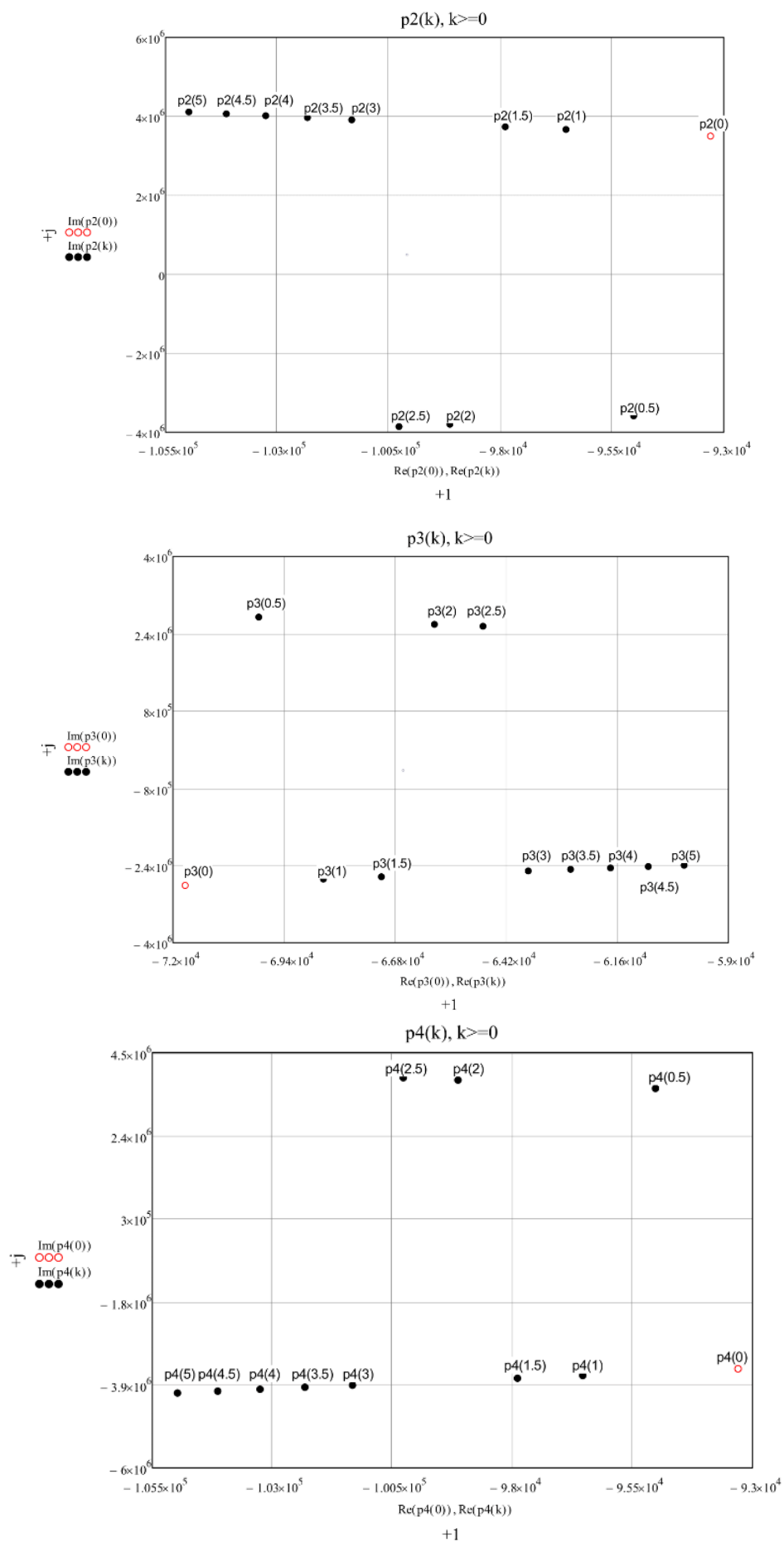


Рис. 3.11. Карти коренів передавальних функцій з позитивним зворотним зв'язком

Проаналізувавши графіки розташування коренів передавальної функції можна зробити висновки про діапазон зміни коефіцієнту зворотного зв'язку i , відповідно, межі стійкості перетворювача.

3.4 Застосування методів інваріантності з урахуванням зміни параметрів навантаження

Частота ω_0 коливань, які генеруються в індуктивності L , які змінюють магнетизацію спіну протонів пластів корисних копалин, спрощено може бути записана наступним чином:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}} \quad (3.43)$$

Еквівалентний опір R антенного контуру залежить від питомої провідності вуглецевмісних пластів, а індуктивність L – від значення магнітної провідності пластів корисних копалин, тобто ω_0 змінює своє значення залежно від типу породи, яка досліджується.

На рис. 3.12 показано як зміщення частоти від значення ω_0 до ω'_0 веде до зміни розташування амплітудно-частотної характеристики (АЧХ) вихідного резонансного фільтра.

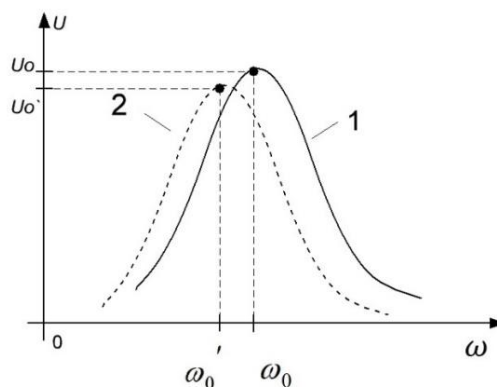


Рис. 3.12. АЧХ пристрою ЯМР при зміщенні частоти зондування від значення ω_0 до ω'_0

Отже, при розробці системи керування інвертором необхідно не лише забезпечити стабілізацію частоти випромінювання в точці – ω_0 , а також стабілізацію амплітуди напруги – U_0 . Якщо частоту змінити з ω_0 до ω'_0 , то згідно з АЧХ (крива 2), напруга U'_0 буде відповідати амплітуді несучого сигналу. Це значення, в свою чергу, буде залежати від особливостей матеріалу, який піддається дослідженню.

В системі керування багаторівневих інверторів треба забезпечити стабілізацію значення частоти в точці резонансу - ω_0 , наприклад за допомогою використання генератора частоти, який керується напругою, та стабілізацію напруги U_0 в кожний момент періоду несучого сигналу [33].

Розглянемо стабілізацію напруги U_0 у випадку реалізації в системі керування ШІМ. За такого підходу U_0 можна описати наступним виразом:

$$U_0 = K(\omega_0) \cdot E \cdot \gamma_0, \quad (3.44)$$

де $K(\omega_0)$ – АЧХ фільтра на частоті ω_0 , E – напруга живлення багаторівневого інвертора, γ_0 – шпаруватість імпульсів.

Рівняння замикання у стані спокою запишемо наступним чином:

$$U_{оп} - K_{зз} \cdot U_0 + K_{пр} \cdot E = \delta \cdot T \cdot \gamma_0, \quad (3.45)$$

де $K_{зз}$ – коефіцієнт передачі контуру зворотного зв'язку;

$K_{пр}$ – коефіцієнт передачі прямого зв'язку при зміні ΔE ;

$\delta = \frac{U_{II}}{T}$ – зворотній коефіцієнт підсилення ШІМ (коефіцієнт передачі модулятора);

U_{II} – амплітуда ГПН - генератора пилкоподібної напруги;

$U_{оп}$ – опорна напруга, яка визначає обвідну зондувальної напруги.

Перепишемо з урахуванням (3.44):

$$U_{оп} - K_{33} \cdot K(\omega_0) \cdot E \cdot \gamma_0 + K_{пр} \cdot E = \delta \cdot T \cdot \gamma_0. \quad (3.46)$$

Якщо під дією зовнішнього впливу відбулося відхилення, то врахувавши (3.44) можемо записати:

$$(U_0 + \Delta U) = (E + \Delta E) \cdot (\gamma_0 + \Delta \gamma) \cdot (K(\omega_0) + \Delta K(\omega_0)). \quad (3.47)$$

Відносно відхилень вираз матиме вигляд:

$$\Delta U = K(\omega_0) \cdot E \cdot \Delta \gamma + \gamma_0 \cdot K(\omega_0) \cdot \Delta E + E \cdot \gamma_0 \cdot \Delta K(\omega_0). \quad (3.48)$$

З (3.46) для γ_0 маємо:

$$\gamma_0 = \frac{U_{оп} + K_{пр} \cdot E}{\delta \cdot T + K_{33} \cdot K(\omega_0) \cdot E}. \quad (3.49)$$

Оскільки $\Delta \gamma$ залежить від ΔE та $\Delta K(\omega_0)$, та врахувавши (3.46) рівняння замикання відносно змін $\Delta U, \Delta E, \Delta \gamma$ запишемо у вигляді:

$$-K_{33} \cdot \Delta U - K_{пр} \cdot \Delta E = \delta \cdot T \cdot \Delta \gamma_0$$

для $\Delta \gamma$ отримуємо вираз:

$$\Delta \gamma = -\frac{K_{33} \cdot \gamma_0 \cdot K(\omega_0) + K_{пр}}{\delta \cdot T + K_{33} \cdot K(\omega_0) \cdot E} \cdot \Delta E - \frac{K_{33} \cdot E \cdot \gamma_0}{\delta \cdot T + K_{33} \cdot K(\omega_0) \cdot E} \cdot \Delta K(\omega_0). \quad (3.50)$$

Підставивши два попередні вирази у формулу (3.48) матимемо залежність ΔU від ΔE та $\Delta K(\omega_0)$. Приймаючи $\Delta K(\omega_0) = 0$ і $K(\omega_0) = 1$, визначимо ΔU з виразу (3.48):

$$\Delta U = \frac{Y_0 \cdot \delta \cdot T - K_{\text{ПР}} \cdot E}{\delta \cdot T + K_{\text{ЗЗ}} \cdot E} \cdot \Delta E. \quad (3.51)$$

Якщо прийняти $\Delta E = 0$, а $\Delta K(\omega_0) \neq 0$, то видно, що чисельник практично аналогічний, як і за умови $\Delta E \neq 0$ та $\Delta K(\omega_0) = 0$. Чисельник такого виду дозволяє знайти умови, при яких теоретично ΔU змінюватись не буде.

Прийmemo добуток $K(\omega_0) \cdot E = E_{\text{екв}}$ з виразу (3.44) як деяку еквівалентну напругу живлення, що зменшується внаслідок зміни величини передавальної функції на частоті ω_0 .

Отже, зниження вихідної напруги внаслідок зниження напруги на частоті ω_0 , розглянемо як еквівалентну зміну напруги живлення E , а зміну $K(\omega_0)$ на частоті ω_0 на величину $\Delta K(\omega_0)$ вважатимемо зміною ΔE ($\Delta K(\omega_0)$ можна визначити за АЧХ фільтра).

Для забезпечення необхідного значення амплітуди основної (несучої) напруги можна регулювати опорну напругу або амплітуду пилкоподібної напруги. Це можна досягти шляхом збільшення коефіцієнта підсилення кола зворотного зв'язку [59]. Однак при цьому необхідно враховувати, що зі збільшенням коефіцієнта підсилення важливо забезпечувати стабільність системи [23].

Відомо, що методи підвищення точності систем, що замкнуті, базуються на принципах інваріантності, а як відомо, багатоканальне регулювання є одним із ключових засобів створення інваріантних систем [9, 58].

Функціональна схема системи з пристроєм для ядерного магнітного резонансу, що використовує двоканальне регулювання, зображена на рис. 3.13.

У системі з двома каналами керування перший канал відповідає за регулювання та стабільність амплітуди вихідної напруги - U_A відповідно до напруги задання $U_{\text{зд}}$. Другий канал керування здійснює зміну частоти ГПН, контролюючи період генератора, що керується напругою, яка надходить з фазового детектору. Останній визначає різницю між фактичною частотою та заданою частотою генератора.

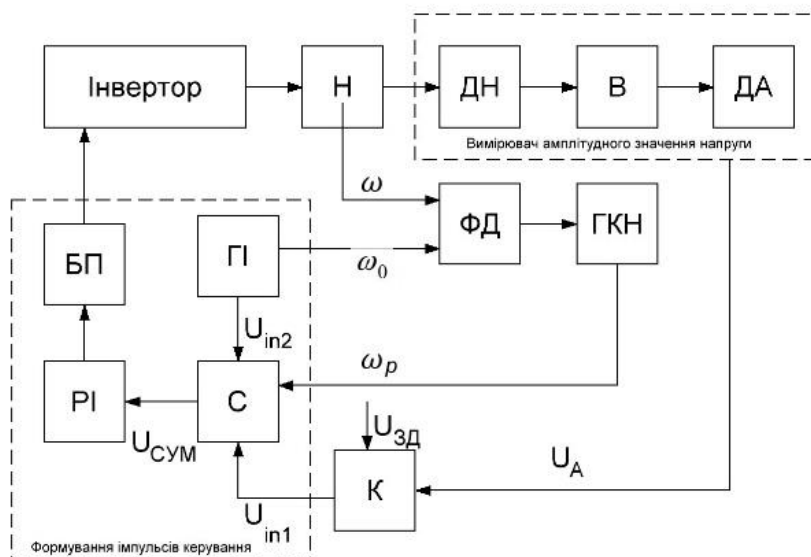


Рис. 3.13. Функціональна схема пристрою ЯМР з двоканальною системою регулювання

Структурна схема, крім вищевказаних елементів, містить: багаторівневий Інвертор напруги, ДА – давач амплітуди, Н – навантаження, що складається з послідовного резонансного контуру та антени, ДН – давач напруги, К – компаратор, РІ – розподілювач імпульсів, В – випрямляч, БП – буферний підсилювач, С – пристрій формування імпульсів керування, який містить керований ГПН з компаратором.

Розглянемо прийоми, які можливо застосувати для забезпечення незмінності ΔU при зміні ΔE . Підставивши γ_0 в формулу (3.51), маємо:

$$\Delta U = \frac{U_{0П} \cdot \delta \cdot T - K_{ПР} \cdot E \cdot (2 \cdot \delta \cdot T + K_{33} \cdot E)}{(\delta \cdot T + K_{33} \cdot E)^2} \cdot \Delta E. \quad (3.52)$$

Прирівнявши до нуля чисельник, з умови $\Delta U = 0$ знайдемо співвідношення між параметрами системи, які і формують цю умову.

Відзначимо, що можна отримати ΔU , яке прямує до нуля за умови, що K_{33} прямує до нескінченності або $\delta \rightarrow \infty$, що практично неможливо досягнути.

Інший підхід ґрунтується на припущеннях: $K_{33} \cdot E^2 = const$ та $\frac{E}{U_{оп}} = const$.

Вказані співвідношення наведені, виходячи з наступних міркувань.

Так як

$$U_{оп} \cdot \delta \cdot T = K_{пр} \cdot E \cdot 2 \cdot \delta \cdot T + K_{пр} \cdot K_{33} \cdot E^2, \quad (3.53)$$

то записавши

$$K_{пр} = \frac{U_{оп} \cdot \delta \cdot T}{E \cdot 2 \cdot \delta \cdot T + K_{33} \cdot E^2}, \quad (3.54)$$

і вважаючи, що $K_{33} \cdot E^2 = const = C_1$, матимемо:

$$\frac{1}{K_{пр}} = \frac{U_{оп}}{2 \cdot E} + \frac{C_1}{U_{оп} \cdot \delta \cdot T}. \quad (3.55)$$

Оскільки $E = var$, то доцільно прийняти $\frac{U_{оп}}{E} = const = C_2$, тобто варто зі зміною E змінювати і $U_{оп}$.

Розглянемо ще один випадок. Так як γ можна визначити, порівнюючи напругу на входах компаратора – $U_{гпн} = U_{оп} - U_{33}$, і для забезпечення умов інваріантності необхідно, щоб $U_{оп} = C_2 \cdot E$ та $\Delta U_{оп} = C_2 \cdot \Delta E$, то $U_{гпн} = U_{оп} + C_2 \cdot \Delta E - U_{33}$ чи $U_{гпн} - C_2 \cdot \Delta E = U_{оп} - U_{33}$. Отже, можна змінювати не опорну напругу $U_{оп}$, а зміщувати пілкоподібну напругу на певну постійну величину, яка визначається $C_2 \cdot \Delta E$.

Вираз для $K_{пр}$ можна представити у вигляді:

$$K_{пр} = \frac{\frac{\delta \cdot T \cdot U_{оп}}{E} \cdot \frac{E}{E}}{\frac{2 \cdot \delta \cdot T}{E} + K_{33}}. \quad (3.56)$$

Відповідно умови інваріантності можна записати так: $\frac{\delta}{E} = C_1$ та $\frac{U_{оп}}{E} = C_2$.

Цілком очевидно, що системи керування з використанням вказаних виразів простіші в реалізації.

Незважаючи на це, можна розглянути ще одну можливість зменшення впливу зміни E на вихідні параметри напівпровідникового перетворювача.

Розглянемо $K_{\text{ПР}} = \frac{U_{\text{оп}} \cdot \delta \cdot T}{E \cdot 2 \cdot \delta \cdot T + K_{33} \cdot E^2}$. Якщо $K_{\text{ПР}}$ незалежний від E , то $\frac{dK_{\text{ПР}}}{dE} = 0$. Звідки можемо записати $K_{33} = -\frac{\delta \cdot T}{E}$. Тоді $K_{\text{ПР}} = \frac{U_{\text{оп}} \cdot \delta \cdot T}{E \cdot 2 \cdot \delta \cdot T - \frac{\delta \cdot T \cdot E^2}{E}} = \frac{U_{\text{оп}}}{E}$. Легко бачити, що ці вирази відповідають умовам, які були записані раніше.

Однак, оскільки $E = -\frac{\delta \cdot T}{K_{33}}$, а при $K_{\text{ПР}} = \text{const}$ виконується рівність $\frac{dK_{\text{ПР}}}{dE} = 0$, то після підстановки E з формули (3.54), можемо записати:

$$K_{\text{ПР}} = \frac{U_{\text{оп}} \cdot \delta \cdot T}{-\frac{2 \cdot \delta^2 \cdot T^2}{K_{33}} + \frac{\delta^2 \cdot T^2 \cdot K_{33}}{K_{33}^2}} = -\frac{U_{\text{оп}} \cdot K_{33}}{\delta \cdot T}. \quad (3.57)$$

Так як E змінюється, то необхідно змінити або $\delta = -\frac{E \cdot K_{33}}{T}$ (шляхом регулювання амплітуди ГПН), або $K_{33} = -\frac{\delta \cdot T}{E}$.

Зазвичай регулювання амплітуди напруги ГПН здійснюється за каналом прямого зв'язку.

З виразу (3.57) видно, що умови інваріантності забезпечуються шляхом виконанням рівностей $\frac{U_{\text{оп}}}{E} = \text{const}$ та $E \cdot K_{33} = \text{const}$, що дещо простіше, порівнюючи з $E^2 \cdot K_{33} = \text{const}$.

Отже, оскільки в усіх приведених вище прийомах виконання тотожності $\frac{U_{\text{оп}}}{E} = \text{const}$ є умовою інваріантності, то потрібно порівнювати другі тотожності умов. Цілком очевидно, що з вказаних трьох, вирази $\frac{\delta}{E} = \text{const}$ та $E \cdot K_{33} = \text{const}$ є простішими і вказують на необхідність регулювання або амплітуди ГПН, або коефіцієнта підсилення кола зворотного зв'язку.

При незначній зміні E досить виконання лише однієї з умов: $\delta = -\frac{E \cdot K_{33}}{T}$ чи

$$K_{33} = -\frac{\delta \cdot T}{E}.$$

Отже, одним зі способів побудови надійних систем генерації зондувальної напруги, що залишаються стійкими до змін параметрів навантаження, є використання двоканальної системи керування, яка регулює параметри пилкоподібної напруги, а саме період та амплітуду.

Висновки до розділу 3

1. Запропонований метод керування з використанням асинхронної широтно-імпульсної модуляції дозволяє досягти високої точності у формуванні зондувального сигналу, забезпечуючи необхідні параметри спектрального складу.

2. Результати розрахунків стійкості перетворювача показали, що використання двох резонансних контурів у пасивній частині схеми є доцільним.

3. Розглянуто методи підвищення точності системи ЯМР з перетворювачами на основі інваріантності. Вказано на можливість регулювання роботи перетворювача змінюючи напругу ГПН, а не опорної напруги стабілізатора, що, в свою чергу, дозволяє проектувати простіші системи керування і гарантувати стійкість перетворювача.

4. Використання розглянутих прийомів дозволяє отримати схемні реалізації системи ЯМР з перетворювачами, що задовольняють вимогам точності генерації обвідної зондувальної напруги.

РОЗДІЛ 4. МОДЕЛЮВАННЯ ЕЛЕКТРИЧНИХ ПРОЦЕСІВ у ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ДЛЯ ЯДЕРНОГО МАГНІТНОГО РЕЗОНАНСУ

4.1. Формування зондувальної напруги за допомогою різних топологій інверторів в середовищі Matlab Simulink

Як показано в першому розділі отримати зондувальну напругу можна за допомогою двомостового інвертора, трирівневого інвертора та п'ятирівневого інвертора. Для аналізу та оцінки якісних показників сформованої напруги на виході перетворювачів різних топологій розроблено їх моделі в середовищі *MatLab Simulink* [64, 65, 78].

На рис. 4.1. наведено імітаційну модель двомостового інвертора.

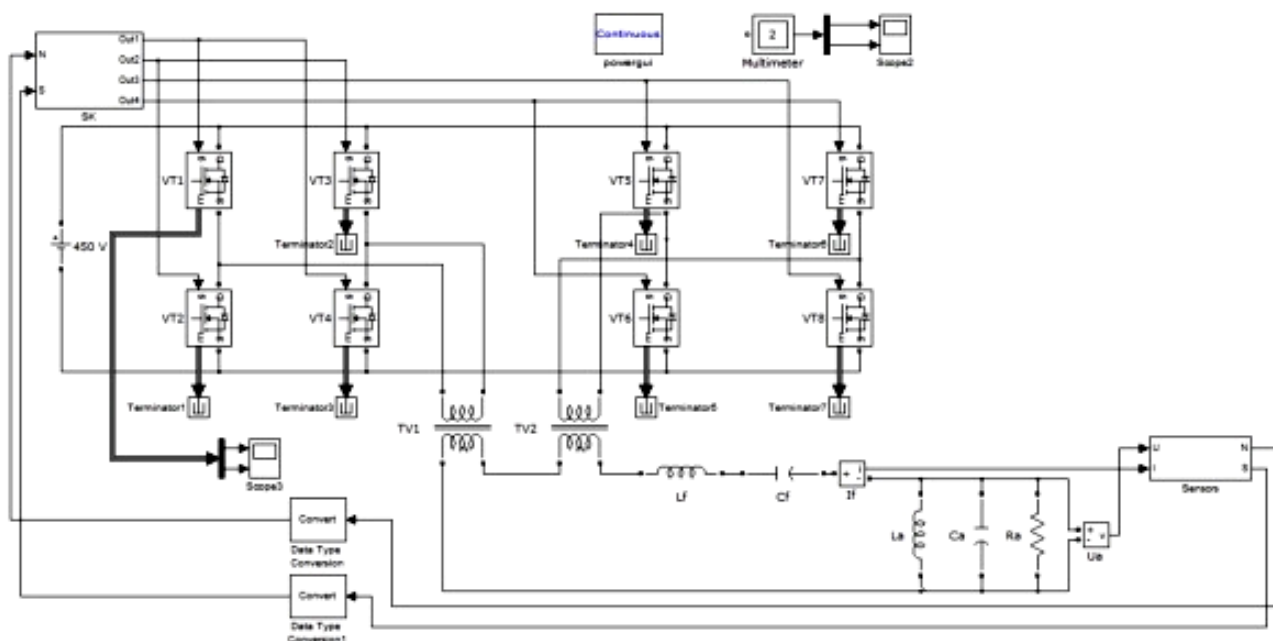


Рис. 4.1. Імітаційна модель двомостового інвертора

До моделі входять:

- силова частина перетворювача, яка складається з двох інверторів ($VT1-VT4$, та $VT5-VT8$), трансформатори $TV1$ та $TV2$, вихідний резонансний фільтр $LfCf$ та навантаження $LaCaRa$;

- блок підсистеми керування (*SK*), яка визначає алгоритм керування самим перетворювачем;
- блок підсистеми датчиків (*Sensors*), за допомогою яких відбувається вимірювання значень струму та напруги та зсув фаз між ними.

Внутрішній склад підсистеми керування показаний на рис. 4.2.

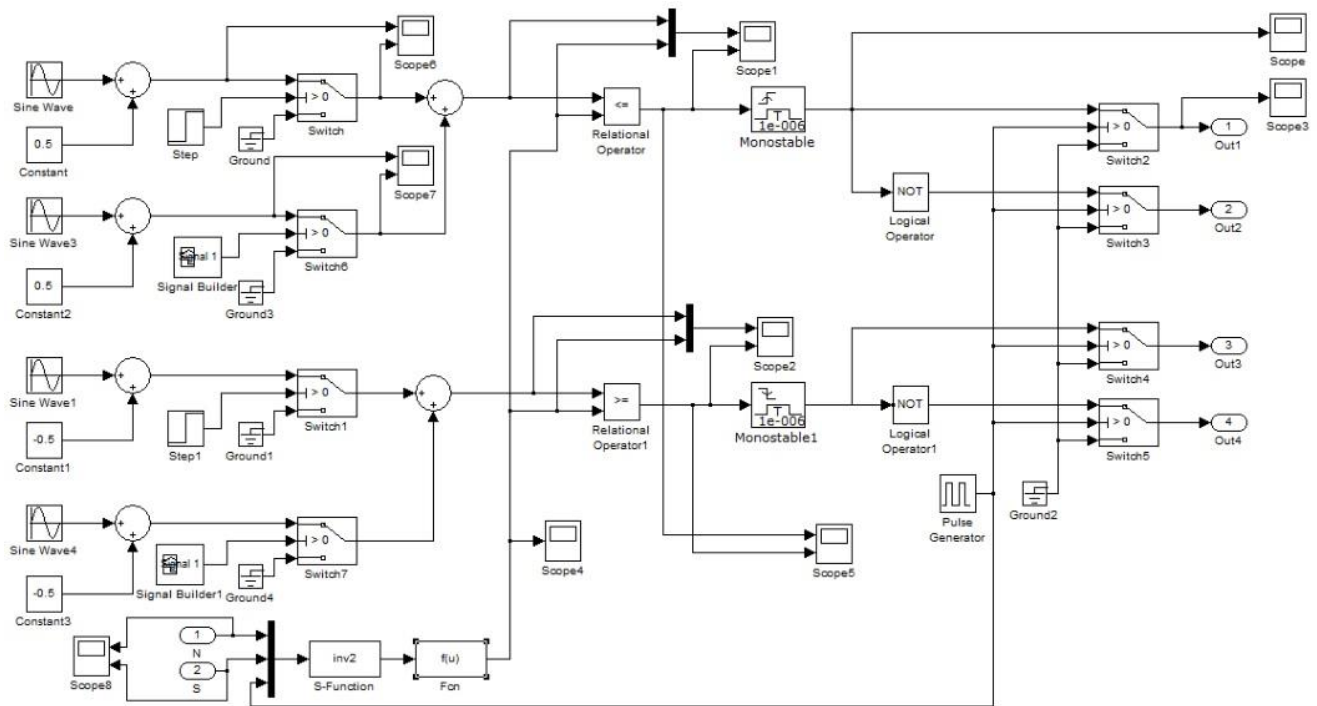


Рис. 4.2. Блок підсистеми керування перетворювачем

Роботу системи керування можна описати так: сигнал з блоку *Sine Wave* та з *Constant* подаються на суматор, на виході якого формується сигнал тривалістю 140 мкс, який змінюється відповідно до закону $1 + \cos \Omega t$. Аналогічно, сигнал з *Sine Wave3* підсумовується із сигналом з блоку *Constant2*, утворюючи вихідний сигнал тривалістю 70 мкс, який також змінюється за законом $1 + \cos \Omega t$. Ці сигнали разом утворюють один сигнал тривалістю 70 мкс та всі інші по 140 мкс. Це дозволить згенерувати позитивну півхвилю модулюючого сигналу для формування ШІМ. Результуючий сигнал зображений на рис. 4.3.

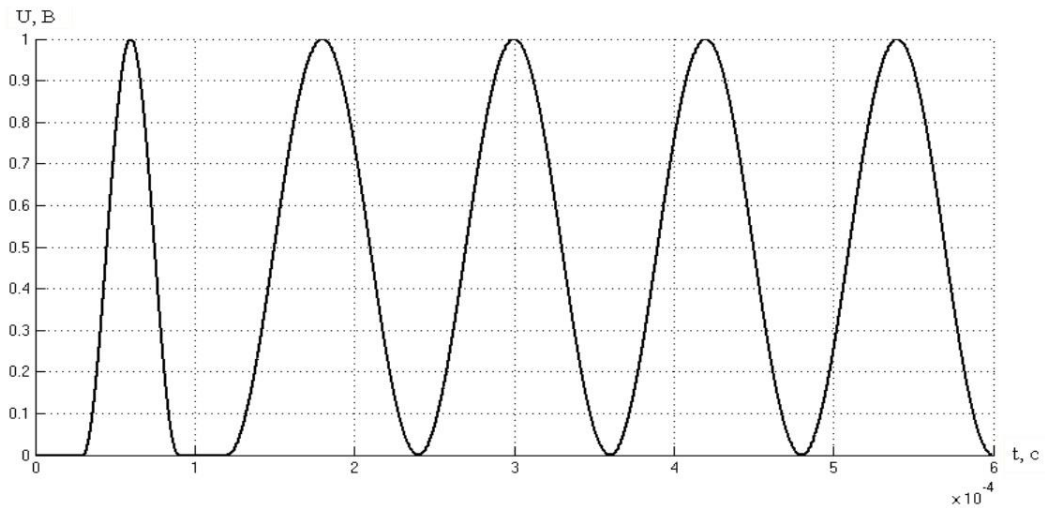


Рис. 4.3. Діаграма позитивної півхвилі отриманого модулюючого сигналу

Аналогічним чином проходить просумовування сигналів з *Sine Wave1* із постійним негативним рівнем з *Constant1* та з *Sine Wave4* із сигналом *Constant3*, причому отриманий вихідний сигнал буде зміщений на півперіод відносно попереднього. Вказаним чином, отримано негативну півхвилю модулюючого сигналу для формування ШІМ. Результуючий сигнал після додавання зображений на рис. 4.4.

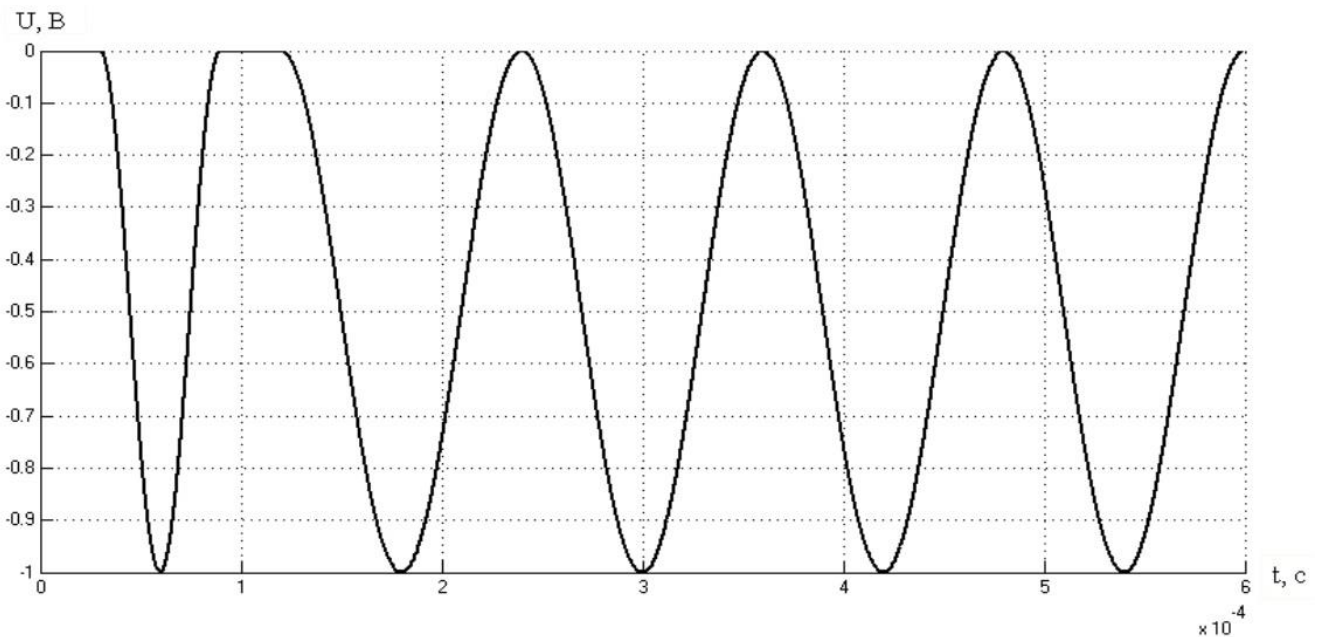


Рис. 4.4. Діаграма негативної півхвилі отриманого модулюючого сигналу

Потім ці сигнали порівнюються з опорним сигналом з блоку *Fcn* використовуючи блоки *Relation Operator* та *Relation Operator1*. В блоці *Fcn* здійснюється обчислення вихідного сигналу залежно від вхідного. Вхідним сигналом *Fcn* є вектор (величина амплітуди і частоти), який вираховується в результаті роботи програми, яка записана в блок *S-Function*. В *S-Function* визначаються діюче значення наруги на навантаженні та зсув фаз між струмом та напругою. За рахунок зміни амплітуди опорного сигналу, здійснюється коригування вихідної наруги в заданих межах. Якщо зсув фаз виходить за рамки $\pm 2\%$, то відбувається зростання чи зменшення частоти залежно від його величини та знаку.

По результату порівняння двох сигналів - опорного і модулюючого (рис. 4.5, а) генерується ШІМ позитивної півхвилі (рис. 4.5, б). Аналогічним чином отримуємо ШІМ сигнал негативної півхвилі.

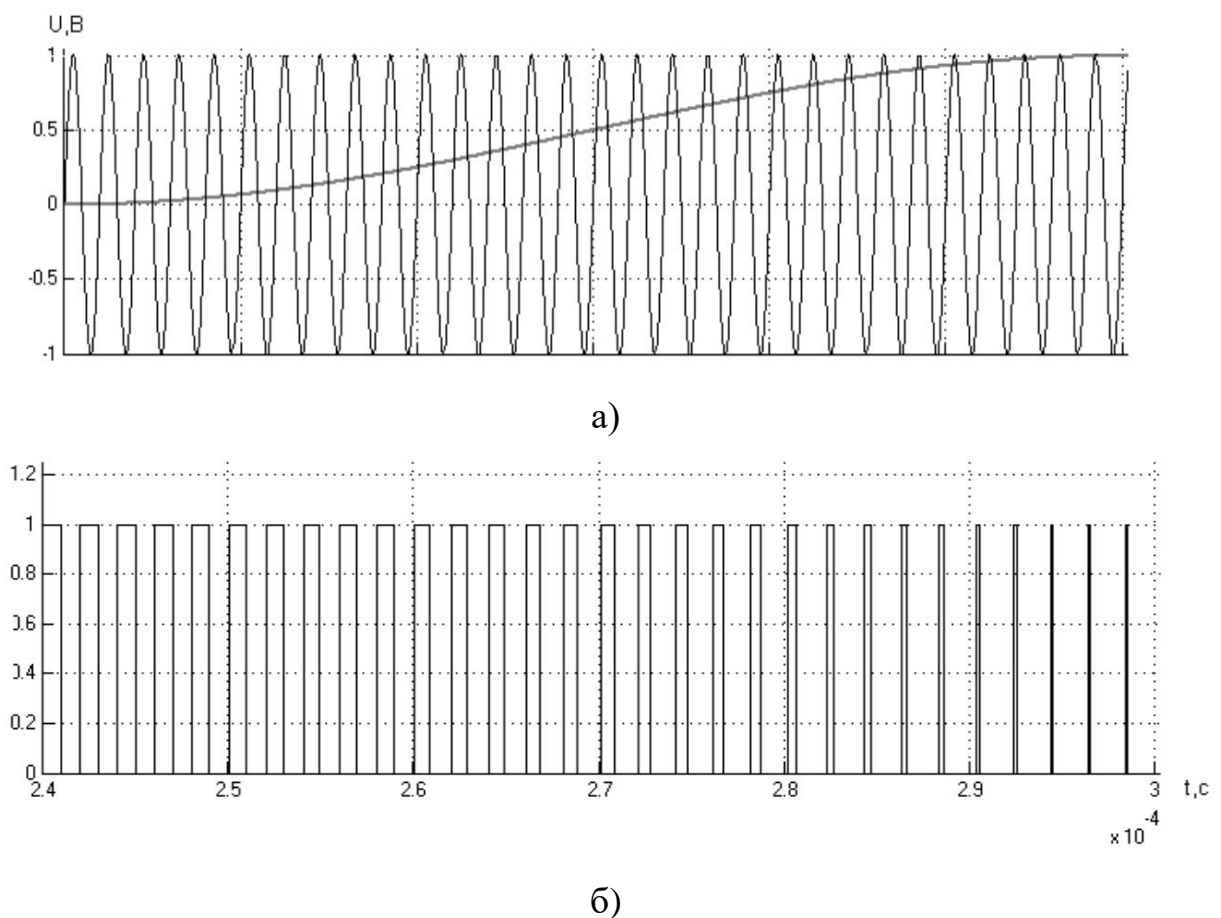


Рис. 4.5. Часові діаграми опорного та модулюючого сигналі (а) та ШІМ сигналу

(б)

ШІМ імпульси далі подаються на мультівібратори *Monostable* та *Monostable1*, відповідно. На виході мультівібраторів коефіцієнт заповнення імпульсів встановлено 0,5. Робота *Monostable* здійснюється по передньому фронту вхідного сигналу (рис. 4.6), при цьому *Monostable1* спрацьовує по задньому фронту.

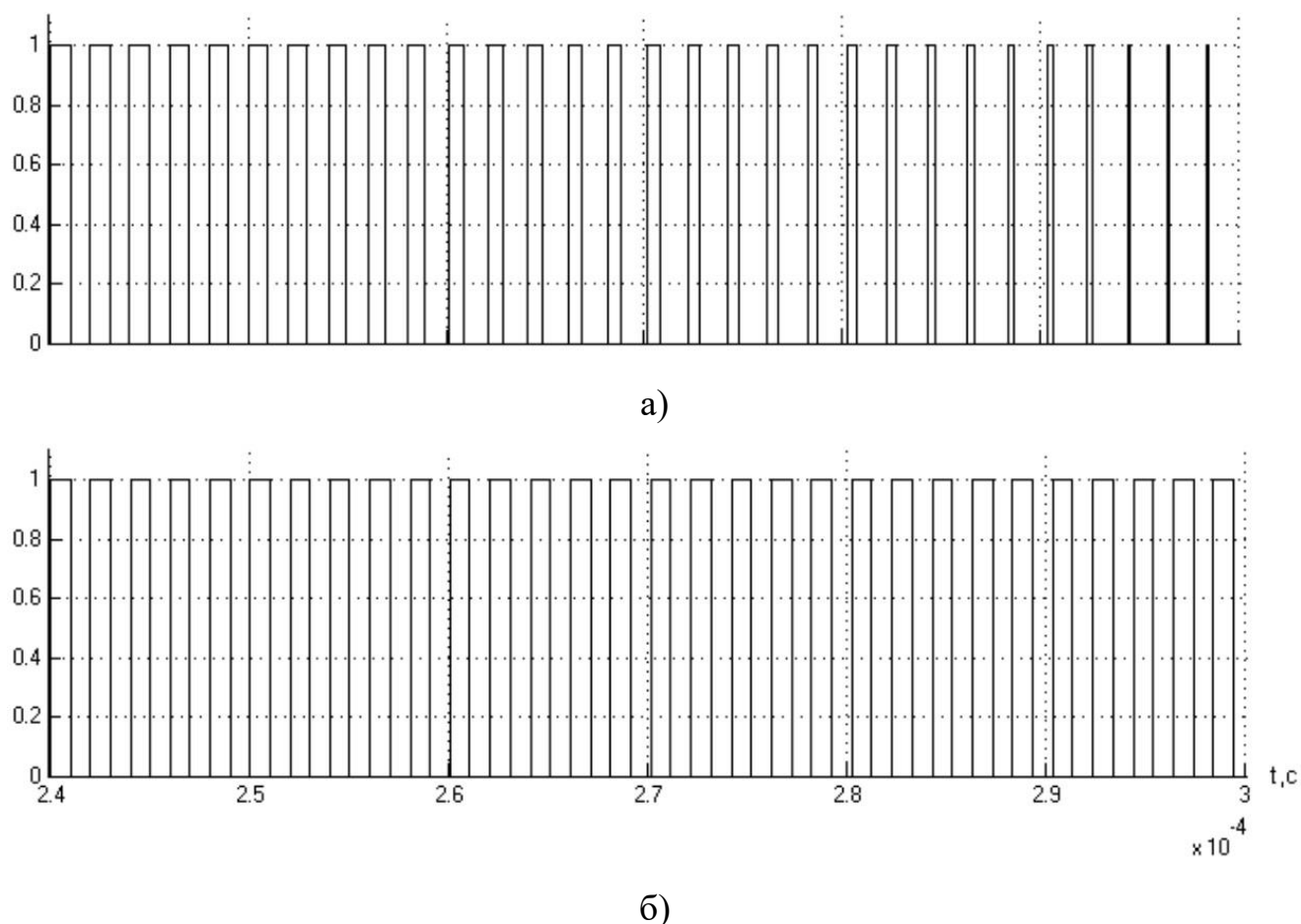


Рис. 4.6. Діаграми ШІМ сигналу (а) та сигналу, отриманого на виході *Monostable* (б)

На силові транзистори мостового інвертора номер 1 - *VT1*, *VT4* імпульси керування надходять відразу після блоку *Monostable*, на транзистори *VT2*, *VT3* – після інвертування за допомогою *Logical Operator*. Аналогічно, імпульси керування *VT5*, *VT8* другого інвертора йдуть відразу після блоку *Monostable1*, для *VT6*, *VT7* – після інвертування *Logical Operator2*.

Блок *Pulse Generator* формує імпульси для управління ключовими блоками *Switch2-Switch5*. Таким чином формується пауза 140 мкс між імпульсами, Імпульси керування, що подаються на силові транзистори перетворювача зображені на рис. 4.7.

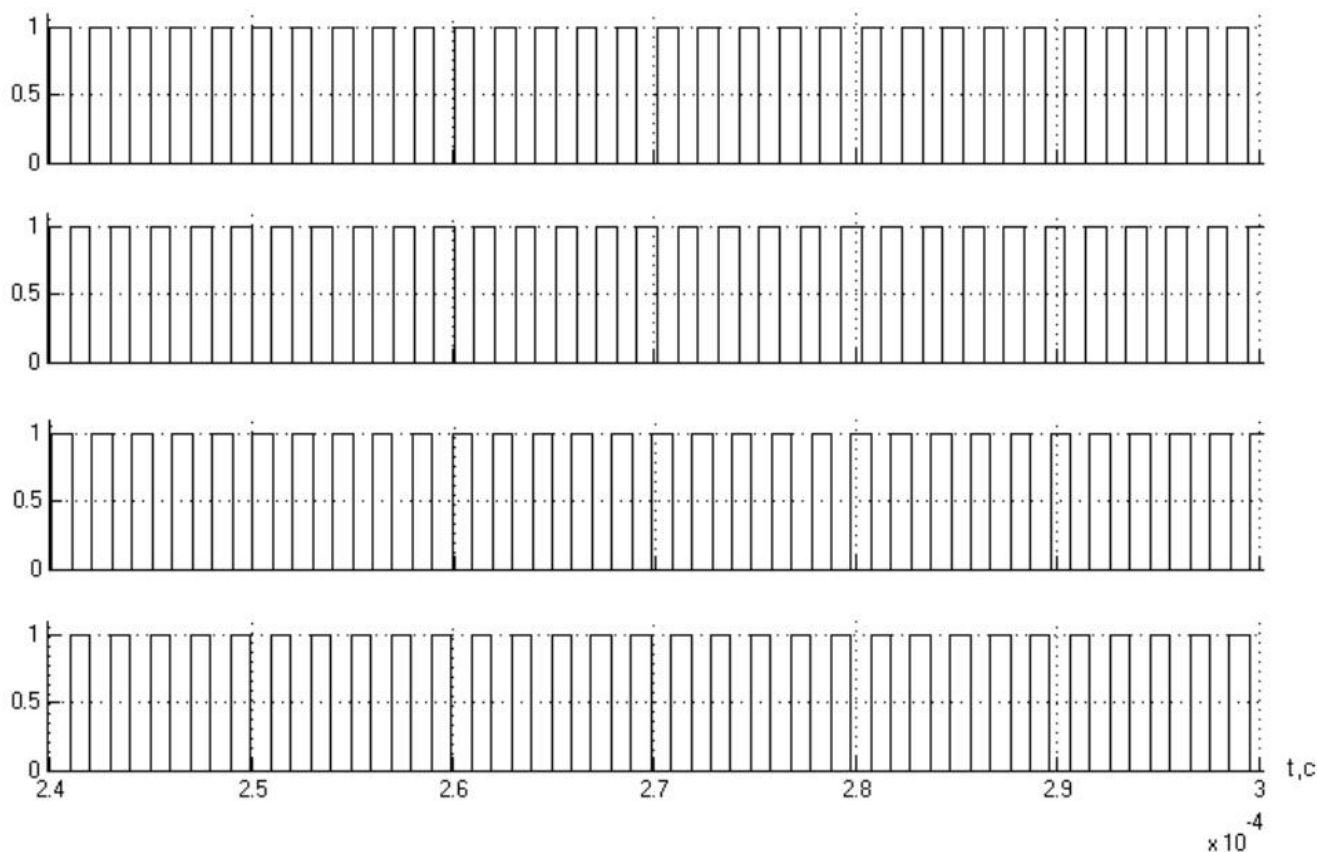


Рис. 4.7. Імпульси керування силовими транзисторами

Інвертори формують прямокутну напругу на виході (рис. 4.8, а та б). Система керування *SK* фактично виконує роль модулятора. На виході трансформаторів *TV1* та *TV2* формується симетрична ШІМ напруга (рис. 4.8, в). Після цього вже вихідний фільтр *LfCf* та резонансний контур *LaCaRa* створюють зондувальний сигнал (рис. 4.8, г). Для відпрацювання імітації зміни параметрів навантаження та реалізації принципів асинхронного керування до підсистеми вносяться нові блоки та змінюється програма блоку *S-Function*.

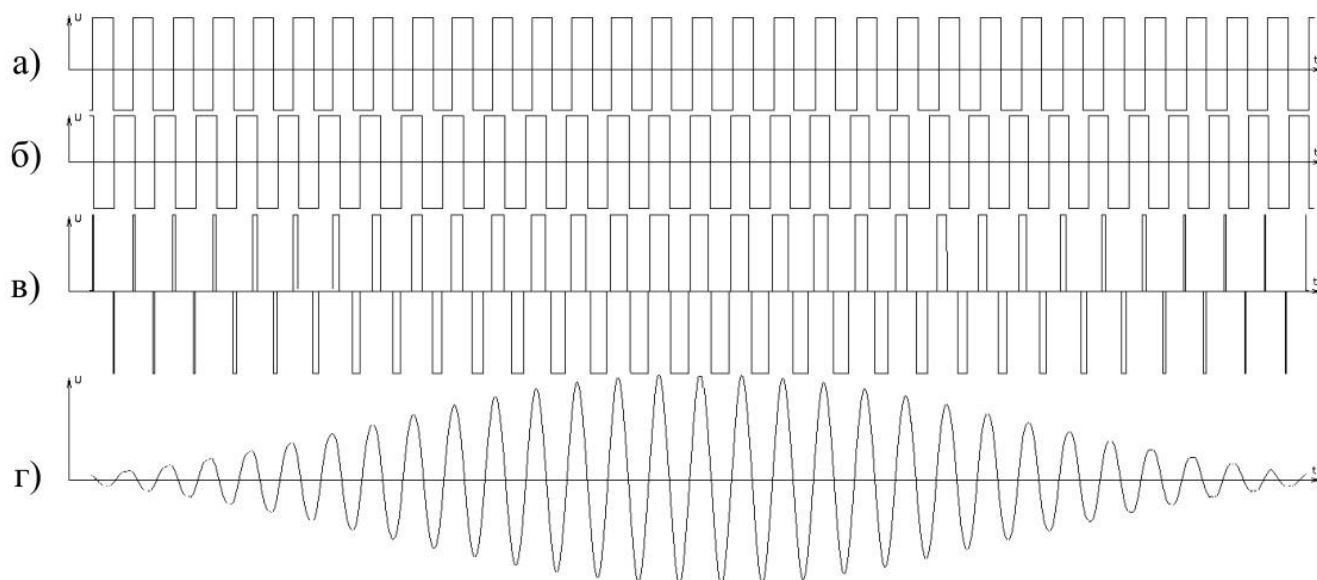
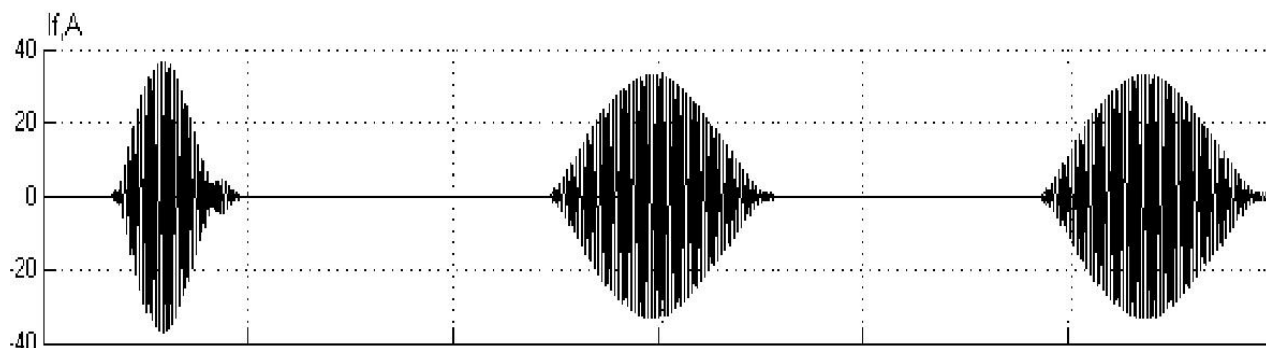
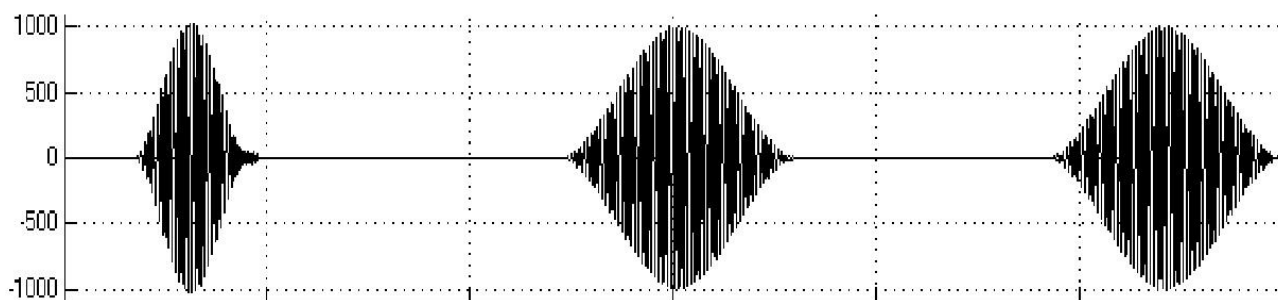


Рис. 4.8. Часові діаграми напруг двомостового інвертора

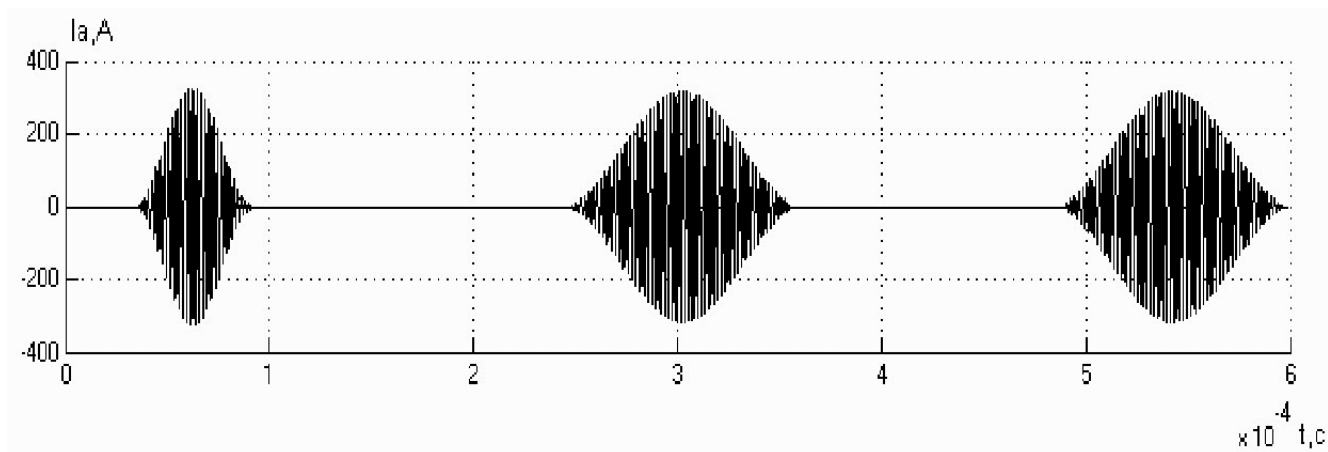
При моделюванні було отримано часові діаграми струму послідовного фільтру (рис. 4.9, а), напруги на навантаженні (рис.4.9, б) та струму в індуктивності антени (рис. 4.9, в).



а)



б)



в)

Рис. 4.9. Часові діаграми струму через послідовний фільтр (а), напруги на навантаженні (б) та струму індуктивності антени (в)

На рис. 4.10. представлена розроблена модель трирівневого інвертора з обмежувальними діодами в програмному пакеті *Matlab Simulink*.

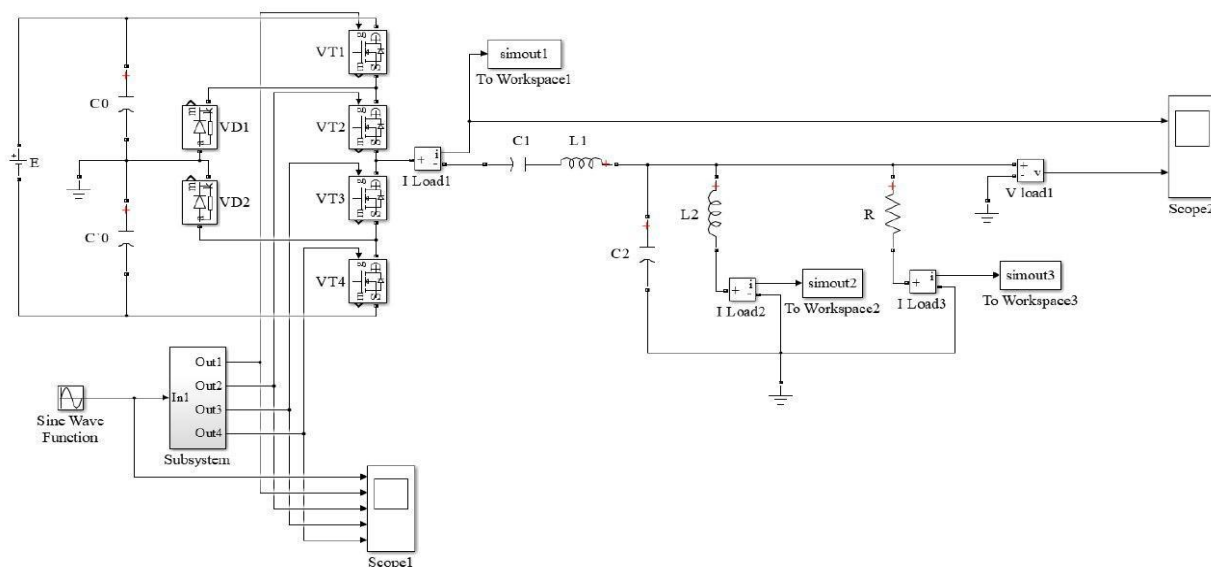


Рис. 4.10. Модель трирівневого інвертора з обмежувальними діодами в *Matlab Simulink*

Модель складається з:

- силової частини перетворювача, яка включає трирівневий інвертор (VT_1 - VT_4 , VD_1 , VD_2 , C_0 , C_1), послідовний резонансний фільтр L_1C_1 та еквівалентне навантаження L_2C_2R ;

- блоку підсистеми керування (*SubSystem*), що визначає алгоритм керування перетворювачем;
- давачі струму та напруги для визначення діючих, амплітудних значень струму та напруги.

Система керування працює аналогічним чином як і система керування двомостового інвертора. Відмінності полягають в розподіленні імпульсів керування транзисторами. Імпульси керування транзисторами верхньої частини інвертора *VT1*, *VT2* надходять відразу після *Monostable*, на транзистори *VT3*, *VT4* – після інвертування в *Logical Operator*. Імпульси керування *VT3*, *VT4* нижньої частини інвертора надходять після *Monostable1*, для *VT1*, *VT2* – після інвертування в *Logical Operator2*. Також окремо реалізована система комутації транзисторів *VT2*, *VT3* в моменти формування нульової паузи напруги на навантаженні.

На рис. 4.11 наведено часові діаграми імпульсів керування ключами трирівневого інвертора.

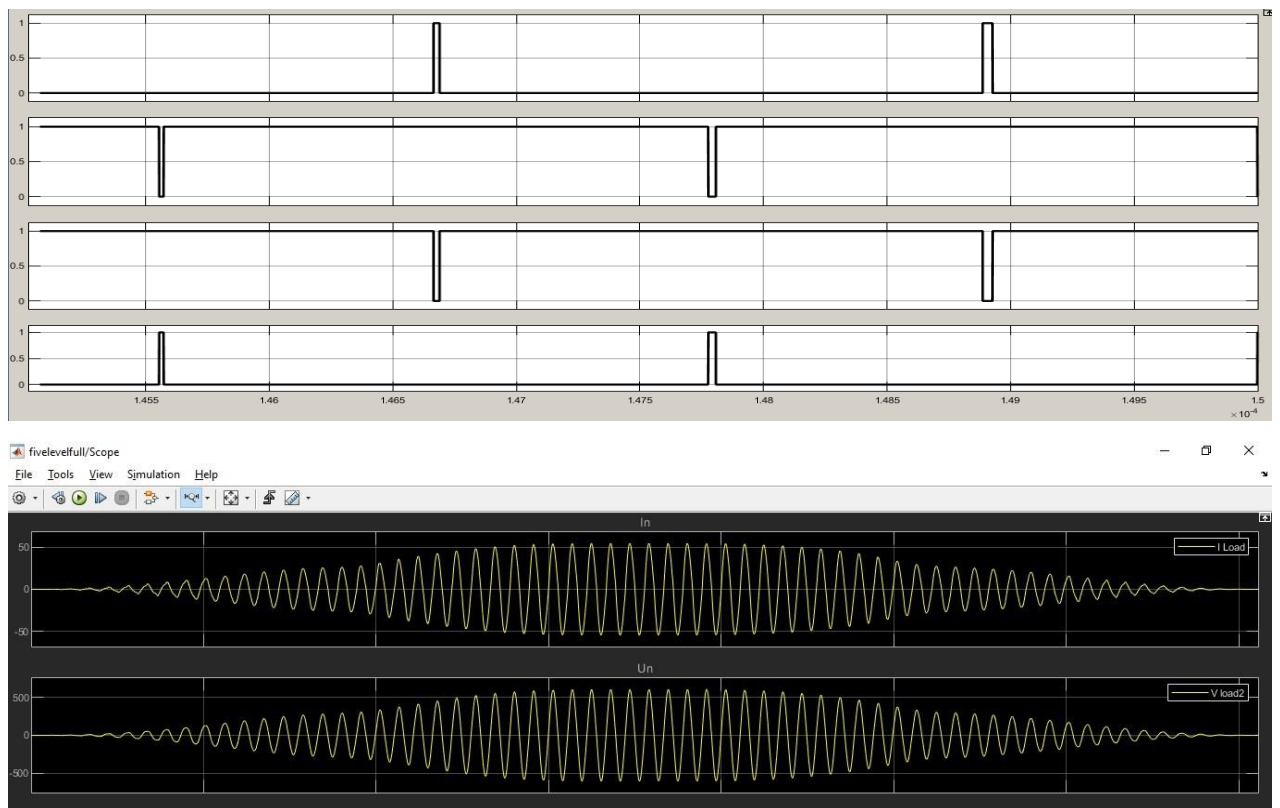


Рис. 4.11 Часові діаграми імпульсів керування ключами трирівневого інвертора та струм і напруга випромінювача.

Також була розроблена імітаційна модель п'ятирівневого інвертора з обмежувальними діодами (рис. 4.12). Основна відмінність цієї моделі від трирівневого інвертора полягає у наявності ще чотирьох транзисторів та інших додаткових елементів. У зв'язку з цим, система керування також стає складнішою, оскільки потрібно додатково керувати ще 4 каналами для нових транзисторів. На рисунках 4.13 та 4.14 представлені осцилограми вихідної напруги інвертора та її спектральний аналіз, а також напруги випромінювача і її спектральний склад.

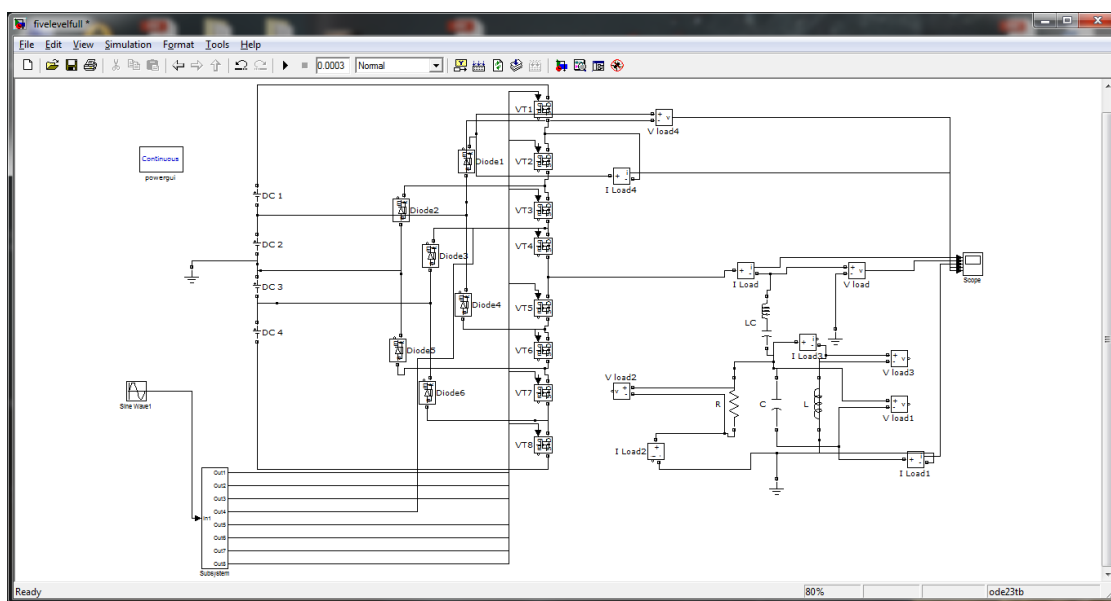


Рис. 4.12. Модель п'ятирівневого інвертора з обмежувальними діодами в середовищі *Matlab Simulink*

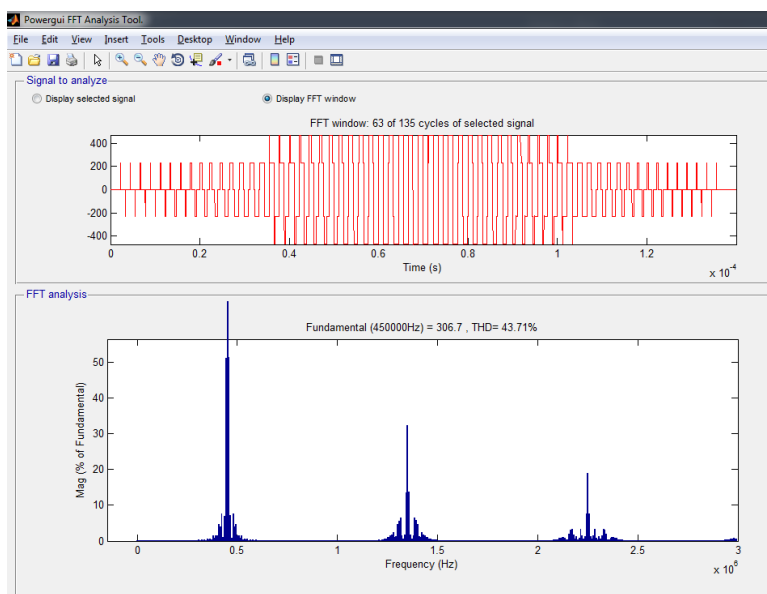


Рис. 4.13. Напруга на виході п'ятирівневого інвертора та її спектральний склад.

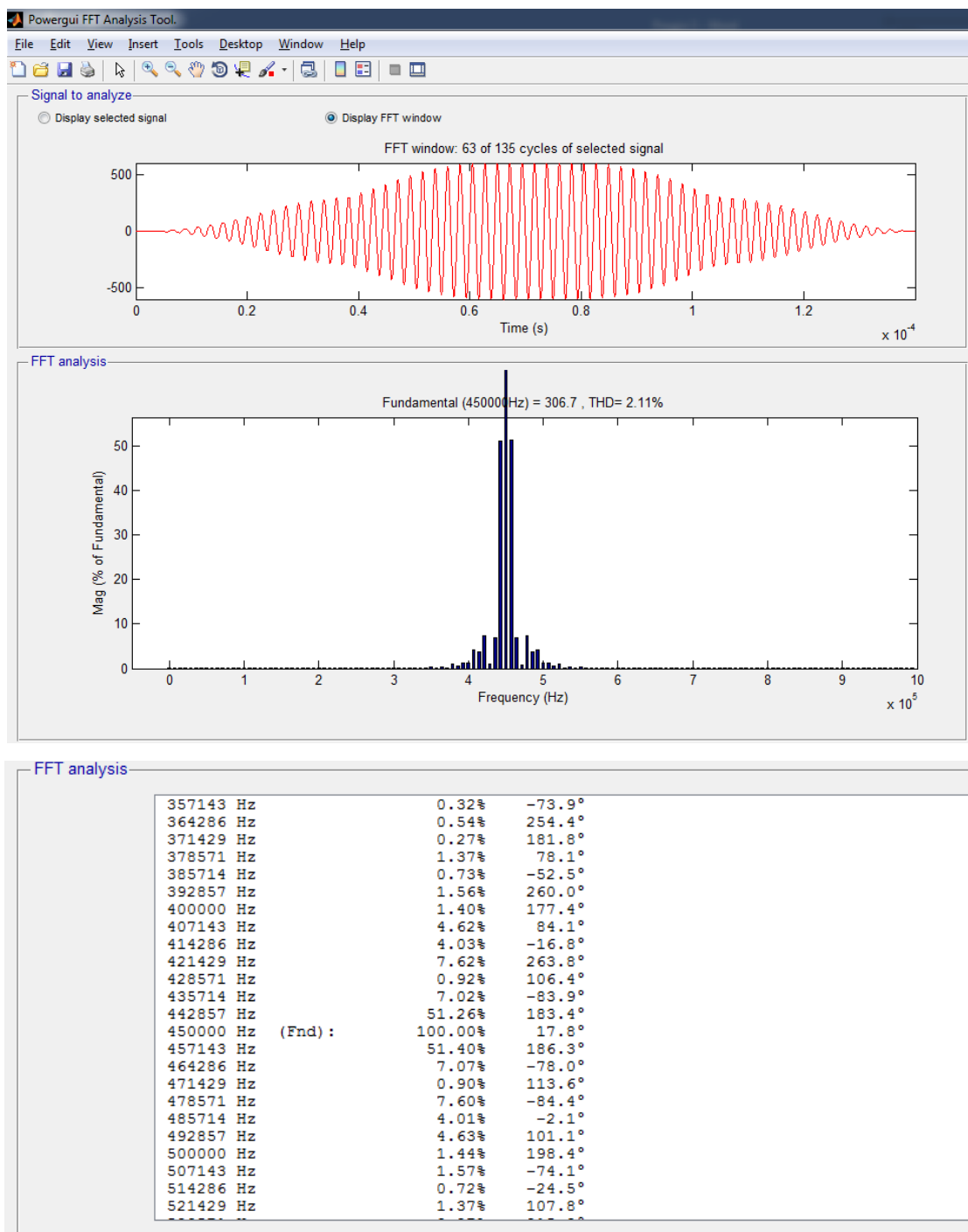


Рис. 4.14. Напряга на випромінювачі та її спектральний склад.

Під час моделювання були зафіксовані значення амплітуд основної гармоніки, двох бічних гармонік, а також третьої та п'ятої гармонік (відносно основної). За отриманими даними був розрахований коефіцієнт інтермодуляційних спотворень відносно основної гармоніки та двох бічних (комбінаційних) гармонік. Зведені результати подано у таблиці 4.1.

Таблиця 4.1. Амплітуди гармонік у відсотках двомостового, трирівневого, п'ятирівневого інверторів.

		Номер гармоніки					K _{IC} , %
		1-а основна	Права бічна	Ліва бічна	3-я основна	5-а основна	
Топологія інвертора	Двомостовий	100%	48,1%	48,2%	14,1%	3,4%	31,4
	Трирівневий	100%	48,4%	48,5%	11,7%	2,5%	27,2
	П'ятирівневий	100%	49,8%	50,1%	7,1%	0,9%	8,7

З викладених результатів стає очевидним, що застосування топології багаторівневих інверторів веде до зменшення вмісту в спектрі вищих гармонік. При цьому, використання саме п'ятирівневого інвертора дає найбільш точне формування зондувальної напруги.

4.2. Дослідження впливу зміни параметрів навантаження на процеси в перетворювачі.

Вуглецевмісні породи відомі своїми електричними властивостями, які впливають на провідність електричного струму. Один з ключових електричних параметрів породи – це діелектрична провідність та електричний опір, або питомий опір, який залежить від фізичної структури матеріалу, такої як вміст нафти, газу, води та інших складових та домішок. Для аналізу електричного опору породи використовується поняття коефіцієнта нафтогазонасиченості або водонасиченості. Великий вплив на опір також має мінералізація пластів, пористість породи та її структура. Крім того, зсуви породи також можуть впливати на опір.

Для аналізу факторів, що впливають на питомий опір породи, дослідники використовують відношення між опором вуглецевмісного пласта породи та

опором цього ж пласта, коли він наповнений водою (з аналогічною мінералізацією та температурою). Це відношення показує, наскільки збільшується питомий опір водонасиченого пласта при частковому насиченні пор вуглецевими структурами і відоме як коефіцієнт збільшення опору.

Враховуючи вище вказане, аналіз впливу структури породи на функціонування пристрою є важливим і актуальним завданням. Проведення моделювання дозволить оцінити, як зміна опору навантаження впливає на роботу перетворювача. Такий аналіз може допомогти в розробці ефективних стратегій управління, які враховують змінні параметри середовища.

Для порівняння проведемо моделювання топологій трирівневого та п'ятирівневого інвертора з обмежувальними діодами при зміні опору навантаження в межах від 30 Ом до 300 Ом. Вимірювати будемо величини U_n – діюче значення напруги на антені, I_{L1} – діюче значення струму індуктивності послідовного фільтру, I_{L2} – діюче значення струму індуктивності антени, $\Delta\varphi$ – зсув по фазі між струмом резистора R_1 та напругою на антені, розрахуємо P_{st} – статичні втрати в силових ключах, S_n – середня повна потужність антени . Отримані дані зведені в таблицю 4.2.

Спрощена схема пристрою каротажу ЯМР представлена на рис. 4.15.

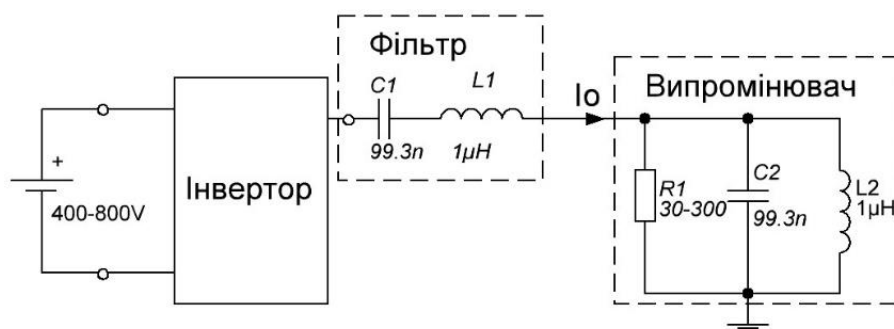


Рис. 4.15. Спрощена схема пристрою каротажу ЯМР.

Таблиця 4.2. Результати моделювання трирівневого та п'ятирівневого інверторів при зміні опору

R , Ом	U_n , В		I_{L1} , А		I_{L2} , А		$\Delta\varphi$, °		S_n , ВА		P_{st} , Вт	
	3	5	3	5	3	5	3	5	3	5	3	5
10	413,7	421,1	42,6	40,5	131,6	134,5	0,59	0,64	17446	17054	286	177,5
20	425,6	428,3	23,6	23,1	135,4	135,9	1,12	1,29	10044	9893	94,2	52,6
30	429,6	431,1	17,6	17,2	136,7	137,2	1,74	1,92	7560	7414	48,3	27,9
60	433,6	434,3	12,6	10,2	138	138,2	3,43	3,79	5463	4429	27,8	12,2
90	434,9	435,1	11,4	9,8	138,4	138,4	4,91	5,6	4957	4263	15,1	8,95
120	435,5	435,8	10,9	9,7	138,5	138,8	6,32	7,48	4746	4227	13,5	7,66
150	435,8	436,1	10,7	9,6	138,6	138,8	8,21	9,34	4663	4186	12,9	6,99
200	436,1	436,2	10,5	9,3	138,7	138,9	11,01	12,2	4579	4056	12,1	6,4
250	436,3	437	10,5	9,3	138,8	139	12,36	14,9	4581	4064	11,6	6,07
300	436,4	437,1	10,4	9,1	138,9	139,1	15,47	17,6	4538	3977	11,1	5,87

Побудуємо графіки, використовуючи отримані значення:

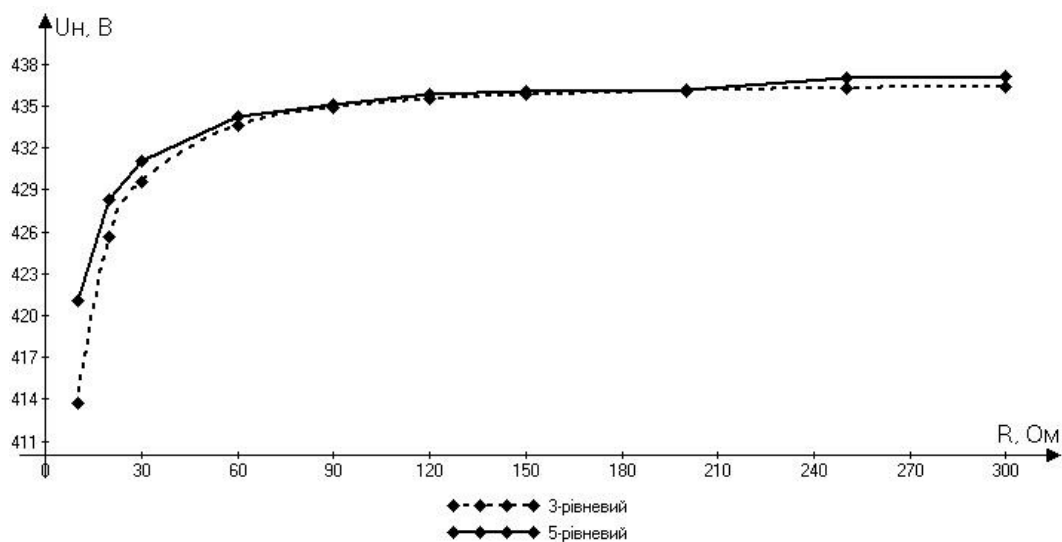


Рис. 4.16. Залежність напруги на паралельному контурі від опору навантаження

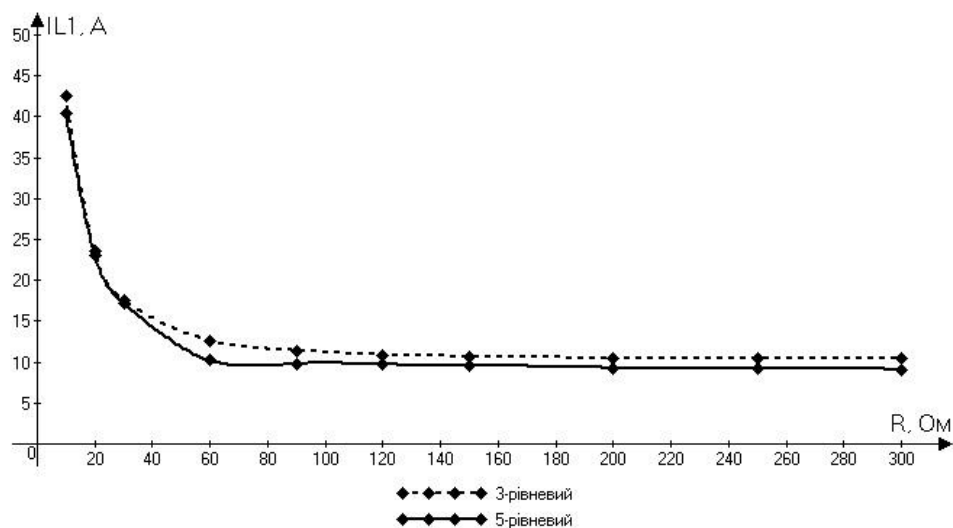


Рис. 4.17. Залежність струму індуктивності послідовного фільтру від опору навантаження

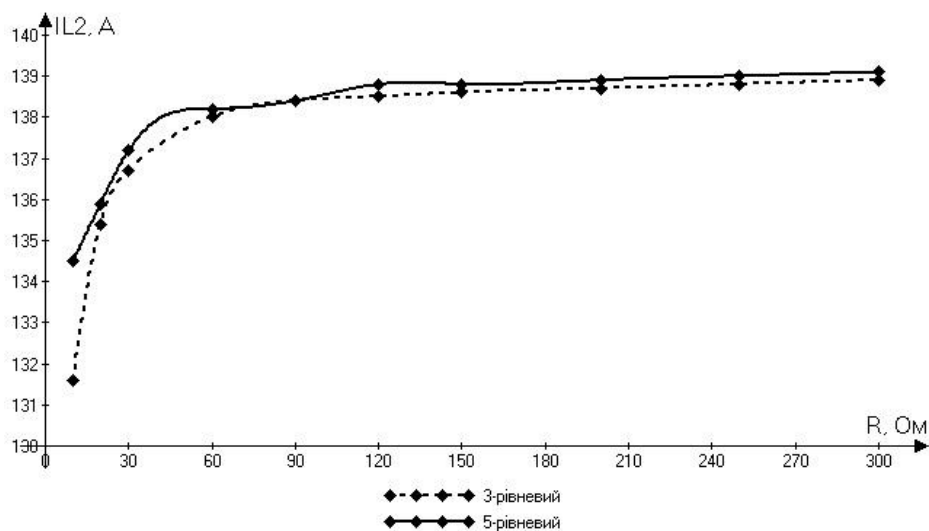


Рис. 4.18. Залежність струму індуктивності антени від опору навантаження

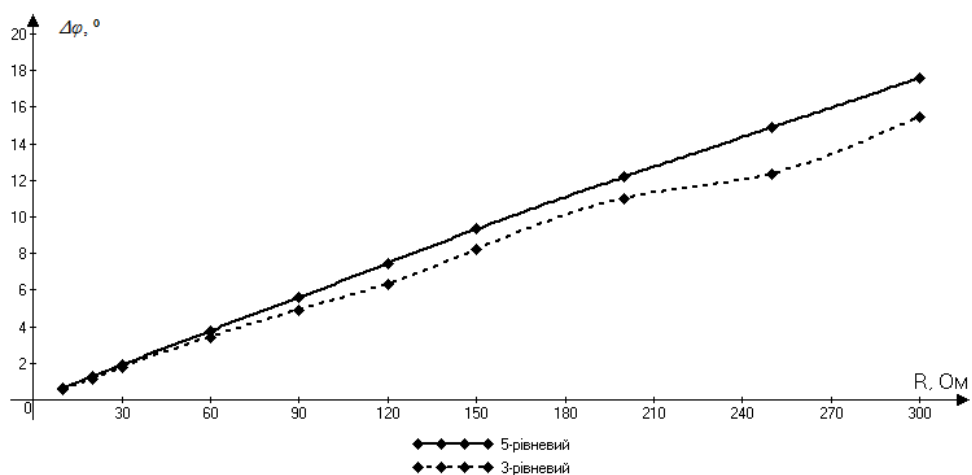


Рис. 4.19. Залежність зсуву по фазі між струмом резистора R_l та напругою на антені від опору навантаження

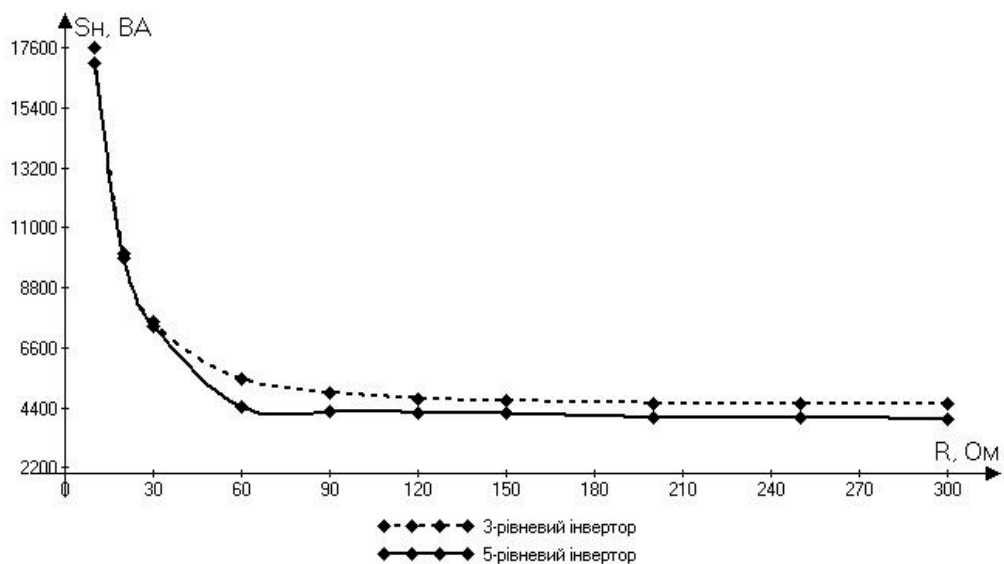
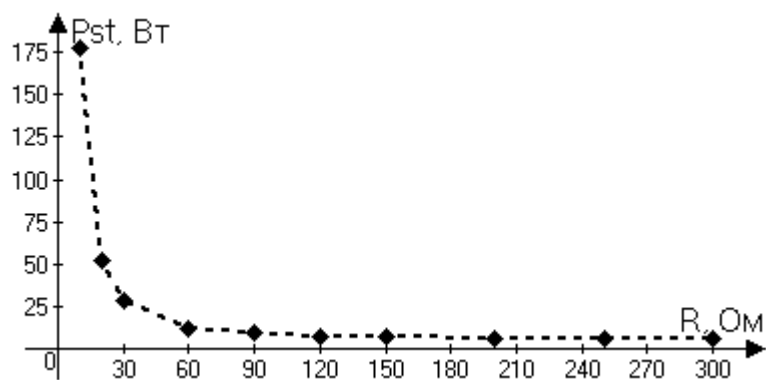
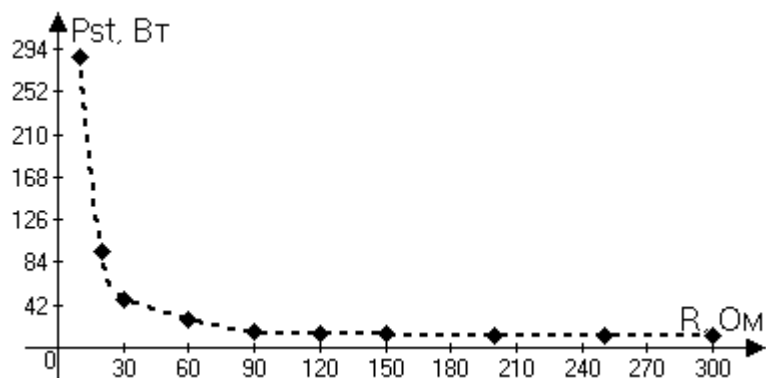


Рис. 4.20. Середня повна потужність антени при зміні опору навантаження



а)



б)

Рис. 4.21. Статичні втрати в силових ключах: а) трирівневий інвертор;
б) п'ятирівневий інвертор.

Отримані результати вказують на значний вплив зміни опору навантаження на електромагнітні процеси в перетворювачі. При збільшенні опору навантаження відбувається зменшення вихідного струму інвертора, а також зниження потужності втрат у силових ключах. Однак, звертає на себе увагу те, що діюче значення струму індуктивності паралельного контуру лише незначно змінюється в обмеженому діапазоні - 5,5%. У випадку використання 5-рівневого інвертора, хоча спостерігається вища стабільність струму у антени, але збільшуються втрати потужності на силових ключах у зв'язку зі збільшенням кількості транзисторів.

4.3. Алгоритм керування перетворювачем при зміні частоти системи

Як вже було відзначено, ядерний магнітний резонанс відбувається при налаштуванні пристрою на ларморівську частоту f_n . Внаслідок цього, в паралельному коливальному контурі - антени, має місце резонанс струмів на частоті роботи пристрою ω_0 . Окрім того, у системі спостерігаються резонанси напруг на частотах, які можна визначити з наступного співвідношення:

$$\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} = \frac{1}{-\omega C_2 + \frac{1}{\omega L_2}},$$

де L_1, L_2 - відповідно індуктивність фільтра та антени, C_1, C_2 - ємність фільтра та антени.

Після деяких перетворень запишемо:

$$\omega^4 L_1 L_2 C_1 C_2 - \omega^2 L_2 C_1 - \omega^2 L_2 C_2 - \omega^2 L_1 C_1 + 1 = 0$$

Параметри елементів фільтра та випромінювача вибрані так, що $L_1 = L_2, C_1 = C_2$.

Таким чином вийде біквдратне рівняння:

$$\omega^4 L^2 C^2 - 3\omega^2 LC + 1 = 0$$

Розв'язавши дане рівняння матимемо вирази для значень частот резонансу напруг:

$$\omega_1 = \frac{1,618}{\sqrt{LC}} = 1,618 \cdot \omega_0,$$

$$\omega_2 = \frac{0,618}{\sqrt{LC}} = 0,618 \cdot \omega_0$$

Резонансні характеристики пасивної частини перетворювача зображені на рис. 4.22: залежність вхідного струму I_0 від частоти та залежність напруг на окремих реактивних елементах фільтру та випромінювачі від частоти.

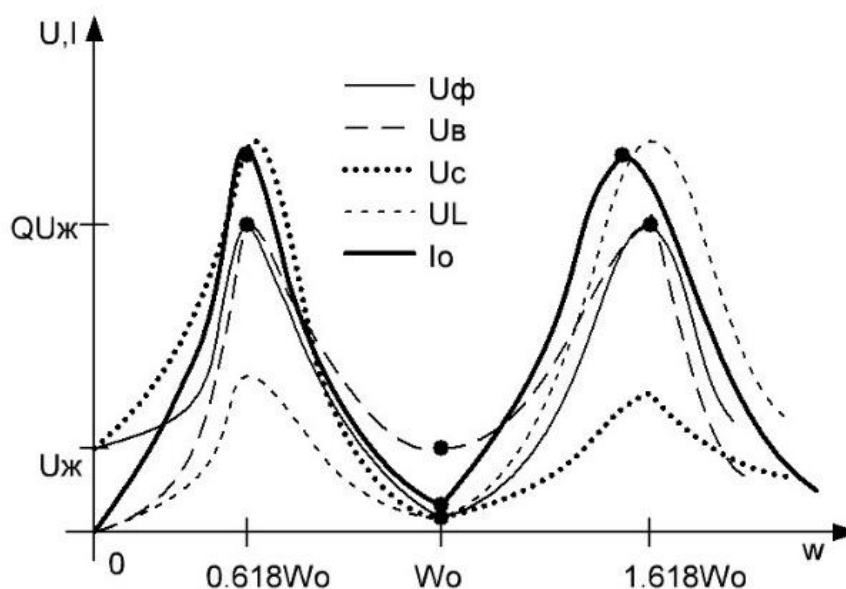


Рис. 4.22. Резонансні характеристики пасивної частини перетворювача.

Як ілюструє рисунок 4.22, зміщення частоти відносно точки резонансу струмів призводить до зростання вхідного струму. Цілком зрозуміло, що це призводить до збільшення втрат енергії та скорочення робочого часу пристрою, оскільки він живиться від акумуляторної батареї та є автономним. Напруга на фільтрі та його елементах, а також на випромінювачі, зростає, і в точках бічних резонансів (резонансів напруг) напруга може досягати значень, що у Q (де Q - добротність) разів перевищують напругу живлення. При напрузі 400-800 В на виході інвертора та добротності $Q = 32$ виникають досить значні перенапруги не тільки на елементах послідовного фільтра, але і на випромінювачі.

Для розробки алгоритму системи керування потрібно встановити зв'язок між зміною частоти f_n (по відношенню до резонансної) та зсувом фаз між струмом через фільтр та напругою на антені. Оскільки безпосередньо змінити зсув фаз неможливо, ми повинні розв'язати обернену задачу - визначити, на скільки зміниться зсув фаз при зміні частоти перетворювача. Для отримання відповідних даних розроблено спрощену модель в середовищі *Matlab Simulink* (рис. 4.23).

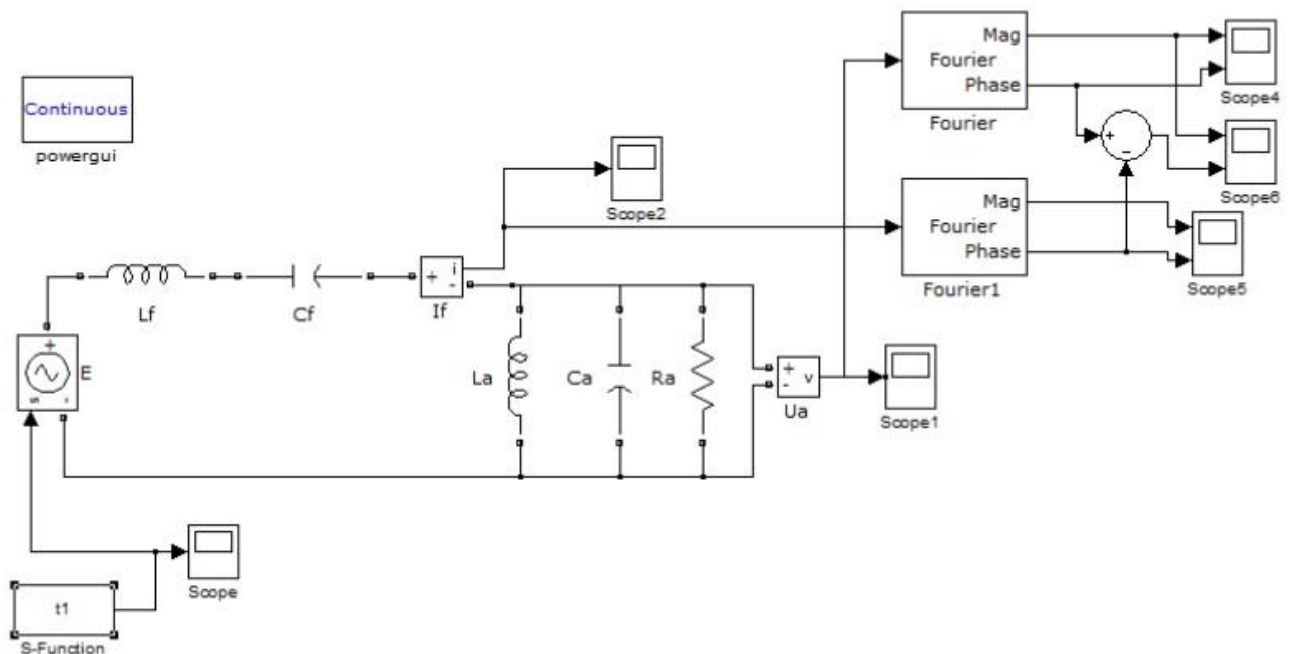


Рис. 4.23. Спрощена модель фільтра та антени в середовищі *Matlab Simulink*

Значення зсуву фаз фіксувались при зміні частоти опорного сигналу в межах $\pm 10\%$ (табл. 4.3).

Таблиця 4.3. Залежність зміни зсуву фаз при зміні частоти f_n

f_n , Гц	Δf , Гц	$\Delta\varphi$, °
490000	-10000	19,12
491000	-9000	17,50
492000	-8000	15,66
493000	-7000	13,69
494000	-6000	11,87
495000	-5000	9,75
496000	-4000	7,98
497000	-3000	5,90
498000	-2000	4,04
499000	-1000	2,01
500000	0	0,09
501000	1000	-2,01
502000	2000	-4,01
503000	3000	-5,90
504000	4000	-7,89
505000	5000	-9,71
506000	6000	-11,77
507000	7000	-13,52
508000	8000	-15,39
509000	9000	-17,11
510000	10000	-18,79

По даним таблиці побудовано залежність зсуву фаз $\Delta\varphi$ від Δf (рис. 4.24).

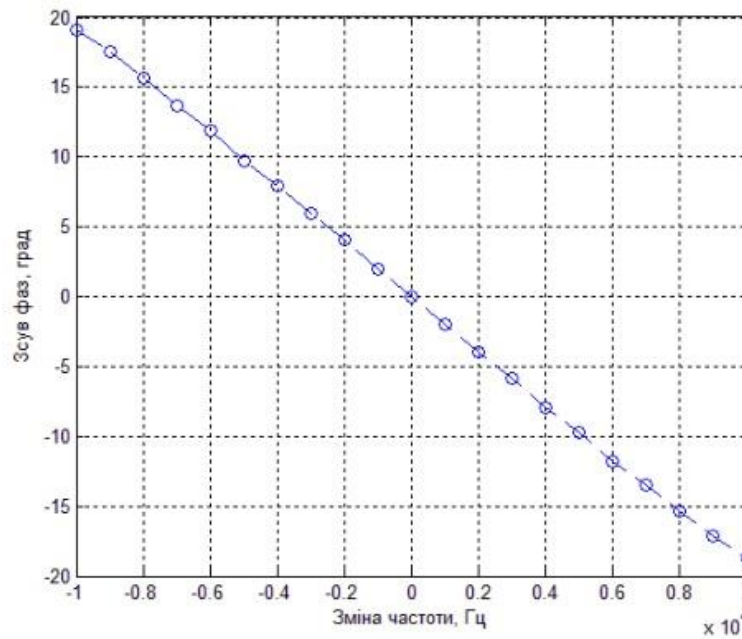


Рис. 4.24. Залежність зсуву фаз $\Delta\phi$ від частоти Δf

З побудованого графіку видно, що залежність близька до лінійної. На 500 Гц зміни частоти резонансу припадає зміна фази на один градус. Тобто можна сказати, що одному градусу зсуву фаз відповідає відхилення від резонансної частоти в тисячну долю її значення - $0,001f_r$. Таким чином можна отримати залежність розлаштування резонансного контуру $\gamma = \frac{\omega}{\omega_0}$ від зсуву фаз $\Delta\phi$ (рис. 4.25).

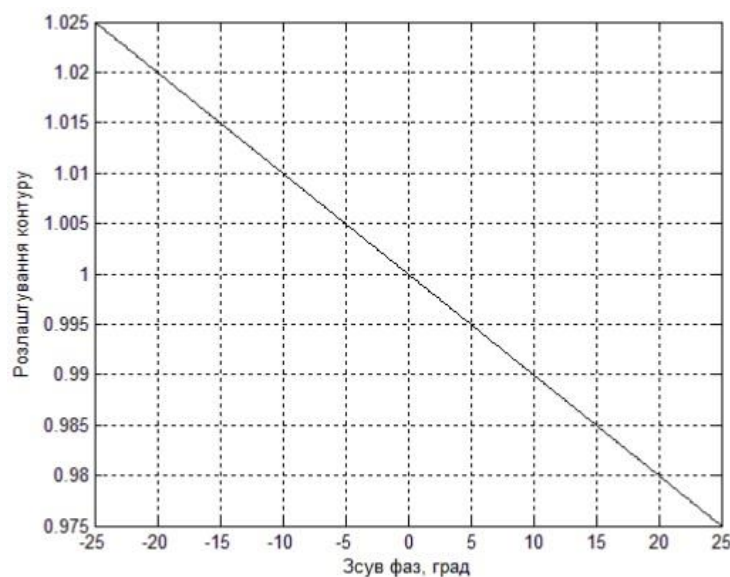


Рис. 4.25. Графік залежності розлаштування резонансного контуру від зсуву фаз

Отриманий графік дозволяє визначити, наскільки поточна частота опорного сигналу відрізняється від резонансної залежно від величини та знаку зсуву фази.

На рис. 4.26 приведено узагальнений алгоритм роботи системи керування багаторівневим інвертором для ЯМР. Для його виконання необхідне використання цифрової системи керування на основі мікропроцесорної техніки.

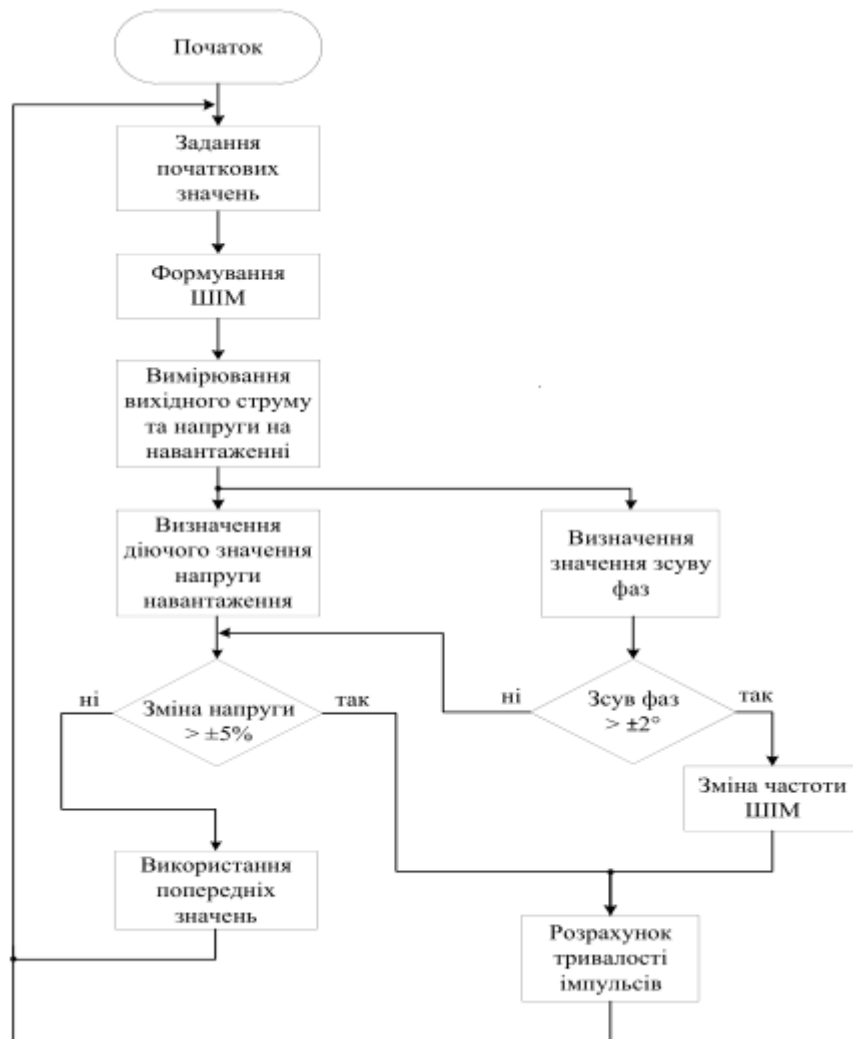


Рис. 4.26 Алгоритм системи керування перетворювачем ЯМР

Під час генерації високочастотного імпульсу на кожному N-му періоді одночасно проводиться збір даних з АЦП. По завершенні імпульсу ці дані аналізуються, визначається різниця фаз і діюче значення напруги. Залежно від цих параметрів визначається, наскільки зміниться частота ШІМ. Потім розраховується частота опорного сигналу широтно-імпульсної модуляції та тривалість імпульсів

керування ключами для наступного (N+1)-го періоду високочастотного зондувального імпульсу. Резонансну частоту можна визначити як:

$$f_{N+1} = f_N + f_N \cdot k \cdot \Delta\varphi = f_N \cdot (1 + k \cdot \Delta\varphi),$$

де $k = 0,001$ 1/градус - відносний коефіцієнт коригування.

Корекція величини заданих параметрів відбувається на наступному (N+1)-му періоді керування перетворювачем.

Висновки до розділу 4

1. Дослідження за допомогою комп'ютерного моделювання показало переваги використання багаторівневих інверторів для формування зондувальної напруги Хана. Зокрема, трирівневий та п'ятирівневий інвертори дозволяють зменшити вміст в спектрі вищих гармонік у порівнянні з однорівневими структурами, що робить їх особливо важливими для застосування в пристроях формування зондувального сигналу.

2. Показано ефективність використання алгоритмів керування перетворювачем на основі асинхронного керування, що дозволяє отримати зондувальний сигнал необхідної точності, а відпрацювання сигналу помилки проходить на наступний період роботи системи.

3. Моделювання системи визначило діапазони, в яких можуть змінюватись параметри пасивної частини перетворювача, при цьому зберігаючи задані параметри зондувальної напруги.

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

В даній роботі вирішена задача подальшого розвитку теорії побудови напівпровідникових перетворювачів з покращеними параметрами зондувальної напруги для електроживлення пристроїв ядерного магнітного резонансу на основі використання топології багаторівневих інверторів з обмежувальними діодами та асинхронного широтно-імпульсного керування.

1. Аналіз форми зондувальної напруги, яка використовується в пристроях ядерного магнітного резонансу, показав доцільність використання перетворювачів в ключовому режимі роботи. Також була визначена необхідність використання коефіцієнта інтермодуляційних спотворень для проведення оцінки точності отриманого сигналу.

2. Враховуючи вимоги до пристрою, який формує напругу, була визначена необхідність розробки напівпровідникових перетворювачів з покращеними параметрами зондувальної напруги. Показано доцільність застосування безтрансформаторних схем та перетворювачів з можливістю фазового підлаштування.

3. Показано, що для мінімізації втрат у перетворювачі та підвищення точності формування зондувальної напруги пристрою необхідно розробити відповідні алгоритми керування, які можуть бути реалізовані за допомогою мікропроцесорної системи керування з асинхронною широтно-імпульсною модуляцією.

4. Запропонований в роботі математичний опис зондувальної напруги відображає важливість отримання трьох гармонік у вихідному сигналі інвертора та збереження сталого співвідношення між їх амплітудами в пропорції 1:0,5:0,5.

5. На основі використання канонічних методів синтезу отримано чотири прості схеми пасивної частини перетворювача для реалізації передавальної функції. За результатами аналізу була розроблена модифікована схема з мінімальною кількістю реактивних елементів, але при цьому збережена здатність реалізувати задану вхідну функцію.

6. Запропонована математична модель описує вирази для струмів і напруг всіх елементів перетворювача, що дає можливість реалізувати різні алгоритми керування, в тому числі з підлаштуванням частоти та фази зондувального сигналу.

7. Запропонований метод керування з використанням асинхронної широтно-імпульсної модуляції дозволяє досягти високої точності у формуванні зондувального сигналу, забезпечуючи необхідні параметри спектрального складу.

8. Результати розрахунків стійкості перетворювача показали, що використання двох резонансних контурів у пасивній частині схеми є доцільним.

9. Розглянуто методи підвищення точності системи ЯМР з перетворювачами на основі теорії інваріантності. Вказано на можливість регулювання роботи перетворювача змінюючи напругу ГПН, а не опорної напруги стабілізатора, що, в свою чергу, дозволяє проектувати простіші системи керування і гарантувати стійкість перетворювача.

10. Використання розглянутих прийомів дозволяє отримати схемні реалізації системи ЯМР з перетворювачами, що задовольняють вимогам до точності формування зондувальної напруги.

11. Дослідження за допомогою комп'ютерного моделювання показало переваги використання багаторівневих інверторів для формування зондувальної напруги Хана. Зокрема, трирівневий та п'ятирівневий інвертори дозволяють зменшити вміст в спектрі вищих гармонік у порівнянні з однорівневими структурами, що робить їх особливо важливими для застосування в пристроях формування зондувального сигналу.

12. Показано ефективність використання алгоритмів керування перетворювачем на основі асинхронного керування, що дозволяє отримати зондувальний сигнал необхідної точності, а відпрацювання сигналу помилки проходить на наступний період роботи системи.

13. Моделювання системи визначило діапазони, в яких можуть змінюватись параметри пасивної частини перетворювача, при цьому зберігаючи задані параметри зондувальної напруги.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. A. Asfour, K. Raouf and J. M. Fournier, "Identification of NMR spin systems by Volterra series", IEEE World Congress of Medical Physics and Biomedical Engineering, no. 4045–38631, July 2000.
2. A. C. M. de Queiroz and L. P. Caloba, "Passive symmetrical RLC filters suitable for active simulation," 1988., IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Espoo, Finland, 1988, pp. 2411-2414 vol.3, doi: 10.1109/ISCAS.1988.15429.
3. A. Nabae, I. Takahashi and H. Akagi, "A new neutral-point clamped PWM inverter", IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. IA-17, pp. 518-523, Sept./Oct. 1981.
4. A. Q. Huang, S. Sirisukprasert, Z. Xu, B. Zhang and J. S. Lai, "A high-frequency 1.5 MVA H-bridge building block for cascaded multilevel converters using emitter turn-off thyristor (ETO)", Proc. IEEE APEC, pp. 25-32, 2002-Mar.
5. A. Tyshko, S. Balevicius та S. Padmanaban, «An Increase of a Down-Hole Nuclear Magnetic Resonance Tool's Reliability and Accuracy by the Cancellation of a Multi-Module DC/AC Converter's Output's Higher Harmonics,» IEEE Access, т. 4, pp. 7912 - 7920, 2016
6. Anjali Krishna, R. and L. ePadma suresh, "A brief review on multilevel inverter topologies", Conference on Circuit Power and Computing Technologies [ICCPCT], 2016.
7. Arash A. Boora, Alireza Nami, Firuz Zare, Arindam Ghosh, and Frede Blaabjerg, "Voltage-Sharing Converter to Supply Single-Phase Asymmetrical Four-Level Diode-Clamped Inverter With High Power Factor Loads", IEEE Trans On Power Electronics, Vol. 25, No. 10, Pp. 2507-2520, Oct 2010.
8. B. M. Song, S. Gurol, C. Y. Jeong, D. W. Yoo and J. S. Lai, "A soft-switching high-voltage active power filter with flying capacitors for urban maglev system applications", Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, pp. 1461-1469, 2001-Sept.
9. Bo Zhang and Xuemei Wang, "Invariant Probability Distribution of DC–DC Converters," Wiley-IEEE Press, pp. 75-91, 2013

10. C. Hochgraf, R. Lasseter, D. Divan and T. A. Lipo, "Comparison of multilevel inverters for static var compensation", Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, pp. 921-928, 1994-Oct.

11. D. Di Caro, C. Liguori, A. Pietrosanto and P. Sommella, "Advanced TD-NMR based estimation of the inshell hazelnuts quality parameters," 2018 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC), Houston, TX, USA, 2018, pp. 1-6, doi: 10.1109/I2MTC.2018.8409643.

12. D. G. Holmes and B. P. McGrath, "Opportunities for harmonic cancellation with carrier based PWM for two-level and multi-level cascaded inverters", IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 37, pp. 574-582, Mar./Apr. 2001.

13. D. G. Holmes and B. P. McGrath, "Opportunities for harmonic cancellation with carrier-based PWM for two-level and multilevel cascaded inverters", IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 37, pp. 574-582, Mar./Apr. 2001.

14. Dixon J. Multilevel inverter, based on multi-stage connection of three-level converters, scaled in power of three. //2003 IEEE. – p. 8.

15. F. Z. Peng and J. S. Lai, Multilevel cascade voltage-source inverter with separate DC sources, June 1997.

16. F. Z. Peng, J. W. McKeever and D. J. Adams, "Cascade multilevel inverters for utility applications", Proc. IEEE IECON'97, pp. 437-442, 1997-Nov.

17. G. Beinhold, R. Jakob and M. Nahrstaedt, "A new range of medium voltage multilevel inverter drives with floating capacitor technology", Proc. 9th European Conf. Power Electronics (EPE), 2001.

18. G. Carrara, S. Gardella, M. Marchesoni, R. Salutari and G. Sciutto, "A new multilevel PWM method: A theoretical analysis", IEEE Trans. Power Electron., vol. 7, pp. 497-505, July 1992.

19. George R. Coates, Lizhi Xiao, Manfred G. Prammer NMR Logging. Principles and Applications. – Houston:Halliburton Energy Services, (1999): – 234 p.

20. Grain P. Adam, Stephen J. Finney, Ahmed M. Massoud, and Barry W. Williams, "Capacitor Balance Issues of the Diode-Clamped Multilevel Inverter

Operated in a Quasi Two-State Mode" IEEE Trans On Industrial Electronics, Vol. 55, NO. 8, pp. 3088- 3099 , Aug 2008.

21. Holmes D. G. Multicarrier PWM strategies for multilevel inverters / B. P. McGrath, D. G. Holmes // IEEE Trans. Ind. Electron. - Aug. 2002, - vol. 49, no. 4, pp 858-867

22. Holmes D. G., Thomas A. Lipo. Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice. Wiley-IEEE Press (2003).

23. Hong Li, Chen Liu, Ying Zou ta Xiaheng Jiang, «A Stability Improvement Method Based on Parameter Sensitivity for Grid-connected Inverter,» IECON 2020 The 46th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2020.

24. Huang Xi-chun, Gao Shun-quan. Synthesis Design Theory of Filter, 1978.

25. J. Rodriguez Perez ta Patricio Cortes Estay, Predictive control of Power Converters and Electrical Drives, Hoboken, NJ: Wiley-IEEE Press, 2012.

26. J. N. Chiasson, L. M. Tolbert, K. J. McKenzie and Z. Du, "A unified approach to solving the harmonic elimination equations in multilevel converters", IEEE Trans. Power Electron., vol. 19, no. 2, pp. 478-490, Mar. 2004.

27. J. Ortusi, Theory of electronic circuits. Volume 2. Synthesis. Myr, (1971).

28. J. R. Wells, X. Geng, P. L. Chapman, P. T. Krein and B. M. Nee, "Modulation-based harmonic elimination", IEEE Trans. Power Electron., vol. 22, no. 1, pp. 336-340, Jan. 2007.

29. J. Su and S. Y. Huang, "The design and implementation of a compact NMR system," 2015 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP), Suzhou, China, 2015, pp. 1-3, doi: 10.1109/IMWS-AMP.2015.7325038.

30. J.I. Rodrigues, S.B. Leeb. A multilevel inverter topology for inductively-coupled power transfer. // in Proc. IEEE/Conf. Applied Power Electronics, 2003. – pp. 1118-1126.

31. J.S. Lai, F.Z. Peng. Multilevel converters – a new breed of power converters. // IEEE Transactions on Industrial Applications. – 1996. – vol. 32(3). pp. 509-517.

32. Jokinen M. Fundamental Study of 2-level and 3-level Frequency Converters: Assignment on converter losses, Multilevel converter topologies. // Smola, Norway. – 2005. – p. 1-5.
33. K. Fathy, Y. Miura, K. Yasui, I. Hirota and T. Iwai, "PWM/PDM dual mode controlled soft switching multi resonant high-frequency inverter," 2005 IEEE International Conference on Industrial Technology, 2005.
34. K. Raoof, A. Asfour and J-M. Fournier, "A complete digital magnetic resonance imaging (MRI) system at low magnetic field (0.1 T)", Proceeding of the IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference IMTC 2002, no. 1275, May 20–23, 2002.
35. L. Li, D. Czarkowski, Y. Liu and P. Pillay, "Multilevel selective harmonic elimination PWM technique in series-connected voltage inverters", Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, pp. 1454-1461, 1998-Oct.
36. L. Tolbert, F.-Z. Peng and T. Habetler, "Multilevel converters for large electric drives", IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 35, pp. 36-44, Jan./Feb. 1999.
37. Lin Bao-qin, Lu Wan-zheng, Hu Hui-bin, Yang Feng. Design of Passive Filter Using Genetic Algorithms. Journal of air force engineering university (Natural Science Edition), VOL 3, 2002.
38. M. Martin-Landrove, G. Figueroa, M. Paluszny and W. Torres, "A Quasi-Analytical Method for Relaxation Rate Distribution Determination of T2-Weighted MRI in Brain," 2007 29th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, Lyon, France, 2007, pp. 1318-1321, doi: 10.1109/IEMBS.2007.4352540.
39. M. Takeuchi, M. Sekino, N. Iriguchi and S. Ueno, "Spin-spin relaxation and apparent diffusion coefficient of magnetically oriented collagen gels," in IEEE Transactions on Magnetics, vol. 40, no. 4, pp. 2976-2978, July 2004, doi: 10.1109/TMAG.2004.830396.
40. Maojin Tan, Youlong Zou, Cancan Zhou, A new inversion method for (T2, D) 2D NMR logging and fluid typing, - Computers & Geosciences, Volume 51, (2013): - pp. 366-380. <https://doi.org/10.1016/j.cageo.2012.07.030>.

41. Nordvall, "Multilevel inverter topology survey", thesis in electrical power engineering, 2011.
42. P.J. Boulton, R. Ramamoorty, P.N. Theologou, R.D. East, A.M. Drake and T. Neville. Use of nuclear magnetic resonance and new core analysis technology for determination of gas saturation in pretty hill sandstone reservoirs, onshore otway basin. *The APPEA Journal* 39(1), (1999): – pp. 437 – 450. <https://doi.org/10.1071/AJ98025>.
43. P.K. Chaturvedi, S. Jain, P. Agarwal, "Reduced switching loss pulse width modulation technique for three-level diode clamped inverter", Published in *IET Power Electronics*, Vol. 4, Iss. 4, pp. 393-399, 2011.
44. P. Rodriguez, «Multilevel-clamped multilevel converters (MLC 2),» *IEEE Trans. Power Electron*, т. 7, № 3, pp. 1055-1060, 2012
45. Pablo Lezana, José Rodríguez, and Diego A. Oyarzún, "Cascaded Multilevel Inverter With Regeneration Capability and Reduced Number of Switches", *IEEE Trans. On Industrial Electronics*, Vol. 55, No. 3, pp. 1059-1066, March 2008.
46. R. Teodorescu, F. Beaabjerg, J. K. Pedersen, E. Cengelci, S. Sulistijo, B. Woo, et al., "Multilevel converters-A survey", *Proc. European Power Electronics Conf. (EPE'99)*, 1999.
47. Robert Stala, "Application of Balancing Circuit for DC-Link Voltages Balance in a Single-Phase Diode-Clamped Inverter With Two Three-Level Legs", *IEEE Trans On Industrial Electronics*, Vol. 58, No. 9, pp. 4185-4195, Sept 2011.
48. S. Sirisukprasert, J. S. Lai and T. H. Liu, "Optimum harmonic reduction with a wide range of modulation indexes for multilevel converters", *Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting*, pp. 2094-2099, 2000-Oct.
49. Salam Waley Shneen, Fatin Nabeel Abdullah, Dina Harith Shaker. Simulation model of single phase PWM inverter by using Matlab/Simulink. *International Journal of Power Electronics and Drive System*, Vol. 11, No. 4, December 2020, pp 1712-1716.
50. Sandipan Patra, Sanjay Agrawal, Soumya R Mohanty, Vineeta Agarwal and Malabika Basu, "ESPRIT based robust anti-islanding algorithm for grid-tied inverter," 2016 IEEE Students' Technology Symposium (TechSym), 2017.

51. T. A. Meynard and H. Foch, "Multilevel converters and derived topologies for high power conversion", Proc. 1995 IEEE 21st Int. Conf. Industrial Electronics Control and Instrumentation, pp. 21-26, 1995-Nov.

51. Tharwat Hassane. Applied Techniques to Integrated Oil and Gas Reservoir Characterization. A Problem-Solution Discussion with Geoscience Experts. Kuala Lumpur, Malaysia, (2021): – pp. 155-192. <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-817236-0.00005-4>.

52. Toumelin, Emmanuel , and Boqin Sun. "Optimization of Wireline NMR Pulse Sequences." *Petrophysics* 52. (2011): – pp. 288–302.

53. V. N. Nesterov and A. R. Li, "Teoriya i praktika postroyeniya invariantnykh izmeritelnykh preobrazovateley i system," *Izvestiya Samarskogo nauchnogo tsentra Rossiyskoy akademii nauk*, vol. 18, no. 4 (7), pp. 1414-1422, 2016.

54. W. Happer, E. Miron, D. Schreiber, WA Van Wijngaarden and X. Zeng, "Polarization of the nuclear spins of noble-gas atoms by spin exchange with optically pumped alkali-metal atoms", *Phys Rev A.*, vol. 29, pp. 3092-3110, 1984.

55. W. Wang, K. Ma and X. Cai, "Efficient capacitor voltage balancing method for modular multilevel converter under carrier-phase-shift pulsewidth modulation", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 36, no. 2, pp. 1553-1562, Feb. 2021.

56. X. Yuan and I. Barbi, "Zero voltage switching for three level capacitor clamping inverter", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 14, pp. 771-781, July 1999.

57. X. Yuan, H. Stemmler and I. Barbi, "Investigation on the clamping voltage self-balancing of the three-level capacitor clamping inverter", *Proc. IEEE PESC'99*, pp. 1059-1064, 1999.

58. Xiao Liu, Aaron M. Cramer and Fei Pan, "Generalized Average Method for Time-Invariant Modeling of Inverters," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 64, no. 3, pp. 740 - 751, 2016.

59. Xiaoyu Wang and Walimir Freitas, "Influence of Voltage Positive Feedback Anti-Islanding Scheme on Inverter-Based Distributed Generator Stability," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 24, no. 2, pp. 972 - 973, 2009.

60. Xie Ranhong, Xiao Lizhi. Advanced fluid-typing methods for NMR logging. *Pet. Sci.* (2011): pp 163-169

61. Y. Ji, Q. Wang, G. Wu, X. Cui and W. He, "Novel unilateral NMR method for assessing the aging status of silicone rubber insulator," 2016 IEEE International Conference on High Voltage Engineering and Application (ICHVE), Chengdu, China, 2016, pp. 1-4, doi: 10.1109/ICHVE.2016.7800623.

62. Божко, С. Ю., Крижановський, Т. В., Попов, В. А., & Олєфір, О. О. (2015). Електромагнітні процеси у перетворювачах електричної енергії для пристроїв на основі ямр. Електроніка та Зв'язок, 20(3), 43. <https://doi.org/10.20535/2312-1807.2015.20.3.53644>

63. Гончаров Ю.П., Будьонний О. В., Морозов В. Г., Панасенко М. В., Ромашко В. Я., Руденко В. С.. Перетворювальна техніка. Підручник. Ч. 2. За ред. В. С. Руденка. – Харків: Фоліо, 2000. – 360 с.

64. Джафаров И. С., Сынгаевский П. Е., Хафизов С. Ф. Применение метода ядерного магнитного резонанса для характеристики состава и распределения пластовых флюидов. – М.: Химия, 2002. – 440 с.

65. Дьяконов В.П. MATLAB 6/6.1/6.5 + Simulink 4/5. Основы применения. Полное руководство пользователя – М.: СОЛОН-Пресс, 2002. – С. 768.

66. Дэвид Аллен, Стив Крэри, Боб Фридман. Использование ядерно-магнитного резонанса при исследовании скважин // Нефтегазовое обозрение. – 2001. – Том 6. – № 2. – С. 4-21.

67. Жуйков В.Я., Коротеев И.Е., Рябенский В.М. и др. Замкнутые системы преобразования электрической энергии / Под ред. В.Я. Жуйкова. – Киев: Техника; Братислава: Альфа, 1989. - 320с.

68. Заграничний А.В., Рогаль В.В., «Застосування інверторів у пристроях ядерного магнітного резонансу», журнал «Технічна електродинаміка», №5, 2014, с. 139-141.

69. Заграничний А.В, Рогаль В.В., "Методи формування зонуючої напруги в пристроях ядерного магнітного резонансу", Енергозбереження. Енергетика. Енергоаудит, – 2020. – №1 (151). – С. 45-48. doi.org/10.20998/2218-1849.2020.01.05.

70. Заграничний А.В., Абакумова О.О., «Підвищення точності формування вихідної напруги перетворювача зі змінними параметрами навантаження», журнал «Мікросистеми, Електроніка та Акустика», вип. 26, вип. 3, с. 241775–1 , Груд 2021.

71. Заграничний А.В., "Синтез пасивних фільтрів для системи ядерного магнітного резонансу", журнал «Электроника и связь» №5, 2016.

72. Заграничний А.В., Рогаль В.В., «Способи формування зондувальної напруги в пристроях ядерного магнітного резонансу», журнал «Электроника и связь» №5, 2013.

73. Ридван Аккут и др. Новые возможности ядерно-магнитного каротажа. «Нефтегазовое обозрение». – 2009.– Том 20. – № 4. – С. 4-27.

74. Руденко В.С. Преобразовательная техника / Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М. – 4-е изд., перераб. и доп. – К.: Вища школа, 1983. – 431 с.

75. Тонкаль В.Е., Липковский К.А., Тонкаль Л.П. Качественные характеристики выходного напряжения однофазных автономных инверторов при амплитудной или широтно-импульсной его модуляции. Устройства преобразов. техники, Киев: ИЭД АН УССР, 1969. – С. 18-30.

76. Тышко А.А., Попов В.А.. Высокочастотные преобразователи для приборов на основе магнитно-ядерного резонанса работающие при повышенных температурах. Технічна електродинаміка. Тематичний випуск «Силова електроніка та Енергоефективність», ч.2. – 2012. – С.46-48.

77. Хмелевской В.К. Геофизические методы исследования земной коры. Книга 1 / Дубна: Международный университет природы, общества и человека "Дубна", 1999. – 203 с.

78. Черных И.В. Simulink: Инструмент моделирования динамических систем. – <http://www.matlab.ru/simulink/book1/index/asp/htm>.

79. Шавелкин А.А., «Несимметричный гибридный многоуровневый преобразователь частоты на базе двухуровневого автономного инвертора напряжения», журнал «Гірнична електромеханіка та автоматика», 2008. – вип. 80. – С. 50-58.

80. Шавелкин А.А., «Анализ гармонического состава входного тока многоуровневых преобразователей частоты», Наукові праці Донецького національного технічного університету. Секція: «Електроніка і енергетика». – Донецьк: ДВНЗ «ДонНТУ». – вип. 10 (180). – С. 211-217.

81. Шавелкин А.А., «Исследование принципов формирования входного тока многоуровневого преобразователя частоты», Наукові праці Донецького національного технічного університету. Секція: «Електротехніка та енергетика». – Донецьк: ДВНЗ «ДонНТУ». – вип. 112. – С. 211-217.

ДОДАТОК А**Акти впровадження**

ЗАТВЕРДЖУЮ
Заступник декана
з навчально-виховної роботи ФЕЛ
КПІ ім. Ігоря Сікорського
к.т.н. доц. Павло ПОПОВИЧ
«25» _____ 2024 р.

АКТ

впровадження у навчальний процес результатів дисертаційної роботи
старшого викладача кафедри електронних пристроїв та систем
Заграничного Артура Володимировича за темою «Багаторівневі інвертори в
системі ядерного магнітного резонансу»

Комісія у складі завідувача кафедри електронних пристроїв та систем проф., д.т.н. Євгена ВЕРБИЦЬКОГО, заступника зав. кафедри з наукової роботи доц., к.т.н. Олександра БОНДАРЕНКА та заступника декана з навчально-організаційної роботи доц., к.т.н. Павла САФРОНОВА склала цей акт про використання результатів дисертаційної роботи Артура ЗАГРАНИЧНОГО у навчальному процесі кафедри електронних пристроїв та систем КПІ ім. Ігоря Сікорського.

Розроблений дисертантом метод керування багаторівневими інверторами на основі асинхронної широтно-імпульсної модуляції та метод аналізу стійкості перетворювача зі зворотним зв'язком на основі критерію Найквіста з використанням методу Феррарі використовуються при проведенні лекційних та лабораторних занять з дисциплін «Електронні системи керування та регулювання», «Пристрої перетворювальної техніки», «Силові електронні системи».

Голова комісії . В.С. проф., д.т.н. Євген ВЕРБИЦЬКИЙ

Члени комісії А. доц., к.т.н. Олександр БОНДАРЕНКО

П.С. доц., к.т.н. Павло САФРОНОВ