

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

ЗАГРАНИЧНИЙ АРТУР ВОЛОДИМИРОВИЧ



УДК 621.314

**БАГАТОРІВНЕВІ ІНВЕРТОРИ В СИСТЕМІ ЯДЕРНОГО
МАГНІТНОГО РЕЗОНАНСУ**

Спеціальність 05.09.12 – напівпровідникові перетворювачі електроенергії

АВТОРЕФЕРАТ
дисертації на здобуття наукового ступеня
кандидата технічних наук

Київ-2024

Дисертацією є рукопис.

Робота виконана на кафедрі електронних пристроїв та систем Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» Міністерства освіти і науки України, м. Київ.

Науковий керівник – доктор технічних наук, професор
Жуйков Валерій Якович,
Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
(м. Київ),
декан факультету електроніки

Офіційні опоненти – доктор технічних наук, професор
Павлов Геннадій Вікторович,
Національний університет кораблебудування
ім. адмірала С. Макарова (м. Миколаїв),
проректор з наукової роботи,


– доктор технічних наук, професор
Денисов Юрій Олександрович,
Національний університет «Чернігівська політехніка»
(м. Чернігів),
завідувач кафедри електроніки, автоматики, робототехніки та
мехатроніки

Захист відбудеться «17» вересня 2024 р. о 16 годині на засіданні спеціалізованої вченої ради Д 26.002.19 в Національному технічному університеті України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» за адресою: 03056, Київ-56, пр. Берестейський, 37, корп. 12, ауд. 412.

З дисертацією можна ознайомитись у бібліотеці КПІ ім. Ігоря Сікорського за адресою:
03056, Київ-56, пр. Берестейський, 37.

Автореферат розісланий «10» липня 2024 р.

Учений секретар
спеціалізованої вченої ради



В. Б. Швайченко

ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА РОБОТИ

Актуальність теми. Підтримка енергобалансу в світі є не тільки найважливішою, але і дуже складною задачею, адже збереження досягнутого в даний час рівня видобутку нафти, а тим більше його збільшення в сучасних умовах зростання попиту на енергоносії також є не тривіальним завданням. Це пов'язано з тим, що основні відомі родовища знаходяться в завершальній стадії розробки, тобто майже виснажені. Введені в експлуатацію нові родовища, як правило, мають погіршені, з точки зору видобутку властивості нафти і пластів. Тому постійно удосконалюються існуючі і розробляються нові технології, що забезпечують більш повний видобуток нафти з пластів.

Успіх і ефективність застосування нових технологій видобутку нафти в таких умовах в значній мірі залежить від достовірності і повноти інформації про фізичні властивості пластів корисних копалин. Одним з найбільш ефективних і сучасних методів каротажу є ядерний магнітний резонанс (ЯМР). Особливе місце серед інших методів дослідження заслужив метод каротажу на основі ЯМР завдяки своїй унікальній точності, у зв'язку з чим постає задача розробки системи електроживлення потужних пристроїв ядерного магнітного резонансу, які працюють в умовах високих температур. Такі системи вимагають керування, що зможе здійснювати автопідлаштування частоти роботи перетворювача за фазовим зсувом. Проблеми, що виникають при розробках таких перетворювачів висвітлені в роботах відомих вчених, зокрема таких як Денисов О.І., Жемеров Г.Г., Зинов'єв Г.С., Мурзакаєв В.М., Руденко В.С., Терещенко Т.О., Шавьолкін О.О., George R. Coates, Lizhi Xiao, Manfred G. Prammer.

При побудові потужних перетворювачів для систем електроживлення необхідно вирішувати проблеми забезпечення заданих параметрів якості напруги на навантаженні, мінімізації втрат енергії в системі, забезпечення мінімального зсуву фаз між струмом та напругою за допомогою сучасних досягнень в області 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 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», № державної реєстрації 0112U001536

Мета і завдання досліджень. Метою даної роботи є подальший розвиток теорії побудови напівпровідникових перетворювачів з покращеними параметрами зондувальної напруги для електроживлення пристроїв ядерного магнітного резонансу.

Для досягнення мети в роботі вирішуються такі задачі:

1. Аналіз сучасних методів побудови систем електроживлення пристроїв для ядерного магнітного резонансу.

2. Створення математичної моделі перетворювача та розробка алгоритмів керування з забезпеченням автопідлаштування частоти роботи.
3. Розробка комп'ютерної моделі та проведення досліджень перехідних процесів та роботи перетворювача при зміні параметрів навантаження.
4. Дослідження впливу режимів роботи перетворювача на стійкість та визначення умов стійкості загальної системи.

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

Предметом дослідження є напівпровідниковий перетворювач для пристроїв для ядерного магнітного резонансу.

Методи дослідження. При розв'язанні поставлених у роботі завдань для побудови моделі системи електроживлення використано чисельні методи, теорію аналізу і синтезу електричних кіл (II розділ); для розрахунку стійкості використано теорію лінійних та нелінійних імпульсних систем, теорію автоматичного регулювання та операторний метод (III розділ). Математичні розрахунки виконані на персональному комп'ютері з використанням математичного пакету Mathcad, моделювання процесів у перетворювачі для ядерного магнітного резонансу проводилося з використанням програмного пакету Matlab Simulink (IV розділ).

Наукова новизна отриманих результатів полягає в наступному.

1. Доведено, що використання багаторівневих інверторів в системі електроживлення пристрою для ядерного магнітного резонансу дозволяє покращити спектр вихідної напруги та сформувати зондувальну напругу з точністю відхилення не більше 5 % по амплітуді.

2. На основі використання методів інваріантності запропоновано двоканальну систему з керуванням параметрів пилкоподібної напруги за періодом та амплітудою.

3. Зазначена необхідність застосування коефіцієнту інтермодуляційних спотворень при аналізі зондувальної напруги по формі Хана.

4. Запропонована нова математична модель перетворювача, що дозволила розробити систему керування з асинхронною широтно-імпульсною модуляцією.

5. Вперше запропоновано використання асинхронної широтно-імпульсної модуляції для керування системою електроживлення пристрою ядерного магнітного резонансу, завдяки чому реалізовано автопідлаштування резонансної частоти.

Практичне значення отриманих результатів.

1. Запропонована методика розрахунку фільтру для отримання зондувальної напруги за законом Хана з використанням синтезу на основі канонічних методів Кауера та Форстера та використання принципів дуальності, що дає змогу розробити LC-фільтри з забезпеченням покращеної форми зондувальної напруги та зменшити втрати в перетворювачі.

2. Отримана методика розрахунку умов стійкості у вигляді алгебраїчних виразів, що дає можливість застосувати алгоритми керування на інтервалах сталості структури перетворювача.

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

4. Результати роботи впроваджені в учбовий 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. Створена математична модель перетворювача, розроблено алгоритм керування з асинхронною широтно-імпульсною модуляцією, що дозволяє реалізувати автопідлаштування резонансної частоти.

2. Розроблена методика синтезу пасивної та активної частини перетворювача для системи електроживлення пристрою ядерного магнітного резонансу.

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

4. Побудовано модель електроживлення системи ядерного магнітного резонансу в середовищі Matlab Simulink.

Апробація роботи. Основні положення та результати дисертації, доповідались та обговорювались на міжнародних науково-технічних конференціях: «Електроніка і Нанотехнології» (м. Київ, 2011), «Електроніка-2011» (м. Київ, 2011), «Силова електроніка та енергоефективність» (м. Алушта, 2013), «Проблеми сучасної електротехніки» (м. Київ, 2014), «Smart-технології в енергетиці та електроніці» (сміт. 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 в збірниках матеріалів конференцій.

Структура та обсяг дисертації. Дисертація складається зі вступу, чотирьох розділів, висновків, списку використаних джерел із 81 найменувань та 4 додатків. Загальний обсяг дисертаційної роботи становить 127 сторінок, у тому числі 113 сторінки основного тексту, 71 рисунок та 9 таблиць.

ОСНОВНИЙ ЗМІСТ РОБОТИ

У **вступі** обґрунтовано актуальність теми, сформульовано мету і задачі наукового дослідження, показано зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами, викладено наукову новизну і практичне значення результатів досліджень, визначено особистий внесок здобувача, наведені дані про апробацію результатів роботи і публікації.

У **першому розділі** виконано аналітичний огляд науково-технічної літератури з предмету дослідження, розглянуто основні вимоги до пристрою, що формує напругу зондувального пристрою. Показана необхідність розробки напівпровідникових перетворювачів з покращеними параметрами зондувальної напруги. Вказано на доцільність використання безтрансформаторних схем та перетворювачів з можливістю фазового підлаштування.

Встановлено, що найбільш доцільно використовувати багаторівневі інвертори за топологією з обмежувальними діодами (рис. 1). До переваг таких схем варто

віднести зменшення кількості реактивних елементів схеми, можливість використання силових ключів, розрахованих на меншу пряму напругу, відносна легкість формування нульової паузи в вихідній напрузі.

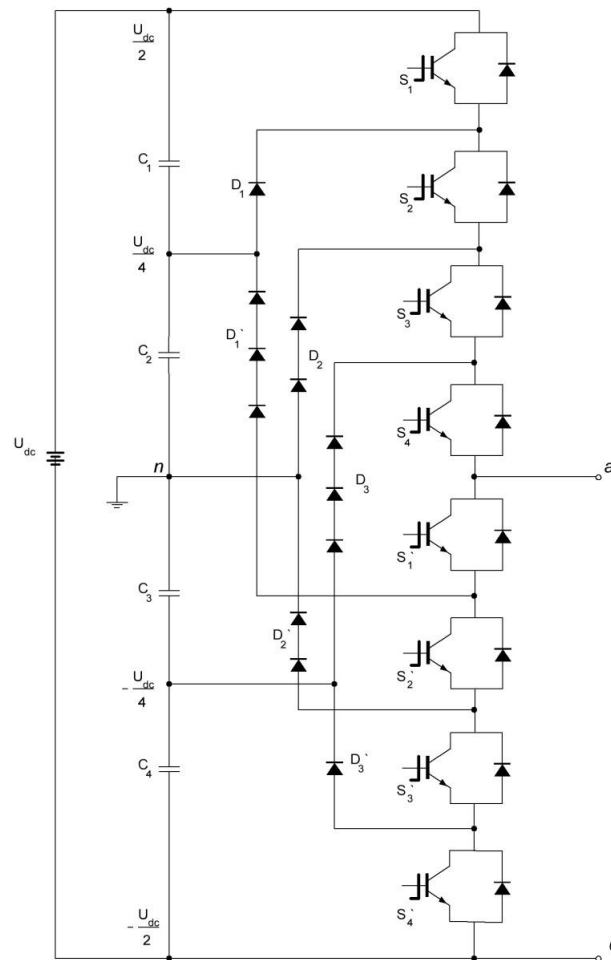


Рис. 1. П'ятирівневий інвертор з обмежувальними діодами

Більш ефективними з точки зору підвищення ККД є перетворювачі, що використовують ключовий режим роботи транзисторів. Основні алгоритми, що використовують для отримання на виході перетворювача напруги, яка відтворює криву певної форми наведені в першому розділі роботи. Зазначено, що для отримання зондувальної напруги доцільно використовувати асинхронну широтно-імпульсну модуляцію. Однією з особливостей асинхронних систем є те, що період слідування імпульсів може бути отриманий значно більший, ніж період імпульсів синхронізації. Отже, необхідно використовувати спеціальний пристрій для обмеження діапазону зміни кутів керування. Незважаючи на те, що в системах керування відбувається частотно-імпульсна модуляція і відбувається зміна періоду слідування імпульсів керування, таку модуляцію називають асинхронною широтно-імпульсною модуляцією (АсШІМ). Це пояснюється тим, що у вихідній напрузі перетворювача моменти, які визначають період слідування імпульсів цієї напруги, жорстко фіксовані, а часовий інтервал появи кожного імпульсу керування обмежений одним періодом.

Застосування звичайних коефіцієнтів для оцінювання напруги не дає повної інформації про точність формування зондувальної напруги. У випадку, коли напруга на виході перетворювача повинна апроксимувати не простий гармонічний сигнал, а функцію із складним спектром, використовують коефіцієнт інтермодуляційних спотворень:

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

де A_1, A_2 – амплітуди складових сигналу виду $u(t) = A_1 \sin(2\pi f_1 t) + A_2 \sin(2\pi f_2 t)$, $C_{n,k}$ – амплітуди комбінаційних гармонік із частотами $(nf_1 \pm kf_2)$, n, k – натуральні числа.

У другому розділі проведено математичний аналіз зондувальної напруги $s(t)$ для пристроїв ядерного магнітного резонансу, який можна представити у вигляді:

$$s(t) = A_0 \sin \omega_0 t + \frac{A_0 \cdot m}{2} \sin(\omega_0 + \Omega)t + \frac{A_0 \cdot m}{2} \sin(\omega_0 - \Omega)t,$$

де $\omega_0 = 450 \dots 500$ кГц – частота несучої, що дорівнює частоті магнітного резонансу, $\Omega = 7,2$ кГц - частота модуляції, m - коефіцієнт модуляції (для модульованої послідовності Хана $m = 1$), A_0 - амплітуда сигналу. Загалом частота залежить від потужності постійного магнітного поля зондувального пристрою та від матеріалу, який заплановано досліджувати.

Для проведення зондування необхідно сформувати серію амплітудно-модульованих імпульсів Хана відповідно до послідовності Мейбума-Гіла-Кара-Персела, між імпульсами необхідно витримати паузу (рис. 2).

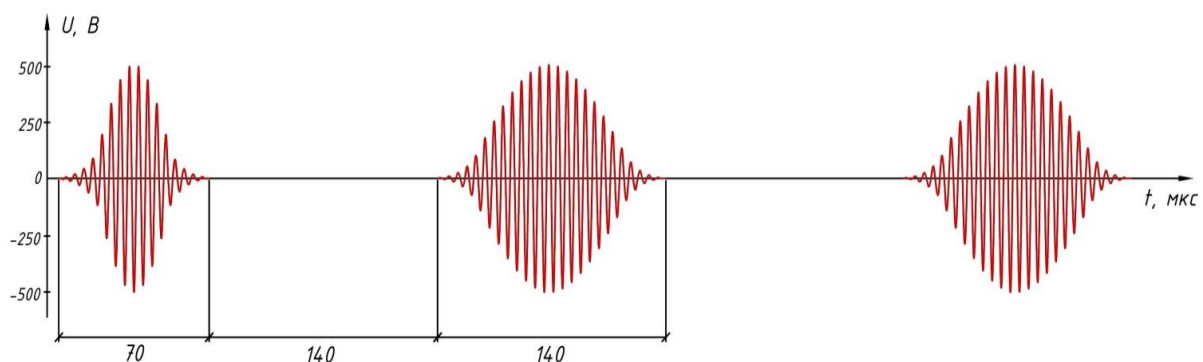


Рис. 2. Послідовність зондувальних імпульсів Мейбума-Гіла-Кара-Персела

Спектр напруги одного зондувального імпульсу містить три гармоніки з частотами $\omega_0 = 450$ кГц, $\omega_0 + \Omega = 457,2$ кГц, $\omega_0 - \Omega = 442,8$ кГц (рис. 3). При цьому амплітуди бокових гармонік $\omega_0 + \Omega$, $\omega_0 - \Omega$ складають 50% від амплітуди основної гармоніки.

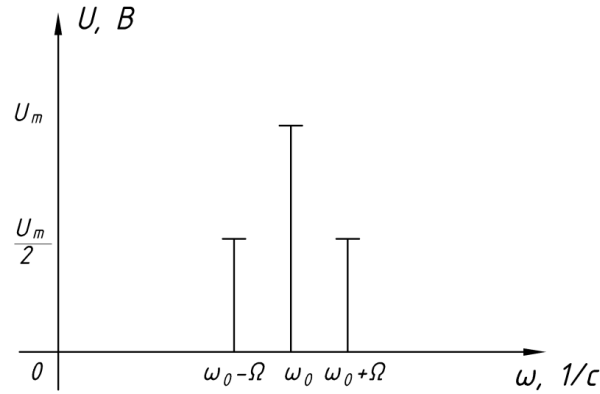


Рис. 3. Спектральний склад зондувальної напруги

Оскільки напруга несинусоїдальної форми, то для оцінювання її необхідно використовувати коефіцієнт нелінійних спотворень, а саме інтермодуляційних спотворень:

$$K_{Г3} = \frac{\sqrt{\sum_i U_i^2}}{\sqrt{U_{\omega_0}^2 + U_{(\omega_0+\Omega)}^2 + U_{(\omega_0-\Omega)}^2}},$$

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.

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

В загальному випадку зондувальну напругу можна представити у вигляді:

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

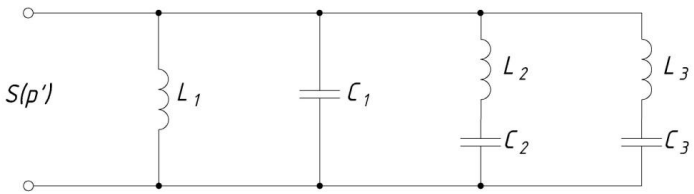
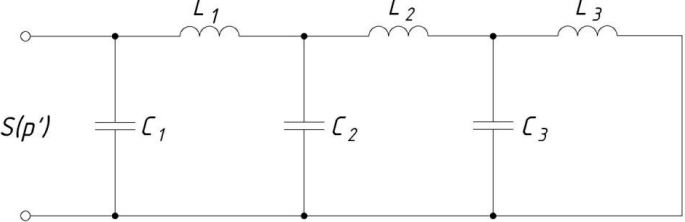
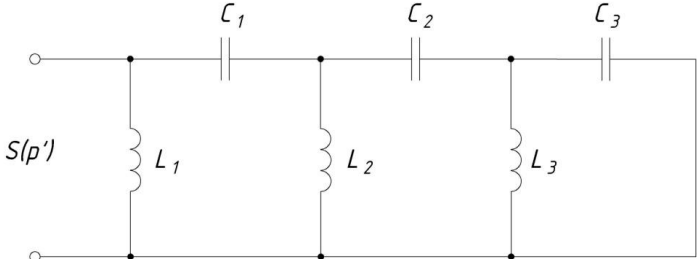
Запишемо операторне зображення відповідних функцій:

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

Функція $S(p)$ має шість комплексно спряжених коренів виду: $p_i = m \pm j \cdot n$.

Для отримання фільтрів, що сформулюють сигнал $s(t)$, використано канонічні методи синтезу пасивної частини перетворювача. Результати синтезу зведені до таблиці 1.

Таблиця 1. Синтезовані схеми пасивної частини перетворювача.

| № п.п. | Назва методу синтезу | Синтезована схема |
|--------|---|--|
| 1. | Послідовний метод Форстера |  |
| 2. | Паралельний метод Форстера |  |
| 3. | Метод Кауера за спадаючими показниками |  |
| 4. | Метод Кауера за зростаючими показниками |  |

Враховуючи переваги та недоліки отриманих схем, запропоновано використовувати схему № 3 при цьому дещо видозмінивши її, залишити один з LC-контурів та одну індуктивність на вході для забезпечення індуктивної реакції схеми (рис. 4).

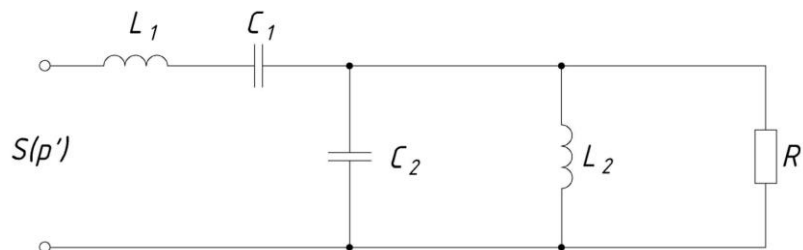


Рис. 4. Видозмінена схема навантаження

Для отримання математичної моделі перетворювача застосовано еквівалентну схему перетворювача з постійною структурою, постійними параметрами і генератором еквівалентної ЕРС (рис. 5)

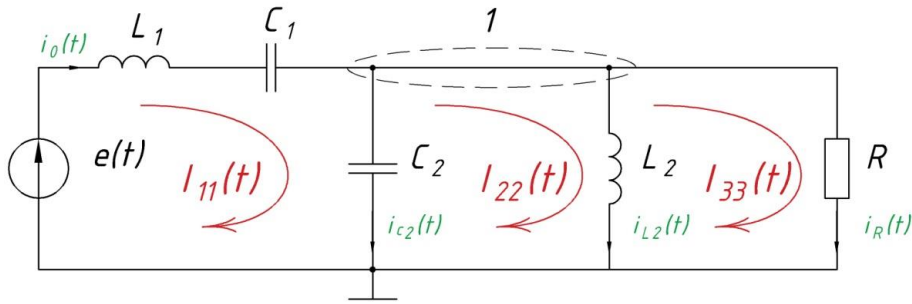


Рис. 5. Еквівалентна схема перетворювача з постійними параметрами

Система рівнянь, що описує струми і напруги в колі:

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

Виконавши перетворення та спрощення отримаємо:

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

Позначимо $L_1 \cdot C_1 = a_1$; $L_2 \cdot C_1 = a_2$; $L_2 \cdot C_2 = a_3$; $L_2 / R = a_4$ та введемо нові змінні $\frac{dU_{C_1}(t)}{dt} = x(t)$, $\frac{dU_{C_2}(t)}{dt} = y(t)$.

Систему складено з двох лінійних диференційних рівнянь другого порядку з постійними коефіцієнтами та кусково-неперервною періодичною функцією в правій частині рівняння. Перейдемо від двох диференційних рівнянь другого порядку до системи чотирьох диференційних рівнянь першого порядку, яку запишемо в вигляді системи рівнянь стану $\frac{dx(t)}{dt} = A \cdot x(t) + B \cdot e(t)$,

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

Після математичних перетворень та спрощень приведемо систему до вигляду:

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

Таким чином, математична модель еквівалентної схеми перетворювача з постійною структурою, постійними параметрами і генератором еквівалентної ЕРС представлена лінійними диференційними рівняннями та системою лінійних диференційних рівнянь з постійними коефіцієнтами і кусково-неперервною періодичною функцією в правій частині.

Загальна математична модель перетворювача:

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

Використовуючи дану математичну модель можна побудувати систему керування, що має забезпечувати формування зондувального сигналу з дотриманням вищезгаданих вимог та дозволить оцінити ефективність застосування алгоритмів керування з АсШІМ та ШІМ.

У третьому розділі розглянуто особливості асинхронного широтно-імпульсного керування перетворювачем. В процесі роботи пристрою для ядерного магнітного резонансу змінюються параметри коливального контуру та випромінювача, що, в свою чергу, викликає зміну ларморовської резонансної частоти. Тому виникає необхідність підлаштовувати частоту роботи перетворювача для забезпечення квазірезонансного режиму для зменшення динамічних втрат.

В перетворювачах з використанням АсШІМ реалізовано ЧІМ, а кут керування $\omega t(n)$ відрховується від моменту появи кута керування попереднього інтервалу (рис. 6). Для ЧІМ період слідування імпульсів керування визначено з рівняння:

$$F(u_y(t - t_n)) = f_0(t - t_n);$$

$$T_n = t_n - t_{n-1}, \quad t_n \leq t \leq t_{n-1} + T_n;$$

$$t_n = \sum_{n=1}^{n-1} T_{n+1},$$

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

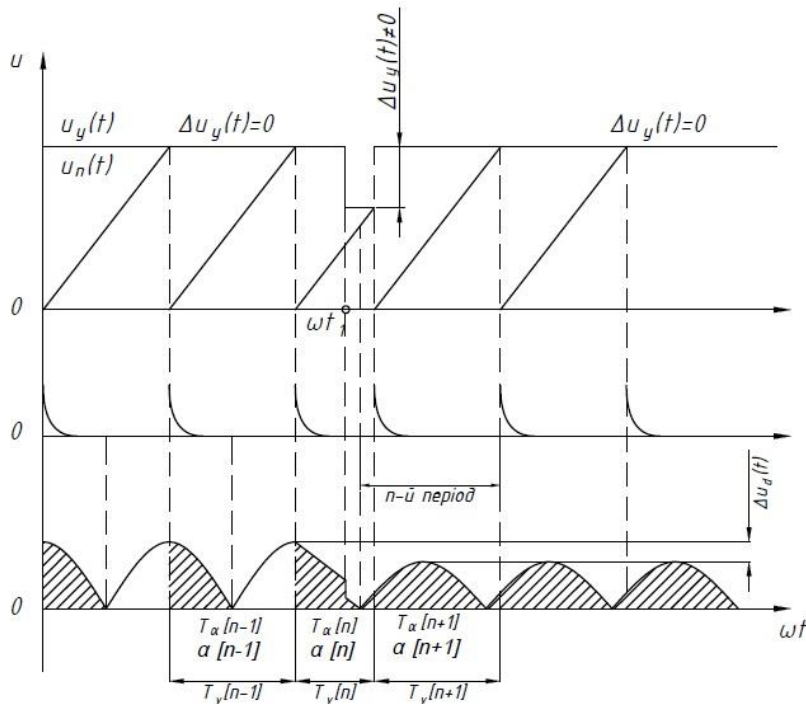


Рис. 6. Часові діаграми, що ілюструють принцип АсШІМ

Якщо припустити, що рівняння $F(u_y(t - t_n)) = f_0(t - t_n)$ можна вирішити відносно періоду $T_n = 2\pi / \omega_n$ в явному вигляді і записати, що $\omega(t) = f(u_y(t))$, то, враховуючи, співвідношення між кутом α та частотою ω виду $d\alpha/dt = \omega$, отримуємо:

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

З вище зазначеного зрозуміло, що керування в АсШІМ реалізовано з урахуванням інтегралу від сигналу керування i , відповідно, такому режиму керування мають бути притаманні властивості, подібні властивостям астатичної системи першого порядку.

Окремо постає задача дослідження стійкості перетворювача. На рис. 7. наведено лінеаризовану модель системи автоматичного регулювання (САР) з АсШІМ.

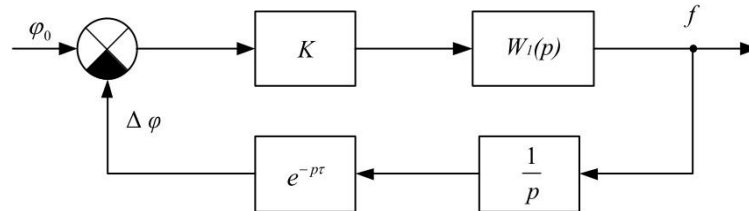


Рис. 7. Лінеаризована САР системи керування з АсШІМ

Знайдемо передавальну функцію $W_1(p)$ фільтра L_1C_1 та антенного контуру L_2C_2R :

$$W_1(p) = \frac{U_2(p)}{U_1(p)},$$

де $U_1(p)$ – напруга на вході фільтра; $U_2(p)$ – напруга на антенному контурі.

Після математичних перетворень отримаємо:

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

Характеристичне рівняння замкненої системи із запізнюванням має вигляд:

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

де τ – час запізнювання.

Для стійкості системи необхідно і достатньо, щоб всі корені трансцендентного характеристичного рівняння мали від'ємні дійсні частини. Але на відміну від звичайного алгебраїчного рівняння, внаслідок присутності множника $e^{-\tau p}$ воно може мати нескінченну кількість коренів.

Для вказаної системи застосуємо критерій стійкості Найквіста у його звичайному формулюванні. Однак, в даному випадку, внаслідок присутності множника $e^{-\tau p}$ суттєво змінюється обрис амплітудно-фазової характеристики розімкненого кола, побудованої по частотній передавальній функції. 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.

Для побудови амплітудно-фазової характеристики та дослідження стійкості необхідно знайти передавальну функцію розімкненої системи:

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

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

Полюси передавальної функції:

$$p_1 = -9,2132 \cdot 10^4 + 3,5083 \cdot 10^6 \cdot i;$$

$$p_2 = -9,2132 \cdot 10^4 - 3,5083 \cdot 10^6 \cdot i;$$

$$p_3 = -7,2884 \cdot 10^4 + 2,8157 \cdot 10^6 \cdot i;$$

$$p_4 = -7,2884 \cdot 10^4 - 2,8157 \cdot 10^6 \cdot i.$$

У розімкненому стані система стійка, оскільки корені знаходяться ліворуч від уявної вісі комплексної площини астатизм відсутній. Згідно критерію Найквіста, якщо розімкнене коло системи стійке або нейтральне, то для стійкості замкненої системи необхідно і достатньо, щоб амплітудно-фазо-частотна характеристика (АФЧХ) розімкненого кола не охоплювала точку $(-1; j0)$.

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

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

Побудуємо частотний годограф Найквіста (рис. 8) при номінальних параметрах для реальної системи керування та ідеальної (без запізнювання). Побудову годографу Найквіста та інших характеристик системи виконано із застосуванням вбудованих функцій *MatLab*.

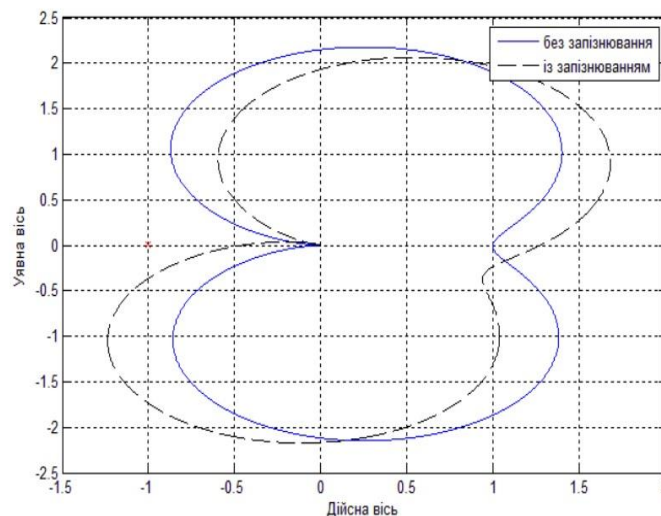


Рис. 8. Частотний годограф Найквіста

Як видно з рис. 8. частотний годограф Найквіста не охоплює точку $(-1; j0)$, тому можна зробити висновок, що система стійка.

Вторинні параметри і характеристики схеми можуть бути покращені при використанні зворотного зв'язку. Розглянемо систему зі зворотнім зв'язком з коефіцієнтом передачі k .

При цьому $W(p)$ матиме вигляд:

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

Ввівши нові позначення: $W(p) = \frac{gp^2}{ap^4 + bp^3 + p^2(c \pm k \cdot d) + ep + f}$, легко

бачити, що коренів характеристичного рівняння знову буде 4. При чому, змінюючи коефіцієнт зворотного зв'язку k , можна впливати на розміщення коренів на карті, таким чином впливаючи на стійкість системи.

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

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

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

$$p_1(k) = \frac{-b}{4a} + \frac{W(k) + \sqrt{-\left(3\alpha(k) + 2y(k) + \frac{2\beta(k)}{W(k)}\right)}}{2},$$

$$p_2(k) = \frac{-b}{4a} + \frac{W(k) - \sqrt{-\left(3\alpha(k) + 2y(k) + \frac{2\beta(k)}{W(k)}\right)}}{2},$$

$$p_3(k) = \frac{-b}{4a} + \frac{-W(k) + \sqrt{-\left(3\alpha(k) + 2y(k) - \frac{2\beta(k)}{W(k)}\right)}}{2},$$

$$p_4(k) = \frac{-b}{4a} + \frac{-W(k) - \sqrt{-\left(3\alpha(k) + 2y(k) - \frac{2\beta(k)}{W(k)}\right)}}{2}.$$

Знайдемо числові значення коренів функції та подуємо карти для $k = [-5, 5]$ з кроком 0,5 (рис. 9).

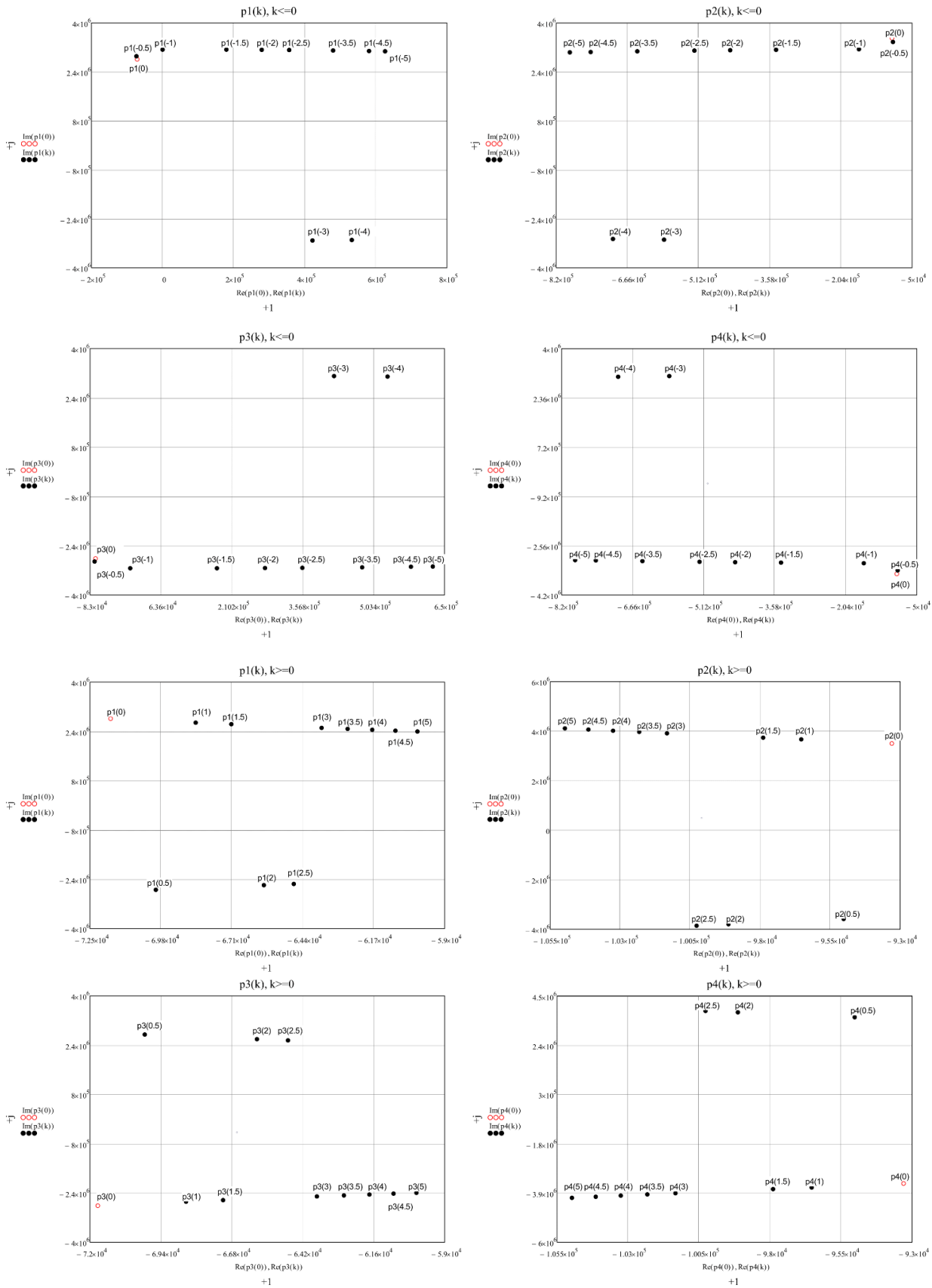


Рис. 9 Карти коренів характеристичного рівняння.

З графіків видно, що корені залишаються в лівій частині площини, що свідчить про стійкість системи. Маючи конкретні формули можна легко розрахувати корені на межі стійкості і таким чином з'ясувати, який коефіцієнт зворотного зв'язку може вивести систему за межі стійкості.

Одним з перспективних напрямів побудови інваріантної до зміни параметрів навантаження системи генерації зондувального сигналу є двоканальна система з керуванням параметрів пилкоподібної напруги за періодом та амплітудою.

У двоканальній системі керування перший канал забезпечує регулювання та стабілізацію амплітуди U_A вихідної напруги відповідно до напруги задання $U_{зд}$. Другий канал забезпечує зміну частоти генератора пилкоподібної напруги завдяки визначенню періоду генератора, керованого напругою з фазового детектору, який визначає відхилення реальної частоти від частоти ω_0 генератора задання.

Розглянемо можливості стабілізації напруги U_0 за умови реалізації в системі керування широтно-імпульсної модуляції. За такого підходу U_0 визначають наступною залежністю:

$$U_0 = K(\omega_0) \cdot E \cdot \gamma_0$$

Де $K(\omega_0)$ – АЧХ фільтра в точці ω_0 , E – напруга живлення інвертора, γ_0 – шпаруватість.

Рівняння замикання у стані спокою має наступний вигляд:

$$U_{оп} - K_{33} \cdot U_0 + K_{пр} \cdot E = \delta \cdot T \cdot \gamma_0$$

де K_{33} – статичний коефіцієнт передавання кола зворотного зв'язку;

$K_{пр}$ – статичний коефіцієнт передачі кола прямого зв'язку за збуренням ΔE ;

$\delta = \frac{U_{II}}{T}$ – коефіцієнт передачі модулятора (зворотній статичний коефіцієнт

підсилення ШИМ);

U_{II} – амплітуда генератора пилкоподібної напруги;

$U_{оп}$ – опорна напруга, що визначає обвідну зондувального сигналу.

Якщо під дією збурення відбулося відхилення, то можемо записати:

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

Розглядаючи величину $\Delta \gamma$ як залежну від ΔE та $\Delta K(\omega_0)$:

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

Якщо покласти $\Delta K(\omega_0) = 0$ та $K(\omega_0) = 1$, то для ΔU маємо:

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

Якщо покласти, що $\Delta E = 0$, а $\Delta K(\omega_0) \neq 0$, то визначимо, що чисельник практично такий самий, як й за умови $\Delta E \neq 0$ та $\Delta K(\omega_0) = 0$. Такий вид чисельника дозволяє знайти умови, за яких ΔU теоретично змінюватись не буде.

Добуток $K(\omega_0) \cdot E = E_{екв}$ розглядаємо як деяку еквівалентну напругу живлення, зменшену внаслідок зміни величини значення передавальної функції в точці ω_0 .

Таким чином, зменшення вихідної напруги внаслідок зменшення напруги в точці ω_0 , вважають еквівалентною зміною напруги живлення E , а зміну $K(\omega_0)$ в точці ω_0 на величину $\Delta K(\omega_0)$ вважають зміною ΔE ($\Delta K(\omega_0)$, яку визначаємо за АЧХ фільтра).

Таким чином, для підтримки необхідного значення амплітуди несучої напруги необхідно збільшувати опорну напругу або зменшувати амплітуду пилоподібної напруги, що еквівалентно збільшенню коефіцієнта підсилення кола зворотного зв'язку. При цьому, за умови збільшення коефіцієнта підсилення кола зворотного зв'язку необхідно слідкувати за збереженням стійкості системи.

У четвертому розділі проведено верифікацію результатів теоретичних досліджень шляхом математичного та комп'ютерного моделювання, розробці Matlab-моделей.

Розроблену модель трирівневого інвертора в середовищі *Matlab Simulink* наведено на рис. 10.

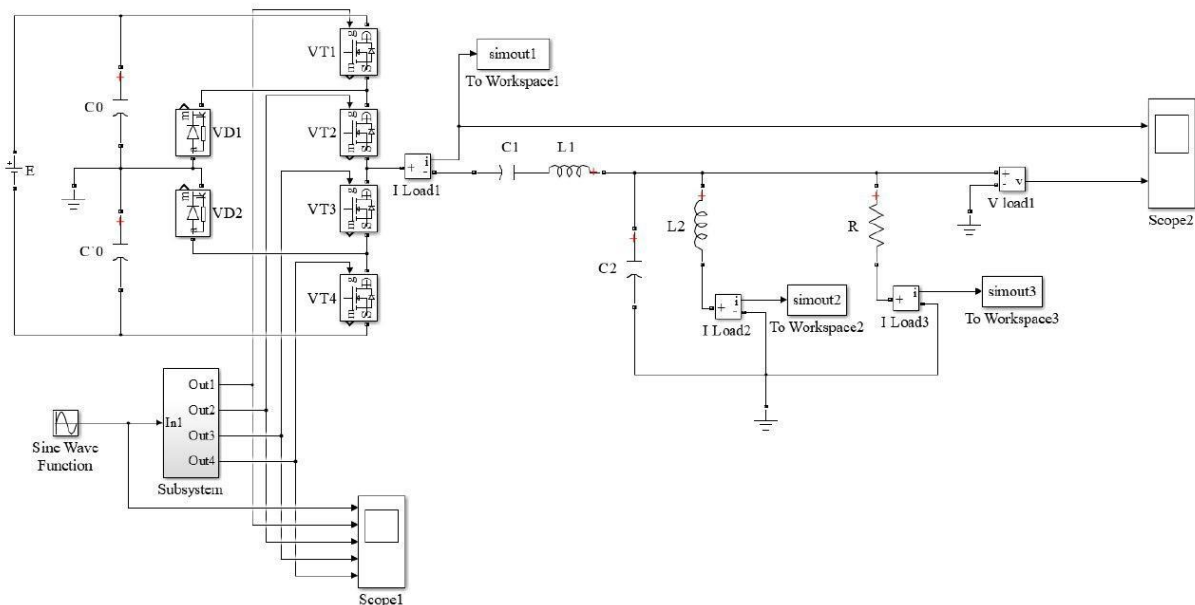


Рис. 10. Імітаційна модель трирівневого інвертора в середовищі *Matlab Simulink*
Внутрішню структуру підсистеми керування наведено на рис. 11.

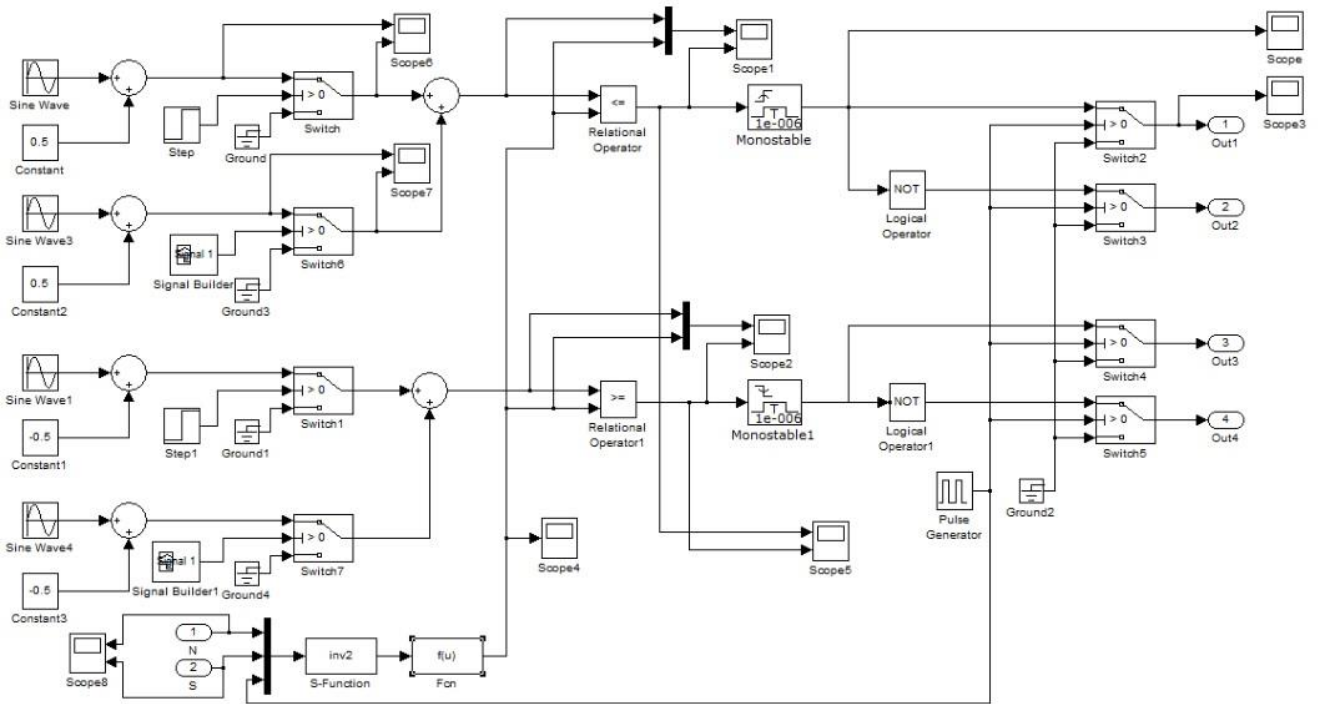
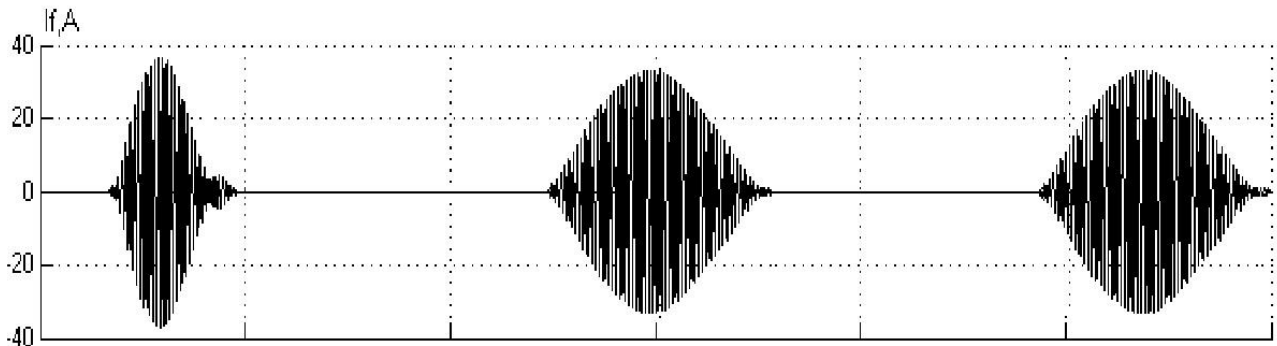
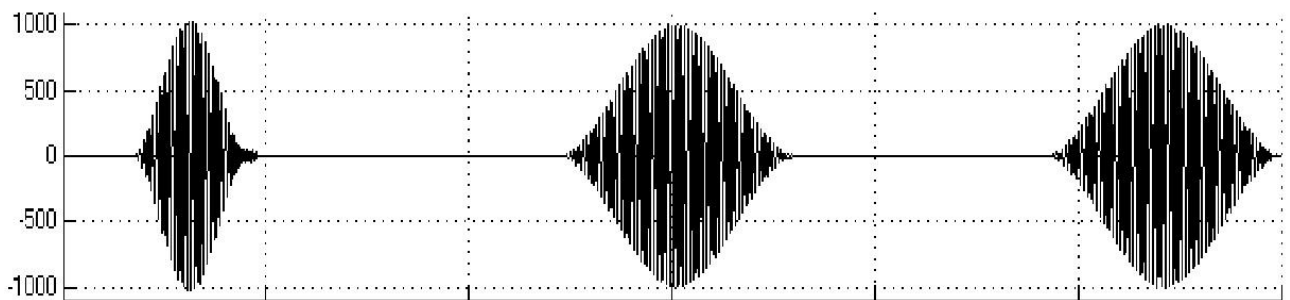


Рис. 11. Модель підсистеми керування перетворювачем

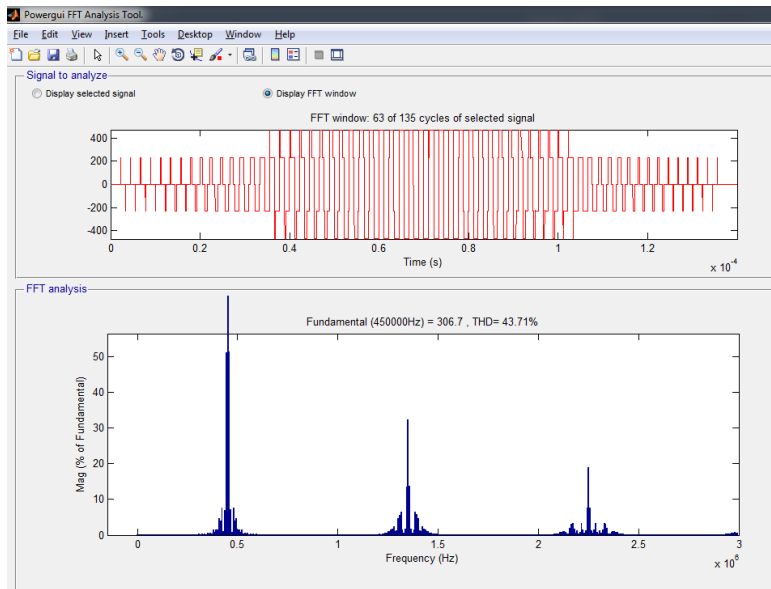
В результаті моделювання було отримано часові діаграми струму через антенний контур (рис. 12, а), напруги на навантаженні (рис. 12, б). Окремо продемонстровано напругу на виході п'ятирівневого інвертора та її спектральний склад (рис. 12, в).



а)



б)



в)

Рис. 11. Часові діаграми струму через вихідний фільтр (а), напруги на навантаженні (б) та напруга на виході п'ятирівневого інвертора і її спектральний склад (в)

При моделюванні фіксувались значення амплітуд основної гармоніки, двох бічних, третьої та п'ятої (по відношенню до основної) та розраховано коефіцієнт інтермодуляційних спотворень по відношенню до основної та двох бічних комбінаційних гармонік K_{IC} . Узагальнені результати зведено в таблицю 2:

Таблиця 2. Значення амплітуд гармонік (у відсотках) та коефіцієнт інтермодуляційних спотворень.

| | | 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 |

Як видно з наведених результатів застосування топології багаторівневих інверторів дозволяє зменшити вміст в спектрі вищих гармонік. При цьому використання саме п'ятирівневого інвертора дозволяє найбільш точно сформувати зондувальну напругу.

Проведено моделювання трирівневого та п'ятирівневого інвертора при зміні опору навантаження від 30 Ом до 300 Ом. Величина опору вибрана відповідно до аналізу опору породи. Фіксувалися величини U_n – діюче значення вихідної напруги (на елементах випромінювача), I_{L1} – діюче значення струму в індуктивності фільтру, I_{L2} – діюче значення струму в індуктивності випромінювача, $\Delta\varphi$ – зсув за фазою між струмом опору R_l та напругою на випромінювачі, P_{st} – статичні втрати в ключах, S_n – середня повна потужність випромінювача. Отримані дані зведено в таблицю 3:

Таблиця 3. Результати моделювання трирівневого та п'ятирівневого інверторів

| 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 |
| Рівні інвертора | | | | | | | | | | | | |
| 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 |

Провівши аналіз отриманих результатів можна зробити висновок, що зміна опору навантаження випромінювача досить суттєво впливає на електромагнітні процеси в перетворювачі. Відтак, при збільшенні опору навантаження спостерігається зменшення вихідного струму інвертора, при цьому потужність втрат в силових ключах також падає. Однак діюче значення струму в індуктивності випромінювача змінюється в невеликому діапазоні – 5,5%. Також можна відмітити, що використання 5-рівневого інвертора забезпечує більшу стабільність струму у випромінювачі, однак зростають втрати потужності на силових ключах, що цілком зрозуміло, адже вдвічі збільшується кількість транзисторів.

ВИСНОВКИ

В 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, що використовується в пристроях каротажу, визначив доцільність використання перетворювачів в ключовому режимі

роботи, а також на необхідність застосування коефіцієнту інтермодуляційних спотворень для оцінки точності отриманого сигналу.

2. На основі вимог, які висувають до пристрою, що формує напругу, запропоновано основні схеми побудови перетворювачів. Доведено доцільність використання безтрансформаторних схем та перетворювачів з можливістю фазового підлаштування.

3. Визначено, що для забезпечення мінімізації втрат в перетворювачі та підвищення точності формування зондувальної напруги актуальною є задача розробки відповідних алгоритмів керування, що реалізуються за допомогою мікропроцесорної системи керування з асинхронною широтно-імпульсною модуляцією.

4. Запропонований математичний опис зондувальної напруги показав необхідність отримання у вихідному сигналі трьох гармонік та дотримуватись співвідношення між амплітудами 1:0,5:0,5.

5. Використання канонічних методів синтезу пасивної частини перетворювача дає можливість отримати 4 прості схеми реалізації передавальної функції. На основі отриманих результатів реалізовано видозмінену схему з мінімальною кількістю реактивних елементів, але, яка при цьому здатна реалізувати вхідну функцію.

6. Розроблена математична модель описує вирази для струмів і напруг на всіх елементах перетворювача, що дає змогу реалізувати алгоритми керування з підлаштуванням частоти та фази.

7. Запропонований метод керування з використанням асинхронної широтно-імпульсної модуляції забезпечує отримання зондувального сигналу з точністю обвідної 95%.

8. На основі проведеного розрахунку стійкості перетворювача доведено доцільність використання двох резонансних контурів в пасивній частині схеми.

9. Досліджено можливості підвищення точності системи з перетворювачами на основі інваріантності. Доведено, що виконувати регулювання роботи перетворювача можна шляхом зміни напруги генератора пилкоподібної напруги, а не опорної напруги стабілізатора. Застосування наведених прийомів дозволяє побудувати схемні реалізації системи з перетворювачами для ядерного магнітного каротажу, що задовольняють вимоги до точності формування обвідної зондувального сигналу.

10. Проведене комп'ютерне моделювання перетворювача з формуванням зондувальної напруги Хана підтвердило доцільність використання топології багаторівневих інверторів, а саме трирівневого та п'ятирівневого інверторів.

12. Доведено ефективність використання асинхронного керування, що дозволяє отримати зондувальну напругу необхідної точності та забезпечує відпрацювання сигналу помилки на наступний період роботи системи.

13. Отримано діапазони допустимої зміни параметрів пасивної частини перетворювача, в межах яких можливе використання пристрою з забезпеченням необхідних параметрів зондувальної напруги.

СПИСОК ОПУБЛІКОВАНИХ ПРАЦЬ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

1. А. В. Заграничний, В.В. Рогаль, «Застосування інверторів у пристроях ядерного магнітного резонансу», журнал «Технічна електродинаміка», №5, 2014, с. 139-141 (фахове видання, **Scopus**). Особистий внесок здобувача: розробка моделі мостового інвертора та проведення досліджень в середовищі Matlab Simulink.
2. А. В. Заграничний, В.В. Рогаль, «Способи формування зондувальної напруги в пристроях ядерного магнітного резонансу», журнал «Електроніка та Зв'язок» №5, 2013, с. 19-24. <https://doi.org/10.20535/2312-1807.2013.18.5.142741> (фахове видання). Особистий внесок здобувача: порівняльний аналіз способів формування зондувальної напруги.
3. А. В. Заграничний, В.В. Рогаль, «Методи формування зондувальної напруги в пристроях ЯМР», журнал «Энергосбережение, энергетика, энергоаудит», спеціальний випуск Т.1, №8(114), серпень 2013, с. 159-161. (фахове видання). Особистий внесок здобувача: розробка моделей в середовищі Matlab для аналізу методів формування зондувальної напруги.
4. А. В. Заграничний, «Особливості частотних характеристик пристроїв для ядерного магнітного резонансу», журнал «Електроніка та Зв'язок» №3, 2014, с.27-32. <https://doi.org/10.20535/2312-1807.2014.19.3.141470> (фахове видання).
5. А. В. Заграничний, В.В. Рогаль, О.О. Олефір «Покращення спектрального складу ШІМ-напруги в пристроях ядерного магнітного резонансу», журнал «Електроніка та Зв'язок» №6(83), 2014, с. 48-51. <https://doi.org/10.20535/2312-1807.2014.19.6.113477> (фахове видання). Особистий внесок здобувача: проведення спектрального аналізу трирівневого інвертора напруги з обмежувальними діодами.
6. А. В. Заграничний, "Синтез пасивних фільтрів для системи ядерного магнітного резонансу", журнал «Електроніка та Зв'язок», №21(5), 2016, с. 70–76. <https://doi.org/10.20535/2312-1807.2016.21.5.81799> (фахове видання).
7. А.В. Заграничний, В.В. Рогаль, "Методи формування зонуючої напруги в пристроях ядерного магнітного резонансу", журнал «Енергозбереження. Энергетика. Энергоаудит», – 2020. – №1 (151). – с. 45-48. <https://doi.org/10.20998/2313-8890.2020.01.05> (фахове видання категорії "Б"). Особистий внесок здобувача: розробка моделей в середовищі Matlab для аналізу запропонованих методів формування зондувальної напруги.
8. А. В. Заграничний, О. О. Абакумова, «Підвищення точності формування вихідної напруги перетворювача зі змінними параметрами навантаження», журнал «Мікросистеми, Електроніка та Акустика», том. 26, вип. 3, с. 241775–1, Груд 2021. <https://doi.org/10.20535/2523-4455.me.241775> (фахове видання категорії "Б"). Особистий внесок здобувача: на основі теорії інваріантності запропоновано прийоми підвищення точності роботи системи з перетворювачем за умови зміни параметрів навантаження.
9. А. Ю. Манжелій, А. В. Заграничний, «Покращення спектрального складу зондувального сигналу пристрою ядерного магнітного каротажу», журнал «Мікросистеми, Електроніка та Акустика», том 26, вип. 2, с. 237413–1, Сер 2021. <https://doi.org/10.20535/2523-4455.me.237413> (фахове видання категорії "Б"). Особистий внесок здобувача: побудовано віртуальну модель перетворювача разом зі

згладжуючим та резонансним фільтрами, проведено її аналіз, зроблені розрахунки коефіцієнтів інтермодуляційних спотворень.

Конференції:

10. Artur Zagranichniy, Volodymyr Rogal «Multilevel inverter». XXXI International Conference Electronics and Nanotechnology. ELNANO-2011, Kyiv, April 12-14, 2011, pp. 27-30. Особистий внесок здобувача: проведення порівняльного аналізу різних топологій багаторівневих інверторів.

11. А. В. Заграничний, О.О.Федько «Аналіз перехідних процесів у перетворювачах з ШІМ». IV Міжнародна науково-технічна конференція молодих вчених «Електроніка-2011», Ч 2, Київ, квітень 2011, с. 179-185. Особистий внесок здобувача: розрахунок перехідних процесів в перетворювачі та створення моделі інвертора.

12. А. В. Заграничний, В.В. Рогаль, «Способи формування зондувальної напруги в пристроях ядерного магнітного резонансу». Міжнародна науково-технічна конференція «Силова електроніка та енергоефективність» СЕЕ'2014, Алушта, вересень 2013, с. 159-161. Особистий внесок здобувача: порівняльний аналіз способів формування зондувальної напруги.

13. А. В. Заграничний, В.В. Рогаль, «Застосування інверторів у пристроях ядерного магнітного резонансу», XIII Міжнародна науково-технічна конференція «Проблеми сучасної електротехніки–2014», Київ, червень 2014, с. 139-141. Особистий внесок здобувача: розробка моделі мостового інвертора та проведення досліджень в середовищі Matlab Simulink.

14. А. В. Заграничний, Ю.С. Ямненко, «Керування перетворювачами для ядерного магнітного резонансу». V Міжнародна конференція «Інтелектуальні енергетичні системи – ESS'17», Київ, червень 2017. Особистий внесок здобувача: розробка алгоритму керування перетворювачем на основі асинхронної широтно-імпульсної модуляції.

15. А. В. Заграничний, «Синтез пасивних фільтрів для системи ядерного магнітного резонансу». I міжнародна науково-технічна конференція «Smart-технології в енергетиці та електроніці – 2016», смт. Лазурне, вересень 2016, с. 70–76.

16. А. В. Заграничний, «Багаторівневі інвертори в системі ядерного магнітного резонансу». VI міжнародна науково-технічна конференція «Smart-технології в енергетиці та електроніці – 2021», смт. Лазурне, серпень 2021.

АНОТАЦІЇ

Заграничний А.В. Багаторівневі інвертори в системі ядерного магнітного резонансу. – Рукопис.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.09.12 – напівпровідникові перетворювачі електроенергії. – Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, 2024.

В дисертаційній роботі вирішена досить актуальна задача розвитку теорії побудови перетворювачів для систем електроживлення пристроїв ядерного

магнітного резонансу з забезпеченням складної форми зондувальної напруги. Розроблено нову математичну модель перетворювача, що дозволила створити систему керування з асинхронною широтно-імпульсною модуляцією. Ґрунтуючись на методах інваріантності, розроблено двоканальну систему керування параметрами пилкоподібної напруги - за періодом та амплітудою. Запропонована 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. Також наведена методика розрахунку умов стійкості у вигляді алгебраїчних виразів, на основі якої можливе застосування простих алгоритмів керування перетворювачем на інтервалах сталості його структури.

Ключові слова: ядерний магнітний резонанс, багаторівневий інвертор, зондувальна напруга, коефіцієнт інтермодуляційних спотворень, асинхронна широтно-імпульсна модуляція.

Zahranynnyi A.V. Multilevel inverters in the nuclear magnetic resonance system. – Manuscript.

PhD thesis in the speciality 05.09.12 – semiconductor converters of electric energy. – National Technical University of Ukraine «Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute », Kyiv, 2024.

The thesis solves a rather urgent task of developing the theory of the construction of converters for power supply systems of nuclear magnetic resonance devices with the provision of a complex form of probing voltage. A new mathematical model of the converter was developed, which made it possible to create a control system with asynchronous pulse width modulation. The mathematical model of the equivalent circuit of the converter with a constant structure, constant parameters and an equivalent EMF generator is represented by a system of linear differential equations with constant coefficients and a piecewise continuous periodic function.

A technique for calculating the filter for obtaining the probing voltage according to Hahn's law is proposed, which is based on the synthesis according to the canonical methods of Kauer and Forster and the use of duality principles, which allows creating LC filters with an improved shape of the probing voltage and reducing losses in the converter.

Based on invariance methods, a two-channel control system for parameters of sawtooth voltage - by period and amplitude - has been developed. In a two-channel control system, the first channel provides regulation and stabilization of the output voltage amplitude according to the reference voltage. The second channel provides a change in the frequency of the sawtooth voltage generator by determining the period of the generator controlled by the voltage from the phase detector, which determines the deviation of the real frequency from the frequency of the reference generator. The work indicates that to maintain the required value of the amplitude of the carrier voltage, it is necessary to increase the reference voltage or decrease the amplitude of the sawtooth voltage, which is equivalent to increasing the gain of the feedback circuit. At the same time, under the condition of increasing the gain of the feedback circuit, it is necessary to monitor the

preservation of the stability of the system. The method of determining stability conditions in the form of algebraic expressions is also presented, on the basis of which it is possible to apply simple algorithms for controlling the converter on the stability intervals of its structure. Expressions were also obtained in the work that allow us to obtain the range of the change of the feedback gain coefficient. At the same time, it allows to monitor the position of the roots of the transfer function and monitor the stability of the multilevel inverter.

The work also verified the results of theoretical research by means of mathematical and computer modeling, development of Matlab models. Three-level and five-level inverter models have been developed. According to the simulation results, the coefficient of intermodulation distortions was calculated in relation to the main and two lateral combinational harmonics. Spectral characteristics of the probing voltage were also obtained. Modeling of inverters was carried out when the load resistance changed from 30 Ohms to 300 Ohms. The resistance value is selected according to the rock resistance analysis. After analyzing the obtained results, it can be concluded that the change in the load resistance has a rather significant effect on the electromagnetic processes in the converter. Therefore, when the load resistance increases, a decrease in the output current of the inverter is observed, while the power losses in the power switches also decrease. However, the effective value of the current in the inductance of the emitter varies in a small range - 5.5%. It can also be noted that the use of a 5-level inverter provides greater stability of the current in the emitter, but the power losses on the power switches increase, which is quite understandable, because the number of transistors doubles.

Key words: nuclear magnetic resonance, multilevel inverter, probing voltage, intermodulation distortion coefficient, asynchronous pulse width modulation.