

Інститут електродинаміки
Національна академія наук України

Інститут електродинаміки
Національна академія наук України

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

Зубков Іван Сергійович

УДК 621.314

ДИСЕРТАЦІЯ

Системи керування високочастотними транзисторними перетворювачами із модуляцією щільності імпульсів для індукційного нагрівального обладнання

141 – електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

Подається на здобуття наукового ступеня доктора філософії

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

І.С. Зубков

Науковий керівник Юрченко Олег Миколайович, доктор технічних наук, професор

Київ – 2022

АНОТАЦІЯ

Зубков І.С. Системи керування високочастотними транзисторними перетворювачами із модуляцією щільності імпульсів для індукційного нагрівального обладнання. – Кваліфікаційна робота на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора філософії за спеціальністю 141 – електроенергетика, електротехніка та електромеханіка. – Інститут електродинаміки, Національна академія наук України, Київ, 2022.

Дисертаційна робота присвячена підвищенню енергетичних та техніко-економічних показників індукційного нагрівального обладнання за рахунок розробки нових способів та засобів керування високочастотними транзисторними перетворювачами з фазовим автопідлаштуванням частоти та модуляцією щільності імпульсів.

Порівняно з іншими технологіями індукційний нагрів має багато переваг таких як локальність нагріву, безпосередня передача енергії від індуктора до деталі, екологічно безпечна організація робочого процесу, швидкість та автоматизація виробництва. Установки індукційного нагрівання на транзисторних перетворювачах характеризуються високим ККД, малими габаритами, широким діапазоном робочої частоти (від 10 до 500 кГц та вище), довгостроковим ресурсом роботи, можливістю модернізації та вдосконалення силового обладнання при зміні технології виробництва або типу деталі, можливістю моніторингу та керування процесом за допомогою певного програмного забезпечення.

При розробці інверторів установок індукційного нагрівання важливим є питання зменшення втрат в силових ключах. Це досягається налаштуванням системи керування, коли комутація силових ключів відбувається при струмі та напрузі близьких до нуля. Щоб забезпечити такі режими перемикання широко використовуються транзисторні перетворювачі з модуляцією щільності імпульсів (Pulse density modulation або PDM). На відміну від інших способів керування (частотно-імпульсний, фазо-імпульсний, ШІМ) системи керування високочастотними транзисторними перетворювачами із PDM дозволяють

перемикати ключі інвертора при майже нульовому струмі. Тому розробка алгоритмів перемикання транзисторів резонансних інверторів напруги з PDM є досить важливим етапом при проектуванні силових перетворювачів і є ключовим фактором для вирішення питання зниження динамічних втрат потужності.

Для створення сталого зсуву фаз між вихідними напругою та струмом інвертора і забезпечення мінімальних динамічних втрат в транзисторах є необхідним розробка нових систем фазового автопідлаштування частоти, які б враховували всі особливості використання резонансних інверторів напруги з модуляцією щільності імпульсів для установок індукційного нагрівання.

У першому розділі наведені особливості технологічного навантаження індукційного обладнання та описано принцип роботи індукційного нагріву. Проведено аналіз побудови різних структурних схем силової частини транзисторних перетворювачів для установок індукційного нагрівання. Проведено порівняльний аналіз інвертора напруги із інвертором струму. Зображено основні схеми що використовуються для силових інверторів. Здійснено опис найбільш поширених способів регулювання вихідного струму та потужності послідовного резонансного інвертора та приведені переваги використання способу керування з модуляцією щільності імпульсів, який забезпечує мінімальні динамічні втрати потужності. Описано послідовний резонансний інвертор напруги мостового типу з PDM та наведено його переваги та недоліки. Описані системи керування з автоматичним підстроюванням частоти і класифікація систем ФАПЧ. Також описана робота відомих систем ФАПЧ резонансного інвертора з модуляцією щільності імпульсів та вказано на їх недоліки.

В другому розділі представлено результати досліджень впливу добротності послідовного контуру навантаження резонансного інвертора установок індукційного нагрівання на точність роботи системи ФАПЧ. Представлено новий спосіб керування послідовним резонансним інвертором з системою ФАПЧ та PDM який полягає в тому, що система ФАПЧ підстроює частоту на інтервалі наявності напруги на виході інвертора та використовує сигнали зворотнього зв'язку за напругою колектор-емітер (стік-витік) транзисторів та за вихідним

струмом інвертора, а на інтервалі нульової напруги на виході інвертора зберігається ця частота. Розроблено цифрову систему ФАПЧ, яка реалізує цей спосіб. Наведено структурну схему системи керування та діаграми які пояснюють роботу високочастотного інвертора на різних інтервалах роботи. Описана система керування з кроком модуляції, який дорівнює періоду та півперіоду вихідного струму. В першому випадку достатньо лише два датчики напруги, а в другому – чотири. Розроблено систему керування резонансним інвертором з PDM та аналоговою ФАПЧ, коли на інтервалі наявності напруги на виході інвертора використовується сигнал зворотного зв'язку за напругою колектор-емітер (стік-витік) транзисторів інвертора та за вихідним струмом інвертора, а на інтервалі нульової напруги на виході – тільки за вихідним струмом.

У третьому розділі приведені математичні моделі для різних інтервалів роботи резонансного інвертора напруги з PDM регулюванням, а саме математична модель резонансного інвертора напруги на інтервалі вимкненого стану T_{OFF} та математична модель резонансного інвертора напруги з PDM регулюванням на інтервалі ввімкненого стану T_{ON} . Запропонована математична модель відрізняється від існуючих тим, що враховує частоту вихідного струму, яка не дорівнює резонансній частоті чи частоті вільних коливань. Проведено комп'ютерне моделювання електромагнітних процесів в послідовному резонансному транзисторному інверторі напруги та представлені діаграми напруги та струму на виході інвертора, отримані в результаті моделювання при різних параметрах навантаження. Отримано графік залежності значення фазового зсуву для різних півперіодів вихідного струму. Визначено, що система ФАПЧ при наявності PDM регулювання не може забезпечити заданий фазовий зсув на кожному півперіоді вихідного струму, що необхідно враховувати при виборі значення фазового зсуву, яке потрібно збільшувати порівняно з оптимальним значенням. Проведено аналіз електромагнітних процесів при різних режимах PDM та різних параметрах схеми заміщення навантаження і визначено, що точність розрахунків збільшується із зростанням добротності коливального контуру.

В четвертому розділі наведено результати експериментальних досліджень установки індукційного нагріву з ФАПЧ та PDM. На основі експериментальних досліджень було побудовано макет установки індукційного нагрівання з ФАПЧ та PDM. Наведено розроблений давач напруги, який має вищу швидкодію порівняно з іншими варіантами виконання. Показано зовнішній та внутрішній вигляд установки індукційного нагрівання «ВЧІ-5» та наведені основні технічні характеристики, структурну та функціональну схему високочастотного транзисторного перетворювача.

Експериментальні дослідження підтвердили працездатність запропонованої системи керування з ФАПЧ та PDM, яка забезпечує покращені режими перемикання ключових елементів при широкому діапазоні зміни параметрів навантаження.

Отже, в роботі вирішено актуальну задачу розробки нових методів та засобів керування високочастотними транзисторними перетворювачами для індукційного нагрівального обладнання із врахуванням особливостей використання модуляції щільності імпульсів при регулюванні струму чи потужності в навантаженні. Отримані наукові результати є важливими для подальшого розвитку систем керування високочастотними інверторами індукційного нагрівального обладнання.

Наукова новизна отриманих результатів:

1. Розроблено математичну модель для дослідження електромагнітних процесів резонансного інвертора напруги з ФАПЧ при різних режимах PDM, яка дозволила проводити такі дослідження для частот, які не дорівнюють резонансній частоті коливального контуру.

2. Запропоновано новий спосіб керування послідовним резонансним інвертором з системою ФАПЧ та PDM, який полягає в тому, що система ФАПЧ підстроює частоту на інтервалі наявності напруги на виході інвертора та використовує сигнали зворотнього зв'язку за напругою колектор-емітер (стік-витік) транзисторів та за вихідним струмом інвертора, а на інтервалі нульової напруги на виході інвертора зберігається ця частота, це дозволяє врахувати фронт

перемикання транзисторів інвертора при різних режимах роботи. Використання запропонованого способу керування покращує точність роботи ФАПЧ при широкому діапазоні зміни параметрів навантаження, зміни напруги живлення, регулюванні вихідного струму, що призводить до зменшення втрат потужності в транзисторах.

3. Отримано нові залежності між добротністю коливального контуру та похибкою роботи системи ФАПЧ, які дозволили оцінити діапазон зміни струму перемикання транзисторів при малих добротностях контуру.

4. Вперше доведено необхідність врахування вищих гармонік у складі вихідної напруги інвертора при визначенні його вихідного струму для добротності нижче 5.

5. Отримано нові залежності між струмом перемикання ключів інвертора та фазового зсуву при роботі системи PDM для різних півперіодів вихідного струму, які дозволяють визначити оптимальний фазовий зсув системи ФАПЧ.

Практичне значення. Розроблено алгоритм роботи системи ФАПЧ для резонансних інверторів напруги установок індукційного нагрівання, який для визначення частоти на інтервалі ввімкненого стану T_{ON} використовує зворотній зв'язок напруги колектор-емітер транзисторів та сигнал вихідного струму інвертора, а на інтервалі T_{OFF} коли напруга дорівнює нулю, запам'ятовує цю частоту.

Розроблено аналогову систему ФАПЧ, що автоматично підтримує постійний час фазового зсуву та близькі до оптимальних режими перемикання транзисторів.

Розроблено нову цифрову систему ФАПЧ для керування резонансним інвертором напруги установок індукційного нагрівання, яка побудована з використанням програмованих логічних інтегральних мікросхем і реалізує переваги запропонованого способу керування резонансним інвертором.

Розроблено та побудовано давач напруги колектор-емітер транзисторів, який має вищу швидкодію, порівняно з іншими варіантами виконання.

Результати дисертаційної роботи були використані та впроваджені в 2021 р. при виконанні договору №2805/21 між Товариством з обмеженою відповідальністю «ВІТОВА Лтд» та державним підприємством «Науково-виробничий центр «Енергоімпульс» Інституту електродинаміки НАН України». Було розроблено, виготовлено та передано високочастотне джерело живлення «ВЧІ-5» яке призначено для місцевого індукційного нагріву та зонної плавки металевих деталей. Акт впровадження наведений в додатку В.

Також результати теоретичних та експериментальних досліджень систем ФАПЧ при широкому діапазоні зміни параметрів навантаження були використані при виконанні договору № 19-04 між Інститутом електрозварювання ім. Є.О.Патона НАН України та державним підприємством «Науково-виробничий центр «Енергоімпульс» Інституту електродинаміки НАН України», що підтверджено відповідним актом впровадження. В результаті виконання роботи було розроблено, виготовлено та передано установку індукційного нагріву «ВЧІ-10-66У» потужністю 10кВт частотою 66кГц, яка призначена для пайки сталевих деталей у вакуумній камері. Акт впровадження наведений в додатку В.

Ключові слова: індукційне нагрівання, високочастотний резонансний інвертор, фазове автоматичне підстроювання частоти, модуляція щільності імпульсів.

Список публікацій здобувача

1. Гуцалюк В.Я., Юрченко О.М., Зубков І.С., Пазенко В.П. Послідовне з'єднання резонансних інверторів напруги високочастотних установок індукційного нагріву. *Технічна електродинаміка*. 2018. №4. С.70-73. (Особистий внесок – провів комп'ютерне моделювання електромагнітних процесів у схемі перетворювача на основі послідовного з'єднання двох резонансних інверторів напруги по входу та по виходу, брав участь у підготовці статті).

2. Гуцалюк В.Я., Юрченко О.М., Зубков І.С. Система автоматичного підстроювання частоти резонансних інверторів установок індукційного

нагрівання з модуляцією щільності імпульсів. *Технічна електродинаміка*. 2020. №5. С. 35-39. (Особистий внесок – запропонував спосіб керування інвертором напруги з системою ФАПЧ, брав участь у дослідженні режимів перемикання транзисторів при зміні параметрів навантаження).

3. Зубков, І.С., Гуцалюк В.Я., Юрченко О.М. Система цифрового фазового автоматичного підстроювання частоти резонансного інвертора напруги. *Технічна електродинаміка*. 2022. №2. С. 27-34, DOI:<https://doi.org/10.15407/techned2022.02.027>. (Особистий внесок – провів математичне моделювання і отримав вирази, що дають змогу проводити аналіз режимів перемикання транзисторів інвертора за зміни параметрів навантаження, враховуючи роботу PDM).

4. Гуцалюк В.Я., Зубков І.С. Системи фазового автопідлаштування частоти резонансних інверторів установок індукційного нагрівання за низької добротності коливального контуру. *Праці ІЕД НАН України*. 2019. Вип. 54. С. 88-94. (Особистий внесок – провів дослідження впливу добротності послідовного контуру навантаження резонансного інвертора установок індукційного нагрівання на точність роботи системи ФАПЧ).

5. Герасименко П.Ю., Гуцалюк В.Я., Юрченко О.М., Пазенко В.П., Зубков І.С. Спосіб керування фазовим зсувом між струмом та напругою на виході резонансного інвертора напруги з низькочастотною імпульсною модуляцією для установок індукційного нагрівання. *Пат. № 120369 України H03L 7/00 H05B 6/10. заявник та власник Інститут електродинаміки НАН України; заявл. 14.02.2017; опубл. 25.11.2019, Бюл. № 22*. (Особистий внесок – брав участь в патентному пошуку та проведенні експериментальних досліджень).

6. Зубков І.С. Аналіз впливу нехтування вищими гармоніками у складі вихідної напруги інвертора при визначенні його вихідного струму. *Збірник наукових праць Логос. Міжнародна науково-практична конференція Paradigmatic view on the concept of world science. Volume1. 21.08.2020, Торонто*.

ANNOTATION

Zubkov I.S. Control systems of high-frequency transistor converters with pulse density modulation for induction heating equipment. – Qualification scientific paper on the rights of a manuscript.

Thesis for the degree of Philosophy Doctor, in specialty 141 – electric power engineering, electrical engineering and electromechanics. – Institute of Electrodynamics, National Academy of Sciences of Ukraine, Kyiv, 2022.

The dissertation is devoted to increasing the energy and technical and economic indicators of induction heating equipment due to the development of new methods and means of controlling high-frequency transistor converters with phase auto-adjustment of frequency and pulse density modulation.

Compared to other technologies, induction heating has many advantages, such as locality of heating, direct transfer of energy from the inductor to the detail, environmentally safe organization of the work process, speed and automation of production. Induction heating installations on transistor converters are characterized by high efficiency, small dimensions, a wide range of operating frequency (from 10 to 500 kHz and higher), long-term service life, the possibility of modernization and improvement of power equipment when the production technology or type of part is changed, the possibility of monitoring and controlling the process with the help of the appropriate software.

When developing and modeling inverters for induction heating installations, the issue of reducing static and dynamic losses in power switches is important. Since static losses of high-frequency converters make up a smaller part of total losses, the main goal is to minimize dynamic losses in transistors. This is achieved by adjusting the control system, when the switching of the power switches occurs at current and voltage close to zero. To ensure such switching modes, transistor converters with pulse density modulation (Pulse density modulation or PDM) are widely used. Unlike other control methods (frequency-pulse, phase-pulse, PWM), control systems of high-frequency transistor converters with pulse density modulation allow switching the inverter keys at

almost zero current. The development of algorithms for switching transistors of resonant voltage inverters with PDM is a rather important stage in the design of power converters and is a key factor in reducing dynamic power losses.

Therefore, in order to create a stable phase shift between the output voltage and current of the inverter and to ensure minimal dynamic losses in transistors, it is necessary to develop new systems for phase self-adjustment of the PLL frequency, which would take into account all features of using resonant voltage inverters with pulse density modulation for induction heating installations.

In the first section, analysis of existing transistor converters for induction heating installations is carried out. The advantages of induction heating in comparison with other types of heating are given, namely high energy performance, universality of application and high level of automation. Features of the technological load of induction equipment are given and the principle of operation of induction heating is described. The design of various structural schemes of transistor converters, power part for induction heating installations was carried out, and a comparative analysis of the voltage inverter with the current inverter was carried out. The main circuits used for power inverters are depicted, the most common of which are bridge and half-bridge circuits. The description of most common methods of regulating the output current and power of a series resonant transistor inverter is carried out, and the advantages of using a control method with pulse density modulation, which ensures minimal dynamic power losses, are given. A bridge-type resonant voltage inverter with pulse density modulation is described and its advantages and disadvantages are given. Control systems with automatic frequency adjustment and classification of PLL systems are described. The operation of well-known PLL resonant inverter systems with pulse density modulation is also described, and their shortcomings are indicated.

The second section presents the results of studies how the Q-factor of resonant inverter's serial load circuit of induction heating installations influences on the accuracy of the PLL system. A new way of controlling the series resonant inverter with the PLL and PDM system is that the PLL system adjusts the frequency in the range of the inverter output voltage and uses feedback signals based on the collector-emitter (drain-

drain) voltage of the transistors and the output current of the inverter , and this frequency is preserved in the interval of zero voltage at the output of the inverter. The digital PLL system has been developed that implements this method. The structural diagram of the control system and diagrams explaining the operation of the high-frequency inverter at different intervals of operation are given. The control system with a modulation step equal to the period and half period of the output current is described. In the first case, only two voltage sensors are enough, and in the second case - four. The control system for the resonant inverter with pulse density modulation and an analog PLL was developed, when a feedback signal is used for the collector-emitter (drain-drain) voltage of the inverter transistors and for the output current of the inverter in the interval of the presence of voltage at the output of the inverter, and in the interval of zero voltage at the output - only according to the output current, which makes it possible to ensure switching modes of transistors that are close to optimal, in a wide range of load parameters changes.

In the third section, mathematical models are given for different operating intervals of the resonant voltage inverter with PDM regulation, namely the mathematical model of the resonant voltage inverter in the off-state interval T_{OFF} and the one in the on-state interval T_{ON} . The proposed mathematical model differs from the existing ones in that it takes into account the frequency of the output current, which is not equal to the resonance frequency or the frequency of free oscillations. Computer modeling of electromagnetic processes in the series resonant transistor voltage inverter is carried out and voltage and current diagrams at the output of the inverter, obtained as a result of simulation at different load parameters, are presented. A graph of the dependence of the phase shift for different half-periods of the output current is obtained. It was determined that the PLL system in the presence of PDM regulation cannot provide the specified phase shift on each half-cycle of the output current. This must be taken into account when choosing the phase shift, which must be increased compared to the optimal one. The analysis of electromagnetic processes under different PDM modes and different parameters of the load substitution scheme was carried out and it was

determined that the accuracy of the calculations increases with the increase in the Q-factor of the oscillating circuit.

The fourth chapter presents the results of experimental studies of the induction heating installation with PLL and PDM. On the basis of experimental studies, a model of an induction heating installation with PLL and PDM was built. A voltage transmitter has been developed and built, which has a higher speed compared to other versions. The external and internal views of the induction heating installation "VChI-5" are shown, and the main technical characteristics, structural and functional scheme of the high-frequency transistor converter are given.

Experimental studies have confirmed the performance of the proposed control system with PLL and PDM, which provides improved switching modes of key elements with a wide range of changes in load parameters.

So, the work solves the urgent task of developing new methods and means of controlling high-frequency transistor converters for induction heating equipment, taking into account the peculiarities of using pulse density modulation when adjusting the current or power in the load. The obtained scientific results are important for the further development of control systems for high-frequency inverters of induction heating equipment.

Scientific novelty of obtained results:

1. A mathematical model was developed for the study of electromagnetic processes of the resonant voltage inverter with the PLL in different PDM modes, which made it possible to conduct such studies for frequencies that are not equal to the resonant frequency of the oscillating circuit.

2. A new method of controlling the series resonant inverter with the PLL and PDM system is proposed, which consists in the fact that the PLL system adjusts the frequency in the interval of the presence of voltage at the output of the inverter and uses feedback signals based on the collector-emitter (sink-drain) voltage of transistors and by the output current of the inverter, and this frequency is preserved in the interval of zero voltage at the output of the inverter. This allows taking into account the switching edge of the inverter transistors in different operating modes. The use of the proposed control

method improves the accuracy of PLL operation in a wide range of load parameter changes, supply voltage changes, and output current regulation, which leads to reduction in transistors power losses.

3. New dependencies between the Q-factor of the oscillating circuit and the error of the PLL system were obtained, which made it possible to estimate the range of changes in the switching current of the transistors at low Q-factors of the circuit.

4. For the first time, it was proved the need to take into account higher harmonics in the output voltage of the inverter when determining its output current for a Q factor below 5.

5. New dependencies between the switching current of the inverter keys and the phase shift during operation of the PDM system for different half-periods of the output current were obtained, which allow determining the optimal phase shift of the PLL system.

Practical importance.

An algorithm for the operation of the PLL system for resonant voltage inverters of induction heating installations has been developed, which uses the collector-emitter voltage feedback of transistors and the output current signal of the inverter to determine the frequency in the on-state interval T_{ON} , and in the interval T_{OFF} , when the voltage is zero, it memorizes this frequency.

An analog PLL system has been developed that automatically maintains a constant phase shift time and close to optimal transistor switching modes.

A new digital PLL system has been developed for controlling the resonant voltage inverter of induction heating installations, which is built using programmable logic integrated circuits and realizes the advantages of the proposed method of controlling the resonant inverter.

A collector-emitter transistor voltage transmitter has been developed and built, which has a higher speed compared to other versions.

The results of the dissertation work were used and implemented in 2021 during the execution of contract No. 2805/21 between the Limited Liability Company "VITOVA Ltd" and the state enterprise "Energoimpuls Scientific and Production Center

of the Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine". A high-frequency power source "VCHI-5" designed for local induction heating and zone melting of metal parts was developed, manufactured and transferred to the customer. The act of implementation is given in Appendix B.

Also, the results of theoretical and experimental studies of PLL systems with a wide range of changes in load parameters were used in the implementation of contract No. 19-04 between the Institute of Electric Welding named after E.O.Paton of the National Academy of Sciences of Ukraine and the state enterprise "Energoimpulse Scientific and Production Center of the Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine", which is confirmed by the relevant act of implementation. As a result of the work, an induction heating unit "VChI-10-66U" with a power of 10 kW and a frequency of 66 kHz was developed, manufactured and transferred to the customer. The unit is intended for soldering steel parts in a vacuum chamber. The act of implementation is given in Appendix B.

Keywords: induction heating, high-frequency resonant inverter, phase-locked loop, pulse density modulation.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ	18
ВСТУП	19
РОЗДІЛ 1 ТРАНЗИСТОРНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ДЛЯ ТЕХНОЛОГІЧНИХ УСТАНОВОК ІНДУКЦІЙНОГО НАГРІВАННЯ	26
1.1 Особливості технологічного навантаження установок індукційного нагрівання	26
1.2 Аналіз різних структурних схем побудови перетворювачів для установок індукційного нагрівання	33
1.3 Способи регулювання вихідного струму та потужності послідовного резонансного транзисторного інвертора	40
1.4 Послідовний резонансний інвертор мостового типу з модуляцією щільності імпульсів	42
1.5 Системи керування з автоматичним підстроюванням частоти	45
1.6 Система ФАПЧ резонансного інвертора напруги з модуляцією щільності імпульсів	50
Висновки до розділу 1	58
РОЗДІЛ 2 СПОСІБ КЕРУВАННЯ ПОСЛІДОВНИМ РЕЗОНАНСНИМ ІНВЕРТОРОМ УСТАНОВОК ІНДУКЦІЙНОГО НАГРІВАННЯ З ФАПЧ ТА PDM	59
2.1 Система ФАПЧ послідовного резонансного інвертора при низькій добротності коливального контуру	59
2.2 Спосіб керування послідовним резонансним інвертором з системою ФАПЧ	75

2.3	Система керування з кроком модуляції, який дорівнює пів періоду вихідного струму	85
2.4	Система керування з аналоговою ФАПЧ	89
Висновки до розділу 2		95
РОЗДІЛ 3	АНАЛІЗ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ПРОЦЕСІВ В ПОСЛІДОВНОМУ РЕЗОНАНСНОМУ ІНВЕРТОРІ УСТАНОВОК ІНДУКЦІЙНОГО НАГРІВАННЯ З ФАПЧ ТА PDM	96
3.1	Математичні моделі для різних інтервалів роботи резонансного інвертора напруги з PDM регулюванням	96
3.1.1	Математична модель резонансного інвертора напруги з PDM регулюванням на інтервалі вимкненого стану T_{OFF}	99
3.1.2	Математична модель резонансного інвертора напруги з PDM регулюванням на інтервалі ввімкненого стану T_{ON}	104
3.2	Комп'ютерне моделювання електромагнітних процесів в послідовному резонансному транзисторному інверторі напруги	112
3.3	Аналіз електромагнітних процесів при різних режимах PDM та різних параметрах схеми заміщення навантаження	122
Висновки до розділу 3		125
РОЗДІЛ 4	ПРАКТИЧНА РЕАЛІЗАЦІЯ ТА ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ	126

4.1	Експериментальні дослідження установки індукційного нагріву з ФАПЧ та PDM	126
4.2	Установка індукційного нагрівання «ВЧІ-5»	135
4.3	Транзисторний перетворювач «ВЧІ-10-66У» потужністю 10 кВт частотою 66 кГц для пайки сталевих деталей в вакуумній камері	140
Висновки до розділу 4		145
ВИСНОВКИ		147
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ		149
ДОДАТОК А	Список опублікованих праць за темою дисертації та відомості про апробацію результатів дисертації	164
ДОДАТОК Б	Схематичне проектування на ПЛІС в середовищі Quartus II	167
ДОДАТОК В	Акти впровадження результатів дисертаційної роботи	168

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

АПЧ – автоматичне підстроювання частоти;

АЦП – аналого-цифровий перетворювач;

Дн – давач напруги;

Дс – давач струму;

ЕРС – електрорушійна сила;

Інв – інвертор;

ККД – коефіцієнт корисної дії;

МК – мікроконтролер;

НЧ – низькочастотний;

ПБ – погоджувальний блок;

ПЛІС – програмована логічна інтегральна схема;

ФАПЧ – фазове автоматичне підстроювання частоти;

ШІМ – широтно-імпульсна модуляція;

PDM – pulse density modulation;

PLL – phase-locked loop;

ZCS – zero current switching;

ZVS – zero volt switching.

ВСТУП

Обґрунтування вибору теми дослідження

На сьогоднішній день в промисловості та виробництві для технологічних операцій плавки, пайки, нагріву, загартування та відпускання деталей широко використовуються установки високочастотного індукційного нагрівання, побудовані на основі транзисторних перетворювачів. Порівняно з іншими технологіями нагрівання, індукційний нагрів має багато переваг таких як локальність нагріву, точний розрахунок часу технологічної операції, безпосередня передача енергії від індуктора до деталі, екологічно безпечна організація робочого процесу, швидкість та автоматизація виробництва. Установки індукційного нагрівання на транзисторних перетворювачах характеризуються високим ККД, малими габаритами, широким діапазоном робочої частоти (від 10 до 500 кГц), довгостроковим ресурсом роботи, можливістю модернізації та вдосконалення силового обладнання при зміні технології виробництва або виду деталі, можливістю моніторингу та керування процесом за допомогою певного програмного забезпечення.

При розробці та моделюванні інверторів установок індукційного нагрівання важливим є питання зменшення статичних та динамічних втрат в силових ключах. Оскільки статичні втрати високочастотних перетворювачів займають меншу частку загальних втрат, то основною метою є мінімізація динамічних втрат в транзисторах. Це досягається налаштуванням системи керування, коли комутація силових ключів відбувається при струмі близькому до нуля. Щоб забезпечити такі режими перемикання широко використовуються транзисторні перетворювачі з модуляцією щільності імпульсів Pulse density modulation (PDM). На відміну від інших способів керування (частотно-імпульсний, фазо-імпульсний, ШІМ) системи керування високочастотними транзисторними перетворювачами із модуляцією щільності імпульсів дозволяють перемикати ключі інвертора при майже нульовому струмі.

Розробка алгоритмів перемикання транзисторів резонансних інверторів напруги з PDM є досить важливим етапом при проектуванні силових перетворювачів і є ключовим фактором для вирішення питання зниження динамічних втрат потужності.

Установки індукційного нагрівання характеризуються широким діапазоном зміни параметрів навантаження під час технологічного процесу внаслідок нагрівання деталі або її переміщення у просторі. Активний опір може змінюватись у 2-4 рази, а індуктивність у 1,2-1,4 рази, а отже існує і широкий діапазон зміни частоти комутації транзисторів. Також при роботі системи PDM в деяких режимах модуляції напруга на виході інвертора дорівнює нулю і спостерігаються низькочастотні коливання струму, що вносить деякі складності в роботу системи ФАПЧ.

Тому для створення сталого зсуву фаз між вихідними напругою та струмом інвертора і забезпечення мінімальних динамічних втрат в транзисторах є необхідним розробка нових систем фазового автопідлаштування частоти ФАПЧ, які б враховували всі особливості використання резонансних інверторів напруги з модуляцією щільності імпульсів (PDM) для установок індукційного нагрівання.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами

Тема дисертаційної роботи відповідає науково дослідним роботам відділу транзисторних перетворювачів Інституту електродинаміки НАН України відповідно до державних галузевих програм науково-технічних досліджень: НДР: «Розвинути теорію силових високочастотних транзисторних перетворювачів для побудови сучасного енергоефективного технологічного устаткування з урахуванням особливостей різноманітних типів навантаження» («Частота-2», №ДР 0115U002580, 2014-2019 рр.); НДР: «Розробити електромагнітні системи та напівпровідникові перетворювачі з регульованими параметрами для індукційної термообробки феромагнітних деталей складної форми» («Інтерм-П», №ДР 0115U004397, 2016-2018 рр.); НДР: «Розробити електромагнітні та напівпровідникові системи модульної структури для енергоефективної термообробки металевих розплавів і деталей» («Елтерм-П», №ДР 0119U001212,

2019-2021 рр.); **НДР:** «Розвиток теорії високочастотних транзисторних перетворювачів на основі резонансних інверторів для систем електроживлення технологічного обладнання» («Частота – 3», №ДР 0120U0020003, 2020-2024).

Мета і завдання дослідження

Метою дисертаційної роботи є підвищення енергетичних та техніко-економічних показників індукційного нагрівального обладнання за рахунок розробки нових способів та засобів керування високочастотними транзисторними перетворювачами з фазовим автопідлаштуванням частоти та модуляцією щільності імпульсів.

Для досягнення мети, в роботі вирішуються такі основні завдання:

- Теоретичний огляд та аналіз існуючих систем керування резонансним інвертором для установок індукційного нагрівання а також їх порівняння.
- Дослідження електромагнітних процесів високочастотного резонансного інвертора напруги і роботи ситеми ФАПЧ при різних параметрах навантаження та добротності коливального контуру.
- Створення математичного опису та дослідження електромагнітних процесів резонансного інвертора напруги з ФАПЧ при різних режимах PDM: в режимі T_{OFF} та T_{ON} .
- Знаходження оптимального зсуву фаз між вихідною напругою та струмом інвертора в різних режимах PDM.
- Розробка нового способу керування високочастотними транзисторними перетворювачами з системою ФАПЧ та модуляцією щільності імпульсів.
- Дослідження роботи системи ФАПЧ при низьких добротностях коливального контуру.
- Експериментальні дослідження електромагнітних процесів транзисторного перетворювача при різних параметрах навантаження та різних режимах роботи системи PDM.
- Розробка та впровадження оптимальних алгоритмів керування системи ФАПЧ при різних режимах PDM.

Об'єкт дослідження – електромагнітні процеси, що протікають у високочастотних інверторах з системою ФАПЧ і PDM для індукційного нагрівального обладнання.

Предмет дослідження – способи та засоби керування транзисторними перетворювачами установок індукційного нагрівання.

Методи дослідження

Для виконання поставлених у роботі задач використовувалися методи з використанням теорії електричних кіл, перетворення Лапласа для отримання математичних моделей різних інтервалів роботи резонансного інвертора напруги з PDM регулюванням, методи комп'ютерного моделювання електромагнітних процесів, проведення експериментальних досліджень з використанням макету високочастотного інвертора.

Наукова новизна отриманих результатів

1. Розроблено математичну модель для дослідження електромагнітних процесів резонансного інвертора напруги з ФАПЧ при різних режимах PDM, яка дозволила проводити такі дослідження для частот, які не дорівнюють резонансній частоті коливального контуру.

2. Запропоновано новий спосіб керування послідовним резонансним інвертором з системою ФАПЧ та PDM, який полягає в тому, що система ФАПЧ підстроює частоту на інтервалі наявності напруги на виході інвертора та використовує сигнали зворотнього зв'язку за напругою колектор-емітер (стік-витік) транзисторів та за вихідним струмом інвертора, а на інтервалі нульової напруги на виході інвертора зберігається ця частота, це дозволяє врахувати фронт перемикання транзисторів інвертора при різних режимах роботи. Використання запропонованого способу керування покращує точність роботи ФАПЧ при широкому діапазоні зміни параметрів навантаження, зміні напруги живлення, регулюванні вихідного струму, що призводить до зменшення втрат потужності в транзисторах.

3. Отримано нові залежності між добротністю коливального контуру та похибкою роботи системи ФАПЧ, які дозволили оцінити діапазон зміни струму перемикання транзисторів при малих добротностях контуру.

4. Вперше доведено необхідність врахування вищих гармонік у складі вихідної напруги інвертора при визначенні його вихідного струму для добротності нижче 5.

5. Отримано нові залежності між струмом перемикання ключів інвертора та фазового зсуву при роботі системи PDM для різних півперіодів вихідного струму, які дозволяють визначити оптимальний фазовий зсув системи ФАПЧ.

Практичне значення отриманих результатів

1. Розроблено алгоритм роботи системи ФАПЧ для резонансних інверторів напруги установок індукційного нагрівання, який для визначення частоти на інтервалі ввімкненого стану T_{ON} використовує зворотній зв'язок напруги колектор-емітер транзисторів та сигнал вихідного струму інвертора, а на інтервалі T_{OFF} коли напруга дорівнює нулю, запам'ятовує цю частоту.

2. Розроблено аналогову систему ФАПЧ, що автоматично підтримує постійний час фазового зсуву та близькі до оптимальних режими перемикання транзисторів.

3. Розроблено нову цифрову систему ФАПЧ для керування резонансним інвертором напруги установок індукційного нагрівання, яка побудована з використанням програмованих логічних інтегральних мікросхем і реалізує переваги запропонованого способу керування резонансним інвертором.

4. Розроблено та побудовано давач напруги колектор-емітер транзисторів, який має вищу швидкодію, порівняно з іншими варіантами виконання.

5. Результати дисертаційної роботи були використані та впроваджені в 2021 р. при виконанні договору №2805/21 між Товариством з обмеженою відповідальністю «ВІТОВА Лтд» та державним підприємством «Науково-виробничий центр «Енергоімпульс» Інституту електродинаміки НАН України». Було розроблено, виготовлено та передано високочастотне джерело живлення

«ВЧІ-5» яке призначено для місцевого індукційного нагріву та зонної плавки металевих деталей.

Також результати теоретичних та експериментальних досліджень систем ФАПЧ при широкому діапазоні зміни параметрів навантаження були використані при виконанні договору № 19-04 між Інститутом електрозварювання ім. Є.О.Патона НАН України та державним підприємством «Науково-виробничий центр «Енергоімпульс» Інституту електродинаміки НАН України», що підтверджено відповідним актом впровадження. В результаті виконання роботи було розроблено, виготовлено та передано установку індукційного нагріву «ВЧІ-10-66У» потужністю 10кВт частотою 66кГц, яка призначена для пайки сталевих деталей у вакуумній камері. Акт впровадження наведений в додатку В.

Особистий внесок здобувача

Безпосередньо автором здійснено:

- пошук теоретичних даних пов'язаних з темою дисертації;
- проведення досліджень, обробка та аналіз отриманих результатів;
- розроблено спосіб керування послідовним резонансним інвертором з системою ФАПЧ та PDM, який полягає в тому, що система ФАПЧ підстроює частоту на інтервалі наявності напруги на виході інвертора та використовує сигнали зворотнього зв'язку за напругою колектор-емітер (стік-витік) транзисторів та за вихідним струмом інвертора, а на інтервалі нульової напруги на виході інвертора зберігається ця частота.
- розроблено математичні моделі для різних інтервалів роботи резонансного інвертора напруги з PDM регулюванням;
- проведено комп'ютерне моделювання електромагнітних процесів в послідовному резонансному транзисторному інверторі напруги;
- проведений аналіз електромагнітних процесів при різних режимах PDM та різних параметрах схеми заміщення навантаження.

Наукові роботи опубліковані у співавторстві з Юрченко О.М., Гуцалюком В.Я., Герасименко П.Ю., Пазенко В.П.

Співавторами наукових праць є науковий керівник та науковці, спільно з якими проведені дослідження. У наукових працях, опублікованих у співавторстві, дисертанту належить фактичний матеріал і основний творчий доробок.

Постановка мети та завдань, обговорення результатів проведені разом з науковим керівником.

Апробація результатів дисертації

Основні положення дисертаційної роботи доповідалися та обговорювалися на науково-технічних конференціях:

- XV Міжнародна науково-технічна конференція «Проблеми сучасної електротехніки – 2018» (м. Київ, 4 – 8 червня 2018 р.);
- XXV міжнародна науково-технічна конференція «Силовая електроніка та енергоефективність» (м. Харків, 9-13 вересня 2019 р.);
- XVI Міжнародна науково-технічна конференція «Проблеми сучасної електротехніки – 2020» (м. Київ, 8 – 12 червня 2020 р.);
- Міжнародна науково-практична конференція «Paradigmatic view on the concept of world science» (Торонто, Канада, 21 серпня 2020 р.).

Структура та обсяг дисертації

Дисертаційна робота викладена на 169 сторінках машинописного тексту, складається зі вступу, 4 розділів, загальних висновків, списку використаних джерел та 3 додатків. Обсяг основного тексту дисертації складає 148 сторінок друкованого тексту. Робота ілюстрована 5 таблицями, 80 рисунками. Список використаних джерел містить 125 найменувань, з них 29 кирилицею та 96 латиницею.

РОЗДІЛ 1

ТРАНЗИСТОРНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ДЛЯ ТЕХНОЛОГІЧНИХ УСТАНОВОК ІНДУКЦІЙНОГО НАГРІВАННЯ

1.1 Особливості технологічного навантаження установок індукційного нагрівання

Індукційний нагрів знаходить дуже широке використання як в Україні, так і в інших країнах світу, завдяки ряду безумовних переваг, таких як можливість концентрації та локалізації енергії при нагріві, висока продуктивність, покращення показників використання технологічного обладнання [1, 2]. Індукційний нагрів дозволяє легко здійснити точне автоматичне керування процесом та дозволяє автоматизувати виробництво. Оскільки тепло при індукційному нагріві виділяється безпосередньо всередині деталі, процес більш ефективний за ККД, порівняно з іншими методами нагріву. Ефективність установок індукційного нагріву в першу чергу обумовлена властивостями джерел живлення. Якщо виробництво джерел живлення для низькочастотного індукційного нагріву має дуже давню історію, то широке застосування високочастотного індукційного нагріву з'явилося завдяки виробництву потужних високочастотних IGBT, MOSFET та SiC MOSFET транзисторів [3]. Останні активно вдосконалюються та мають кращі статичні та динамічні характеристики для високих напруг, однак поки їхня вартість є суттєво вищою транзисторів [4].

Установки індукційного нагрівання призначені для нагріву електропровідних матеріалів та використовуються при наскрізному нагріванні, поверхневому загартуванні, гарячій посадці або зніманні деталі, плавці металів та інше.

Транзисторні перетворювачі мають низку переваг і успішно витісняють лампові генератори, що раніше були єдиним типом джерел живлення індукційних установок у частотному діапазоні від 10кГц до 440кГц та вище. До таких переваг

можна віднести більш тривалий ресурс роботи, високий ККД, малі габарити, зручність в експлуатації.

В сучасних технологічних комплексах силовий перетворювач є одним з вузлів, який суттєво впливає на їх техніко-економічні показники, тому підвищення показників перетворювача є актуальними і призводить до підвищення продуктивності технологічного процесу та зменшення собівартості отриманої продукції.

Найбільш важливі моменти сучасної концепції побудови джерел живлення для установок індукційного нагріву наступні:

- високі енергетичні показники;
- універсальність (широкий діапазон зміни параметрів навантаження, можливість нарощування потужності, глибоке регулювання вихідних параметрів, програмування алгоритмів керування);
- високий рівень автоматизації (зв'язок з комп'ютером, протоколювання процесів, діагностика стану);
- покращена електромагнітна сумісність із мережею живлення.

Силові перетворювачі постійно вдосконалюються з метою підвищення надійності, поліпшення енергетичних характеристик, зниження собівартості. Поліпшення енергетичних характеристик перетворювачів набуває все більшого значення з точки зору вирішення задач енергозбереження та підвищення частоти. Пріоритетними напрямками вдосконалення транзисторних перетворювачів є розробка нових силових компонентів та поліпшення їх характеристик, розробка нових силових схем, алгоритмів та систем керування перетворювачами [1, 2].

Висока частота перетворення, викликана в першу чергу вимогами технології, що приводить до необхідності дослідження й розробки оптимальних режимів роботи транзисторних перетворювачів. Удосконалення транзисторних перетворювачів відбувається за рахунок розробки схем силової частини перетворювачів та схем керування, що оптимізують процеси перемикання транзисторів з метою зниження комутаційних втрат, які на високих частотах є основними і визначають навантажувальну здатність приладів.

До виходу транзисторного резонансного інвертора установки індукційного нагрівання приєднується коливальний контур, що в свою чергу складається з конденсатора та індуктора з матеріалом, який нагрівається (власне навантаження).

Робота установок індукційного нагрівання базується на нагріві електропровідних матеріалів при впливі на них високочастотного магнітного поля індуктора і виникненні в них замкнутих вихрових струмів, що виникають в провіднику внаслідок явища електромагнітної індукції при перетині їх змінним електромагнітним полем. Енергія витрачена на створення цих струмів перетворюється в тепло і нагріває заготовку.

Принцип індукційного нагріву ілюструється на рис. 1.1,а. Струм I , який протікає по індуктору 1, створює електромагнітне поле, яке індукуює в тілі, що нагрівається 2, вихрові струми, які нагрівають це тіло. Оскільки електромагнітне поле змінне, у тілі, що нагрівається, виникає поверхневий ефект – щільність вихрових струмів зменшується по експоненті по мірі проникнення в глиб тіла [5].

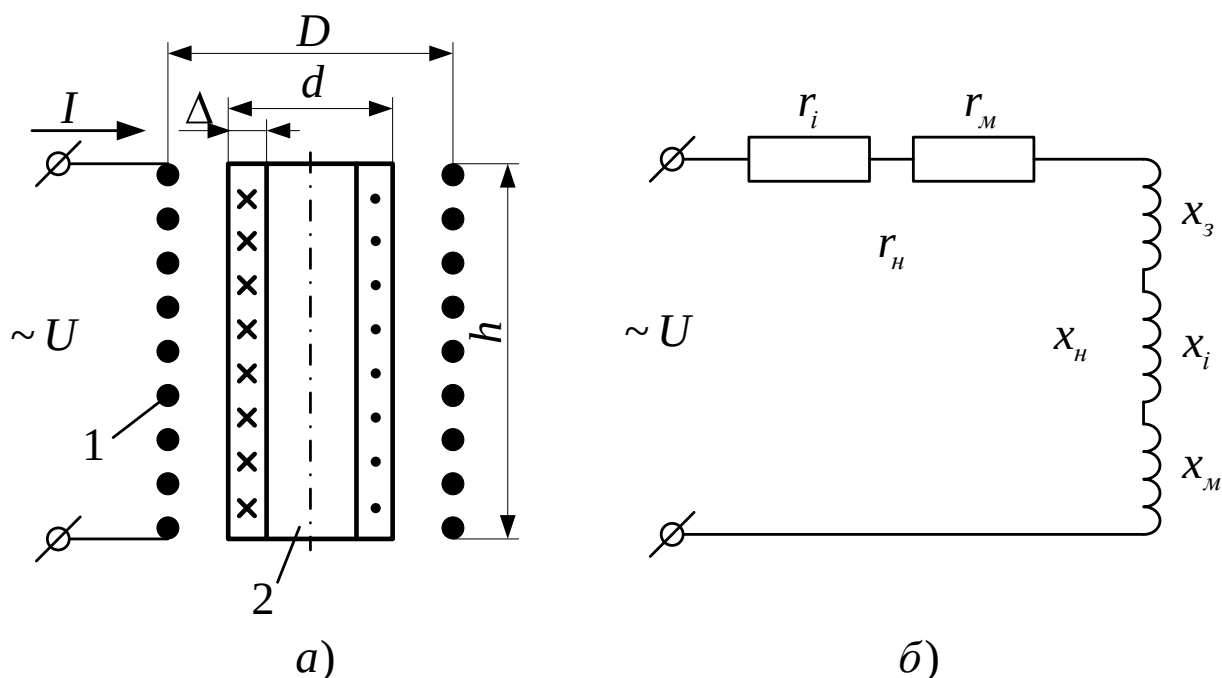


Рис. 1.1 Зовнішній вигляд системи “індуктор – тіло, що нагрівається” (а) і послідовна схема заміщення (б)

На рис. 1.1,б показано послідовну схему заміщення системи “індуктор – тіло, що нагрівається”, на вході якої діє синусоїдальна напруга. Опір r_n характеризує активну потужність, що виділяється в індукторі r_i та тілі, що нагрівається r_m . Опір x_n характеризує реактивну потужність в зазорі x_z , матеріалах індуктора x_i та тіла, що нагрівається x_m .

При створенні транзисторних перетворювачів для високочастотного електротехнологічного обладнання необхідно знати параметри еквівалентної схеми навантаження і як вони змінюються в технологічному процесі.

У теорії поля прийнятий термін “глибина проникнення” струму Δ , яка спостерігається завдяки скін-ефекту. Скін-ефект призводить до протікання струму в провіднику в основному в області скін-шару, і, як наслідок, збільшення опору провідника. Тобто скін-ефект — це проходження змінного електричного струму високої частоти не через увесь переріз провідника, а переважно лише в поверхневому шарі. Величина Δ визначається електрофізичними властивостями матеріалу тіла, що нагрівається, частотою струму та виражається формулою [5]:

$$\Delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\mu_0\mu\omega}} \approx 503 \sqrt{\frac{\rho}{\mu f}}, \quad (1.1)$$

де ρ – питомий опір, Ом·м;

μ – відносна магнітна проникність;

μ_0 – абсолютна магнітна проникність вакуума;

f – частота, Гц.

ККД системи «індуктор – тіло, яке нагрівається» має залежність від того, наскільки сильно виражений поверхневий ефект, тобто від величини Δ .

Для розрахунку резонансних інверторів напруги зручно використовувати послідовну схему заміщення системи «індуктор – тіло, яке нагрівається», а для

інвертора струму – паралельну. На рис. 1.2 представлені відповідні схеми заміщення.

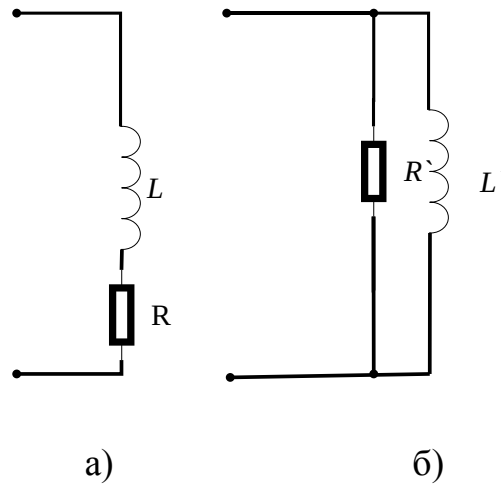


Рис. 1.2 Послідовна (а) та паралельна (б) схеми заміщення системи «індуктор – тіло, яке нагрівається»

Параметри паралельної схеми заміщення активний опір R' та реактивний опір X'_L пов'язані з параметрами послідовної схеми заміщення R та X_L відомими співвідношеннями [5]:

$$R' = R + \frac{X_L^2}{R} \approx \frac{X_L^2}{R} ; \quad (1.2)$$

$$X'_L = X_L + \frac{R^2}{X_L} \approx X_L , \quad (1.3)$$

де $X_L = \omega L$, $X'_L = \omega L'$, ω – кутова резонансна частота контуру.

Співвідношення між реактивним та активним опором системи «індуктор – тіло, яке нагрівається», визначає добротність контуру:

$$Q = \frac{X_L}{R} = \frac{R'}{X'_L} . \quad (1.4)$$

Діапазон зміни параметрів схеми заміщення навантаження відрізняється для різних технологічних процесів, пов'язаних з нагрівом електропровідних матеріалів. Більший діапазон зміни спостерігається в технологічних процесах плавки металів та при одночасному нагріванні деталей (коли індуктор охоплює всю деталь чи необхідну для нагрівання її частину і нагрівання у всіх точках здійснюється одночасно). Параметри схеми заміщення мало змінюються при безперервно-послідовному нагріванні, коли деталь переміщується в індукторі, чи коли в індукторі одночасно знаходяться декілька деталей, які по мірі нагрівання замінюються.

Основну частину величини x_n складає індуктивний опір зазору x_z і тому, чим більший зазор, тим вище значення добротності Q . Величина зазору тісно пов'язана з типом індукційного обладнання. В плавильних установках тигель з розплавленим металом відділений від індуктора товстим прошарком вогнестійкого матеріалу, і величина зазору відносно діаметру тіла, що нагрівається є найбільшою. Для цього обладнання величина добротності знаходиться в межах від 4 до 20. В нагрівальних установках найбільш характерним є значення добротності Q від 3 до 10. В установках для поверхневого закалювання зазор мінімальний і найменше значення Q рівне приблизно двом.

Зміна активного опору та індуктивності (відповідно реактивного опору) системи «індуктор – тіло, яке нагрівається» в плавильних установках здійснюється складним чином та пов'язана зі зміною геометрії тіл, які нагріваються. Цей процес можна розбити на три етапи. Перший етап – нагрів садки до температури точки Кюрі. Геометрія тіл, які нагріваються на цьому етапі не змінюється. Перехід через точку Кюрі супроводжується зростанням R' (відповідно зменшенням R) та зменшенням X_L (X'_L). Другий етап – визначається нагрівом з точки Кюрі до температури 1000-1100 °С, коли здійснюється зварювання окремих шматків в одне ціле. Третій етап – нагрів від температури

зварювання окремих шматків до закінчення плавки, метал при цьому переходить в рідкий стан, R' та X'_L зменшуються.

На рис.1.3 наведені типові залежності зміни параметрів схеми заміщення паралельного контуру у функції від $\frac{t}{t_u}$, де t_u — тривалість циклу плавки: а) — зміна R' для магнітної (1) і немагнітної (2) садки; б) — область характерних значень X'_L в процесі плавки магнітних та немагнітних металів [5].

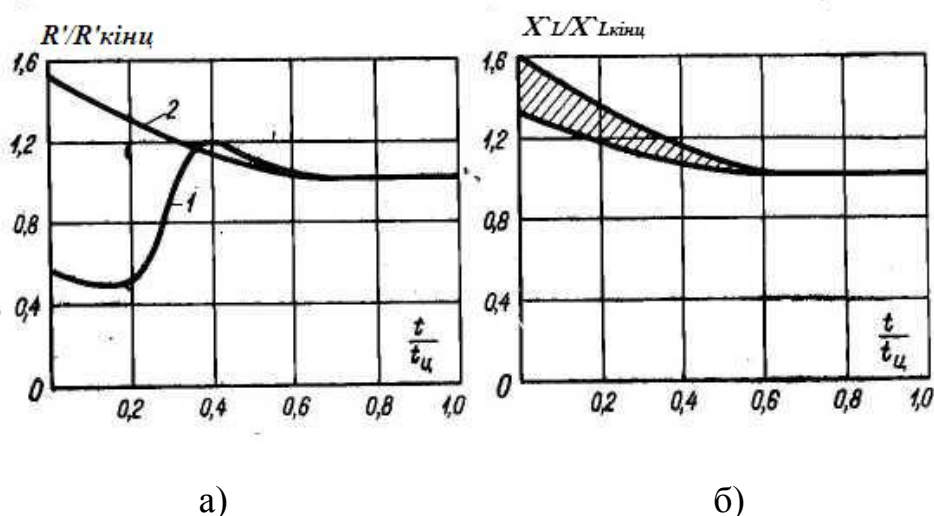


Рис. 1.3 Залежності зміни параметрів схеми заміщення паралельного контуру у функції від $\frac{t}{t_u}$

Як видно з рис. 1.3, відношення максимального до мінімального значень опору навантаження R' складає 1,5-2,5 рази. Значення реактивної складової опору індуктора X'_L зменшується в процесі плавки у 1,6 рази.

Опір послідовної схеми заміщення у відповідності з (1.2) та (1.3) може змінюватись в 4 рази, а добротність в 2-3 рази. Відповідно змінюється потужність в навантаженні. Потужність в навантаженні пропорційна R' в схемі з паралельним контуром, та пропорційна R в схемі з послідовним контуром. Таким чином схеми з паралельним резонансним контуром мають деякі переваги в установках нагріву електропровідних матеріалів при широкому діапазоні зміни параметрів

навантаження.

Таким чином важливими особливостями індукційного навантаження є те, що добротність знаходиться в межах від 2 до 20, а параметри схеми заміщення змінюються протягом технологічного циклу в широких межах [5]. Наслідком цього є необхідність компенсації реактивної потужності індуктора шляхом послідовного або паралельного підключення конденсаторів та необхідність автопідстроювання частоти перетворювача до змінних характеристик навантажувального контуру.

1.2 Аналіз різних структурних схем побудови перетворювачів для установок індукційного нагрівання

Для індукційного нагрівання в частотному діапазоні до 440 кГц та вище застосовують схеми транзисторних перетворювачів, вихідні каскади яких побудовані на основі паралельного резонансного інвертора струму чи послідовного резонансного інвертора напруги. Кожний з них має свої переваги та недоліки [6, 7].

Послідовний інвертор напруги має просту транзисторну ланку, допускає різні способи регулювання вихідного струму і відповідно може бути побудований без регульованого джерела живлення постійним струмом [8, 9].

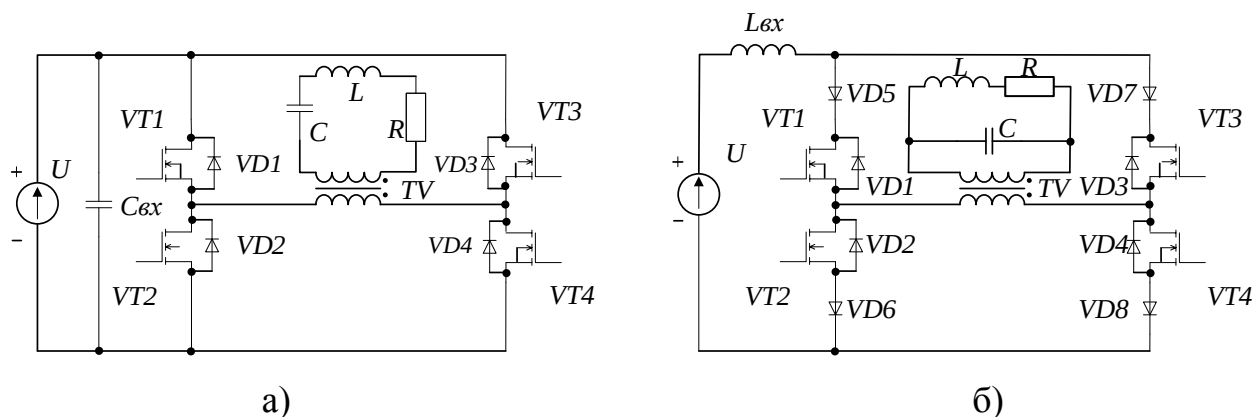


Рис. 1.4 Схема резонансного інвертора напруги (а) та резонансного інвертора струму (б)

Для побудови транзисторних перетворювачів установок індукційного нагрівання знаходять застосування резонансні інвертори напруги та резонансні інвертори струму, наведені на рис.1.4 а) та рис.1.4 б) відповідно. Для резонансних інверторів більшої потужності (десятки, сотні кіловат) використовуються мостові схеми перетворювачів.

Послідовний інвертор напруги на резонансній частоті навантажувального контуру віддає в навантаження активну потужність, значення якої є максимальним. У результаті відхилення вихідної частоти інвертора від резонансної частоти, активна потужність знижується, а реактивна зростає. Недоліком інвертора напруги є те, що можлива тільки послідовна або послідовно-паралельна компенсації реактивної потужності індуктора. Для узгодження параметрів навантаження із напругою мережі живлення часто необхідно використовувати понижуючий трансформатор із низьким коефіцієнтом трансформації. Конструкція такого трансформатора складніша, а енергетичні показники гірші. Крім того, трансформатор повинен розташовуватися в безпосередній близькості до нагрівального контуру, тому що по його вторинній обмотці протікає повний струм індуктора.

Кожна з цих схем має переваги і недоліки. Ефективність використання тієї чи іншої схеми визначається можливістю узгодження з конкретним індукційним навантаженням.

В технічній літературі немає чітких рекомендацій, що до вибору типів інверторів для установок індукційного нагрівання. При виборі схемотехнічних рішень часто головним критерієм є собівартість пристроїв. Важливим є діапазон зміни параметрів навантаження в процесі виконання технологічної операції. Також на перший план можуть ставитись інші специфічні вимоги, наприклад, необхідність використання та вага погоджувального трансформатора, довжина від індуктора до перетворювача та інші. Ці фактори впливають на вибір схеми резонансного інвертора.

В [7, 10, 11] представлено порівняльний аналіз інверторів напруги та струму, який наведений в таблиці 1.1.

Таблиця 1.1

Порівняння інвертора напруги із інвертором струму

Інвертор напруги	Інвертор струму
На вході перетворювача конденсатор, який підтримує постійну напругу.	На вході перетворювача дросель, який підтримує постійний струм.
Необхідний захист від коротко замикання навантаження інвертора.	Необхідний захист від зворотного струму.
Напруга на індукторі в резонансному режимі в Q раз більша вихідної напруги інвертора.	Струм індуктора в резонансному режимі приблизно в Q раз більший вихідного струму інвертора.
Необхідний погоджувальний трансформатор між виходом перетворювача та ланцюгом навантаження.	Зазвичай, погоджувальний трансформатор не є необхідним.
Транзистори перетворювача повинні мати антипаралельно під'єднані діоди.	Транзистори перетворювача повинні мати послідовно під'єднані діоди.
На вході інвертора зазвичай використовується некерований випрямляч.	Зазвичай на вході інвертора необхідний керований випрямляч, чи імпульсний регулятор.
Більш проста схема силової частини.	Більш складна схема силової частини.

Таким чином, схеми з інвертором напруги мають більш просту структуру, в більшості випадків не потребують використання керованого випрямляча чи імпульсного регулятора на вході, а для інверторів струму з паралельним контуром на виході часто використовують випрямляч, який регулює вхідний струм інвертора, що ускладнює схему.

В подальшому будемо розглядати схеми послідовних транзисторних інверторів напруги. Розглянемо основні структурні схеми, які використовуються для інверторів напруги, навантаженням яких є послідовний резонансний контур.

Одним із варіантів структури є перетворювач, що складається з некерованого випрямляча (В) – здійснює випрямлення змінної напруги трифазної

промислової мережі, фільтра (Ф) – здійснює фільтрацію пульсацій випрямленої напруги, регульованого інвертора напруги (Інв) – здійснює перетворення постійної напруги у змінну прямокутну напругу, а також виконує функцію регулювання струму навантаження, погоджувального пристрою (ПП) – складається з вихідного трансформатора та конденсатора коливального контуру, навантаження (Н) – індуктор з деталлю, яка нагрівається. (рис. 1.5).

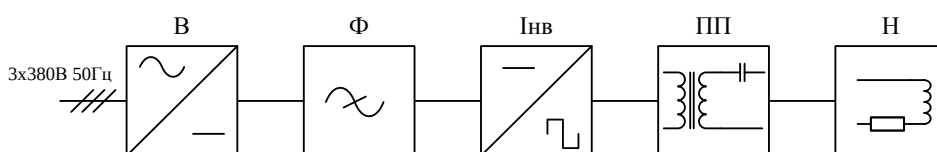


Рис. 1.5 Структурна схема 1 силової частини перетворювача для установок індукційних технологій

Дана структура побудови перетворювача відрізняється простотою силової частини. Керування струмом індуктора можливо здійснювати шляхом керування інвертором тим чи іншим способом.

Інший варіант структури побудови представлений на рис. 1.6 і на відміну від першого варіанту має додатково імпульсний регулятор (ІР) з фільтром (Ф2), які здійснюють регулювання та стабілізацію вихідного струму та напруги на інверторі. Приклад такої структури розглянуто в [12]. ІР може працювати на нижчій порівняно з інвертором частоті. Нерегульований інвертор напруги в більшості випадків має систему автоматичного підстроювання частоти (АПЧ), що дозволяє знизити динамічні втрати потужності в ключових елементах інвертора. Інвертор може бути побудований на транзисторах, розрахованих на меншу напругу, і відповідно більш високочастотних. Це дозволяє використовувати структурну схему 2 на більш високих частотах. Сигнали керування транзисторами інвертора мають форму меандру і в драйверах інвертора для гальванічної розв'язки можуть бути використані високочастотні трансформатори.

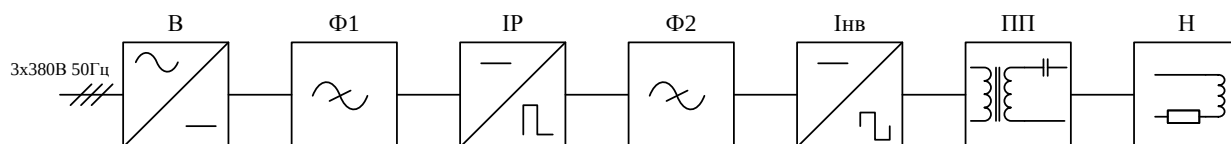


Рис. 1.6 Структурна схема 2 силової частини перетворювача для установок індукційних технологій

Величина вхідної напруги Інв в структурній схемі 2 задається в схемі регулювання ІР і буде менша ніж в схемі 1, тому в ній можуть бути використані низьковольтні і відповідно більш швидкодіючі транзистори.

Як альтернатива структурній схемі 2 може використовуватись схема 3, представлена на рис. 1.7, де для регулювання вихідного струму чи потужності застосовується керований випрямляч ВК.

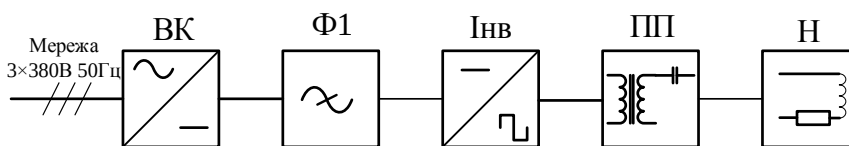


Рис. 1.7 Структурна схема 3 силової частини перетворювача для установок індукційних технологій

Зазвичай для потужних установок індукційного нагрівання використовують двотактні інвертори що дозволяють забезпечити більшу потужність. Основними схемами, що використовуються для силових перетворювачів є мостова (рис. 1.8 а) та напівмостова (рис. 1.8 б). Приклад використання таких структур наведено в [13-15].

Напівмостова схема інвертора використовує в два рази менше ключових елементів та драйверів транзисторів і відповідно має меншу собівартість порівняно з мостовою схемою. Однак транзистори в цій схемі повинні бути розраховані на в два рази більший струм при тій самій потужності.

В установках індукційного нагрівання також використовуються перетворювачі з модульною структурою побудови на основі паралельно-послідовного з'єднання, що дає змогу: підвищити потужність, підвищити частоту

вихідного струму, створити уніфікований ряд перетворювачів різної потужності на основі модулів та інше [7, 16-21].

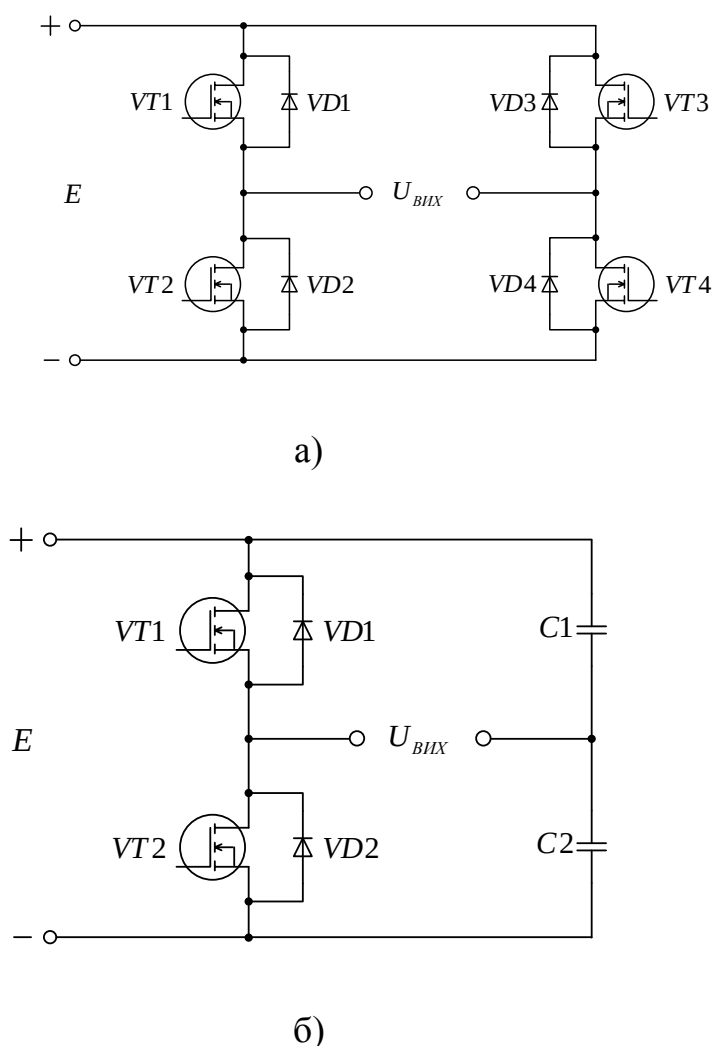


Рис. 1.8 Основні схеми що використовуються для силових інверторів установок індукційного нагрівання

На рис. 1.9 наведено структурну схему перетворювача, яка складається з N однакових інверторних модулів мостового типу та системи керування модулями, що формує напругу керування транзисторами та забезпечує автоматичне підстроювання частоти згідно з сигналом давача струму на близьку до резонансної частоти з періодом. Таке з'єднання забезпечує однакове навантаження всіх модулів та дозволяє підвищити потужність [16, 18]. Кожний

модуль складається з випрямляча В, фільтра Ф, мостового транзисторного інвертора напруги зі зворотніми діодами Інв, та вихідного трансформатора Т. Послідовно з'єднані вторинні обмотки трансформаторів навантажені на конденсатор коливального контуру С та індуктор.

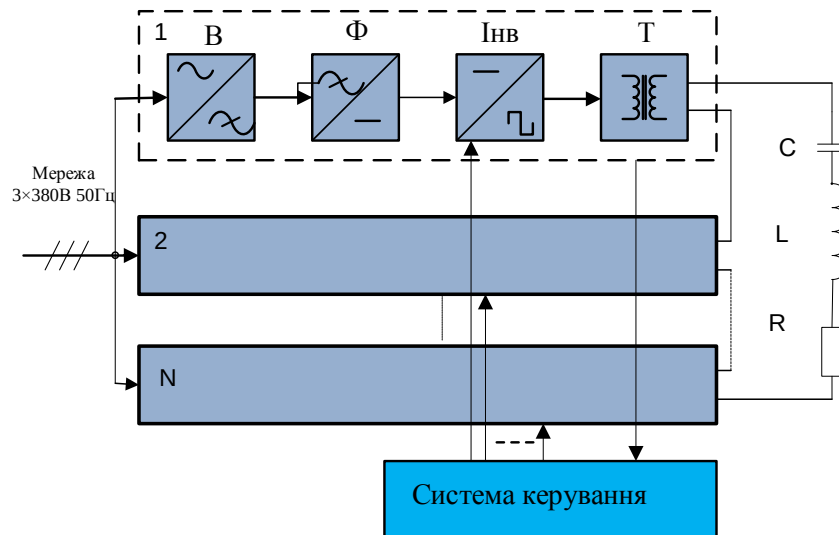


Рис. 1.9 Структурна схема модульного інвертора

Для установок індукційного нагріву частотою 440кГц та вище можливе використання структур побудови з послідовним з'єднанням інверторів по входу та по виходу для підвищення потужності та частоти роботи. Структурна схема такого виконання перетворювача зображена на рис. 1.10.

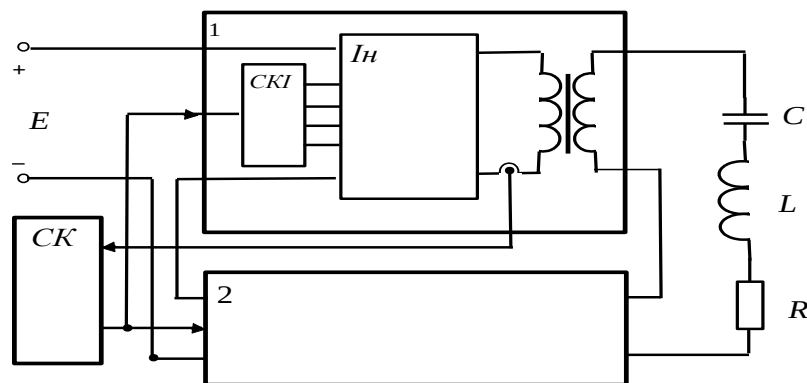


Рис. 1.10 Структурна схема з послідовним з'єднанням інверторів по входу та по виходу

Це дозволяє використовувати транзистори з меншою максимально допустимою напругою та, відповідно, більш високочастотних. Така структура побудови потребує встановлення на вході імпульсного регулятора чи керованого випрямляча для регулювання вихідного струму [18].

Модульна структура побудови також дозволяє зменшити низькочастотні коливання струму при використанні PDM регулювання.

1.3 Способи регулювання вихідного струму та потужності послідовного резонансного транзисторного інвертора

Розглянемо способи регулювання струму та потужності транзисторного послідовного резонансного інвертора напруги, які визначають регульовальні характеристики та суттєво впливають на втрати потужності в інверторах установок індукційного нагрівання. Для регулювання вихідного струму чи потужності можливо використовувати наступні основні способи [2, 7, 8, 9, 22, 23]:

- частотно імпульсний [24-27];
- фазо імпульсний [28-45];
- широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) [46-49];
- модуляції щільності імпульсів (PDM, НЧ модуляція, кодоімпульсна модуляція) [8, 23, 28, 42, 50-78].

Також використовуються комбінації різних способів регулювання [22, 59, 79-83] .

Одним з основних критеріїв, який необхідно враховувати при виборі способу керування високочастотним інвертором, є критерій забезпечення мінімальних втрат потужності в елементах, у першу чергу, транзисторах. Загальні втрати потужності визначаються сумою статичних і динамічних втрат потужності. Статичні втрати потужності мало залежать від способу керування. Динамічні втрати потужності в інверторах на частотах від 20 до 440кГц та вище перевищують статичні втрати та суттєво залежать від способу керування.

Частотно імпульсна модуляція здійснюється за рахунок зміни частоти

керування транзисторами інвертора. На рис. 1.11,а наведені ідеалізовані діаграми вихідного струму та напруги, а також указані інтервали роботи ключових елементів. При цьому розглянуто випадок, коли частота інвертора f рівна чи більша за резонансну f_p , що доцільно, оскільки відсутні втрати потужності пов'язані з наявністю часу зворотного відновлення діодів [9]. В цьому випадку динамічні втрати потужності при вмиканні транзисторів практично відсутні, а наявні динамічні втрати при вимиканні транзисторів.

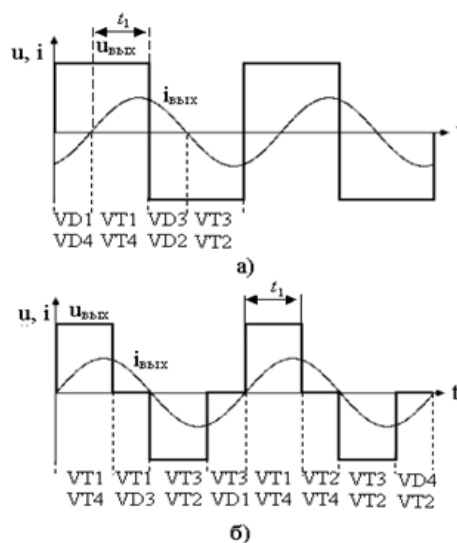


Рис. 1.11 Ідеалізовані діаграми вихідного струму та напруги при частотно імпульсній модуляції (а) та фазо імпульсного способу керування (б)

На рис. 1.11,б наведені аналогічні діаграми для фазо імпульсного способу керування [28-45] при наявності системи ФАПЧ. Для забезпечення таких алгоритмів перемикання сигнали керування стійками мостового інвертора повинні бути зсунуті по фазі. Сумарні втрати потужності визначаються статичними втратами в транзисторах та діодах та динамічними втратами при вимиканні транзисторів. Втратами потужності при вмиканні транзисторів можна знехтувати (транзистори вмикаються при напрузі близької до нуля).

ШІМ-регулювання призводить до значних динамічних втрат потужності при вмиканні та вимиканні транзисторів, тому його застосування часто недоцільне [47].

Перші три зазначені вище способи регулювання вихідного струму не

забезпечують мінімальні динамічні втрати потужності, тому їх використання на зазначених частотах недоцільне.

Для одержання максимальної активної потужності в навантаженні послідовного резонансного контуру доцільно здійснювати настроювання частоти інвертора по нульовому зсуву фаз між вихідними струмом і напругою інвертора. Робота інвертора в такому режимі дозволяє мінімізувати динамічні втрати потужності в транзисторах і, тим самим, дає можливість підвищити частоту перетворення при високій енергоефективності і надійності інвертора. Це можна отримати за допомогою способу керування з PDM. Спосіб керування з модуляцією щільності імпульсів має мінімальні динамічні втрати і є перспективним для використання в високочастотних перетворювачах.

1.4 Послідовний резонансний інвертор мостового типу з модуляцією щільності імпульсів

Розглянемо послідовний резонансний інвертор мостового типу з регулюванням на основі модуляції щільності імпульсів. На рис.1.12 наведено схему послідовного резонансного інвертора мостового типу з схемою заміщення технологічного навантаження.

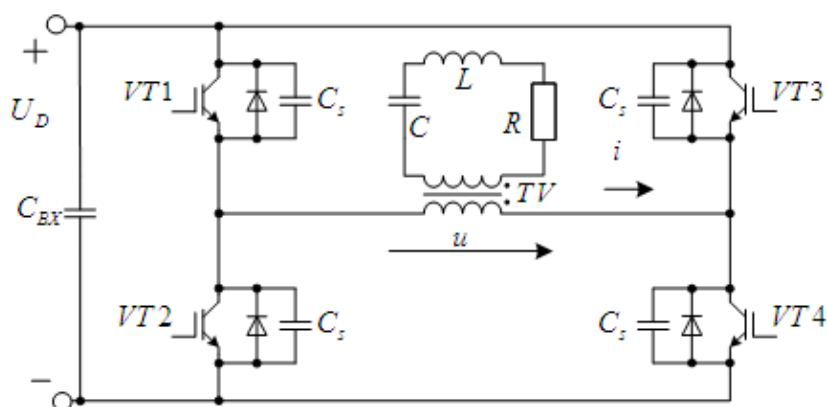


Рис. 1.12 Інвертор напруги мостового типу з схемою заміщення технологічного навантаження

Базовими елементами схеми є ключі VT1..VT4 зі зворотними діодами VD1..VD4, C_s - снабберні конденсатори. Навантаження являє собою послідовний резонансний контур, що гальванічно розв'язаний від мережі живлення через трансформатор TV. Використання снабберних ланцюгів дозволяє зменшити пульсації напруги та комутаційні перенапруги в інверторі [67, 84, 85].

Перевагою інверторів із PDM є перемикання ключів інвертора при струмі та напрузі близьких до нуля. Це відбувається при ZVS (zero volt switching) та quazi-ZCS (zero current switching) режимах перемикання транзисторів. Слід зазначити, що інвертор повинен працювати при індуктивному характері навантаження.

Модуляція щільності імпульсів для резонансних інверторів напруги широко освітлена в літературі) [8, 23, 28, 42, 50-78]. Основним недоліком використання PDM, при регулюванні струму чи потужності, є коливання амплітуди струму на виході інвертора. Коливання амплітуди струму на виході інвертора та, відповідно, струму навантаження впливає на максимальну амплітуду струму що протікає через транзистори інвертора, максимальну напругу на конденсаторі резонансного контуру, діапазон регулювання вихідного струму інвертора, габарити вхідного фільтра, втрати потужності в силових транзисторах інвертора, що обумовлено роботою системи ФАПЧ при модуляції щільності імпульсів, та, загалом, на можливість використання PDM при низькій добротності резонансного контуру.

При модуляції щільності імпульсів період модуляції T_M та час ввімкненого T_{ON} , чи час вимкненого T_{OFF} стану зручно характеризувати числами, які відповідають кількості періодів вихідної напруги інвертора T_0 :

$$s = T_M/T_0, m = T_{ON}/T_0, n = T_{OFF}/T_0, \quad (1.5)$$

де s – кількість періодів T_0 за час модуляції T_M ,

m – кількість періодів T_0 за час T_{ON} ,

n – кількість періодів T_0 за час T_{OFF} ;

Іншими словами, числа n , m , s можна вважати параметрами модуляції щільності імпульсів (рис. 1.13 а) [50-53, 57, 86].

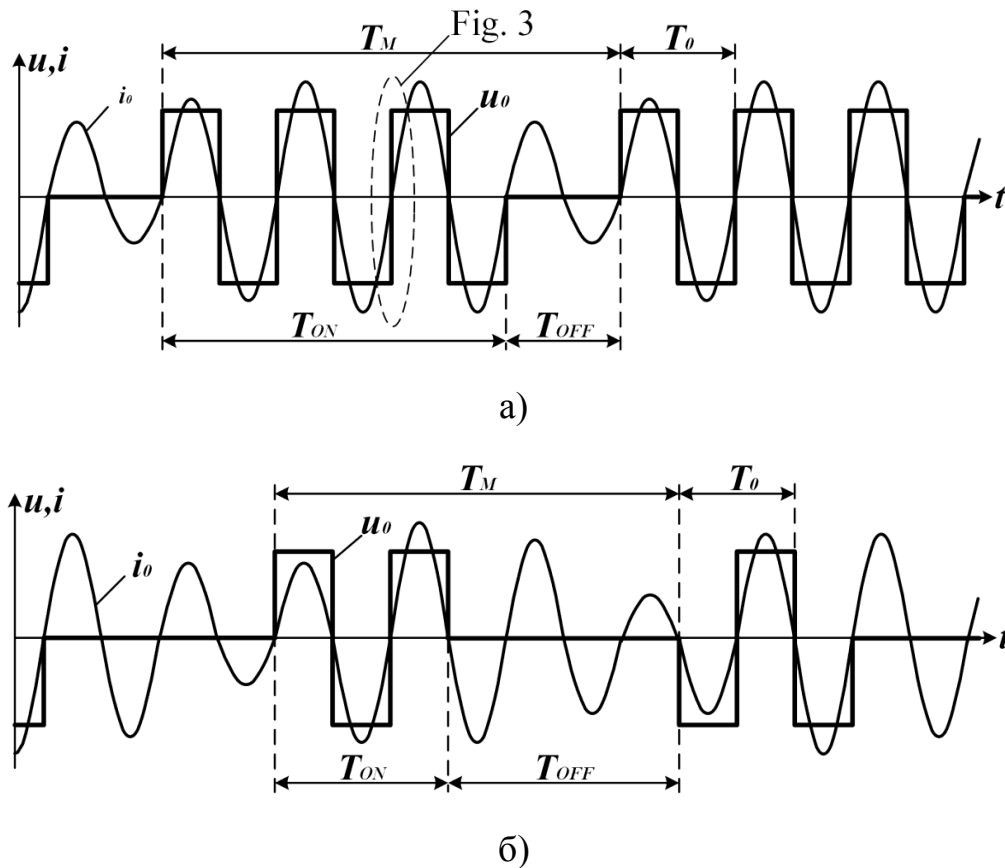


Рис. 1.13 Форми напруги та струму на виході інвертора при модуляції щільності імпульсів: $(s;m;n)=(4;3;1)$ (а); $(s;m;n)=(3.5;1.5;2)$ (б)

Для зменшення коливань амплітуди струму на виході інвертора в [69] детально розглянуто модуляцію щільності імпульсів, у якій n – лише натуральні числа, а m та s – числа, кратні 0,5. На рис. 1.13 б) зображено форми струму та напруги на виході інвертора для двох комбінацій $(s;m;n)$.

Однакову щільність імпульсів при модуляції щільності імпульсів ($\gamma = T_{ON}/T_M = m/s$) можна отримати при різних комбінаціях $(s;m;n)$. Тому, для характеристики регулювання струму навантаження доцільно вибрати комбінації $(s;m;n)$, при яких менші коливання амплітуди струму. Для забезпечення відносно рівномірного кроку характеристики регулювання, деякі комбінації $(s;m;n)$ можна суміщати для одержання додаткових точок характеристики регулювання, а деякі комбінації $(s;m;n)$ можна виключити.

Використання PDM має свої особливості. Головним недоліком є наявність низькочастотних коливань амплітуди струму. Зменшення амплітуди низькочастотної пульсації вихідного струму, відповідно зменшення максимальної

та збільшення мінімальної амплітуди струму дозволяють: зменшити амплітуду напруги на конденсаторі коливального контуру; розширити діапазон регулювання (оскільки система ФАПЧ не може коректно працювати, коли вихідний струм близький чи дорівнює нулю); зменшити втрати потужності (оскільки фазовий зсув між струмом та напругою на виході інвертора, який забезпечується системою ФАПЧ, визначається при мінімальній амплітуді вихідного струму, коли спостерігається максимальний фронт вимикання транзисторів); зменшити пульсації струму на вході інвертору. Найбільші коливання струму спостерігаються при низькій добротності Q резонансного контуру, це може бути суттєвою проблемою. Автори [19, 84, 87-92,] розглядають способи зменшення коливань амплітуди за рахунок покращення способів керування на основі традиційної модуляції щільності імпульсів (PDM).

1.5 Системи керування з автоматичним підстроюваннями частоти

При регулюванні вихідного струму інвертора за допомогою PDM та широкому діапазоні зміни параметрів навантаження індукційного нагрівального обладнання важливою частиною схеми керування резонансним інвертором є система автоматичного підстроюваннями частоти (АПЧ). АПЧ дозволяє забезпечити режими перемикання транзисторів з мінімальними втратами енергії (ZVS та ZCS).

Використання систем АПЧ в резонансних інверторах напруги є класичним варіантом забезпечення нульового зсуву фаз між струмом та напругою на виході інвертора. В резонансних інверторах напруги застосовуються системи фазового підлаштування частоти (ФАПЧ, англійською мовою – PLL – phase-locked loop), оскільки необхідно забезпечити нульовий зсув фаз між струмом і напругою на виході інвертора.

Необхідно розробити ефективні підходи для побудови «розумних» систем ФАПЧ з урахуванням застосування різних сигналів зворотного зв'язку. На вибір

тих чи інших способів та алгоритмів керування суттєво впливає врахування особливостей конкретних технологічних операцій.

Перетворювач має працювати на частоті трохи вище резонансної щоб передати максимальну потужність до заготовки, що нагрівається. Частота повинна забезпечити необхідний невеликий фазовий зсув між напругою і струмом. Системи ФАПЧ, які побудовані на основі аналогових елементів, мікроконтролерів, програмованих логічних інтегральних схем та ін., можуть виконувати деякі обчислювальні операції, що дозволяє регулювати фазовий зсув при зміні параметрів навантаження, відповідно зміні частоти та амплітуди вихідного струму [7, 86, 93-99]

Структурна схема класичної ФАПЧ представлена на рис. 1.14 та має в своєму складі: фазовий детектор (ФД); фільтр нижніх частот (ФНЧ); генератор, що керується напругою (ГКН). ФД порівнює фази вихідних сигналів: опорного та з ГКН, і видає напругу пропорційну різниці фаз вхідних сигналів. Напруга з ФД через ФНЧ поступає на ГКН. Напруга після ФНЧ використовується у якості керуючого сигналу для ГКН, впливаючи на ГКН так, що його частота наближається до опорної.

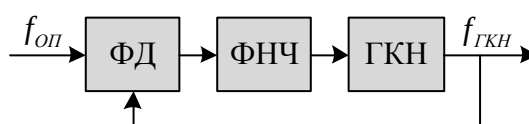


Рис. 1.14 Структурна схема класичної системи ФАПЧ

В залежності від типу реалізації ФАПЧ поділяються на: аналогові чи лінійні (APLL – analog phase locked loop, LPLL – linear phase locked loop); цифрові чи змішані (DPLL – digital phase locked loop); повністю цифрові (ADPLL – all digital phase locked loop); програмні (SPLL – software phase locked loop, SP-PLL – software programmable PLL).

У [7, 100] наведена основна класифікація систем ФАПЧ. Деякі автори [101-103] використовують подібні схеми в перетворювачах для індукційного нагрівання. Класифікація систем ФАПЧ наведена на рис. 1.15.

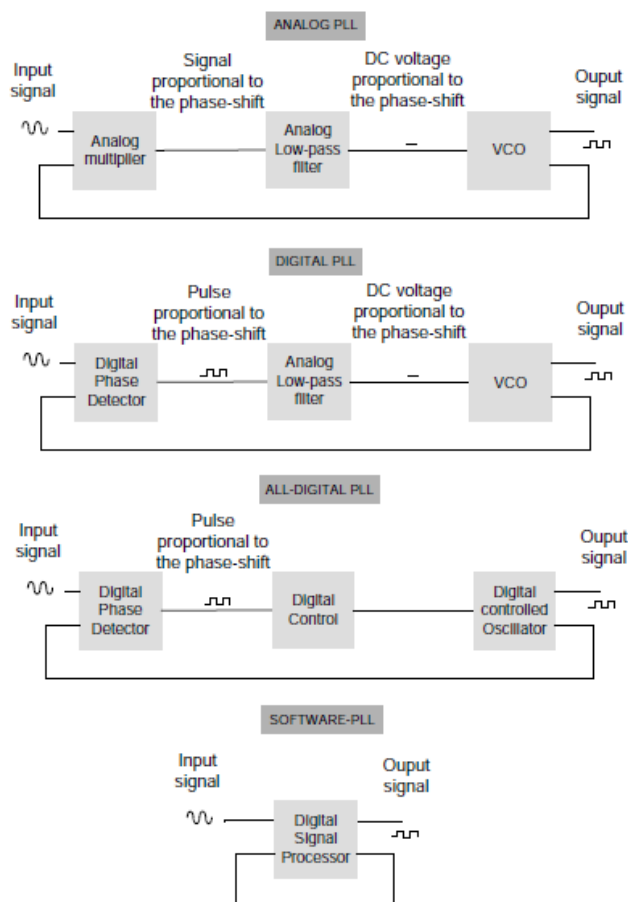


Рис. 1.15 Класифікація систем ФАПЧ

Цифрова система ФАПЧ може бути реалізована за допомогою програмування мікроконтролерів чи програмованих логічних інтегральних схем (ПЛІС) [7, 104-106].

Основним недоліком цифрових систем є їх дискретність. Дискретність цифрового генератора ФАПЧ обмежує точність встановлення бажаного фазового зсуву між струмом та напругою на виході інвертора і як наслідок, на точність встановлення бажаного струму перемикання транзисторів інвертора, що призводить до збільшення втрат потужності в транзисторах інвертора.

У випадку послідовного резонансного інвертора напруги фазовий зсув між напругою та струмом при резонансній частоті є близьким до нуля. Тоді для керування цим фазовим зсувом, деякі автори [107-110] використовують системи

ФАПЧ вимірюючи лише струм з виходу інвертора і використовують зворотній зв'язок [7], як показано на рис.1.16.

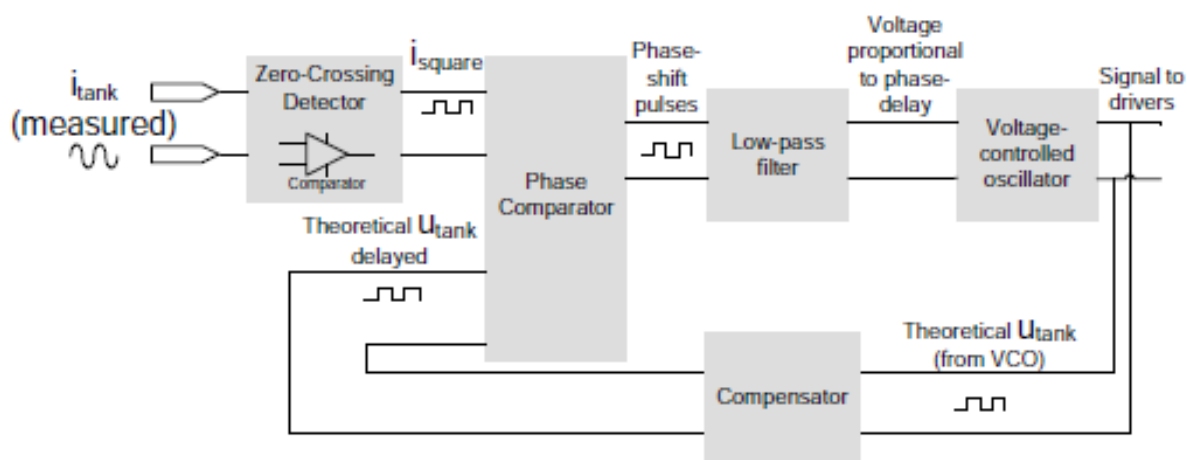


Рис. 1.16 Використання сигналу лише вихідного струму на вході системи ФАПЧ

В цьому випадку вихідний струм інвертора i являється вхідним сигналом системи ФАПЧ, а вихідний сигнал повинен синхронізуватися по цьому струму. Цей вихідний сигнал підключений до драйверів ключів інвертора і таким чином повинен бути синхронізованим з вихідною напругою інвертора. Система ФАПЧ змінює частоту поки фазовий зсув між цими двома сигналами не стане рівним нулю. Недолік використання даної схеми полягає в тому, що теоретично передбачається відсутність затримки між сигналами драйверу та вихідної напруги. Тому деякі автори [111, 103] на практиці пропонують використання компенсатора, що враховує дані затримки[7].

В іншому випадку [101, 102, 112] використовуються два вхідні сигнали – сигнал вихідної напруги та вихідного струму інвертора без використання інших сигналів зворотного зв'язку [7] як показано на рис.1.17.

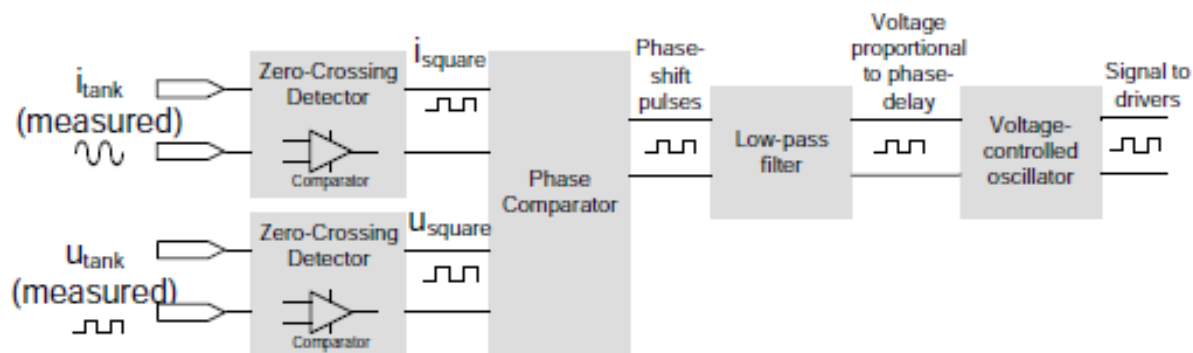


Рис. 1.17 Використання сигналів вихідного струму та напруги на вході системи ФАПЧ

Що стосується програмної ФАПЧ (SPLL), то для більш точного контролю також вимірюються обидва сигнали вихідного струму та вихідної напруги інвертора (рис. 1.18), які обробляються для отримання синхронізованого прямокутного сигналу. Сигнали надходять до детектору мікроконтролера (CAP1A відстежує напругу а CAP2A відстежує струм). Затримка часу t_φ використовується замість фазового зсуву φ , і отримується шляхом віднімання значень з детектора і множення їх на час з лічильника (t_{clock}). Потім це значення надходить до PI контролера і порівнюється з опорним сигналом часу затримки t_φ^* . Частота комутації отримана з виходу PI контролера змінює реєстр, що відповідає цим параметрам в мікроконтролері. Цей метод керування користується перевагами вбудованих ШІМ генераторів мікроконтролера, що дозволяє легко змінювати значення частоти і часу «dead-time» [7].

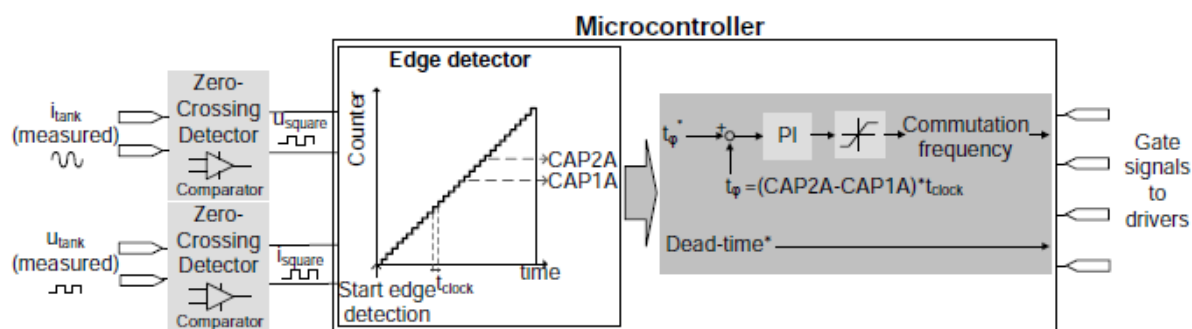


Рис. 1.18 Програмна ФАПЧ на мікроконтролері

Програмну систему ФАПЧ можна реалізувати з меншою кількістю аналогових компонентів, а основні параметри задати програмуванням. Таким чином системи ФАПЧ мають певний ряд особливостей пов'язаних зі зміною вихідної частоти та зміни параметрів навантаження.

Окрім систем ФАПЧ використовуються системи керування резонансним інвертором із самозбудженням, які також підстроюють частоту вихідного струму близьку до резонансної [113].

Однак ці системи не враховують особливості систем керування з PDM. При використанні PDM частота перемикання транзисторів на етапі T_{ON} визначається системою ФАПЧ, однак на етапі T_{OFF} частота струму дорівнює частоті вільних коливань резонансного контуру, що впливає на її роботу. Також на етапі T_{OFF} відсутня напруга на виході інвертора, яка використовувалась в деяких наведених вище системах ФАПЧ.

1.6 Система ФАПЧ резонансного інвертора напруги з модуляцією щільності імпульсів

В роботах [86, 114] представлено спосіб керування з ФАПЧ, який може використовуватись в інверторах з PDM.

Для забезпечення необхідного фазового зсуву між напругою та струмом на виході інвертора необхідно відслідковувати моменти їх переходу через нуль. При модуляції щільності імпульсів на інтервалі часу T_{OFF} вихідна напруга інвертора дорівнює нулю, тому замість сигналу вихідної напруги інвертора може бути використано вихідний сигнал генератора ФАПЧ. В такому випадку необхідно компенсувати затримку між вихідним сигналом генератора ФАПЧ та вихідною напругою інвертора, а замість відслідковування часу фазового зсуву T_ϕ між струмом та напругою на виході інвертора відслідковувати час T_Δ між початком вимкнення транзистора і переходом струму на виході інвертора через нуль [116].

На рис. 1.19 показано діаграми струму i_0 та напруги u_0 на виході інвертора, сигналів керування транзисторами ($u_{Q2,Q3}, u_{Q1,Q4}$) інвертора з драйвера та сигналів

S_p та S_N з цифрового генератора мікроконтролера системи керування.

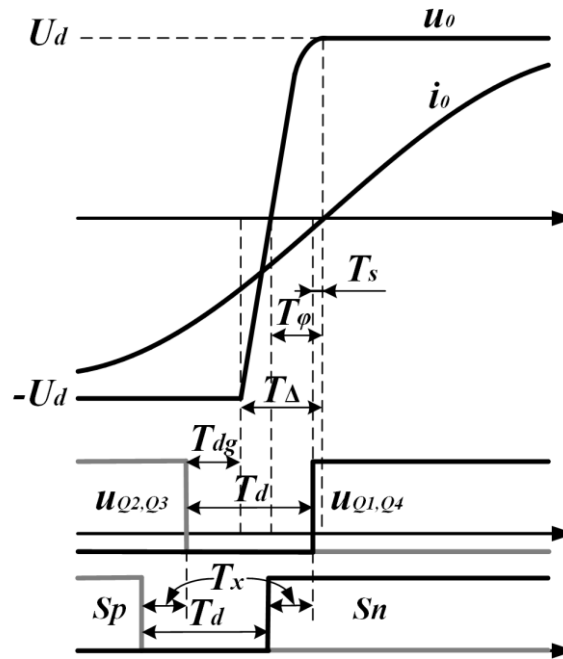


Рис. 1.19 Діаграми струму i_o та напруги u_o на виході інвертора, та сигналів керування

Сигнали S_p та S_N випереджають сигнали керування транзисторами $u_{Q2,Q3}, u_{Q1,Q4}$ на деякий час затримки T_x , що обумовлено затримкою сигналів S_p та S_N .

Для забезпечення мінімальних динамічних втрат потужності в транзисторах час T_Δ між початком вимкнення транзистора і переходом струму на виході інвертора через нуль, а також dead-time T_d між керуючими імпульсами транзисторів можна визначити наступними виразами [115] :

$$T_\Delta = \frac{T_0}{2\pi} \arccos \left(1 - \frac{4\pi C_{eff} + C_s U_d}{I_a T_0} \right) \quad (1.6)$$

$$T_d = T_\Delta + T_{dg} - T_s \quad (1.7)$$

де I_a – амплітуда вихідного струму інвертора,

C_s – ємність снабберного конденсатора,

C_{eff} – ефективне значення паразитної вихідної ємності транзистора,

U_d – напруга на вході транзисторного інвертора,

T_{dg} – час затримки між сигналом керування вимкнення транзисторів та початком наростання напруги на колектор-емітер/стік-витік,

T_s – необхідний час для ввімкнення транзисторів.

Оскільки значення часу T_d пов'язане із значенням часу T_{Δ} , системі ФАПЧ із компенсатором затримки достатньо відслідковувати значення T_d .

Значення часів T_s і T_{dg} залежать від параметрів вибраних транзисторів інвертора та параметрів системи керування. Час T_s значно менший часу наростання напруги колектор-емітер/стік-витік, тому ним можна знехтувати. Для MOSFET час T_{dg} може бути прийнято рівним часу $T_{d(off)}$ (turn-on delay time) між спадом сигналу керування на затворі з 90% та ростом напруги стік-витік на 10% від U_d , який представлений в паспортних даних транзистора. Як для MOSFET так і для IGBT час T_s та час T_{dg} можна визначити експериментальним шляхом.

При використанні модуляції щільності імпульсів та зміні параметрів навантаження амплітуда струму на виході інвертора буде змінюватись на кожному півперіоді вихідної напруги інвертора. Для забезпечення потрібних значень часу T_{Δ} та часу T_d , необхідно за півперіод вихідної напруги інвертора визначати амплітуду та середнє за модулем значення струму i_0 , а також, із урахуванням параметрів модуляції щільності імпульсів (s , m , n), спрогнозувати зміну амплітуди струму i_0 інвертора. Для визначення низки параметрів необхідна висока швидкодія периферійних пристроїв мікроконтролера, чи цифрового сигнального процесора.

На рис. 1.20 зображено структурну схему системи керування із такою системою ФАПЧ.

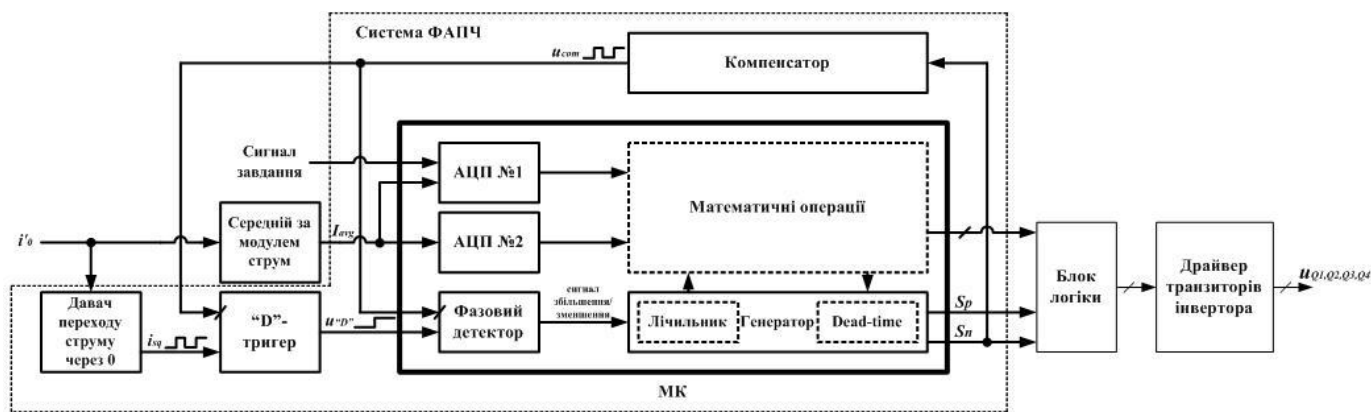


Рис. 1.20 Структурна схема системи ФАПЧ резонансного інвертора напруги з модуляцією щільності імпульсів

Мікроконтролер (МК) визначає, випереджає, чи ні сигнал струму i'_0 з трансформатора струму сигнал із компенсатора затримки u_{com} (рис. 1.21). Для цього сигнал з компенсатора затримки використовується як тактовий, за його фронтом визначається логічний рівень сигналу давача переходу струму через нуль. «D»-тригер фіксує логічний сигнал датчика переходу струму через нуль, використовуючи фронт сигналу компенсатора затримки як тактовий. В залежності від вихідного сигналу з «D»-тригера $u_{D''}$, МК системи керування збільшує, чи зменшує значення лічильника генератора МК. Використання «D»-тригера обумовлено тим, що більшість МК можуть визначити логічний рівень сигналу давача переходу струму із затримкою. Ця затримка може змінюватись під час роботи МК, що обумовлено програмною частиною МК. Числове значення середнього за модулем струму на виході інвертора визначається МК із сигналу давача середнього за модулем струму на виході інвертора. Блок логіки використовує два протифазні сигнали S_p , S_n та сигнал синхронізації від МК для формування чотирьох сигналів керування, які відповідають кожному із транзисторів інвертора. Драйвер транзисторів інвертора формує із сигналів блоку логіки 18 гальванічно-розв'язані сигнали для транзисторів інвертора.

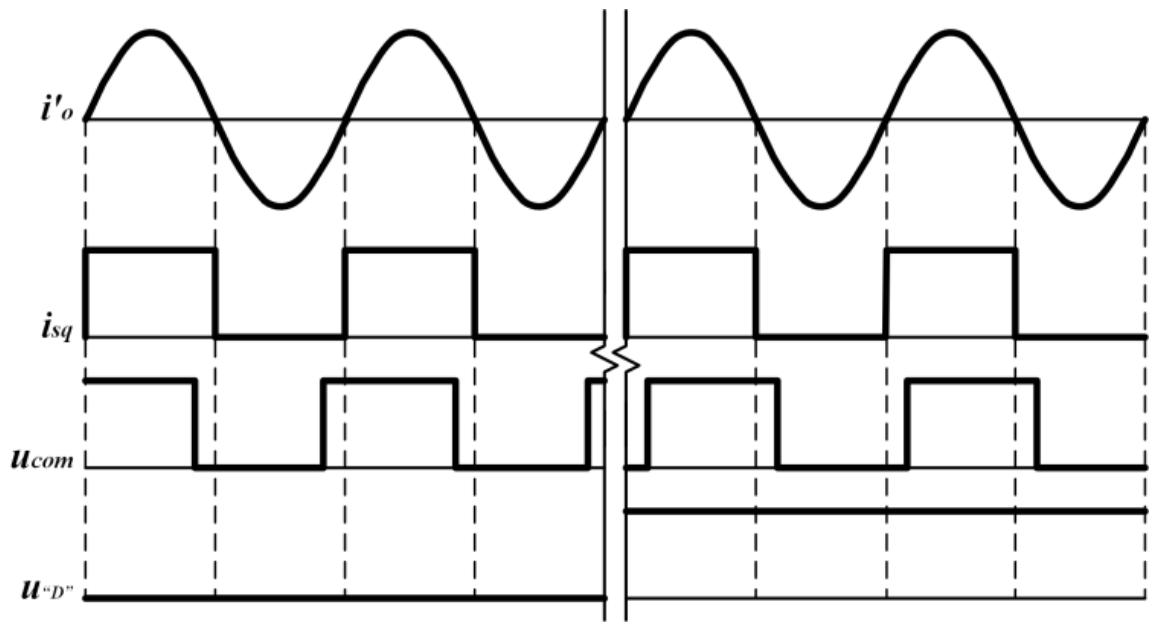


Рис. 1.21 Залежність вихідного сигналу з D-тригера від сигналів струму i'_o та компенсатора затримки u_{com}

В запропонованій ФАПЧ необхідний час T_d визначається лише для мінімальної амплітуди струму за період модуляції щільності імпульсів.

При регулюванні на основі модуляції щільності імпульсів та перемиканні транзисторів інвертора при вихідному струмі інвертора близькому до нуля, можна знехтувати реактивною складовою вихідної потужності інвертора та визначити середній за модулем струм I_{avg} на виході інвертора як:

$$I_{avg} = \frac{8}{\pi^2} \frac{m}{s} \frac{U_d}{R_0}, \quad (1.8)$$

де R_0 – еквівалентний активний опір схеми заміщення навантаження.

Мінімальна амплітуда струму I_{amin} на виході інвертора при модуляції щільності імпульсів ($0 < \gamma < 1$) визначається виразом [69] :

$$I_{amin} = I_a \frac{1 - e^{-\frac{\pi}{Q}m}}{1 - e^{-\frac{\pi}{Q}s}} e^{-\frac{\pi}{Q}\left(n - \frac{1}{4}\right)}. \quad (1.9)$$

Із виразу (1.5) можна визначити R_0

$$R_0 = \frac{8}{\pi^2} \frac{m}{s} \frac{U_d}{I_{avg}}. \quad (1.10)$$

Вираз (1.6), враховуючи (1.7), можна представити

$$I_{a \min} = \frac{\pi I_{avg}}{2} \frac{1 - e^{-\frac{\pi}{Q} m}}{1 - e^{-\frac{\pi}{Q} s}} e^{-\frac{\pi}{Q} \left(n - \frac{1}{4} \right)}. \quad (1.11)$$

Тоді вираз (1.3) для мінімальної амплітуди струму матиме вигляд

$$T_d = \frac{T_0}{2\pi} \arccos \left(1 - \frac{8U_d}{I_{avg} T_0} \frac{C_{eff} + C_s}{1 - e^{-\frac{\pi}{Q} m}} \frac{1 - e^{-\frac{\pi}{Q} s}}{e^{-\frac{\pi}{Q} \left(n - \frac{1}{4} \right)}} \right) + T_{dg} - T_s \quad (1.12)$$

Добротність коливального контуру можна визначити

$$Q = \frac{T_0}{2\pi CR} = \frac{T_0}{2\pi C k^2 R_0} = \frac{\pi T_0 s I_{avg}}{16 C k^2 m U_d}, \quad (1.13)$$

де k – коефіцієнт трансформації погоджувального трансформатора.

Хоча стандартні бібліотеки при написанні програмного коду МК містять підтримки дійсних чисел і обчислення базових математичних функцій для них, на практиці, використання стандартних бібліотечних процедур може призвести до генерації відносно громіздкого та повільного коду. В зв'язку із цим, для обчислення з високою швидкістю в програмі МК виразу (1.9), функцію $\arccos$ можна розкласти в степеневий ряд Тейлора 3-го порядку.

Визначення значення функції $\arccos$ для малих кутів при розкладанні в

степеневий ряд Тейлора 3-го порядку дає значну похибку. Тому, визначення функції $\arccos$ доцільно реалізовувати через визначення $\arcsin$. Відомо, що для діапазону $0 \leq x \leq 1$ функцію $\arccos$ можна представити через $\arcsin$:

$$\arccos x = \arcsin \sqrt{1-x^2}. \quad (1.14)$$

Вираз (1.9) при розкладанні в степеневий ряд Тейлора 3-го порядку через $\arcsin$ матиме вигляд [86]:

$$\begin{aligned} T_d = & \frac{T_0}{2\pi} \sqrt{1 - \left(1 - \frac{8U_d C_{eff} + C_s \left(1 - e^{-\frac{16Ck^2 U_d m}{T_0 I_{avg}}} \right)}{I_{avg} T_0 \left(1 - e^{-\frac{16Ck^2 U_d m^2}{T_0 I_{avg} s}} \right) e^{-\frac{16Ck^2 U_d m}{T_0 I_{avg} s} \left(n - \frac{1}{4} \right)} \right)^2} + \\ & + \frac{T_0}{12\pi} \left(\sqrt{1 - \left(1 - \frac{8U_d C_{eff} + C_s \left(1 - e^{-\frac{16Ck^2 U_d m}{T_0 I_{avg}}} \right)}{I_{avg} T_0 \left(1 - e^{-\frac{16Ck^2 U_d m^2}{T_0 I_{avg} s}} \right) e^{-\frac{16Ck^2 U_d m}{T_0 I_{avg} s} \left(n - \frac{1}{4} \right)} \right)^2} \right)^3 + T_{dg} - T_s. \end{aligned} \quad (1.15)$$

Таким чином, необхідне значення часу T_d для запропонованої ФАПЧ можна визначити за (1.12) при $0 < \gamma < 1$, а при $\gamma = 1$ [24]:

$$\begin{aligned} T_d = & \frac{T_0}{2\pi} \sqrt{1 - \left(1 - \frac{8U_d (C_{eff} + C_s)}{I_{avg} T_0} \right)^2} + \\ & + \frac{T_0}{12\pi} \left(\sqrt{1 - \left(1 - \frac{8U_d (C_{eff} + C_s)}{I_{avg} T_0} \right)^2} \right)^3 + T_{dg} - T_s. \end{aligned} \quad (1.16)$$

Вхідна напруга інвертора головним чином залежить лише від напруги джерела живлення, тому значення напруги на вході інвертора U_d можна вважати сталою величиною, а в програму МК слід закласти максимальне значення U_d .

Таким чином представлений спосіб ФАПЧ в системах керування резонансним інвертором напруги з модуляцією щільності імпульсів, який використовує давач переходу струму через нуль та змінює час затримки між керуючими імпульсами транзисторів та струмом в залежності від зміни амплітуди струму, частоти, розраховуючи мінімальне значення амплітуди пульсуючого струму в залежності від ємності транзисторів, добротності та параметрів модуляції. Це суттєво ускладнює схему та зменшує точність роботи ФАПЧ. Також ця система не враховує несинусоїдальність вихідного струму при низьких добротностях коливального контура.

В [82] представлена подібна система ФАПЧ для систем керування з PDM, яка використовує зворотній зв'язок по вихідному струму інвертора, в якій також присутні наведені вище недоліки.

В публікаціях достатньо широко представлені дослідження систем ФАПЧ для резонансних інверторів, але це не стосується систем керування з PDM. Представлені аналогові, цифрові, аналого-цифрові та інші системи ФАПЧ. Ці системи використовують зворотній зв'язок з давачів переходу вихідного струму та напруги через нуль, або лише давачів переходу вихідного струму через нуль. Перші забезпечують більш високу точність роботи ФАПЧ. Однак всі ці системи для забезпечення оптимальних режимів перемикання повинні проводити розрахунки часових зсувів в залежності від параметрів транзисторів, частоти, напруги живлення та часу затримки елементів системи керування. Розрахунки проводяться при припущенні синусоїдальності струму. Також є труднощі з визначенням еквівалентної ємності транзисторів, від якої залежить час зростання напруги на транзисторах при перемиканні. Її значення не надається виробниками для заданих режимів використання транзисторів. За низької добротності форма струму відхиляється від синусоїдальної, тому розрахунки фазового зсуву при цьому проводяться з певною похибкою [54]. Таким чином є актуальною розробка

більш досконалих систем ФАПЧ.

Висновки до розділу 1

1. В транзисторних резонансних інверторах напруги застосовують різні способи регулювання струму навантаження такі як частотно-імпульсний, фазо-імпульсний, широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) та модуляції щільності імпульсів (PDM). З точки зору зменшення динамічних втрат в транзисторах високочастотних перетворювачів, використання модуляції щільності імпульсів є більш доцільним та ефективним в порівнянні з іншими способами модуляції. Він дозволяє забезпечити комутацію ключів інвертора при мінімальних струмах навантаження.

2. Основною особливістю індукційного нагрівання є зміна параметрів навантаження під час технологічного процесу, таких як опір та індуктивність, а отже і добротності, що в свою чергу впливає на роботу інвертора, його силових ключів та енергетичних втрат у них. Тому важливим елементом для силового перетворювача є система ФАПЧ, що намагається підтримувати стабільний зсув фаз між вихідними напругою та струмом інвертора і забезпечує комутацію ключів інвертора при відносно невеликих струмах.

3. В публікаціях достатньо широко представлені дослідження систем ФАПЧ для резонансних інверторів, але це не стосується систем керування з PDM. Система PDM вносить складності в роботу ФАПЧ, тому що напруга на виході інвертора на певних інтервалах модуляції дорівнює нулю. Крім того спостерігаються низькочастотні коливання струму. Відомі способи керування не враховують цих особливостей. Таким чином є актуальною розробка більш досконалих систем ФАПЧ для систем керування з PDM.

РОЗДІЛ 2

СПОСІБ КЕРУВАННЯ ПОСЛІДОВНИМ РЕЗОНАНСНИМ ІНВЕРТОРОМ УСТАНОВОК ІНДУКЦІЙНОГО НАГРІВАННЯ З ФАПЧ ТА PDM

2.1 Система ФАПЧ послідовного резонансного інвертора при низькій добротності коливального контуру.

Важливими аспектами при дослідженні та розробці перетворювачів для обладнання індукційного нагрівання є їх аналітичні розрахунки, зокрема визначення вихідного струму інвертора в усталеному режимі роботи. Багато авторів проводять аналіз нехтуючи вищими гармоніками у складі вихідної напруги інвертора, замінюючи прямокутну форму вихідної напруги інвертора синусоїдальною напругою із амплітудою рівною амплітуді першої гармоніки вихідної напруги інвертор [52, 62, 69, 88]. І хоча таке спрощення дозволяє отримати аналітичні вирази, які описують вихідний струм інвертора із високою точністю при високій добротності послідовного резонансного контуру, при низькій добротності похибка може бути суттєвою [52]. Оскільки, багато авторів використовують аналітичні вирази вихідного струму інвертора при визначенні часу затримки між керуючими імпульсами транзисторів [7, 86, 94, 105, 121], похибка при визначенні вихідного струму інвертора при низькій добротності резонансного контуру може призвести до виходу із ладу перетворювача в наслідок виникнення жорстких режимів перемикання транзисторів інвертора чи появи надмірної напруги на конденсаторі резонансного контуру [119].

Для установок індукційного нагрівання характерний широкий діапазон зміни параметрів навантаження, при цьому добротність може змінюватись в діапазоні від 2 до 20 та ширше [5]. За високої добротності форма струму близька до синусоїдальної. Чому відповідають вирази наведені в [7, 86]. Розглянемо як

впливає низька добротність на роботу системи ФАПЧ і яка похибка виникає в запропонованих системах.

Проведено дослідження впливу добротності навантаження резонансного інвертора напруги з послідовним резонансним контуром установок індукційного нагрівання на коректність роботи системи ФАПЧ.

На рис. 2.1 зображено ідеалізовані діаграми роботи інвертора на інтервалі перемикання транзисторів у процесі роботи системи ФАПЧ [86].

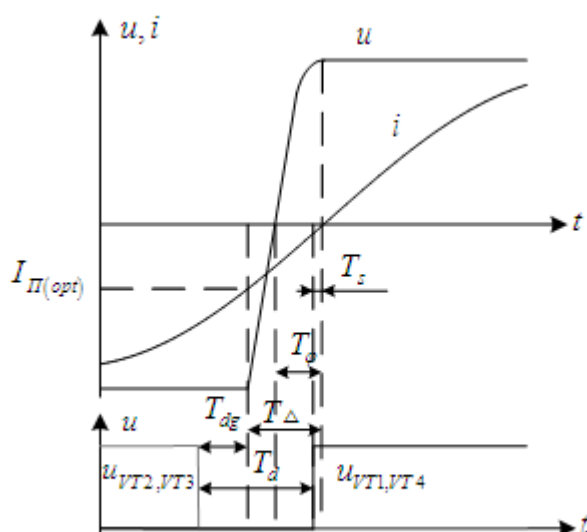


Рис. 2.1 Ідеалізовані діаграми роботи на інтервалі перемикання транзисторів при роботі системи ФАПЧ

Для запобігання протіканню наскрізних струмів при перемиканні транзисторів верхнього та нижнього плеча інвертора в керуючий сигнал перемикання транзисторів $u_{VT1,VT4}, u_{VT2,VT3}$ вводять час затримки t_d (dead time) між кожною парою сигналів вмикання та вимкнення (рис. 2.1). Для зменшення динамічних втрат транзистори потрібно вмикати при малому струмі та індуктивному характері навантаження (при цьому частота інвертора вище резонансної частоти) так, щоб вмикання другої пари транзисторів відбувалося у момент, коли струм навантаження буде близьким до нуля.

Через транзистори інвертора при високій добротності резонансного контуру протікає струм близький до синусоїдальної форми. Умова оптимального режиму перемикання (цьому режиму відповідає оптимальний струм перемикання $I_{П(опт)}$, при якому досягаються мінімальні динамічні втрати потужності в транзисторах, виконуються, якщо повний перезаряд паразитних ємностей транзистора і снабберних конденсаторів C_s закінчиться в момент переходу вихідного струму інвертора через нуль. Час, необхідний для перезаряду паразитних ємностей транзистора T_{Δ} (між початком вимкнення транзистора і переходом струму на виході інвертора через нуль) а також T_d між керуючими імпульсами транзисторів визначається виразами [118]:

$$T_{\Delta(опт)} = \frac{T}{2\pi} \arccos \left(1 - \frac{4\pi C_{eff} + C_s U_D}{I_a T} \right); \quad (2.1)$$

$$T_d = T_{\Delta(опт)} + T_{dg} - T_s, \quad (2.2)$$

де I_a , T – амплітуда та період вхідного струму інвертора, відповідно,

C_s – ємність снабберного конденсатора,

C_{eff} – ефективне значення паразитної вихідної ємності транзистора,

U_D – напруга на вході транзисторного інвертора,

T_{dg} – час затримки між сигналом керування вимкнення транзисторів та початком наростання напруги на виводах колектор-емітер/стік-витік,

T_s – необхідний час для ввімкнення транзисторів [86].

Оптимальний струм перемикання $I_{П(опт)}$ рис.2.1, якщо припустити синусоїдальність струму, можна визначити за формулою:

$$I_{\Pi(opt)} = I_a \sin\left(\frac{2\pi}{T} T_{\Delta(opt)}\right), \quad (2.3)$$

де I_a – амплітуда вихідного струму.

За умови, якщо система керування з ФАПЧ використовує вирази (2.1), (2.2) та враховує зміну частоти, амплітуди вихідного струму, а можливо і напруги на вході інвертора, забезпечуються оптимальні режими перемикання транзисторів при зміні параметрів навантаження та напруги живлення. У цьому разі форма вихідного струму вважається синусоїдальною, що справедливо для високої добротності коливального контуру [118].

На рис. 2.2 представлено схему заміщення вихідного кола послідовного резонансного інвертора напруги, в якій вихідна напруга інвертора $u(t)$ являє собою змінну напругу прямокутної форми, а значення R - L - C елементів схеми є зведеними значеннями відповідних їм елементів під'єднаних до вторинної обмотки погоджувального трансформатора [119].

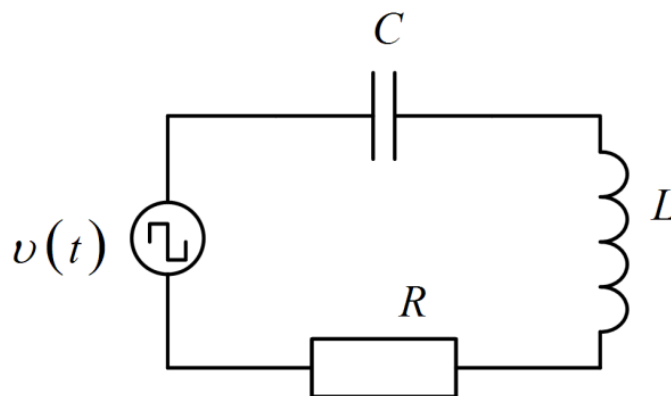


Рис. 2.2 Схема заміщення вихідного кола послідовного резонансного інвертора напруги

Напругу на виході інвертора (за формою меандр з нульовою постійною складовою) можна представити у вигляді суми гармонік:

$$u(t) = \sum_{k=1}^{k=\infty} U_{km} \sin(k \omega t), \quad (2.4)$$

де U_{km} - амплітуда k -ої гармоніки на виході інвертора; ω - частота першої гармоніки.

Миттєве значення вихідного струму інвертора $i(t)$ визначається виразом

$$i(t) = \sum_{k=1}^{k=\infty} I_{km} \sin(k \omega t - \varphi_k), \quad (2.5)$$

де амплітуда k -ої гармоніки струму на виході інвертора:

$$I_{km} = \frac{4U_D}{k\pi \sqrt{R'^2 + (k\omega L' - \frac{1}{k\omega C'})^2}} = \frac{4U_D}{k\pi R' \sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{k\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{k\omega} \right)^2}}; \quad (2.6)$$

кут зсуву фаз між напругою та струмом k -ої гармоніки:

$$\varphi_k = \arctg \frac{k\omega L' - \frac{1}{k\omega C'}}{R'} = \arctg \left(Q \left(\frac{k\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{k\omega} \right) \right), \quad (2.7)$$

де R' , L' , C' - відповідно активний опір, індуктивність, ємність навантаження з урахуванням паразитних параметрів трансформатора та з'єднувальних ланцюгів, приведені до первинної обмотки трансформатора, Q – добротність коливального контуру, ω_0 – резонансна частота.

Для першої гармоніки

$$I_{1m} = \frac{4U_D}{\pi R' \sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}}, \quad (2.8)$$

$$\varphi_1 = \arctg \left(Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right). \quad (2.9)$$

На рис. 2.3 наведені діаграми вихідного струму $i(t)$, струму розрахованого по першій гармоніці $i_1(t)$ та ідеалізованої напруги на виході інвертора $u(t)$ для $Q=2$. Тривалість фронту напруги близька до нуля. З діаграм видно, що $i(t)$ та $i_1(t)$ відрізняються по формі. При високих Q вони практично співпадають. Якщо розрахувати $T_{A(opt)}$ по першій гармоніці то отримаємо завищене значення I_{II} , яке не буде оптимальним [118].

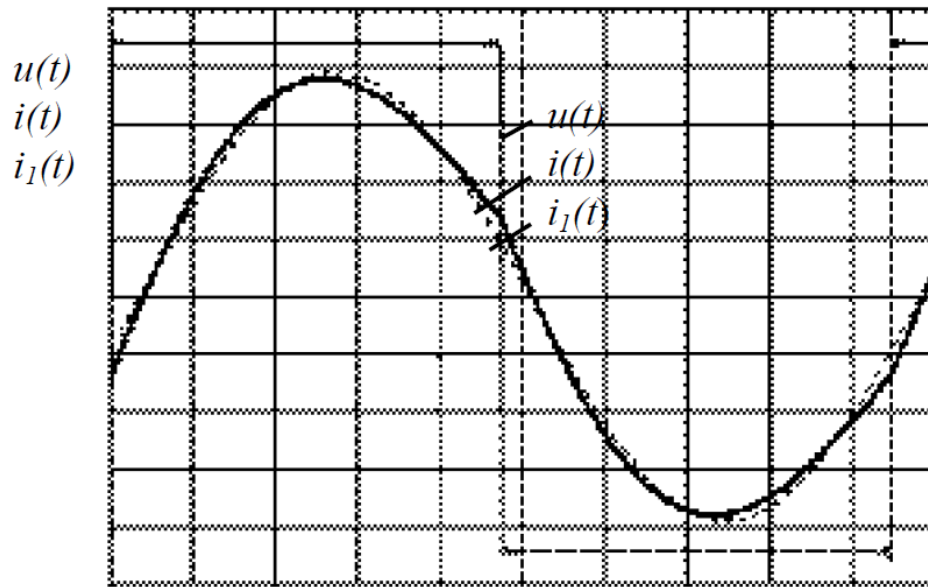


Рис.2.3 Діаграми вихідного струму та напруги

Враховуючи те що величина $T_{\Delta(opt)}$ мала порівняно з напівперіодом струму поблизу точки перетину струму нульового рівня, форму струму можна вважати лінійною, а кут її нахилу дорівнює похідній струму [122]. Співвідношення похідних $i'(t)$ та $i'_1(t)$ при різних Q буде визначати коректність визначення оптимального режиму комутації [118].

З (2.5), (2.6) отримаємо:

$$i'(t) = \sum_{k=1}^{k=\infty} \frac{4U_D}{\pi R' \sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{k\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{k\omega} \right)^2}} \omega \cos(k\omega t - \varphi_k) , \quad (2.10)$$

$$i_1'(t) = \frac{4U_D}{\pi R' \sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}} \omega \cos(\omega t - \varphi_1) , \quad (2.11)$$

$$\frac{i_1' \left(\frac{\varphi_1}{\omega} \right)}{i_1' \left(\frac{\varphi_1}{\omega} \right)} = \frac{I_{II}}{I'_{II}} = \sum_{k=1}^{k=\infty} \frac{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{k\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{k\omega} \right)^2}} \cos(k \varphi_1 - \varphi_k) . \quad (2.12)$$

Система ФАПЧ автоматично забезпечує $T_{\Delta(opt)}$, яке визначається з (2.1), не залежить від Q та змінюється з частотою. Оскільки $\varphi_1 = T_{\Delta} \omega$, розклавши функцію $\arctg$ в ряд Тейлора 1-го порядку, з (9) отримаємо:

$$T_{\Delta} \omega = Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) , \quad (2.13)$$

$$\frac{\omega}{\omega_0} = \sqrt{\frac{Q}{Q - T_{\Delta} \omega_0}} . \quad (2.14)$$

На рис. 2.4 наведені залежності співвідношення похідних $\frac{i_1' \left(\frac{\varphi_1}{\omega} \right)}{i_1' \left(\frac{\varphi_1}{\omega} \right)}$ для моменту часу перетину струму $i_1(t)$ нульового рівня $t = \varphi_1 / \omega$.

Розрахунки проводились для інвертора, побудованого на Ultrafast IGBT модулях SKM100GB125DN, який живиться від випрямленої напруги трифазної мережі живлення $3 \times 380\text{В}$. Напруга $U_D = 530\text{В}$, $C = 1.1\text{нФ}$ (отримано з експериментальних досліджень), $C_s = 0$. $R' = 28\text{ Ом}$, $L' = 1,4\text{ мГн}$, $C' = 4.1\text{нФ}$ для $Q=20$, резонансна частота $f_0 = 66.43\text{кГц}$, $T_{A(opt)} = 480\text{нс}$. Залежності рис. 2.4 справедливі для різних параметрів схеми, максимальне значення співвідношення похідних досягає 130%.

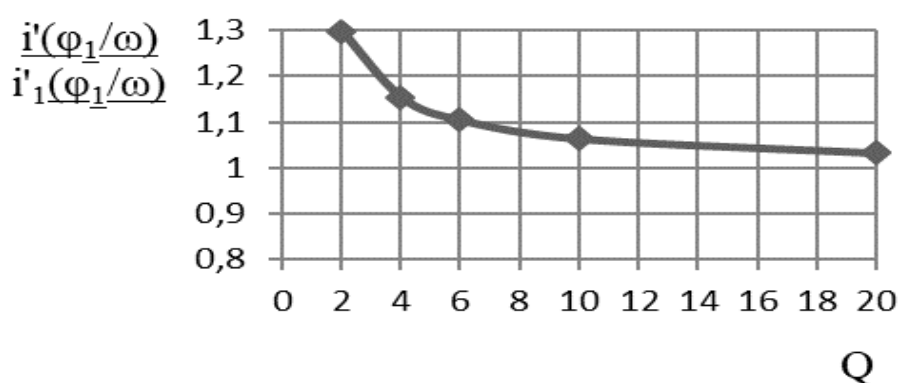


Рис. 2.4 залежності співвідношення похідних $\frac{i'(\varphi_1/\omega)}{i'_1(\varphi_1/\omega)}$

Для перевірки та уточнення розрахунків з урахуванням фронту перемикання транзисторів проведено моделювання електромагнітних процесів за схемою рис.1.12 за допомогою програмного забезпечення PSpice. На рис. 2.5 зображено еквівалентну схему перетворювача. Силкові транзистори модулів замінені ідеальними ключами (S1-S4), які керуються від імпульсних джерел напруги V1, V2, параметри яких можна змінювати та забезпечити необхідні T , T_A та T_d . При цьому моделювання та розрахунки проводились для інвертора, параметри якого зазначені вище. $C1=C2=C3=C4=1,1\text{нФ}$ - вихідна ємність транзисторів, яка моделює тривалість фронту перемикання транзисторів. Q змінювалась за рахунок зміни L' , C' .

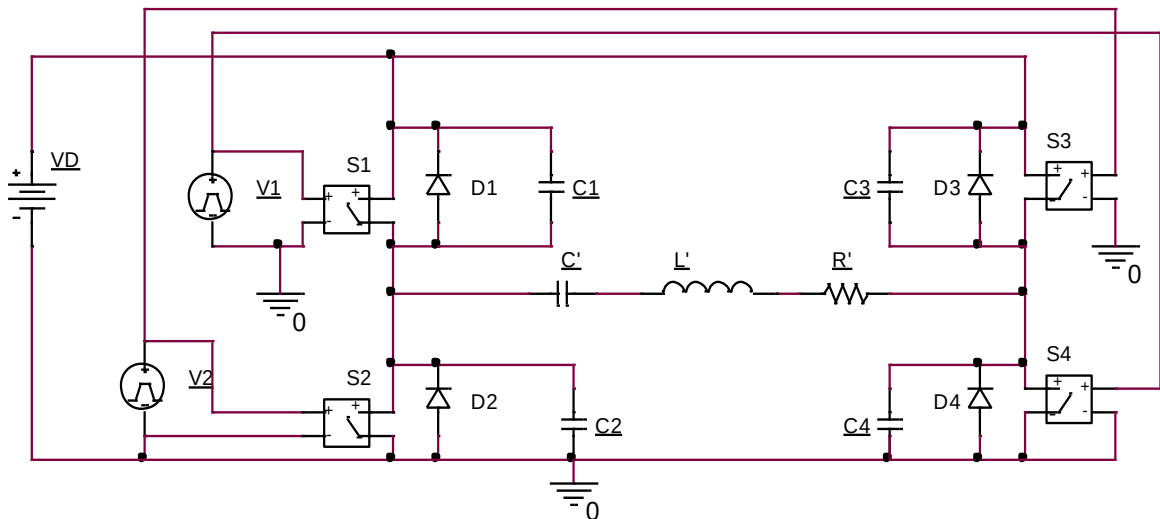


Рис. 2.5 Еквівалентна схема перетворювача

На рис. 2.6 а, б наведені діаграми вихідної напруги та струму інвертора при оптимальних режимах перемикання транзисторів інвертора для $Q=20$ та $Q=2$ відповідно. Однак з рис 2.6 б видно, що режим перемикання транзисторів при $Q=2$ не відповідає критерію оптимальності, а струм на момент перемикання вище ніж при $Q=20$.

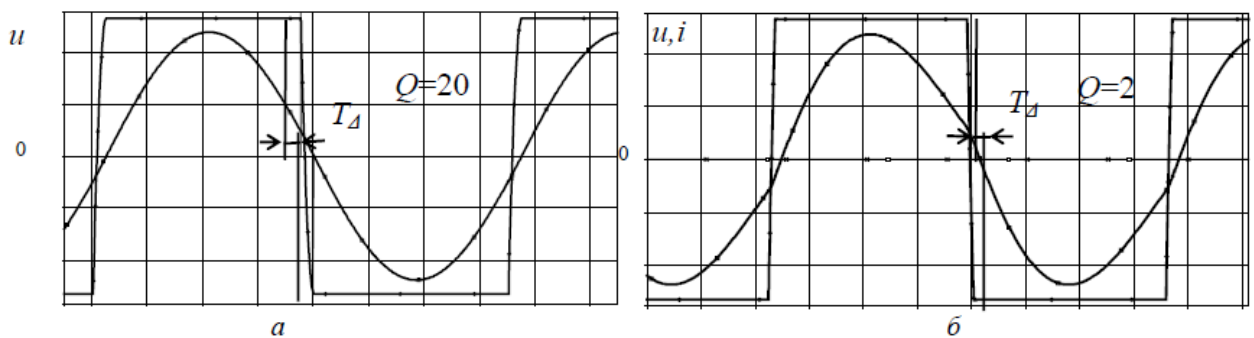


Рис. 2.6 Діаграми вихідної напруги та струму інвертора при оптимальних режимах перемикання транзисторів

На практиці оптимальний режим забезпечити важко при широкому діапазоні зміни параметрів навантаження, оскільки окрім зміни частоти та амплітуди струму може змінюватись величина напруги живлення, є розбіг параметрів елементів, які також залежать від температури. Крім того при використанні регулювання струму за допомогою модуляції щільності імпульсів спостерігаються пульсації струму [62, 86]. Тому час T_d доцільно збільшити, щоб не допустити режим роботи, коли величина напруги на виході інвертора досягає максимального значення після моменту часу, коли струм міняє свій знак (у цьому режимі значно зростають втрати енергії в ключових елементах інвертора).

На рис. 2.7 представлені залежності струму перемикавання I'_Π до ідеалізованого (розрахованого для першої гармоніки) струму перемикавання I_Π від Q при оптимальних та реальних режимах перемикавання. Видно зростання похибки розрахунку струму перемикавання $I'_{\Pi(opt)}/I_{\Pi(opt)}$ та I'_Π/I_Π при зменшенні Q . Графіки схожі на графіки, наведені на рис. 2.4, однак є більш точними за рахунок врахування тривалості фронту перемикавання транзисторів.

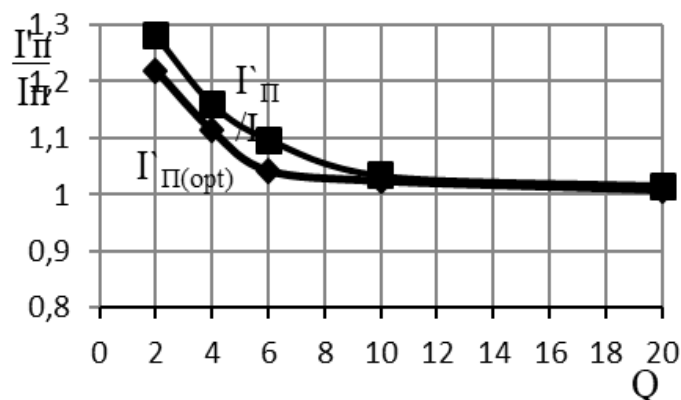


Рис. 2.7 Залежності струму перемикавання I'_Π до ідеалізованого (розрахованого для першої гармоніки) струму перемикавання I_Π від Q

У випадку коли $Q=2$ спостерігається високе значення похибки розрахунку струму перемикавання. В цьому випадку реальний струм перемикавання більший,

приблизно на 28,2 % для I_{Π} та на 22% для $I_{\Pi(opt)}$. А у випадку коли добротність висока, наприклад $Q=20$ похибка становить приблизно 1% [118].

Таким чином для забезпечення оптимальних режимів перемикання при низьких Q необхідно зменшити значення T_{Δ} , отримане з (2.1), помноживши його на коефіцієнт k_Q , який залежить від Q [118]. Тоді значення затримки буде визначатись, як

$$T'_{\Delta} = k_Q T_{\Delta}. \quad (2.15)$$

З урахуванням необхідності в оптимальному режимі перемикання розрядити заряд q , який накопичено в C (в випадку наявності снаберних конденсаторів C та C_s), що дорівнює площі трикутника зі сторонами $I_{\Pi(opt)}$ та T_{Δ} , [122].

$$q = 2CU_D = \frac{I_{\Pi(opt)}T_{\Delta}}{2}, \quad (2.16)$$

знаходимо

$$k_{Q(opt)} = \frac{T'_{\Delta}}{T_{\Delta}} = \sqrt{\frac{I_{\Pi(opt)}}{I'_{\Pi(opt)}}} \quad (2.17)$$

Залежності k_Q від Q представлені на рис. 2.8.

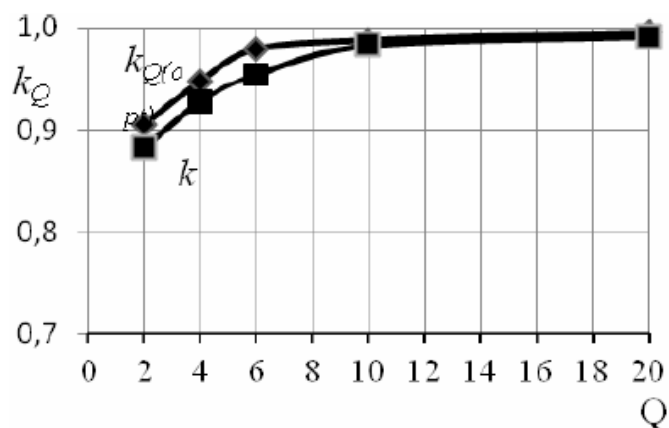


Рис. 2.8 Залежності k_Q від Q

Таким чином адаптивні системи ФАПЧ резонансних інверторів напруги установок індукційного нагрівання, які регулюють фазовий зсув між вихідними напругою та струмом за зміни параметрів навантаження, і в яких приймається вихідний струм синусоїдальним, привносять похибку в розрахунки фазового зсуву за низьких добротностей коливального контуру [118].

При низьких добротностях, наприклад рівних двом, струм перемикання може збільшитись до 30% у порівнянні зі струмом перемикання за високих добротностей, що відповідно збільшує втрати потужності при перемиканні транзисторів. Для забезпечення оптимальних режимів перемикання транзисторів час затримки імпульсів керування транзисторами відносно часу перетину струмом нульового рівня необхідно зменшувати залежно від добротності контуру навантаження інвертора [119].

Далі проведено порівняльний аналіз аналітично визначених виразів вихідного струму інвертора для вихідної напруги прямокутної форми та синусоїдальної форми, шляхом визначення відхилення між максимальними значеннями вихідного струму інвертора.

На рис. 2.2 представлено схему заміщення вихідного кола послідовного резонансного інвертора напруги.

При нехтуванні вищими гармоніками у складі вихідної напруги інвертора, її можна замінити синусоїдальною напругою:

$$u(t) = U_m \sin \omega_d t \quad (2.18)$$

де:

$U_m = 4/\pi U_d$ – амплітуда першої гармоніки вихідної напруги інвертора (В),

U_d – вхідна напруга інвертора (В),

$\omega_d = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}$ – власна частота затухаючих коливань резонансного контуру R-L-C.

У такому випадку вихідний струм інвертора буде описуватись виразом:

$$i_{o1}(t) = \frac{U_m}{R} \sin \omega_d t . \quad (2.19)$$

Вихідна напруга інвертора прямокутної форми описується:

$$u(t) = \begin{cases} U_d, & t \in 0..T_d/2 ; \\ -U_d, & t \in T_d/2..T_d , \end{cases} \quad (2.20)$$

де: $T_d = \frac{2\pi}{\omega_d}$ – період власних затухаючих коливань резонансного контуру R-L-C .

Відповідно, вихідний струм інвертора на півперіоді $T_d/2$ описується виразом:

$$i_{o2}(t) = \frac{U_d}{L\omega_d} \frac{2}{1 - e^{-\frac{R}{2L} \frac{T_d}{2}}} \sin(\omega_d t) e^{-\frac{R}{2L} t} . \quad (2.21)$$

Максимальне значення вихідного струму інвертора може бути визначене як локальний екстремум відповідних функцій струму (2.19) та (2.21):

$$I_{p1} = \frac{4/\pi U_d}{R} \quad (\text{для струму (2.19)}), \quad (2.22)$$

$$I_{p2} = \frac{U_d}{L\omega_d} \frac{2}{1 - e^{-\frac{R}{2L} t_1}} \sin(\omega_d t_1) e^{-\frac{R}{2L} t_1} \quad (\text{для струму (2.21)}), \quad (2.23)$$

де:

$$t_1 = \frac{1}{\omega_d} \arctan\left(\frac{2L\omega_d}{R}\right).$$

Відхилення між максимальними значеннями струму можна визначити як:

$$\delta_p = \frac{|I_{p1} - I_{p2}|}{I_{p2}} \times 100\% . \quad (2.24)$$

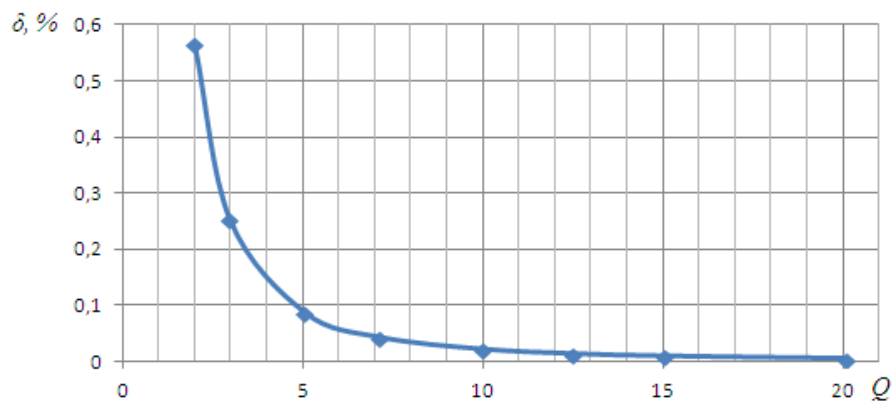


Рис. 2.9 Графік відхилення між піковими значеннями струму при різних значеннях добротності резонансного контуру

На рис. 2.9 показано графік відхилення δ_p між максимальними значеннями струму при різних значеннях добротності резонансного контуру.

У той же час екстремуми функцій (2.19) та (2.21) знаходяться в різних точках, тому іншим параметром оцінювання може бути відхилення між значеннями цих функцій в одній точці $t = T_d/2$:

$$\Delta = \frac{i_{O1}(T_d/2) - i_{O2}(T_d/2)}{i_{O2}(T_d/2)} \times 100\% = \left(\frac{R}{\pi} \sqrt{4Q^2 - 1} \frac{1 - e^{-\frac{\pi}{\sqrt{4Q^2 - 1}}}}{e^{-\frac{1}{2} \frac{\pi}{\sqrt{4Q^2 - 1}}}} - 1 \right) \times 100\%, \quad (2.25)$$

де: Q – добротність коливального контуру.

На рис. 2.10 показано залежність відхилення Δ від добротності коливального контуру.

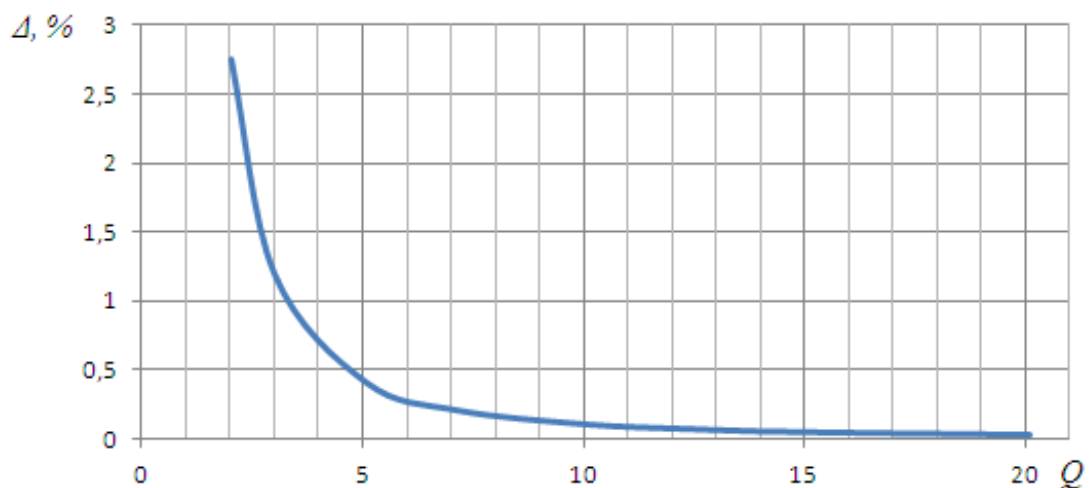


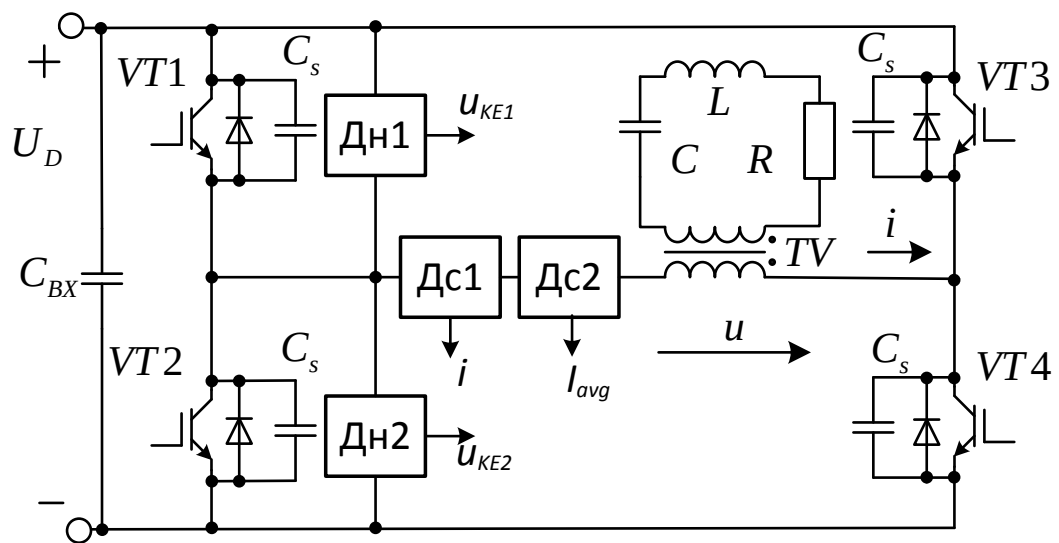
Рис. 2.10 Залежність відхилення Δ від добротності коливального контуру

Таким чином для добротності резонансного контуру від 5 та вище нехтування вищими гармоніками у складі вихідної напруги інвертора не вносить значної похибки при визначенні вихідного струму інвертора; однак, при добротності нижче 5, аналітичні розрахунки слід проводити із урахуванням впливу вищих гармонік [119].

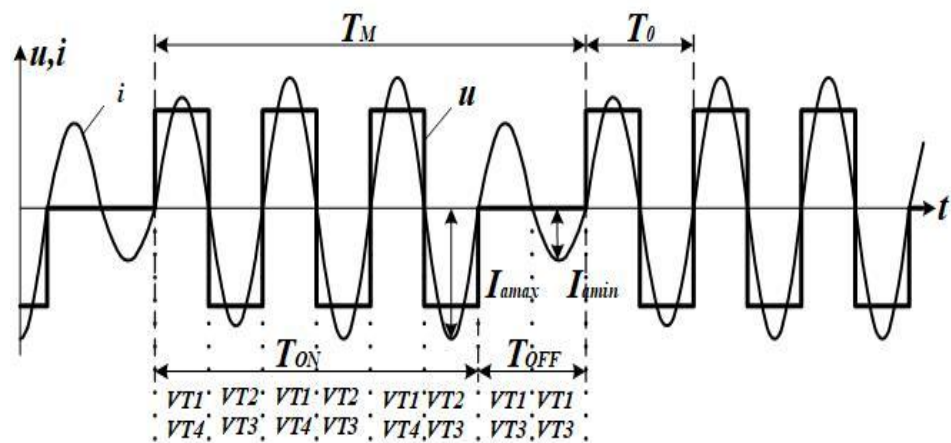
2.2 Спосіб керування послідовним резонансним інвертором з системою ФАПЧ

Як показали раніше наведені дослідження, відомі способи керування послідовним резонансним інвертором з ФАПЧ та модуляцією щільності імпульсів мають недоліки при роботі в широкому діапазоні регулювання вихідного струму, зміни параметрів навантаження та наявності коливань величини напруги живлення інвертора. Запропоновано новий спосіб керування послідовним резонансним інвертором з системою ФАПЧ та PDM, який полягає в тому, що система ФАПЧ підстроює частоту на інтервалі наявності напруги на виході інвертора та використовує сигнали зворотнього зв'язку за напругою колектор-емітер (стік-витік) транзисторів та за вихідним струмом інвертора, а на інтервалі нульової напруги на виході інвертора зберігається ця частота [106]. На відміну від багатьох відомих систем ФАПЧ використовується не напруга на виході інвертора, а напруга на транзисторах та відслідковується момент вимикання транзисторів на відповідних інтервалах роботи.

На рис. 2.11 а) представлено схему силової частини резонансного інвертора установки індукційного нагрівання з послідовним контуром на виході та давачами напруги колектор-емітер (стік-витік) $u_{ке}$ транзисторів (Дн1, Дн2), миттєвого значення вихідного струму i (Дс1), середнього за модулем значення вихідного струму I_{avg} (Дс2). Всі давачі струму мають гальванічний розв'язок з силовою частиною. На рис. 2.11 б) зображено ідеалізовані форми струму i та напруги u на виході інвертора з PDM, наведено порядок слідування сигналів керування транзисторами. В схемі можуть використовуватись снабберні конденсатори C_s . При PDM період модуляції T_M та час ввімкненого T_{ON} , чи вимкненого T_{OFF} стану характеризуються числами, які відповідають кількості періодів вихідної напруги інвертора T_0 : $s = T_M/T_0$, $m = T_{ON}/T_0$, $n = T_{OFF}/T_0$, де s – кількість періодів T_0 за час модуляції T_M , m – кількість періодів T_0 за час T_{ON} , n – кількість періодів T_0 за час T_{OFF} , n , m та s – в нашому випадку натуральні числа [86]. Коефіцієнт заповнення $\gamma = m/s$.



а)



б)

Рис. 2.11 Схема силової частини резонансного інвертора та ідеалізовані форми струму i та напруги u на виході інвертора з PDM

На Рис. 2.12 зображено функціональну схему датчика напруги колектор-емітер(стік-витік) u_{ke} транзисторів інвертора, що складається з компаратора, цифрового ізолятора, резистора R , діода VD . $U_{дн}$ – напруга живлення, яка гальванічно розв'язана з напругою живлення системи керування.

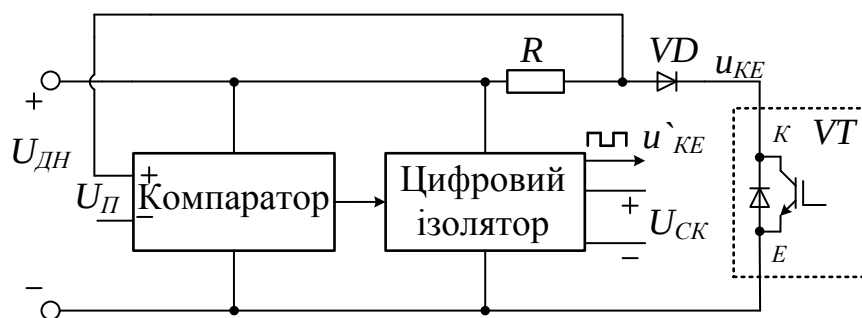


Рис. 2.12 Функціональна схема давача напруги

Коли транзистор VT закритий на «+» компаратора надходить напруга дещо вища за величину заданої порогової напруги $U_{П}$ і на виході з'являється напруга u'_{KE} та подається на цифровий ізолятор який гальванічно розв'язує сигнал. При відкритому транзисторі VT на «+» компаратора нульова напруга, а отже і на виході компаратора також нульова напруга. Тобто коли напруга колектор-емітер U_{KE} приблизно дорівнює нулю або має від'ємне значення, за рахунок струму що протікає по зворотному діоду (транзистор або зворотній діод відкритий), на компаратор надходить напруга менша за пороговий рівень. Таким чином генерується сигнал u'_{KE} , який відповідає моменту вимикання одного із транзисторів стійкі інвертора та відповідно вмиканню зворотнього діода іншого транзистора стійкі інвертора.

Для забезпечення високої швидкодії та невеликого часу затримки в схемі використовується швидкодіючий компаратор та мікросхема цифрового ізолятора.

При регулюванні вихідного струму за допомогою модуляції щільності імпульсів можливі різні комбінації параметрів m , n , s . Як один з варіантів, на рис. 2.13 представлені діаграми вихідної напруги, що відповідають різним значенням γ при PDM регулюванні. Параметри модуляції вибирались таким чином, щоб забезпечити мінімальну кількість імпульсів на етапі T_{OFF} для кожного значення γ , чому відповідає невелика амплітуда низькочастотної пульсації струму.

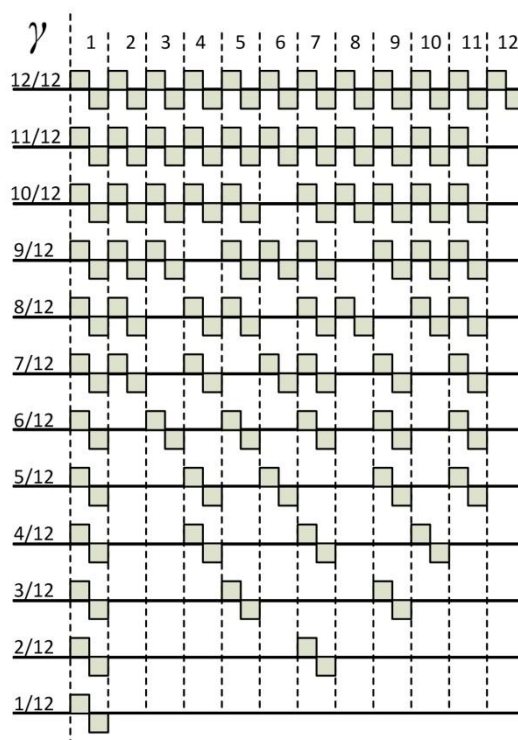


Рис. 2.13 Діаграми вихідної напруги, що відповідають різним значенням γ при PDM регулюванні

Запропоновано цифрову систему ФАПЧ, яка використовує зворотній зв'язок з давачів переходу вихідного струму i через нуль та сигналів $u_{ке}$ двох транзисторів стійки мостового інвертора [106]. На рис. 2.14 зображено структурну схему системи керування. Сигнали з давачів напруги поступають на компаратори, де порівнюються з постійною напругою $U_{П}$ та формують гальванічно розв'язані сигнали, які відповідають моменту досягнення напруги $u_{ке}$ на транзисторі, що вмикається, напруги живлення інвертора U_D (відповідно зменшення напруги на іншому транзисторі стійки інвертора до напруги $U_{П}$). Цифрова обробка сигналу забезпечується за допомогою схеми програмованої логіки (ПЛІС). Схема блока ФАПЧ складається з фазового детектора, блока затримки $u(T\varphi)$, генератора, побудованого на основі лічильника, який в залежності від фазового зсуву підвищує чи знижує частоту імпульсів керування транзисторами інвертора [86]. Блок затримки $u(T\varphi)$ забезпечує часовий зсув між i' та $u'_{ке1}$, $u'_{ке2}$ на час T_φ , необхідний для завершення процесу вимикання одної пари транзисторів та для

вмикання наступної пари транзисторів інвертора. Сигнали u'_{ke1} , u'_{ke2} також надходять в блок логіки та визначають момент вмикання відповідних транзисторів. Момент вимикання транзисторів визначається сигналом системи ФАПЧ. Система керування з PDM забезпечує стабілізацію середнього за модулем значення вихідного струму I_{avg} . Аналоговий сигнал зі схеми порівняння та підсилювача сигналу похибки з ПІ регулятором за допомогою АЦП перетворюється в цифровий сигнал та поступає на ПЛІС. Блок PDM в залежності від сигналу похибки формує імпульси, які надходять на блок логіки та забезпечують необхідні алгоритми перемикання транзисторів. Драйвер забезпечує гальванічно розв'язані імпульси керування транзисторами мостового інвертора.

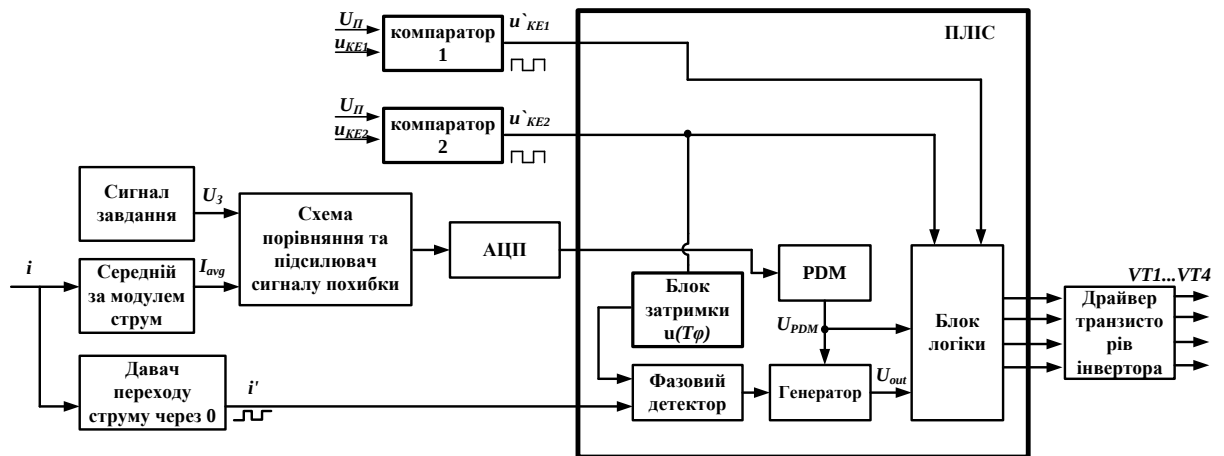


Рис. 2.14 Структурна схема системи керування

На рис.2.15 наведено діаграми які пояснюють роботу системи PDM з кроком модуляції, який дорівнює періоду вихідного струму. Показано сигнал u_{PDM} , який задає тривалість режимів T_{ON} і T_{OFF} ; сигнали які надходять на драйвер u_{VT1} - u_{VT4} і після опрацювання подаються до транзисторів, враховуючи роботу PDM; сигнал вихідної напруги u та вихідного струму i ; вихідний сигнал з генератора u_{out} який разом з сигналами u'_{ke1} - u'_{ke2} та сигналом u_{PDM} подаються на блок логіки; сигнал з давача переходу струму через нуль i' .

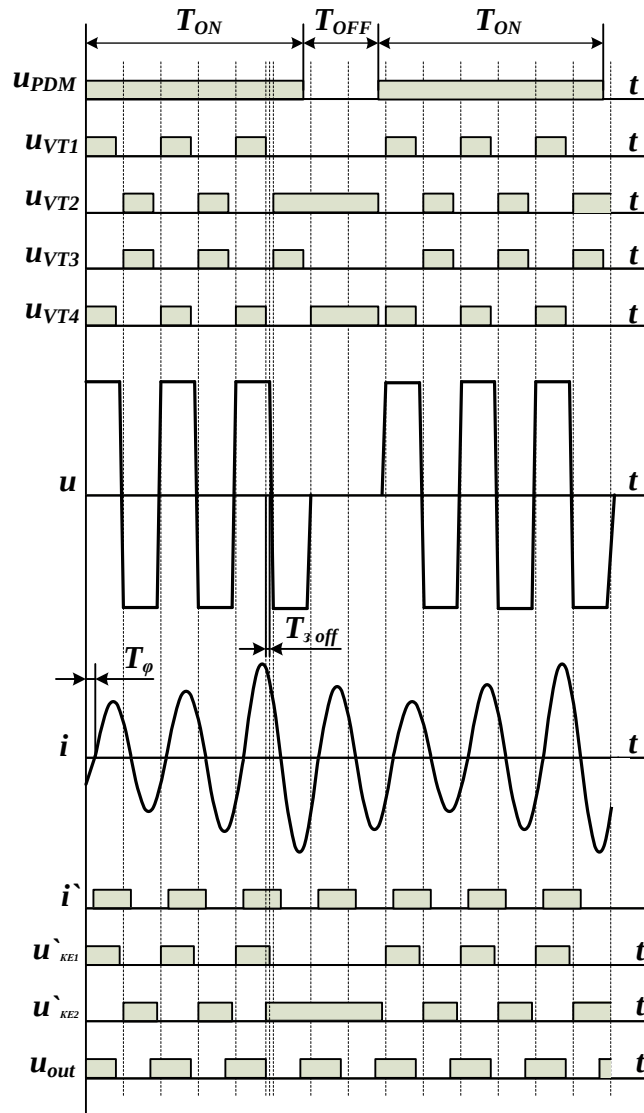


Рис.2.15 Діаграми які пояснюють роботу системи керування високочастотним перетворювачем з кроком модуляції, який дорівнює періоду вихідного струму.

Сигнали u_{ke} з датчиків напруги Дн присутні тільки на етапі T_{ON} . На інтервалі часу T_{OFF} , коли на виході інвертора напруга відсутня система ФАПЧ зберігає значення частоти, яке було наприкінці інтервалу T_{ON} . На рис. 2.16 представлено діаграми, які пояснюють роботу ФАПЧ на інтервалі T_{ON} , де T_d – час зростання напруги u_{ke} (час спаду напруги на іншому транзисторі стійки інвертора) при вимиканні транзисторів, T_{zon} , T_{zoff} – час затримки початку вмикання та вимикання транзисторів, обумовлений властивостями драйверів та самих транзисторів.

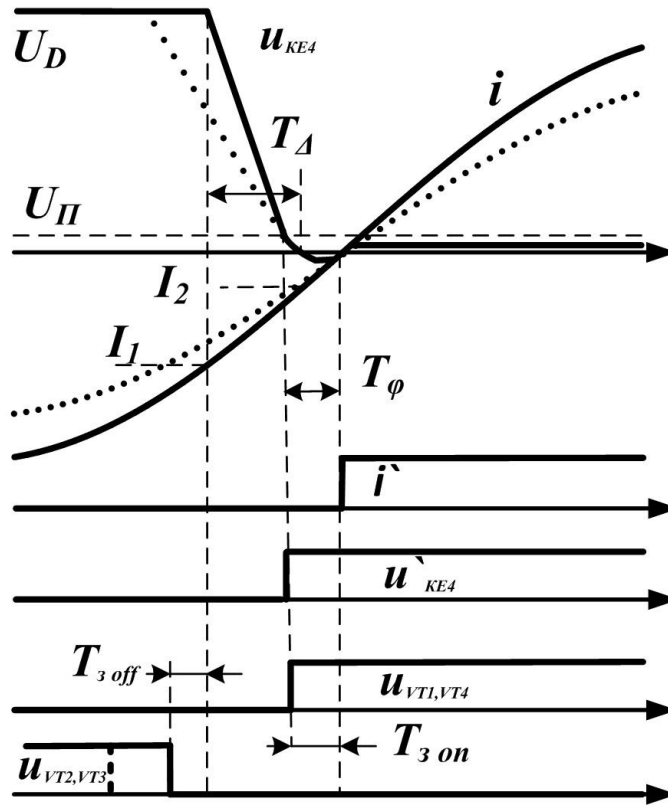


Рис.2.16 Діаграми, які пояснюють роботу ФАПЧ на інтервалі T_{ON}

При вимкненому стані T_{OFF} вихідна напруга інвертора дорівнює нулю і система ФАПЧ зберігає значення частоти, яке було наприкінці інтервалу часу T_{ON} . В цьому режимі частота вихідного струму відповідає частоті вільних коливань резонансного контуру. Виходячи з того, що розряд ємності C на інтервалі T_{OFF} є коливальним, струм в коливальному контурі визначається виразом:

$$i = -\frac{U_0}{L \cdot \sqrt{\frac{1}{L \cdot C} - \frac{R^2}{4 \cdot L^2}}} \cdot \sin\left(\sqrt{\frac{1}{L \cdot C} - \frac{R^2}{4 \cdot L^2}} \cdot t\right) \cdot e^{-\frac{R}{2 \cdot L} \cdot t}, \quad (2.26)$$

де $t = \frac{T}{2}$ – половина періоду вихідного струму інвертора.

Під час переходу струму через нуль, тобто $i=0$, формула (2.26) матиме вигляд:

$$\frac{U_0}{L \cdot \sqrt{\frac{1}{L \cdot C} - \frac{R^2}{4 \cdot L^2}}} \cdot \sin \left(\sqrt{\frac{1}{L \cdot C} - \frac{R^2}{4 \cdot L^2}} \cdot \frac{T}{2} \right) \cdot e^{-\frac{R}{2 \cdot L} \cdot \frac{T}{2}} = 0 \quad (2.27)$$

Звідки:

$$\sin \left(\sqrt{\frac{1}{L \cdot C} - \frac{R^2}{4 \cdot L^2}} \cdot \frac{T}{2} \right) = 0 \quad (2.28)$$

$$\sqrt{\frac{1}{L \cdot C} - \frac{R^2}{4 \cdot L^2}} \cdot \frac{T}{2} = \pi \cdot n, n \in \mathbb{Z} \quad (2.29)$$

Тоді період можна визначити як:

$$T = \frac{2 \cdot \pi}{\sqrt{\frac{1}{L \cdot C} - \frac{R^2}{4 \cdot L^2}}} \quad (2.30)$$

Знаючи, що $\omega = 2\pi/T$, можна розрахувати частоту при вимкненому стані транзисторів установок індукційного нагрівання на інтервалі T_{OFF} .

На інтервалі T_{OFF} частота відповідає частоті вільних коливань резонансного контура та визначається виразом:

$$\omega_{Toff} = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L} \right)^2} = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}, \quad (2.31)$$

де ω_0 – резонансна частота контура; Q – добротність контура. На інтервалі T_{ON} частота коливань ω_{Ton} визначається системою ФАПЧ та залежить від фазового зсуву і її значення

$$\omega_{Ton} > \omega_{Toff} . \quad (2.32)$$

Запропонована структура ФАПЧ автоматично підтримує постійний час фазового зсуву T_ϕ та, відповідно, «м'які» режими перемикання транзисторів (вимикання транзисторів при невеликому струмі та вмикання при нульовій напрузі) при зміні параметрів навантаження, зміні напруги U_D та частоти коливального контура. На рис. 2.16 штрихом для прикладу показано, як змінюються діаграми при зміні амплітуди струму i . Особливо це важливо при $\gamma = 1$, коли динамічні втрати потужності в транзисторах найбільші. При $1/2 \leq \gamma < 1$ та $n=1$, чому відповідають комбінації представлені в верхній частині діаграм рис. 2, пульсації струму невеликі, тому запропонована система ФАПЧ працює достатньо коректно. При $\gamma < 1/2$ число n збільшується, а $m=1$, при цьому ФАПЧ на етапі T_{ON} автоматично забезпечує заданий фазовий зсув враховуючи сигнали з давачів на початку та в кінці цього інтервалу [106].

На рис. 2.17 представлені діаграми напруги та струму на виході інвертора, отримані в результаті комп'ютерного моделювання за допомогою програмного забезпечення PSpice для добротності $Q = 5$, $n = 2$ та $\gamma=4/12=1/3$ відповідно до рис. 2. Як видно з діаграм, побудованих для постійної частоти, фазовий зсув відрізняється на різних півперіодах вихідного струму. В даному прикладі значення часу зсуву між вихідною напругою та струмом на початку періоду $T_{\phi1}=800\text{нс}$, на половині періоду $T_{\phi2}=343\text{нс}$ і в кінці періоду $T_{\phi3}=484\text{нс}$. Зі збільшенням добротності різниця між значеннями фазового зсуву на різних півперіодах зменшується. Система ФАПЧ не може забезпечити заданий фазовий струм на кожному півперіоді в перехідних процесах. Це необхідно враховувати при виборі значення T_ϕ , яке необхідно збільшувати порівняно з оптимальним значенням. В

усталеному режимі на інтервалі T_{ON} для комбінацій параметрів m , n , s , які представлені в верхній частині діаграм рис. 2.13, час фазового зсуву між вихідною напругою та струмом стає постійною величиною. Це також підтвердили експериментальні дослідження.

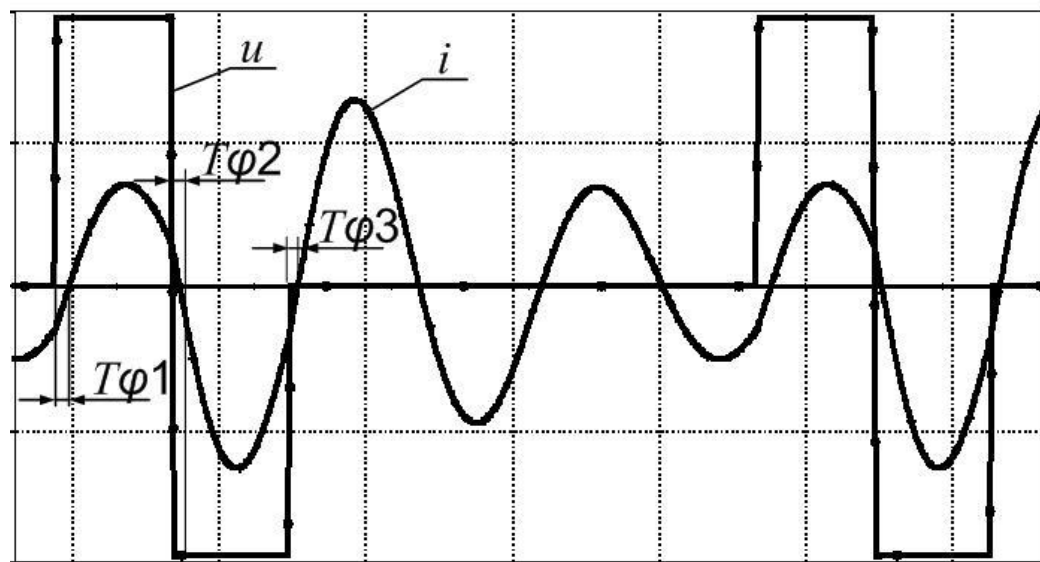


Рис. 2.17 Діаграми напруги та струму на виході інвертора, отримані в результаті комп'ютерного моделювання

Таким чином запропоновано новий спосіб керування послідовним резонансним інвертором з системою ФАПЧ та PDM, який полягає в тому, що система ФАПЧ підстроює частоту на інтервалі наявності напруги на виході інвертора та використовує сигнали зворотнього зв'язку за напругою колектор-емітер (стік-витік) транзисторів та за вихідним струмом інвертора, а на інтервалі нульової напруги на виході інвертора зберігається ця частота. Використання запропонованого способу керування покращує точність роботи ФАПЧ при широкому діапазоні зміни параметрів навантаження, зміні напруги живлення, регулюванні вихідного струму, що призводить до зменшення втрат потужності в транзисторах [106].

2.3 Система керування з кроком модуляції, який дорівнює півперіоду вихідного струму

Розглянемо систему керування високочастотним інвертором з кроком модуляції, який дорівнює півперіоду вихідного струму, що дозволяє зменшити пульсації амплітуди вихідного струму. На рис. 2.18 зображено силову схему резонансного інвертора напруги для випадку коли крок модуляції щільності імпульсів дорівнює півперіоду вихідного струму яка включає в себе чотири давачі напруги колетор-емітер $u_{ке}$ (Дн1-Дн4) на відміну від випадку коли крок модуляції дорівнює періоду вихідного струму де в силовій схемі наявні лише два давачі напруги. У випадку з кроком модуляції, який дорівнює півперіоду вихідного струму два давача недостатньо для визначення моментів вмикання транзисторів на всіх інтервалах роботи системи PDM. Також наявні давачі миттєвого значення вихідного струму i (Дс1) та середнього за модулем значення вихідного струму I_{avg} (Дс2) які аналогічно попередній схемі мають гальванічний розв'язок з силовою частиною.

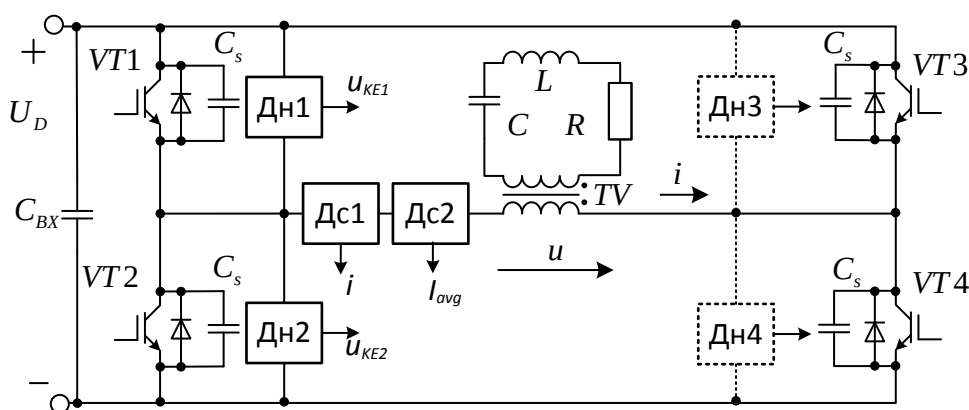


Рис. 2.18 Схема силовій частини резонансного інвертора з чотирма здавачами напруги

На рис. 2.19 зображено діаграми вихідної напруги, що відповідають різним значенням γ при PDM регулюванні коли крок модуляції дорівнює півперіоду вихідного струму, що дозволяє зменшити пульсації амплітуди вихідного струму.

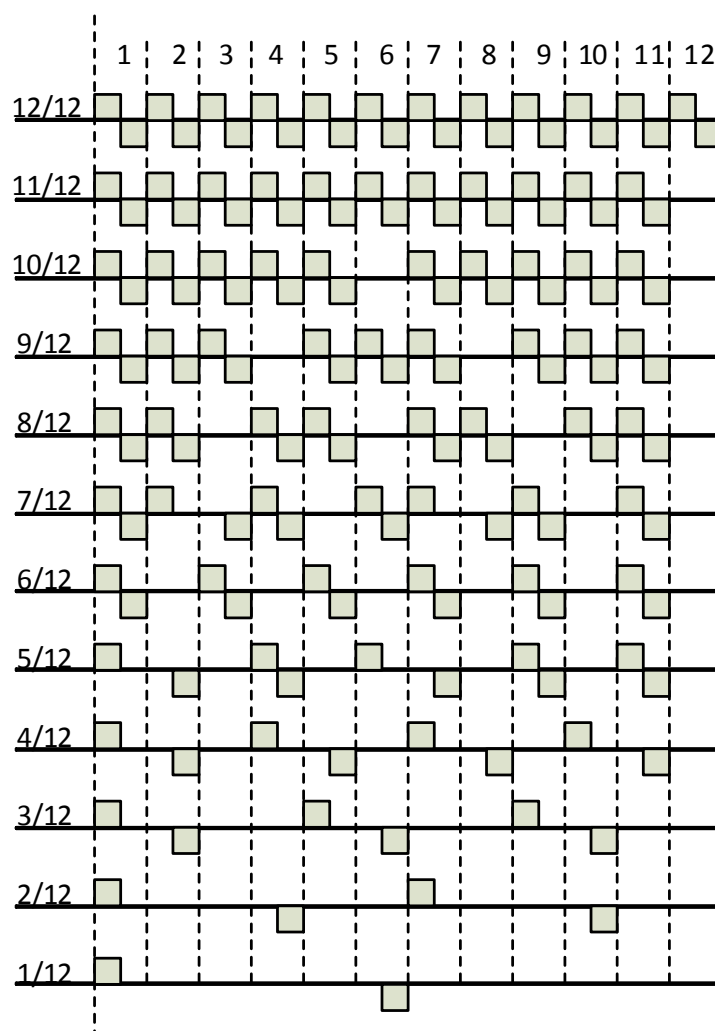


Рис. 2.19 Діаграми вихідної напруги, що відповідають різним значенням γ при PDM регулюванні коли крок модуляції дорівнює півперіоду вихідного струму

На рис. 2.20 зображено структурну схему системи керування, що в даному випадку відслідковує сигнали з чотирьох давачів напруги. Аналогічно структурній схемі на рис. 2.14 ці сигнали надходять на компаратори, для порівняння з постійною напругою U_{II} щоб отримати гальванічно розв'язані сигнали моменту досягнення напруги $u_{ке}$ на транзисторі, що вимикається. Далі сигнал також обробляється за допомогою блоку програмованої логіки (ПЛІС).

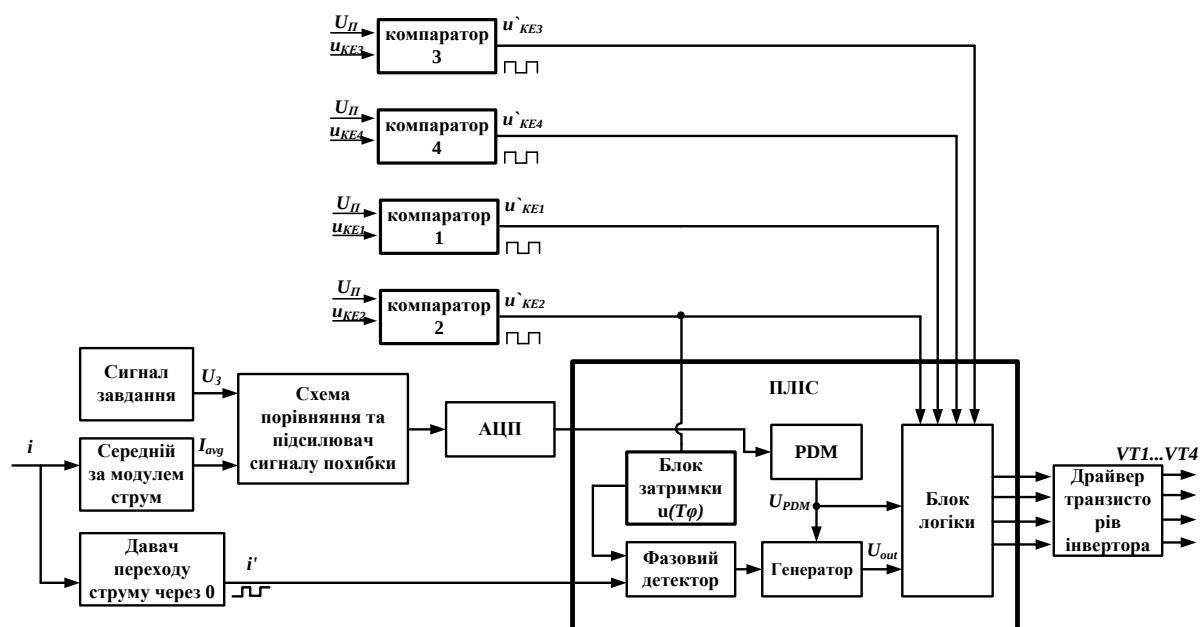


Рис. 2.20 Структурна схему системи керування з кроком модуляції, який дорівнює пів періоду вихідного струму

Будова схеми відрізняється від попередньої наявністю чотирьох компараторів, які отримують сигнали з давачів напруги (Дн1-Дн4 наведених на рис. 2.18), що дозволяє визначити моменти вмикання транзисторів. Схема блока ФАПЧ складається з фазового детектора, блока затримки $u(T\phi)$, генератора, побудованого на основі лічильника, який в залежності від фазового зсуву підвищує або знижує частоту імпульсів керування транзисторами інвертора [86]. Блок затримки $u(T\phi)$ забезпечує часовий зсув між i' та $u_{KE1} - u_{KE4}$ на час T_ϕ , необхідний для завершення процесу вимикання одної пари транзисторів та для вмикання наступної пари транзисторів інвертора. Сигнали $u_{KE1} - u_{KE4}$ також надходять в блок логіки та визначають момент вмикання відповідних транзисторів. Момент вимикання транзисторів визначається сигналом системи ФАПЧ. Аналоговий сигнал зі схеми порівняння та підсилювача сигналу похибки з ПІ регулятором за допомогою АЦП перетворюється в цифровий сигнал та поступає на ПЛІС. Блок PDM формує імпульси, які надходять на блок логіки та забезпечують необхідні алгоритми перемикання транзисторів, а драйвер гальванічно розв'язує імпульси керування ключами перетворювача.

На рис.2.21 показано діаграми які пояснюють роботу системи PDM з кроком модуляції, який дорівнює півперіоду вихідного струму.

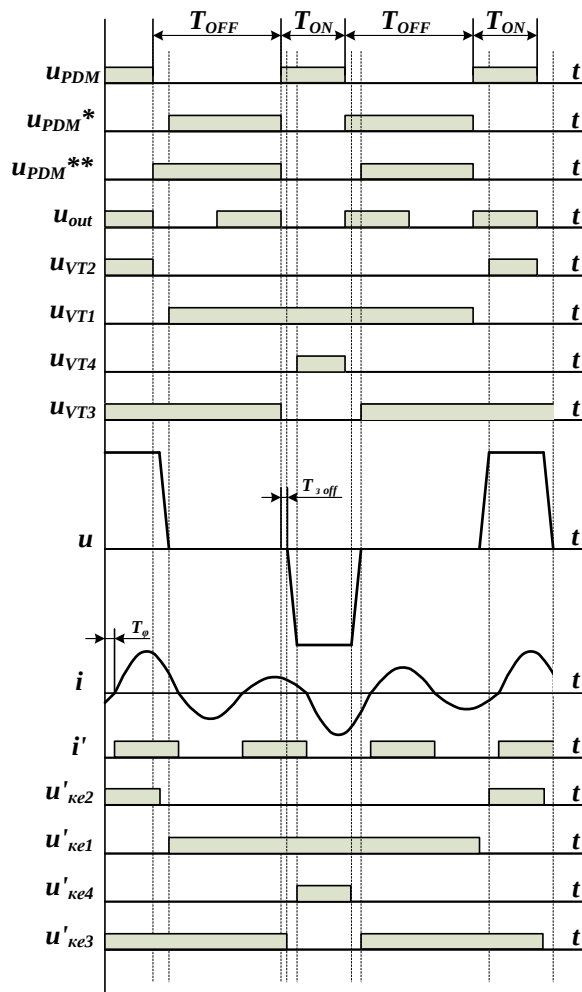


Рис.2.21 Діаграми які пояснюють роботу системи керування височастотним перетворювачем з кроком модуляції, який дорівнює половині періоду вихідного струму.

На діаграмах представлено сигнал u_{PDM} , який задає тривалість режимів T_{ON} і T_{OFF} ; сигнали u_{VT1} - u_{VT4} які надходять на драйвер і після обробки до транзисторів $VT1$ - $VT4$ враховуючи роботу PDM; сигнал вихідної напруги u та вихідного струму i ; вихідний сигнал з генератора u_{out} ; сигнали з компараторів u'_{KE1} - u'_{KE4} та сигнал з датчика переходу струму через нуль i' .

Таким чином для PDM з кроком модуляції, який дорівнює періоду вихідного струму достатньо використовувати два датчики зворотнього зв'язку за напругою колектор-емітер транзисторів, а для PDM з кроком модуляції який

дорівнює півперіоду вихідного струму необхідно використовувати чотири таких давачі.

2.4 Система керування з аналоговою ФАПЧ

Було запропоновано аналогову систему ФАПЧ, яка також реалізує зазначений вище новий спосіб керування послідовним резонансним інвертором з системою ФАПЧ та PDM [117]. Ця система на інтервалі часу T_{ON} використовує зворотній зв'язок з давачів переходу вихідного струму через нуль та сигналів $u_{ке}$ транзисторів інвертора, а на інтервалі часу T_{OFF} використовує тільки зворотній зв'язок з давача переходу вихідного струму через нуль.

На рис. 2.22 зображено структурну схему системи керування із запропонованою системою ФАПЧ. Схема блока ФАПЧ наведена в аналоговому вигляді та складається з фазового детектора, фільтра нижніх частот, перетворювача напруга–частота, який в залежності від фазового зсуву підвищує чи знижує частоту імпульсів керування транзисторами інвертора. Система керування з PDM забезпечує стабілізацію середнього за модулем значення вихідного струму I_{avg} та, в залежності від сигналу похибки системи авторегулювання, формує імпульси u_{PDM} , які надходять на блок логіки та забезпечують необхідні алгоритми перемикання транзисторів [117].

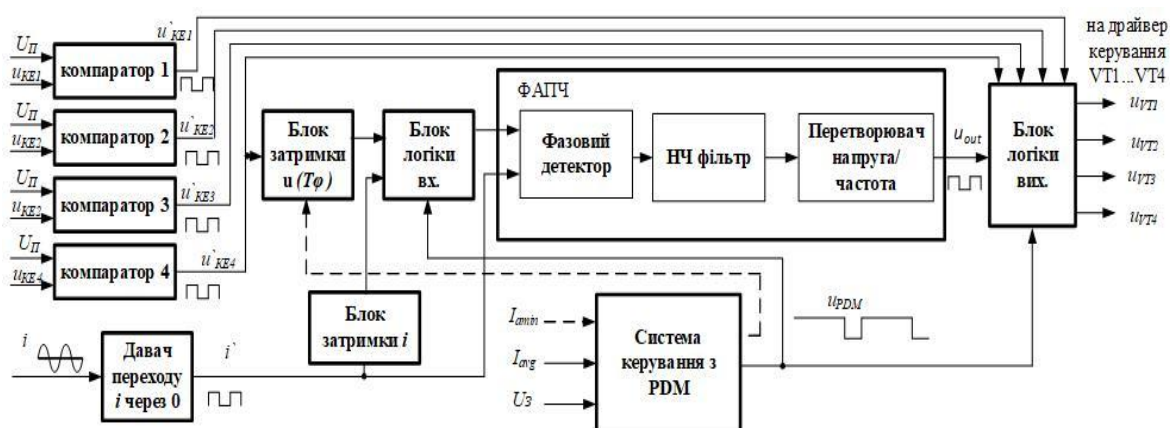


Рис. 2.22 Структурна схема системи керування із запропонованою системою ФАПЧ

В режимі T_{ON} ФАПЧ порівнює фази сигналів i^* з давача перетину струмом нульового рівня та сигналу напруги колектор-емітер одного з транзисторів інвертора, який відповідає моменту досягнення напруги $u_{ке}$ на транзисторі, що вимикається, напруги живлення інвертора U_D . Фазу напруги зручно визначити по напрузі на другому транзисторі стійки інвертора, яка в цей момент є близькою до нуля, в даному прикладі це $u_{ке4}$. Компаратор 1 порівнює $u_{ке4}$ з невеликою постійною напругою U_{II} та виробляє сигнал $u'_{ке4}$, який використовується для системи ФАПЧ. Блок затримки u забезпечує часовий зсув між i^* та $u'_{ке}$ на час T_ϕ , необхідний для завершення процесу вимикання транзисторів та для вмикання наступних транзисторів інвертора. Сигнали $u'_{ке1}$, $u'_{ке2}$, $u'_{ке3}$, $u'_{ке4}$ також надходять в блок логіки та визначають момент вмикання відповідних транзисторів. Момент вмикання транзисторів визначається сигналом з блока ФАПЧ [117].

На рис. 2.23 представлено діаграми, які пояснюють роботу ФАПЧ на інтервалі T_{ON} , де T_d – час зростання $u_{ке}$ (час спаду напруги на іншому транзисторі стійки інвертора) при вимиканні транзисторів, $T_{z\ on}$, $T_{z\ off}$ – час затримки початку вмикання та вимикання транзисторів, обумовлений властивостями драйверів та самих транзисторів.

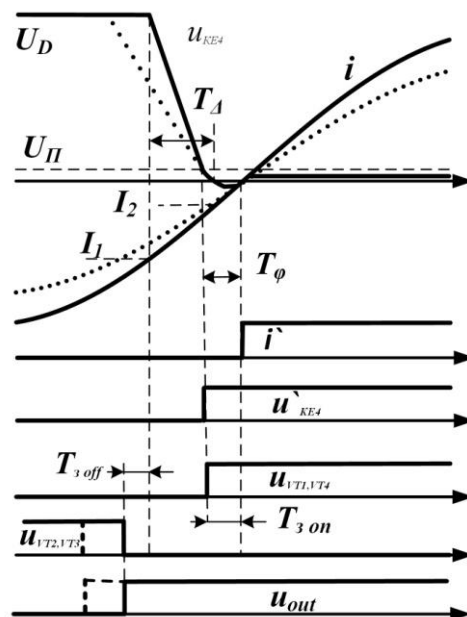


Рис. 2.23 Діаграми, які пояснюють роботу ФАПЧ на інтервалі T_{ON}

Протягом часу T_{OFF} напруга на виході інвертора нульова, тому на блок ФАПЧ замість $u'_{ке4}$ надходить сигнал i' , таким чином подається два однакових сигнали i' , що забезпечує вхідний блок логіки. Однакові по фазі сигнали не змінюють частоту. Блок затримки i створює невеликий фазовий зсув на вході ФАПЧ на інтервалі T_{OFF} , що призводить до збільшення частоти вихідного струму на цьому інтервалі та збільшує значення T_ϕ . Це забезпечує більш коректну роботу ФАПЧ при великих значеннях n та регулюванні струму до малих величин.

НЧ фільтр ФАПЧ усереднює частоту, яка відрізняється на різних інтервалах PDM. На інтервалі T_{OFF} частота відповідає частоті вільних коливань резонансного контура та визначається виразом (2.31).

На інтервалі T_{ON} частота коливань ω_{Ton} визначається системою ФАПЧ та залежить від фазового зсуву i її значення більше ніж ω_{Toff} .

Запропонована структура ФАПЧ автоматично підтримує постійний час фазового зсуву T_ϕ та, відповідно, режими перемикання транзисторів близькі до оптимальних (вимикання транзисторів при невеликому струмі та вмикання при нульовій напрузі) при зміні параметрів навантаження, зміні U_D та частоти коливального контура. На рис. 2.22 штрихом для прикладу показано, як змінюються діаграми при зміні амплітуди струму i .

Регулювання за допомогою PDM призводить до низькочастотних пульсацій амплітуди вихідного струму I_a від I_{amin} до I_{amax} . ФАПЧ у своєму складі має НЧ фільтр, тому автоматично підстроєна частота та відповідно фазовий зсув між струмом та напругою відповідають середньому значенню амплітуди вихідного струму. При I_{amax} фазовий зсув T_ϕ збільшується на величину зменшення фронту напруги $u_{ке}$ транзисторів. При I_{amin} T_ϕ зменшується на величину збільшення фронту $u_{ке}$. При невеликих пульсаціях вихідного струму, що досягається завдяки вдосконаленню способів керування з PDM, T_ϕ задається враховуючи величину максимальної пульсації струму [117].

Оптимальний час $T_{\Delta(opt)}$, необхідний для перезаряду паразитних ємностей транзистора C_{eff} та ємності снаберного конденсатора C_s (між початком

вимкнення транзистора і переходом струму на виході інвертора через нуль) [86] визначається за формулою (1.6).

На практиці оптимальний режим забезпечити важко за широкого діапазону зміни параметрів навантаження, оскільки окрім зміни частоти та амплітуди струму може змінюватися величина напруги живлення, є розбіжність параметрів елементів, які до того ж залежать від температури. Крім того при використанні регулювання струму за допомогою PDM спостерігаються його пульсації. В нашому випадку (рис. 4) напруга u_{ke} досягає нульового рівня раніше ніж струм перетинає нульове значення, наявність T_ϕ дозволяє здійснити вмикання наступних транзисторів з урахуванням затримки системи керування та не допускає режим роботи, коли транзистори не встигають вимкнутися до моменту, коли струм змінює свій знак.

В режимах перемикавання при незначних T_Δ у порівнянні з періодом можна вважати спад напруги та струму лінійним, тоді T_Δ можна визначити як

$$T_\Delta \approx \frac{4 C_{eff} + C_s}{I_1 + I_2} U_D, \quad (2.33)$$

де I_1, I_2 - значення струму на початку та наприкінці фронту спаду напруги при вимиканні транзисторів.

Як видно з (2.33) T_Δ залежить від U_D та струмів I_1, I_2 , які в свою чергу залежать від амплітуди струму I_a . Для великих пульсацій амплітуди струму для забезпечення режимів перемикавання, близьких до оптимальних, необхідно T_ϕ збільшувати на ΔT_ϕ в залежності від співвідношення I_{amin} (можна вимірювати) та амплітуди середнього значення струму, яке можна визначити, припускаючи синусоїдальність струму, як $I_{avg} \pi/2$. Їх співвідношення визначається виразом (5) та залежить від параметрів n, m, s та добротності коливального контура Q [86].

$$I_{a\min} \left(\frac{\pi I_{avg}}{2} \right)^{-1} = \left(1 - e^{-\frac{\pi}{Q} m} \right) \left(1 - e^{-\frac{\pi}{Q} s} \right)^{-1} e^{-\frac{\pi}{Q} \left(n - \frac{1}{4} \right)}. \quad (2.34)$$

Розмах пульсації збільшується при зменшенні Q , тому ΔT_ϕ визначається для мінімальних Q . Для врахування впливу пульсації амплітуди струму необхідно додати блок вимірювання співвідношення (2.36) та ввести в структурну схему рис.3 зв'язки, позначені штриховою лінією.

Для перевірки результатів використання запропонованого способу керування було проведено експериментальні дослідження на макеті перетворювача, побудованого на транзисторах IRG4PC40UD, які містять в своїй структурі зворотні діоди. В якості блока ФАПЧ використовувалась мікросхема CD4046, схема керування, блоки логіки, затримки побудовані на основі ПЛІС MAX II (ALTERA) з додатковими аналоговими елементами. Вплив пульсації амплітуди струму не враховувався.

На рис. 2.24, а, б наведено осцилограми вихідної напруги інвертора u (100В/кл.) та струму i (5А/кл.) при $\gamma=1$ та різних значеннях вихідного струму (масштаб осі часу 1мкс/кл.). Частота вихідного струму – 48кГц. Як видно з осцилограм, система ФАПЧ підтримує постійний час $T_\phi \approx 650 \dots 680$ нс при зміні амплітуди струму приблизно в 4 рази. Значення T_ϕ зберігається також при зміні U_D та частоти. На рис. 2.20, в наведено осцилограми u (100В/кл) та i (5А/кл) при $\gamma=1/2$ (масштаб осі часу 5мкс/кл). За наявності модуляції також забезпечуються режими перемикання близькі до оптимальних.

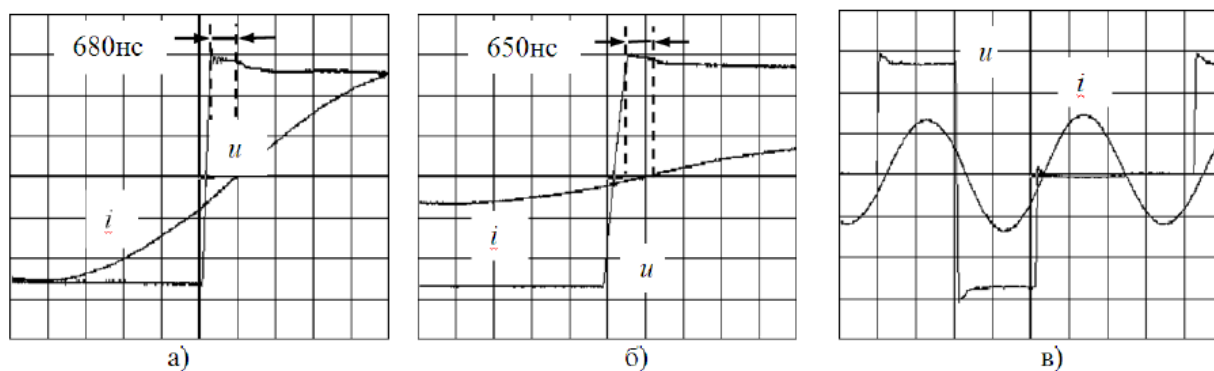


Рис. 2.24 Осцилограми вихідної напруги інвертора

Експериментальні дослідження підтвержують дієздатність розробленої системи керування резонансним інвертором з модуляцією щільності імпульсів та аналоговою ФАПЧ, коли на інтервалі наявності напруги на виході інвертора використовується сигнал зворотного зв'язку за напругою колектор-емітер (стік-витік) транзисторів інвертора та за вихідним струмом інвертора, а на інтервалі нульової напруги на виході – тільки за вихідним струмом, що дає змогу забезпечити режими перемикання транзисторів, близькі до оптимальних, у широкому діапазоні зміни параметрів навантаження [117].

Висновки до розділу 2

1. Представлено результати досліджень впливу добротності послідовного контуру навантаження резонансного інвертора установок індукційного нагрівання на точність роботи системи ФАПЧ. За низьких добротностей, наприклад, рівних двом, струм перемикання може збільшитись до 30 % у порівнянні зі струмом перемикання за високих добротностей, що відповідно збільшує втрати потужності під час перемикання транзисторів. Для забезпечення оптимальних режимів перемикання транзисторів час затримки імпульсів керування транзисторами відносно часу перетину струмом нульового рівня необхідно зменшувати залежно від добротності контуру навантаження інвертора.

2. Проведено дослідження впливу нехтуванням вищими гармоніками у складі вихідної напруги інвертора при визначенні його вихідного струму. Аналізуючи отримані результати відхилень, можна зробити висновок, що для добротності резонансного контуру від 5 та вище нехтування вищими гармоніками у складі вихідної напруги інвертора не вносить значної похибки при визначенні вихідного струму інвертора; однак, при добротності нижче 5, аналітичні розрахунки слід проводити із урахуванням впливу вищих гармонік.

3. Запропоновано новий спосіб керування послідовним резонансним інвертором з системою ФАПЧ та PDM, який полягає в тому, що система ФАПЧ

підстроює частоту на інтервалі наявності напруги на виході інвертора та використовує сигнали зворотнього зв'язку за напругою колектор-емітер (стік-витік) транзисторів та за вихідним струмом інвертора, а на інтервалі нульової напруги на виході інвертора зберігається ця частота. Розроблено цифрову систему ФАПЧ, яка реалізує цей спосіб. Використання запропонованого способу керування покращує точність роботи ФАПЧ при широкому діапазоні зміни параметрів навантаження, зміні напруги живлення, регулюванні вихідного струму, що призводить до зменшення втрат потужності в транзисторах.

4. Для PDM з кроком модуляції, який дорівнює періоду вихідного струму достатньо використовувати два давачі зворотнього зв'язку за напругою колектор-емітер транзисторів, а для PDM з кроком модуляції який дорівнює півперіоду вихідного струму необхідно використовувати чотири таких давачі.

5. Розроблено систему керування резонансним інвертором з модуляцією щільності імпульсів та аналоговою ФАПЧ, коли на інтервалі наявності напруги на виході інвертора використовується сигнал зворотнього зв'язку за напругою колектор-емітер (стік-витік) транзисторів інвертора та за вихідним струмом інвертора, а на інтервалі нульової напруги на виході – тільки за вихідним струмом, дає змогу забезпечити режими перемикання транзисторів, близькі до оптимальних, у широкому діапазоні зміни параметрів навантаження.

Посилання: [5, 7, 52, 62, 69, 86, 88, 94, 105, 106, 117 – 119, 121, 122] див. список використаних джерел стор. 149 – 163.

На інтервалі T_{ON} форма струму та фазовий зсув між струмом та напругою визначаються частотою вихідної напруги інвертора. Якщо знехтувати вищими гармоніками у вихідній напрузі інвертора, то напругу на виході інвертора можна представити у вигляді рис 3.2:

$$u'(t) = U_{m(1)} \sin \omega t, \quad (3.1)$$

де U_{m1} – амплітуда першої гармоніки напруги інвертора після трансформатора;

$\omega = \frac{2\pi}{T}$ – кутова частота.

На рис. 3.2 зображено діаграми вихідного струму $i(t)$, вихідної напруги $u(t)$, напруги першої гармоніки $u'(t)$ та фазовий зсув $T\varphi'$.

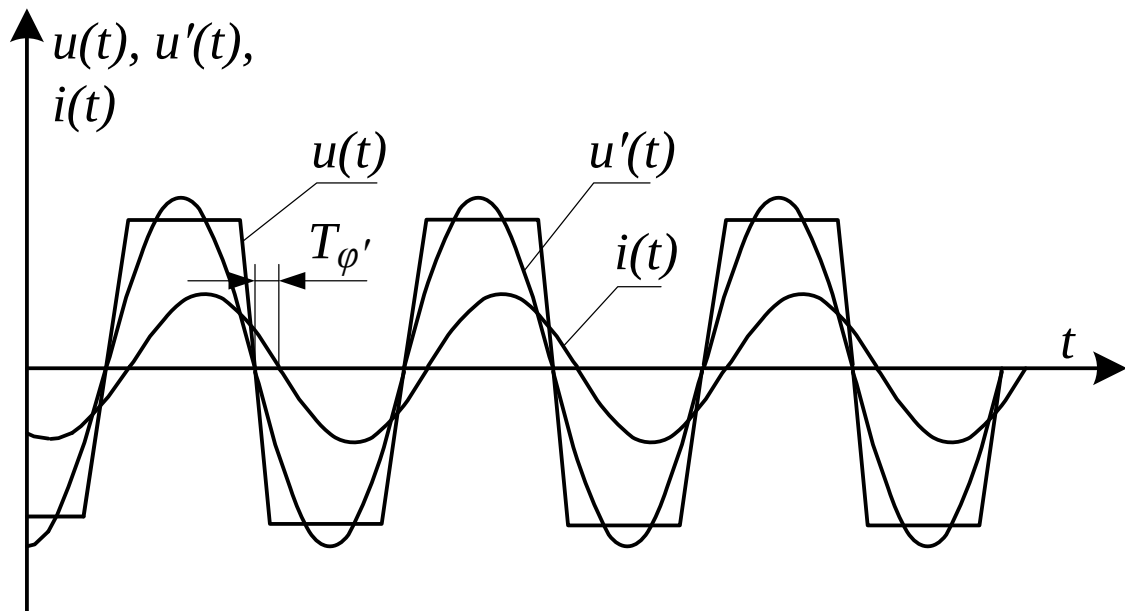


Рис. 3.2 Діаграми вихідного струму $i(t)$, вихідної напруги $u(t)$, напруги першої гармоніки $u'(t)$ та фазового зсуву $T\varphi'$

В усталеному режимі вихідне миттєве значення вихідного струму інвертора $i(t)$ визначається виразом:

$$i(t) = I_m \sin(\omega t - \varphi') = I_m \sin(\omega t - T_{\varphi'} \omega) = I_m \sin \omega(t - T_{\varphi'}), \quad (3.2)$$

де $I_m = \frac{U_{m1}}{R}$ - амплітуда струму на виході інвертора, а кут зсуву фаз між напругою та струмом визначається виразом:

$$\varphi' = \arctg \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R} = \arctg \left(Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right). \quad (3.3)$$

Частота, яка необхідна для забезпечення заданого значення φ' визначається виразом:

$$\omega = \omega_0 \left(\frac{\tg \varphi'}{2Q} + \sqrt{\frac{\tg^2 \varphi'}{4Q^2} + 1} \right) = \omega_0 \left(\frac{\tg T_{\varphi'} 2\pi f}{2Q} + \sqrt{\frac{\tg^2 T_{\varphi'} 2\pi f}{4Q^2} + 1} \right). \quad (3.4)$$

$$T_{\varphi'} = \frac{\arctg \left(Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right)}{\omega}. \quad (3.5)$$

Система ФАПЧ забезпечує значення $T_{\varphi'}$, а ω можна визначити з трансцендентного рівняння (3.4), яке не можливо визначити в алгебраїчному вигляді.

Напруга на конденсаторі визначається виразом:

$$u_c(t) = -\frac{1}{\omega C} I_m \cos(\omega t - \varphi') = -\frac{1}{\omega C} I_m \cos \omega(t - T_{\varphi'}), \quad (3.6)$$

Наприкінці T_{ON} , струм та напруга на конденсаторі визначаються виразами

$$i(T - T_{\varphi'}) = I_{Lk} = -I_m \sin(\varphi') = -I_m \sin(T_{\varphi'} \omega), \quad (3.7)$$

$$u_c(T - T_{\varphi'}) = -\frac{1}{\omega C} I_m \cos(\varphi') = -\frac{1}{\omega C} I_m \cos(T_{\varphi'} \omega), \quad (3.8)$$

Закон Ома в операторній формі для кола з послідовно з'єднаними R , L , C при ненульових початкових умовах описується виразом:

$$I(p) = \frac{U(p) + pLI_{Lk} - U_{Ck}}{R + pL + \frac{1}{pC}}, \quad (3.9)$$

де pLI_{Lk} та U_{Ck} можуть розглядатися як зображення початкової ЕРС самоіндукції на індуктивності та початкової напруги на ємності, що враховують наявність в момент комутації певної енергії в магнітному полі індуктивності та в електричному полі ємності на k -му інтервалі [84].

3.1.1 Математична модель резонансного інвертора напруги з PDM регулюванням на інтервалі вимкненого стану T_{OFF}

Розглянемо схему заміщення послідовного резонансного інвертора напруги для інтервалу вимкненого стану T_{OFF} для випадку коли вимкнуті лише два верхні чи два нижні транзистори мостового інвертору, а два інші перемикаються у

протифазі (рис. 2.1,б). Визначимо миттєві значення струму в колі та напруги на конденсаторі на даному інтервалі.

Струм та напруга на конденсаторі у резонансному колі в операторній формі на інтервалі вимкненого стану T_{OFF} описується виразом:

$$\begin{cases} I_{OFF}(p) = p \frac{pLI_{Lk_{OFF}} - U_{Ck_{OFF}}}{p^2L + pR + \frac{1}{C}}; \\ U_{C_{OFF}}(p) = p \frac{1}{pC} \frac{pLI_{Lk_{OFF}} - U_{Ck_{OFF}}}{p^2L + pR + \frac{1}{C}}, \end{cases}, \quad (3.10)$$

де $pLI_{Lk_{OFF}}$ та $U_{Ck_{OFF}}$ зображення початкової ЕРС самоіндукції на індуктивності та початкової напруги на ємності на початку k -го інтервалу ввімкненого стану.

Визначимо корені характеристичного полінома на інтервалі вимкненого стану T_{OFF} :

$$p_{1,2} = -\frac{R}{2L} \pm \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{LC}}, \quad (3.11)$$

При добротності $Q > \frac{1}{2}$, корні характеристичного $p_{1,2}$ полінома є комплексно спряженими.

Оригінал функції струму в контурі для комплексно спряжених коренів на інтервалі вимкненого стану T_{OFF} має вигляд:

$$i_{OFF}(t) = 2\text{Re}\left(\frac{F_1(p_2)}{F_2'(p_2)} e^{p_2 t}\right) \quad (3.12)$$

За допомогою (3.12) було отримано оригінали функцій на інтервалі T_{OFF} : [123]:

$$i_{OFF} \ t = e^{-\frac{R}{2L}t} \left(\begin{aligned} &I_{Lk_{OFF}} \cos \left(\left(\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}} \right) t \right) + \\ &+ \frac{-\frac{RI_{Lk_{OFF}}}{2} - U_{Ck_{OFF}}}{L \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}} \sin \left(\left(\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}} \right) t \right) \end{aligned} \right), \quad (3.13)$$

де I_{Lkoff} , U_{Ckoff} - струм та напруга на початку інтервалу T_{OFF} (наприкінці інтервалу T_{ON}).

З урахуванням того , що $Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$, маємо:

$$i_{OFF} \ t = e^{-\frac{\omega_0}{2Q}t} \left(\begin{aligned} &I_{Lk_{OFF}} \cos \left(\sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} \omega_0 t \right) - \frac{I_{Lk_{OFF}} + \frac{2U_{Ck_{OFF}}}{R}}{2Q \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}} \times \\ &\times \sin \left(\sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} \omega_0 t \right) \end{aligned} \right) \quad (3.14)$$

I_{Lkoff} , U_{Ckoff} залежать від фазового зсуву, добротності та режимів роботи PDM. Якщо вважати, що струм наприкінці інтервалу часу T_{ON} знаходиться в усталеному режимі, а напругу на виході інвертора вважати синусоїдальною, амплітуда якої дорівнює амплітуді першої гармоніки, то:

$$I_{Lk_{OFF}} = -I_m \sin(T\varphi'2\pi f) , \quad (3.15)$$

$$U_{Ck_{OFF}} = \int \frac{i(t)}{C} dt = -\frac{I_m}{2\pi fC} \cos(T\varphi'2\pi f) , \quad (3.16)$$

де f – частота, яка задається системою ФАПЧ, $T\varphi'$ – час фазового зсуву між струмом та напругою на послідовному резонансному контурі R, L, C.

Підставимо значення $I_{Lk_{OFF}}$ та $U_{Ck_{OFF}}$ в (3.14) та отримаємо вирази для струму на інтервалі T_{OFF} :

$$i_{OFFn} \quad t = e^{-\frac{\pi f_0 t}{2Q}} \left(\begin{aligned} & -I_m \sin(T\varphi' 2\pi f) \cos\left(\sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} \omega_0 t\right) - \\ & - \frac{2I_m \cos(T\varphi' 2\pi f)}{2\pi f C} - \\ & - \frac{I_m \sin(T\varphi' 2\pi f) + \frac{2I_m \cos(T\varphi' 2\pi f)}{2\pi f C}}{2Q \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}} \times \\ & \times \sin\left(\sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} \omega_0 t\right) \end{aligned} \right) \quad (3.17)$$

Враховуючи, що $\omega_0 = 2\pi f_0$, $Q = \frac{1}{2\pi f_0 CR}$ маємо вирази для струму наприкінці інтервалу T_{OFF} :

$$i_{OFFn} \left(\frac{n}{f} \right) = e^{-\frac{\pi f_0 n}{2Q f}} \left(\begin{aligned} & -I_m \sin(T\varphi' 2\pi f) \cos\left(\sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} 2\pi \frac{f_0}{f} n\right) + \\ & + \frac{I_m \sin(T\varphi' 2\pi f) + 2Q \frac{f_0}{f} I_m \cos(T\varphi' 2\pi f)}{2Q \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}} \times \\ & \times \sin\left(\sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} 2\pi \frac{f_0}{f} n\right) \end{aligned} \right) \quad (3.18)$$

З урахуванням виразу (5) відношення струму на початку до струму наприкінці інтервалу T_{OFF} визначається за формулою:

$$\frac{i_{OFFn}}{I_{Lk_{OFF}}} \left(\frac{n}{f} \right) = e^{-\frac{\pi f_0 n}{Q f}} \left(\cos \left(\sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} 2\pi \frac{f_0}{f} n \right) - \frac{1 + 2Q \frac{f_0}{f} \frac{1}{\operatorname{tg}(T\varphi' 2\pi f)}}{2Q \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}} \times \right. \\ \left. \times \sin \left(\sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} 2\pi \frac{f_0}{f} n \right) \right) \quad (3.19)$$

Оскільки для прийнятих припущень синусоїдальності напруги та струму кут зсуву визначається виразом:

$$\varphi = T_{\varphi'} 2\pi f = \operatorname{arctg} \left(Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right) \quad (3.20)$$

Звідки:

$$\frac{f}{f_0} = \frac{\operatorname{tg}(T\varphi' 2\pi f)}{2Q} + \sqrt{\frac{\operatorname{tg}^2(T\varphi' 2\pi f)}{4Q^2} + 1} \quad (3.21)$$

Як видно з (3.19) з урахуванням (3.21) струм наприкінці інтервалу T_{OFF} залежить від добротності Q , значення n та співвідношення $\frac{T\varphi'}{T} = T\varphi' f$.

Для отримання математичної моделі для інтервалу часу T_{ON} необхідно знати напругу на ємності наприкінці інтервалу T_{OFF} . Оригінал функції напруги на ємності на інтервалі T_{OFF} має вигляд [123]:

$$u_{C_{OFF}}(t) = e^{-\frac{R}{2L}t} \left(\begin{aligned} & -U_{Ck_{OFF}} \cos \left(\left(\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}} \right) t \right) + \\ & + \frac{\frac{I_{Lk_{OFF}}}{C} + \frac{RU_{Ck_{OFF}}}{2L}}{\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}} \sin \left(\left(\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}} \right) t \right) \end{aligned} \right). \quad (3.22)$$

Враховуючи також, що $\omega_0 = 2\pi f_0$, $Q = \frac{1}{2\pi f_0 CR}$, маємо :

$$u_{C_{OFF}}(t) = e^{-\frac{\omega_0}{2Q}t} \left(\begin{aligned} & -U_{Ck_{OFF}} \cos \left(\sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} \omega_0 t \right) + \frac{I_{Lk_{OFF}} R Q \omega_0 + \frac{\omega_0 U_{Ck_{OFF}}}{2Q}}{\left(\sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} \omega_0 \right)} \times \\ & \times \sin \left(\sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} \omega_0 t \right) \end{aligned} \right). \quad (3.23)$$

Отримані математичні вирази дозволяють проводити аналіз електромагнітних процесів в схемі резонансного інвертора напруги на етапі T_{OFF} при різних параметрах навантаження та PDM.

3.1.2 Математична модель резонансного інвертора напруги з PDM регулюванням на інтервалі ввімкненого стану T_{ON}

Розглянемо схему заміщення послідовного резонансного інвертора напруги для інтервалу ввімкненого стану T_{ON} (рис. 2.1,а). Визначимо миттєві значення струму в колі та напруги на ємності на інтервалі T_{ON} .

Зображення джерела напруги на інтервалі ввімкненого стану T_{ON} в операторній формі, з врахуванням (3.1), має вигляд [123]:

$$U_{ON}(p) = U_{m1} \frac{\omega}{p^2 + \omega^2}. \quad (3.24)$$

Підставляємо $U_{ON}(p)$ у (3.9):

$$\begin{aligned}
 I(p) &= \frac{U_{m1} \frac{\omega}{p^2 + \omega^2} + pLI_{Lk} - U_{Ck}}{R + pL + \frac{1}{pC}} = \\
 &= pC \frac{U_{m1} \omega + \frac{p^2 + \omega^2}{p^2 + \omega^2} pLI_{Lk} - U_{Ck}}{p^2 + \omega^2 pRC + p^2LC + 1}
 \end{aligned} \quad (3.25)$$

Якщо $u_c(t) = \frac{I}{pC}$, тоді струм у резонансному колі та напруга на резонансній ємності в операторній формі на інтервалі ввімкненого стану T_{ON} описується виразом:

$$\begin{cases} I_{ON}(p) = pC \frac{U_{m1} \omega + \frac{p^2 + \omega^2}{p^2 + \omega^2} pLI_{Lk} - U_{Ck}}{p^2 + \omega^2 p^2LC + pRC + 1}; \\ U_{C_{ON}}(p) = \frac{U_{m1} \omega + \frac{p^2 + \omega^2}{p^2 + \omega^2} pLI_{Lk} - U_{Ck}}{p^2 + \omega^2 p^2LC + pRC + 1}, \end{cases} \quad (3.26)$$

тоді функція струму в контурі на інтервалі T_{ON} має вигляд:

$$\begin{aligned}
 I_{ON}(p) &= \frac{pCU_{m1} \omega + pC \frac{p^2 + \omega^2}{p^2 + \omega^2} pLI_{Lk} - U_{Ck}}{p^2 + \omega^2 p^2LC + pRC + 1} = \\
 &= \frac{pCU_{m1} \omega}{p^2 + \omega^2 p^2LC + pRC + 1} + \frac{pC pLI_{Lk} - U_{Ck}}{p^2LC + pRC + 1} = \\
 &= \frac{pCU_{m1} \omega}{p^2 + \omega^2 p^2LC + pRC + 1} + p \frac{pLI_{Lk} - U_{Ck}}{p^2L + pR + \frac{1}{C}}
 \end{aligned} \quad (3.27)$$

де $pLI_{Lk_{ON}}$ та $U_{Ck_{ON}}$ зображення початкової ЕРС самоіндукції на індуктивності та початкової напруги на ємності на початку k -го інтервалу ввімкненого стану.

Корені характеристичного полінома струму у резонансному колі на інтервалі ввімкненого стану T_{ON} :

$$p_{1,2} = -\frac{R}{2L} \pm \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{LC}}, \quad p_{3,4} = \pm j \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (3.28)$$

При добротності $Q > \frac{1}{2}$, корні характеристичного $p_{1,2}$ полінома є комплексно спряженими.

Оригінал функції струму в контурі для комплексно спряжених коренів на інтервалі ввімкненого стану T_{ON} має вигляд [123]:

$$i_{ON}(t) = 2 \operatorname{Re} \left(\frac{F_1(p_2)}{F_2'(p_2)} e^{p_2 t} \right) + 2 \operatorname{Re} \left(\frac{F_1(p_4)}{F_2'(p_4)} e^{p_4 t} \right). \quad (3.29)$$

Оригінал функції струму в контурі на інтервалі T_{ON} з урахуванням (3.28) має вигляд:

$$\begin{aligned} i_{ON}(t) = & \frac{U_{m1}}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} \sin \omega t - \varphi_i + \\ & + \frac{U_{m1} e^{-\frac{R}{2L}t}}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} \left[\sin \varphi_i \cos \left(\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}} t \right) - \right. \\ & \left. - \left(\frac{\cos \varphi_i}{LC \omega \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}} + \frac{R \sin \varphi_i}{2L \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}} \right) \sin \left(\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}} t \right) \right] + \\ & + e^{-\frac{R}{2L}t} \left[I_{Lk_{ON}} \cos \left(\left(\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}} \right) t \right) + \frac{-\frac{RI_{Lk_{ON}}}{2} - U_{Ck_{ON}}}{L \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}} \sin \left(\left(\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}} \right) t \right) \right], \quad (3.30) \end{aligned}$$

де φ_i – фазовий зсув струму відносно напруги в усталеному режимі.

$$\begin{aligned}
\varphi_i &= \operatorname{arctg} \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R} = \operatorname{arctg} \left(Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right) \\
\sin \varphi_i &= - \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2}} = - \frac{Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}} \\
\cos \varphi_i &= \frac{R}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}}, \tag{3.31}
\end{aligned}$$

Враховуючи те, що:

$$\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}} = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}},$$

$$\frac{R}{2L} = \frac{\omega_0}{2Q},$$

$$\frac{\omega L}{R} - \frac{1}{\omega CR} = Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right),$$

визначимо струм $i_{on}(t)$ через добротність $Q = \omega_0 \frac{L}{R} = \frac{1}{\omega_0 CR}$:

$$\begin{aligned}
i_{ON}(t) = & \frac{U_{m1}}{R\sqrt{1+Q^2\left(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}} \sin \omega t - \varphi_i + \\
& + \frac{U_{m1} e^{-\frac{\omega_0}{2Q}t}}{R\sqrt{1+Q^2\left(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}} \left[\sin \varphi_i \cos \left(\sqrt{1-\frac{1}{4Q^2}} \omega_0 t \right) - \right. \\
& \left. - \left(\frac{\omega_0 \cos \varphi_i}{\omega \sqrt{1+Q^2\left(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}} + \frac{\sin \varphi_i}{2Q\sqrt{1-\frac{1}{4Q^2}}} \right) \sin \left(\sqrt{1-\frac{1}{4Q^2}} \omega_0 t \right) \right] + \\
& + e^{-\frac{\omega_0}{2Q}t} \left(I_{Lk_{ON}} \cos \left(\sqrt{1-\frac{1}{4Q^2}} \omega_0 t \right) - \frac{I_{Lk_{ON}} + \frac{2U_{Ck_{ON}}}{R}}{2Q\sqrt{1-\frac{1}{4Q^2}}} \sin \left(\sqrt{1-\frac{1}{4Q^2}} \omega_0 t \right) \right)
\end{aligned} \tag{3.32}$$

Функція напруги на ємності на інтервалі T_{ON} має вигляд:

$$\begin{aligned}
U_{C_{ON}}(p) = & \frac{U_{m1} \omega + p^2 + \omega^2}{p^2 + \omega^2} \frac{pLI_{Lk} - U_{Ck}}{p^2LC + pRC + 1} = \\
= & \frac{U_{m1} \omega}{p^2 + \omega^2} \frac{1}{p^2LC + pRC + 1} + \frac{1}{C} \frac{pLI_{Lk} - U_{Ck}}{\left(p^2L + pR + \frac{1}{C} \right)}
\end{aligned} \tag{3.33}$$

Оригінал функції напруги на ємності [123] :

$$\begin{aligned}
u_{C_{ON}}(t) = & \frac{U_{m1}}{\omega C \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} \sin\left(\omega t - \varphi_i - \frac{\pi}{2}\right) + \\
& + \frac{U_{m1} e^{-\frac{R}{2L}t}}{\omega C \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} \left[\sin\left(\varphi_i + \frac{\pi}{2}\right) \cos\left(\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}} t\right) - \right. \\
& \left. - \left(\frac{\omega \cos\left(\varphi_i + \frac{\pi}{2}\right)}{\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}} + \frac{R \sin\left(\varphi_i + \frac{\pi}{2}\right)}{2L \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}} \right) \sin\left(\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}} t\right) \right] + \\
& + e^{-\frac{R}{2L}t} \left[-U_{C_{kON}} \cos\left(\left(\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}\right) t\right) + \frac{\frac{I_{LkON}}{C} + \frac{RU_{C_{kON}}}{2L}}{\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}} \sin\left(\left(\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}\right) t\right) \right] \quad (3.34)
\end{aligned}$$

Тепер враховуючи добротність цей вираз виглядатиме так:

$$\begin{aligned}
u_{C_{ON}}(t) = & \frac{U_{m1}}{\omega CR \sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}} \sin\left(\omega t - \varphi_i - \frac{\pi}{2}\right) + \\
& + \frac{U_{m1} e^{-\frac{\omega_0}{2Q}t}}{\omega CR \sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}} \left[\sin\left(\varphi_i + \frac{\pi}{2}\right) \cos\left(\sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} \omega_0 t\right) - \right. \\
& \left. - \left(\frac{\omega \cos\left(\varphi_i + \frac{\pi}{2}\right)}{\sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} \omega_0} + \frac{R \sin\left(\varphi_i + \frac{\pi}{2}\right)}{2L \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} \omega_0} \right) \sin\left(\sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} \omega_0 t\right) \right] + \\
& + e^{-\frac{\omega_0}{2Q}t} \left[-U_{C_{kON}} \cos\left(\sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} \omega_0 t\right) + \frac{\frac{I_{LkON}}{C} + \frac{RU_{C_{kON}}}{2L}}{\sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}} \sin\left(\sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} \omega_0 t\right) \right] \quad (3.35)
\end{aligned}$$

Як видно з (3.35) перший доданок дає вимушену складову, яка відповідає усталеному режиму змінного струму. Другий доданок описує вільні коливання з частотою вільних коливань резонансного контуру, яка нижче частоти роботи інвертора. Інший доданок описує вплив початкового струму в контурі та напруги на конденсаторі. Наявність гармонічних сигналів різної частоти впливає на фазовий зсув між струмом та напругою в перехідному процесі. При цьому

змінюється і струм на моменти перемикавання. Все це впливає на роботу системи ФАПЧ, яка не може забезпечити постійний фазовий зсув на різних інтервалах роботи.

В початковий момент часу $i_{ON}(0) = I_{Lk_{on}}$.

В усталеному режимі:

$$i_{ON}(t) = \frac{U_{m1}}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} \sin \omega t - \varphi_i, \quad (3.36)$$

а фазовий зсув визначається виразом (3.31) і залежить від добротності та співвідношення резонансної частоти до частоти на виході інвертора.

Дослідимо, як змінюється струм при перемиканні транзисторів в перших декілька півперіодів. При цьому $t = \kappa \frac{T}{2} = \kappa \frac{\pi}{\omega}$, ($\kappa = 0, 1, 2 \dots$).

$$\begin{aligned} i_{ON}\left(\frac{\kappa\pi}{\omega}\right) = & \frac{U_{m1}}{R\sqrt{1+Q^2\left(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}} \sin \kappa\pi - \varphi_i + \\ & + \frac{U_{m1} e^{-\frac{\omega_0}{2Q}\frac{\kappa\pi}{\omega}}}{R\sqrt{1+Q^2\left(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}} \left[\sin \varphi_i \cos \left(\sqrt{1-\frac{1}{4Q^2}} \omega_0 \frac{\kappa\pi}{\omega} \right) - \right. \\ & \left. - \left(\frac{\omega_0 \cos \varphi_i}{\omega \sqrt{1+Q^2\left(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}} + \frac{\sin \varphi_i}{2Q\sqrt{1-\frac{1}{4Q^2}}} \right) \sin \left(\sqrt{1-\frac{1}{4Q^2}} \omega_0 \frac{\kappa\pi}{\omega} \right) \right] + \\ & + e^{-\frac{\omega_0}{2Q}\frac{\kappa\pi}{\omega}} \left(I_{Lk_{ON}} \cos \left(\sqrt{1-\frac{1}{4Q^2}} \omega_0 \frac{\kappa\pi}{\omega} \right) - \frac{I_{Lk_{ON}} + \frac{2U_{Ck_{ON}}}{R}}{2Q\sqrt{1-\frac{1}{4Q^2}}} \sin \left(\sqrt{1-\frac{1}{4Q^2}} \omega_0 \frac{\kappa\pi}{\omega} \right) \right) \end{aligned} \quad (3.37)$$

В кінці першого півперіоду:

$$\begin{aligned}
i_{ON}\left(\frac{\kappa\pi}{\omega}\right) = & \frac{-U_{m1}}{R\sqrt{1+Q^2\left(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}} \sin \varphi_i + \\
& + \frac{U_{m1} e^{-\frac{\omega_0 \pi}{Q \omega}}}{R\sqrt{1+Q^2\left(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}} \left[\sin \varphi_i \cos \left(\sqrt{1-\frac{1}{4Q^2}} \omega_0 \frac{2\pi}{\omega} \right) - \right. \\
& \left. - \left(\frac{\omega_0 \cos \varphi_i}{\omega \sqrt{1+Q^2\left(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}} + \frac{\sin \varphi_i}{2Q\sqrt{1-\frac{1}{4Q^2}}} \right) \sin \left(\sqrt{1-\frac{1}{4Q^2}} \omega_0 \frac{2\pi}{\omega} \right) \right] + \\
& + e^{-\frac{\omega_0 \pi}{Q \omega}} \left[I_{Lk_{ON}} \cos \left(\sqrt{1-\frac{1}{4Q^2}} \omega_0 \frac{2\pi}{\omega} \right) - \frac{I_{Lk_{ON}} + \frac{2U_{Ck_{ON}}}{R}}{2Q\sqrt{1-\frac{1}{4Q^2}}} \sin \left(\sqrt{1-\frac{1}{4Q^2}} \omega_0 \frac{2\pi}{\omega} \right) \right] \quad (3.38)
\end{aligned}$$

В кінці першого періоду:

$$\begin{aligned}
i_{ON}\left(\frac{\kappa\pi}{\omega}\right) = & \frac{U_{m1}}{R\sqrt{1+Q^2\left(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}} \sin \varphi_i + \\
& + \frac{U_{m1} e^{-\frac{\omega_0 \pi}{2Q \omega}}}{R\sqrt{1+Q^2\left(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}} \left[\sin \varphi_i \cos \left(\sqrt{1-\frac{1}{4Q^2}} \omega_0 \frac{\pi}{\omega} \right) - \right. \\
& \left. - \left(\frac{\omega_0 \cos \varphi_i}{\omega \sqrt{1+Q^2\left(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}} + \frac{\sin \varphi_i}{2Q\sqrt{1-\frac{1}{4Q^2}}} \right) \sin \left(\sqrt{1-\frac{1}{4Q^2}} \omega_0 \frac{\pi}{\omega} \right) \right] + \\
& + e^{-\frac{\omega_0 \pi}{2Q \omega}} \left[I_{Lk_{ON}} \cos \left(\sqrt{1-\frac{1}{4Q^2}} \omega_0 \frac{\pi}{\omega} \right) - \frac{I_{Lk_{ON}} + \frac{2U_{Ck_{ON}}}{R}}{2Q\sqrt{1-\frac{1}{4Q^2}}} \sin \left(\sqrt{1-\frac{1}{4Q^2}} \omega_0 \frac{\pi}{\omega} \right) \right] \quad (3.39)
\end{aligned}$$

Отримані математичні вирази дозволяють проводити аналіз електромагнітних процесів в схемі резонансного інвертора напруги на етапі T_{ON} при різних параметрах навантаження та PDM. Запропоновані математичні моделі

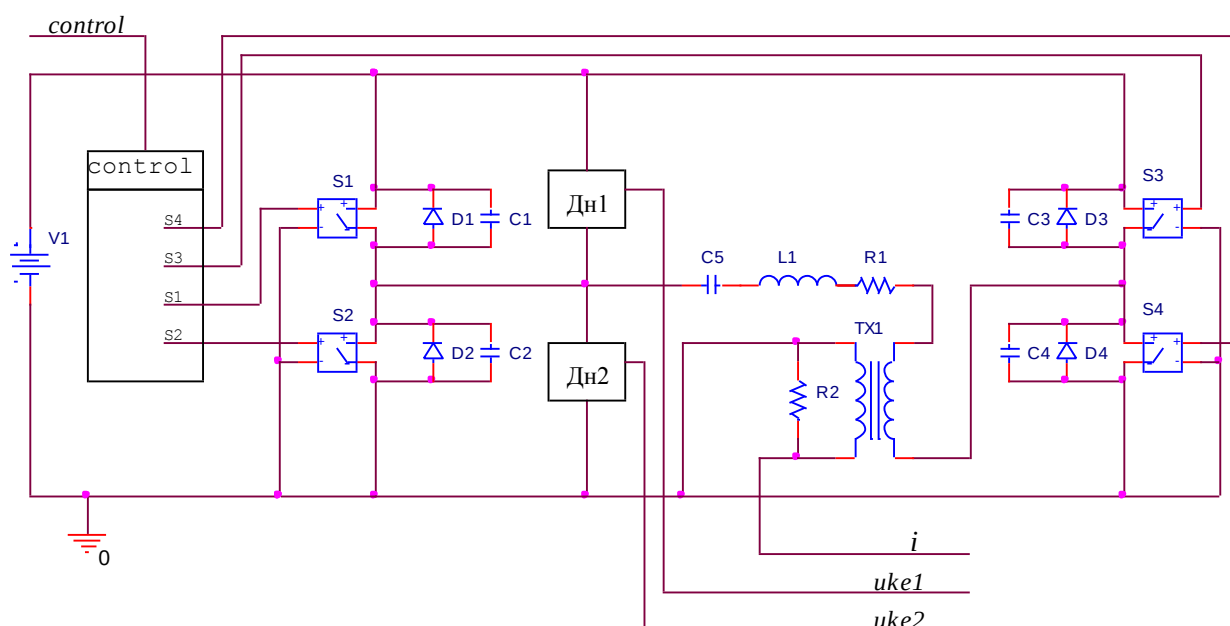
відрізняється від існуючих тим, що враховує частоту роботи, яка не дорівнює резонансній частоті чи частоті вільних коливань.

3.2 Комп'ютерне моделювання електромагнітних процесів в послідовному резонансному транзисторному інверторі напруги

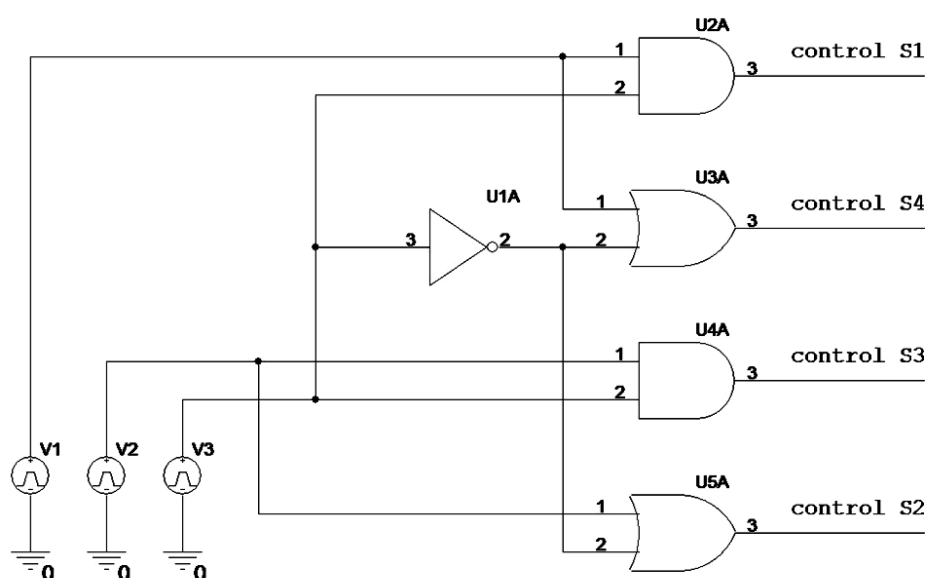
Комп'ютерне моделювання дозволяє більш точно аналізувати електромагнітні процеси, а також перевіряти теоретичні розрахунки без створення фізичної моделі.

Для дослідження електромагнітних процесів та перевірки результатів математичного моделювання було проведено комп'ютерне моделювання за допомогою програмного забезпечення PSpice (пакет Orcad 9.2.) [124, 125].

Створено модель резонансного мостового інвертора напруги з PDM керуванням, яка наведена на рис. 3.3 а. На рис. 3.3 б наведено приклад системи керування ключами інвертора. В якості транзисторів використовувались ідеалізовані ключі S1-S4 зі зворотніми діодами D1-D4. Конденсатори C1-C4 моделюють поведінку транзисторів та снаберних конденсаторів на етапах перемикання, таким чином на виході інвертора формуються імпульси напруги, фронти якої близькі до реальних. Живлення інвертора відбувається від джерела постійної напруги V1. Керування транзисторами інвертора здійснюється від блока керування control, який забезпечує PDM регулювання з різними значеннями параметрів n , m , s та частоти. Сигнали з трансформатора струму TX1 та давача напруги Dn1 використовуються системою ФАПЧ. C5, L1, R1 – параметри схеми заміщення навантаження інвертора, значення яких приведені до первинної обмотки трансформатора [125].



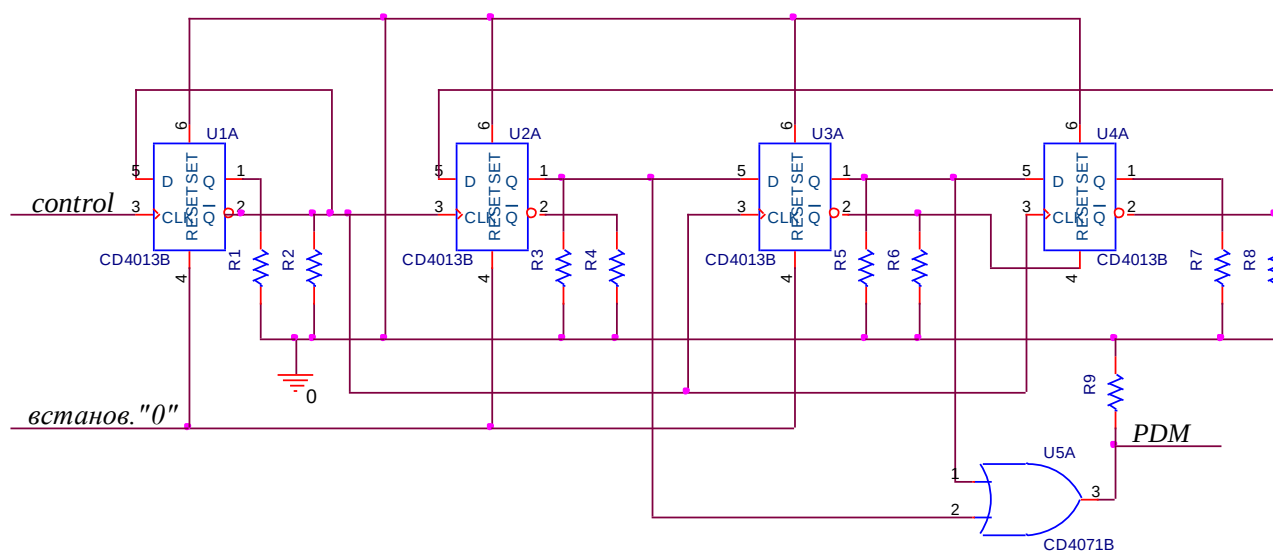
а)



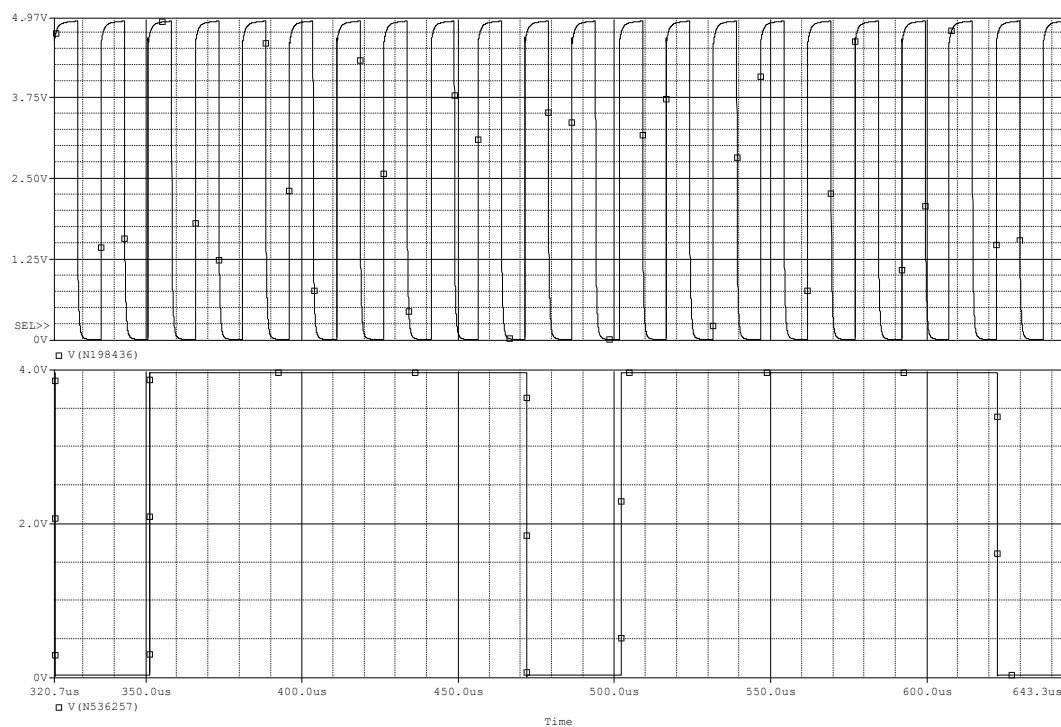
б)

Рис. 3.3 Модель резонансного мостового інвертора напруги а) та системи керування ключами інвертора б)

На рис. 3.4 а наведений один з варіантів схеми формування сигналу PDM коли параметри модуляції складають $m=8$, $n=2$, $s=m+n=10$. На рис. 3.4 б зверху зображені імпульси *control*, що надходять з виходу VCO_OUT мікросхеми CD4046 рис. 3.5 до схеми формування сигналу PDM, а знизу зображений сигнал PDM який надходить до системи керування ключами інвертора.



а



б

Рис. 3.4 Варіант схеми формування сигналу PDM для випадку коли $m=8$, $n=2$, $s=m+n=10$ а) та зображення сигналу PDM б)

На рис 3.5 наведена реалізація системи ФАПЧ за допомогою комп'ютерного моделювання. В даному випадку підстроювання частоти

здійснюється лише на інтервалі часу T_{ON} , тоді як на інтервалі часу T_{OFF} частота підтримується такою ж самою.

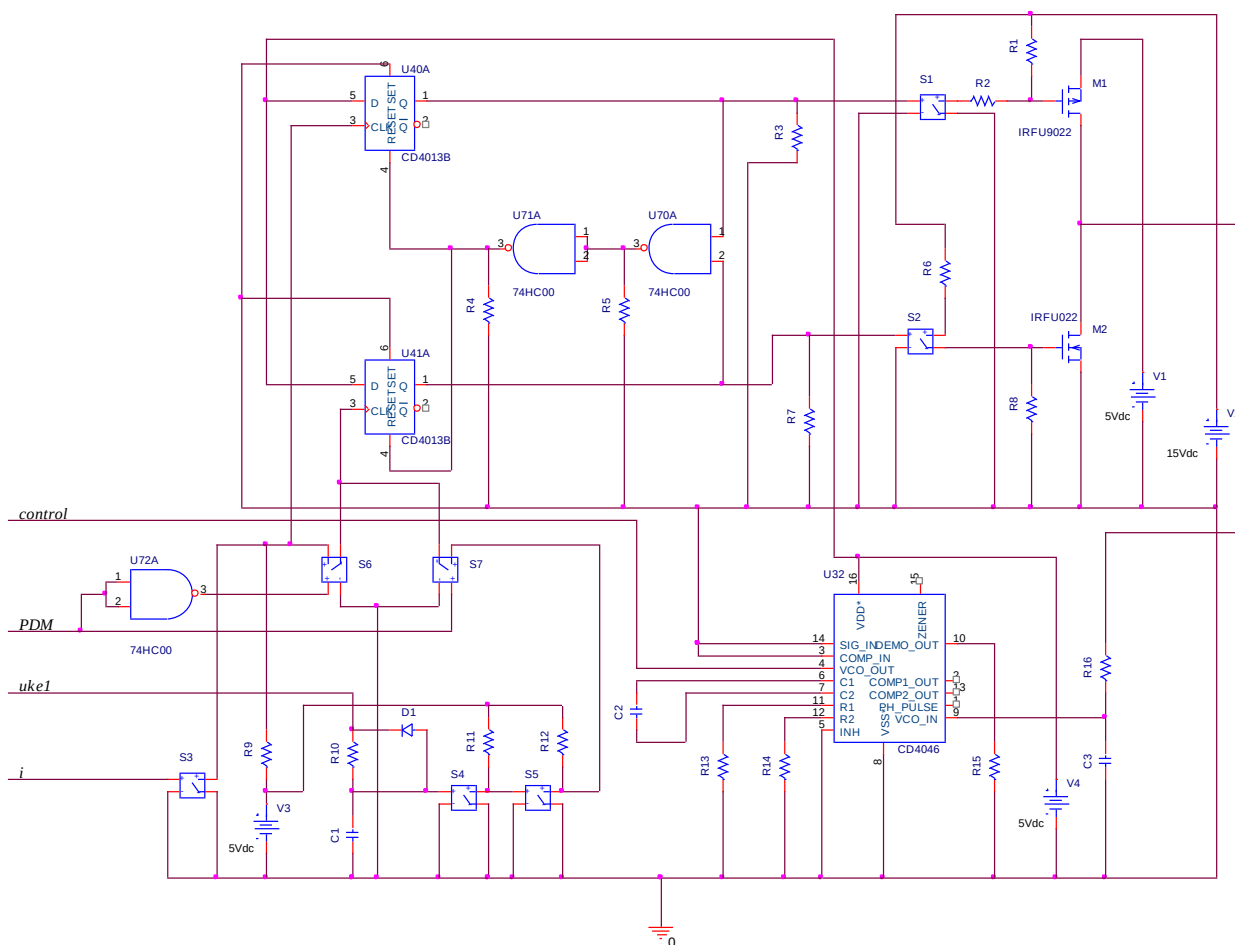


Рис. 3.5 Реалізація моделі системи ФАПЧ за допомогою комп'юторного моделювання

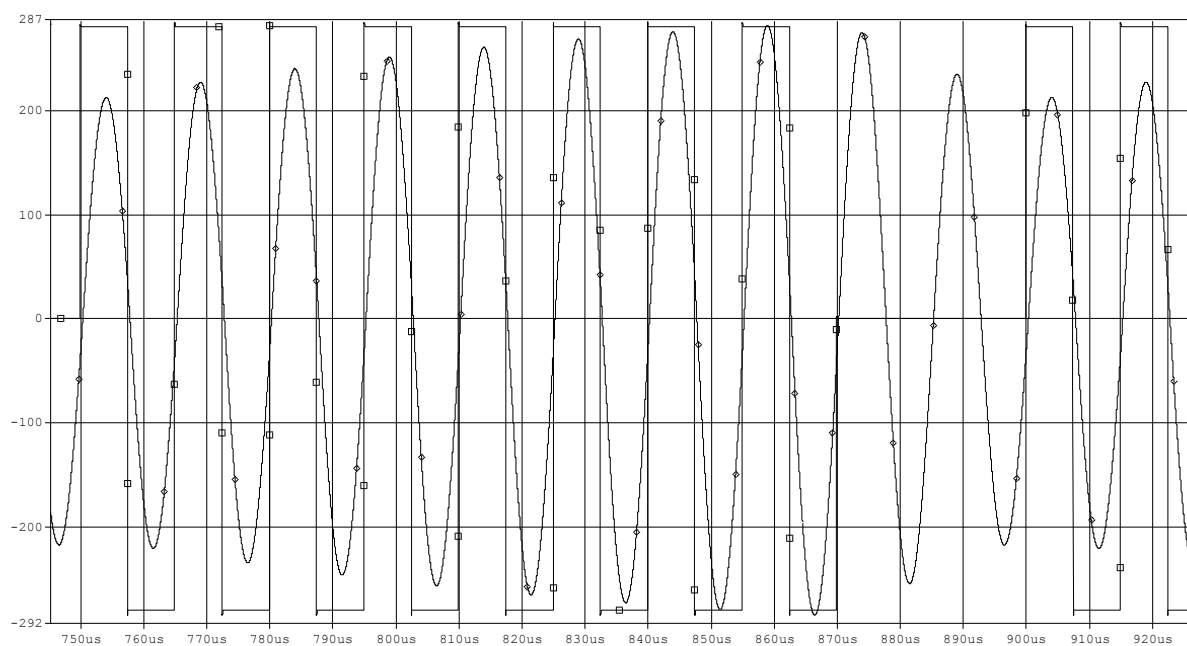
На інтервалі часу T_{ON} використовується зворотній зв'язок з давача переходу вихідного струму через нуль i та сигналу $uke1$ з давача напруги $Dn1$ що наведені на рис. 3.3 а. На інтервалі часу T_{OFF} , коли сигнали PDM дорівнюють нулю, за допомогою логічних елементів на два входи системи подається лише сигнал з давача переходу вихідного струму через нуль i . Два однакові по фазі сигнали не змінюють частоту на інтервалі часу T_{OFF} . Фазовий детектор який використовується при моделюванні системи ФАПЧ складається з двох синхронних D-тригерів, до прямих виходів яких під'єднано два логічних елементи І-НІ, які використовуються для скидання тригерів. Сигнали на прямих

виходах тригерів змінюються відповідно до зміни фаз вхідних сигналів. У випадку коли фаза одного з вхідних сигналів тригерів випереджає фазу іншого, то на одному з прямих виходів тригера формується одиничний імпульс пропорційний різниці фаз вхідних сигналів і навпаки. Далі ці сигнали надходять до ключів S1, S2 керування транзисторами M1, M2, які відкриваються в певному алгоритмі залежно від поданих на них сигналів керування. На виході фазового детектору (загальна точка транзисторів M1, M2), з'являється напруга, яка пропорційна фазовому зсуву. Далі отриманий сигнал подається на вхід VCO_IN мікросхеми CD4046 та за допомогою перетворювача напруга-частота на виході VCO_OUT генерується вихідний сигнал *control*, що подається на систему керування ключами інвертора рис. 3.3 а,б. Частота даного сигналу пропорційна вхідній напрузі VCO_IN. R10, C1 завдають час фазового зсуву між сигналом з давача напруги *uke1* та сигналом з давача струму *i*.

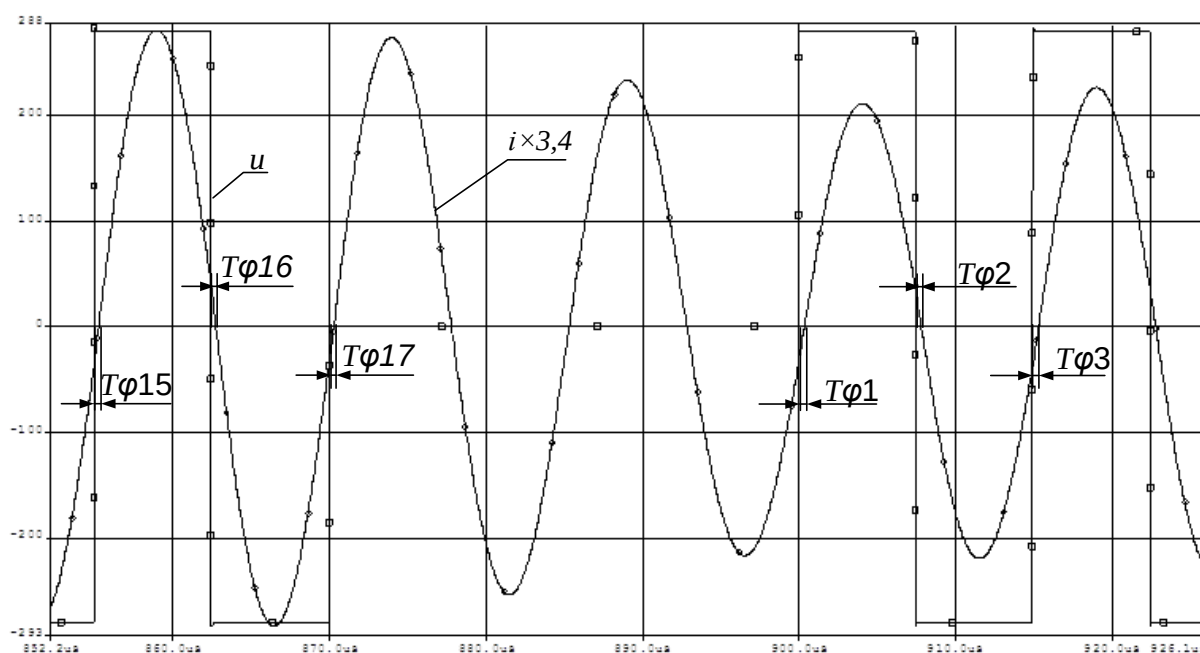
Система ФАПЧ яка використана при моделюванні, підтримує постійний час фазового зсуву між вихідною напругою та струмом, що забезпечує вимикання транзисторів за невеликим струмом та вмикання при нульовій напрузі при зміні параметрів схеми навантаження.

Розроблена комп'ютерна модель дозволяє проводити дослідження при зміні параметрів навантаження та зміні параметрів модуляції, наприклад для визначення амплітуди коливань вихідного струму, зміни фазового зсуву між вихідними струмом і напругою та інше.

На рис 3.6 а,б наведено приклад отриманих діаграм для наступних параметрів схеми заміщення навантаження інвертора, значення яких приведені до первинної обмотки трансформатора: $C=0,03162$ мкФ; $L=181,5$ мкГ; $R=3,793$ Ом. Добротність контуру $Q=20$. Частота вихідної напруги $f=66,67$ кГц ($f_0=66,44$ кГц). Параметри модуляції $m=8$, $n=2$, $s=m+n=10$ (8 імпульсів і 2 пропуски). Оскільки значення добротності високе, фазовий зсув між струмом та напругою можна вважати стабільним, однак цього не можна сказати для випадку з меншим значенням добротності коливального контуру, діаграми для цього випадку наведені на рис 3.7 а, б.



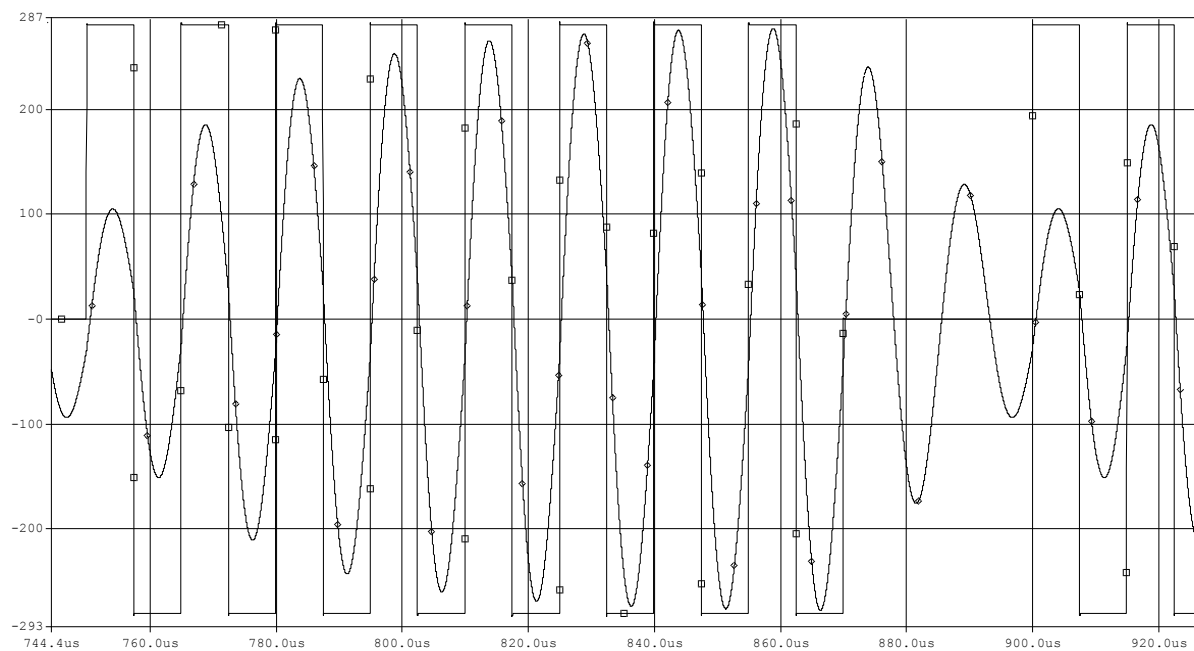
a



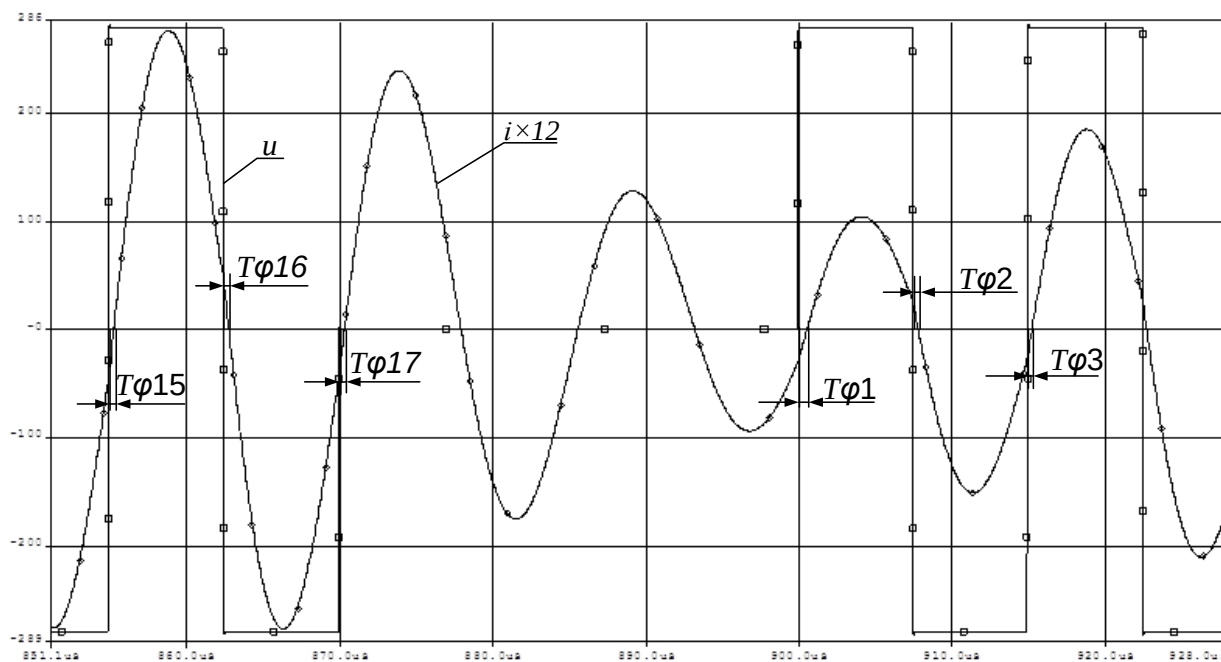
б

Рис. 3.6 Моделювання вихідного струму та напруги інвертора за допомогою програмного забезпечення PSpice ($Q=20$, $n=2$, $m=8$)

На рис. 3.7 а, б представлені діаграми напруги та струму на виході інвертора, отримані в результаті комп'ютерного моделювання для добротності $Q=5$. Параметри модуляції складають $m=8$, $n=2$.



а



б

Рис. 3.7 Моделювання вихідного струму та напруги інвертора за допомогою програмного забезпечення PSpice ($Q=5$, $n=2$, $m=8$)

В таблиці 3.1 наведені дані комп'ютерного моделювання та результати математичних розрахунків де вказане значення фазового зсуву на різних

півперіодах при добротностях $Q=5$ та $Q=20$. В даному випадку режим роботи системи PDM складає 8 імпульсів та 2 пропуски. Параметри схеми заміщення для добротності $Q=5$ складають $L=184.6\text{мкГн}$, $C=0,03162\text{мкФ}$, $R=15,153$, $I_{Lk_{ON}} = -2,54\text{А}$, $U_{Ck_{ON}} = -480\text{В}$, $u(t)=300\sin\omega t$. Для добротності $Q=20$: $L=181.5\text{мкГн}$, $C=0,03162\text{мкФ}$, $R=3,793$, $I_{Lk_{ON}} = -11,412\text{А}$, $U_{Ck_{ON}} = -4,568\text{кВ}$, $u(t)=300\sin\omega t$.

Таблиця 3.1

Фазовий зсув на різних півперіодах при різних добротностях Q

	Q=5		Q=20	
	Математичне моделювання	Комп'ютерне моделювання	Математичне моделювання	Комп'ютерне моделювання
На початку режиму T_{ON}				
$T\phi 1,_{\text{нс}}$	790	601	440	420
$T\phi 2,_{\text{нс}}$	450	360	420	391
$T\phi 3,_{\text{нс}}$	310	290	408	390
Наприкінці режиму T_{ON}				
$T\phi 15,_{\text{нс}}$	260	339	344	334
$T\phi 16,_{\text{нс}}$	270	344	340	304
$T\phi 17,_{\text{нс}}$	270	341	336	341

На рис. 3.8 зображено порівняння графіків залежності фазового зсуву $T\phi$ від режиму модуляції при використанні математичного та комп'ютерного моделювання. Значення добротності складає $Q=5$.

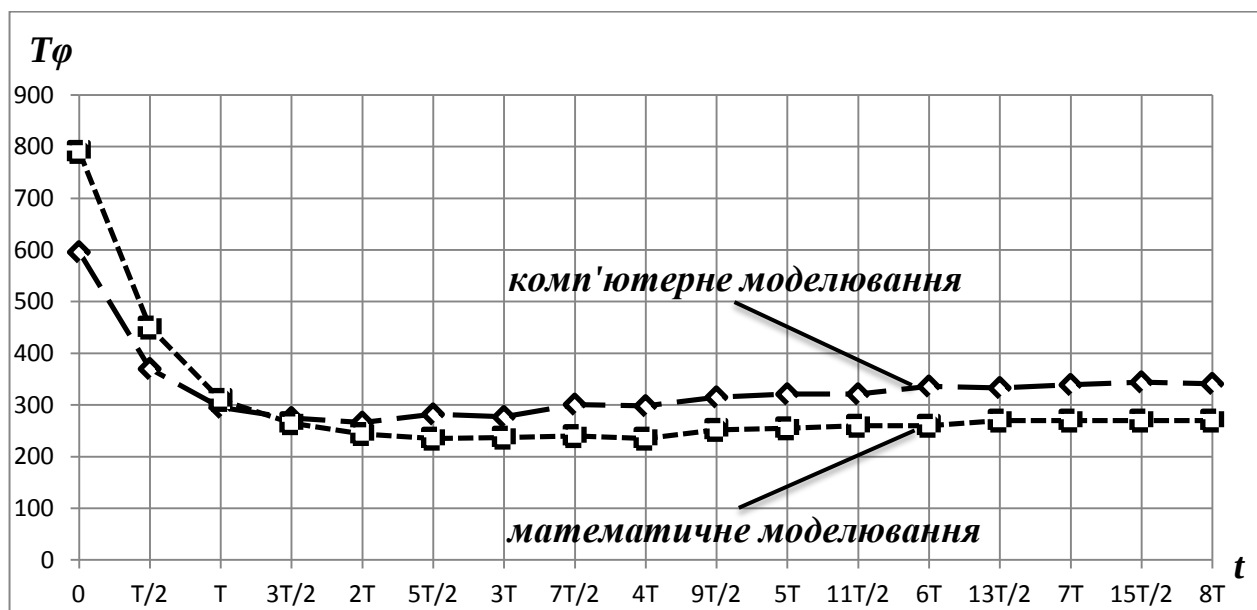


Рис.3.8 Значення фазового зсуву на різних півперіодах вих (при $Q=5$, $n=2$, $m=8$)

Задаючи значення добротності зміною параметрів R , L , C та моделюючи різні режими перемикання транзисторів за допомогою програмного забезпечення PSpice можна отримати миттєве значення струмів на початку I_{LkOFF} та в кінці i_{OFFn} інтервалу T_{OFF} (рис. 3.9).

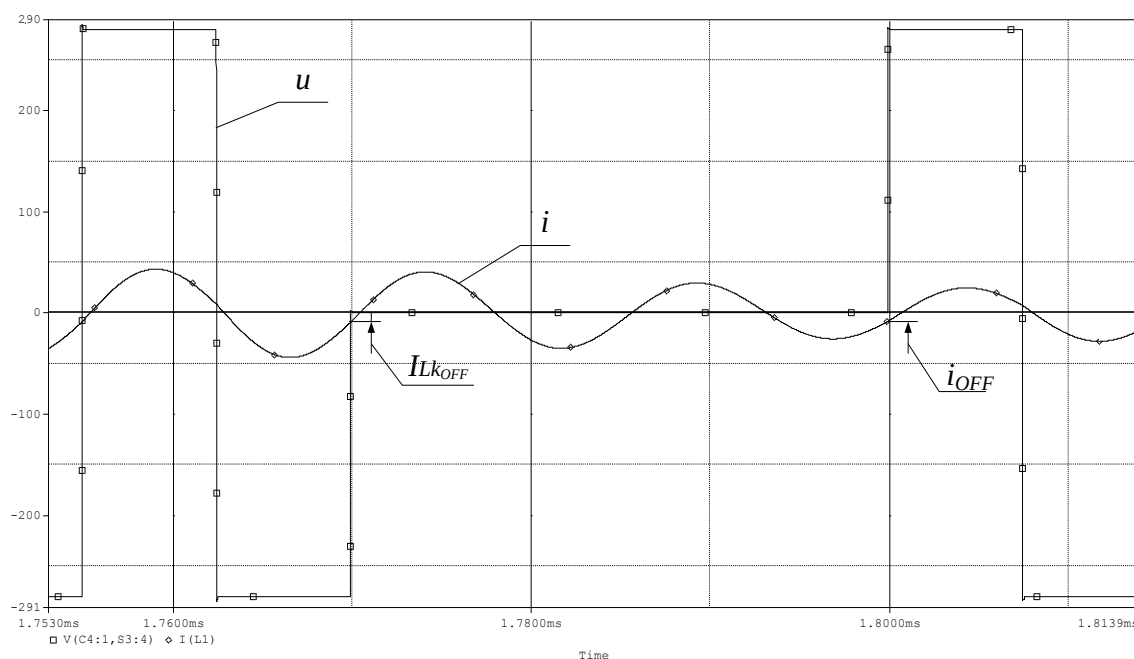


Рис. 3.9 Миттєве значення струмів на початку I_{LkOFF} та в кінці i_{OFFn} інтервалу T_{OFF}

Відношення миттєвих значень струмів $\frac{i_{OFFn}}{I_{LkOFF}}$ в залежності від добротності коливального контуру наведені в таблиці 3.2. При моделюванні параметри схеми заміщення складають: $C=0,03162$ мкФ, $L=183,9$ мкГн, період $T=15$ мкс, $T\phi'=0,3$ мкс і відповідно $T\phi'/T=0,02$, $n=2$, $m=8$.

Таблиця 3.2

Відношення амплітуди струму в кінці та на початку інтервалу T_{OFF} в залежності від значення добротності коливального контуру.

R, Ом	Q	i_{OFFn} , А	I_{LkOFF} , А	$\frac{i_{OFFn}}{I_{LkOFF}}$
38,016	2	-0,276	-1,471	0,187
15,059	5	-2,171	-3,211	0,676
7,619	10	-6,04	-7,269	0,83
3,793	20	-10,811	-11,221	0,963

Як видно з даної таблиці із збільшенням добротності коливального контуру відношення миттєвих значень струмів $\frac{i_{OFFn}}{I_{LkOFF}}$ прямує до одиниці, а отже система ФАПЧ працює більш коректно.

3.3 Аналіз електромагнітних процесів при різних режимах PDM та різних параметрах схеми заміщення навантаження.

Дослідимо, як змінюється струм перемикавання на інтервалі T_{OFF} при різних параметрах схеми. Користуючись формулою (3.19) та за допомогою програмного забезпечення Mathcad було отримано графіки залежності відношення струмів $\frac{i_{OFFn}}{I_{LkOFF}}$ на початку та в кінці інтервалу T_{OFF} в залежності від добротності при різних значеннях $T\phi'/T$ та $n=1$.

На рис. 3.10 наведено залежність відношення струму на початку та наприкінці інтервалу T_{OFF} від добротності Q для випадку, коли $T=15$ мкс, $T\phi'=0,3$ мкс, $T\phi'/T=0,02$, $n=1$, $m=8$. Штриховою лінією показані результати комп'ютерного моделювання за допомогою програмного забезпечення PSpice.

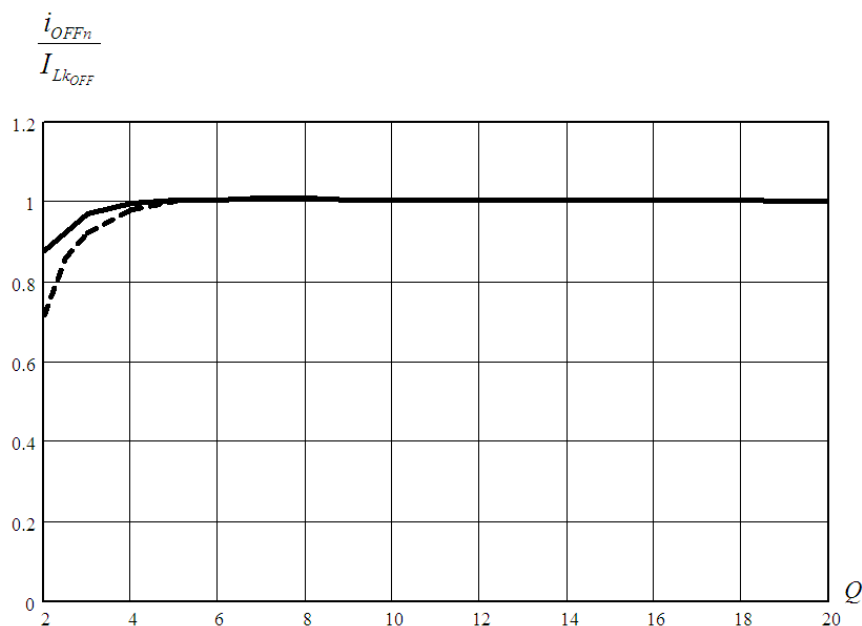


Рис. 3.10 Залежність відношення струму на початку та наприкінці інтервалу T_{OFF} від добротності Q ($n=1$, $m=8$, $T\phi'/T=0,02$)

На рис. 3.11 наведено залежність відношення струму на початку та наприкінці інтервалу T_{OFF} від добротності Q для випадку, коли $T=15$ мкс, $T\phi'=0,3$ мкс, $T\phi'/T=0,02$, $n=2$, $m=8$.

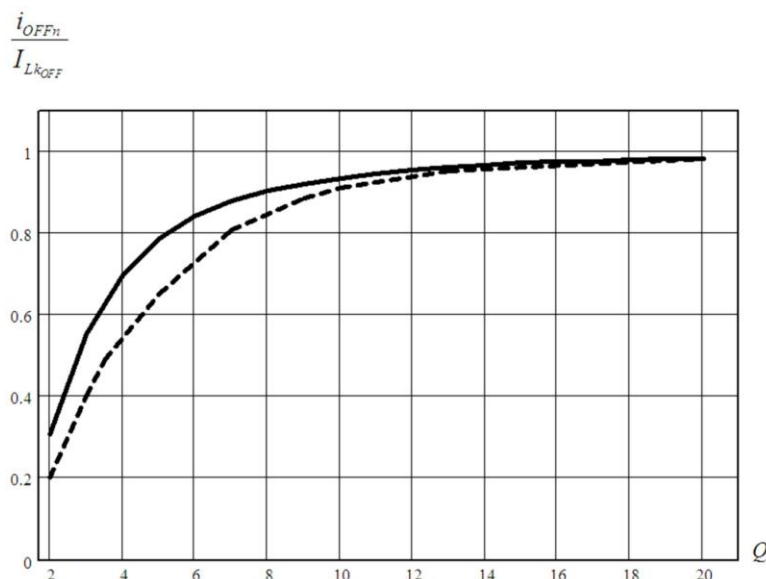


Рис. 3.11 Залежність відношення струму на початку та наприкінці інтервалу T_{OFF} від добротності Q ($n=2$, $m=8$, $T\varphi'/T=0,02$)

На рис. 3.12 наведено залежність відношення струму на початку та наприкінці інтервалу T_{OFF} від добротності Q для випадку, коли $T=15$ мкс, $T\varphi'=0,75$ мкс $T\varphi'/T=0,05$, $n=1$, $m=8$. Штриховою лінією показані результати комп'ютерного моделювання за допомогою програмного забезпечення PSpice.

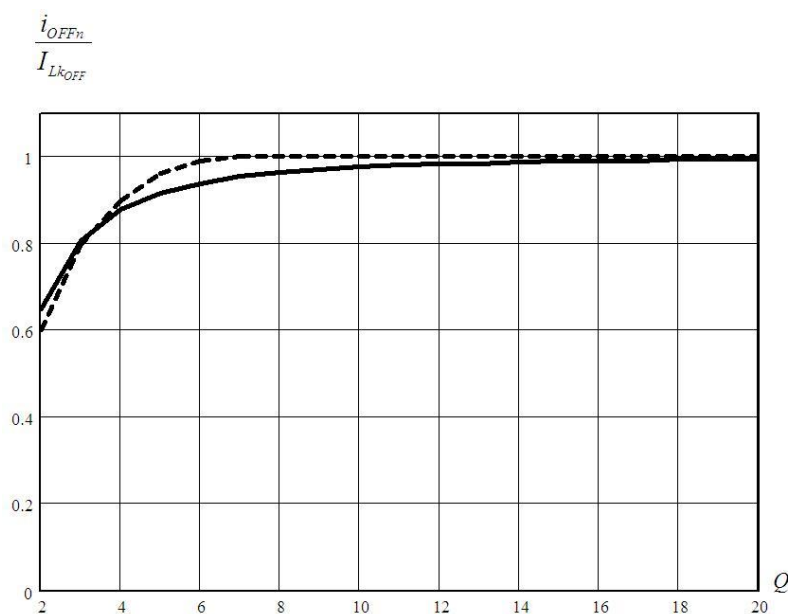


Рис. 3.12 Залежність відношення струму на початку та наприкінці інтервалу T_{OFF} від добротності Q ($n=1$, $m=8$, $T\varphi'/T=0,05$)

На рис. 3.13 наведено залежність відношення струму на початку та наприкінці інтервалу T_{OFF} від добротності Q для випадку, коли $T=15$ мкс, $T\varphi'=0,75$ мкс $T\varphi'/T=0,05$, $n=2$, $m=8$.

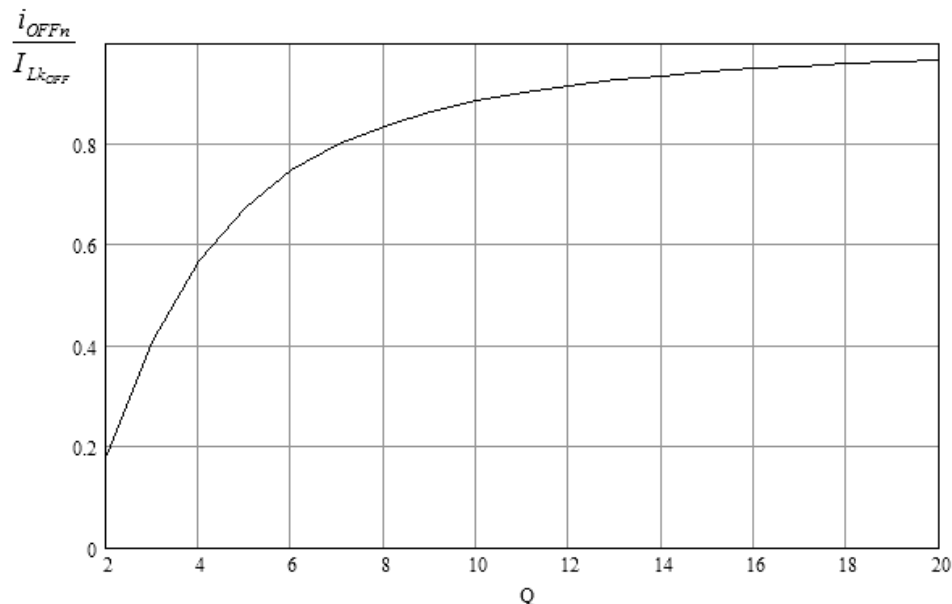


Рис. 3.13 Залежність відношення струму на початку та наприкінці інтервалу T_{OFF} від добротності Q ($n=2$, $m=8$, $T\varphi'/T=0,05$)

Як видно з графіків, зі збільшенням добротності різниця між струмом наприкінці до струму на початку інтервалу T_{OFF} стає меншою, а відношення струмів прямує до одиниці, а отже і точність роботи системи ФАПЧ збільшується.

Як видно з графіків, зі збільшенням добротності, відношення значення струму в момент перемикавання наприкінці до значення струму в момент перемикавання на початку інтервалу T_{OFF} стає меншим та прямує до одиниці, а отже і точність розрахунків збільшується із зростанням добротності коливального контуру. Розбіжність отриманих результатів (до 20 %) пояснюється прийнятими припущеннями. Збільшення фазового зсуву збільшує різницю між струмом на початку та наприкінці інтервалу T_{OFF} , цьому відповідають різні значення $T\varphi'$.

Висновки до розділу 3

1. Розроблено математичні та комп'ютерні моделі для дослідження електромагнітних процесів в схемі резонансного інвертора напруги з PDM регулюванням при різних параметрах навантаження.
2. Запропонована математична модель відрізняється від існуючих тим, що враховує частоту вихідного струму, яка не дорівнює резонансній частоті чи частоті вільних коливань.
3. Показано, що система ФАПЧ при наявності PDM регулювання не може забезпечити заданий фазовий зсув на кожному півперіоді вихідного струму. Це необхідно враховувати при виборі значення фазового зсуву, яке необхідно збільшувати порівняно з оптимальним значенням.

Посилання: [84, 123, 124, 125] див. список використаних джерел стор. 159 – 163.

РОЗДІЛ 4

ПРАКТИЧНА РЕАЛІЗАЦІЯ ТА ЕКСПЕРЕМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ

4.1 Експериментальні дослідження установки індукційного нагрівання з ФАПЧ та PDM

Експериментальні дослідження проводились за допомогою макету інвертора, який живиться від випрямленої напруги однофазної мережі живлення 220В, та високочастотного транзисторного перетворювача установки індукційного нагрівання та зонної плавки металевих деталей «ВЧІ-5» потужністю 5кВт, частотою вихідного струму 66кГц, яка живиться від трифазної мережі живлення 3х380В.

Макет інвертора мостового типу побудований на основі резонансного інвертора напруги з послідовним контуром на виході. з використанням датчиків напруги колектор–емітер (стік-витік) $u_{ке}$ транзисторів (Дн1, Дн2) та датчиків миттєвого значення вихідного струму i (Дс1) і середнього за модулем значення вихідного струму I_{avg} (Дс2). В даному випадку датчі струму мають гальванічний розв'язок з силовою частиною. Опис схеми силової частини представлено в розділі 2. Для регулювання напруги живлення використовувався лабораторний автотрансформатор.

Опис установки індукційного нагрівання «ВЧІ-5» представлено далі в розділі 4.2.

В даному випадку використовувалася нова розроблена цифрова система фазового автоматичного підстроювання частоти (ФАПЧ) резонансного інвертора напруги з модуляцією щільності імпульсів та ФАПЧ. Система для визначення частоти використовує сигнал зворотнього зв'язку за напругою колектор-емітер (стік-витік) транзисторів інвертора та за вихідним струмом інвертора [106].

Для реалізації роботи системи ФАПЧ була розроблена та виготовлена плата керування, що побудована на основі програмованої логічної інтегральної схеми

(ПЛІС), алгоритм роботи якої задають за допомогою програмування з використанням логічних елементів. Структурна схема системи керування зображена на рис. 2.14 другого розділу. На рис. 4.1 зображено зовнішній вигляд плати керування та захисту з використанням інтегральних мікросхем та аналогових компонентів.

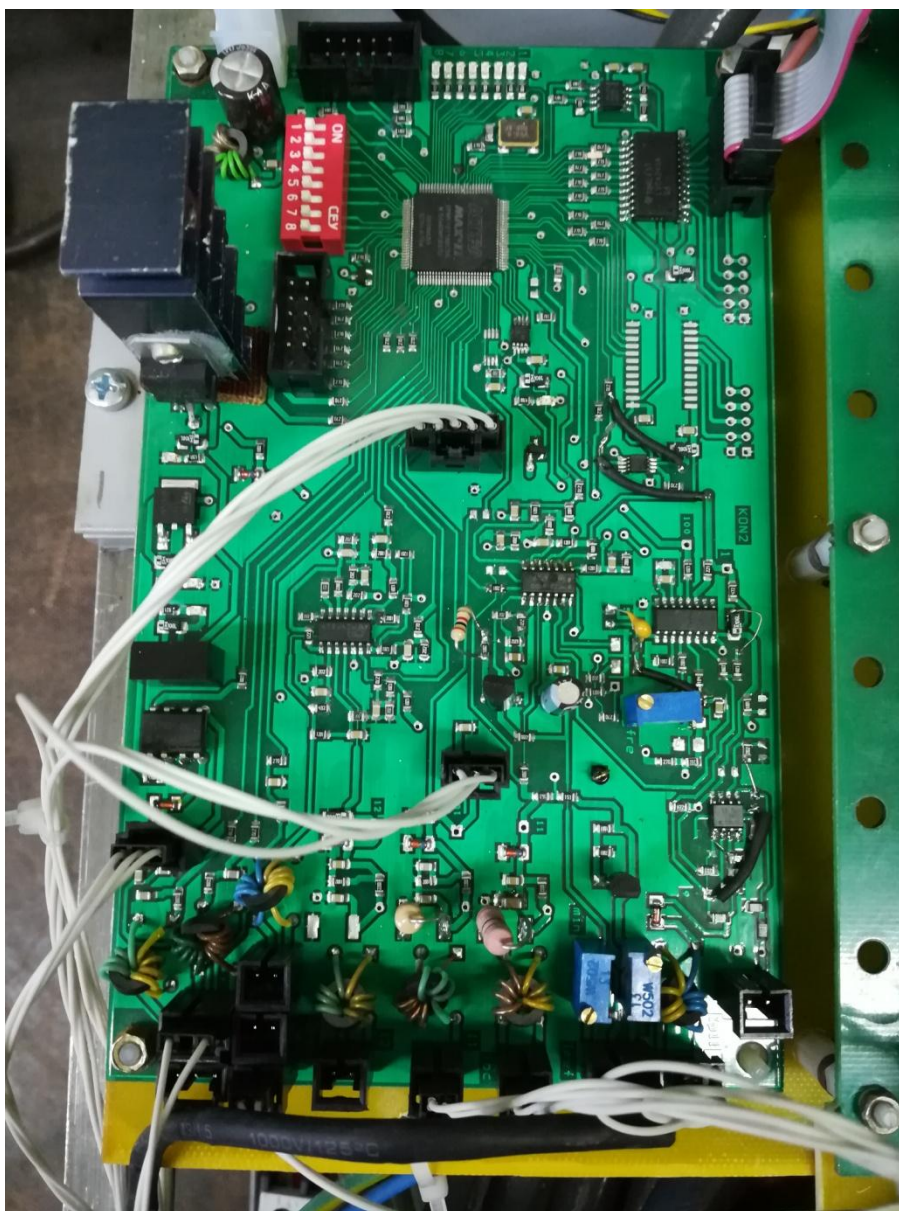


Рис. 4.1 Зовнішній вигляд монтажної плати керування та захисту

У даній макетній платі для практичної реалізації цифрової системи фазового автоматичного підстроювання частоти резонансного інвертора напруги з модуляцією щільності імпульсів використана програмована логічна інтегральна

мікросхема EPM570T100I5N у корпусному виконанні TQFP100, напруга живлення якої 3,3В, кількість логічних блоків складає 570 одиниць, а кількість комірок 440, час затримки 5,4 нс. Застосування даної мікросхеми дозволяє зменшити кількість аналогових компонентів та забезпечити швидке перепрограмування налаштувань роботи системи ФАПЧ, керування та захисту при зміні технологічного процесу або зміні характеру навантаження в більших межах від заданих параметрів. При цьому застосовується лише програмування, а всі інші елементи плати залишаються незмінними, що полегшує налаштування обладнання під певне технологічне завдання.

У Додатку Б наведено фрагмент схеми яка реалізує цифрову ФАПЧ за структурною схемою керування зображеною на рис. 2.14. Схема включає в себе блок PDM, блок вихідної логіки, генератор, блок затримки та фазовий детектор. На схемі відсутні елементи захисту перетворювача. Схематичне проектування на ПЛІС виконане в програмному середовищі Quartus II з використанням мікросхеми EPM570T100I5N описаної вище.

Плата була розроблена універсальною, здатною для роботи як цифрової ФАПЧ, так і аналогової. Для цього в платі керування були встановлені елементи аналогової системи ФАПЧ, побудованої на основі мікросхеми CD4046. Експериментальні дослідження запропонованої аналогової системи ФАПЧ представлено в розділі 2.4.

Блок схеми для аналогової та цифрової системи керування наведені на рис 2.14 та 2.18. Блок PDM реалізує алгоритми регулювання у відповідності до діаграм, наведених на рис. 2.13.

Запропонована система ФАПЧ використовує зворотній зв'язок з давачів переходу вихідного струму i через нуль та сигналів давачів напруги колектор-емітер $u_{ке}$ двох транзисторів інвертора.

У якості зворотнього зв'язку переходу вихідного струму через нуль використовується давач струму побудований на основі трансформатора струму, сигнал якого подається на фазовий детектор. У якості фазового детектора використано швидкодіючий компаратор.

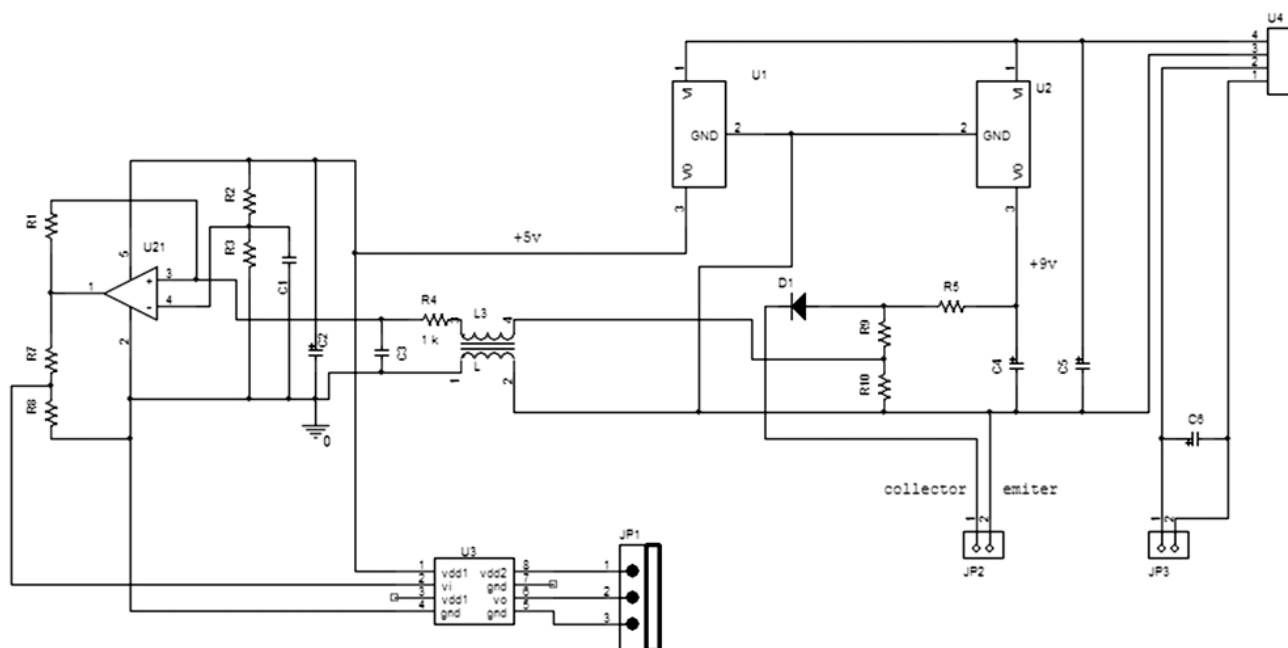


Рис.4.2 Схема давача напруги

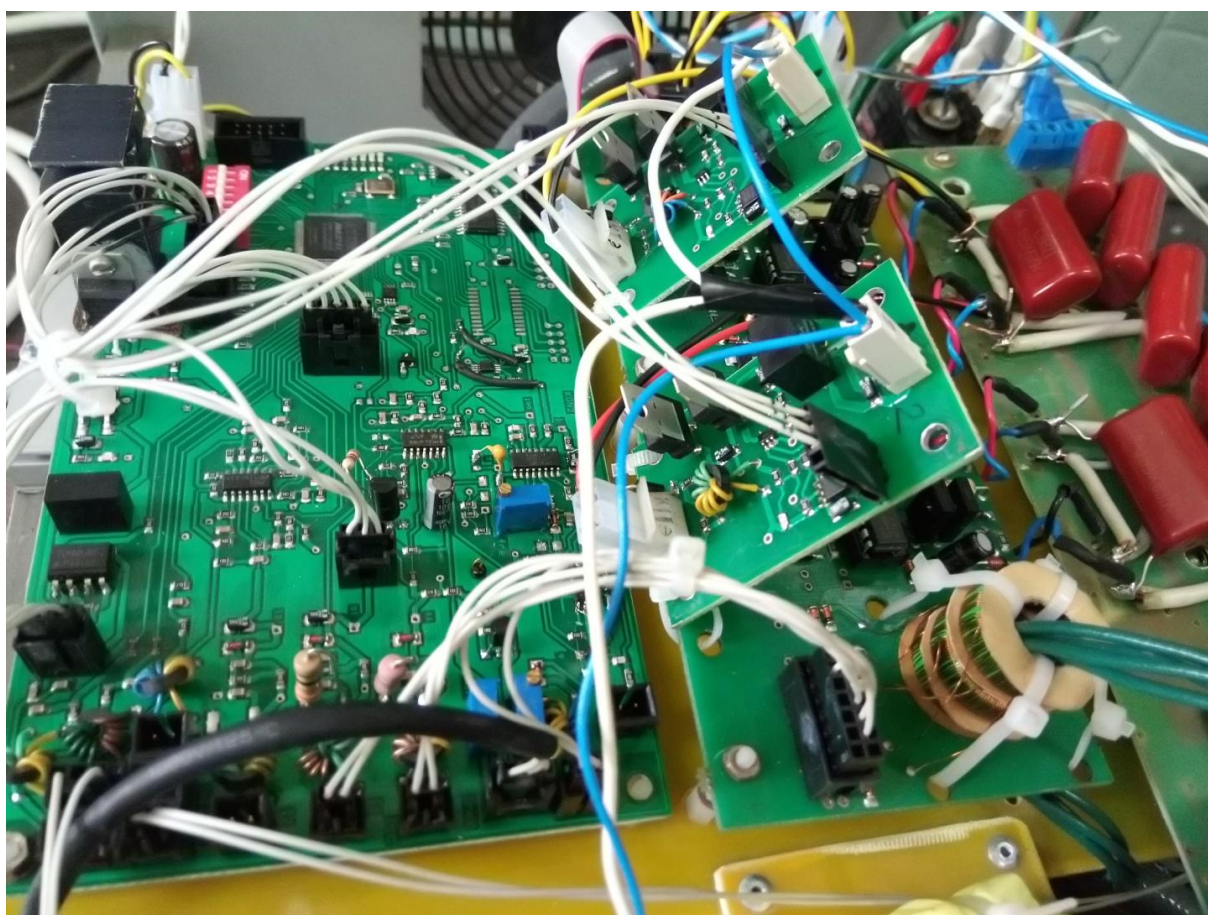


Рис. 4.3 Практична реалізація давачів сигналів напруги $u_{ке}$ транзисторів інвертора у складі системи керування установки «ВЧІ-5»

У давачах напруги використовується швидкодіючий компаратор ADCMP600BRJ, затримку роботи якого згідно його характеристик складає 3,5 нс. Сигнал з яких через гальванічний розв'язок надходить на плату керування. Функціональна схема давачів напруги наведена на рис. 4.2. Для гальванічного розв'язку у якості ізолятора цифрових сигналів використано мікросхему ADUM1100ARZ у корпусному виконанні SO8. На рис 4.2. зображено схему давача напруги. Практичне виконання давачів на печатних платах при виготовленні зразку високочастотного транзисторного інвертора для установки індукційного нагрівання «ВЧІ-5» зображено на рис. 4.3. Давач напруги виробляє імпульси, коли напруга на транзисторі наближається до нуля, що відповідає часу завершення вимикання транзистора протилежної стійки інвертора.

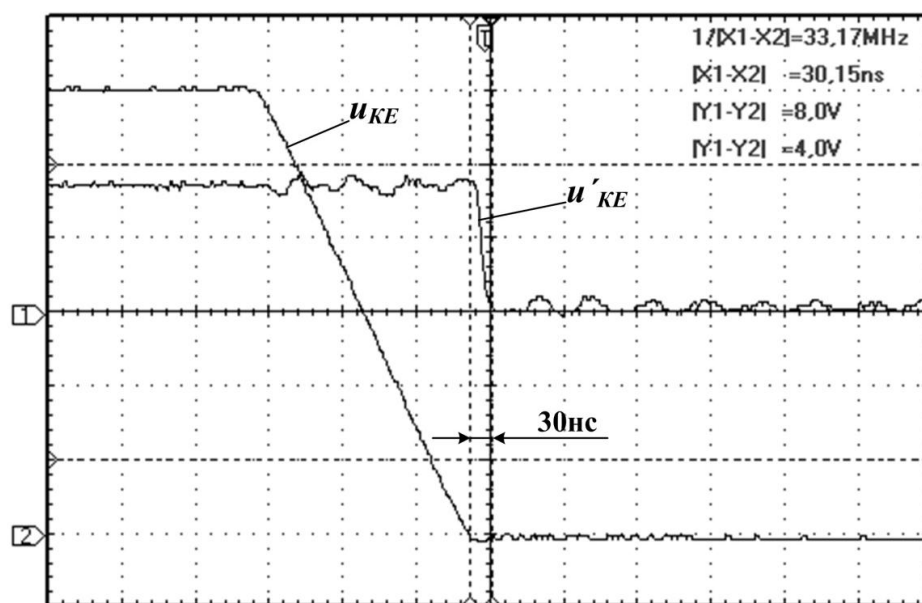


Рис.4.4 Часова затримка роботи давача напруги

На рис. 4.4 наведено осцилограму, яка показує час затримки між сигналом напруги колектор-емітер u_{KE} транзистора та сигналом на виході давача напруги u'_{KE} . Затримка часу спрацювання давача складає приблизно 30 нс, що є досить швидким в порівнянні з іншими схемотехнічними рішеннями [106]. Для експериментальних досліджень використовувався цифровий двухканальний осцилограф Rigol DS 5152C з полосою пропускання 150 МГц.

На рис. 4.5 – 4.8 наведено осцилограми напруги та струму на виході інвертора при різних алгоритмах керування з PDM

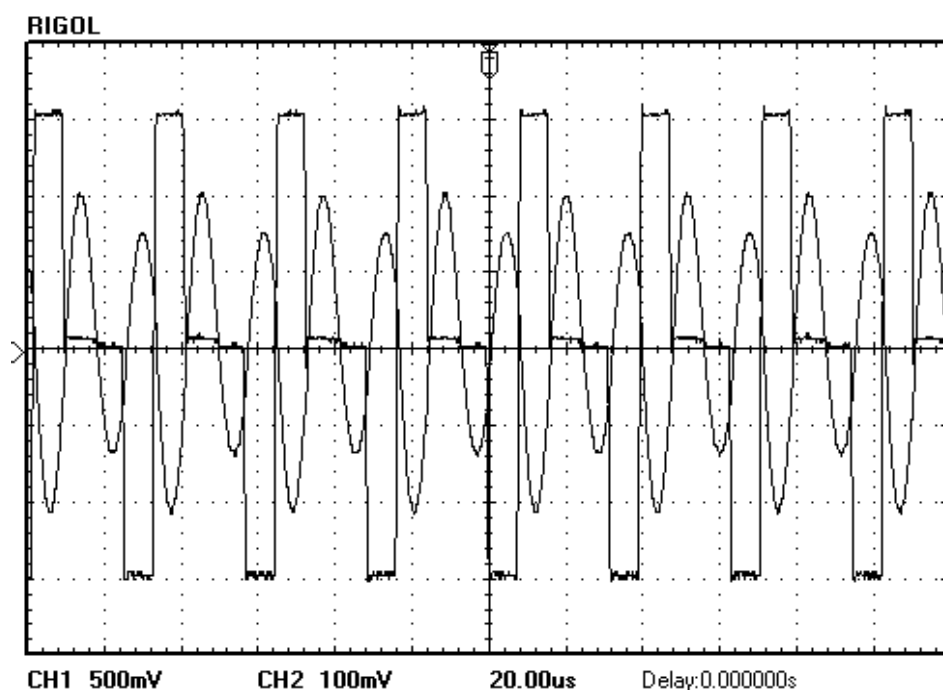


Рис. 4.5 Осцилограми напруги та струму на виході інвертора при $\gamma=1/2(Q=3,$
напруга 300В)

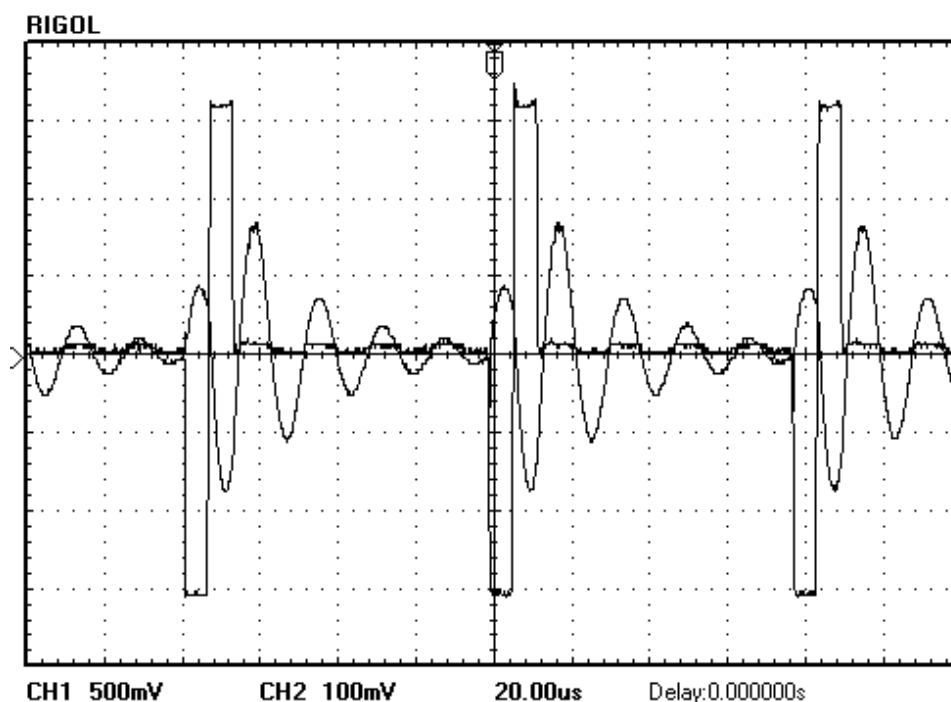


Рис. 4.6 Осцилограми напруги та струму на виході інвертора при $\gamma=1/5(Q=3,$
напруга 300В)

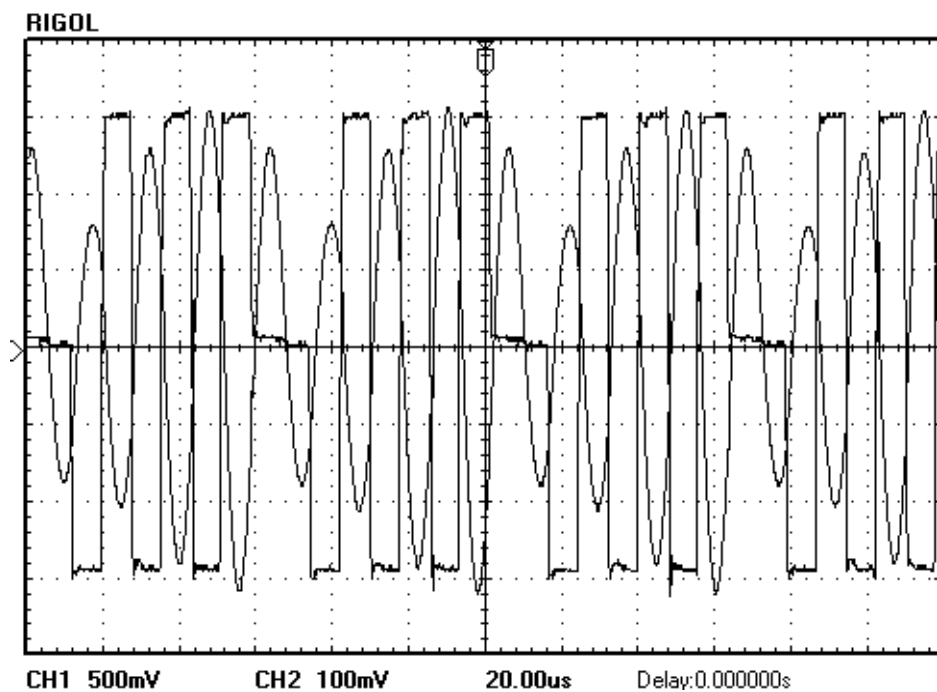


Рис. 4.7 Осцилограми напруги та струму на виході інвертора при $\gamma=3/4$ ($Q=3$, напруга 300В)

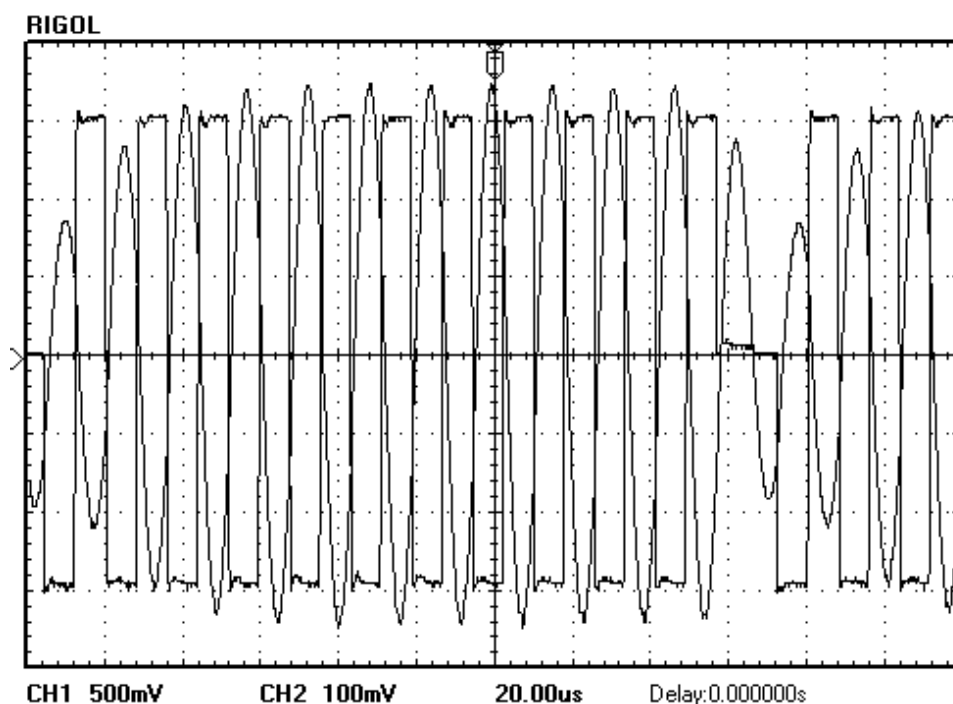


Рис. 4.8 Осцилограми напруги та струму на виході інвертора при $\gamma=11/12$ ($Q=3$, напруга 300В)

В процесі проведення експериментальних досліджень був проведений порівняльний аналіз роботи ФАПЧ у двох випадках:

1. Коли система ФАПЧ, використовує лише імпульси з давача переходу вихідного струму через нуль.

2. Коли запропонована система ФАПЧ, коли на інтервалі часу T_{ON} система ФАПЧ використовує зворотній зв'язок з давачів переходу вихідного струму через нуль та сигналів з давачів напруги $u_{ке}$ транзисторів інвертора, а на інтервалі часу T_{OFF} використовує тільки зворотній зв'язок з давача переходу вихідного струму через нуль [106].

За допомогою макетного зразку отримано осцилограми вихідного струму та напруги при різних режимах роботи PDM, зміні напруги та опору R' . На осцилограмах нижче наведено графіки для порівняння роботи системи ФАПЧ з використанням зворотнього зв'язку без сигналів давачів напруги $u_{ке}$ (рис. 4.9 а–4.13 а) та використовуючи зворотній зв'язок сигналів отриманих з давачів напруги $u_{ке}$, (рис. 4.9 б–4.13 б).

В першому випадку систему ФАПЧ було побудовано на основі широко відомої мікросхеми CD4046, яка забезпечує постійний фазовий зсув між імпульсами керування транзисторами та сигналами з давача переходу струму через нуль. Запропонована система використовує в схемі керування інвертора мікросхему ПЛІС MAX II EPM570T100C5N (ALTERA).

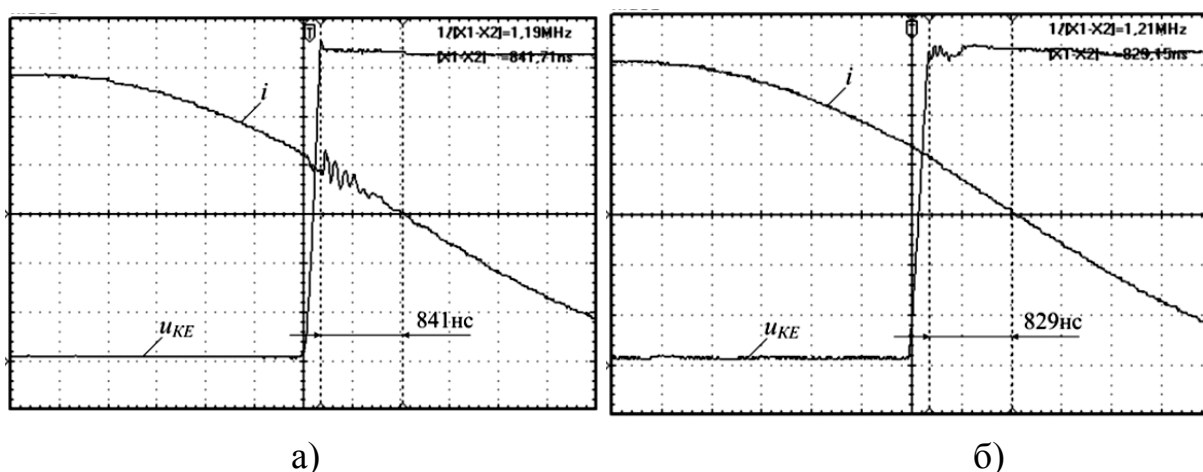


Рис.4.9 (300В, $R=R'$, $\gamma=1$) Система ФАПЧ, яка використовує імпульси з давача переходу вихідного струму через нуль(а) та запропонована система ФАПЧ(б)

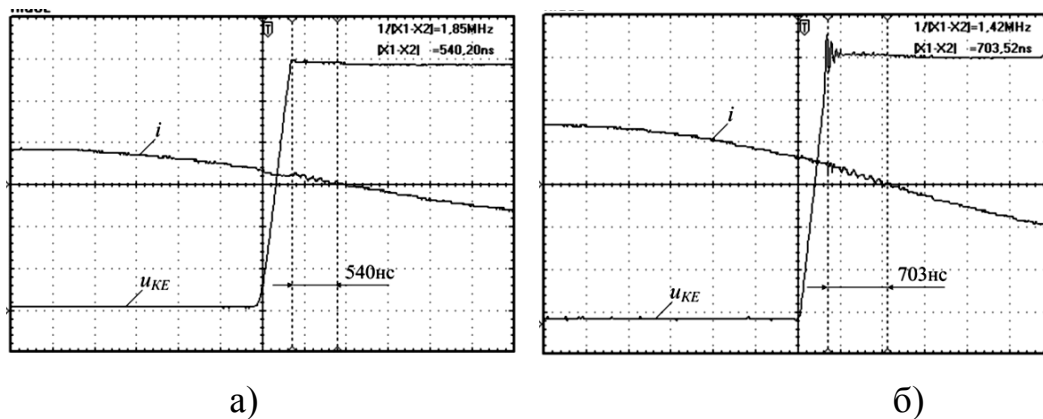


Рис.4.10 (300В, $R=R' \times 3, \gamma=1$) Система ФАПЧ, яка використовує імпульси з давача переходу вихідного струму через нуль(а) та запропонована система ФАПЧ(б)

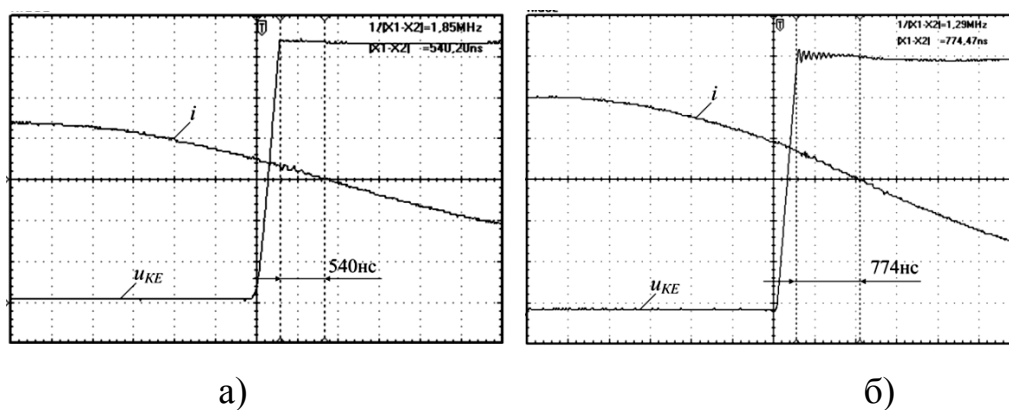


Рис.4.11 (300В, $R=R', \gamma=1/3+1/2$) Система ФАПЧ, яка використовує імпульси з давача переходу вихідного струму через нуль(а) та запропонована система ФАПЧ(б)

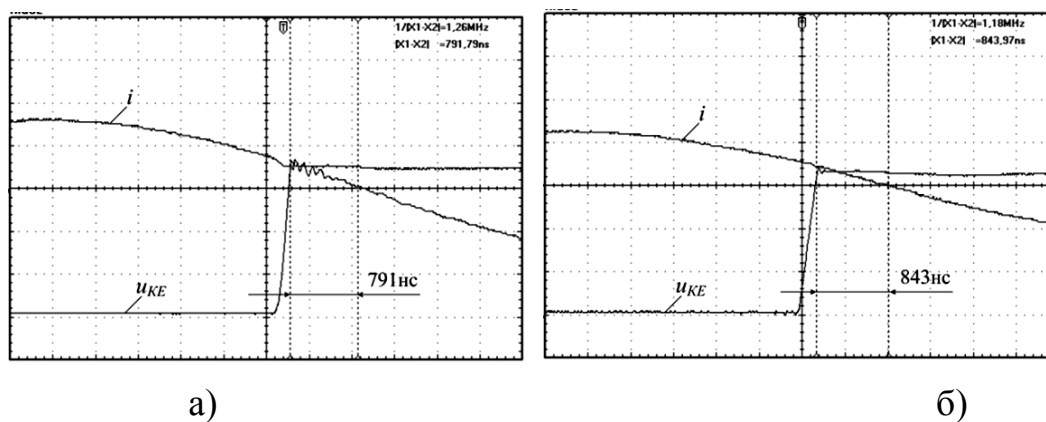


Рис.4.12 (170В, $R=R', \gamma=1$) Система ФАПЧ, яка використовує імпульси з давача переходу вихідного струму через нуль(а) та запропонована система ФАПЧ(б)

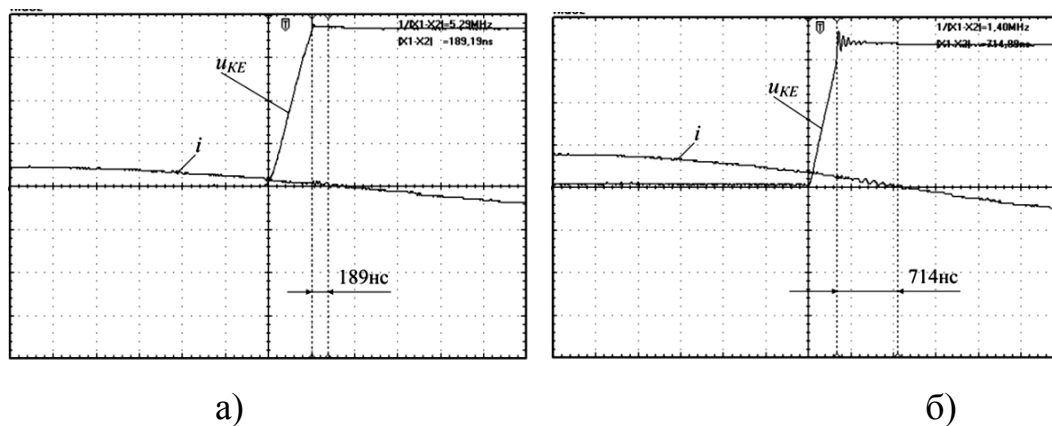


Рис.4.13 (170В, $R=R' \times 3$, $\gamma=1$) Система ФАПЧ, яка використовує імпульси з давача переходу вихідного струму через нуль(а) та запропонована система ФАПЧ(б)

З даних осцилограм можна побачити що одночасне використання зворотнього зв'язку з давачів, під'єднаних до колектора та емітера транзисторів високочастотного інвертора та давача переходу струму через нуль, вносить певні позитивні корективи в роботу системи ФАПЧ при різних режимах роботи системи PDM. Як видно з осцилограм кут зсуву фаз між вихідною напругою та струмом інвертора тримається більш стабільно в певних заданих межах в залежності від зміни навантаження, зміни режимів модуляції та зміни напруги живлення. Останнє особливо важливо при наявності великих пульсацій напруги живлення інвертора, наприклад у випадку однофазної мережі живлення. Це дозволяє зменшити фазовий зсув та струм на момент перемикання транзисторів, тим самим зменшити втрати потужності. Також забезпечуються режими перемикання близькі до оптимальних при широкому діапазоні зміни параметрів навантаження [106].

4.2 Установка індукційного нагрівання «ВЧІ-5»

Результати роботи були впроваджені в 2021 р. при виконанні робіт згідно договору №2805/21 між Товариством з обмеженою відповідальністю «ВІТОВА Лтд» та державним підприємством «Науково-виробничий центр «Енергоімпульс»

Інституту електродинаміки НАН України». Було розроблено, виготовлено та передано високочастотне джерело живлення «ВЧИ-5» потужністю 5кВт частотою 66кГц, яка призначено для місцевого індукційного нагріву та зонної плавки металевих деталей. Акт впровадження наведено в Додатку В.

Транзисторний перетворювач установки індукційного нагрівання характеризується високим ККД, можливістю автоматичного регулювання вихідних параметрів з урахуванням широкого діапазону зміни параметрів навантаження. Були розроблені системи автоматичного фазового підстроювання частоти, які забезпечують мінімальні втрати потужності в транзисторах інвертора при широкому діапазоні зміни параметрів навантаження. У таблиці 4.1 наведені основні технічні характеристики установки.

Таблиця 4.1

Технічні характеристики установки

№	Найменування параметру	Значення параметру
1.	Транзисторний перетворювач: - номінальна потужність, кВт - частота мережі, Гц - напруга трифазної мережі живлення	5 50 380±10%
2.	Частота генератора, кГц	60 -72 кГц
3.	ККД генератора (без врахування ККД погоджувального пристрою та навантаження)	95 %
4.	Діюче значення вихідного струму, А	700
5.	Системи захисту	Установка має системи захисту від виходу частоти за межі допустимого діапазону, зникнення напруги в мережі живлення, зменшення потоку води в системі охолодження, перегріву радіатора охолодження транзисторів та інші.

Зовнішній вигляд установки індукційного нагрівання «ВЧІ-5» зображено на рис.4.14. Внутрішній вигляд та зображення основних силових частин з пристроями керування та захисту установки індукційного нагрівання «ВЧІ-5» показано на рис.4.15.



Рис. 4.14 Зовнішній вигляд установки індукційного нагрівання «ВЧІ-5»



Рис.4.15 Внутрішній вигляд установки індукційного нагрівання «ВЧІ-5»

На рис.4.16 наведена структурна схема високочастотного генератора даної установки, що складається з випрямляча В, протизавадного фільтра Ф, перетворювача постійної напруги в змінну заданої частоти, тобто інвертора Інів, та погоджувального пристрою ПБ, що складається з трансформатора та компенсуючого конденсатора.

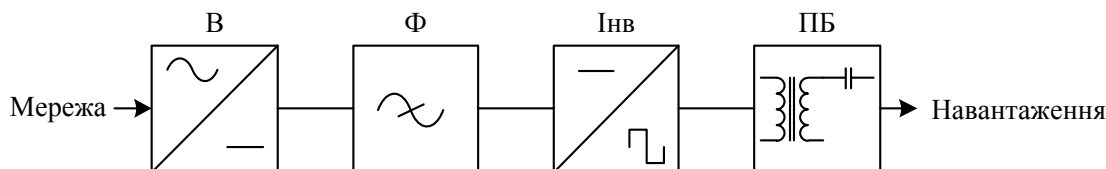


Рис. 4.16 Структурна схема високочастотного перетворювача

Функціональна схема перетворювача зображена на рис. 4.17 і складається з вхідного протизавадного фільтра 1, випрямляча 2, фільтра 3, транзисторного інвертора 4, трансформатора 5, конденсатора контуру 6, джерела живлення 7, плати «керування та захисту» 8, плати «індикації» 9.

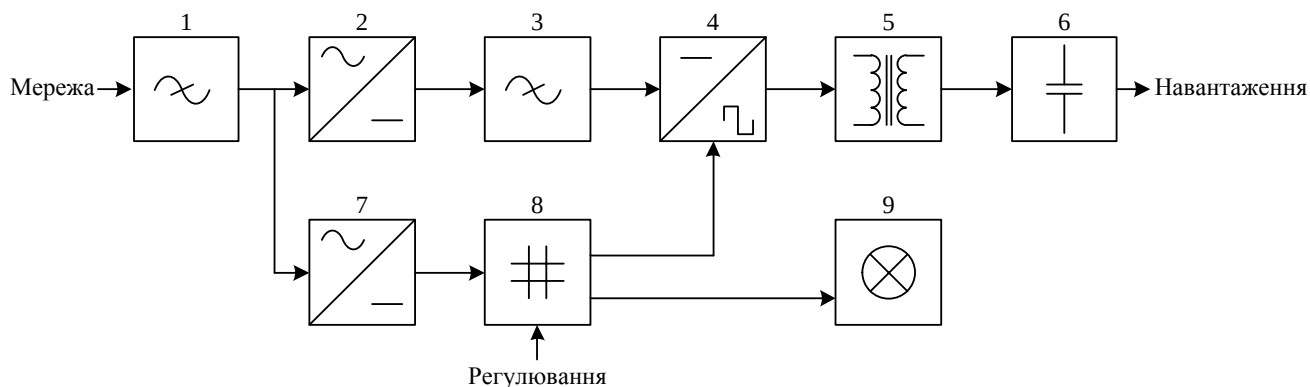


Рис. 4.17 Функціональна схема перетворювача

Принцип роботи генератора базується на перетворенні постійної випрямленої з мережі напруги у змінну напругу заданої частоти за допомогою високочастотного транзисторного інвертора. Вихід інвертора під'єднано до первинної обмотки погоджувального трансформатора, вторинна обмотка якого через конденсатор під'єднана до індуктора з навантаженням.

Напруга мережі через вхідний протишумовий фільтр (1) подається на випрямляч (2), далі – на фільтр (3), який складається із дроселя та конденсатора.

З фільтра (3) напруга поступає на вхід інвертора (4), який перетворює постійну напругу в змінну. Вихід інвертора підключено до первинної обмотки погоджувального трансформатора (5), який забезпечує необхідний рівень напруги на вторинній обмотці, а також гальванічну розв'язку ланцюга навантаження від мережі живлення. Вторинна обмотка погоджувального трансформатора з'єднана через конденсатор коливального контуру (6) з індуктором. Ємність конденсатора із індуктивністю індуктора створюють послідовний коливальний контур. При частоті роботи інвертора, близькій до резонансної частоти коливального контуру, забезпечується перемикання транзисторів інвертора з мінімальними втратами, а також досягнення максимальної потужності роботи.

Електроживлення плати «керування та захисту» (8), «індикації» (9) здійснюється від джерела живлення малої потужності (7). Плата «керування та захисту» забезпечує регулювання та стабілізацію вихідного струму інвертора, а також виконує функції захисту.

При спрацюванні будь-якого датчика захисту, плата «керування та захисту» вимикає інвертор і на передній панелі генератора запалюється червона сигнальна лампочка і система захисту автоматично вимикає установку.

Щоб забезпечити мінімальні втрати енергії в силових ключах перетворювача, регулювання струму відбувається за допомогою модуляції щільності імпульсів (англ. Pulse density modulation - PDM), а підтримання сталого зсуву фази між вихідним струмом та напругою забезпечує система ФАПЧ.

Високочастотний транзисторний інвертор установки індукційного нагрівання «ВЧІ-5» виконаний за мостовою схемою з послідовним резонансним контуром на виході з використанням в якості ключів стійок інвертора IGBT транзисторів. Схему силової частини високочастотного резонансного інвертора установки індукційного нагрівання «ВЧІ-5» показано на рис. 2.11.

Інвертор напруги побудований на базі транзисторів FGL40N120AND які призначені для обладнання індукційного нагрівання. Максимально допустимий

струм колектора яких складає 64А, максимальна потужність 500Вт. Високочастотний інвертор живиться від трьохфазного діодного випрямляча SKBPC3512, на який надходить змінна напруга з мережі.

Для керування перетворювачем використовувалась система керування з ФАПЧ та PDM, яка побудована на основі плати рис. 4.1, структурна схема якої наведена на рис. 2.11.

Експериментальні дослідження установки підтвердили працездатність запропонованої системи керування з ФАПЧ та PDM, яка забезпечує покращені режими перемикання ключових елементів при широкому діапазоні зміни параметрів навантаження. В Додатку 1 наведено акт впровадження результатів роботи.

4.3 Транзисторний перетворювач «ВЧІ-10-66У» потужністю 10 кВт частотою 66 кГц для пайки сталевих деталей в вакуумній камері

Результати теоретичних та експериментальних досліджень системи ФАПЧ при широкому діапазоні зміни параметрів навантаження були використані при виконанні договору № 19-04 між Інститутом електрозварювання ім. Є.О.Патона НАН України та державним підприємством «Науково-виробничий центр «Енергоімпульс» Інституту електродинаміки НАН України», що підтверджено відповідним актом впровадження. В результаті виконання роботи було розроблено, виготовлено та передано установку індукційного нагріву «ВЧІ-10-66У» потужністю 10кВт частотою 66кГц, яка призначена для пайки сталевих деталей у вакуумній камері. Акт впровадження наведено в додатку В.

Принцип дії генератора базується на перетворенні напруги мережі живлення в постійну напругу з подальшим перетворенням постійної напруги в змінну заданої частоти.

Структурна схема силової частини генератора представлена на рис. 4.18 та складається з:

- В – випрямляча;

- Φ – фільтра;
- ІНВ – транзисторного інвертора;
- ПБ – погоджувального блоку.

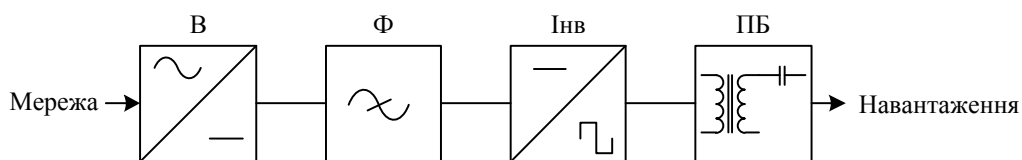


Рисунок 4.18 Структурна схема силової частини генератора

ПБ складається з погоджувального трансформатору, вторинна обмотка якого через компенсуючий конденсатор приєднується к виходу та в подальшому к індуктору з деталями, який розташований в вакуумній камері.

Функціональна схема генератора представлена на рис. 4.19 та складається з:

- вхідний протизавадний фільтр – 1;
- випрямляч – 2;
- фільтр – 3;
- транзисторний інвертор – 4;
- трансформатор – 5;
- конденсатор контуру – 6;
- джерело живлення – 7;
- плату «керування та захисту» – 8;
- плату «індикації» – 9.

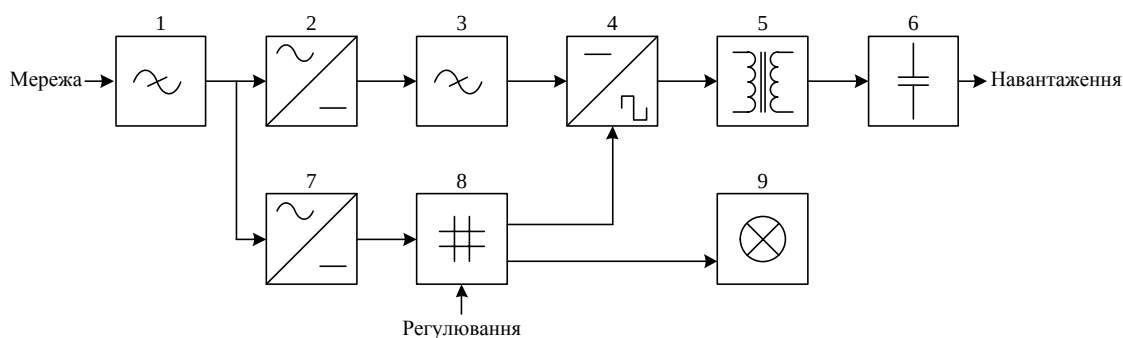


Рисунок 4.19 Функціональна схема генератора

Напруга мережі через вхідний протишумовий фільтр (1) подається на випрямляч (2), далі – на фільтр (3), який складається із дроселя та конденсатора.

З фільтра (3) напруга поступає на вхід інвертора (4), який перетворює постійну напругу в змінну. Вихід інвертора підключено для первинної обмотки погоджувального трансформатора (5), який забезпечує необхідний рівень напруги на вторинній обмотці, а також гальванічну розв'язку ланцюга навантаження від мережі живлення. Вторинна обмотка погоджувального трансформатора з'єднана через конденсатор коливального контуру (6) до виходу і далі до індуктора. Ємність конденсатора із індуктивністю індуктора створюють послідовний коливальний контур. При частоті роботи інвертора, близькій до резонансної частоти коливального контуру, забезпечується перемикання транзисторів інвертора з мінімальними втратами, а також максимальна потужність в навантаженні.

Електроживлення плати «керування та захисту» (8), «індикації» (9) здійснюється від джерела живлення малої потужності (7). Плата «керування та захисту» забезпечує функціонування регулювання та стабілізації вихідного струму інвертора, а також функції захисту, вказані нижче.

При спрацьованні будь-якого датчика захисту, плата «керування та захисту» вимикає інвертор і на передній панелі генератора запалюється червона лампочка. Захист автоматично вимикає установку:

- при перевищенні максимального допустимого значення вихідного струму навантаження (загорається лампочка «КЗ»);
- при «виході» частоти вихідного струму за межі робочого діапазону (загорається лампочка «КЗ»);
- при замиканні вихідних шин чи витків індуктора (загорається лампочка «КЗ»);
- при перегріві радіатора охолодження вхідного випрямляча і транзисторів інвертора 50 °C (загорається лампочка «t⁰»);
- при відсутності потоку води в погоджувальному блоці (загорається лампочка «Вода»).

Регулювання та стабілізація струму інвертора відбувається за допомогою модуляції щільності імпульсів, що забезпечує мінімальні втрати потужності в транзисторах інвертора.

Зовнішній та внутрішній вигляд установки наведені на рис. 4.20 та рис. 4.21.



Рис. 4.20 Зовнішній вигляд установки «ВЧИ-10-66-У» потужністю 10кВт, частотою 66кГц



Рис. 4.21 Внутрішній вигляд установки «ВЧИ-10-66-У» потужністю 10кВт, частотою 66кГц

Основні технічні характеристики зразка установки наведено в таблиці 4.2., на рис. 4.22 наведено фото деталей, які нагріваються для пайки.

Таблиця 4.2

Основні технічні характеристики

№	Найменування параметру	Значення параметру
1.	Транзисторний перетворювач: - номінальна потужність, кВт - частота мережі, Гц - напруга трифазної живильної мережі	10 50 380±10%
2.	Частота генератора, кГц	66 ± 10% кГц
3.	ККД генератора (без врахування ККД погоджувального пристрою та навантаження), %	95 %
4.	Діюче значення вихідного струму, А	730
5.	Системи захисту	Установка має системи захисту від коротких замикань, перенапруги в мережі живлення, зменшення потоку води в системі охолодження



Рис. 4.22 Деталі, які нагріваються для пайки

Експериментальні дослідження показали відповідність розробленого транзисторного перетворювача «ВЧІ-10» технічному завданню. Транзисторний перетворювач установки індукційного нагріву характеризується високим ККД, можливістю автоматичного регулювання вихідних параметрів з урахуванням широкого діапазону зміни параметрів навантаження та здатен використовуватись для нагріву деталей різної конфігурації в індукторах спеціальної конструкції.

Висновки до розділу 4

1. Для перевірки результатів теоретичних досліджень було розроблено та побудовано макет установки індукційного нагріву з системою ФАПЧ та РДМ на основі резонансного інвертора напруги з послідовним контуром на виході з використанням давачів напруги колектор–емітер (стік-витік) $u_{ке}$ транзисторів (Дн1, Дн2) та давачів миттєвого значення вихідного струму i (Дс1) і середнього за модулем значення вихідного струму I_{avg} (Дс2).

2. Розроблено та побудовано давач напруги колектор–емітер (стік-витік) транзисторів, який має досить високу швидкодію порівняно з іншими схемотехнічними виконаннями.

3. Для реалізації роботи системи ФАПЧ була розроблена та виготовлена плата керування, що побудована на основі програмованої логічної інтегральної схеми (ПЛІС), алгоритм роботи якої задають за допомогою програмування.

4. Результати експериментальних досліджень підтверджують дані отримані в результаті математичного та комп'юторного моделювання. Запропонована система керування забезпечує кращі режими комутації силових ключів при широкому діапазоні зміни параметрів навантаження та зміні величини напруги живлення.

5. Результати досліджень були впроваджені при виготовленні установки індукційного нагрівання та зонної плавки металевих деталей «ВЧІ-5» (потужністю 5кВт, частотою вихідного струму 66кГц), що живиться від трифазної мережі живлення 3х380В. Яка виконана згідно договору №2805/21 між

Товариством з обмеженою відповідальністю «ВІТОВА Лтд» та державним підприємством «Науково-виробничий центр «Енергоімпульс» Інституту електродинаміки НАН України». Акт впровадження наведений в додатку В.

Також результати теоретичних та експериментальних досліджень систем ФАПЧ при широкому діапазоні зміни параметрів навантаження були використані при виконанні договору № 19-04 між Інститутом електрозварювання ім. Є.О.Патона НАН України та державним підприємством «Науково-виробничий центр «Енергоімпульс» Інституту електродинаміки НАН України», що підтверджено відповідним актом впровадження. В результаті виконання роботи було розроблено, виготовлено та передано установку індукційного нагріву «ВЧІ-10-66У» потужністю 10кВт частотою 66кГц, яка призначена для пайки сталевих деталей у вакуумній камері. Акт впровадження наведений в додатку В.

Посилання: [106] див. список використаних джерел стор. 161.

ВИСНОВКИ

В дисертаційній роботі вирішено актуальне наукове завдання розробки нових методів та засобів керування високочастотними транзисторними перетворювачами для індукційного нагрівального обладнання із врахуванням особливостей використання модуляції щільності імпульсів при регулюванні струму чи потужності в навантаженні. Що дозволило забезпечити оптимальні режими перемикання транзисторів інвертора і поліпшити енергетичні показники обладнання.

За результатами виконання роботи можна зробити наступні висновки:

1. Проведений теоретичний аналіз різних способів регулювання вихідного струму та потужності послідовного резонансного транзисторного інвертора (частотно-імпульсний, фазо-імпульсний, широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) та модуляції щільності імпульсів – PDM) показав, що з точки зору зменшення динамічних втрат в транзисторах високочастотних перетворювачів, використання модуляції щільності імпульсів є більш доцільним та ефективним в порівнянні з іншими способами регулювання. Він дозволяє забезпечити комутацію ключів інвертора при мінімальних струмах навантаження.

2. Розроблена математична модель для дослідження електромагнітних процесів резонансного інвертора напруги з ФАПЧ при різних режимах PDM, яка дозволила проводити такі дослідження за низьких добротностей коливального контуру.

3. Розроблено новий спосіб керування високочастотними інверторами установок індукційного нагрівання з PDM, який на відміну від існуючих, в режимі ввімкненого стану інвертора використовує зворотній зв'язок за вихідним струмом та сигналами напруги колектор-емітер, а в режимі вимкненого стану лише зворотній зв'язок по вихідному струму і дає змогу зменшити втрати при перемиканні силових ключів перетворювача. Даний спосіб керування системами ФАПЧ, на відміну від існуючих, можна застосовувати для всіх режимів роботи PDM.

4. Отримані залежності між добротністю коливального контуру та похибкою роботи системи ФАПЧ, які дозволили оцінити діапазон зміни струму перемикання транзисторів при малих добротностях контуру. Також було доведено необхідність врахування вищих гармонік у складі вихідної напруги інвертора при визначенні його вихідного струму для добротності нижче 5.

5. Отримані залежності струму перемикання ключів інвертора та фазового зсуву на різних інтервалах роботи системи PDM, які дозволили визначити оптимальні параметри ФАПЧ.

6. Розроблено аналогову систему ФАПЧ що автоматично підтримує постійний час фазового зсуву та близькі до оптимальних режими перемикання транзисторів.

7. Розроблено цифрову систему ФАПЧ для керування резонансним інвертором напруги установок індукційного нагрівання, яка побудована з використанням логічних елементів на базі програмованих логічних інтегральних мікросхем і дає змогу зменшити кількість аналогових компонентів.

8. Створено дослідний лабораторний макет високочастотного перетворювача для установок індукційного нагрівання з системою ФАПЧ та PDM.

9. Результати дисертаційної роботи використані при розробці транзисторних перетворювачів установок індукційного нагрівання «ВЧИ-5» та «ВЧИ-10-66У» акти впровадження яких наведені в додатку В.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Rudnev V., Loveless D., Cook R. Handbook of Induction Heating. New York: Marcel Dekker, 2003. 797 p.
2. Oscar Lucia, Pascal Maussion, Enrique J. Dede, Jose Burdio. Induction Heating Technology and Its Applications: Past Developments, Current Technology, and Future Challenges. *IEEE Transactions on Industrial Electronics, Institute of Electrical and Electronics Engineers*. 2013. Vol. 61 (NO 5). Pp. 2509-2520.
3. Кай А. IGBT или MOSFET? Практика выбора. *Электронные компоненты*. 2000. № 2. С. 76-81.
4. Honggang Sheng, Zheng Chen, Fred Wang, Alan Millner. Investigation of 1.2 kV SiC MOSFET for high frequency high power applications. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC) on *Twenty-Fifth Annual IEEE. Palm Springs*. USA, 2010. Pp. 1572-1577.
5. Беркович Е. И., Ивенский Г.В., Иоффе Ю.С. Тиристорные преобразователи высокой частоты. Л.: Энергия, 1973. 200 с.
6. Лавлес Д.Л., Кук Р.Л., Руднев В.И. Характеристики и параметры источников питания для эффективного индукционного нагрева / пер. Ю. Болотовский, Г. Таназлы, 2007.
7. G. M. Segura. Induction heating converter's design, control and modeling applied to continuous wire heating. Ph.D. dissertation / Dept. d'Enginyeria Electronica, Univ. Politecnica de Catalunya. Barcelona, Spaine, 2012. 262 p.
8. Сандырев О. Е. Системы высокочастотного индукционного нагрева для плавки металлов с кодово-импульсным регулированием: автореферат дис. канд.техн. наук, 2007, 19 с.
9. Юрченко Н.Н., Шевченко П.Н., Гуцалюк В.Я., Слесаревский И.О., Твердохлеб Ю.А. Способы регулирования тока транзисторного инвертора напряжения с последовательным резонансным контуром на выходе. *Технічна електродинаміка. Тематичний випуск "Силова електроніка та енергоефективність"*. 2002. Ч1. С. 79–81.

10. Bashar Mohammed Flayyih Al Shammeri. A Novel Induction Heating System Using Multilevel Neutral Point Clamped Inverter. Ph.D. dissertation / School of Computing, Electronics and Mathematics Faculty of Science and Technology, Plymouth University. UK, 2017.

11. Dede E.J., Esteve V., Gonzalez J.V., Garcia J. Design of a series resonant converter for induction heating. In Proc. IEEE 6th Mediterranean Electrotechnical Conference. 22-24 May 1991. Pp.1384-1387.

12. Ouahiba Fadli, Mohamed Lokmane Bendaas, Rachid Abdessemed. Fault Diagnosis in Static Converters Used in Induction Heating Systems. *International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS)*. 2018. Vol. 9, No. 3. Pp. 1051–1063.

13. Dede E. J., Gonzalez J.V, Linares J. A, Jordan J., Ramirez D. and Rueda P. 25-kW/50-kHz generator for induction heating. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 1991. Vol. 38, no. 3. Pp. 203-209.

14. H. W. Koertzen, J. D. v. Wyk, and J. A. Ferreira. Design of the half-bridge series resonant converters for induction cooking. In *IEEE Power Electronics Specialist Conference Records*. 1995. Pp. 729-735.

15. M. Kamli, S. Yamamoto, and M. Abe. A 50-150 kHz half-bridge inverter for induction heating applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 1996. Vol. 43, no. 1. Pp. 163-172.

16. Юрченко М.М., Гуцалюк В.Я., Шевченко П.М., Пазенко В.П., Слесаревський І.О., Твердохліб Ю.О. Паралельно-послідовне з'єднання високочастотних інверторів з резонансним контуром на виході. *Технічна електродинаміка. Тематичний випуск «Силова електроніка та енергоефективність»*. 2005. № 3. С. 16-19.

17. Hammad Abo Zied, Peter Mutschler, Guido Bachmann. A Modular IGBT Converter System for High Frequency Induction Heating Applications. *PCIM*. Nuremberg. 2002 Pp. 501-506.

18. Гуцалюк В.Я., Юрченко О.М., Зубков І.С., Пазенко В.П. Послідовне з'єднання резонансних інверторів напруги високочастотних установок індукційного нагріву. *Технічна електродинаміка*. 2018. №4. С.70–73.
19. Гуцалюк В.Я., Герасименко П.Ю. Резонансні інвертори напруги для установок індукційного нагріву з модульною структурою побудови та системою керування на основі НЧ імпульсної модуляції. *Праці ІЕД НАНУ*. 2015. Випуск 41. С. 137–145.
20. Omar El-Nakeeb, Mostafa I Marei, Ahmed A El-Sattar. A High Frequency modular Resonant converter for the Induction Heating. *International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering*. 2013. №3(2).
21. Y. Jang, M.M. Jovanovic, D.L. Dillman, S. Li, C. Yang. Input-voltage balancing of series-connected converters. *Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.* Fort Worth, TX, USA, 2011. Pp. 1153–1160.
22. Herasymenko, P. Yu. Study of the suitable value of dead-time between control signals of transistors for a series-resonant inverter with phase-shift control in induction heating systems. *Article in EUREKA Physics and Engineering*. May 2021.
23. Земан С., Осипов. А. Юшков А. Анализ импульсно-модуляционных способов регулирования последовательного резонансного инвертора. *Силовая электроника*. 2007. №4 (14). С. 88–92.
24. Young-Sup Kwon, Sang-Bong Yoo, and Dong-Seok Hyun, Half-bridge series-resonant inverter for induction heating applications with load adaptive PFM control strategy. In *Proc. Fourteenth Annu. Applied Power Electron. Conf. and Expo.* Dallas, TX, USA, 1999. Pp. 575–581.
25. Young-Sup Kwon, Sang-Bong Yoo and Dong-Seok Hyun. (1999). Half-bridge series resonant inverter for induction heating applications with load-adaptive PFM control strategy. *APEC '99 Fourteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition. Conference Proceedings*. Dallas, TX, USA, 1999 Pp. 575–581.

26. Kwon Y.S., Yoo S.B., Hyun D.S. Half-bridge series resonant inverter for induction heating applications with load-adaptive PFM control strategy. *APEC '99. Fourteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition*. 1999.

27. Antchev M. H., Antchev H. M. Dead time influence on operating modes of transistor resonant inverter with pulse frequency modulation (PFM). *International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS)*. 2019. Vol. 10 (4). Pp.1815–1822.

28. H. Kifune, Y. Hatanaka, M. Nakaoka. Cost effective phase shifted pulse modulation soft switching high frequency inverter for induction heating applications. *IEE Proc. –Electr Power Appl.* 2004. Vol. 151. No 1. p. 19.

29. S. Nagai, H. Nagura, M. Nakaoka, and A. Okuno. High-frequency inverter with phase-shifted PWM and load-adaptive PFM control strategy for industrial induction-heating. In *Conf. Rec. The 1993 IEEE Ind. Appl. Conf. Twenty-Eighth IAS Annu. Meeting*. Toronto, Ontario, Canada, 1993. Pp. 2165–2172.

30. L. Grajales, J.A. Sabate, K.R. Wang, W.A. Tabisz, and F.C. Lee. Design of a 10 kW, 500 kHz phase-shift controlled series-resonant inverter for induction heating. In *Conf. Record of the 1993 IEEE Ind. Appl. Conf. Twenty-Eighth IAS Annu. Meeting*. Toronto, Ontario, Canada, 1993. Pp. 843–849.

31. L. Grajales, F.C. Lee. Control system design and small-signal analysis of a phase-shift-controlled series-resonant inverter for induction heating. In *Proc. PESC '95 - Power Electron. Specialist Conf.* Atlanta, GA, USA, 1995. Pp. 450–456.

32. Zbigniew Waradzyn, Aleksander Skala, Roman Kieroncki. Fixed-frequency control strategies for a series-resonant inverter for induction heating – comparison of properties. *Przegląd Elektrotechniczny*. 2016. Vol. 92, no. 3. Pp. 114–117.

33. Grajales L., Sabate J.A., Wang K.R., Tabisz W.A., Lee F.C. Design of a 10 kW, 500 kHz phase-shift controlled series-resonant inverter for induction heating. *Conference Record of the 1993 IEEE Industry Applications Conference Twenty-Eighth IAS Annual Meeting*. 1993.

34. Grajales L., Lee F.C. Control system design and small-signal analysis of a phase-shift-controlled series-resonant inverter for induction heating. *Proceedings of PESC'95 – Power Electronics Specialist Conference*. 1995.
35. Viriya P., Yongyuth N., Matsuse K. Analysis of Two Continuous Control Regions of Conventional Phase Shift and Transition Phase Shift for Induction Heating Inverter under ZVS and NON-ZVS Operation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2008. Vol. 23 (6). Pp. 2794–2805.
36. Sawant R., Rao Y. A discrete-time controller for Phase Shift Controlled load-resonant inverter without PLL. *2014 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*. 2014.
37. Bitoleanu A., Popescu M., Suru V. Shift phase power control in induction heating systems with voltage resonant inverter. *2014 International Conference on Applied and Theoretical Electricity (ICATE)*. 2014.
38. Satoshi Nagai, Hirokazu Nagura, Mutsuo Nakaoka, and Atsushi Okuno. High frequency inverter with phase-shifted PWM and load adaptive PFM control strategy for industrial induction In *Proc. of the IEEE Power Electronic Specialist Conference*. 1992. Pp. 2165–2172.
39. L. Grajales, J. A. Sabate, K. R. Wang, W. Tabisz, and F. C. Lee. Design of a 10 kW, 500 kHz phase shift controlled series-inverter. In *Proc. of the IEEE IAS Annual meeting*. 1994. Pp. 843–849.
40. L. Grajales and F. C. Lee. Control system design and small-signal analysis of a phase-shift-controlled series-resonant inverter for induction heating. In *Proc. of the IEEE Power Electronic Specialist Conference*. 1995. Pp. 450–456.
41. L. Grajales, J. A. Sabate, K. R. Wang, W. Tabisz, and F. C. Lee. Design of a 10 kW, 500 kHz Phase Shift Controlled Series-Resonant Inverter for Induction Heating. *Proc. of IEE IAS Ann. Conference*. 1994, Pp. 843–849.
42. H. Kifune, Y. Hatanaka, M. Nakaoka. Cost effective phase shifted pulse modulation soft switching high frequency inverter for induction heating applications. *IEE Proc. –Electr Power Appl.* 2004. Vol. 151. No 1. p. 19.

43. Grajales L., Lee F. C. Control system design and small-signal analysis of a phase-shift-controlled series-resonant inverter for induction heating. *Proceedings of PESC '95 - Power Electronics Specialist Conference. (Vol.1, pp. 450-456)*. Atlanta, GA, USA, 1995.

44. Satoshi Nagai, Hirokazu Nagura, Mutsuo Nakaoka and Atsushi Okuno. High frequency inverter with Phase-shifted PWM and load Adaptive PFM control strategy for industrial induction heating. *Proc. of IEEE Power Electronics Specialist Conference*. 1993. Pp. 2165-2172.

45. R. Sawant, Y. Rao. A Discrete-time Controller for Phase Shift Controlled load-resonant Inverter without PLL. *2014 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*. December, 2014.

46. Y. Uchihori, Y. Kawamura, M. Tokiwa, Y.J. Kim, and M. Nakaoka. New induction heated fluid energy conversion processing appliance incorporating auto-tuning PID control-based PWM resonant IGBT inverter with sensorless power factor correction. In *Proc. PESC '95 - Power Electron. Specialist Conf.* Atlanta, GA, USA, 1995. Pp. 1191–1197.

47. Uchihori Y., Kawamura Y., Tokiwa M., Kim Y. J., Nakaoka M. New induction heated fluid energy conversion processing appliance incorporating autotuning PID control-based PWM resonant IGBT inverter with sensorless power factor correction. *Proceedings of PESC '95 - Power Electronics Specialist Conference. (Vol. 2, pp. 1191-1197)*. Atlanta, GA, USA, 1995.

48. Uchihori Y., Kawamura Y., Tokiwa M., Kim Y. J., Nakaoka M. New induction heated fluid energy conversion processing appliance incorporating auto-tuning PID control-based PWM resonant IGBT inverter with sensorless power factor correction. *Proceedings of PESC'95 – Power Electronics Specialist Conference*. 1995.

49. Nagai S., Michihira M., Nakaoka M. New phase-shifted soft-switching PWM high-frequency series resonant inverters' topologies and their practical evaluations. *Proceedings of 5th International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives*. 1994. Pp. 274–279.

50. Юрченко М.М., Гуцалюк В.Я., Шевченко П.М., Герасименко П.Ю., Слесаревський І.О. Низькочастотні способи регулювання струму транзисторних інверторів напруги установок індукційного нагріву. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. праць*. 2007. № 18. С. 108–111.

51. Юрченко М.М., Гуцалюк В.Я., Шевченко П.М., Герасименко П.Ю. Транзисторні інвертори напруги установок індукційного нагріву з НЧ імпульсною модуляцією в режимі стабілізації струму навантаження. *Технічна електродинаміка. Темат. вип. “Проблеми сучасної електротехніки”*. 2008. С. 109–112.

52. Юрченко О.М., Гуцалюк В.Я., Герасименко П.Ю., Слесаревський І.О. Модель резонансного транзисторного інвертора напруги з низькочастотною імпульсною модуляцією. *Технічна електродинаміка*. 2011. №1. С. 24-29.

53. Герасименко П.Ю. Транзисторний інвертор напруги для установок індукційного нагріву з НЧ імпульсною модуляцією та мікропроцесорною системою. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. праць*. 2009. №. 24. С. 105–110.

54. Юрченко О.М., Юрченко М.М., Гуцалюк В.Я., Павловський В.О., Герасименко П.Ю., Твердохліб Ю.О. Особливості побудови високочастотних транзисторних перетворювачів для систем електроживлення технологічних установок. *Праці ІЕД НАНУ*. 2011 Випуск 29. С. 129–138.

55. Юрченко О.М., Юрченко М.М., Гуцалюк В.Я., Павловський В.О., Герасименко П.Ю., Твердохліб Ю.О. Розробка високочастотних транзисторних перетворювачів для систем електроживлення технологічних установок. *Праці ІЕД НАНУ*. 2010 Випуск 26. С. 133–142.

56. Юрченко О.М., Юрченко М.М., Гуцалюк В.Я., Павловський В.О., Герасименко П.Ю., Твердохліб Ю.О., Гурін В.К. Розробка високоефективних високочастотних транзисторних перетворювачів для систем електроживлення технологічних установок. *Праці ІЕД НАНУ*. 2013 Випуск 35. С. 123–133.

57. Юрченко О.М., Гуцалюк В.Я., Герасименко П.Ю., Слесаревський І.О. Метод визначення параметрів НЧ імпульсної модуляції для систем керування

транзисторних інверторів напруги установок індукційного нагрівання. *Праці ІЕД НАНУ*. 2012 Випуск 31. С. 112–119.

58. Pulse density modulated high efficiency converter for induction heating: пат. США № EP 2148421 A1, заявник: GH Electrotermia, S.A. опубл. 27.10.2010.

59. K.Gayathri, V. Nemaand, Mr. A. Suresh. Analysis of series resonant inverter with PWM and PDM techniques for industrial heating application. *IJPCS*. 2012. Vol. 4, no.2.

60. Тихомиров И. С. Комплекс индукционного нагрева с улучшенными энергетическими показателями: автореф. дис. канд.техн. наук, 2009. 18 с.

61. Юрченко О.М., Юрченко М.М., Гуцалюк В.Я., Павловський В.О., Герасименко П.Ю., Твердохліб Ю.О., Гурін В.К. Високочастотні транзисторні перетворювачі для високоефективних систем електроживлення технологічних установок. *Праці ІЕД НАНУ*. 2014. Випуск 38. С. 137–145.

62. Hideki Fujita, Hirofumi Akagi. Pulse-density-modulated power control of a 4kW, 450kHz voltage-source inverter for induction melting applications. *IEEE Transactions on industry applications*. 1996. Vol.32, NO2. Pp.279–286.

63. Yue lu Feng, H. Shirai, K. Oleg, A. Okuno, and M. Nakaoka. Pulse density modulated zero current soft-switching series-resonant high frequency inverter for consumer induction-heated roller. In *Proc. 33rd Annu. IEEE Power Electron. Specialists Conf.* Cairns, Australia, 2002. Pp. 1884–1891.

64. Hisayuki Sugimura, Hideki Omori, Hyun Woo Lee, and Mutsuo Nakaoka. PDM controlled series load resonant soft switching high frequency inverter for induction heated toner fixing outer roller with inner cylindrical working coil stator. In *2006 CES/IEEE 5th Int. Power Electron. and Motion Control Conf.* Shanghai, China, 2006. Pp. 1–5.

65. V. Esteve, J. Jordan, E. J. Dede, C. Cases, J.M. Magraner, E. Sanchis-Kilders, and E. Maset. Using pulse density modulation to improve the efficiency of IGBT inverters in induction heating applications. In *2007 IEEE Power Electron. Specialists Conf.* Orlando, FL, USA, 2007. Pp. 1370–1373.

66. Aphisak Pholsriphim, Santi Nurach, and Wanchak Lenwari. Half-bridge resonance inverter for induction heating using digital-controlled pulse density modulation technique. In *2017 12th IEEE Conf. on Ind. Electron. and Appl.* Siem Reap, Cambodia, 2017. Pp. 1084–1086.
67. H. Fujita, H. Akagi. Control and performance of a pulse-density-modulated series-resonant inverter for corona discharge processes. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 1999. Vol. 35, no. 3. Pp. 1320–1325.
68. E.J. Dede, V. Esteve, E. Maset, J.M. Espi, A.E. Navarro, J.A. Carrasco, and E. Sanchis. Soft switching series-resonant converter for induction heating applications. In *Proc. 1995 Int. Conf. on Power Electron. and Drive Systems.* Singapore, Singapore, 1995. Pp. 689–693.
69. Herasymenko P. Y. A transistor resonant voltage inverter with pulse density modulation for induction heating equipment. *Technical Electrodynamics.* 2015. №6. Pp. 24–28.
70. H. Fujita, S. Ogasawara, H. Akagi. An approach to a broad range of power control in voltage-source series-resonant inverters for corona discharge treatment-pulse-density-modulation. *Proc. Power Electronics Specialists Conference.* 1997. Pp. 1000–1006.
71. V. Esteve, J. Jordan, E. J. Dede, C. Cases, J. M. Magraner, E. Sanchis-Kilders, and E. Maset. Using Pulse Density Modulation to Improve the Efficiency of IGBT Inverters in Induction Heating Applications. *Power Electronics Specialists Conference.* 2007. Pp.1370–1373.
72. H. Fujita, H. Akagi, K. Sano, K. Mita, R. H. Leonard. Pulse density modulation based power control of a 4kW 400kHz voltage-source inverter for induction heating applications. *PCC-Yokohama.* 1993. Pp. 111–116.
73. H. Fujita, H. Akagi. Control and performance of a pulse-density-modulated series-resonant inverter for corona discharge processes. *Proc. Industry Applications Conference.* 1998. Pp. 1320–1325.
74. Yurchenko O.M., Gutsalyuk V.Y., Herasymenko P. Y., Sliesarevskyi I.O. A method of parameters' defining of LF pulse modulation for a control system of voltage

transistor converters for induction heating equipment. *Works of The Institute of Electrodynamics of The National Academy of Sciences of Ukraine*. 2012. № 31. Pp. 112–119.

75. J. Mucko. The control methods of series resonant inverters which make possible the simultaneous work of transistors as the ZVS and the "almost ZCS" switches. *Przegląd Elektrotechniczny*. 2010 № 86. Pp. 137–142.

76. Fujita H., Akagi H. Pulse-density-modulated power control of a 4 kW, 450 kHz voltage-source inverter for induction melting applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1996. № 32 (2). Pp. 279–286.

77. Feng Y. L., Shirai H., Oleg K., Okuno A., Nakaoka M. Pulse density modulated zero current soft-switching series resonant high frequency inverter for consumer induction-heated roller. *IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings (Cat. No. 02CH37289)*. 2002.

78. Sugimura H., Omori H., Lee H. W., Nakaoka M. PDM Controlled Series Load Resonant Soft Switching High Frequency Inverter for Induction Heated Toner Fixing Outer Roller with Inner Cylindrical Working Coil Stator. *CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference*. 2006.

79. Nibedita Parida, Veena Kumari, D.V. Bhaskar, and T. Maity. Power control techniques used in high frequency induction heating applications. In *2015 Int. Conf. on Circuits, Power and Computing Technologies*. Nagercoil, India, 2015.

80. Jinfei Shen, Hongbin Ma, Wenxu Yan, Jing Hui, Lei Wu. PDM and PSM hybrid power control of a series-resonant inverter for induction heating applications. In *2006 1st IEEE Conf. on Ind. Electron. and Appl.* Singapore, Singapore, 2006. Pp. 1–6.

81. Herasymenko. P. Combined PS-PDM control method for voltage-source series-resonant inverter. *Przegląd Elektrotechniczny*. 2021. Vol. 97, no. 5. Pp. 40–45.

82. Herasymenko P. Inexpensive High-Performance STM32-based Software PLL for Series-Resonant Inverters in Induction Heating Equipment. *12th International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering (ATEE)*. March, 2021.

83. R. Sawant , N. S. Chame, N. K. Rana. A New Hybrid Power Control Technique for Induction Vessel Heating System. *2006 IEEE International Conference on Industrial Technology. December, 2006.*

84. Jingang Hu, Chuang Bi, Kelin Jia. Power control of asymmetrical frequency modulation in a full-bridge series-resonant inverter. *IEEE Trans. Power Electron.* 2015. Vol. 30, no. 12. Pp. 7051–7059.

85. Rishad Ahmed, Rebecca Todd, Andrew J. Forsyth. Predicting SiC MOSFET behaviour under hard-switching, soft-switching, and false turn-on conditions. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2017. Vol. 64, no. 11. Pp. 9001–9011.

86. Herasymenko P., Hutsaliuk V., Pavlovskyi V., Yurchenko O. A software phase-locked loop of control system of a series-resonant voltage-source inverter for induction heating equipment. *IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON).* 29 May-2 June, 2017.

87. HerasymenkoP. A transistor resonant voltage inverter with pulse density modulation for induction heating equipment. *Technical Electrodynamics.* 2015. № 6. Pp. 24–28.

88. Vicente Esteve, Jose Jordan, Esteban Sanchis-Kilders. Enhanced pulse-density-modulated power control for high frequency induction heating inverters. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2015 Vol. 66, no. 11. Pp. 6905–6914.

89. Manyi Fan, Liming Shi, Zhenggang Yin. Improved pulse density modulation for semi-bridgeless active rectifier in inductive power transfer system. *IEEE Trans. Power Electron.* 2019. Vol. 34, no. 6 Pp. 5893–5902.

90. T.F. Wu, J.C. Hung. A PDM controlled series-resonant multi-level converter applied for X-ray generators. In *Conf. Rec. 30th Annu. IEEE Power Electron. Specialists Conf.* Charleston, USA, 1999. Pp. 1177–1182.

91. Hui Zhu, Chengyong Wang, Yonglong Peng, and Yabin Li. The study of novel PDM-based induction heating frequency tracking control. In *Proc. The 7th Int. Power Electron. and Motion Control Conf.* Harbin, China, 2012. Pp. 2893–2897.

92. H. Calleja, J. Pacheco. Power distribution in pulse-density modulated waveforms. In *Proc. 2000 IEEE 31st Annu. Power Electron. Specialists Conf.* Galway, Ireland, 2000. Pp. 1457–1462.

93. Goldman, S. “Loop Classifications,” in *Phase-Locked Loops: Engineering Handbook for Integrated Circuits*. Norwood, MA 02062: Artech House Publishers, 2007. P. 7.

94. Гуцалюк, В. Я., Герасименко, П. Ю., Слесаревский, И. О. Системы фазовой автоподстройки частоты для транзисторных резонансных инверторов напряжения установок индукционного нагрева. *Технічна електродинаміка*. 2015. № 1. С. 37–42.

95. R. E. Best. *Phase-Locked Loops : Design, Simulation and Applications*. McGraw-Hill Companies, Inc., 1997. P. 124–126.

96. Cui Y.L., He K., Fan Z.W., Fan H.L. Study on DSP-based PLL-controlled superaudio induction heating power supply simulation Int. Conf. on *Machine Learning and Cybernetics*. 2005. Vol. 2. Pp. 1082–1087.

97. Chen M.P., Chen J.K., Murata K., Nakahara M., Harada K. Surge analysis of induction heating power supply with PLL. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 2001. Vol. 16. No. 5. Pp. 702–709, 81, 125, 126, 143.

98. Ozbay H, Karafil A, Oncu S. Sliding mode PLL-PDM controller for induction heating system. *Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences*. 2021. No 29. Pp. 1241-1258.

99. Bayindir N. S., Kukrer O., Yakup M. DSP-based PLL-controlled 50-100 kHz 20 kW high-frequency induction heating system for surface hardening and welding applications. *IEE Proc. Electric Power Appl.* 2003. Vol. 150. No. 3. Pp. 365–371.

100. S. Goldman. *Phase-Locked Loops Engineering Handbook for Integrated Circuits*. Artech House, Inc., 2007. 124 p.

101. Y.L. Cui, K. He, Z.W. Fan, H.L. Fan. Study on DSP-based PLL-controlled superaudio induction heating power supply simulation. In *Proc. of Int. Conf. on Machine Learning and Cybernetics*. Vol. 2, 2005. Pp. 1082–1087.

102. A. Okuno, M. Hayashi, H. Kawano, H. Yasutsune, E. Hiraki, M. Nakaoka. Phase-lock loop operated load-resonance inverter using static induction power transistors and its practical characteristic evaluations. In *Proc. IEEE-IAS Conf. Emerging Technology*. 1995. Pp. 1,7, 125–126.
103. H. Sheng, Y. Pei, X. Yang, F. Wang, and C. W. Tipton. Frequency tracking control for a capacitor-charging parallel resonant converter with phase-locked loop. In *Proc. 22nd IEEE Applied Power Electronics Conf.* 2007. Pp. 125–126.
104. Diego Puyal, Carlos Bernal, Jose M. Burdio, Jesus Acero, Ignacio Millan. Versatile high-frequency inverter module for large-signal inductive loads characterization up to 1.5 MHz and 7kW. *IEEE Transactions on industry applications*. 2008. Vol.23, NO1. Pp.75-87.
105. Segura, G. M. All-digital DSP-based phase-locked loop for induction heating applications. *International Transactions on Electrical Energy Systems*. 2013. Vol. 23. Pp. 1095-1106.
106. Зубков, І.С., Гуцалюк В.Я., Юрченко О.М. Система цифрового фазового автоматичного підстроювання частоти резонансного інвертора напруги. *Технічна електродинаміка*. 2022. №2. С. 27-34.
107. I. Khan, J. Tapson, I. De Vries. Automatic frequency control of an induction furnace. In *Proc. IEEE AFRICON*. Vol. 2, 1999. Pp. 913, 916. 125, 126.
108. I. Khan, J. Tapson, I. de Vries. Frequency control of a currentfed inverter for induction heating. In *Proc. IEEE Int. Symposium on Industrial Electronics*. Vol. 1, 2000. p. 343.
109. S. Chudjuarjeen, C. Koompai, and V. Monyakul. Full-bridge currentfed inverter with automatic frequency control for forging application. In *Proc. IEEE TENCON*. Vol. 4, 2004. Pp. 128, 131. 125, 126.
110. J. Tian, J. Petzoldt, T. Reimann, M. Scherf, and G. Berger. Control system analysis and design of a resonant inverter with the variable frequency variable duty cycle scheme. In *Proc. 37th IEEE Power Electronics Specialists Conf.* 2006. Pp. 125, 126, 164.

111. E. J. Dede, J. V. Gonzalez, J. A. Linares, J. Jordan, D. Ramirez, P. Rueda. 25-kW/50-kHz generator for induction heating. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 1991 Vol. 38, no. 3. Pp. 203, 209, 125, 126.

112. A. Okuno, M. Hayashi, H. Kawano, H. Yasutsune, and M. Nakaoka. Series resonant frequency tracking-based high-frequency inverter using static induction power transistors for electromagnetic industrial induction metal surface heating and feasible evaluations. In *Proc. Int. Conf. on Power Electronics and Drive Systems*. Vol. 1, 1995. Pp. 212, 217. 125, 126.

113. Tikhomirov I.S., Vasilev A.S., Patanov D.A. Adaptive self-excitation algorithm for transistor voltage inverter in induction heating equipment. *Zhurnal nauchnykh publikacij aspirantov i doktorantov*. 2008. No 5. Pp. 188-192.

114. Герасименко П.Ю., Гуцалюк В.Я., Юрченко О.М., Пазенко В.П., Зубков І.С. Спосіб керування фазовим зсувом між струмом та напругою на виході резонансного інвертора напруги з низькочастотною імпульсною модуляцією для установок індукційного нагрівання: пат. № 120369 України H03L 7/00 H05B 6/10. заявник та власник Інститут електродинаміки НАН України; заявл. 14.02.2017; опубл. 25.11.2019, Бюл. № 22.

115. Hutsaliuk V.Y, Herasymenko P. Y., Sliesarevskyi I. O. Phase-locked loop systems voltage resonant transistor converter induction heating equipment. *Technical Electrodynamics*. 2015. № 1. Pp. 3742.

116. W.K. Chen. "Classification of PLL Types," in *The LVSI Handbook*. Chicago: CRC Press, 2006. Pp. 61-62.

117. Гуцалюк В.Я., Юрченко О.М., Зубков І.С. Система автоматичного підстроювання частоти резонансних інверторів установок індукційного нагрівання з модуляцією щільності імпульсів. *Технічна електродинаміка*. 2020. №5. С. 35-39.

118. Гуцалюк В.Я., Зубков І.С. Системи фазового автопідлаштування частоти резонансних інверторів установок індукційного нагрівання за низької добротності коливального контуру. *Праці ІЕД НАН України*. 2019. Вип. 54. С. 88-94.

119. Зубков І.С. Аналіз впливу нехтуванням вищими гармоніками у складі вихідної напруги інвертора при визначенні його вихідного струму. *Збірник наукових праць Логос. Міжнародна науково-практична конференція Paradigmatic view on the concept of world science. Volume1*. Торонто, 21 серпня, 2020. С. 82–86.

120. H. Fujita and H. Akagi. A 2-Mhz 2-kW voltage source inverter for low-temperature plasma generators: implementation of fast switching with a third-order resonant circuit. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 1999. Vol. 35, no. 1. Pp. 21–27.

121. Perez-Tarragona, M., Sarnago, H., Lucia, O. and Burdio, J. M. Full-bridge series resonant multi-inverter featuring new 900-V SiC devices for improved induction heating appliances. *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. Long Beach, 2016. Pp. 1762–1766.

122. Тихомиров И.С., Васильев А.С., Патанов Д.А. Адаптивный алгоритм самовозбуждения транзисторного инвертора напряжения в установках индукционного нагрева. *Журнал научных публикаций аспирантов и докторантов*. 2008. № 3. С. 188–192.

123. Гинзбург С.Г. Методы решения задач по переходным процессам в электрических цепях. Издательство «Высшая школа», 1967. 387 с.

124. Хайнеман Р. PSPICE. Моделирование работы электронных схем. М.: ДМК Пресс, 2002. 336 с.

125. Разевиг В. Д. Система схемотехнического моделирования и проектирования печатных плат Design Center (PSpice). М.: СК Пресс, 1996. 272 с.

Додаток А

Список публікацій здобувача

1. Гуцалюк В.Я., Юрченко О.М., Зубков І.С., Пазенко В.П. Послідовне з'єднання резонансних інверторів напруги високочастотних установок індукційного нагріву. *Технічна електродинаміка*. 2018. №4. С.70-73. (Особистий внесок – провів комп'ютерне моделювання електромагнітних процесів у схемі перетворювача на основі послідовного з'єднання двох резонансних інверторів напруги по входу та по виходу, брав участь у підготовці статті).

2. Гуцалюк В.Я., Юрченко О.М., Зубков І.С. Система автоматичного підстроювання частоти резонансних інверторів установок індукційного нагрівання з модуляцією щільності імпульсів. *Технічна електродинаміка*. 2020. №5. С. 35-39. (Особистий внесок – запропонував спосіб керування інвертором напруги з системою ФАПЧ, брав участь у дослідженні режимів перемикавання транзисторів при зміні параметрів навантаження).

3. Зубков, І.С., Гуцалюк В.Я., Юрченко О.М. Система цифрового фазового автоматичного підстроювання частоти резонансного інвертора напруги. *Технічна електродинаміка*. 2022. №2. С. 27-34, DOI:<https://doi.org/10.15407/techned2022.02.027>. (Особистий внесок – провів математичне моделювання і отримав вирази, що дають змогу проводити аналіз режимів перемикавання транзисторів інвертора за зміни параметрів навантаження, враховуючи роботу PDM).

4. Гуцалюк В.Я., Зубков І.С. Системи фазового автопідлаштування частоти резонансних інверторів установок індукційного нагрівання за низької добротності коливального контуру. *Праці ІЕД НАН України*. 2019. Вип. 54. С. 88-94. (Особистий внесок – провів дослідження впливу добротності послідовного контуру навантаження резонансного інвертора установок індукційного нагрівання на точність роботи системи ФАПЧ).

5. Герасименко П.Ю., Гуцалюк В.Я., Юрченко О.М., Пазенко В.П., Зубков І.С. Спосіб керування фазовим зсувом між струмом та напругою на виході резонансного інвертора напруги з низькочастотною імпульсною модуляцією для

установок індукційного нагрівання. Пат. № 120369 України H03L 7/00 H05B 6/10. заявник та власник Інститут електродинаміки НАН України; заявл. 14.02.2017; опубл. 25.11.2019, Бюл. № 22. (Особистий внесок – брав участь в патентному пошуку та проведені експериментальних досліджень).

Продовж. дод. А

Апробація результатів дисертації

Основні положення роботи викладено та обговорено на науково-практичній конференції:

1. Міжнародна науково-практична конференція «Paradigmatic view on the concept of world science» (Торонто, 21 серпня 2020 р., форма участі – публікація тез)

Додаток В

Акти впровадження результатів дисертаційної роботи

«ЗАТВЕРДЖУЮ» Заступник директора Інституту електродинаміки НАН України Інститут електродинаміки НАН України м. Київ Жаркін А.Ф.	«ЗАТВЕРДЖУЮ» Заступник директора Інституту електрозварювання ім. С.О.Патона НАН України Інститут електрозварювання ім. С.О.Патона НАН України м. Київ К.А. Ющенко
--	--

АКТ ВПРОВАДЖЕННЯ
результатів науково-дослідної роботи

Даний акт складений у тому, що в 2017 р. згідно договору № 19-04 між Інститутом електрозварювання ім. С.О.Патона НАН України та державним підприємством «Науково-виробничий центр «Енергоімпульс» Інституту електродинаміки НАН України було розроблено, виготовлено та передано установку індукційного нагріву «ВЧІ-10-66У» потужністю 10кВт частотою 66кГц, яка призначена для пайки сталевих деталей в вакуумній камері.

Транзисторний перетворювач установки індукційного нагріву характеризується високим ККД, можливістю автоматичного регулювання вихідних параметрів з урахуванням широкого діапазону зміни параметрів навантаження та здатен використовуватись для нагріву деталей різної конфігурації в індукторах спеціальної конструкції. При розробці установки індукційного нагріву були використані результати наукових досліджень за темою "Розробити електромагнітні системи та напівпровідникові перетворювачі з регульованими параметрами для індукційної термообробки феромагнітних деталей складної форми" (шифр "Інтерм-П"). Були розроблені системи автоматичного підстроювання частоти, які забезпечують мінімальні втрати потужності в транзисторах інвертора при широкому діапазоні зміни параметрів навантаження.

Згідно з п.1.3 Статуту Державного підприємства «Науково-виробничий центр «Енергоімпульс» Інституту електродинаміки НАН України» «Науково-методичне керівництво діяльністю Центру здійснює Інститут електродинаміки НАН України». Виконання роботи здійснювалось співробітниками відділу транзисторних перетворювачів (№15) Інституту електродинаміки НАН України на підставі договорів цивільно-правового характеру з ДП НВЦ «Енергоімпульс». (Виконавці: В.Я. Гуцалюк, П.Ю. Герасименко, В.П. Пазенко, І.С. Зубков).

Даний акт затверджує успішне виконання укладеного раніше і виконаного в повному обсязі договору № 19-04 і не є підставою для фінансових розрахунків між сторонами.

Державне підприємство ДП НВЦ «Енергоімпульс» Інститут електродинаміки НАН України ІНСТИТУТ ЕЛЕКТРОДИНАМІКИ НАН УКРАЇНИ м. Київ О.Л. Ламеко Завідуючий відділу №15 Інституту електродинаміки НАН України д-р. техн. наук О.М. Юрченко	Заступник зав. відділу № 19 Інституту електрозварювання ім. С.О.Патона НАН України С.С. Ковальчук н.сп. В.С. Мазурак
--	--

«ЗАТВЕРДЖУЮ»

Заступник директора Інституту
електродинаміки НАН України
член кор. НАН України



Жаркін А.Ф.

«ЗАТВЕРДЖУЮ»

Директор ТОВ «ВИТОВА Лтд»



В.В. Артюшенко

АКТ ВПРОВАДЖЕННЯ результатів науково-дослідної роботи

Даний акт складений у тому, що в 2021 р. згідно договору №2805/21 між Товариством з обмеженою відповідальністю «ВИТОВА Лтд» та державним підприємством «Науково-виробничий центр «Енергоімпульс» Інституту електродинаміки НАН України» було розроблено, виготовлено та передано високочастотне джерела живлення «ВЧИ-5» потужністю 5кВт частотою 66кГц, яка призначено для місцевого індукційного нагріву та зонної плавки металевих деталей.

Транзисторний перетворювач установки індукційного нагріву характеризується високим ККД, можливістю автоматичного регулювання вихідних параметрів з урахуванням широкого діапазону зміни параметрів навантаження. При розробці джерела живлення були використані результати наукових досліджень за темою «Розвиток теорії високочастотних транзисторних перетворювачів на основі резонансних інверторів для систем електроживлення технологічного обладнання ("Частота - 3")» та дисертаційної роботи «Системи керування високочастотними транзисторними перетворювачами з модуляцією щільності імпульсів для індукційного нагрівального обладнання» аспіранта Інституту електродинаміки НАН України І.С. Зубкова. Були розроблені системи автоматичного фазового підстроювання частоти, які забезпечують мінімальні втрати потужності в транзисторах інвертора при широкому діапазоні зміни параметрів навантаження.

Згідно з п.1.3 Статуту Державного підприємства «Науково-виробничий центр «Енергоімпульс» Інституту електродинаміки НАН України» «Науково-методичне керівництво діяльністю Центру здійснює Інститут електродинаміки НАН України». Виконання роботи здійснювалось співробітниками відділу транзисторних перетворювачів (№15) Інституту електродинаміки НАН України на підставі договорів цивільно-правового характеру с ДП НВЦ «Енергоімпульс». (Виконавці: В.Я. Гуцалок, О.М. Юрченко, В.П. Пазенко, І.С. Зубков).

Даний акт затверджує успішне виконання укладеного раніше і виконаного в повному обсязі договору №2805/21 і не є підставою для фінансових розрахунків між сторонами.

Директор ДП «НВЦ «Енергоімпульс»
Інституту електродинаміки НАН України »



О.Л. Ламеко

Завідувач відділу №15 Інституту
електродинаміки НАН України
д-р. техн. наук

О.М. Юрченко