



УДК 621.31(045)

DOI: 10.37128/2520-6168-2022-2-16

АНАЛІЗ І РОЗРОБКА МОСТОВОЇ СХЕМ ДЛЯ КЕРУВАННЯ РЕАКТИВНОЮ ПОТУЖНІСТЮ

Возняк Олександр Миколайович, к.н.т., доцент
Токарчук Олексій Анатолійович, к.н.т., доцент
Штуць Андрій Анатолійович, асистент
Вінницький національний аграрний університет
Тихонов Володимир Костянтинівич, доцент
Вінницький національний технічний університет

Oleksandr Voznyak, Ph.D., Associate Professor
Oleksii Tokarchuk, Ph.D., Associate Professor
Andrii Shtuts, Assistant
Vinnytsia National Agrarian University
Volodymyr Tykhonov, Associate Professor
Vinnytsia National Technical University

Компенсація реактивної потужності є однією зі складових підвищення ефективності роботи електричних мереж, теоретичні засади якої були розроблені ще на початку минулого століття Фрізе і Буденау. Однак розробка ефективних алгоритмів керування пристроями компенсації реактивної потужності триває і зараз. Вона ведеться у двох напрямках – збільшенні ефективності процесу компенсації, що в основному визначається інерційністю алгоритму керування, та у пошуку ефективних та компактних методів опису складових потужності електричної мережі. На даний момент широко використовується р-q теорія миттєвої потужності, запропонована Akagi та ряд інших теорій.

Перехід до електронних методів керування силовими пристроями, такими як: електропривод, радіопередавальні пристрої – дозволив різко збільшити коефіцієнт корисної дії таких систем, але поставив актуальне завдання забезпечення оптимальних умов передачі потужності до навантаження, тобто узгодження вихідних каскадів підсилювачів потужності та виконавчих елементів. Таке узгодження забезпечується в разі компенсації реактивних складників у вихідних колах. Для реалізації цієї задачі доцільним буде застосування керованої індуктивності та ємності. Водночас використання традиційних рішень, які застосовують варикапи або реактивні транзистори обмежено технологічними можливостями застосування варикапів на великі реактивні потужності. Використання зовнішнього джерела живлення є суттєвим недоліком, що обмежує сферу застосування керованих реактивностей на основі реактивних транзисторів. Встановлення потрібного режиму постійного струму транзисторів керованої реактивності вимагає використання додаткових елементів живлення, блокування й фільтрації, що зменшує надійність пристрою. Використання додаткових джерел живлення також знижує енергетичну ефективність пристрою в цілому й обмежує сферу використання таких пристроїв тільки малопотужними вузлами електронних засобів: частотні модулятори, пристрої автотестування частоти і т. п. У засобах силової електроніки потужність джерела живлення керованої реактивності має значно перевищувати потужність її навантаження, що є енергетично неефективним.

Ключові слова: дослідження, мостова схема, зменшений рівень нелінійних спотворень, керована реактивність, двотактна схема, реактивний транзистор.

Ф. 9. Рис. 3. Таб. 1. Літ. 7.

1. Вступ

Проблема компенсації реактивної потужності (КРП) завжди займала важливе місце в загальному комплексі питань підвищення ефективності передачі, розподілу та споживання електричної енергії. Правильне рішення таких задач в значній мірі визначає економію грошових і матеріальних ресурсів, підвищення якості електропостачання. Основні питання компенсації реактивної потужності повинні розглядатися з урахуванням сучасних поглядів і з урахуванням нових технічних рішень в цій



області. Електроустановки, в загальному випадку, можуть споживати як активну, так і реактивну складові повної потужності і електричної енергії. Активна складова це та її частина, яка йде на створення корисної роботи і пов'язана з перетворенням електричної енергії в інші види енергії (механічну, теплову, світлову і ін.). Реактивна потужність Q може розглядатися як характеристика швидкості обміну енергією між генератором і магнітним полем приймача електроенергії. На відміну від активної потужності, що корисно використовується в роботі, реактивна потужність не виконує корисної роботи, вона служить лише для створення магнітних полів в індуктивних приймачах (наприклад, в електродвигунах, трансформаторах і т.п.), циркулюючи увесь час між джерелом струму і приймачами [1-3]. З сказаного, очевидно, що традиційний термін "споживачі реактивної потужності", широко використовуваний електриками як в повсякденній практиці, так і в технічній літературі, є терміном умовним, що не відображає фізичної сутності реактивної потужності. Більш правильним є термін "індукційні приймачі електроенергії", а в ряді випадків може бути застосований термін "реактивні навантаження".

Особливу актуальність проблема компенсації реактивної потужності набула після введення в 1991р. безпосередньої плати за споживання реактивної енергії в години максимальних навантажень і її генерацію в електричну мережу в години мінімальних (замість раніше існуючої системи надбавок і знижок до тарифів на активну електроенергію). Безперервне зростання тарифів на електроенергію і цін на пристрої компенсування вимагає ретельного аналізу їх співвідношення і нових підходів до оцінки доцільності застосування компенсації реактивної потужності в кожному конкретному випадку.

Гострота проблеми компенсації реактивної потужності на сучасному етапі викликана низкою обставин:

- концентрацією і централізацією генеруючих джерел. Передача дешевої реактивної потужності від генераторів електростанції до споживача по лініях електропередачі високої і надвисокої напруги стала економічно недоцільною;
- здійснення політики ресурсо- та енергозбереження. Оптимізація реактивної потужності, в тому числі за допомогою місцевих компенсуючих пристроїв, дозволяє істотно знизити втрати потужності і електричної енергії в мережах;
- підвищення вимоги до якості електричної енергії відповідно до норм ГОСТ13109-97. Реактивна потужність істотно впливає на зміни режиму напруги в електричних мережах;
- недостатня встановлена потужність компенсуючих установок в живильних і розподільних електричних мережах

На сучасному етапі найбільш розповсюдженою є керована реактивність на основі варикапа, який будучи ввімкнутим в контур автогенератора забезпечує девіацію частоти автогенератора в певному діапазоні. Основною перевагою такої реактивності є простота реалізації коливальної системи, але в більшості досліджень відзначаються такі недоліки: великий рівень нелінійних спотворень при роботі в широкому діапазоні напруг модуляції та суттєве зміщення центральної частоти автогенератора, навіть у відсутності модуляції.

Іншим напрямком реалізації керованої реактивності є використання активних елементів з від'ємним динамічним опором, які при встановленні відповідного режиму виконують функції керованого реактивного двополюсника, керованої реактивності [4, 5]. В таких реактивностях динамічний діапазон, лінійність модуляційної характеристики, рівень зміщення центральної частоти значною мірою визначаються режимом роботи активного елемента, тому визначення параметрів режиму керованої індуктивності, які були б оптимальні для застосування її залежно від призначення є актуальною задачею.

2. Мета дослідження

Метою даної статті є аналіз розробки транзисторного реактивного елемента, керованої індуктивності з двотактною структурою, зі зменшеним рівнем нелінійних спотворень та без використання додаткових джерел живлення. Результатом розробки є застосування мостової схеми, особливістю якої є можливість виключення використання додаткових зовнішніх джерел живлення для керування реактивною потужністю вихідних каскадів передавачів.

3. Аналіз останніх досліджень і публікацій

Наявність перетоків реактивної потужності є характерною особливістю систем електропостачання, так як споживачами реактивної потужності є більшість електроприймачів змінного



струму: електроприймачі промислових підприємств, електрифікований залізничний транспорт, торгівельні та спортивні центри, тощо. Основними споживачами на промислових підприємствах є асинхронні двигуни, індукційні печі, вентильні перетворювачі, зварювальні агрегати. Доля реактивної потужності при завантаженні ліній електропередач в даний час оцінюється в діапазоні 20-80% від активної потужності. Для підтримки нормального режиму роботи енергосистеми повинна забезпечуватися генерація реактивної потужності (РП), тому разом з резервом активної потужності в енергосистемі потрібен резерв і реактивної потужності. Згідно з літературними даними, генерована реактивна потужність складається з потужності, що виробляється на електростанціях (60% всієї реактивної потужності), реактивної потужності компенсуючих пристроїв, розміщених в електричній мережі та у споживачів (20%), 20% реактивної потужності припадає на ЛЕП. Однак генерація РП з боку електростанцій призводить до насичення мережі реактивними складовими струмів, що негативно позначається на роботі енергосистеми: скорочення терміну служби обладнання, зростання втрат електроенергії, погіршення коефіцієнту потужності навантаження та ліній та зменшення пропускної здатності мережі в цілому. Це зумовлює переваги використання компенсаторів реактивної потужності, що встановлюються поруч з навантаженням. Існує ряд пристроїв компенсації реактивної потужності. Залежно від виконання пристрою, його можна підключити послідовно в розрив електричного кола або паралельно навантаженню. У порівнянні з пасивними компенсуючими пристроями, найбільш ефективним в мережах 0,4 кВ в даний час є застосування активних компенсаторів, за допомогою яких можна забезпечити плавність регулювання величини реактивної складової струму, при цьому не виконуючи генерацію струмів вищих гармонік до мережі.

В той же час, використання нових топологій активних компенсаторів не завжди є економічно виправданим, а традиційні пасивні компенсуючі пристрої не відповідають вимогам щодо плавності управління величиною реактивної потужності або здатні погіршувати спектральний склад струму мережі. Таким чином, враховуючи роль, яку в сучасних електричних мережах відіграють пристрої компенсації реактивної потужності, дослідження, спрямовані на підвищення коефіцієнту потужності складових мережі у розподільчих мережах, є пріоритетними. З огляду на вартість сучасних напівпровідникових силових ключів, практично важливими також є роботи, спрямовані на підвищення ефективності та зменшення собівартості. Тому актуальною задачею є реалізація та впровадження результатів таких досліджень в розподільчі системи електроживлення, що дозволить підвищити ефективність та надійність енергосистеми, а також підвищити економічність її роботи.

Частотні та фазові модулятори на основі керованої реактивності знайшли широке розповсюдження в техніці зв'язку. Збільшення швидкості передачі інформації в каналах зв'язку безпосередньо пов'язане з розширенням смуги частот, а відповідно і індексу модуляції, що вимагає розширення динамічного діапазону девіації частоти.

Як показують результати досліджень [1,2], використання варикапів в частотних модуляторах при простоті реалізації вимагає додаткових заходів по лінеаризації модуляційних характеристик і, особливо, щодо стабілізації центральної частоти. Застосування в якості керованих реактивностей транзисторних елементів [3] дозволяє розширити діапазон девіації, але лінеаризація модуляційних характеристик в однокантних схемах досягається в основному обмеженням діапазону девіації. Це обмеження обумовлює використання енергетично не вигідного режиму роботи класу А, що в свою чергу збільшує температурну нестабільність генератора в цілому.

Керовані реактивності на основі активного елемента і реактивного подільника, якій забезпечує фазовий зсув між вихідним струмом і напругою, широко розповсюджені в техніці зв'язку для реалізації частотних або фазових модуляторів. В радіопередавальній техніці вони отримали назву «реактивні транзистори» і широко використовувались в 70-х і 80-х роках минулого століття [6]. Інтерес до аналогічних модуляторів на сучасному етапі пов'язаний з розвитком технологічної бази мікроелектроніки і проведенням великої кількості досліджень елементів з від'ємним динамічним опором [1].

4. Методика досліджень

Зменшення рівня парних гармонік і постійної складової вихідного струму дозволяє зменшити рівень нелінійних спотворень і зміщення центральної частоти, а зменшення втрат на вихідному електроді – збільшити температурну стабільність генератора. Таким чином метою досліджень є розробка і аналіз транзисторного реактивного елемента, керованої індуктивності, з двокантною структурою зі зменшеним рівнем нелінійних спотворень та без використання додаткових джерел живлення.

5. Виклад основного матеріалу

В якості керуючого елемента в частотних модуляторах можуть використовуватись реактивні каскади на транзисторах. Керована індуктивність на транзисторі [2, 4], яка містить транзистор VT, між вхідним (база) і спільним (емітер) електродами якого ввімкнено конденсатор C, а між вхідним і вихідним (колектор) ввімкнено резистор R (рис. 1). Спільний електрод транзистора приєднано до спільного виходу пристрою, вихідний електрод транзистора до високочастотного входу $U\omega$, на який подаватиметься носійне коливання. Керуючий електрод транзистора з'єднано з керуючим входом $U\Omega$, на який надходить низькочастотний сигнал.

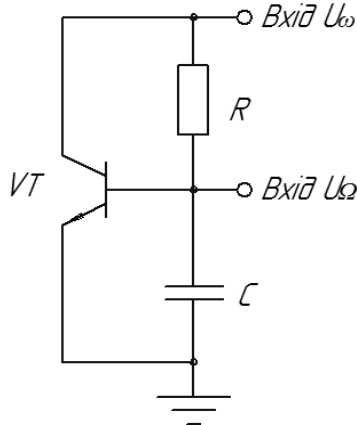


Рис. 1. Однотактна схема керованої індуктивності

В еквівалентній схемі на рис. 1 реактивний подільник RC забезпечує фазовий зсув близький до 90° між напругою U_w та U_Ω за рахунок вибору номіналу резистора R значно більше, ніж реактивний опір конденсатора C.

Недоліком такого пристрою є обмежена галузь використання за рахунок того, що обмеження діапазону зміни еквівалентної індуктивності обмежує діапазон частотної девіації. Малий діапазон зміни індуктивності значною мірою залежить від підсилювальних параметрів транзистора S.

Для розширення діапазону девіації еквівалентної індуктивності пропонується двотактна схема [5].

Двотактний режим роботи активних елементів характеризується високим рівнем придушення парних гармонік і збільшенням коефіцієнту корисної дії майже в три рази по відношенню до режиму класу А. Зменшення рівня парних гармонік і постійної складової вихідного струму дозволяє зменшити рівень нелінійних спотворень і зміщення центральної частоти, а зменшення втрат на вихідному електроді – збільшити температурну стабільність генератора.

До існуючої структури, яка містить транзистор VT1, між базою і колектором якого ввімкнено резистор R1, а спільний електрод приєднано до одного із виводів конденсатора C3 і спільного виходу пристрою, додаємо другий резистор подільника R2, чотири розділові конденсатори C1, C2, C4 та C5 і транзистор протилежного типу провідності VT2. Схема керованої індуктивності наведена на рис. 2.

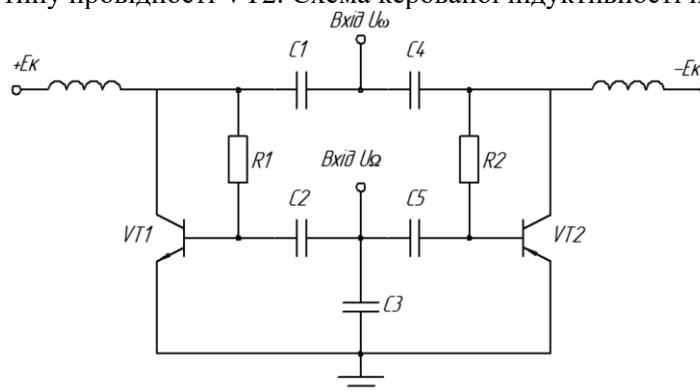
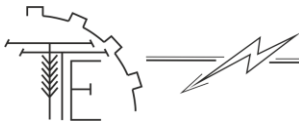


Рис. 2. Двотактна схема керованої індуктивності

При використанні керованої індуктивності на біполярних транзисторах вихідним електродом є колектор, керуючим – база, спільним – емітер. При виконанні на польових транзисторах вихідним електродом є стік, керуючим – заслін, спільним – витік.

Конденсатори C1 і C4 виконують функцію розділових конденсаторів і тому мають малий опір для високочастотного сигналу. Через них вхідна високочастотна напруга прикладається до вихідних електродів транзисторів VT1 і VT2. За рахунок малого опору конденсаторів C1 і C4 по відношенню до



джерела напруги, що поступає на вхід пристрою U_w резистори R_1 і R_2 включені паралельно, тому їх еквівалентний опір:

$$R_{12} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \quad (1)$$

Номінали резисторів вибрано так, що їх еквівалентний опір R_{12} буде більшим за реактивний опір X_3 конденсатора C_3 :

$$R_{12} \gg X_3 = \frac{1}{\omega \cdot C_3} \quad (2)$$

В цьому випадку струм через подільник $R_{12}C_3$ співпадатиме по фазі з напругою U_k , що прикладена між входом U_w і спільним виводом. За рахунок реактивного опору конденсатора C_3 напруга на ньому відставатиме на кут близький до 90° :

$$U_{C_3} = k \cdot U_m \cos \omega t \quad (3)$$

де $k = X_3 / \sqrt{X_3^2 + R_{12}^2}$ коефіцієнт передачі подільника $R_{12}C_3$ на частоті ω .

Через конденсатори C_2 і C_5 , які виконують функції розділових конденсаторів, та сама напруга прикладається до спільного (емітера) та вхідного (бази) електродів транзисторів VT_1 і VT_2 . Завдяки зсуву напруги U_{C_3} , яка подається на вхідні електроди обох транзисторів, струми вихідних електродів також будуть зсунутим на 90° по відношенню до напруги, що прикладена до вихідних електродів:

$$i_{вих} = S \cdot U_{C_3} = S \cdot k \cdot U_m \cos \omega t, \quad (4)$$

де S – крутість передаточної характеристики, яку можна вважати реальним числом при роботі транзисторів на частотах нижче граничної.

Таким чином, струм $i_{вих}$ між спільним і входом U_w пристрою буде запізнюватись на 90° по відношенню до напруги, що прикладена до тих же виходів. Тобто при такому схемному рішенні і прийнятних співвідношеннях пристрій по реакції еквівалентний індуктивності L_e .

В активному режимі:

$$L_e = \frac{|U_m|}{|i_{вих}| \cdot \omega} = \frac{U_m}{S \cdot k \cdot U_m \cdot \omega} = \frac{1}{S \cdot k \cdot \omega}. \quad (5)$$

Зміна значення індуктивності L_e здійснюється подачею напруги модуляції на вхід модуляції U_w , яка змінює зміщення на вхідних електродах транзисторів VT_1 і VT_2 . За рахунок того, що транзистори мають протилежну провідність, активні режими кожного з них відповідатимуть протилежним напівперіодам напруги модуляції.

Так при «додатному» напівперіоді в активному режимі буде транзистор VT_1 , а при «від'ємному» напівперіоді в активному режимі буде транзистор VT_2 з протилежним типом провідності. Такий режим дає можливість змінювати крутість прохідної характеристики S від нуля до максимального значення S_{max} :

$$\Delta S_1 = S_{max} - S_{min} \approx S_{max}. \quad (6)$$

Таким чином, діапазон зміни індуктивності в пристрої приблизно в два рази більший, ніж в однокантній схемі, приблизно в два рази більша і девіація частоти.

При симетрії плеч та ідентичності параметрів обох транзисторів VT_1 і VT_2 , що легко реалізується в інтегральних схемах, в навантаженні, яке підключається до входу U_w пристрою, компенсується постійна складова струмів вихідних електродів і парні гармоніки частот модуляції, що дозволяє зменшити зміщення центральної частоти автогенератора та збільшити стабільність частоти. Зменшення рівня парних гармонік частот модуляції веде до зменшення нелінійних спотворень в сигналі, що передається і відповідно в сигналі, який отримується після демодуляції.

Введення другого резистора R_2 дозволяє змінювати початкове зміщення на вхідному електроді транзистора VT_2 протилежного типу провідності з транзистором VT_1 і компенсувати рівень постійної складової в девіації частоти і, відповідно, зміщення центральної частоти автогенератора. Використання конденсаторів C_1 , C_2 , C_4 і C_5 дозволяє встановлювати незалежні режими по постійному струму обох транзисторів, що дає можливість створити додаткову симетрію схеми і зменшити рівень парних гармонік частот модуляції. Сукупність цих факторів дозволяє розширити галузь застосування пристрою.



При двотактній реалізації керованої індуктивності можна досягти збільшення діапазону зміни еквівалентної індуктивності приблизно в два рази порівняно з однократною схемою та зменшити нелінійні спотворення. Для зменшення зміщення центральної частоти автогенератора та збільшення стабільності частоти необхідно забезпечити ідентичність параметрів транзисторів різного типу провідності.

Для можливості керування реактивною потужністю вихідних каскадів передавачів пропонується мостова схема керованої індуктивності, яка містить два транзистори протилежного типу провідності, між вхідними і керуючими електродами яких включено по резистору і до керуючих і спільних електродів підключено по конденсатору. Введено третій та четвертий транзистори протилежного типу провідності, чотири діоди і два дроселі.

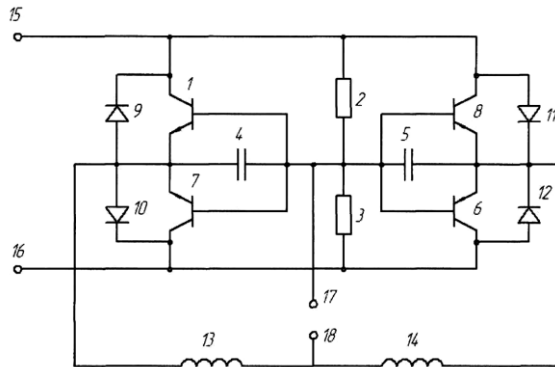


Рис. 3. Мостова схема керованої індуктивності

Пристрій працює наступним чином. До виходів пристрою 15 і 16 прикладається високочастотна гармонічна напруга, яка може бути подана, наприклад, від автогенератора:

$$U(t) = U_m \cos \omega t \quad (7)$$

В пристрої, забезпечується безперервність струму між виходами 15 і 16 при живленні від джерела сигналу (1) і напруги модуляції:

$$e(t) = E_m \cos \Omega t \quad (8)$$

яка забезпечує зміщення на бази транзисторів 1, 6, 7 і 8 для будь-якого сполучення полярності цих напруг. Можливі сполучення і стан транзисторів 1, 6, 7 і 8 і діодів 9-12 відповідно до них наведено в таблиці (1 відповідає відкритому стану елемента, 0 - закритому стану).

Таблиця 1

Стан транзисторів і діодів при різних значеннях напруг

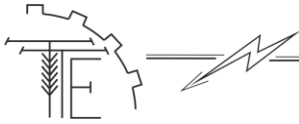
| № | u _{15,16} | e _{17,18} | 1 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 |
|---|--------------------|--------------------|---|---|---|---|---|----|----|----|
| 1 | + | + | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| 2 | - | + | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| 3 | + | - | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| 4 | - | - | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 |

Напруга прикладається до вихідних електродів транзисторів 1, 6 та додаткових транзисторів 7, 8.

Номінали резисторів 2 і 3 вибрано так, що еквівалентний опір R кожного з них буде більшим за реактивний опір X конденсаторів 4 і 5 з ємністю C. В цьому випадку струм через подільник RC для кожного транзистора 1, 6, 7 і 8 співпадатиме з напругою u(t), що прикладена між виводами пристрою 15 і 16, по фазі. За рахунок реактивного опору конденсаторів 4 і 5, напруга на них відставатиме на кут близький до 90°.

Завдяки зсуву напруги U_C, яка подається на вхідні електроди всіх транзисторів 1, 6, 7 і 8, струми вихідних електродів кожного транзистора 1, 6, 7 і 8 у відкритому стані також будуть зсунутим на 90° відносно напруги, що прикладена до вихідних електродів

Таким чином, струм i_{вих} між виходами пристрою 15 і 16 буде запізнюватись на 90° відносно напруги, що прикладена до тих же виходів. Тобто при такому схемному рішенні і прийнятих співвідношеннях пристрій по реакції еквівалентний індуктивності L_e. В активному режимі:



$$L_e = \frac{|U_m|}{|i_{\text{вих}}|} = \frac{U_m}{S \cdot k \cdot U_m \cdot \omega} = \frac{1}{S \cdot k \cdot \omega} \quad (9)$$

6. Висновки та перспективи подальших досліджень

При симетрії плеч та ідентичності параметрів всіх транзисторів двотактної та мостової схем, що легко реалізується, в навантаженні, яке підключається до виходів пристрою компенсується постійна складова струмів вихідних електродів і парні гармоніки частот модуляції, що дозволяє зменшити зміщення центральної частоти автогенератора та збільшити стабільність частоти. Зменшення рівня парних гармонік частот модуляції веде до зменшення нелінійних спотворень в сигналі, що передається, і відповідно в сигналі, який отримується після демодуляції.

Особливістю мостової схеми є можливість виключення використання додаткових зовнішніх джерел живлення, це дозволяє керувати енергією високопотужних пристроїв.

Список використаних джерел

1. Стаднік М. І., Видмиш А. А., Штуць А. А., Колісник М. А. Інтелектуальні системи в електроенергетиці. Теорія та практика: навч. посіб. Вінниця: ТОВ "ТВОРИ". 2020. 332 с.
2. Возняк О. М., Штуць А. А., Колісник М. А. Сучасні системи електроприводів. Теорія та практика. Частина 1. Навчальний посібник. Вінниця: ТВОРИ. 2021. 280 с.
3. Возняк О. М., Штуць А. А. Розрахунок нестандартних W-параметрів чотириполюсника на біполярному транзисторі. *Техніка, енергетика, транспорт*. 2020. № 2 (109). С. 122–128.
4. Кухарчук В. В. Елементи теорії контролю динамічних параметрів електричних машин. УНІВЕРСУМ. Вінниця. 1998. 125 с
5. Лежнюк П. Д., Рубаненко О. Є., Жук І. А. Діагностування силових трансформаторів з використанням нечітких множин. *Вісник Вінницького політехнічного інституту*. 2005. № 1. С. 43–51.
6. Видмиш А. А., Штуць А. А. Дослідження динамічних характеристик замкненої системи електропривода гравітаційного бетонозмішувача шляхом комп'ютерного моделювання. *Вісник ХНУ. Серія: Технічні науки*. 2021. № 1 (293). С. 113–125.
7. Возняк О. М., Штуць А. А. Дослідження системи контролю температури природного газу. *Техніка, енергетика, транспорт АПК*. 2020. № 3 (110). С. 34–50

References

- [1] Stadnik, M.I., Vydmysh, A.A., Shtucz, A.A., Kolisnyk, M.A. (2020). *Intelektualni systemy v elektroenergetyци*. Teoriya ta praktyka: navch. posib. Vinnytsya: TOV "TVORY". [in Ukrainian].
- [2] Vozniak, O. M., Shtuts, A. A., Kolisnyk, M. A. (2021). *Suchasni systemy elektropryvodiv*. Teoriia ta praktyka. Chastyna 1. Navchalnyi posibnyk. Vinnytsia: TOV "TVORY". [in Ukrainian].
- [3] Vozniak, O. M., Shtuts, A. A. (2020). Rozrakhunok nestandardnykh W-parametriv chotyrypoliusnyka na bipoliarnomu tranzystori. *Tekhnika, enerhetyka, transport*, 2 (109), 122–128. [in Ukrainian].
- [4] Kuxarchuk, V.V. (1998). *Elementy teoriiy kontrolyu dynamichnyx parametriv elektrychnyx mashyn*. UNIVERSUM. Vinnytsya. [in Ukrainian].
- [5] Lezhnyuk, P.D., Rubanenko, O.Ye., Zhuk, I.A. (2005). Diagnostuvannya sylovyx transformatoriv z vy`kory`stannyam nechitkyx mnozhyn. *Visnyk Vinnyczkogo politexnichnogo instytutu*, 1, 43–51. [in Ukrainian].
- [6] Vidmish, A.A., Shtuts, A.A. (2021). Doslidzhennja dinamichnih harakteristik zamkненої sistemi elektroprivoda gravitacijnogo betonozmishuvacha shljahom komp`juternogo modeljuvannja. *Visnik HNU. Serija: Tehnichni nauki*, 1 (293), 113–125. [in Ukrainian].
- [7] Voznjak, O.M., Shtuts, A.A. (2020). Doslidzhennja sistemi kontrolju temperaturi prirodnoho gazu. *Tekhnika, energetika, transport APK*, 3 (110), 34–50. [in Ukrainian].

ANALYSIS AND DEVELOPMENT OF BRIDGE SCHEMES FOR JET POWER CONTROL

Reactive power compensation is one of the components of improving the efficiency of electrical networks, the theoretical foundations of which were developed at the beginning of the last century by Frieze and Budenau. However, the development of effective control algorithms for reactive power compensation devices continues today. It is conducted in two directions - increasing the efficiency of the compensation process, which is mainly determined by the inertia of the control algorithm, and finding effective and compact methods for describing the components of the power of the electrical network. At present, the p-q instantaneous



power theory proposed by Akagi and a number of other theories is widely used.

The transition to electronic control methods of power devices, such as electric drive, radio transmitting devices - has dramatically increased the efficiency of such systems, but set an urgent task to ensure optimal conditions for power transmission to load, ie coordination of output stages of power amplifiers and actuators. Such coordination is provided at compensation of reactive components in output circles. To implement this task, it is advisable to use a controlled inductance and capacitance. At the same time, the use of traditional solutions used by varicaps or reactive transistors is limited by the technological possibilities of using varicaps at high reactive capacities. The use of an external power supply is a significant disadvantage, limiting the scope of controlled reactivity based on reactive transistors. Setting the DC mode of controlled reactivity transistors requires the use of additional batteries, blocking and filtering, which reduces the reliability of the device. The use of additional power supplies also reduces the energy efficiency of the device as a whole and limits the use of such devices only to low-power electronic components: frequency modulators, frequency tuners, etc. In power electronics, the power of controlled reactivity is energy inefficient.

Key words: research, bridge circuit, reduced level of nonlinear distortion, controlled reactivity, two-stroke circuit, reactive transistor.

F. 9. Fig. 3. Tab. 1. Ref. 7.

ВІДОМОСТІ ПРО АВТОРІВ

Возняк Олександр Миколайович – кандидат технічних наук, доцент кафедри «Електроенергетики, електротехніки та електромеханіки» Вінницького національного аграрного університету (вул. Сонячна, 3, м. Вінниця, 21008, Україна, email: alex.voz1966@gmail.com, <https://orcid.org/0000-0002-0986-6869>).

Токарчук Олексій Анатолійович – кандидат технічних наук, доцент кафедри технологічних процесів та обладнання переробних і харчових виробництв Вінницького національного аграрного університету (вул. Сонячна, 3, м. Вінниця, 21008, Україна, e-mail: tokarchuk@vsau.vin.ua <https://orcid.org/0000-0001-8036-1743>).

Штуць Андрій Анатолійович – асистент кафедри «Електроенергетики, електротехніки та електромеханіки» Вінницького національного аграрного університету (вул. Сонячна, 3, м. Вінниця, 21008, Україна, email: shtuts1989@gmail.com, <https://orcid.org/0000-0002-4242-2100>).

Тихонов Володимир Костянтинівич – доцент кафедри «Фізичного виховання» Вінницького національного технічного університету (Хмельницьке шосе, 95, м. Вінниця, 21021, Україна, email: tykhonovvolodymyr@vntu.edu.ua).

Oleksandr Voznyak – candidate of Science (Engineering), Associate Professor of the Department of Electric Power Engineering, Electrical Engineering and Electromechanics of Vinnitsa National Agrarian University (3 Soniachna St., Vinnitsa, 21008, Ukraine, email: alex.voz1966@gmail.com, <https://orcid.org/0000-0002-0986-6869>).

Oleksii Tokarchuk – Ph.D., Associate Professor of the Department of “Technological Processes and Equipment of Processing and Food Productions” of the Vinnytsia National Agrarian University (3, Solnyshchaya St., Vinnytsia, 21008, Ukraine, e-mail: tokarchuk@vsau.vin.ua <https://orcid.org/0000-0001-8036-1743>)

Andrii Shtuts – Assistant, Department of Electric Power Engineering, Electrical Engineering and Electromechanics, Vinnitsa National Agrarian University (3, Solnechna str., Vinnitsa, 21008, Ukraine, email: shtuts1989@gmail.com , <https://orcid.org/0000-0002-4242-2100>).

Volodymyr Tykhonov – Associate Professor of the Department of Physical Education, Vinnytsia National Technical University (Khmelnyske Shosse, 95, Vinnytsia, 21021, Ukraine, email: tykhonovvolodymyr@vntu.edu.ua).