



УКРАЇНА

(19) UA (11) 83615 (13) C2

(51) МПК (2006)

H01F 29/00

H02M 3/04

H02M 5/02

H02M 1/12

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ
І НАУКИ УКРАЇНИДЕРЖАВНИЙ ДЕПАРТАМЕНТ
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ
ВЛАСНОСТІОПИС
ДО ПАТЕНТУ НА ВІНАХІД

(54) ПРИСТРІЙ ТА СПОСІБ ПЕРЕНЕСЕННЯ ЗАРЯДУ

1

(21) 2002010285
(22) 09.06.2000
(24) 11.08.2008
(86) PCT/US00/16018, 09.06.2000
(31) 09/329,596
(32) 10.06.1999
(33) US
(46) 11.08.2008, Бюл.№ 15, 2008 р.
(72) ЛІМПАЕЧЕР РУДОЛЬФ, ЛІМПАЕЧЕР ЕРІК Р.
(73) ЛІМПАЕЧЕР РУДОЛЬФ, ЛІМПАЕЧЕР ЕРІК Р.
(56) US 3963945, 15.06.1976
US 4096557, 20.06.1978
US 5270914, 14.12.1993
US 5412557, 02.05.1995
US 5010471, 23.04.1991
WO 9919974, 22.04.1999
(57) 1. Спосіб перенесення електричного заряду між засобом накопичення заряду і першим силовим терміналом, що містить першу множину клем, який полягає у тому, що переносять заряд між засобом накопичення заряду і першою клемою першої множини клем через індуктивний блок, який відрізняється тим, що при перенесенні заданої величини заряду між засобом накопичення заряду і першою клемою першої множини клем, генерують сигнал керування, який забезпечує електричне перемикання з першої клеми на другу клему з першої множини клем, переносять заряд між засобом накопичення заряду і другою клемою першої множини клем через індуктивний блок.
2. Спосіб за п. 1, який відрізняється тим, що використовують другий силовий термінал, який містить другу множину клем, переносять заряд між засобом накопичення заряду і першою клемою другої множини клем через індуктивний блок, при перенесенні заданої величини заряду між засобом накопичення заряду і першою клемою з другої множини клем, замінюють першу клему на другу клему з другої множини клем, переносять заряд між засобом накопичення заряду і другою клемою другої множини клем через індуктивний блок.
3. Спосіб за п. 2, який відрізняється тим, що додатково вибирають конфігурацію першого силового терміналу як силового терміналу змінного стру-

2

му, вибирають конфігурацію другого силового терміналу як силового терміналу змінного струму.
4. Спосіб за п. 2, який відрізняється тим, що перший силовий термінал є силовим терміналом змінного струму і другий силовий термінал є силовим терміналом постійного струму.
5. Спосіб за п. 2, який відрізняється тим, що перший силовий термінал є силовим терміналом постійного струму і другий силовий термінал є силовим терміналом постійного струму.
6. Спосіб за п. 2, який відрізняється тим, що використовують множину силових терміналів, яка містить перший силовий термінал і другий силовий термінал, при цьому перенесення заряду між засобом накопичення заряду і першим силовим терміналом здійснюють між будь-яким з множини силових терміналів і засобом накопичення заряду, а перенесення заряду між засобом накопичення заряду і другим силовим терміналом здійснюють між будь-яким з множини силових терміналів і засобом накопичення заряду.
7. Спосіб за п. 2, який відрізняється тим, що перший силовий термінал і другий силовий термінал є однаковими силовими терміналами.
8. Спосіб за п. 2, який відрізняється тим, що перенесення заряду між засобом накопичення заряду і першим силовим терміналом здійснюють поперемінно з перенесенням заряду між засобом накопичення заряду і другим силовим терміналом.
9. Спосіб за п. 2, який відрізняється тим, що перенесення заряду між засобом накопичення заряду і першим силовим терміналом здійснюють одночасно з перенесенням заряду між засобом накопичення заряду і другим силовим терміналом.
10. Спосіб за п. 1, який відрізняється тим, що використовують засіб накопичення заряду, який містить множину конденсаторів.
11. Спосіб за п. 1, який відрізняється тим, що використовують засіб накопичення заряду, що містить один конденсатор.
12. Спосіб за п. 1, який відрізняється тим, що використовують індуктивний блок, який містить множину дроселів.

(13) C2

(11) 83615

(19) UA

13. Спосіб за п. 1, який **відрізняється** тим, що використовують індуктивний блок, який містить один дросель.

14. Спосіб за п. 1, який **відрізняється** тим, що використовують індуктивний блок, який містить обмотки однофазного трансформатора.

15. Спосіб за п. 1, який **відрізняється** тим, що відношення заряду, перенесеного між засобом накопичення заряду і першою клемою першої множини клем, і заряду, перенесеного між засобом накопичення заряду і другою клемою першої множини клем, дорівнює відношенню струмів, що видаються з першої клеми першої множини клем і з другої клеми першої множини клем.

16. Спосіб за п. 2, який **відрізняється** тим, що відношення заданої величини заряду, перенесеного між засобом накопичення заряду і першою клемою другої множини клем, і заряду, перенесеного між засобом накопичення заряду і другою клемою другої множини клем, дорівнює відношенню струмів, що подаються на першу клему другої множини клем і на другу клему другої множини клем.

17. Пристрій перенесення заряду, який містить індуктивний блок, засіб накопичення заряду, підключений до індуктивного блока для утворення, спільно з індуктивним блоком, резонансного контуру, перший силовий термінал, який містить першу множину клем, який **відрізняється** тим, що додатково містить множину перших перемикачів для підключення першого силового терміналу до резонансного контуру,

блок керування для керування роботою множини перших перемикачів для перенесення заряду між першою клемою першої множини клем і засобом накопичення заряду через індуктивний блок, і коли задана кількість заряду передана між засобом накопичення заряду і першою клемою першої множини клем, для заміщення першою клемою першої множини клем на другу клему першої множини клем, і потім передачі між засобом накопичення заряду і другою клемою першої множини клем через індуктивний блок.

18. Пристрій перенесення заряду за п. 17, який **відрізняється** тим, що блок керування виконаний також з можливістю керування роботою множини перемикачів для перенесення першої заданої кількості заряду між першою клемою першої множини клем та засобом накопичення заряду, а також для перенесення другої заданої кількості заряду між другою клемою першої множини клем і засобом накопичення заряду, причому відношення першої заданої кількості заряду, переданої між засобом накопичення заряду і першою клемою першої множини клем, і другої заданої кількості заряду, переданої між засобом накопичення заряду і другою клемою першої множини клем, дорівнює відношенню струмів, переданих від першої клеми першої множини клем і другої клеми першої множини клем.

19. Пристрій перенесення заряду за п. 18, який **відрізняється** тим, що містить другий силовий термінал, який містить другу множину клем, множину других перемикачів, що підключають другий силовий термінал до резонансного контуру, при цьому блок керування виконаний також з можливістю керування роботою множини других переми-

качів по перенесенню третьої заданої кількості заряду між першою клемою другої множини клем та засобом накопичення заряду і по перенесенню четвертої заданої кількості заряду між другою клемою другої множини клем та засобом накопичення заряду, причому відношення третьої заданої кількості заряду, перенесеної між засобом накопичення заряду і першою клемою другої множини клем, і четвертої заданої кількості заряду, перенесеної між засобом накопичення заряду і другою клемою другої множини клем, дорівнює відношенню струмів, що видаються на першу клему та на другу клему другої множини клем.

20. Пристрій перенесення заряду за п. 19, в якому перенесення заряду з першого силового терміналу на засіб накопичення заряду чергують з перенесенням заряду із засобу накопичення заряду на другий силовий термінал.

21. Пристрій перенесення заряду за п. 19, який **відрізняється** тим, що конфігурація першого силового терміналу забезпечує прийом багатофазного змінного струму, а конфігурація другого силового терміналу забезпечує вивід багатофазного змінного струму.

22. Пристрій перенесення заряду за п. 19, який **відрізняється** тим, що блок керування виконаний з можливістю керування другими перемикачами для відновлення форми хвилі змінного струму на другому силовому терміналі.

23. Пристрій перенесення заряду за п. 19, який **відрізняється** тим, що конфігурація першого силового терміналу забезпечує прийом багатофазного змінного струму, а конфігурація другого силового терміналу забезпечує вивід постійного струму.

24. Пристрій перенесення заряду за п. 19, який **відрізняється** тим, що конфігурація першого силового терміналу забезпечує прийом постійного струму, а конфігурація другого силового терміналу забезпечує вивід багатофазного змінного струму.

25. Пристрій перенесення заряду за п. 19, який **відрізняється** тим, що конфігурація першого силового терміналу забезпечує прийом постійного струму, а конфігурація другого силового терміналу забезпечує вивід постійного струму.

26. Пристрій перенесення заряду за п. 19, який **відрізняється** тим, що конфігурація першого силового терміналу забезпечує прийом багатофазного змінного струму, і блок керування виконаний з можливістю керування множиною других перемикачів для одержання усередненого струму, що виражається рядом Фур'є.

27. Пристрій перенесення заряду за п. 26, який **відрізняється** тим, що Фур'є-компоненти такі, що усереднений струм є синфазним напрузі багатофазного джерела живлення.

28. Пристрій перенесення заряду за п. 26, який **відрізняється** тим, що Фур'є-компоненти такі, що усереднений струм зсунутий за фазою на 90 електричних градусів відносно напруги багатофазного джерела живлення.

29. Пристрій перенесення заряду за п. 26, який **відрізняється** тим, що Фур'є-компоненти є гармонікою основної частоти багатофазного джерела живлення, в результаті чого усереднений струм являє собою гармонічну складову струму.

30. Пристрій перенесення заряду за п. 19, який **відрізняється** тим, що перший силовий термінал однаковий з другим силовим терміналом і підключений до мережі змінного струму, і блок керування призначений для керування множиною перших перемикачів і множиною других перемикачів для керування реактивним струмом у мережі змінного струму.

31. Пристрій перенесення заряду за п. 19, який **відрізняється** тим, що додатково містить шунтувальний перемикач, підключений паралельно засобу накопичення заряду, в якому блок керування призначений для керування залишковою напругою засобу накопичення заряду.

Даний винахід відноситься, до області силового перетворення електричного струму і, більш точно - до пристрою перенесення заряду та способу для силового перетворення змінного струму, випрямлення змінного струму, інвертування постійного струму у змінний струм, перетворення постійного струму та регулювання реактивної потужності. Хоча винахід має широку область застосування, його корисно використовувати у системах розподілу та передачі потужності на електростанціях загального користування, у промислових, комерційних та морських силових установках.

Стандартний випрямний пристрій, в якому використовуються нелінійні пристрої, наприклад діодні або тиристорні мости, обумовлюють наявність гармонік та реактивної потужності у трифазному джерелі живлення змінного струму, до якого підключений пристрій. Гармоніки та реактивна потужність з'являються унаслідок нерівномірного розподілу навантаження між вхідними фазами. Це означає, що відбір струму з фази має місце, коли вхідна фазна напруга змінного струму перевищує вихідну напругу постійного струму, і є відсутнім, коли вхідна фазна напруга змінного струму менше вихідної напруги постійного струму.

Електродвигуни з регульованою швидкістю обертання і джерела безперебійного живлення, в яких звичайно передбачене перетворення змінного струму у постійний струм з подальшим перетворенням постійного струму у змінний струм для одержання напруги та частоти, необхідної для роботи електродвигуна змінного струму, вносять додаткові спотворення у форму хвилі джерела живлення змінного струму. Погіршення форми хвилі джерела живлення, наприклад, електричної мережі або генератора на морському судні, може призвести до збоїв обладнання, чутливого до «чистоти» джерела живлення.

Найближчим аналогом до заявленого винаходу є [патент US 4096557]. У вказаному патенті розкритий керований чотирьохквадрантний конвертер змінної напруги в змінну і постійну напругу з використанням внутрішнього високочастотного резонансного послідовного контура. Вказаний конвертер являє собою двосторонній пристрій для перетворення змінної поліфазної напруги в керовану змінну або постійну напругу, або для зміни цього перетворення на протилежне шляхом використання одного високочастотного контура, що містить послідовні резонансні ланцюги. Підвищуючий перетворювач перетворює вхідну низьку частоту в достатньо високу частоту порядку декілька

кілогерців безпосередньо і без проміжного контура постійної напруги і, таким чином, без звичайних низькочастотних фільтрів. Високочастотний контур містить послідовні резонансні ланцюги, які спрощують зв'язок по струму електронних перемикаючих елементів, таких як керовані випрямлячі. Енергія передається від високочастотного контура до низькочастотного вихідного ланцюга через понижувальний перетворювач, що добре відомо в техніці. У пристрої не використовується ніяких схем постійної напруги. Низькочастотний вихідний ланцюг може функціонувати на нульовій частоті і таким чином подавати навантаження постійної напруги.

Високочастотний перетворювач для передачі електричної енергії між першою енергетичною системою і другою енергетичною системою, кожна з яких працює щонайменше з двома з'єднувачами, містить конденсатор, індуктор, підключений до вказаного конденсатора для формування послідовного резонансного ланцюга з вказаним конденсатором, перший і другий набори засобів перемикачів, підключені до вказаного послідовного резонансного ланцюга між першим і другим з'єднувачами системи і що забезпечують керування струмом, що подається і струмом, що відводиться, між першим і другим з'єднувачами систем, засіб керування, що забезпечує вибіркове включення щонайменше двох засобів перемикачів кожного з вказаних першого і другого наборів перемикачів системи для передачі електричної енергії між першою і другою енергетичними системами через постійні струми, які послідовно чергуються в і з будь-якої сторони вказаного резонансного ланцюга в і з першого і другого з'єднувачів, вказаний засіб управління містить датчик струму, призначений для визначення вихідного струму у відповідності зі значенням струму конденсатора, стабілізований струмовий вихід, засіб алгебраїчного підсумовування значень з виходу датчика струму і стабілізованого значення струму, засіб інтегрування, призначений для інтегрування вказаного підсумованого значення, і засіб прийому вихідного сигналу засобу інтегрування, що призначений для активації провідності засобу перемикачів і керування середнім значенням струму кожної половини циклу коливань при роботі резонансного ланцюга.

В основу даного винаходу поставлена задача створення пристрою та способу перетворення потужності, які дозволяють знизити спотворення форми хвилі джерела живлення змінного струму.

Згідно з даним винаходом, поставлена задача вирішується тим, що запропоновано пристрій резонансного перенесення заряду (ПРПЗ), в якому застосовується спосіб диференціального та послідовного резонансного перенесення заряду (ДППЗ). Вказані ПРПЗ та спосіб ДППЗ забезпечують переваги над відомими пристроями перетворення потужності в тому, що, дозволяють знизити спотворення форми хвилі джерела живлення змінного струму.

Для цього ПРПЗ відбирає заряд з усіх фаз багатозафазного джерела живлення пропорційно відношенню струмів вхідних фаз. Цей пристрій видає потужність без гармонік, відбирає потужність з одиничним коефіцієнтом потужності і не вносить у джерело живлення змінного струму реактивної потужності.

Крім того, оскільки ПРПЗ можна використовувати у двох напрямках, він може подавати на багатозафазне джерело живлення змінного струму струм без гармонік на основній частоті, а також синтезувати синусоїдальний струм із заданою частотою та фазою.

У загальному випадку робота ПРПЗ здійснюється в два цикли. Протягом першого циклу, з кожної фази джерела живлення відбирають потрібний заряд, яким заряджають засіб накопичення енергії. Протягом другого циклу, засіб накопичення енергії розряджають через вихід ПРПЗ. Виконуючи багато циклів роботи в секунду, ПРПЗ може витягувати заряд з джерела живлення і подавати заряд через вихід ПРПЗ, створюючи потрібну вихідну форму хвилі.

При перенесенні заряду може забезпечуватися, а може і не забезпечуватися, перенесення корисної енергії на вхід або з входу. Завдяки повторюваним етапам перенесення заряду можна здійснювати кероване перетікання корисної потужності від входу до виходу. Повторювані перенесення заряду можуть також забезпечувати регульовану реактивну потужність джерела живлення змінного струму.

ПРПЗ можна підключати до джерела багатозафазного змінного струму або до джерела постійного струму. При цьому, пристрій може видавати багатозафазний змінний струм необхідної напруги та частоти або постійний струм необхідної напруги та полярності. Пристрій може перетворювати змінний струм у змінний струм або постійний струм, а також постійний струм у змінний струм або постійний струм.

У більшості випадків перенесення заряду при керованому перетіканні потужності відбувається за допомогою перенесення заряду між джерелом живлення і засобом накопичення заряду з подальшим перенесенням заряду між засобом накопичення заряду і виходом. Однак, можливим є і безпосереднє перетікання потужності від входу до виходу.

Керуючи процесом перенесення заряду, можна відбирати струм з входу/виходу або подавати його на вхід/вихід. Усереднюючи струм за допомогою фільтра низьких частот, можна практично ліквідувати пульсацію струму.

Перевага даного винаходу полягає у можливості використання потужних тиристорів, які пра-

цюють у режимі автоматичної або природної комутації. Таким чином, він не передбачає використання розмикачів, наприклад, інверторів на основі широтно-імпульсного модулятора (ШИМ), в яких використовуються прилади на основі комбінації біполярного транзистора та польового транзистора з ізольованим затвором або пристрою з відключенням по керуючому електроду. Тому, ланцюг для керування розмиканням перемикачів не потрібний.

Винахід допускає використання відомих тиристорів, які використовуються протягом близько 30 років. На відміну від багатьох відомих силових електронних ланцюгів, силові електричні компоненти, що застосовуються згідно з даним винаходом, доступні і не потребують доробки. Крім того, ці пристрої мають максимальну гранично допустиму напругу, максимальний гранично допустимий струм та один з самих низьких показників прямого спаду напруги серед всіх силових електронних перемикачів. Ці пристрої також характеризуються низькими втратами, низькою вартістю і можуть працювати в умовах високих напруг і сильних струмів. Таким чином, сучасна технологія дозволяє застосовувати ПРПЗ в умовах високих потужностей та високих напруг.

ПРПЗ та ДППЗ мають широку область застосування. Наприклад, ПРПЗ можна застосовувати як перетворювач змінного струму, де перенесення потужності відбувається без звичайного проміжного зв'язку по постійному струму. Його також можна застосовувати як випрямляч змінного струму, інвертор постійного струму, перетворювач постійного струму, перетворювач з декількома входами/виходами, компенсатор гармонік, компенсатор реактивної потужності та електронний трансформатор.

Відмітною особливістю ПРПЗ є те, що силове перетворення багатозафазного змінного струму у багатозафазний змінний струм або у постійний струм не супроводжується генерацією гармонік. Причина полягає у тому, що відбір заряду з усіх фаз здійснюється пропорційно відношенню вхідних фазних струмів за рахунок диференціальної зарядки засобу накопичення заряду від двох вхідних фаз з подальшим перемиканням з однією з двох фаз на третю фазу. Цей процес називається «диференціальне та послідовне резонансне перенесення заряду» (ДППЗ).

Здійснюючи зарядку протягом регульованих інтервалів, навантажують багатозафазне джерело живлення змінного струму до потрібного рівня потужності на будь-якій частині періоду змінного струму. Однорідно навантажуючи багатозафазне джерело живлення змінного струму, підтримують збалансовану та постійну потужність. Керована зарядка дозволяє відбирати заряд з входу синфазно з вхідною напругою, що забезпечує на вході одиничний коефіцієнт потужності. Таким чином, на вході ПРПЗ не треба коректувати фазовий кут або встановлювати конденсатори компенсації реактивної потужності. Даний спосіб застосовний не тільки до трифазної силової системи змінного струму, але передбачає розширення до будь-якої багатозафазної системи.

Завдяки керованому розряду, перетворювач змінного струму може синтезувати вихідну частоту та фазу.

Крім того, перетворювач змінного струму може переносити енергію від джерела живлення змінного струму на вхід/вихід змінного струму, частота і фаза якого визначаються іншим джерелом живлення змінного струму, наприклад, генератором. Якщо подача заряду проводиться синфазно напрузі іншого джерела живлення змінного струму, то відбувається перенесення активної потужності змінного струму. Якщо ж подача заряду проводиться зі зсувом за фазою відносно напруги іншого джерела живлення змінного струму, то має місце також перенесення реактивної потужності. Цей режим роботи дозволяє регулювати перенесення потужності між двома джерелами живлення змінного струму, які відрізняються за фазою, напругою та частотою.

Перетворювач змінного струму здійснює регульоване перенесення потужності між системами з різними напругами. Він забезпечує кероване перетікання потужності до системи з нестабільною напругою, фазою та частотою. Наприклад, перетворювач змінного струму можна використовувати в електричній мережі як шлюзовий контролер для керування перетіканням потужності. Шлюзовий контролер може регулювати перетікання потужності по лінії передачі змінного струму і обмежувати перетікання потужності відповідно до граничної (теплого навантаження лінії) електропередачі. Шлюзовий контролер можна також використовувати для перенесення потужності з однієї регіональної енергосистеми змінного струму у сусідню енергосистему змінного струму. Його можна було б використовувати замість зв'язки по постійному струму між східною, західною, техаською, мексиканською та канадською регіональними мережами.

Шлюзовий контролер можна також застосовувати як пристрій керування перетіканням потужності для пригнічення субгармонічної нестабільності регіональної мережі змінного струму.

Перетворювач змінного струму можна також використовувати для перетворення частоти джерела живлення змінного струму до іншої вихідної частоти. Ця можливість знаходить широке застосування, зокрема, в електродвигунах з регульованою швидкістю обертання. Перетворювач змінного струму може безперервно здійснювати динамічне регулювання у заданому діапазоні напруги, частоти, фази, активної потужності та реактивної потужності, що поступає на двигун. Той факт, що перетворювач змінного струму допускає керування перетіканням потужності у двох напрямках, дозволяє експлуатувати двигун у повному чотирикватрантному режимі, який передбачає динамічне гальмування.

Згідно з ще одним варіантом застосування, що передбачає використання однофазного трансформатора або у циклі зарядки, або у циклі розрядки, ПРПЗ може являти собою електронний трансформатор з можливостями регулювання вихідної напруги, перетворення частоти та керування фазою. При цьому на вході і виході можуть бути присутніми як постійний, так і змінний струм.

Однофазний трансформатор забезпечує більш широкий діапазон зміни коефіцієнта трансформації за напругою, ніж вищезазначений силовий перетворювач змінного струму. Однофазний трансформатор можна використовувати як для підвищення, так і для зниження вхідної напруги. Крім того, однофазний трансформатор можна використовувати для забезпечення повної гальванічної розв'язки між входом та виходом. Оскільки однофазний трансформатор розташований у високочастотному блоці електронного перетворювача, розмір магнітного осердя можна зменшити.

Крім того, у звичайному трансформаторі змінного струму магнітний потік підтримується постійно, при будь-якому коефіцієнті навантаження, через що його К.К.Д. значно знижується при низьких та середніх навантаженнях. Даний винахід дозволяє забезпечувати відносно постійний К.К.Д., оскільки магнітний потік виникає в осерді трансформатора тільки при передачі потужності.

Трансформатор може бути елементом зарядного ланцюга, коли він розташований між вхідними перемикачами та засобом накопичення заряду, або елементом розрядного ланцюга, коли він розташований між засобом накопичення заряду та вихідними перемикачами.

Використовуючи однофазний трансформатор, можна застосовувати ПРПЗ як регульований електронний трансформатор. Коли на підприємстві потрібно знижувати напругу джерела живлення змінного струму, електронний трансформатор не тільки здійснює трансформацію напруги, регулювання вихідної напруги та компенсацію реактивної потужності, але також виступає як електронний вимикач ланцюга, виключаючи необхідність у механічному розподільному пристрої.

Електронний трансформатор можна також використовувати як інтерфейс між джерелом живлення змінного струму та мережею змінного струму. З його допомогою можна знижувати напругу, яка виробляється генератором, до напруги у мережі. Той факт, що генератор не повинен працювати на частоті мережі змінного струму, забезпечує значне підвищення гнучкості. Наприклад, джерелом живлення може виступати турбогенератор, вітрогенератор або гідроелектростанція. Загальновідомо, що відбір потужності вітро- та гідро-генератора можна значно підвищити, якщо не змушувати генератор працювати на постійній частоті.

Електронний трансформатор можна використовувати як випрямляч з пониженням напруги для промислових процесів постійного струму та як випрямляч, що підвищує вихідну напругу генератора змінного струму, для прямої передачі постійного струму.

Використовуючи спосіб ДПЗ для силового випрямлення, можна повністю регулювати прохідну потужність, щоб одержувати на виході постійний струм з високою мірою регульованості та мінімальною пульсацією вихідної напруги. Відбувається резонансне вивільнення енергії із засобу накопичення заряду на вихід постійного струму.

Згідно з переважним варіантом здійснення, на вхід ПРПЗ подають трифазний змінний струм, а з

виходу постійного струму ПРПЗ знімають позитивну, негативну або біполярну напругу. На відміну від стандартного способу випрямлення за схемою моста, у системі із заземленням не потрібно ніякої трансформаторної розв'язки. Крім того, декілька випрямних модулів, можна з'єднати паралельно, і керувати прохідною потужністю на кожному з них абсолютно незалежно.

Особливість випрямляча полягає у тому, що його вихідною напругою можна керувати у широкому діапазоні напруги постійного струму з майже миттєвою зміною полярності. На відміну від стандартного процесу випрямлення, в якому вихідна напруга обмежена максимальним значенням, яке залежить від вхідної напруги змінного струму, даний винахід дозволяє видавати значно більш високу вихідну напругу, яка обмежується тільки вибором активних та пасивних елементів. Можливість підвищення напруги означає, що у багатьох випадках можна використовувати стандартні напруги, не застосовуючи трансформаторів, а також підтримувати постійне значення вихідної напруги навіть при значному спаді напруги джерела змінного струму. Тривалість спаду може складати порядку циклу, або більш тривалий проміжок часу.

Передбачено декілька режимів регулювання напруги, вказаних нижче:

а). Модуляція щільності імпульсів шляхом збільшення або зменшення кількості циклів зарядки та розрядки протягом певного інтервалу часу;

б). Регулювання залишкової напруги на засобі накопичення заряду, звичайно здійснюване при виконанні циклу розрядки засобу накопичення заряду;

с). Керування енергією, яка передається засобу накопичення заряду при виконанні циклу зарядки.

д) Керування енергією, яка виділяється засобом накопичення заряду при виконанні циклу розрядки.

Важлива особливість всіх варіантів регулювання полягає у тому, що для здійснення регулювання, не потрібні розмикачі, і регулювання здійснюється у режимі «м'якого перемикавання».

ПРПЗ можна також застосовувати як інвертор шляхом обернення операції випрямлення. Інвертор зберігає всі вищеписані переваги випрямляча.

Інвертор може синтезувати джерело живлення змінного струму з керованою амплітудою напруги, постійною або змінною частотою і можливістю вибору фазового кута. Таким чином, енергію можна переводити з джерела живлення постійного струму на вихід змінного струму, частота та фаза якого визначається джерелом живлення змінного струму. Інвертор може видавати не тільки активну потужність, видаючи струм, синфазний напрузі, але також одночасно генерувати реактивну потужність, видаючи струм, випереджувальний або відставальний за фазою від напруги змінного струму.

Перевага накопичення енергії в батареї, пов'язана з наявністю двох режимів роботи, випрямлення та інвертування, знаходить наступне корисне застосування. При надлишку енергії в електричній мережі, енергію можна відбирати на

вході змінного струму, а, при зростанні споживання потужності, повертати запасену енергію.

Інший варіант застосування відноситься до електродвигунів з регульованою швидкістю обертання. У режимі перетворення постійного струму у змінний струм можна передавати електродвигуну необхідні йому активну та реактивну потужності. Режим перетворення змінного струму у постійний струм застосовується при керованому динамічному гальмуванні, коли перетворювач переносить активну потужність на джерело живлення постійного струму.

ПРПЗ можна використовувати як перетворювач з декількома входами/виходами, підключивши до засобу накопичення заряду більше двох силових входів/виходів. Всі ці блоки введення/виведення можуть мати конфігурацію, яка забезпечує двостороннє перетікання потужності, причому блоки введення/виведення можуть призначатися для змінного струму або для постійного струму, що дозволяє перенести електричний заряд або енергію з будь-якого блоку введення/виведення на будь-який інший блок введення/виведення. До складу такого перетворювача з декількома входами/виходами може входити трансформатор. Це дозволяє з'єднувати силові входи/виходи з різними рівнями напруги. Перетворювач з декількома входами/виходами має широке коло використання. Дві вхідні силові шини змінного струму можна використовувати для забезпечення джерела надмірної потужності. Альтернативно, аналогічну конфігурацію трьох блоків введення/виведення можна об'єднати із засобом накопичення заряду для створення джерела безперебійного живлення.

ПРПЗ можна застосовувати як статичний контролер реактивної потужності, компенсатор гармонік, регулятор напруги або контролер пульсацій.

Інші ознаки та переваги даного винаходу викладені у нижченаведеному описі з посиланнями на супроводжуючі креслення, на яких

Фіг.1 - зображає принципову схему силового перетворювача із зміною частоти та можливістю двостороннього перетікання потужності, згідно з винаходом;

Фіг.2 - діаграму типового процесу перенесення заряду, що відбувається у силовому перетворювачі, при умові одиничного коефіцієнта потужності на вході та виході, згідно з винаходом;

Фіг.3 - графік іншого типового процесу перенесення заряду, що відбувається у перетворювачі, при умові одиничного коефіцієнта потужності на вході, виведення реактивної та підвищення напруги, згідно з винаходом;

Фіг.4 - принципову схему перетворювача постійного струму з можливістю двостороннього перетікання потужності, згідно з винаходом;

Фіг.5 - блок-схема перетворювача з декількома входами/виходами, який має входи змінного струму і постійного струму та виходи змінного струму і постійного струму, згідно з винаходом;

Фіг.6 - принципову схему силового перетворювача, що відповідає іншому варіанту здійснення винаходу, що одночасно здійснює операції введення та виведення, згідно з винаходом;

Фіг.7 - принципову схему динамічного компенсатора реактивної потужності, згідно з винаходом;

Фіг.8 - діаграму типового процесу перенесення заряду у динамічному компенсаторі реактивної потужності, дія якого поділяється на два етапи, згідно з винаходом;

Фіг.9 - принципову схему електронного трансформатора, який здійснює функції регулювання частоти та трансформації напруги, згідно з винаходом;

Фіг.10 - схему електронного трансформатора, який одночасно здійснює операції введення та виведення, згідно з винаходом;

Фіг.11 - принципову схему силового перетворювача на основі трьох конденсаторів, згідно з винаходом;

Фіг.12 - діаграму напруг на конденсаторах та зарядних струмів для силового перетворювача на основі трьох конденсаторів, у типовому процесі зарядки, згідно з винаходом;

Фіг.13 - діаграму декількох періодів вхідних струмів та напруг силового перетворювача на основі трьох конденсаторів, згідно з винаходом;

Фіг.14 - діаграму декількох періодів вихідних напруг силового перетворювача на основі трьох конденсаторів, згідно з винаходом;

Фіг.15 - діаграму напруг на конденсаторах та зарядних струмів для силового перетворювача на основі трьох конденсаторів, у типовому процесі зарядки при наявності залишкової напруги на конденсаторах, згідно з винаходом;

Фіг.16 - схему силового перетворювача на основі трьох конденсаторів, згідно з іншим варіантом здійснення винаходу.

Фіг.17 - діаграму робочих характеристик, які виражають залежність перетікання активної потужності від фазового кута залишкової напруги для силового перетворювача на основі трьох конденсаторів, згідно з винаходом;

Фіг.18 - діаграму робочих характеристик, які виражають залежність перетікання реактивної потужності від фазового кута залишкової напруги для силового перетворювача на основі трьох конденсаторів, згідно з винаходом;

Фіг.19 - діаграму робочих характеристик керування вхідною потужністю, які виражають співвідношення між активною потужністю та реактивною потужністю при будь-яких фазових кутах залишкової напруги для силового перетворювача на основі трьох конденсаторів, згідно з винаходом;

Фіг.20 - діаграму робочих характеристик керування вихідною потужністю, які виражають співвідношення між активною потужністю та реактивною потужністю при будь-яких фазових кутах залишкової напруги для силового перетворювача на основі трьох конденсаторів, згідно з винаходом;

Фіг.21 - схему вихідного блоку силового перетворення з додаванням комутуючих дроселів для зниження швидкості зміни струму комутуючих перемикачів, згідно з винаходом;

І. Силовий перетворювач змінного струму

На Фіг.1 показана принципова схема ПРПЗ, згідно з першим варіантом здійснення винаходу, використання як силового перетворювача 5 змінного струму з перетворювачем частоти та можливістю двостороннього перетікання потужності. Іс-

нує декілька варіантів здійснення ПРПЗ та способу ДППЗ, але всі вони передбачають однакові основну структуру та принцип дії.

Перетворювач змінного струму можна безпосередньо підключати до мережі змінного струму, не застосовуючи трансформатор. Це дозволяє виключити втрати на трансформаторі та зекономити на вартості, об'ємі та вазі трансформатора. Очевидно, трансформатор можна використовувати, якщо конкретний пристрій спроектований та сконструйований з розрахунку на іншу вхідну напругу.

Перетворювач 5 змінного струму містить трифазний вхід 11 для підключення до трифазного джерела змінного струму, трифазний вхідний фільтр 10 низьких частот, вхідний комутаційний блок 20, вхідний індуктивний блок 22, засіб 25 накопичення заряду, вихідний індуктивний блок 26, вихідний комутаційний блок 30, трифазний вихідний фільтр 40 низьких частот та трифазний вихід 12 для виведення вихідної напруги.

Вхідний фільтр 10 знижує пульсації струму до дуже малої величини. Крім того, фільтрація високих частот знижує значення конденсатора та дроселя фільтра. Вхідний фільтр 10 містить дроселі Lf1, Lf2 та Lf3 і конденсатори Cf1/1, Cf2/1 та Cf2/3, які створюють L-C-ланцюг у конфігурації «трикутник». Можна також використовувати конфігурацію «зірка». При частоті комутації близько 2000Гц частоту зрізу вхідного фільтра низьких частот вибирають рівної близько 600Гц.

Вхідний комутаційний блок 20 керує зарядкою засобу 25 накопичення заряду від фаз трифазного джерела живлення. Вхідний комутаційний блок 20 містить шість вхідних перемикачів (Si1p, Si1n, Si2p, Si2n, Si3p та Si3n), попарно підключених назустріч один одному для кожної вхідної фази. Як вхідні перемикачі можна використовувати тиристори.

Вхідний індуктивний блок 22 утворює, спільно із засобом 25 накопичення заряду, ланцюг резонансної зарядки. Вхідний індуктивний блок 22 містить два парних дроселі La1 та La2. La1 підключений послідовно між трьома вхідними перемикачами, увімкненими у прямому напрямку, (Si1p, Si2p, Si3p) і засобом 25 накопичення заряду. La2 підключений послідовно між трьома вхідними перемикачами, увімкненими у зворотному напрямку, (Si1n, Si2n, Si3n) і засобом 25 накопичення заряду. Хоча можна використовувати один зарядний дросель, показані два дроселі.

Засіб 25 накопичення заряду нагромаджує заряд, що поступає з вхідних фаз, і вивільняє накопичений заряд на вихід 12. Згідно з даним варіантом здійснення, засіб 25 накопичення заряду містить конденсатор Co, підключений послідовно з дроселями La1 та La2.

Вихідний індуктивний блок 26 утворює, спільно із засобом 25 накопичення заряду, ланцюг резонансної зарядки. Вихідний індуктивний блок 26 містить два парних дроселі Lb1 та Lb2. Хоча можна використовувати один розрядний дросель, тут, для симетрії, показані два.

Вихідний комутаційний блок 30 керує розрядкою конденсатора Co. Вихідний комутаційний блок 30 містить шість вихідних перемикачів (So1p, So1n, So2p, So2n, So3p та So3n), попарно підклю-

чених назустріч один одному для кожної вихідної фази. Як вихідні перемикачі можна використовувати традиційні тиристори.

La1 підключений послідовно між засобом 25 накопичення заряду та трьома вихідними перемикачами, увімкненими у прямому напрямку, (So1p, So2p, So3p). La2 підключений послідовно між засобом 25 накопичення заряду та трьома вихідними перемикачами, увімкненими у зворотному напрямку, (So1n, So2n, So3n).

Вихідний фільтр 40 згладжує будь-які пульсації, видаючи трифазний вихід змінного струму, практично позбавлений гармонік. Вихідний фільтр 40 містить дроселі Lfo1, Lof2 та Lfo3 і конденсатори Cfa3/1, Cfa2/1, Cfa2/3, Cfb3/1, Cfb2/1 та Cfb2/3, які утворюють конфігурацію «C-L-C» або П-подібну конфігурацію. Якщо для вхідного фільтра вибрати П-подібну конфігурацію, то схема буде абсолютно симетричною.

Спосіб ДППЗ

Щоб продемонструвати принципи, які лежать в основі способу ДППЗ, і особливості автокомутації, надамо математичний опис дії ПППЗ при одиничному коефіцієнті потужності на вході та виході.

Вхідна та вихідна фазні напруги можна задати наступним чином:

$$V_{i1} = V_0 \sin(\omega_i t) \quad (1a)$$

$$V_{i2} = V_0 \sin(\omega_i t - 2\pi/3) \quad (1b)$$

$$V_{i3} = V_0 \sin(\omega_i t + 2\pi/3) \quad (1c)$$

$$V_{o1} = V_{ou} \sin(\omega_{ou} t) \quad (2a)$$

$$V_{o2} = V_{ou} \sin(\omega_{ou} t - 2\pi/3) \quad (2b)$$

$$V_{o3} = V_{ou} \sin(\omega_{ou} t + 2\pi/3) \quad (2c)$$

де V_0 - амплітуда вхідної фазної напруги; ω_i - частота джерела живлення змінного струму; V_{i1} , V_{i2} та V_{i3} - вхідні фазні напруги на вхідних фазах 1, 2 та 3, відповідно;

V_{ou} - амплітуда вихідної фазної напруги; ω_{ou} - частота вихідної фазної напруги; V_{o1} , V_{o2} та V_{o3} - вихідні фазні напруги на вихідних фазах 1, 2 та 3, відповідно.

Миттєві значення вхідних фазних напруг впорядковані наступним чином: $|V_{ii}| \geq |V_{ij}| \geq |V_{ik}|$, і дві з трьох вхідних лінійних напруг задані наступним чином: $V_a = |V_{ii} - V_{ij}|$ та $V_b = |V_{ii} - V_{ik}|$, де як i , j та k може виступати фаза 1, 2 або 3.

Щоб зарядити конденсатор C_0 і добитися автоматичного запирання тиристорів, в момент $t' = t'_0$ треба відкрити тиристори, відповідні самій високій та самій низькій за абсолютною величиною фазним напругам, тобто вхідним фазам «i» та «k». Таким чином, на ланцюг, що складається з послідовно з'єднаних конденсатора C_0 та дроселів $La1$ і $La2$, подається диференціальна напруга V_b . Ця напруга подається доти, доки, в момент $t' = t'_1$, не відкриють тиристор, зв'язаний з проміжною за абсолютною величиною фазною напругою, тобто вхідною фазою «j».

Зарядний струм та напруга на конденсаторі протягом $t'_0 < t' < t'_1$ (для зручності математичних розрахунків нехай t'_0 дорівнює нулю) виражаються наступним чином:

$$I_c(t') = I_0 \sin(\omega_0 t') \quad (3a)$$

$$V_c(t') = V_b(1 - \cos(\omega_0 t')) \quad (3b)$$

де

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC_0} \quad (4a)$$

$$Z = \sqrt{L/C_0} \quad (4b)$$

$$I_0 = V_b/Z \quad (4c)$$

$$L = La1 + La2 \quad (4d)$$

В момент часу $t' = t'_1$ відкривають тиристор фази «j», подаючи диференціальну напругу V_a на конденсатор 25. Крім того, при подачі V_{ij} на протилежний вивід тиристора, зв'язаного з фазою «k», тиристор фази «k» автоматично запирається.

У момент часу $t' = t'_2$, коли конденсатор C_0 виявляється повністю заряджений до диференціальної напруги $V_c(t'_2)$, зарядний струм падає до нуля, і процес зарядки завершується. Напруга та струм протягом $t'_1 > t' > t'_2$ задані виразами (5) та (6).

$$I_c(t') = I_m \sin(\omega_0(t' - t'_1) + \phi) \quad (5)$$

$$V_c(t') = V_c(t'_1) + I_m Z [\cos(\phi) - \cos(\omega_0(t' - t'_1) + \phi)] \quad (6)$$

де

$$I_m = [I_1^2 Z^2 + (V_a - V_{i1})^2]^{1/2} / Z \quad (7)$$

$$\phi = \arcsin[I_1 / Z(I_1^2 Z^2 + (V_a - V_{i1})^2)^{1/2}] \quad (8)$$

$$t'_2 = t'_1 + (\pi - \phi) / \omega_0; V_i = V_c(t'_1); I_1 = I_c(t'_1) \quad (9)$$

$$V_c(t'_2) = V_c(t'_1) + I_m Z (\cos(\phi) + 1) \quad (10)$$

Заряди, відібрані з фаз «k» та «j», виражаються таким чином:

$$Q_j = C[V_b^2 \sin^2(\omega_0 t'_1) + (V_a - V_c(t'_1))^2]^{1/2} \quad (11a)$$

$$Q_k = C V_c(t'_1) \quad (11b)$$

Для відбору з входу потужності, без гармонік, відношення зарядів, відібраних з кожної вхідної фази, повинне дорівнювати відношенню модулів вхідних фазних струмів. Оскільки $Q_i = -(Q_j + Q_k)$, t'_1 вибирають так, щоб відношення зарядів, відібраних з двох фаз «j» та «k», дорівнювало відношенню модулів вхідних струмів фаз «j» та «k». Звідси слідує, що з вхідної фази «i» також відбирають належний заряд.

Щоб коефіцієнт потужності дорівнював одиниці, відношення струмів повинне дорівнювати відношенню вхідних фазних напруг.

Звідси слідує, що

$$R(\omega_i t) = \frac{V_k(\omega_i t)}{V_l(\omega_i t)} = \frac{V_c(t'_1)}{(\cos(\phi) + 1) \sqrt{V_b^2 \sin^2(\omega_0 t'_1) + (V_a(\omega_i t) - V_c(t'_1))^2}} \quad (12)$$

Розв'язуючи рівняння (12) відносно t'_1 , одержуємо однозначну залежність часу t'_1 від вхідного фазового кута ($\omega_i t$). Значення t'_1 можна обчислювати та зберігати у вигляді таблиці, яку може зчитувати контролер, що відпирає тиристори у той або інший момент часу, в залежності від вхідного фазового кута.

Щоб одержати одиничний коефіцієнт потужності на виході, треба здійснювати розрядку, зворотну зарядці. Спочатку відкриваються вихідні тиристори, відповідні двом найбільшим за абсолютною величиною вихідним напругам, а потім - тиристор, відповідний найменшій за абсолютною величиною вихідній напрузі, щоб відношення зарядів, поданих на вихідні фази, дорівнювало відношенню вихідних фазних струмів.

Спосіб ДППЗ

Режим одиничного коефіцієнта потужності

Наведемо окремий приклад вищеприданого циклу зарядки стосовно до силового перетворювача змінного струму, зображеного на Фіг.1. Відбір потужності здійснюється з одиничним коефіцієнтом потужності, унаслідок чого відношення вихідних фазних напруг виявляються рівними відношенням вхідних фазних струмів. Для полегшення розуміння процесу, будемо описувати комутацію за допомогою вхідних фазних напруг, а не вхідних фазних струмів.

Нехай вхідний фазовий кут дорівнює 80 електричним градусам. При лінійній напрузі трифазного входу змінного струму 480 вольт (В) та частоті 60 герц (Гц) фазні напруги $V_{11}=386\text{В}$, $V_{12}=-252\text{В}$ та $V_{13}=134\text{В}$. (див. вирази 1а-1с).

Процес зарядки Починається в момент $t'=t'_0$ з відпирання $Si1p$ (тиристора, відповідного найбільшій за абсолютною величиною фазній напрузі) і $Si3n$ (тиристора, відповідного найменшій за абсолютною величиною фазній напрузі). Таким чином, на входи дроселів $La1$ та $La2$ поступає лінійна напруга $V_6=520\text{В}$. Початкова напруга на конденсаторі Co дорівнює 0В (див. вираз 3b), і зарядний струм I_{ci} через конденсатор спочатку поводить себе як синусоїдальна хвиля, що показано на Фіг.2 (див. вираз 3а). Протягом першої частини циклу зарядки струм I_{1i} вхідної фази 1 дорівнює зарядному струму I_{ci} , а струм I_{3i} вхідної фази 3 протилежний I_{1i} .

В момент $t'=t'_1$, відкривається тиристор $Si2n$ (тиристор, відповідний проміжній за абсолютною величиною напрузі). Напруга вхідної фази 2, дорівнює -252В створює зворотне зміщення на $Si3n$, спричиняючи його автоматичне запирання. Таким чином, участь вхідної фази 3 у процесі зарядки завершується.

Протягом другої частини циклу зарядки, диференціальна вхідна напруга $V_a=638\text{В}$. Оскільки зарядний струм I_{ci} , що проходить через дроселі, і напруга V_c на конденсаторі не можуть змінитися миттєво, то I_{ci} та V_c не змінюються при відкритті тиристора $Si2n$. Перенесення заряду продовжується і завершується, коли напруга на конденсаторі досягає максимальної величини, а зарядний струм, що проходить через конденсатор, падає до нуля. У цей момент провідні тиристори $Si1p$ та $Si2n$ автоматично запираються.

Нехай $Co=200\text{мкФ}$ і $La1+La2=50\text{мкГн}$, тоді одержуємо з рівняння (12), що тиристор $Si2n$ відкривається в момент часу $t'_1=136\text{мкс}$ та запирається в момент часу $t'_2=334\text{мкс}$. Згідно з Фіг.2, струм, що відбирається з позитивної вхідної фази 1, дорівнює сумі негативних струмів вхідних фаз 2 та 3, узятій з протилежним знаком. Момент відпирання t'_1 вибраний так, щоб відношення зарядів, відібраних з фаз 2 та 3, було прямо пропорційно вхідним

фазним напругам фаз 2 та 3. У результаті, енергія, відібрана з входу, пропорційна квадрату вхідної напруги.

Тепер опишемо процес розрядки. У даному прикладі, вихідна потужність має одиничний коефіцієнт потужності, і, таким чином, відношення вихідних фазних напруг дорівнюють відношенням вихідних фазних струмів. Для полегшення розуміння процесу, будемо описувати комутацію за допомогою вихідних фазних напруг, а не вхідних фазних струмів.

На основі вихідних частоти та амплітуди напруги, які позначаються як f_{ou} та V_{ou} , можна визначити необхідні вихідні напруги. Наприклад, при вихідному фазовому куті 170 електричних градусів, три необхідних вихідних фазних напруги приймають наступні значення: $V_{o1}=68\text{В}$, $V_{o2}=300\text{В}$ та $V_{o3}=368\text{В}$. (див. вирази 2а-2с).

Згідно з Фіг.2, цикл розрядки починається по закінченні циклу зарядки. Спочатку заряд подають на фази, які мають найбільші за абсолютною величиною фазові напруги. Згідно з Фіг.2, в момент часу $t'_3=335\text{мкс}$ відкриваються тиристори $So2p$ та $So3n$. Таким чином, повністю заряджений конденсатор Co підключається до вихідних фаз 2 та 3.

Розрядний струм I_{co} спочатку поводить себе як синусоїдальна хвиля, але його поведінка змінюється в момент t'_4 , коли тиристор $So1p$ відкривається, підключаючи позитивний вивід Co до фази, що має найменшу за абсолютною величиною фазну напругу, тобто до фази 1. Оскільки напруга на вихідній фазі 1 менше напруги на вихідній фазі 2, то тиристор $So2p$ автоматично запирається, і розрядка продовжується через вихідні фази 1 та 3. Щоб відношення зарядів, поданих у фази 2 та 1, було прямо пропорційно вихідним фазним напругам вихідних фаз 2 та 1, у даному прикладі, t'_4 повинне становити 579мкс.

Коли, в момент часу t'_5 , напруга на Co падає до нуля, відкривається шунтувальний перемикач Swo 29, перешкоджаючи зарядці Co з протилежною полярністю. Таким чином, залишкова енергія, накопичена у вихідних дроселях $Lb1$ та $Lb2$, виділяється на вихідні фази 3 та 1. Коли струм через вихідні дроселі падає до нуля, тиристори $So1p$, $So3n$ та Swo автоматично запираються, і починається новий цикл зарядки.

Видача реактивної потужності та підвищення вихідної напруги здійснюються наступним чином.

У вищенаведеному прикладі, момент відпирання вихідного тиристора $So1p$ вибирають так, щоб одержати збалансовані вихідні струми, що не містять гармонік, з одиничним коефіцієнтом потужності і з потрібним розподілом енергії. Це особливий та нетиповий випадок, оскільки більшість навантажень відбирають реактивну потужність, і силовий перетворювач зобов'язаний видавати її. Крім того, необхідна вихідна напруга може перевищувати необхідну вхідну напругу, для чого конденсатор Co потрібно заряджати до більш високої напруги.

Приклад видачі реактивної потужності та підвищення напруги наведений з посиланням на Фіг.3. Оскільки, у разі виведення реактивної потужності, відношення вихідних фазних напруг не дорівнюють відношенням вихідних фазних струмів,

то для опису комутації будемо використовувати лінійні струми.

Процес зарядки здійснюється приблизно так само, як у вищенаведеному прикладі, оскільки при цьому відбирається тільки активна потужність. Підвищення напруги добиваються за рахунок початкової залишкової напруги на конденсаторі. Оскільки залишкова напруга на конденсаторі дорівнює -100В, тобто відмінна від нуля, то момент відпирання тиристора Si2n злека зсувається від $t_1=136\text{мкс}$ до $t_1'=134\text{мкс}$.

На основі виразів 2а-2с для вихідних напруг, і вважаючи, що вихідний струм випереджає вихідну напругу на 30 електричних градусів ($\pi/6$), одержуємо:

$$I_{o1}=I_{om}\sin(\omega_{out}t+\pi/6)=-68.34\text{А} \quad (13a)$$

$$I_{o2}=I_{om}\sin(\omega_{out}t-2\pi/3+\pi/6)=196.96\text{А} \quad (13b)$$

$$I_{o3}=I_{om}\sin(\omega_{out}t+2\pi/3+\pi/6)=-128.56\text{А} \quad (13c)$$

Фазні струми упорядковані наступним чином: $|I_{o2}| > |I_{o3}| > |I_{o1}|$. Оскільки необхідний струм вихідної фази 2 має найбільше за абсолютною величиною і позитивне значення, то тиристор So2r залишається відкритим протягом всього періоду розрядки, а So1n та So3n ділять період розрядки між собою.

Ця послідовність розрядки відрізняється від наведеної у попередньому прикладі внаслідок потреби у реактивній потужності. У попередньому прикладі, протягом всього періоду розрядки залишається відкритим So3r, тоді як між собою період розрядки ділять So1n та So2n.

Інша відмінність полягає у тому, що початкова напруга на конденсаторі Co дорівнює -100В. Ця керована залишкова напруга, що залишилася з попереднього розряду, підвищує вхідну енергію, тим самим збільшуючи прохідну потужність.

Ще одна відмінність полягає у тому, що максимальна напруга на Co зростає від 1194В до 1294В, і ця різниця визначається негативним початковим значенням залишкової напруги на конденсаторі. У результаті, енергія, що пропускається, зростає приблизно на 18%. При постійній частоті перетворювача прохідна потужність зростає з тим самим коефіцієнтом.

Крім видачі реактивної потужності, необхідна вихідна напруга зростає на 10%, тобто вихідна (ефективна) лінійна напруга досягає 528В. Таким чином, можна передавати потужність з вихідних більш низької напруги у мережу більш високої напруги, в цьому випадку, від 480В до 528В.

Тиристор So2r відкривається в момент часу $t_3=360\text{мкс}$. Оскільки на тиристор So3n подана більша негативна напруга, він також відкривається в момент t_3 . В момент $t_4=578\text{мкс}$ відкривається So1n. Такий час вибирають тому, що в цей момент, відношення зарядів, відібраних з вихідних фаз 1 та 3, дорівнює відношенню вихідних струмів на фазах 1 та 3. Оскільки напруга на вихідній фазі 1 (68В) перевищує напругу на вихідній фазі 3 (-368В), тиристор So3n автоматично запирається.

До моменту $t_5=704\text{мкс}$ конденсатор Co перезаряджається до -100В. Оскільки такою є вибрана залишкова напруга для наступної зарядки, шунтувальний перемикач 29 Swo відкривається, щоб обмежити напругу на конденсаторі та запобігти

його подальшій перезарядці. Для роботи з негативною залишковою напругою, між Co та Swo треба додати додатковий діод, який перешкоджає перезарядці Co через Swo.

Крім того, коли перемикач Swo відкритий, залишкова енергія, що міститься в розрядних дроселях Lb1 та Lb2, перетікає на вихід. В момент часу $t_6=760\text{мкс}$ шунтувальний струм падає до нуля, і тиристири Swo, So1n та So2n автоматично запираються. На цьому цикл розрядки завершується, і наступний цикл зарядки починається з того ж початкового стану, що і попередній цикл, а саме, із залишкової напруги -100В.

Регулювання залишкової напруги можна проводити в різних цілях. Залишкову напругу можна знижувати або підвищувати за рахунок більш раннього або більш пізнього відпирання шунтувально-го перемикача Swo. Таким чином, можна зменшувати або збільшувати перетікання енергії протягом циклу.

По-друге, регулюючи залишкову напругу, можна передавати енергію від джерела живлення з більш низькою напругою до споживача, розрахованого на більш високу напругу. Цей режим підвищення напруги, в принципі, дозволяє підвищувати напругу до будь-якого рівня. На практиці, коефіцієнт трансформації обмежений гранично допустимими напругами тиристорів та конденсаторів. Однак, силовий перетворювач, розрахований на певну напругу, може функціонувати при спадах напруги, яка видається джерелом живлення, і видавати стандартну вихідну потужність без пошкодження електричних компонентів. Силовий перетворювач також може працювати при позитивній залишковій напрузі. У цьому випадку, перетікання енергії протягом циклу знижується, і силовий перетворювач може працювати на частоті, достатній для обмеження рівня ' гармонік при зниженому необхідному перетіканні потужності.

По-третє, є можливість повністю керувати активною та реактивною складовими вихідної потужності. При одному і тому ж фазовому куті вихідної напруги, можна видавати вихідний струм у фазі з вихідною напругою, з випередженням або відставанням від напруги на 90 електричних градусів або з довільним фазовим кутом між ними. Однак, по мірі зростання фазового кута, треба збільшувати залишкову напругу. Зрештою, коли різниця фаз досягає 90 градусів, залишкова напруга повинна дорівнювати початковій напрузі, але з протилежним знаком, в зв'язку з відсутністю передачі корисної енергії.

При наявності другого шунтувального перемикача 21 Swog, силовий перетворювач може функціонувати як двосторонній силовий перетворювач. При перетіканні потужності зліва направо, конденсатор Co заряджається позитивно. Навпаки, при перетіканні потужності справа наліво, конденсатор Co заряджається негативно.

Перемикач Swi можна використовувати у процесі зарядки спільно з вхідними розмикачами при перетіканні потужності зліва направо, а Swir використовується спільно з розмикачами при перетіканні потужності справа наліво.

Висновки

З вищенаведених прикладів можна вивести узагальнений спосіб перенесення заряду та перемикачів, який передбачає автоматичне запирання перемикачів. Узагальнений спосіб здійснення циклу зарядки при даному вхідному фазовому куті містить наступні етапи:

1) відпирають вхідний тиристор, (1) відповідний максимальному за абсолютною величиною вхідному фазному струму і (ii) увімкнений у напрямку максимального за абсолютною величиною вхідного фазного струму;

2) для інших двох вхідних фаз, відпирають вхідний тиристор, (i) увімкнений назустріч вхідному тиристор, відкритому на етапі 1, і (ii) (a) якщо цей зустрічний напрямок - прямий, то це тиристор, відповідний вихідній фазі з більш низьким позитивним значенням напруги, або (b) якщо цей зустрічний напрямок - зворотний, то це тиристор, відповідний вихідній фазі з більш низьким негативним значенням напруги;

3) відпирають вхідний тиристор другої з двох інших вхідних фаз (i), увімкнений назустріч вхідному тиристор, відкритому на етапі 1, (ii) в момент часу, коли відношення зарядів, відібраних з двох інших вхідних фаз, дорівнює відношенню вхідних струмів двох інших вхідних фаз.

Узагальнений спосіб здійснення циклу розрядки при даному вихідному фазовому куті містить наступні етапи:

1) опирають вихідний тиристор, (1) відповідний максимальному за абсолютною величиною вихідному фазному струму і (ii) увімкнений в напрямку максимального за абсолютною величиною вихідного фазного струму;

2) для інших двох вихідних фаз, відпирають вихідний тиристор, (i) увімкнений назустріч вихідному тиристор, відкритому на етапі 1, і (ii) (a) якщо цей зустрічний напрямок - прямий, то це тиристор, відповідний вихідній фазі з більш високим позитивним значенням напруги, або (b) якщо цей зустрічний напрямок - зворотний, то це тиристор, відповідний вихідній фазі з більш високим негативним значенням напруги;

3) відпирають вихідний тиристор другої з двох інших вхідних фаз, (i) увімкнений назустріч вихідному тиристор, відкритому на етапі 1, (ii) в момент часу, коли відношення зарядів, поданих в дві інші вхідні фази, дорівнює відношенню вихідних струмів двох інших вихідних фаз;

4) відпирають шунтувальний перемикач, коли напруга на конденсаторі досягає заданого значення залишкової напруги.

Випрямляч

ПРПЗ можна використовувати як випрямляч. Виходом (Фіг.1) можна керувати таким чином, щоб напруги та струми двох вихідних фаз дорівнювали один одному, але мали протилежну полярність.

Наприклад, при вихідному фазовому куті 60 електричних градусів, вихідні фазні напруги приймають наступні значення: $V_{o1}=+0.87V_{o0}$, $V_{o2}=0.0V$ та $V_{o3}=-0.87V_{o0}$ (див. вираз 2). Продовження процесу при цьому вихідному фазовому куті дає вихід постійного струму, оскільки в першу вихідну фазу подається позитивний заряд, у другу вихідну фазу не подається ніякого заряду, а в третю вихідну фазу подається негативний заряд. Оскільки у дру-

гу вихідну фазу не поступає ніякої енергії та ніякого заряду, її можна не розглядати, і таким чином, вихід набуває двофазної конфігурації. Звідси слідує, що напругу між вихідною фазою 1 та вихідною фазою 2 можна підтримувати постійною і, таким чином, видавати постійний струм.

У зв'язку з відсутністю гальванічного зв'язку між входом та виходом, позитивний або негативний вивід можна заземлити і, таким чином, видавати постійний струм позитивної або негативної полярності. Якщо не заземлити один з двох виводів, вийде абсолютно нестабілізоване джерело постійного струму.

Процес розрядки в режимі постійного струму є окремим випадком процесу розрядки у режимі змінного струму і передбачає, стосовно до вищенаведеного прикладу, етап відпирання тиристорів $So1p$ та $So3n$ на початку циклу розрядки. Як тільки конденсатор Co розряджається до вибраної залишкової напруги, відкривається шунтувальний перемикач Swo , як і в режимі змінного струму. У результаті, перезарядка конденсатора Co припиняється, і залишкова енергія, накопичена у вихідних зарядних дроселях $Lb1$ та $Lb2$, переходить у фази 1 та 3. Коли вихідний струм падає до нуля, всі три тиристора $Sop1$, $So3n$ та Swo одержують зворотне зміщення і автоматично запираються.

Оскільки інші перемикачі $So1n$, $So2p$, $So2n$ та $So3p$ не використовуються, їх можна усунути зі схеми, зображеної на Фіг.1. Для роботи в обох напрямках потрібно два тиристора $So1n$ та $So3p$.

Максимальна вихідна напруга постійного струму звичайно, тобто без застосування режиму підвищення напруги, становить близько 60% ефективною вхідної напруги змінного струму. При використанні режиму підвищення напруги, вихідну напругу можна підвищувати, регулюючи залишкову напругу. Крім того, вихідний фазовий кут можна міняти від одного циклу розряду до наступного на 180 електричних градусів, повністю змінюючи полярність постійного струму.

Цей випрямляч, який не видає гармонік, має одиничний коефіцієнт потужності. При відборі потужності з асинхронного генератора, циклом зарядки можна керувати для відбору реактивної потужності, тим самим забезпечуючи потрібний струм збудження, або можна підвищувати коефіцієнт потужності джерела живлення.

Інвертор

Підключивши випрямляч у зворотному напрямку, одержимо інвертор, який може працювати в режимі підвищення напруги і керувати реактивною потужністю на виході змінного струму.

Процес зарядки в режимі постійного струму є окремим випадком процесу зарядки в режимі змінного струму. Нехай вхідний фазовий кут змінної напруги дорівнює 60 електричним градусам, тоді отримуємо наступні значення фазних напруг: $V_{i1}=+0.87V_o$, $V_{i2}=0.0V$ та $V_{i3}=-0.87V_o$ (див. вираз 1). У разі одиничного коефіцієнта потужності, з фази 2 не відбувається відбору заряду, і вхідна напруга V_a становить $1.73V_o$. Процес зарядки починається з відпирання вхідних тиристорів $Si1p$ та $Si3n$ у момент часу $t'=0$. Процес зарядки проходить відповідно до виразів 3a і 3b, де замість V_b підставлено

1.73V₀. Процес зарядки продовжується доти, доки зарядний струм не впаде до нуля в момент часу $t_2 = \pi/\omega_0$. Згідно з виразом 3b, максимальну напругу на конденсаторі вдвічі перевищує вхідну напругу між вхідними фазами 1 та 3.

Тут ж умову зарядки можна одержати, якщо замінити трифазне джерело живлення змінного струму джерелом живлення постійного струму, що видає напругу V_{DC} , яка дорівнює вхідній напрузі 1.73V₀. Позитивний вивід джерела живлення підключений до входу Si1p, а його негативний вивід - до Si3n.

Оскільки інші тиристори у процесі зарядки не використовуються, інші чотири вхідних тиристора можна усунути. Однак, для роботи в обох напрямках потрібні тиристори Si1n та Si3p.

Перетворювач постійного струму

Схему, (Фіг.1), можна також використовувати як перетворювач постійного струму. Процес зарядки в режимі постійного струму ідентичний процесу зарядки, який здійснюється в інверторі, а, процес розрядки у режимі постійного струму ідентичний процесу розрядки у випрямляча.

На Фіг.4 показана схема перетворювача постійного струму, який може працювати в обох напрямках. Джерело живлення постійного струму підключене до входу 50 постійного струму, який, в свою чергу, підключений до вхідного комутаційного блоку 54 через вхідний фільтр 52. Зарядні дроселі La1 та La2, конденсатор 25, вихідні дроселі Lb1 та Lb2 і шунтувальні перемикачі 21 та 29 збережені. Вихідний комутаційний блок 56 і вихідний фільтр 57 ідентичні вхідному комутаційному блоку 54 і вхідному фільтру 52.

Тиристори Si1n, Si2p, Swor, So1n та So2p можна усунути тільки в тому випадку, якщо потрібне одностороннє перетікання потужності. Крім того, якщо вирівняти потенціал на негативних клеммах входу та виходу, то всі додаткові компоненти і нижню половину схеми можна виключити, тим самим значно її спростити.

Прямі падіння напруги на двох перемикачах створюють основні втрати у перетворювачі постійного струму з мінімальним регулюванням. Його робота не передбачає примусового розмикання перемикачів, що дозволяє використовувати тиристори у режимі «м'якого перемикачання» та автоматичного запирання.

Керування перетворювачем постійного струму здійснюється за тим самим принципом, що і керування перетворювачем змінного струму. Потужність можна регулювати, змінюючи частоту перетворювача, так і змінюючи залишкову напругу. Заміна вхідних або вихідних зарядних дроселів однофазним трансформатором, як буде описано нижче, дозволяє в більшій мірі підвищувати або знижувати напругу при передачі потужності постійного струму. Відношення напруг визначається коефіцієнтом трансформації по співвідношенню витків і додатковою можливістю регулювання перетворювача.

Перетворювач з декількома входами/виходами

У силовому перетворювачі (Фіг.1) до засобу 25 накопичення заряду підключені один вхідний блок (який містить вхідний фільтр 10 і вхідні перемикачі

20) і один вихідний блок (який містить вихідні перемикачі 30 і вихідний фільтр 40). Завдяки двом шунтувальним перемикачам 21 та 29, кожний з цих блоків може функціонувати як вхідний блок або як вихідний блок. Їх можна наперемінно використовувати в тій та іншій ролі від циклу до циклу.

Засіб 25 накопичення заряду, шунтувальні перемикачі 21 і 29, вхідний індуктивний блок 22 і вихідний індуктивний блок 28 утворюють центральний блок 33. Кількість дроселів можна зменшити з чотирьох до одного, підключивши єдиний дросель послідовно з конденсатором Co, що забезпечує той же самий резонансний період зарядки та розрядки.

Для забезпечення додаткових входів, виходів або двосторонніх інтерфейсів, можна сформувати більше двох з'єднань з центральним блоком 33. На Фіг.5 показаний перетворювач з декількома входами/виходами, що містить три входи/виходи змінного струму 62, 64 і 66, підключених до центрального блоку 33 через три ідентичних вхідних/вихідних комутаційних блоку 20 і вхідних/вихідних фільтра 10. Крім того, є два входи/виходи постійного струму 50 та 59 для підключення джерела живлення постійного струму і навантаження постійного струму, які можна підключати до центрального блоку 33 через вхідні/вихідні фільтри 52 і 57 та вхідні/вихідні комутаційні блоки 54 та 56.

Така конфігурація дозволяє використовувати декілька джерел живлення і декілька навантажень. Потужність можна почергово відбирати з декількох джерел живлення, іншими словами, можна послідовно підключати то одне джерело живлення, то інше, роблячи таке перемикачання або протягом декількох циклів зарядки або на кожному новому циклі зарядки. Можливість використання перетворювача з декількома входами/виходами в сукупності з джерелами живлення і навантаженнями як постійного, так і змінного струму забезпечує максимальну гнучкість експлуатації.

Силовий перетворювач з одночасним перенесенням заряду на вході та виході

На Фіг.6 показана принципова схема силового перетворювача, в якому застосовується процес одночасного диференціального та послідовного перенесення заряду. Конфігурація цієї схеми відповідає перетворювачу постійного струму, однак, цій схемі можна надати конфігурацію, що забезпечує випрямлення, інвертування та пряме перетворення постійного струму.

Ця схема діє інакше, ніж схема, зображена на Фіг.1, оскільки, в цьому випадку, застосовується пряме перетікання енергії з входу на вихід замість послідовних перетікань з входу в конденсатор і з конденсатора на вихід.

У схемі використовуються ті ж вхідні перемикачі (Si1pu, Si2pu, Si3pu, Si1n1, Si2p1, Si3n1), вихідні перемикачі (So1pu, So2pu, So3pu, So1n1, So2n1, So3n1) для комутації, схеми, зображеної на Фіг.1, в якій струм тече по ходу годинникової стрілки (режим CW). Однак, є і другий комплект вхідних перемикачів (Si1nu, Si2nu, Si3nu, Si1p1, Si2p1, Si3p1) та вихідних перемикачів (So1nu, So2nu, So3nu, So1p1, So2p1, SoSp1), що забезпечує про-

тікання струму проти ходу годинникової стрілки (режим CCW).

У режимі CW один з тиристорів $Si1pu$, $Si2pu$ або $Si3pu$ підключає відповідну позитивну фазу до верхнього проміжного вхідного контакту Piu , а верхній проміжний вихідний контакт Pou підключається за допомогою одного з тиристорів $So1pu$, $So2pu$ або $So3pu$ до відповідної вихідної фази. У той же час, нижній проміжний вихідний контакт $Po1$ підключається за допомогою одного з тиристорів, увімкнених у зворотному напрямку, а саме, $So1n1$, $So2n1$ або $So3n1$, до іншої вихідної фази, а інша вхідна фаза підключається до нижнього проміжного вхідного контакту $Pi1$ через один з тиристорів $Si1n1$, $Si2n1$ або $Si3n1$. У склад схеми також входять послідовно з'єднані конденсатор Csu і дросель $Lb1$, які створюють послідовний резонансний контур. Другий конденсатор $Cs1$ і другий дросель $Lb2$ є необов'язковими елементами, але їх можна додати, щоб зробити схему симетричною і, в деяких варіантах застосування, для інших цілей, наприклад, додаткової розв'язки.

Для зарядки та розрядки, вибирають перші два вхідних тиристора і перші два вихідних тиристора.

При вказаній полярності двох конденсаторів Csu та $Cs1$, протікання струму по ходу годинникової стрілки пов'язане з відбором енергії з двох підключених вхідних фаз і безпосередньою подачею її у дві підключені вихідні фази. При відборі достатнього заряду з однією з вхідних фаз, вибравши відповідний вхідний перемикач, підключають третю вхідну фазу, і процес зарядки продовжується.

Аналогічно, коли в одну з вихідних фаз поданий потрібний заряд, підключають третю вихідну фазу, і процес розрядки продовжується. Перемикач третього вхідного перемикача може відбуватися раніше або пізніше перемикач третього вихідного перемикача, в залежності від вхідного або вихідного фазових кутів. По мірі продовження процесу зарядки у напрямку ходу годинникової стрілки, показана полярність конденсаторів змінюється на протилежну, і перенесення заряду припиняється. Перенесення заряду залежить від початкової напруги на конденсаторі, отже, перенесенням заряду та енергії протягом циклу можна керувати за допомогою величини напруги.

Якщо вихідна напруга нижче вхідної напруги, то основна теорія і моделювання показують, що кінцева величина напруги на конденсаторі виявляється більшою. Щоб регулювати зростання напруги, відкривають шунтувальний перемикач $Sofwc$, зупиняючи подальшу перезарядку та направляючи енергію дроселів, що залишилися, на вихід. Як тільки струм падає до нуля, інші три перемикачі автоматично запираються. При відпиранні $Sofwc$ вхідні перемикачі запираються.

Якщо вихідна напруга вище вхідної, то кінцева напруга на конденсаторі виявляється нижчою, якщо допустити завершення процесу. Щоб підтримувати на конденсаторі одну та ту ж саму величину напруги для подальшої операції, відпирають підвищувальний перемикач $Siqcc$ до того, як струм через дросель впаде до нуля. Таким чином, подальший розряд на вихід припиняється, і, якщо зробити відпирання у належний момент часу, конден-

сатори виявляються зарядженими до потрібного рівня. Перемикачі $Sofwc$ та $Siqcc$ дозволяють регулювати напругу на конденсаторі, а, отже, і перетікання потужності.

Коли струм падає до нуля, і полярність конденсатора міняється на протилежну, переходять у режим CCW, відкриваючи, на вибір, один з перемикачів $Si1nu$, $Si2nu$ або $Si3nu$ для підключення верхнього проміжного вхідного контакту Piu ; $So1nu$, $So2nu$ або $So3nu$ для підключення верхнього проміжного вихідного контакту $Po1$; і $Si1p1$, $Si2p1$ або $Si3p1$ для підключення нижнього проміжного вихідного контакту $Pi1$. Два тиристора $Sofwcc$ та $Siqccc$ здійснюють шунтування та регулювання напруги у режимі CCW.

При тих самих умовах, що показані на Фіг.2, при вхідному фазовому куті 80 електричних градусів та вихідному фазовому куті 170 електричних градусів, при підключенні до трифазного джерела живлення змінного струму з лінійною напругою 480В, миттєві значення вхідних та вихідних фазних напруг дорівнюють: $V_{i1}=386В$, $V_{i2}=-252В$, $V_{i3}=-134В$, $V_{ou1}=68В$, $V_{ou2}=300В$ та $V_{ou3}=-368В$. Використовуючи вищеописану методику, перемикачі $Si1pu$, $Si3n1$, $So3pu$, $So3n1$ відкривають, щоб увійти в режим CW. Струм тече від позитивної вхідної фази 1 до позитивної вихідної фази 2 і, у протилежному напрямку, від негативної вихідної фази 3 до негативної вхідної фази 3.

При одному та тому ж самому резонансному періоді, який визначається конденсатором та дроселями, тиристор $Si2n1$ відкривається в момент часу, 136мкс, спричиняючи запирання тиристора $Si3n1$. У ході розрядки, в момент, приблизно, 300мкс, відкривають увімкнений у прямому напрямку вихідний тиристор $So1pu$, спричиняючи запирання тиристора $So2pu$.

Оскільки при даних фазових кутах вхідна напруга вище вихідної напруги ($|V_{i1}| > |V_{ou3}|$), відкривають шунтувальний перемикач $Sofwc$, зупиняючи перезарядку двох конденсаторів. У цей момент, вхідні тиристори закриваються. У ході перенесення енергії, в момент, 334мкс, вихідний струм падає до нуля, і інші перемикачі запираються. На цьому робота у режимі CW закінчується.

У режимі CCW відбувається такий же відбір енергії з входу та подача енергії на вихід і для підключення кожної фази використовується тиристор, увімкнений у протилежному напрямку. У цьому режимі струм тече проти ходу годинникової стрілки, і конденсатор заряджається до свого вихідного стану.

Така циклічність дозволяє доводити робочий цикл перенесення потужності майже до 100%. Керування прохідною потужністю здійснюється за допомогою робочої частоти та напруги на конденсаторі. Оскільки напругу можна регулювати у широкому діапазоні, пропускання за цикл обмежується тільки граничними напругами та струмами активних і пасивних компонентів. Схема дозволяє працювати на високій частоті перетворювача незалежно від прохідної потужності, оскільки потужністю можна повністю керувати, вибираючи напругу на конденсаторі. Це дає ту перевагу, що при зниженні потреби у прохідній потужності, вдається підтримувати низьку частоту пульсацій на вході та

виході. Таку низьку частоту пульсацій можна підтримувати аж до нульової вихідної потужності, за рахунок того, що система підтримує на вихідному фільтрі необхідну напругу, переносючи тільки необхідну реактивну потужність.

У порівнянні з динамічним компенсатором реактивної потужності (ДКР) (Фіг.7), дану схему можна застосовувати як ДКР без використання вихідних тиристорів. Очевидно, можна удосконалити схему таким чином, щоб вона дозволяла керувати не тільки прохідною потужністю, але і забезпечувала б повне керування вхідної реактивної потужності.

Компенсатор гармонік

У процесі зарядки (Фіг.2) силовий перетворювач змінного струму видає синусоїдальний струм, синфазний вихідній фазній напрузі. У процесі зарядки (Фіг.3) перенесення заряду відбувається таким чином, що одна складова вихідного струму знаходиться у фазі з вихідною напругою (активна потужність), а друга складова вихідного струму зміщена за фазою відносно вихідної напруги (реактивна потужність).

Складові струму можна змінювати по відношенню до вихідної фазної напруги змінного струму. Загалом, під керуванням сучасного мікропроцесора та логічних пристроїв, що програмуються, можна побудувати будь-яку форму хвилі повторюваного вихідного струму у межах відновного розділення силового перетворювача змінного струму.

У найбільш загальному вигляді, форму хвилі струму можна представити, розклавши перший вихідний фазний струм у ряд Фур'є:

$$i_{o1} = \sum_{n=1}^{\infty} [A_n \cos(n\omega_{ou}t) + B_n \sin(n\omega_{ou}t)] \quad (14)$$

Вираз для струму двох інших фаз має аналогічний вигляд і відрізняється тільки зсувом фази на 120 та 240 електричних градусів, відповідно. Множина всіх трифазних струмів задає, при будь-якому значенні вихідної фази ($\omega_{ou}t$), необхідне перенесення заряду на всіх трьох вихідних фазах.

Таким чином, силовий перетворювач змінного струму можна настроїти на перенесення активної потужності, задавши B_1 рівним нулю, і на компенсацію реактивної потужності, задавши A_1 рівним одиниці.

Можна передбачити конфігурацію ПРПЗ, в якій він діє як компенсатор гармонік, нейтралізуючи гармоніки на лінії, що генеруються іншими навантаженнями, які входять у систему. Існує декілька подібних конфігурацій компенсатора гармонік. Наприклад, компенсатор гармонік може мати вхід, підключений до джерела живлення або будь-якого іншого засобу накопичення енергії, і вихід, підключений до системи споживання потужності змінного струму, яка створює гармоніки, що підлягають корекції. Система корекції гармонік буде видавати флуктуацію корисної енергії гармонік протягом періоду змінного струму. Крім того, струм гармонік можна відбирати одночасно з вхідною потужністю.

Компенсатор реактивної потужності

ПРПЗ можна також застосовувати як динамічний компенсатор реактивної потужності (ДКР). ДКР

це компенсатор реактивної потужності, здатний реагувати на зміну необхідної реактивної потужності, зміщуючи струм відносно напруги на частку періоду електричних коливань. ДКР може ступінчасто регулювати перетікання реактивної потужності від випередження на 90 градусів до відставання на 90 градусів з кроком менше однієї десятої періоду коливань джерела живлення. Така швидкість дозволяє використовувати ДКР як компенсатор реактивної потужності для керування пульсацією, регулювання напруги і стандартної компенсації реактивної потужності.

ДКР працює на власній частоті, що значно перевищує промислову частоту змінного струму. Завдяки використанню фільтра низьких частот з низькою частотою зрізу, струм, що відбирається ДКР, не містить гармонік, відповідаючи всім вимогам IEEE 519-1992 та IEC 555-2.

Схема діє за принципом «м'якого перемикачів» та автоматичного запирання тиристорів і не передбачає примусового розмикання перемикачів і відносно малої di/dt . Низька di/dt необхідна при використанні стандартних ККД (кремнієвих керованих діодів), які мають високі гранично допустимі напруги та потужності. Такі пристрої існують і застосовуються в електроенергетиці з 1970-х рр. для передачі високовольтного постійного струму і в інших цілях. Застосування високовольтних тиристорів великої потужності дозволяє використовувати топологію ДКР не тільки у промислових установках, але і на енергетичних установках високої напруги та багатомегаватної потужності.

Крім того, ККД є самим дешевим силовим електронним пристроєм, має мінімальні втрати на електропровідність і допускають послідовне з'єднання, що дозволяє створювати перемикачі, розраховані на мільйони вольт. Перемикач таких комутаційних блоків повністю розроблене як для безпосереднього, так і для волоконно-оптичного перемикачів.

Інші компоненти також є стандартними і не вимагають ніякої додаткової технологічної доробки.

ДКР діє за тим самим принципом ДППЗ, що і вищеописаний силовий перетворювач змінного струму. У силовому перетворювачі змінного струму, перший цикл перенесення заряду полягає у тому, що конденсатор C_o нагромаджує енергію, що відбирається від джерела струму. Другий цикл перенесення заряду полягає у тому, що конденсатор віддає енергію на вихід. Робота ДКР зводиться до двох аналогічних процесів перенесення заряду; однак, у стаціонарному режимі, між конденсатором C_o і силовим входом/виходом змінного струму не відбувається перенесення корисної енергії. Корисний ефект полягає у перерозподілі енергії між трьома фазами змінного струму.

На Фіг.7 зображена принципова схема динамічного компенсатора реактивної потужності. Існує декілька варіантів цієї схеми, але в основі їх роботи лежить один і той самий принцип або схожі принципи.

ДКР можна підключати безпосередньо до мережі 70 змінного струму, не використовуючи трансформатор. Це дозволяє уникнути втрат на трансформаторі, зекономити на вартості, об'ємі та

вазі розв'язуючого трансформатора. Трансформатор можна використовувати, якщо потрібна інша вхідна напруга.

Власну частоту вибирають з міркувань оптимізації характеристик та мінімізації вартості компонентів та експлуатаційних витрат. При робочій частоті близько 2400Гц, частоту зрізу низькочастотного вхідного фільтра 72 вибирають близько 600Гц, щоб знизити пульсації струму до дуже малої величини. Фільтр складається з конденсаторів C_f та дроселів L_f . Конденсатори фільтра з'єднані «трикутником», хоча можна використовувати з'єднання «зіркою».

Центральним компонентом є конденсатор C_0 74. На початку циклу зарядки цей конденсатор звичайно заряджений до залишкової напруги. По обидві сторони конденсатора підключені блоки перенесення заряду. Зліва знаходиться блок 76, що здійснює етап «а» перенесення заряду, а праворуч знаходиться блок 78, що здійснює етап «б» перенесення заряду. Ці два блоки навперемінно обертають полярність напруги на конденсаторі C_0 , і, таким чином, відбирають реактивний струм з трьох фаз 70 змінного струму.

На початку етапу «а» перенесення заряду на конденсаторі C_0 є негативна залишкова напруга. Процес зарядки починається відпиранням першого та другого з перемикачів 82 для підключення першої та другої фаз мережі змінного струму до конденсатора C_0 . Тривалість перенесення заряду залежить від індуктивності L_a (вражаємо, що ємність C_0 вибрана з інших міркувань). Індуктивність L_a блоку «а» реалізовується за допомогою двох дроселів, L_{a1} 84 та L_{a2} 86. Індуктивність L_b блоку «б» реалізовується за допомогою двох дроселів, L_{b1} 87 та L_{b2} 88. Всі чотири дроселі можна замінити одним дроселем, з'єднаним послідовно з конденсатором C_0 .

Перенесення заряду починається з синусоїдальної півхвилі. Коли на етапі «а» перенесення заряду з другої фази витягнутий потрібний заряд, відкривається тиристор третьої фази. Послідовність зарядки вибирають таким чином, щоб при відпиранні тиристора третьої фази, тиристор другої фази отримував зворотне зміщення та автоматично запирався. Перенесення заряду продовжується і, коли струм через конденсатор падає до нуля, завершується. У цей момент, два провідних тиристора автоматично закриваються, завершуючи цикл зарядки.

По закінченні циклу зарядки починається етап «б» перенесення заряду. Конфігурація етапу «б» перенесення заряду така, що обмін зарядом з мережею змінного струму здійснюється так само, як і на етапі «а» перенесення заряду. Схема блоку 78, що здійснює етап «б» перенесення заряду відрізняється від схеми блоку 76, що здійснює етап «а» перенесення заряду, полярністю підключення до конденсатора C_0 80. Внаслідок зворотного підключення, напруга на конденсаторі C_0 повністю міняє полярність. Таким чином, не відбувається ні відбору корисної енергії з мережі, ні передачі її в мережу, оскільки енергія конденсатора C_0 залишається незмінною.

На Фіг.8 показана діаграма процесу перенесення заряду, яка відображає два цикли роботи

динамічного компенсатора реактивної потужності, зображених на Фіг.7. Компоненти були підібрані так, щоб частота повного перенесення заряду становила 4000Гц, тобто щоб за секунду виконувалося 2000 циклів, кожний з яких містить етап «а» та етап «б» перенесення заряду. Для цього, $C_0=100\text{мкФ}$ та $L_a+L_b=40\text{мкГн}$. Напруга мережі була вибрана рівною 480В, і графіки перенесення заряду, показані на Фіг.8, відповідають вхідному фазовому куту 40 електричних градусів. Шунтувальні перемикачі S_{w1} та S_{w2} , показані на Фіг.7, не є необхідними компонентами. Проте, перемикачі, підключені паралельно конденсатору C_0 (S_{w1} та S_{w2}) або підключені послідовно C_0 (S_{w1} та S_{w2}), підвищують гнучкість керування.

Вхідна напруга та реактивний струм задані наступними виразами:

$$\begin{aligned} V_1 &= V_0 \sin(\omega t) = 252\text{В} & I_{r1} &= I_{r0} \cos(\omega t) = 39.7\text{А} \\ V_2 &= V_0 \sin(\omega t - 2\pi/3) = -386\text{В} & I_{r2} &= I_{r0} \cos(\omega t - 2\pi/3) = 59.6\text{А} \\ V_3 &= V_0 \sin(\omega t + 2\pi/3) = 134\text{В} & I_{r3} &= I_{r0} \cos(\omega t + 2\pi/3) = -99.3\text{А} \end{aligned}$$

Вважаючи, що внаслідок попередньої операції або попередньої зарядки вхідним сигналом залишкова напруга на конденсаторі C_0 виявилася рівною -1200В, одержуємо, що перенесення заряду проходить таким чином.

Згідно з узагальненим способом зарядки, вхідні тиристори S_{a2p} та S_{a3n} відкриваються у момент часу $t'=0$, подаючи фазні напруги V_2 та V_3 на конденсатор C_0 . Струм I_c у дроселях L_{a1} та L_{b2} зростає, відбираючи заряд з фази 2 і подаючи той самий заряд у фазу 3, як показано на Фіг.8.

В якийсь момент виконання циклу зарядки, а саме, t'_1 , відкривається тиристор S_{a1p} . Оскільки V_1 має більш високе позитивне значення, ніж V_2 , то тиристор S_{a2p} одержує зворотне зміщення і автоматично запирається. Перенесення заряду продовжується між фазою 1 і фазою 3. В момент часу $t'_2=244\text{мкс}$ струм падає до нуля, і два провідних тиристора, S_{a1p} та S_{a3n} одержують зворотне зміщення і запираються.

Відпирання в момент t'_1 визначається величинами реактивного струму трьох фаз, I_{r1} , I_{r2} та I_{r3} . Відпирання у момент $t'_1=134\text{мкс}$ забезпечує перенесення заряду, пропорційне необхідному реактивному струму, і призводить до того, що напруга на конденсаторі виявляється рівною вихідній залишковій напрузі, але протилежною за знаком.

Раніше відпирання S_{a1p} веде до зарядки конденсатора до більш високої напруги і відбору, крім реактивної потужності, деякої активної потужності. Таке підвищення напруги на конденсаторі може знадобитися для компенсації втрат на компонентах або з метою підвищення перетікання реактивної потужності без необхідності змінювати частоту ДКР. З іншого боку, затримка відпирання призводить до повернення частини енергії конденсатора в мережу змінного струму. У реальній системі, час t'_1 можна або обчислювати у режимі реального часу або заздалегідь обчислювати та зберігати в довідковій таблиці. Збережене значення є функцією вхідного фазового кута та напруги на конденсаторі.

На етапі «b» перенесення заряду використовується той самий узагальнений спосіб зарядки. Етап «b» перенесення заряду починається в момент часу $t'_3=250\text{мкс}$ відпиранням тиристорів Sb2p та Sb3n. У результаті, Со знову ж підключається до фази 2 та фази 3 з належною полярністю. Єдина відмінність етапу «b» полягає у тому, що струм тече через конденсатор у зворотному напрямку. Згідно з Fig.8, струм, що видається на фази на етапі «b» перенесення заряду, рівний струму, що відбирається на етапі «a» перенесення заряду, так що ніякого обміну енергією з джерелом змінного струму не відбувається.

Через 124мкс після початку циклу розрядки, тобто у момент часу $t'=384\text{мкс}$, відкривається тиристор Sb1p, що спричиняє запирання Sb2p, тоді як Sb3n залишається відкритим. Процес розрядки продовжується, приблизно, до $t'_5=494\text{мкс}$, коли струм падає до нуля, і Sb1p та Sb3n запираються, залишаючи конденсатор у первинному стані, тобто зарядженим до первинної напруги.

Протягом подальшого перенесення заряду, лінійні напруги та необхідні струми періодично змінюються. Таким чином, послідовність і моменти відпирання потрібно визначати відповідно до фазового кута струму. Середній реактивний струм характеризує заряд, який переноситься протягом етапу перенесення заряду. Звідси слідує, що реактивний струм неможливо регулювати за допомогою робочої частоти. Крім того, реактивний струм є також функцією залишкової напруги на конденсаторі Со. Цю напругу, у принципі, можна підвищувати до будь-якого значення, яке обмежується тільки гранично допустимими значеннями напруги і струму для тиристорів та конденсатора Со. У цьому полягає основна перевага оскільки, звичайно, потреби у реактивній потужності зростають по мірі спаду лінійної напруги. При використанні простих батарей конденсаторів, реактивний струм змінюється пропорційно спаду напруги, тоді як, з використанням ДКР, реактивний струм можна збільшувати незалежно від лінійної напруги.

З точки зору ефективності, реактивний струм проходить тільки через один набір тиристорів з розрахунку на фазу. Це не тільки забезпечує простоту і підвищену надійність, але також зводить втрати до мінімуму.

Електронний трансформатор змінного струму

а. Режим перетворення змінного струму

Силовий перетворювач змінного струму, (Fig.1) може забезпечувати форму хвилі вихідної напруги, яка відповідає вимогам до напруги, частоти та вихідної фази. Якщо вихідна частота дорівнює вхідній частоті, то силовий перетворювач змінного струму можна використовувати як регульоване джерело живлення змінного струму.

Для деяких варіантів застосування, наприклад, електродвигунів змінного струму з регульованою швидкістю обертання, бажано змінювати вихідну частоту та вихідну напругу. Хоча силовий перетворювач змінного струму може перенести енергію з входу/виходу більш низької напруги на вхід/вихід більш високої напруги, така «трансформація» напруги обмежена. Щоб одержати регульований або керований вихід змінного струму з трансформації напруги, до входу змінного струму або виходу

змінного струму можна підключити стандартний трансформатор змінного струму. Однак, недоліком такої системи є наявність у системі великого трифазного трансформатора змінного струму.

На Fig.9 зображена принципова схема електронного трансформатора, який об'єднує в собі функції керування частотою та трансформації напруги. Принципова схема зображена у вигляді однопровідної схеми, де кількість штрихів вказує на кількість фаз або клем. В основі роботи електронного трансформатора лежать ті ж самі принципи, що і в основі роботи силового перетворювача змінного струму, показаного на Fig.1. Основна відмінність полягає у тому, що замість вихідних дроселів застосовується однофазний трансформатор.

Джерело живлення змінного струму підключене до входу 102, підключеного до конденсатора Со 25 через вхідний фільтр 104 і вхідний комутаційний блок 106. Індуктивність вхідних дроселів 108 та 110 визначають тривалість зарядки (вважаючи, що ємність Со визначена з інших міркувань).

Вхідний блок здійснює зарядку точно так, як у силовому перетворювачі змінного струму (Fig.1).

У розрядному блоці, аналогічному розрядному блоку силового перетворювача змінного струму, зображеного на Fig.1, вихідний комутаційний блок 118 підключений до виходу 120 через вихідний фільтр 119. Розрядні дроселі Lb1 та Lb2 замінені трансформатором 117, який забезпечує індуктивність. Крім того, доданий вихідний тиристор 114 первинної обмотки, Sdch, який відключає трансформатор 117 від конденсатора Со при здійсненні циклу зарядки.

Відношення кількості витків первинної обмотки до кількості витків вторинної обмотки вибирають відповідно до потрібного відношення напруг між вхідною напругою змінного струму та вихідною напругою змінного струму. Крім того, індуктивність розсіювання, як видно з первинної обмотки трансформатора, вибирають у відповідності зі значеннями індуктивності вихідних дроселів Lb1 та Lb2, показаних на Fig.1.

Можна зробити так, щоб шунтувальна індуктивність трансформатора 117 значно перевищувала індуктивність розсіювання. Таким чином, у більшості режимів роботи схеми шунтувальну індуктивність можна не враховувати. Сумарна індуктивність обмоток являє собою ефективну індуктивність розсіювання трансформатора і, спільно з ємністю Со визначає період розрядки.

Енергія конденсатора вивільняється на вихідні фази змінного струму на зразок того, як це відбувається у силовому перетворювачі змінного струму.

Згідно з узагальненим способом розрядки, тиристор Sdch 114 відкривається одночасно з увімкненням у прямому напрямку тиристором Sop і увімкненням у зворотному напрямку тиристором Son фаз з самою високою та другою за величиною необхідними напругами (з урахуванням одиничного коефіцієнта потужності на виході). Таким чином, конденсатор Со підключається до вихідних фаз через вихідний фільтр 119 та трансформатор 117. Після перенесення достатньої енергії на вихідну фазу з другою за величиною необхідною напругою, відкривається тиристор з найменшою необ-

хідною вихідною напругою. При цьому, тиристор другого за величиною виходу закривається, і зарядка продовжується на лініях з найбільшою та найменшою необхідними вихідними напругами.

Шунтувальний тиристор Swor 116 можна відкривати для перешкодження перезарядці конденсатора C_0 або для вибору залишкової напруги на конденсаторі C_0 . Внаслідок відпирання цього тиристора відбувається перенесення енергії, зв'язаної з індуктивністю розсіювання, на вихід. Коли струм падає до нуля, комутуючі тиристори запираються, і цикл розрядки завершується.

Трансформація напруги може здійснюватися для її підвищення, пониження або розв'язки. При цьому допустимим є зміна частоти, зміна фази або обидві ці операції. Передбачено керування виходом, що дозволяє регулювати як активну, так і реактивну потужність при тому, що на вході передбаченим є відбір тільки активної потужності. Таким чином, електронний трансформатор може, одночасно, виступати як регулятор напруги і компенсатор реактивної потужності. Крім того, цей трансформатор може відбирати збалансований вхідний струм, навіть при незбалансованому вихідному навантаженні. Оскільки однофазний трансформатор працює на високій частоті, його поперечний перетин може бути значно меншим, ніж у стандартного трансформатора на 50 або 60 Гц. Трансформатор можна використовувати з ще більшою ефективністю, якщо забезпечити зміну напрямку магнітного потоку в кожному циклі розрядки. Цього можна добитися різними шляхами. Наприклад, два вихідних блоки з шістьма додатковими вихідними тиристорами забезпечують майже повний робочий цикл трансформатора.

Трансформатор такого типу має декілька додаткових достоїнств. Він забезпечує значне зниження ваги та об'єму і додаткові переваги експлуатації, які не притаманні традиційним силовим трансформаторам. На відміну від звичайного трансформатора, що відбирає безперервний струм намагнічення, цей трансформатор намагнічується тільки при перетіканні потужності. Це означає, що втрати на тиристорах і на трансформаторі складають постійну частку миттєвої прохідної потужності. Оскільки середній коефіцієнт навантаження для більшості мережних трансформаторів становить менше 30% пікового коефіцієнта навантаження, то електронний трансформатор не тільки підвищує якість електроенергії за допомогою його регулювання, не тільки нейтралізує реактивну потужність у навантаженні, але також забезпечує більш високий К.К.Д. у більшості варіантів застосування.

Режим випрямлення та режим інвертування

Конфігурація електронного трансформатора, зображена на Фіг.9, дозволяє відновлювати вихід постійного струму. На одній вихідній фазі можна відновлювати позитивну напругу, а на іншій фазі - негативну напругу, як це відбувається у вищеприказаному випрямлячі, щоб одержати на виході джерело живлення постійного струму.

Як і у схемі випрямляча, деякі вихідні перемикачі у вторинному ланцюгу трансформатора можна усувати. Крім того, два вихідних перемикачі можна замінити діодами, оскільки вихідна комута-

ція здійснюється у первинному ланцюгу трансформатора тиристором S_{dch} . Якщо напруга на виході вторинного ланцюга трансформатора при функціонуванні подібних вхідних модулів міняє полярність, то однопівперіодне випрямлення на виході можна замінити двохпівперіодним однофазним випрямленням по мостовій схемі.

Для здійснення інвертування, вхідна схема підлягає тій самій модифікації, яка описана у попередньому абзаці. Це дозволяє застосовувати джерело живлення постійного струму та відновлювати форму хвилі змінного струму або видавати потужність на джерело живлення змінного струму.

Трансформатор дозволяє перетворювати напругу від входу до виходу в значно більш широкі межі. Коефіцієнт трансформації підвищувального або знижувального трансформатора визначається коефіцієнтом трансформації по співвідношенню витків однофазного трансформатора.

Дану схему можна також застосовувати для прямого перетворення постійного струму, при якому відношення вхідної напруги до вихідної напруги міститься у широкому діапазоні значень.

Крім того, застосування трансформатора забезпечує повну гальванічну розв'язку між входом та виходом у всіх описаних процесах перетворення.

Електронний трансформатор з одночасним перенесенням заряду на вході та виході

Електронний трансформатор (Фіг.9) здійснює дві операції ДППЗ на декількох входах/виходах, одну - для зарядки C_0 , а іншу - для розрядки C_0 . Операції виконуються напереміно, внаслідок чого робочий цикл електронного трансформатора становить близько 50%. Приблизно половина часу йде на зарядку, а інша половина - на розрядку. Крім того, заряд однієї фази протікає, в середньому, через 2.5 тиристора.

На Фіг.10 представлений інший варіант здійснення електронного трансформатора. Цей трансформатор значно підвищує прохідну потужність. Його робочий цикл становить близько 100%, і для перетікання потужності у ньому передбачено на один тиристор менше, що призводить до збільшення К.К.Д.

Цей модифікований трансформатор відрізняється від раніше вписаного електронного трансформатора тим, що операції зарядки та розрядки здійснюються одночасно. Заряд, що відбирається з входу змінного струму, переноситься безпосередньо на вихід змінного струму.

В основі пристрою модифікованого електронного трансформатора лежить силовий перетворювач з «одночасним перенесенням заряду на вході та виході», показаний на Фіг.6, в якому вхідні дроселі замінені однофазним трансформатором, як в електронному трансформаторі, зображеному на Фіг.9. Модифікований електронний трансформатор, зображений на Фіг.10, містить один конденсатор, оскільки однофазний трансформатор забезпечує повну гальванічну розв'язку між входом та виходом. Однофазний трансформатор не тільки має необхідний коефіцієнт трансформації по співвідношенню витків для трансформації напруги, але, додатково, має таку конструкцію,

що індуктивність розсіяння дублює резонансну функцію $Lb1$ та $Lb2$ (Фіг.6).

Аналогічно зі схемою, показаною на Фіг.6, вхідна та вихідна операції здійснюються в одному і тому ж циклі, в якому одночасно здійснюються вищеописані операції ДППЗ. Послідовність відпирання вхідних та вихідних тиристорів ідентична вищеописаній.

Однофазний трансформатор (Фіг.10) повинен мати коефіцієнт трансформації по співвідношенню витків, необхідний для трансформації напруги, і повинен мати індуктивність розсіяння, яка, в поєднанні з ємністю конденсатора Cs визначає період резонансу і перенесення енергії.

Вхідні та вихідні клеми підключені, відповідно, до двох вхідних і до двох вихідних наборів тиристорів. Нехай, як і в попередніх прикладах, вхідний фазовий кут дорівнює 80 електричним градусам, а вихідний фазовий кут - 170 електричним градусам, а також з урахуванням негативної полярності напруги на Cs , вказаної на фігурі, одержуємо, що, для входу у режим CW, відкривають ті самі два вхідних тиристора $Si1pu$ та $Si3n1$ і, одночасно з ними, два вихідних тиристора $So2pu$ та $So3n1$. Коли мине частина періоду перенесення, відкривають $Si2n1$, щоб замкнути $Si3n1$, і, у відповідний момент, відкривають $So1np$, що призводить до запирання вихідного тиристора $So2pu$. Шунтувальний перемикач $Sfws$, як і раніше, керує напругою перезарядки Cs і дає можливість направляти на вихід енергію, зв'язану з індуктивністю розсіяння однофазного трансформатора.

Вибираючи належний коефіцієнт трансформації по співвідношенню витків, можна виключити перемикачі $Siqcc$ та $Siqccc$ (Фіг.6), тим самим зменшуючи кількість необхідних компонентів, оскільки вхідна напруга перевищує ефективну вихідну напругу, як видно з первинного ланцюга трансформатора.

При закінченні перенесення енергії у режимі CW (протікання струму по ходу годинникової стрілки), конденсатор набуває протилежної полярності, і все тиристори запираються. З цього моменту струм починає текти проти ходу годинникової стрілки, і виконується та ж сама процедура; однак, при цьому, вхідна напруга, вихідна напруга і магнітний потік трансформатора мають протилежний знак. Робота на високій частоті перетворювача і зміна напрямку магнітного потоку дозволяють зменшити розміри і вагу однофазного трансформатора. Крім того, по мірі зниження потреби у потужності, можна перейти до більш низької частоти перетворювача або більш низької напруги на конденсаторі. Таким чином, на відміну від звичайного трансформатора, в якому втрати на намагнічення залишаються постійними, ті ж самі втрати у даному трансформаторі знижуються спільно з потребою у перенесенні потужності. Чистим результатом є практично постійний К.К.Д. на всьому діапазоні значень коефіцієнта навантаження електромагнітного трансформатора.

У режимі випрямлення застосовна та ж сама схема, за винятком того, що на виході потрібні тільки дві клеми. Щоб виводити позитивну напругу на вихідній фазі 1 та негативну напругу на вихідній фазі 3, з вихідних тиристорів потрібні тільки $So1pu$,

$So1p1$, $So3nu$ та $So2n1$, а інші вісім вихідних тиристорів можна усунути.

Аналогічно, у режимі інвертування або перетворення постійного струму, з вихідних тиристорів потрібні тільки $Si1pu$, $Si1p1$, $Si3nu$ та $Si3n1$. При виконанні циклу CW відкриваються та залишаються відкритими протягом циклу CW тиристори $So1p1$ та $So3n1$, тоді як у циклі CCW використовуються тиристори $So1p1$ та $So3nu$. Ці тиристори запираються у кінці кожного відповідного циклу зарядки та перенесення енергії.

Послідовний резонансний контур (Фіг.6) можна перетворити у схему електронного трансформатора, зображену на Фіг.10. Ця схема дозволяє, при належному керуванні, відбирати струм, що не містить гармонік, і видавати потужність, що не містить гармонік. Що стосується потужності змінного струму, є можливість не тільки керувати активною потужністю, але також одночасно відбирати реактивну потужність, щоб забезпечувати потрібне випередження або відставання вхідного струму. Вибравши належний коефіцієнт трансформації по співвідношенню витків однофазного трансформатора, можна підвищувати або знижувати напругу. На відміну від звичайного трансформатора змінного струму, на вході змінного струму відсутнє обмеження за частотою та фазою, крім того, є можливість регулювати вихідну напругу. Крім того, дана схема допускає не тільки перетворення змінного струму, але також інвертування, випрямлення та пряме перетворення постійного струму.

Альтернативна функціональна конфігурація силового перетворювача

Схема та односторонній режим

Застосування способу ДППЗ не обмежується засобом накопичення заряду на одному конденсаторі, трифазним входом або трифазним виходом. Спосіб ДППЗ можна застосовувати до стандартної конфігурації резонансного перенесення заряду, в якій кожному входу або виходу відповідає окремий конденсатор. Стандартний спосіб резонансного перенесення заряду описаний, наприклад, у [патенті США №5,764,501].

На Фіг.11 зображена принципова схема, що ілюструє альтернативний варіант здійснення силового перетворювача змінного струму. Трифазне джерело живлення підключене до вхідного фільтра 150 низьких частот, кожна фаза якого містить послідовно увімкнений дросель L_f та шунтувальний конденсатор C_f . Конденсатори можуть бути з'єднані «зіркою» або «трикутником». На виході використовується аналогічний вихідний фільтр 168 низьких частот. На Фігурі показаний типовий П-подібний фільтр, що складається з C_{fa} , L_{fo} та C_{fb} .

Силовий перетворювач здійснює два функціональних цикли. Перший цикл це цикл зарядки, протягом якого відбуваються відбір енергії з джерела живлення змінного струму та зарядка конденсаторів 160 ($C1$, $C2$ та $C3$). Для цього застосовуються шість вхідних тиристорів ($Si1p$, $Si2p$, $Si3p$, $Si1n$, $Si2n$, $Si3n$) вхідного комутаційного блоку 152.

Вхідний комутаційний блок 152, підключений між фільтром 150 низьких частот та вхідним індуктивним блоком 158, що містить дроселі Lip та Lin , служить для регулювання відбору потужності з фаз джерела живлення змінного струму. Ці тири-

тори вхідного комутаційного блоку 152 будемо надалі називати вхідними перемикачами.

Другий набір з шести тиристорів (Sc1p, Sc2p, Sc3p, Sc1n, Sc2n, Sc3n) блоку 154 вибору конденсатора підключений між вхідним індуктивним блоком 158 та конденсаторним блоком 160, що містить конденсатори C1, C2 та C3. Ці тиристори будемо надалі іменувати перемикачами вибору конденсатора. Перемикачі вибору конденсатора визначають полярність та рівень напруги, до якої заряджаються конденсатори C1, C2 та C3. Як перемикачі вибору конденсатора показані тиристори, але можна використовувати і інші перемикачі. Звернемо увагу на те, що дана схема не передбачає примусового розмикання перемикачів, хоча розмикачі можна використовувати для спрощення деяких операцій ціною збільшення витрат та втрат на перемикачах.

Для нормального силового перетворення постійного струму бажано відбирати вхідну потужність без гармонік з одиничним коефіцієнтом потужності. Таким чином, з кожної вхідної фази відбирають енергію, пропорційну квадрату миттєвої вхідної напруги. Завдяки тому, що цей повторюваний процес здійснюється з частотою, яка набагато перевищує вхідну частоту, вхідний фільтр усереднює перетікання потужності, додаючи вхідному струму і вхідній потужності синусоїдальну форму.

Змінюючи робочу частоту, можна регулювати прохідну потужність. Принцип дії схеми полягає в тому, що протягом одного або, можливо, декількох циклів зарядки, відбирають таку енергію, що середня прохідна потужність виявляється пропорційною квадрату вхідної напруги. Ця необхідна енергія є функцією вхідного фазового кута ωt , де ω - вхідна кругова частота. Для відновлення синусоїдального виходу необхідно заряджати кожний з трьох робочих конденсаторів до напруги, пропорційної вихідній формі хвилі, яка визначається вихідним фазовим кутом ωt , де ω - вхідна кругова частота. Протягом декількох циклів зарядки, належить витягувати енергію з входу з кутом від нуля до 360 електричних градусів і заряджати конденсатори до напруги та полярності, які представляють будь-який вихідний фазовий кут від нуля до 360 електричних градусів. Цей процес буде описаний з посиланням на Фіг.11, форми хвилі напруги та струму показані на Фіг.12, і відповідні значення наведені у Таблиці 1.

Нехай миттєвий вхідний кут дорівнює 80 електричним градусам, а вихідний кут - 170 електричним градусам. Вхідні фазні напруги для трифазної

системи змінного струму з лінійною напругою 480В наведені у Таблиці 1. Напруга на першій вхідній фазі позитивна, тоді як напруги на двох інших вхідних фазах - негативні, і сума всіх трьох напруг дорівнює нулю. Сума трьох напруг у збалансованій лінії завжди дорівнює нулю, що справедливо і для струмів. Здійснюється відбір потужності без гармонік. Енергія, що відбирається з кожної фази у процесі зарядки, наведена у стовпці 3 як частка повної енергії, відібраної у процесі зарядки. Однак, при наявності низькочастотного фільтра, існує можливість усереднювати струми по декількох циклах.

Ілюстративні значення необхідної напруги на навантаженні наведені у четвертому стовпці Таблиці 1 для вихідної форми хвилі трифазної системи 480 В при миттєвому значенні фазового кута 170 електричних градусів. У цьому прикладі напруга на перших двох вихідних фазах позитивна, а на третій вихідній фазі - негативна. Сума всіх трьох напруг, дорівнює нулю.

Щоб правильно зарядити конденсатори та одержати збалансоване перетікання потужності, треба добитися того, щоб значення енергії у трьох конденсаторах відносилися одне до одного як квадрати вказаних вихідних напруг. Ці значення енергії наведені в останньому стовпці Таблиці 1. Звичайно, для забезпечення повного розряду заряджених конденсаторів у вихідний фільтр, полярність конденсатора повинна співпадати з полярністю вихідної напруги, і напруга на кожному конденсаторі повинна бути пропорційна, з коефіцієнтом, що перевищує два, і необхідній напрузі на відповідній вихідній фазі. При недостатньо високій напрузі повного розряду конденсатора, може не відбуватися.

Процес зарядки з входу набору з трьох конденсаторів з узгодженням вихідного фазового кута здійснюється у такій послідовності, яка не передбачає примусове розмикання перемикачів. Схема забезпечує автоматичне записання пристроїв типу тиристорів при подачі на них зворотного зміщення.

Згідно з узагальненим способом зарядки, відкривають тиристор Si1p, оскільки на фазі 1 є найбільша за абсолютною величиною фазна напруга. Що стосується двох інших вхідних фаз відкривають тиристор Si3n, оскільки він увімкнений назустріч тиристорі Si1p і знаходиться під найменшою за абсолютною величиною напругою. Таким чином, на вхід верхнього дроселя Lip 156 подається напруга +385.9В, а на вхід нижнього дроселя Lin 158 подається напруга -134.0В.

Таблиця 1

	Вхідна напруга на 80 градусах	Вхідна енергія (%)	Вихідна напруга на 170 градусах	Вихідна енергія (%)
Фаза 1	385.9В	64.7%	68.1В	2.0%
Фаза 2	-251.9В	27.5%	300.2В	39.1%
Фаза 3	-134.0В	7.8%	-368.3В	58.9%

Оскільки на конденсаторі C3 повинна бути максимальна за абсолютною величиною та негативна напруга, відкривають тиристор Sc3n, щоб підключити конденсатор C3 до дроселя Lin, на який

подана негативна напруга. Потім, C1 або C2 можна підключити до дроселя Lip, що знаходиться під позитивною напругою. Щоб добитися перетікання максимальної потужності і, одночасно, скоротити

час зарядки, підключають конденсатор, що вимагає мінімальної вихідної енергії. У даному прикладі, замикають Sc1p, щоб підключити конденсатор C1 послідовно з конденсатором C3.

Альтернативно, щоб забезпечити максимальний час відновлення тиристорного перемикача, можна замкнути Sc2p. У будь-якому випадку, тиристири будуть запираються автоматично.

При замиканні четвертого перемикача Sc1p, резонансний LC-контур підключається між вхідними фазами 1 та 3. Індуктивність дорівнює сумарній індуктивності L_{ip} та L_{in}, а ємність дорівнює половині ємності окремого конденсатора, оскільки конденсатори з'єднані послідовно. Напруга та струм як функції часу описуються наступними виразами:

$$I_c(t) = I_0 \sin(\omega_0 t) \quad (15)$$

$$V_{c1}(t) = V_{c3}(t) = (V_{p1} - V_{p3})(1 - \cos(\omega_0 t))/2 \quad (16)$$

де

$$I_0 = (V_{p1} - V_{p2}) \sqrt{C_0 / 2(L_{ip} + L_{in})}$$

та

$$\omega_0 = 1 / \sqrt{C_0 L_{ip} / 2}$$

Напруга на Конденсаторі та зарядний струм можна точно обчислити. Час, необхідний для зарядки конденсатора до потрібної напруги можна обчислити за допомогою обернених тригонометричних функцій.

При даному виборі перемикача, конденсатор C1 заряджається до напруги, приблизно вдвічі перевищуючу необхідну напругу на вихідній фазі 1. Згідно з Таблицею 2, напруга досягає цього значення за час t₁=60мкс при індуктивності 80мкГн та ємності 100мкФ.

У момент t₁ замикається увімкнений у прямому напрямку перемикач вибору конденсатора Sc2p. Починається зарядка конденсатора C2 у той час, як конденсатор C3 продовжує заряджатися. Продовжується відбір потужності з тих же самих двох вхідних фаз 1 та 3.

Оскільки напруга на конденсаторі C2 менше, ніж на конденсаторі C1, перемикач Sc1p одержує зворотне зміщення і перестає проводити струм, якщо є перемикачем з односторонньою провідністю, наприклад, тиристором. Таким чином, замість перемикачів, що вимагають примусового розмикання, можна використовувати кремнієві керовані діоди (ККД).

Таблиця 2

Час (мкс)	Струм (А)	Vc1 (В)	Vc2 (В)	Vc3 (В)	Вхідні перемикачі	Перемикачі вибору
0+	0	0	0	0	Si1p-Si3n	Sc1p-Sc3n
66	360.1	131	0	-131	Si1p-Si3n	Sc2p-Sc3n
93	455.4	131	111	-242	Si1p-Si2n	Sc2p-Sc3n
222	0	131	574	-705		

На Фіг.12 зображені форми хвилі Vc1, Vc2 та Vc3 напруги на конденсаторі і форма хвилі зарядного струму I_{ch}. Обчислення зарядного струму та напруг на конденсаторах здійснюється за тими самими формулами, при цьому струм з першої частини розряду і напруга на конденсаторі C3 з першого сегмента зарядки використовуються як початкові умови.

У момент часу t₂=93мкс, коли енергія, відібрана з вхідної фази 3, яка визначається як інтеграл за часом від добутку зарядного струму на напругу вхідної фази 3, досягає заданого значення, замикають вхідний перемикач Si2n. Оскільки напруга вхідної фази 2 має більш високе негативне значення, ніж напруга вхідної фази 3, то вхідний перемикач Si3n одержує зворотне зміщення, і ККД автоматично запираються. Тепер зарядна напруга дорівнює різниці напруг вхідної фази 1 та вхідної фази 2. Нова початкова умова на момент t₂ визначає інші зарядні струми та напруги для C2 та C3.

У момент часу t₃=222мкс зарядний струм падає до нуля, і всі чотири перемикачі, Si1p, Si2n, Sc2p та Sc3n одержують зворотне зміщення та розмикаються. Моменти відпирання t₁ та t₂ обчислюють таким чином, щоб відношення енергій заряджених конденсаторів було пропорційне відношенню квадратів вихідних напруг.

На вході вибір послідовності відпирання та моментів відпирання t₁ та t₂ визначає належний

відбір енергії з всіх трьох фаз. Енергія заряду пропорційна миттєвій потужності збалансованої трифазної лінії при вказаному вхідному фазовому куті. Розподіл вхідної енергії визначається часом відпирання третього вхідного перемикача зарядки (у даному прикладі, Si2n у момент t₂). Правильний розподіл заряду між конденсаторами визначається часом відпирання третього перемикача вибору конденсатора (у даному прикладі, Sc2p у момент t₁).

Така ж процедура використовується для інших вхідних фазових кутів від 0 до 360 електричних градусів та інших вихідних фазових кутів. У всіх випадках, потрібно замикає перемикачі у моменти t₀, t₁ та t₂ за винятком випадків, коли вхідна або вихідна фазна напруга дорівнює нулю. У попередньому прикладі, перемикач розподільного блоку відбувається до перемикачів вхідного блоку. Це відбувається лише у 50% випадків, тоді як в інші моменти конденсатор міняється після зміни вхідної фази. Розрахункові моменти відпирання t₁ та t₂ можна або обчислювати у режимі реального часу, або зберігати у двовірній таблиці посилення, наприклад, матриці вхідних та вихідних фазових кутів.

Коли конденсатори заряджені, вихідні перемикачі вихідного блоку 162 можна замикає одночасно, щоб резонансно розряджати три конденсатори у вихідні фази. Період розрядження визначається

ємностями конденсаторів у сукупності з індуктивностями розрядних дроселів Lo1, Lo2 та Lo3. Оскільки, по визначенню, сума позитивних зарядів дорівнює сумі негативних зарядів, немає необхідності підключати три конденсатори до нейтралі. Якщо напруги на трьох конденсаторах приблизно у два рази перевищують вихідну напругу, то розрядний струм падає до нуля у той самий момент, коли напруга на конденсаторі падає до нуля.

Оскільки цю умову навряд чи можна реалізувати, замикають три з шести шунтувальних перемикачів шунтувального комутаційного блоку 164. Таким чином, перешкоджають перезарядці конденсаторів і переносять енергію, що залишилася, запасену у трьох дроселях, у вихідні фази. У той же момент, вихідні перемикачі розмикаються, що дозволяє, після повного відновлення перемикачів, перезаряджати конденсатори. У наступному процесі зарядки та розрядки, вхідний фазовий кут та вихідний фазовий кут змінюються відповідно до часу Δt , який минув; де Δt це час між послідовними актами зарядки та розрядки.

Згідно з послідовністю зарядки, енергія, витягнута з входу, пропорційна енергії при умові збалансованого навантаження. На відміну від зарядки трьох окремих конденсаторів з трьох окремих вхідних фаз, коли повна енергія заряду завжди однакова, послідовність зарядки забезпечує невелику зміну повної енергії заряду від одного циклу зарядки до іншого. Енергію, накопичену за один цикл зарядки, можна виразити наступним чином:

$$E(V_{\text{ef}}, \omega, \omega') = \Gamma(\omega, \omega') E(V_{\text{ef}}) \quad (17)$$

де

$$E(V_{\text{ef}}) = 2C_o V_{\text{ef}}^2 \quad (18)$$

Параметр $\Gamma(\omega, \omega')$ є функцією ω та ω' і має амплітудну флуктуацію на зразок нефільтрованої випроміненої напруги.

Середня вихідна потужність дорівнює

$$P(V_{\text{ef}}, f) = E(V_{\text{ef}}) \cdot f / \Gamma(\omega, \omega') \quad (19)$$

де f - середня частота зарядки або розрядки. Параметр $\Gamma(\omega, \omega')$ є безперервною функцією вхідного та вихідного фазових кутів і її можна обчислювати або зберігати у тій самій таблиці посилань, що і t_1 , t_2 і послідовність зарядки.

Проміжок часу між циклами розрядки можна виразити як функцію середньої потужності:

$$\Delta t = E(V_{\text{ef}}, \omega, \omega') / P_{\text{ср}} \Gamma(\omega, \omega') \quad (20)$$

Оскільки прохідна потужність та вихідна частота можуть змінюватися від циклу до циклу, то така зміна може відбуватися за частку періоду змінного струму. Обмежувальними факторами є значення чутливості вхідного та вихідного фільтра низьких частот.

Якщо період зарядки дорівнює 220мкс, і тривалість розрядки дорівнює 180мкс, то перетворювач може працювати на частоті 2500Гц. При вказаній ємності конденсатора, прохідна потужність виявляється рівної 115кВт.

При роботі на частоті перетворювача, яка є високою у порівнянні з вхідною або з відновленою вихідною частотою фази, вхідні/вихідні фільтри низьких частот з малою частотою зрізу згладжують форму хвилі переривчастого процесу зарядки перетворювача. На Фіг.13 показані трифазні струми та напруги при наявності простого вхідного L-C-фільтра і при частоті перетворювача 1800Гц. Компоненти фільтра вибрані так, щоб забезпечувати відбір обмеженої вхідної потужності, завдяки чому струм пульсації виявляється значно меншим, ніж рекомендований у інструкціях IEEE 519 та IEC 555-2.

Нормальні умови роботи всі здавлюються протягом менше чверті періоду вхідного струму. Струм має синусоїдальну форму, якщо не враховувати слабку пульсацію на частоті перетворювача.

Вхідний струм є не просто синусоїдальним, але також близьким за фазою до вхідної напруги, що забезпечує вхідний коефіцієнт потужності, близький до одиниці. Блок вхідного фільтра вносить лише незначний зсув за фазою. Як буде показано у наступному розділі, форму хвилі вхідного струму можна видозмінювати, здійснюючи операцію, трохи складнішу для керування, перетворювач відбирає керовані активну та реактивну складові потужності.

Як вихідний фільтр був вибраний П-подібний фільтр низьких частот. Він забезпечує більше ослаблення, ніж вхідний L-C-фільтр, але вимагає по два фільтруючих конденсатора на кожну фазу.

На Фіг.14 показана вихідна напруга на відновленій частоті при стані на вході, який показаний на Фіг.13. Форми хвилі напруги та форми хвилі струму практично однакові. У вихідних фазних напруг є помітний вміст гармонік. Вихідне навантаження, наприклад, електродвигун, сприймає чисті вихідні напруги, які міг би виробляти генератор. Це досить важливо, оскільки, у такому випадку, стандартні електродвигуни, що застосовуються в цей час, не доводилося б замінювати спеціальним електродвигуном для роботи спільно з приводом змінної швидкості.

Двостороннє перетікання потужності з регулюванням залишкової напруги.

Більшість фізичних процесів, за своєю природою, оборотні, якщо не зважати на втрати енергії. Це відноситься і до перетворювача даного типу. Зарядку трьох конденсаторів C1, C2 та C3 (Фіг.11) можна здійснювати, подаючи фазну напругу на праві клеми, відпираючи три тиристора з прямим зміщенням. Дросель Lox та конденсатор Cx утворюють резонансний контур, при цьому конденсатор заряджається до напруги, вдвічі перевищуючої фазну напругу. Цей процес є зворотним по відношенню до вищеописаного циклу розряду. Єдині компоненти, які при цьому не використовуються, це шунтувальні перемикачі. Оскільки перетікання енергії відбувається у зворотному напрямку, очевидно, що при даному вихідному фазовому куті використовуються перемикачі, які були відключені при тому ж фазовому куті, коли перетікання потужності було спрямоване у протилежному напрямку. Конденсатори заряджаються з тією ж полярністю, яка присутня на вхідній фазі. Цей заряд

відображає напругу електричного фазового кута на лівих клеммах змінного струму.

Для розряду цих конденсаторів використовують зворотний процес. Згідно з Фіг.12 та Таблицею 2, конденсатор C2, заряджений до найбільшої позитивної напруги, підключають до нижнього дроселя L_{in} , замикаючи $Sc2n$, а негативно заряджений конденсатор C3 підключають до верхнього дроселя L_{ip} , замикаючи $Sc3p$. Одночасно з цим, замикають $Si1n$ та $Si2p$, щоб подати енергію на позитивну фазу 1 та негативну фазу 2, вважаючи, що фазовий кут на лівій стороні має те ж значення 80 градусів. Коли енергія, подана на фазу 2, досягає заданого значення, замикають $Si3p$, щоб підключити негативну фазу 3 і створити зворотне зміщення на $Si2p$. Незабаром після цього, напруга на конденсаторі C2 падає до нуля, і другий позитивно заряджений конденсатор підключається через перемикач $Si1n$, розрядка продовжується, і, оскільки лінія була збалансована, напруги на обох конденсаторах досягають нуля одночасно. Завдяки додатковій енергії у двох дроселях, замикається перемикач S_{wa} , підключений між L_{ip} та L_{in} . Він створює перемичку між двома частинами дроселя і перешкоджає частковій перезарядці конденсаторів. Коли струм падає до нуля, цей перемикач розмикається, що дозволяє почати наступний цикл зарядки конденсатора.

Щоб збільшити прохідну потужність, конденсатор C2 перезаряджають до негативної напруги, що становить, наприклад, 30% вхідної фазної напруги. Крім того, замикання перемикача S_{wa} затримують настільки, щоб напруги на конденсаторах C1 та C3 також змінили знак і досягали того ж відсотка від відповідної вхідної напруги. Це залишкова напруга буде початковою напругою наступного циклу зарядки і буде збільшувати вхідну енергію заряду. Як було показано раніше, регулювання залишкової напруги дозволяє керувати прохідною потужністю при даному відношенні частоти перетворювача до вхідної частоти. Крім того, це дозволяє перенести потужність з трифазної системи низької напруги у трифазну систему більш високої напруги.

На Фіг.15 показані напруги на конденсаторах і зарядний струм для тих самих значень вхідного фазового кута і вихідного фазового кута - 80 градусів та 170 градусів. Цей результат потрібно порівняти з показаним на Фіг.12 випадком відсутності залишкової напруги при тих самих фазових кутах. Моменти перемикання залишаються попередні, а енергія, витягнута з входу, зростає на 30%. Енергія з конденсатора з найбільшою напругою поступає на вихідну клему з найбільшою напругою. Належний вибір компонентів перетворювача дозволяє добитися максимальної частоти та максимальної прохідної потужності. Однак, здійснюючи регулювання залишкової напруги, можна підвищувати вихідну напругу. Коефіцієнт підвищення обмежений тільки гранично допустимими напругами і струмами вибраних компонентів.

У випадку спадів вхідної напруги на 50%, режим підвищення, напруги дозволяє підтримувати вихідну напругу і потужність, не викликаючи пошкодження електричних компонентів.

Таким чином перетворювач може працювати у будь-якому напрямку, при наявності відповідного

шунтувального перемикача. Керуючи залишковою напругою, можна регулювати перетікання потужності з низьковольтного входу/виходу на високовольтний вхід/вихід. Звідси слідує, що цю конфігурацію можна використовувати для електродвигунів з регульованою швидкістю обертання, забезпечуючи динамічне гальмування з повним перетіканням потужності.

Режим роботи з декількома входами/виходами

Центральний блок цього силового перетворювача складається з трьох конденсаторів C1, C2 та C3. Зліва, вхід/вихід підключений до трьох конденсаторів за допомогою схеми, що здійснює послідовний процес. Таку схему будемо іменувати «послідовним портом» (SP). Він містить блок фільтрації низьких частот. Праворуч підключений «паралельний порт» (PP), оскільки зарядка та розрядка всіх конденсаторів здійснюється, переважно, одночасно. До конденсаторів можна підключати декілька послідовних та паралельних портів. Це дозволяє підключати до однієї і тієї ж загальної точки декілька джерел живлення, а також навантажень. Такий перетворювач з декількома входами/виходами дозволяє виборче керувати перетіканням потужності з будь-якого SP на будь-який PP і навпаки. На PP не можна відновити форму хвилі від джерела живлення, підключеного до PP, якщо вхід і вихід не співпадають за фазою. Така конфігурація може представляти інтерес для деяких практичних варіантів застосування, наприклад, систем безперебійного живлення.

Альтернативна електрична конфігурація

На Фіг.16 показаний ще один варіант здійснення силового перетворювача змінного струму. Його перевага над силовим перетворювачем змінного струму, показаним на Фіг.11, полягає у зниженні втрат на перемикачах.

Згідно зі схемою силового перетворювача (Фіг.11) протягом циклу зарядки позитивний струм та негативний струм повинні протікати через два тиристора. Оскільки пряме падіння напруги на стандартному тиристорі становить 1.6В, типові втрати на тиристорах становлять порядку 4.8В. У результаті, для силового перетворювача змінного струму, розрахованого на 480В, втрати на тиристорах становлять 1.5%. Варіант здійснення, показаний на Фіг.16, передбачає двократне зниження втрат при зарядці за рахунок того, що струм тече лише через один, а не через два тиристора. Таким чином, втрати на тиристорах знижуються з 1.5% до 1.0%. Для перетворювача потужністю 100кВт це зниження втрат становить 500Вт. При сучасних розцінках, \$10/ват, за 20 років експлуатації можна заощадити \$5000.

Порівнюючи варіант, зображений на Фіг.11, з варіантом, зображеним на Фіг.16, можна передбачити, що вартість виробу зростає, оскільки кількість тиристорів збільшується з 12 до 18. Однак, вартість визначається не тільки кількістю тиристорів. Розмір тиристорів є також функцією площі поверхні тиристора. Оскільки граничне розсіяння потужності на тиристорі становить 80Вт/см², то, для даної конфігурації, необхідна площа вхідного тиристора скорочується з 13см² до 6.5см². З одного боку, додавання шести комутаційних приладів призводить до збільшення вартості; однак, оскільки

ки розмір тиристорного збірки не зростає, загальна вартість обладнання практично не міняється.

За винятком більш низьких втрат, варіант здійснення, поданий на Фіг.16, передбачає приблизно такий самий принцип роботи, що і схема, описана з посиланням на Фіг.11. При тих самих вхідному та вихідному фазових кутах, процес починається з підключення позитивної вхідної фази 1 до конденсатора C1 та негативної вхідної фази 3 до конденсатора C3 за рахунок відпирання тиристорів S1p1 та S3n3. У момент $t_1=66\text{мкс}$ конденсатор C1 виявляється зарядженим до потрібної напруги, і C2 підключається до позитивної вхідної фази 1 за рахунок відпирання тиристора S1p2. До моменту $t_2=93\text{мкс}$ з фази 3 витягують необхідну енергію. Таким чином, щоб підключити негативну вхідну фазу 2 до конденсатора C3, відпирають S2n3.

Інша відмінність від схеми, зображеної на Фіг.11 полягає у використанні двох з'єднаних між собою дроселів L_i та L_{in} кожний з яких містить три спільно намотані обмотки. Протягом циклу зарядки, у нижньому L_{in} використовується тільки провід (6), тоді як у момент t_1 здійснюється перемикання з проводу (1) на провід (2). S1p1 розмикається унаслідок подачі на індуктивність у проводі (1) вхідної напруги по проводу (2).

Сумарний струм через верхній або нижній зарядний дросель в обох конфігураціях однаковий, тому вага дроселя залишається практично незмінною.

Зміна відносно виходу цього силового перетворювача стосується виключення фільтруючого дроселя та другого фільтруючого конденсатора. Така конфігурація вихідного фільтра більш економічна стосовно до приводів змінної швидкості за рахунок часткового використання індуктивності електродвигуна як фільтра. Виключення частини фільтра призводить до пульсації напруги на основній частоті перетворювача з глибиною модуляції близько 15%; однак, це на порядок менше, ніж для перетворювача на основі ШІМ (широтно-імпульсний модулятор) і на декілька порядків менше по dV/dt , і, тому, забезпечує задовільні характеристики для приводу змінної швидкості.

Операція розрядки аналогічна описаній з посиланням на Фіг.11. Цей перетворювач може працювати і у протилежному напрямку, однак, для цього потрібні додаткові шунтувальні перемикачі.

Керування перетіканням активної та реактивної потужності

Обмін енергією робочого конденсатора з паралельним портом (PP), згідно з вищенаведеним описом, можна збільшувати або зменшувати, регулюючи залишкову напругу на конденсаторі. Те ж саме відноситься до послідовного порту. Оскільки паралельний порт може виступати як вхідний, так і вихідний порт, опис керування перетіканням активної та реактивної потужності через паралельний порт наведений для вхідного та вихідного портів. Ця теоретична побудова пояснює не тільки гнучкість схеми, але також конкретний спосіб, необхідний для того, щоб відповідати вимогам керування активною та реактивною потужністю для активних навантажень, наприклад, асинхронних електродвигунів. Нижченаведений опис починається з керування перетіканням активної потужності з ура-

хуванням того, що паралельний порт підключений до трифазного джерела змінного струму. Однак, оскільки PP є двостороннім, це керування застосовне також до вихідного SP.

Після здійснення циклу розрядки з регулюванням перетікання активної потужності залишкова напруга синфазна або протифазна напрузі у трифазній системі. Розподіл залишкової напруги відрізняється від того випадку, коли фазовий кут обумовлює відбір реактивної потужності.

Керування перетіканням активної потужності шляхом регулювання початкової напруги

Нехай вхідна напруга на першій фазі підкоряється виразу (21), а вхідний струм підкоряється виразу (22).

$$V_A = V_0 \sin(\omega t) \quad (21)$$

$$I(t) = I_{ssn}(\omega t) \quad (22)$$

Нехай $I = I_0(1 + \gamma)$, де I_0 - амплітуда струму, а γ - параметр, що виражає величину залишкової напруги на конденсаторі. Якщо початкова напруга на конденсаторі дорівнює нулю, то необхідний струм одержують шляхом регулювання частоти перетворювача згідно з виразом (23).

$$I_0 = 2CfV_0 \quad (23)$$

Вираз (22) набуває вигляду

$$I(t) = I_0(1 + \gamma) \sin(\omega t) \quad (24)$$

$$I(t) = 2V_A Cf(1 + \gamma) \sin(\omega t) \quad (24a)$$

Значення γ задає початкову напругу на конденсаторі стосовно до вихідної напруги, заданої виразом (25). Це відноситься до всіх вхідних фаз.

$$V_i(\omega t) = -\gamma V_A \sin(\omega t) \quad (25)$$

Таким чином, прохідна потужність виражається наступним чином:

$$P(t) = I(t)V_{in}(t) = 2Cf(1 + \gamma)V_0^2 \sin^2(\omega t) = P_0(t)(1 + \gamma) \quad (26)$$

Згідно з виразами (25) та (26), прохідною потужністю можна керувати, регулюючи початкову напругу на конденсаторі без зміни частоти f перетворювача. Те саме є справедливим для двох інших фаз, так що повна прохідна потужність виявляється незалежною від часу. Потрібно звернути увагу на те, що вихід можна змінювати у широкому діапазоні. У режимі підвищеної потужності, значення у позитивне, що забезпечує підвищення потужності і вимагає, згідно з виразом (25), негативної залишкової напруги. У режимі зниженої потужності потрібно негативне значення γ . У результаті, прохідна потужність знижується відповідно до виразу (26) і необхідним є те, щоб залишкова напруга мала ту ж полярність, що і вхідна напруга. Коли у одержує значення -1, залишкова напруга стає рівною вхідній напрузі, і ніякого перетікання потужності не відбувається. Отже, у діапазоні $-1 < \gamma < 0$, прохідну потужність можна регулювати на частоті перетворювача, обмеженій умовами експлуатації, яка буде обмежувати вихідні гармоніки

вибраним значенням. В іншій половині діапазону потужності, де частота перетворювача максимальна, $\gamma > 0$, здійснюється режим підвищеної потужності, і можна підвищувати вихід потужності. Цей режим підвищення також використовується для перенесення потужності від входу/виходу з низькою напругою на вхід/вихід з більш високою напругою.

Комбіноване керування перетіканням активної та реактивної потужності Вище режими зниженої та підвищеної потужності описані за допомогою $\gamma < 0$ та $\gamma > 0$, відповідно. Якщо задати у за допомогою виразу $\gamma = r \cdot \cos(\beta)$, то умову для залишкової напруги у режимі підвищеної потужності можна виразити як $\gamma = -r$, при $\beta = \pi$ та $r = V_i/V_0$, тоді як режим зниженої потужності задається як $\gamma = r$ при $\beta = 0$.

Якщо β дорівнює нулю і π , то здійснюється керування перетіканням активної потужності, а реактивна потужність дорівнює нулю. Значення β це фазовий кут між початковою та вхідною напругами.

Завдяки можливості керування фазовим кутом у ході перерозподілу, є додаткова можливість перерозподілу повної залишкової енергії для будь-якого фазового кута.

Залишкову енергію трьох конденсаторів можна виразити у вигляді

$$E_r = 3CV_r^2 = 3CV_0^2 r^2 \quad (27)$$

Початкову напругу першої фази можна задати у вигляді

$$V_A(t) = V_0 r \cdot \sin(\omega t + \beta) \quad (28)$$

Тоді перенесення заряду між конденсатором і входом виражається наступним чином:

$$\Delta Q - C(V_f - V_i) = 2CV_0(\sin(\omega t) - r \cdot \sin(\omega t + \beta)) \quad (29)$$

Помножуючи другий член на частоту f перетворювача, одержуємо середній лінійний струм:

$$I(t) = 2CV_0 f((1 - r \cdot \cos(\beta)) \sin(\omega t) - r \cdot \sin(\beta) \cos(\omega t)) \quad (30)$$

Звідси видно, що перший член струму синфазний вхідній напрузі і, у цьому випадку, є функцією коефіцієнта r залишкової напруги та фазового кута β . Другий член зміщений за фазою відносно вхідної напруги і виражає реактивний струм. Він прямо пропорційний залишковій напрузі. При фазовому куті, рівному нулю і π , реактивна потужність дорівнює нулю, і ми одержуємо, відповідно, режим підвищеної потужності та режим зниженої потужності.

Перемножуючи струм та напругу і підсумовуючи всі три члени, одержуємо перетікання активної потужності у вигляді

$$P(r, \beta) = 3VCV_0^2 f(1 - r \cdot \cos(\beta)) \quad (31)$$

Таким чином, у режимі зниженої потужності, коли $\beta = 0$, і у режимі підвищеної потужності, коли $\beta = \pi$, перетікання потужності знижується.

З виразів (30) та (31) одержуємо також, що члени активного струму і активної потужності дорівнюють нулю, коли

$$\beta = \arccos(1/r) \quad (32)$$

Оскільки другий член струму не дорівнює нулю, то відбувається відбір тільки реактивної потужності, і сумарна енергія всіх трьох конденсаторів не змінюється. Таким чином, одержуємо статичну компенсацію реактивної потужності.

Член реактивної потужності для однієї фази виражається у вигляді:

$$Q_r = -2CV_0^2 f(2\sin(\beta) \sin(\omega t) \cos(\omega t)) \quad (33)$$

Крім того, ці керування та функціонування не пов'язані з виробкою гармонік. На Фіг.17 показана залежність перетікання активної потужності від фазового кута при різних r у діапазоні від 0 до 2.0. Негативне перетікання потужності означає передачу потужності у зворотному напрямку. Таким чином, можна здійснювати керування перетіканням потужності у двох напрямках. Можна побачити, що при нульовому фазовому куті потужністю можна повністю керувати, змінюючи коефіцієнт залишкової напруги від нуля до одиниці. При подальшому зростанні r , перетікання потужності міняє напрям. При фазовому куті 180 градусів, вихід можна підвищувати, теоретично, до будь-якого значення.

На Фіг.18 показана залежність перетікання реактивної потужності від фазового кута. При одній і тій самій залишковій енергії, є можливість керувати реактивною потужністю з переходом від повного випередження до повного відставання шляхом вибору кута перерозподілу β . Для чого потрібно керувати реактивною потужністю? Одне з важливих причин полягає у тому, що при обертанні асинхронної машини, наприклад, генератора або гіродвигуна, коли може бути потрібен миттєвий вихід потужності, підвищення напруги і вихід на повну потужність займає багато часу. Якщо ж ввести у машину реактивну потужність, прогнозуючи відбір високої потужності, то можна миттєво відібрати всю вихідну потужність. При відсутності перетікання реактивної потужності в обмотках машини, доводиться застосовувати додаткове джерело живлення, наприклад, батарею, щоб збільшити реактивну потужність протягом декількох періодів, і, при цьому, мати можливість одержувати швидко наростаючу лінійну характеристику активної вихідної потужності з асинхронного генератора.

Оскільки фазовий кут і відношення r залишкової напруги до початкової напруги є параметрами керування активної та реактивної потужностей, можна побудувати діаграму залежності активної потужності від реактивної потужності, зображену на Фіг.19. Можна побачити, що, вибираючи належні значення r та β , можна одночасно керувати перетіканням активної та реактивної потужності. Точка (0,1), що відповідає $r=0$, представляє нормальний режим роботи, коли прохідна потужність регулюється частотою перетворювача. Переміщення строго вгору відповідає переходу у режим підвищеної потужності, в якому $\beta = \pi$.

Переміщення вниз відповідає переходу у режим зниженої потужності, в якому $\beta=0$. Переміщуючись вздовж осі x , ми одержуємо можливість регулювати тільки реактивну потужність. Це відповідає виразу (33). Фіг.19 показує, як можна керувати перетіканням вхідної потужності, щоб відбирати потрібну вхідну потужність від генератора або будь-якої іншої багатофазної системи. Параметр β фазовий кут β відповідають конфігурації напруг і фаз на внутрішніх конденсаторах перетворювача. Це дозволяє здійснювати безперервне керування прохідною потужністю відповідно до навантаження, а також дозволяє одночасно відбирати реактивну потужність від генератора для одержання оптимальних умов роботи. Оператор електростанції має можливість встановлювати напругу збудження генератора таким чином, щоб узгоджувати фазовий кут генератора і видавати у мережу необхідну реактивну потужність. Це не відноситься до асинхронного генератора, при використанні якого бажано узгоджувати навантаження з генератором для оптимального функціонування, оскільки асинхронний генератор не підлягає регулюванню. У цьому режимі роботи, вхід перетворювача функціонує як регульований генератор реактивної потужності.

Вихід силового перетворювача змінного струму або інвертора функціонує аналогічно входу силового перетворювача змінного струму або входу випрямляча. Застосовується та ж динаміка, але напруга на конденсаторі повинна бути вище вихідної лінійної напруги для полегшення перенесення позитивної потужності. Якщо покласти R рівним початковій напрузі на конденсаторі, приведеному до вихідної лінійної напруги, вийде аналогічна діаграма. Визначимо кут α як різницю між вихідним фазовим кутом і кутом розподілу конденсаторів, після чого можна побудувати діаграму перенесення активної та реактивної потужності. На Фіг.20 показана діаграма перенесення активної та реактивної потужності для різних початкових значень R . Цікавою видається тільки та частина діаграми, яка відповідає позитивному перетіканню активної потужності; однак інша частина також застосовна для двостороннього перетікання. Це та ж сама діаграма, що зображена на Фіг.19, але відображена відносно осі x .

На позитивній півосі y , при фазовому куті α , який дорівнює нулю, і $R=1$ перенесення потужності не відбувається. При $R=2$ та $\alpha=0$ відбувається повне перенесення потужності з вивільненням всієї енергії. При підвищенні напруги на конденсаторах, перенесення зростає лінійно, тоді як запасена енергія зростає як квадрат напруги, V . Різниця в енергії, що залишилася внаслідок наявності на конденсаторі залишкової напруги, може використовуватися як початкова умова наступного циклу зарядки. Для $R>2$, залишкова напруга на конденсаторах протилежна початковій напрузі. При $1<R<2$ перенесення повної енергії конденсаторів енергетично неможливе, і залишкова напруга має ту ж полярність, що і початкова напруга. Цю залишкову напругу можна використовувати для відбору додаткової енергії у наступному циклі зарядки, забезпечуючи більш високу напругу, що дозволяє здійснювати перенесення підвищеної потужності.

Робота при активній потужності >1 може бути видозмінена з використанням операції шунтування. Коли напруга на конденсаторі падає до нуля або у будь-який більш пізній момент часу, можна запобігти і зупинити перезарядку конденсатора і повністю перевести енергію вихідного дроселя на вихід. Замикаючи ланцюг у потрібний час, можна вибирати залишкову напругу і початкову енергію для наступного запланованого циклу зарядки. Це дає можливість регулювати прохідну потужність до потрібного значення і керувати вхідною реактивною потужністю.

Оскільки лише дуже небагато навантажень мають чисто активний опір, з практичної точки зору, корисно видавати активну та реактивну потужність шляхом перерозподілу повної енергії, що залишилася після попереднього циклу зарядки, відповідно до того або іншого кута α . Цей кут відповідає куту, вимірюваному відносно позитивної півосі y , і зростає у напрямку проти ходу годинникової стрілки. По мірі зростання кута, реактивна потужність зростає, тоді як активна прохідна потужність убыває. Існує дві точки, де активна потужність дорівнює нулю, і інвертор виробляє тільки реактивну потужність з випередженням або відставанням за фазою. Виконання циклу зарядки та циклу розрядки необхідно координувати. Керування операцією можна здійснювати у режимі реального часу. Однак, необхідне обчислення можна значно спростити, використовуючи заздалегідь обчислені таблиці посилення. Оптимальна архітектура керування досягається вибором алгоритму керування, комп'ютера і складності вибраних вимог до експлуатації.

Застосування способу ДППЗ до іншої схемної топології

ПРПЗ та спосіб ДППЗ є універсальними і передбачають використання різноманітних засобів накопичення енергії, наприклад, показаного на Фіг.11, або трансформатора, як показано на Фіг.9 та 10. ПРПЗ та спосіб ДППЗ можна використовувати на вході і виході подібних комбінованих схем. Фактично, ПРПЗ і спосіб ДППЗ можна використовувати для подачі заряду на будь-яку лінію передачі або як схему формування імпульсів. Аналогічно, ПРПЗ і спосіб ДППЗ можна використовувати в поєднанні з різноманітними помножувачами/подільниками напруги, заряджаючи такі пристрої або безпосередньо, або за допомогою пристроїв з магнітним зв'язком. Засіб накопичення енергії може являти собою одиничний конденсатор (Фіг.1), конденсатор у складі послідовно з'єднаного ланцюга (Фіг.10), або може складатися з декількох конденсаторів, об'єднаних з іншими пасивними та активними електричними або електронними пристроями.

Приваблива особливість топології ДППЗ полягає у тому, що її можна комбінувати з різноманітними схемами множення напруги. Хоча помножувач напруги значно спотворює вхідну форму хвилі змінного струму, ПРПЗ відбирає потужність без домішки гармонік з одиничним або іншим потрібним коефіцієнтом потужності. Крім того, схема ДППЗ видає потужність на схему множення на значно більш високій частоті і, таким чином, передбачає значно більш ефективне використання електричних компонентів схеми множення, що

призводить до зниження необхідних ваги та об'єму такої схеми при даному рівні потужності. Поєднання подачі потужності без гармонік з високоефективним використанням компонентів дає можливість застосовувати помножувач напруги, модифікований у відповідності зі способом ДППЗ, у ланцюгах високої потужності.

Найважливішим є з практичної точки зору об'єднання схемної топології ДППЗ зі схемами, описаними у виданих патентах та патентах *Limraescher*, що знаходяться на розгляді. ДППЗ можна використовувати в операціях зарядки та розрядки, здійснюваних у цих схемах. Цей спосіб можна також використовувати при здійсненні циклу проміжного пристрою.

На відміну від пристроїв, заснованих на схемній топології ДППЗ, які передбачають комутацію за допомогою напівпровідникових перемикачів, дана технологія являє собою крок уперед, допускаючи використання практично будь-яких аналогових, цифрових або змішаних керуючих схем. У більшості випадків, бажано контролювати вхід, вихід і точний стан роботи схеми, щоб оптимізувати її характеристики і робити коректуючі дії у разі збою. Для забезпечення інформації про стан роботи дистанційного керування, потрібний додатковий зв'язок.

Керування комутацією

Протягом циклу трифазної зарядки та розрядки схеми (Фіг.1), лише один тиристор пропускає повну половину синусоїдальної хвилі. Величина dl/dt досягає максимуму на початку і у кінці синусоїдальної півхвилі і цей максимум дорівнює ωI_0 .

При максимальній амплітуді струму $I_0=1\text{кА}$ і періоді резонансної зарядки 250мкс , $dl/dt=12.6\text{А/мкс}$. Це допустимо для тиристорів з максимальним значенням $dl/dt=500\text{А/мкс}$ при рекомендованому значенні $dl/dt=200\text{А/мкс}$, що повторюється. Струми, які течуть через два інших провідних тиристора, складають частку тієї ж синусоїдальної хвилі, і діаграми струму, подані на Фіг.8, демонструють миттєве перемикання струму від одного тиристора до іншому у момент t_1 . При такому увімкненні та вимкненні dl/dt досягає великої величини, що може приводити до пошкодження тиристорів і збільшення втрат на тиристорах. Ми провели експеримент по керуванню комутацією у процесі перетворення змінного струму у постійний струм і навпаки, встановивши комутаційні дроселі L_m (Фіг.21).

Для кожної вихідної фази, комутаційний дросель L_m невеликої індуктивності підключений між тиристорною збіркою і конденсаторами вихідного фільтра. Індуктивність цих дроселів звичайно становить порядку 20% від індуктивності вихідного дроселя L_b , і два з них у будь-який момент утворюють частину схеми резонансної розрядки. При наявності таких дроселів, швидкість зміни струму при комутації, $dl/dt=\Delta V/(2L_m)$, де ΔV це різниця напруг на вихідних конденсаторах, що беруть участь у процесі комутації. При розробці системи керування треба враховувати час комутації і передбачати відпирання останнього тиристора з випередженням у половину періоду комутації. Час випередження відпирання $t_{pr}=L_m \cdot I_{dc}/\Delta V$, де I_{dc} - розрядний струм на момент комутації. Такий підхід

дозволяє використовувати малі індуктивності, які обмежують dl/dt величиною 50А/мкс .

Величину dl/dt на шунтувальному тиристорі також можна обмежити, підключивши послідовно з ним невелику індуктивність. Оскільки шунтувальний струм звичайно становить частину повної амплітуди, то індуктивність комутаційного дроселя може бути . знижена. Крім того, переважно вибирати dl/dt на тиристорі ближче до максимального значення dl/dt , що визначається специфікацією тиристора, що відчуває повторювані перемикання, щоб обмежувати зворотну напругу на конденсаторі C_0 . Це значення dl/dt при наявності індуктивності у шунтувальному ланцюгу і затримка запирання тиристора визначає зворотну напругу на конденсаторі C_0 . Цим не можна нехтувати, але це не є проблемою, якщо ефект врахований в алгоритмі керування.

Керування

Ми розглядали керування прохідною потужністю за допомогою регулювання частоти перетворювача і регулювання залишкової напруги. При регулюванні частоти, передача потужності або струму підвищується або за рахунок підвищення швидкості обміну енергією або зарядом, який виникає протягом циклу перенесення заряду. Звичайно, енергію, яка переноситься за цикл зарядки, ділять на проміжок між імпульсами, тобто час між послідовними операціями розрядки, одержуючи потрібну прохідну потужність.

З іншого боку, регулювання залишкової напруги дозволяє керувати величиною енергії, що переноситься, або заряду, що переноситься, протягом наступного циклу перенесення заряду. Звідси слідує, що регулювання залишкової напруги дозволяє керувати енергією заряду з розрахунку на цикл зарядки, тому прохідною потужністю, при будь-якій частоті перетворення, можна керувати за допомогою залишкової напруги.

Обидва режими роботи можна об'єднати для досягнення більшої гнучкості керування. Керування можна здійснювати за допомогою напівпровідникових пристроїв, які не є розмикачами, і роботу можна охарактеризувати як «м'яке перемикання», при якому вмикання та відключення відбувається при нульовому струмі. Режим м'якого перемикання звичайно знижує втрати на перемикачах, виключає необхідність у демпфюванні і знижує необхідне значення dl/dt схеми та перемикачів. Це дозволяє використовувати надійні тиристиори з високими показниками, а саме, підвищеною гранично допустимою робочою напругою, підвищеним гранично допустимим робочим струмом і малими втратами, а також більш дешеві і краще зарекомендовані у порівнянні з будь-якими іншими перемикачами, що є у продажу або що знаходяться у стадії розробки. Перемикачі, які мають стійкі замкнені та розімкнені стани, можна використовувати у будь-яких операціях перемикання у схемі, де вони повинні грати роль контакторів. У ряді практичних випадків такі перемикачі бажано використовувати для досягнення більш високої швидкості, додаткової гнучкості керування або більш швидкого відновлення перемикача.

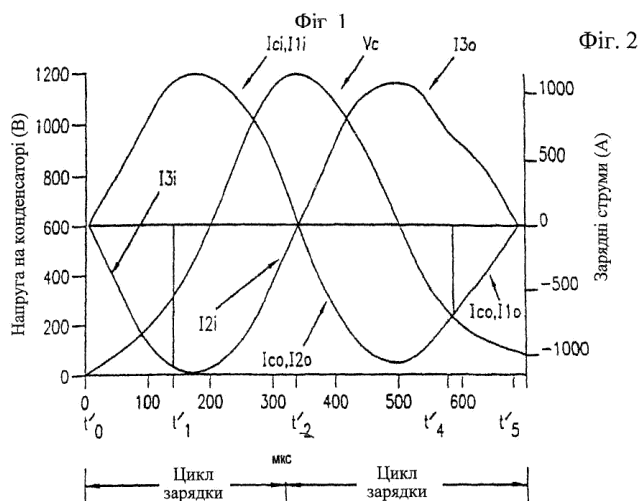
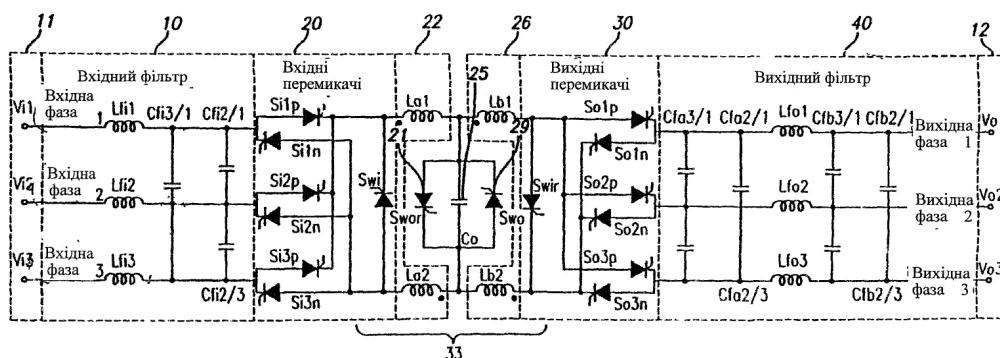
Керування не обмежується регулюванням частоти або залишкової напруги. Фахівці у даній об-

ласті можуть запропонувати додаткове керування, якого можна добитися у будь-кому з описаних схем, якщо безпосередньо керувати операцією перенесення заряду за допомогою вхідних перемикачів. Перетіканням потужності або передачею струму можна також керувати, регулюючи вхідну енергію або величину заряду, що переноситься. Такого роду керування, в більшості випадків, потребувало б використання керованих розмикачів і не дозволило б працювати у режимі «м'якого перемикання». Однак, додаткова гнучкість керування або інший вигідний режим роботи може приводити до переважного вибору додаткового керування вихідним комутаційним блоком.

Для керування роботою потрібний контролер, який, крім струму та напруги перетворювача, відслідковує вхід і вихід, щоб правильно керувати перемикачами. Цю функцію керування може здійснювати, наприклад, аналогова схема, цифровий контролер або мікропроцесор. Один з переважних напрямків полягає у використанні логічних пристроїв (ПЛП), що програмуються, об'єднаних з цифровими таблицями пошуку. Ці таблиці пошуку можуть містити більшість важливих моментів часу, які можуть бути використані ПЛП. Мікропроцесор можна використовувати для відстеження роботи та вимірювання вхідних і вихідних аналогових параметрів. Такий мікропроцесор може здійснювати всі обчислення, необхідні для керування у режимі реального часу, однак більшість операцій можна зберігати у таблиці пошуку. Дані, що зберігаються

у таблиці пошуку, можуть мати вигляд багатомірної матриці або коефіцієнтів багаточлена, який можна використовувати для породження значень таблиці пошуку.

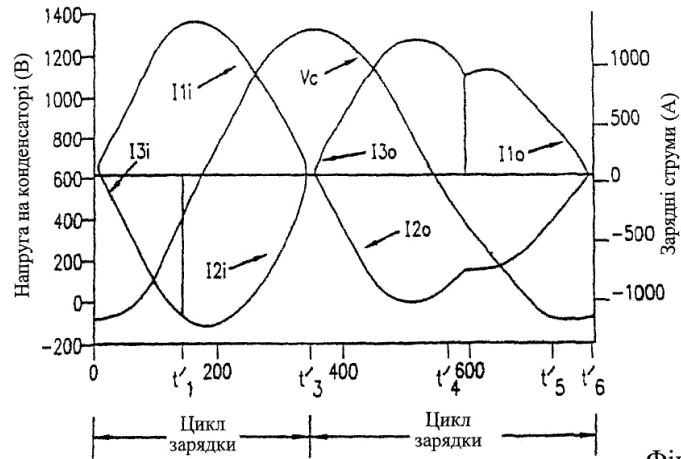
Правильне виконання циклу зарядки залежить тільки від правильного вибору моментів комутації одного перемикача. По завершенні циклу зарядки, процесор може точно визначити помилку даної події комутації. Аналогічно, для операції розрядки, правильний вибір моментів комутації залежить, в основному, від комутації третього вихідного перемикача, а правильна залишкова напруга залежить від правильної комутації шунтувального перемикача. По завершенні розрядки, мікропроцесор може обчислити, виходячи з виміряного перенесення заряду і залишкової напруги на конденсаторі, помилки у роботі двох перемикачів. На практиці, точний попередній розрахунок моментів комутації може бути утруднений, і може змінюватися в залежності від температури пасивних силових компонентів, а також внаслідок зміни затримки і інших параметрів активних компонентів, тобто перемикачів. Мікропроцесор може контролювати хід роботи і постійно вносити зміни у таблицю пошуку, щоб активно мінімізувати помилку, зумовлену змінами на вході, виході або у робочому стані внутрішнього перетворювача, генеруючи у режимі реального часу оновлену таблицю пошуку зі значно більшою роздільною здатністю, ніж збережена таблиця.



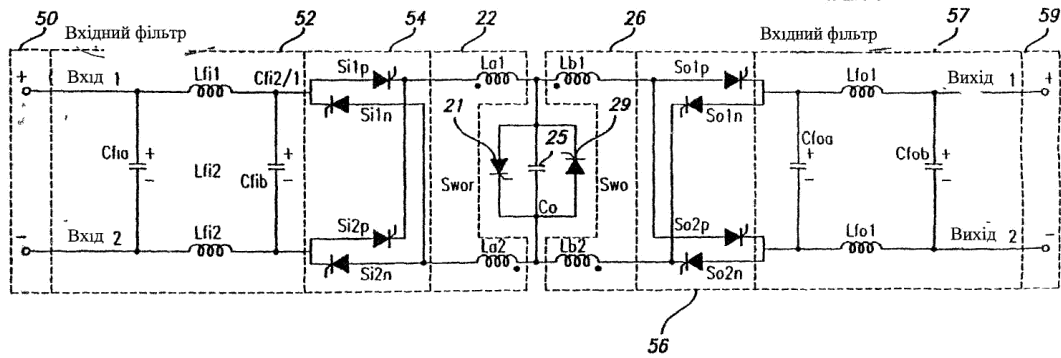
55

83615

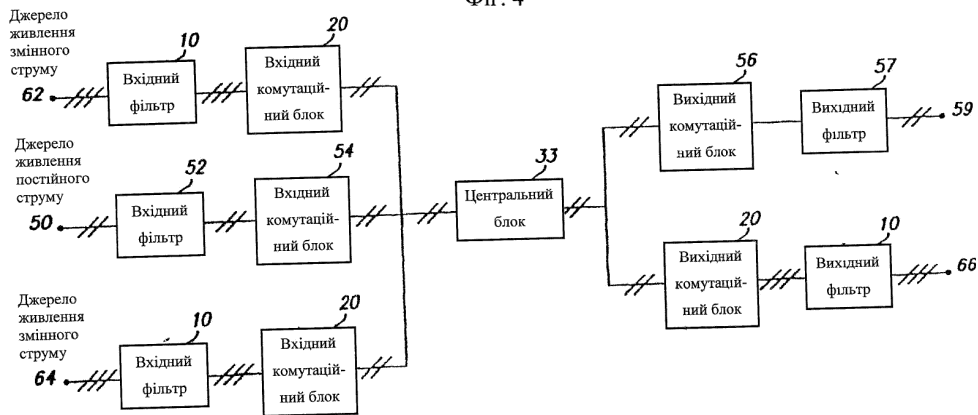
56



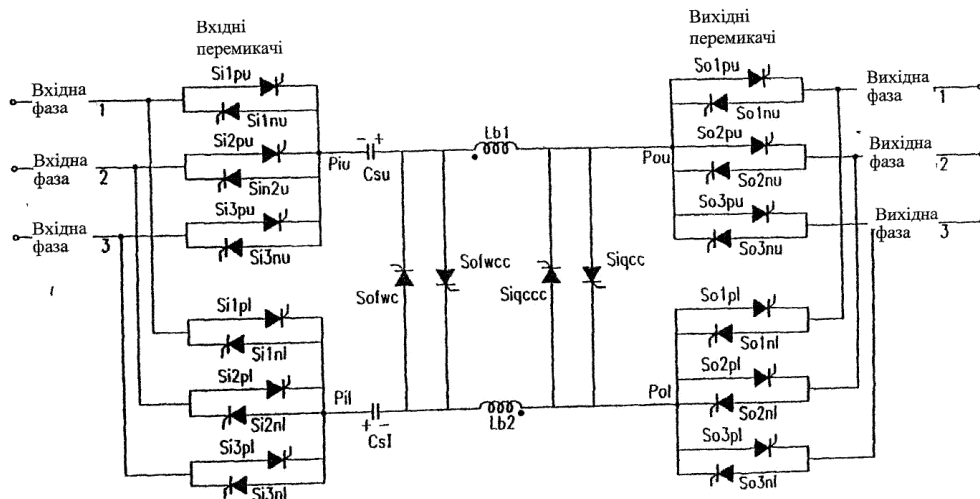
Фіг. 3



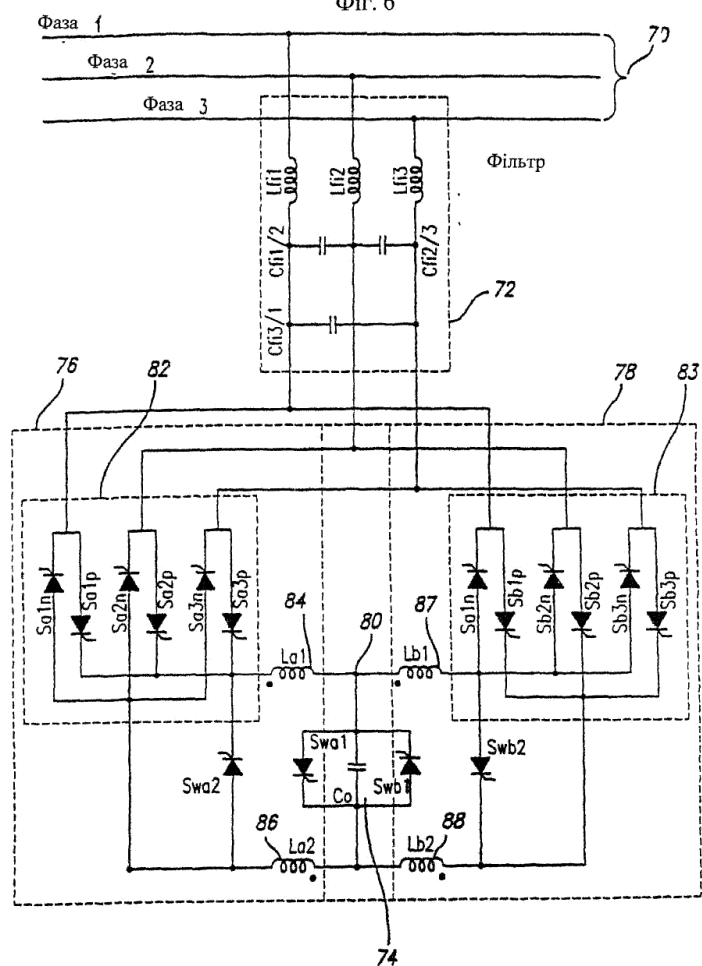
Фіг. 4



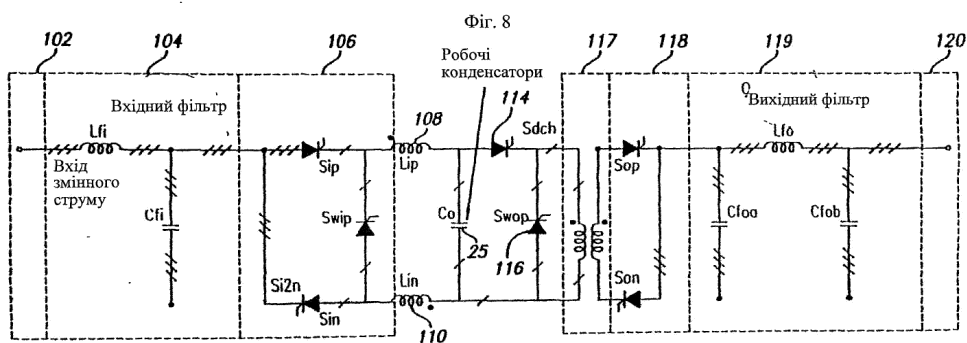
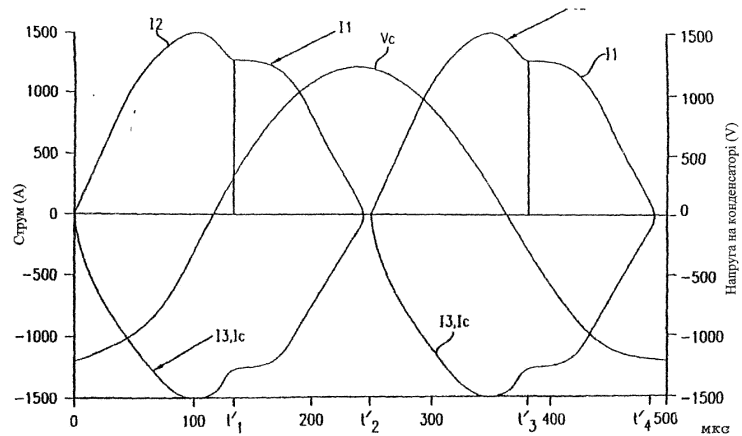
Фіг. 5



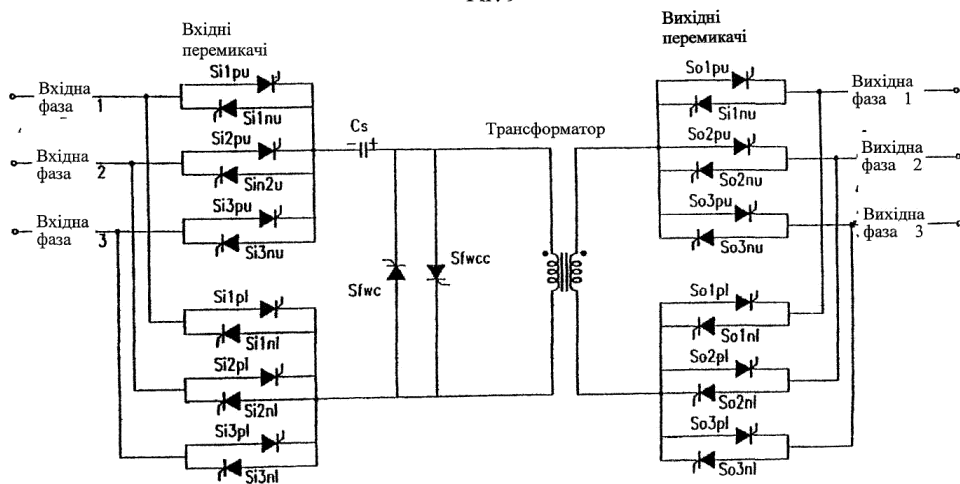
Фиг. 6



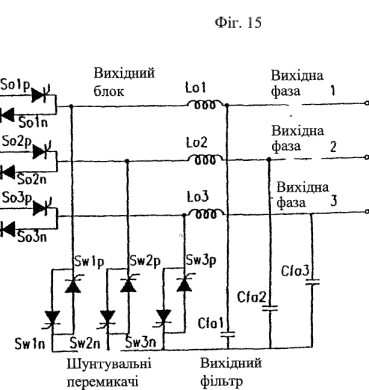
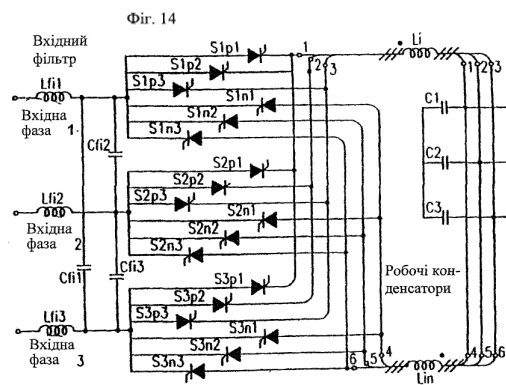
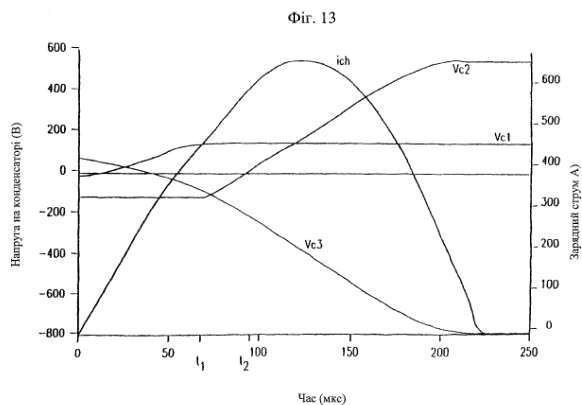
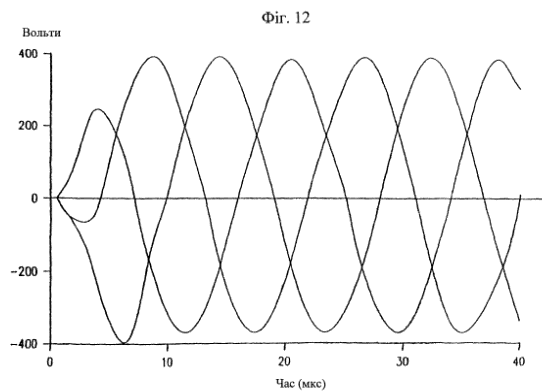
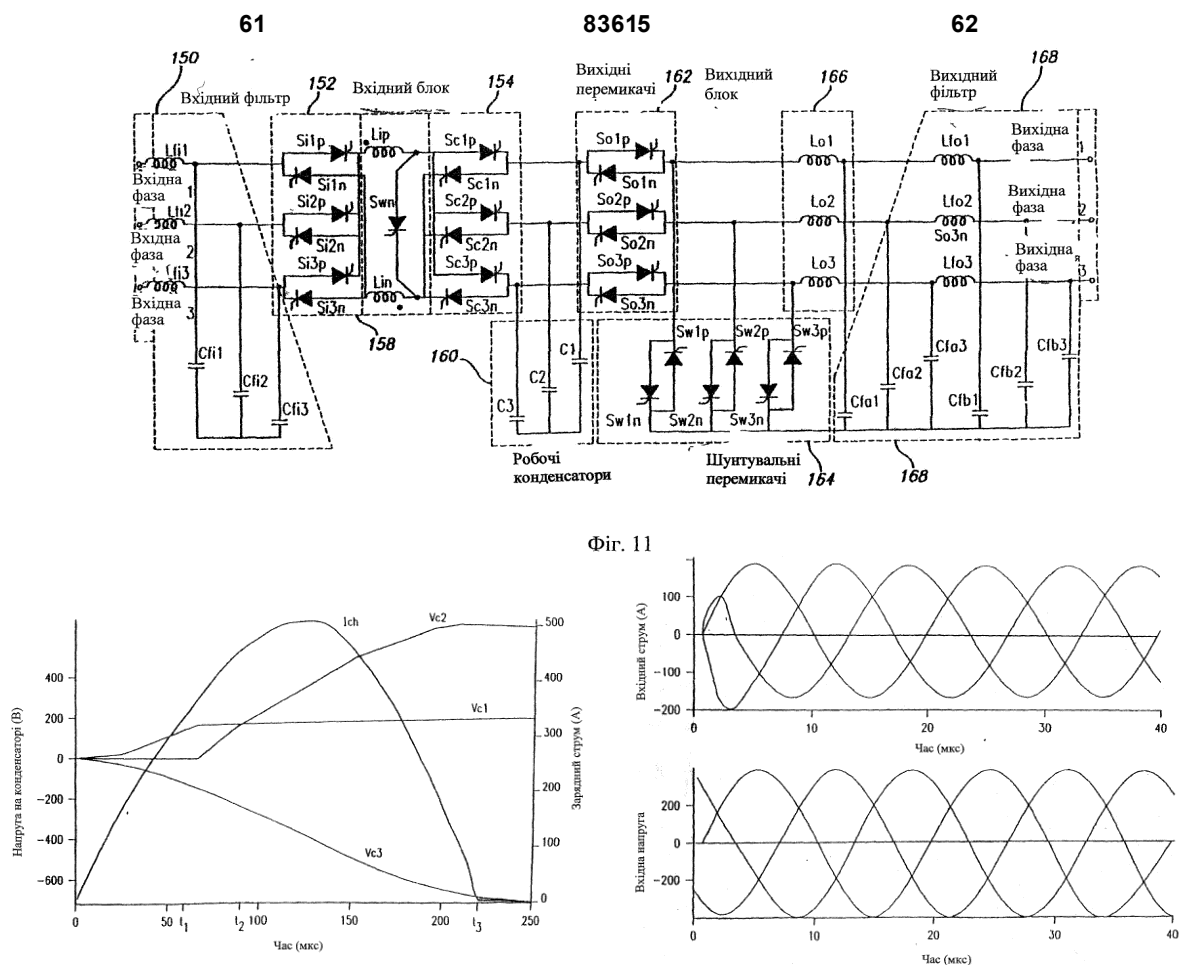
Фиг. 7



Фиг. 9



Фиг. 10

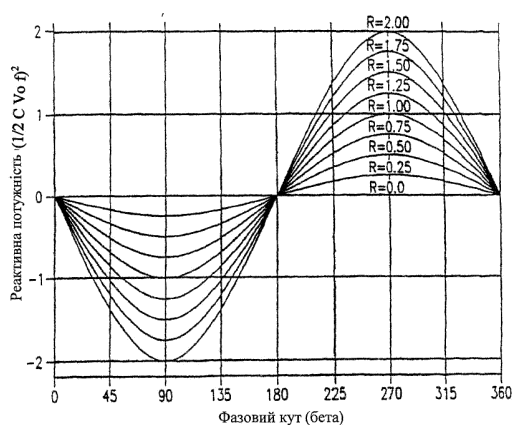
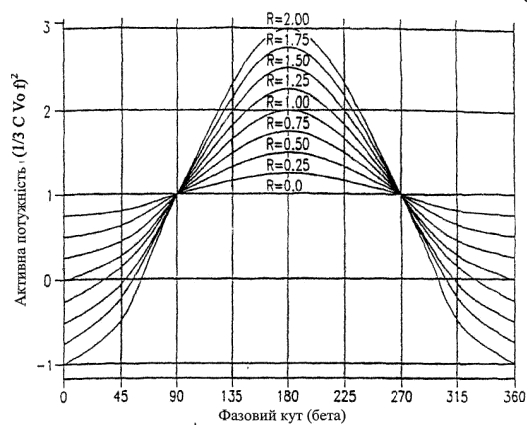


63

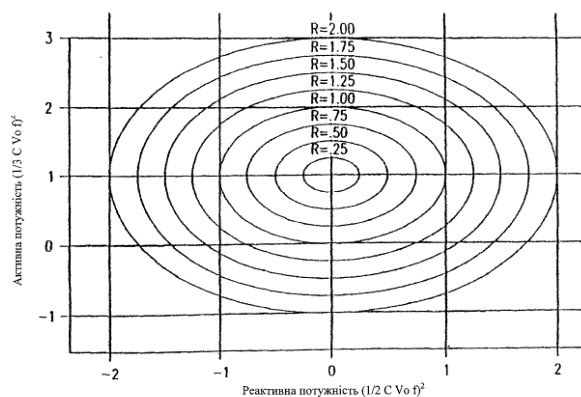
83615

64

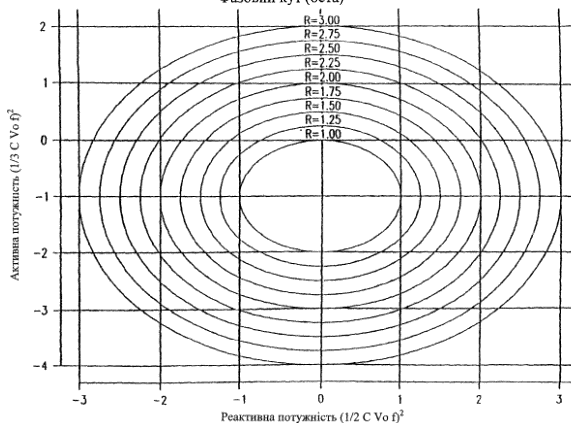
Фіг. 17



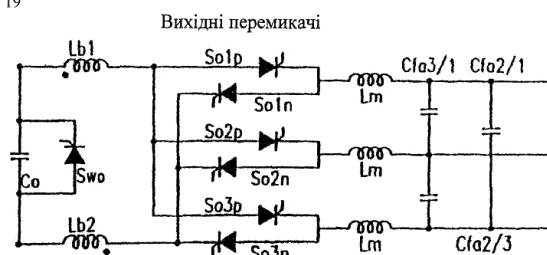
Фіг. 18



Фіг. 19



Фіг. 20



Фіг. 21