

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ»

СИСТЕМИ ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ ЕЛЕКТРОННОЇ
АПАРАТУРИ

КОНСПЕКТ ЛЕКЦІЙ

Київ 2016

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ»

СИСТЕМИ ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ ЕЛЕКТРОННОЇ
АПАРАТУРИ

КОНСПЕКТ ЛЕКЦІЙ

для студентів спеціальності 171 «Електроніка»,
спеціалізації 8(7).050802 «Електронні системи»

Затверджено Вченою радою ФЕЛ НТУУ «КПІ»
Протокол № 06/16 від 23.06. 2016 р.

Київ 2016

Системи електроживлення електронної апаратури. Конспект лекцій для студентів спеціальності 171 «Електроніка», спеціалізації 8(7).050802 «Електронні системи». - К.: НТУУ «КПІ», 2016. – 180 с.

Навчальне видання

Системи електроживлення електронної апаратури. Конспект лекцій для студентів спеціальності 171 «Електроніка», спеціалізації 8(7).050802 «Електронні системи»

Укладач: Вербицький Євген Володимирович, доц., к.т.н.

Відповідальний редактор: Ямненко Юлія Сергіївна, проф., д.т.н.

Рецензент: Новський Володимир Олександрович, провідний науковий співробітник Інституту електродинаміки НАН України, д.т.н.

Київ - 2016

ЗМІСТ

Вступ	4
Лекція № 1. Класифікація систем електроживлення електронної апаратури	5
Лекція № 2. Основні тенденції розвитку систем електроживлення	12
Лекція № 3. Плавний пуск, захист і організація зворотного зв'язку в СЕЖ	21
Лекція № 4. Драйвери люмінесцентних і світлодіодних ламп	29
Лекція № 5. Система електроживлення системного блоку персонального комп'ютера.....	36
Лекція № 6. Система електроживлення системного блоку персонального комп'ютера (продовження).....	47
Лекція № 7. Система електроживлення рідкокристалічних моніторів	59
Лекція № 8. Джерела безперебійного живлення	68
Лекція № 9. Джерела живлення електрозварювальних пристроїв	82
Лекція № 10. Активні коректори коефіцієнту потужності	97
Лекція № 11. Привод електричних двигунів на основі перетворювача з проміжною ланкою постійного струму. Активний випрямляч	106
Лекція № 12. Привод електричних двигунів на основі перетворювача з проміжною ланкою постійного струму. Трифазний інвертор напруги	118
Лекція № 13. Резонансні перетворювачі	133
Лекція № 14. Перетворювачі з м'якою комутацією транзисторів	145
Лекція № 15. Високовольтні джерела вторинного електроживлення	155
Лекція № 16. Перетворювачі постійної напруги на комутуваних конденсаторах	170
Література	178

Вступ

Електрична форма енергії має ряд переваг: швидке розповсюдження у провідному і безпровідному середовищі, простота і ефективність перетворення її параметрів, можливість використання як носія передавання інформації. Тому більшість електротехнічного і електронного обладнання використовує її як джерело енергії з певними параметрами. Формування напруги з необхідними параметрами здійснюється спеціалізованими системами електроживлення, які є складовою частиною електронного обладнання.

До систем електроживлення висувається ряд вимог щодо параметрів якості електроенергії, коефіцієнту корисної дії, масогабаритних показників. Серед відомих джерел вторинного електроживлення (ДВЕЖ), обираються такі, що найкраще відповідають поставленим вимогам. Базові схеми ДВЕЖ інтегруються в єдину систему, до якої додаються ланки подавання живлення, плавного пуску, ланки захисту і т.д., які в комплексі утворюють систему електроживлення електронної апаратури (СЕЖ ЕА).

В конспекті наводиться класифікація СЕЖ ЕА, наводиться опис ланок захисту і контролю, систем подавання живлення в багатоканальних системах, ланки корекції коефіцієнта потужності (активні випрямлячі і активні коректори коефіцієнта потужності), системи резервного електроживлення. Розглянуто типові схеми ДВЕЖ зварювальних пристроїв, перетворювачів з комутованими конденсаторами, високольтних ДВЕЖ. На прикладах системи електроживлення персонального комп'ютера та рідкокристалічного монітора проаналізовано режими роботи СЕЖ ЕА.

Лекція № 1. Класифікація систем електроживлення електронної апаратури

Основні терміни і визначення

Електронна апаратура (ЕА) – це сукупність конструктивно об'єднаних радіоелементів, несучих конструкцій і монтажних з'єднань.

Засіб вторинного електроживлення електронної апаратури – це функціональна частина електронної апаратури, яка живиться від мережі або від автономного джерела живлення і призначена для формування електроживлення електронної апаратури.

Система електроживлення електронної апаратури (СЕЖ ЕА) – засіб вторинного електроживлення, який забезпечує за певним алгоритмом електроживлення всіх вузлів електронної апаратури.

Джерело вторинного електроживлення (ДВЕЖ) – засіб вторинного електроживлення, який забезпечує за певним алгоритмом електроживлення окремих пристроїв або вузлів електронної апаратури.

Функціональний вузол вторинного електроживлення електронної апаратури – пристрій, який входить до складу ДВЕЖ або СЕЖ і виконує одну або декілька функцій (випрямлення, стабілізація, підсилення, регулювання, комутація, захист і т.д.).

СЕЖ є невід'ємною складовою електронного пристрою, яка, крім забезпечення живлення апаратури, використовується для її запуску, перемикає і контролює режими роботи, виконує функції захисту. Тому до складу СЕЖ, окрім одного або декількох ДВЕЖ входять додаткові вузли захисту, контролю і комутації. Структура, топологія і компонентна база СЕЖ визначається параметрами електроенергії, необхідної для живлення ЕА. Широка номенклатура радіоелектронних пристроїв зумовлює спеціалізацію систем електроживлення за рядом параметрів. СЕЖ умовно класифікуються за наступними показниками:

- 1) по типу вхідної електроенергії:
 - змінного струму;
 - постійного струму;
- 2) по типу вихідної електроенергії:
 - змінного струму;
 - постійного струму;
 - комбіновані;
- 3) по вихідній потужності:
 - мікропотужні, до 1 Вт;
 - малої потужності, 1-10 Вт;
 - середньої потужності, 10-100 Вт;
 - підвищеної потужності 100-1000 Вт;
 - великої потужності, понад 1000 Вт;
- 4) за номінальним значенням вихідної напруги:
 - низька, до 100 В;
 - середня, 100-1000 В;

- висока, понад 1000 В;
- 5) по числу каналів живлячої напруги:
 - одноканальні;
 - багатоканальні.
- 6) за допустимим відхиленням номіналу вихідної напруги:
 - низької точності (більше 5 %);
 - середньої точності (1-5 %);
 - високої точності (0,1-1 %);
 - прицезійні (менше 0,1 %).
- 7) за способом стабілізації вихідної напруги:
 - імпульсної дії;
 - неперервної дії.

Окрім забезпечення необхідних показників функціонування ЕА, кожна система електроживлення повинна відповідати ряду спільних вимог щодо коефіцієнту корисної дії, електромагнітної сумісності, необхідних заходів щодо забезпечення безпеки експлуатації ЕА.

Більшість радіоелектронних пристроїв потребують живлення декількома рівнями постійної напруги. Тому на СЕЖ ЕА, окрім стандартних функцій ДВЕЖ щодо забезпечення стабільності напруги живлення, покладається функція керування окремими ДВЕЖ залежно від сигналів з сенсорів перевантажень за струмом, напругою та з урахуванням поточних налаштувань системи, а саме:

- організація послідовності подавання і вимкнення напруг живлення електронних пристроїв в номінальному режимі;
- плавний пуск окремих ДВЕЖ;
- від'єднання одного або групи каналів живлячої напруги в аварійному режимі;
- від'єднання СЕЖ від джерела первинного електроживлення у випадку виходу його параметрів за межі допуску і перехід на живлення від автономного джерела живлення;
- організація від'єднання живлення від окремого ДВЕЖ СЕЖ для забезпечення його оперативної заміни.

Зважаючи на це, СЕЖ забезпечує керування параметрами електроживлення на двох ієрархічних рівнях:

- нижчому рівні (окреме ДВЕЖ) – регулювання і стабілізації параметрів вихідної напруги окремого каналу;
- вищому рівні (СЕЖ в цілому) – організацію живлення ЕА.

Залежно від рівня інтеграції окремих ДВЕЖ, розрізняють наступні типи СЕЖ: централізовані, децентралізовані і змішані. В централізованій СЕЖ керування на обох рівнях здійснюється централізовано однією системою керування, в децентралізованій – стабілізація параметрів вихідної напруги здійснюється в кожному ДВЕЖ незалежно, а система керування вищого рівня інтегрує окремі ДВЕЖ в єдину систему. СЕЖ, в яких використовується комбінація описаних підходів, називаються змішаними.

Як приклад централізованої СЕЖ на рис. 1.1 показано структуру безтрансформаторного багатоканального ДВЕЖ, в якому окрім функції стабілізації напруги передбачений режим роботи від автономного джерела живлення АБ і захист за перевантаженням по струму вихідних каналів. Для цього в систему додано сенсор вхідної випрямленої напруги CH_1 і сенсори струму CC . В децентралізованій СЕЖ, рис. 1.2, система керування вищого рівня СКВВ лише інтегрує окремі ДВЕЖ в єдину систему.

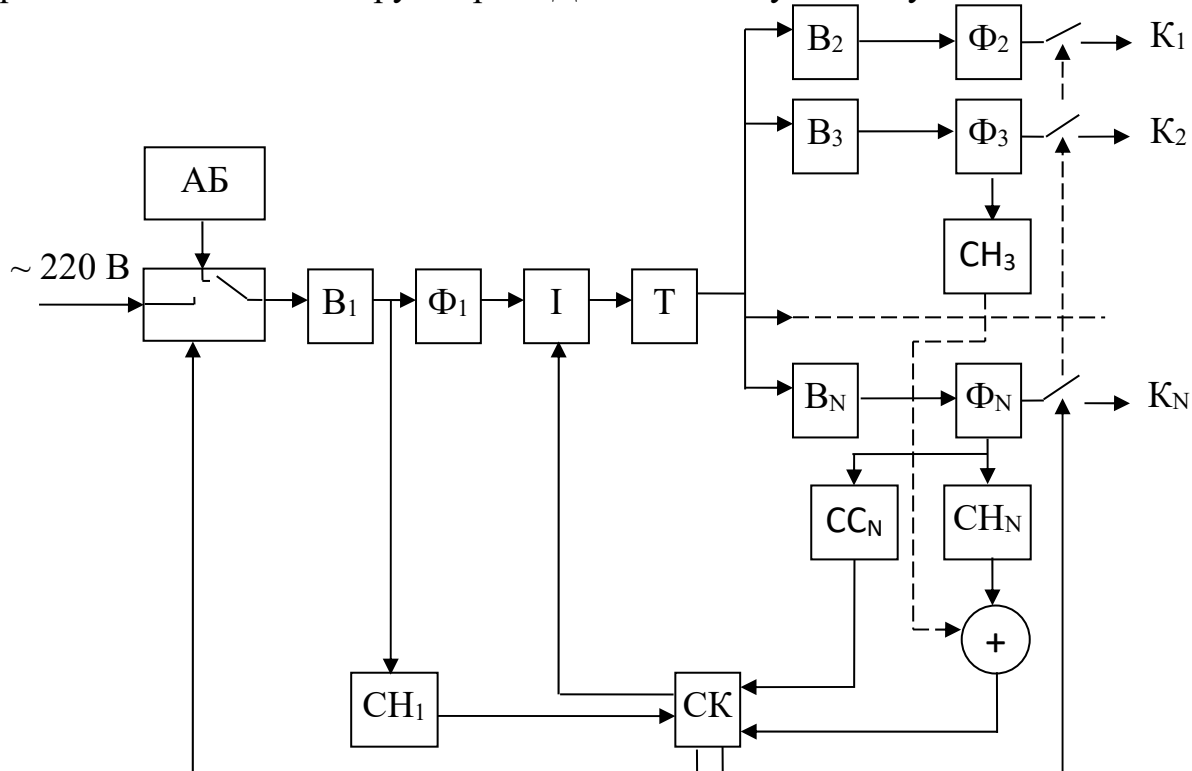


Рис. 1.1. Структура централізованої СЕЖ

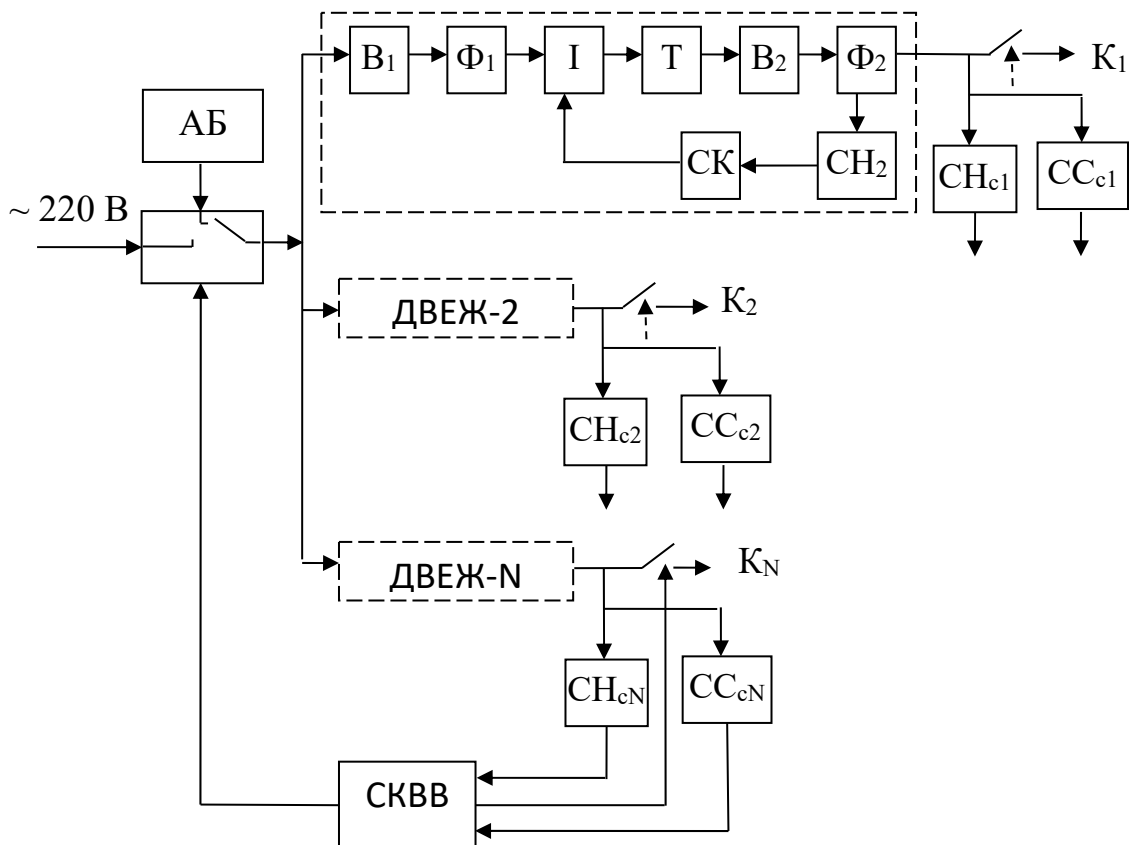


Рис. 1.2. Структура децентралізованої СЕЖ

Основною відмінністю цих систем є наявність проміжної напруги в системах децентралізованого електроживлення та вхідних і вихідних перетворювачів, які можуть виготовлятися як єдині конструктивні модулі.

Централізовані СЕЖ використовують у великих стаціонарних комплексах з уніфікованою системою електроживлення, яка складається з однотипних ДВЕЖ. Децентралізовані СЕЖ використовуються у багатоканальних системах електроживлення, у яких навантаження розташовані на значній відстані від ДВЕЖ. За таких умов використання децентралізованих СЕЖ має ряд переваг:

- можливість встановлення окремих ДВЕЖ безпосередньо на друкованих платах, що дає можливість усунути зворотні зв'язки, які компенсують падіння напруги на провідниках, що з'єднують її з СЕЖ;
- живлення ЕА високою напругою з уніфікованим значенням (27-360 В), що зменшує рівень імпульсних струмів та площі перерізу дротів;
- спрощення процесу розробки СЕЖ ЕА, що обумовлено модульною структурою децентралізованих СЕЖ;
- розсіювана потужність децентралізованої СЕЖ має менші питомі показники на одиницю площі, що дає можливість використовувати систему пасивного охолодження на основі природної конвекції.

Однак разом з тим децентралізовані СЕЖ мають ряд недоліків:

- у порівнянні з централізованими СЕЖ до їх складу входить більша кількість блоків;
- через велику кількість споживачів, на виході яких під'єднано фільтри з ємнісною реакцією, необхідно забезпечити заходи щодо захисту

шини живлення від перевантажень за струмом, що можливо здійснити, збільшуючи її навантажувальну здатність або по чергово вмикаючи навантаження.

Тому вибір топології системи живлення залежить від її структури, технічних вимог і умов експлуатації.

Залежно від призначення апаратури до системи живлення висувається ряд специфічних вимог, які визначають її елементну базу і принцип роботи, наприклад:

- високий ККД;
- покращені масогабаритні показники;
- висока стабільність вихідної напруги.

Розглянемо основні параметри до СЕЖ різної апаратури.

Як правило потужність СЕЖ електронної апаратури є низькою або середньою. Вихідна напруга має низький рівень. Живлення здійснюється від автономних джерел живлення постійного струму або від мережі. Як показала практика для забезпечення вказаних вимог доцільно використовувати перетворювачі з проміжним підвищенням частоти.

Для живлення гальванічного устаткування необхідна низька або середня постійна напруга великої потужності (струм від одиниць до тисяч кА). Забезпечення вказаних вимог найпростіше реалізується за допомогою ДВЕЖ на основі керованих випрямлячів.

В системах дугового зварювання необхідно забезпечити напругу середнього значення великої потужності постійного або змінного струму (від одиниць до сотень кіловат). З урахуванням вказаних вимог для підтримки горіння дуги при змінах живлячої напруги і зміни довжини стовпа дуги використовують ДВЕЖ зі стабілізацією вихідного струму на основі інверторів, керованих випрямлячів, перетворювачів з проміжним підвищенням частоти.

З розвитком мікроелектронних технологій стали жорсткішими вимоги до стабільності номіналів напруг і струмів, значно зменшились розміри і габарити, посилились вимоги щодо надійності, безпечності та економічності.

Однак всі СЕЖ повинні відповідати вимогам щодо надійності, відхилення вихідних параметрів від номінального значення, пульсації вихідних параметрів, типу захисту від аварійних ситуацій, коефіцієнта корисної дії, масогабаритних показників. Ступінь важливості кожного показника залежить від призначення СЕЖ, типу навантаження, умов експлуатації. Тому найбільший строк роботи до першої відмови повинна мати СЕЖ апаратури, яку розміщують на необслуговуваних об'єктах (космічні апарати, морські буї). Найбільша ймовірність безвідмовної роботи протягом певного періоду часу необхідна для СЕЖ медичного обладнання, ракетної техніки. Строк роботи до першої відмови окремих функціональних вузлів ДВЕЖ складає $(50 \cdot 10^3 - 100 \cdot 10^3)$ годин, окремих ДВЕЖ - $(20 \cdot 10^3 - 70 \cdot 10^3)$ годин, ймовірність безвідмовної роботи ДВЕЖ та їх вузлів складає 0,95 на кожні 1000 годин неперервної роботи.

Значення пульсації вихідної напруги визначає електромагнітну сумісність ДВЕЖ з навантаженням. Електронні системи, виконані на цифрових елементах, потребують менш стабільних параметрів живлення. Наприклад цифрові мікросхеми вимагають живлення постійною напругою з пульсацією не вище 1 %. Для аналогової апаратури в більшості випадків допустимою є пульсація (0,1-0,2) %. Для джерел живлення високовольтної апаратури радіопередавачів можуть висуватись вимоги щодо складових гармонічного спектру вихідної напруги. Наявність вказаних вимог визначається режимом обробки сигналів в приймально-передавальній апаратурі (неперервний або дискретний).

Форма вхідного струму ДВЕЖ визначає ступінь його електромагнітної сумісності з системою електропостачання. Рівень електромагнітних завад зі сторони джерела живлення залежить від форми вхідного струму і зсуву фаз між першою гармонікою струму і напругою системи електропостачання. Рівень завад джерела живлення не повинен перевищувати значення, наведеного у нормативно-технічній документації.

Нестабільність вихідної напруги стабілізованого ДВЕЖ зумовлена зміною вхідного струму ДВЕЖ і температури навколишнього середовища. Значення нестабільності ДВЕЖ, як правило, не перевищує 2 %.

Більший ККД за тієї ж вихідної потужності, як правило, мають ДВЕЖ з більшим значенням вихідної напруги. Однак в малопотужних високовольтних ДВЕЖ (наприклад джерел живлення електропроменевих трубок) забезпечення високого ККД ускладнено режимом роботи, близьким до холостого ходу. Тому у високовольтних джерел живлення потужністю до 1 кВт ККД не перевищує значення (55-70) %. У ДВЕЖ з великими вихідними струмами ККД визначається потужністю втрат у напівпровідникових пристроях вихідного каскаду ДВЕЖ. У низьковольтних ДВЕЖ при неперервному перетворенні параметрів електроенергії ККД складає (45-55) %, при імпульсному (75-80) %.

Технічні вимоги до характеристик ДВЕЖ повинні виконуватись за заданих умов їх експлуатації. Ці умови визначаються призначенням апаратури. Якщо апаратура розміщується в опалювальному приміщенні, то вони розраховуються на температуру навколишнього середовища (+5 – +40) °С, атмосферний тиск не нижчий, ніж 460 мм. рт. ст. і відносну вологість повітря 95 % за температури 30 °С. Якщо апаратура розміщується у транспортних засобах або неопалювальних приміщеннях, діапазон температури розширюється до (-50 – +65) °С, а значення відносної вологості підвищується до значення (98-100) %.

До джерел живлення електронних засобів також висуваються вимоги щодо стійкості до радіаційного випромінення. У цьому випадку необхідно враховувати зворотні і незворотні зміни, що виникають у напівпровідникових структурах, конденсаторах, електромагнітних компонентах і т.д. Найкритичнішим параметром для високовольтної конструкції ДВЕЖ є опір ізоляції. Під впливом радіаційного випромінення він може знижуватись на декілька порядків.

Конструкції джерел живлення, окрім допустимих значень маси та об'єму, повинні забезпечувати заданий температурний режим, рівень технологічності, уніфікації, а також зручність технічного обслуговування і безпечність роботи.

Різноманітні вимоги щодо параметрів електроенергії живлення ЕА, умов експлуатації, габаритів та ККД СЕЖ обумовлюють велику номенклатуру існуючих ДВЕЖ.

В даному навчальному курсі будуть розглянуто особливості будови основних типів СЕЖ ЕА та можливі режими їх роботи.

Запитання

1. Дайте визначення терміну «Система електроживлення електронної апаратури».

2. Наведіть основні показники класифікації СЕЖ ЕА.

3. Назвіть типи СЕЖ залежно від рівня інтеграції окремих ДВЕЖ.

4. Вкажіть основні відмінності централізованих і децентралізованих СЕЖ.

5. Наведіть приклади вимог щодо технічних показників СЕЖ для живлення різних типів апаратури.

6. Вкажіть за якого значення вхідної напруги забезпечується найвищий ККД перетворення параметрів електричної енергії.

7. Перелічіть типи обладнання, для якого є важливим строк роботи СЕЖ до першої відмови.

Лекція № 2. Основні тенденції розвитку систем електроживлення

Розвиток силової перетворювальної техніки визначається розвитком електронних пристроїв, вимогами щодо їх потужності і параметрів живлячої напруги. В різні періоди в якості елементної бази СЕЖ переважали: ртутні випрямлячі, електронно-вакуумні лампи, тиратрони, магнітні підсилювачі (МП), тиристри, біполярні, польові, IGBT-транзистори. Одночасно зі зміною елементної бази вдосконалювались конструкції напівпровідникових перетворювачів, завдяки чому вдавалось підвищити технічні показники СЕЖ, їх ККД, габарити, надійність.

До середини 60-х років в ЕА переважно використовувались електронні лампи, які жили високою напругою (сотні, тисячі вольт) при малих струмах споживання (десятки, сотні міліампер). В цей період часу в СЕЖ активно використовувались ключові елементи на МП з частотою роботи до 50-100 кГц (біполярні транзистори на той період мали низькі робочі напруги – до 100 В і струми – одиниці ампер, тому використовувались лише в низьковольтних ДВЕЖ). ДВЕЖ на основі МП подібні до імпульсних ДВЕЖ. Відмінність полягає в тому, що МП живиться змінною напругою і працює з частотою мережі. Зважаючи на це, виграш в масогабаритних показниках від використання МП відчутний на підвищених частотах. Додатковою перевагою при використанні МП є гальванічна розв'язка кола керування від силової частини ДВЕЖ. Як приклад використання МП розглянуто високовольтний стабілізатор напруги на 300 Вт, розроблений у 1965 році, який живиться напругою ~ 115 В, 1000 Гц, рис. 2.1.

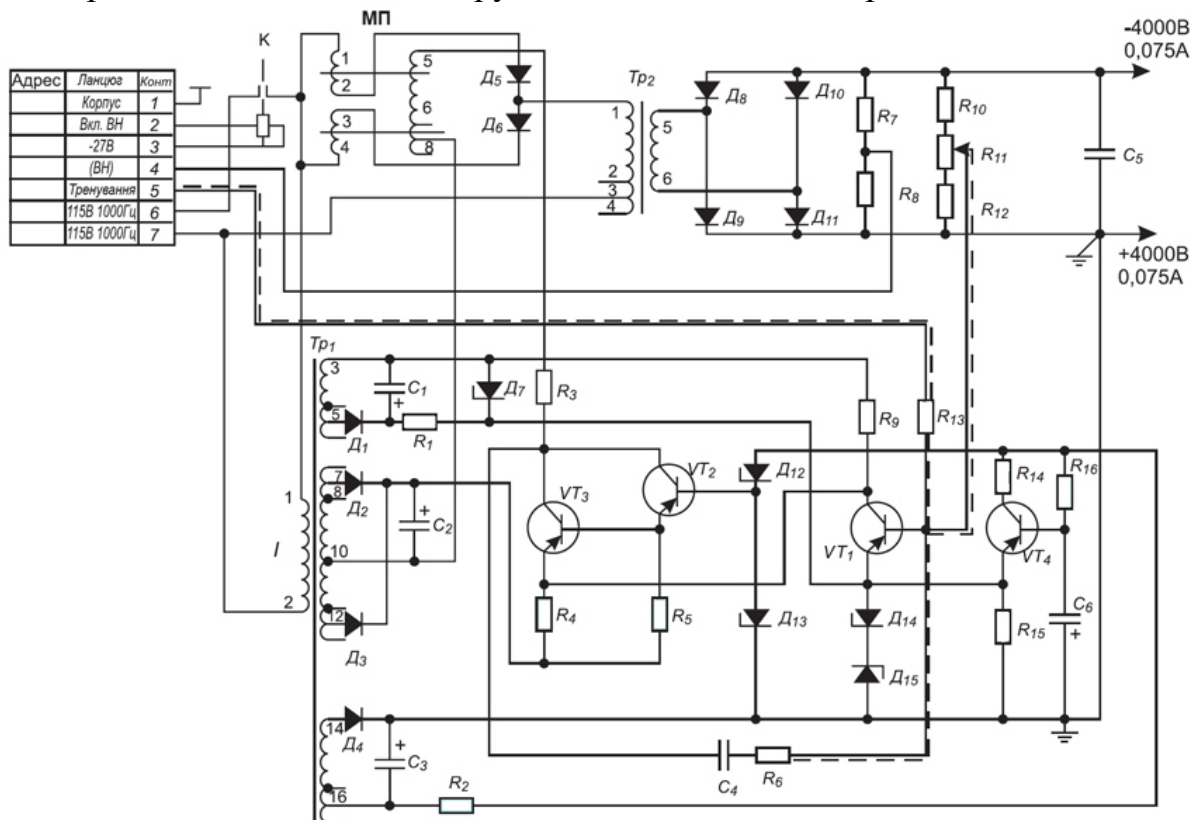


Рис. 2.1. СЕЖ на основі магнітного підсилювача

Силова частина СЕЖ складається з регулювального елемента на базі МП, який ввімкнено по схемі дроселя насичення з виходом на змінному струмі. До МП через діоди Д₅, Д₆ під'єднано силовий високовольтний трансформатор Тр₂. Його вторинна обмотка живить високовольтний випрямляч Д₈-Д₁₁ з вихідною напругою 4 кВ і струмом 0,075 А, на виході якого встановлено ємнісний фільтр С₅. Сигнал зворотного зв'язку знімається з дільника напруги на резисторах R₁₀-R₁₂ і подається на підсилювальні каскади на транзисторах VT₁-VT₃, які регулюють струм обмотки керування МП. За допомогою транзистора VT₄ в СЕЖ реалізується плавний пуск: вузол, який складається з приладів VT₄-R₁₄-R₁₅-R₁₆-C₆ забезпечує плавне наростання вихідної напруги протягом 5 с. Швидкість наростання визначається сталою часу ланцюжка R₁₆-C₆ у колі бази транзистора VT₄. У схемі також передбачена можливість регулювання вихідної напруги в межах 1,5-4 кВ при подачі потенціалу -20 В на клему 5 роз'єму. Цей режим роботи призначений для «тренування» високочастотного передавача.

З середини 60-х почали активно використовуватись тиристорні ДВЕЖ. На рис. 2.2 зображено схему СЕЖ стабілізації струму імпульсного генератора СВЧ 200 В, 4 А.

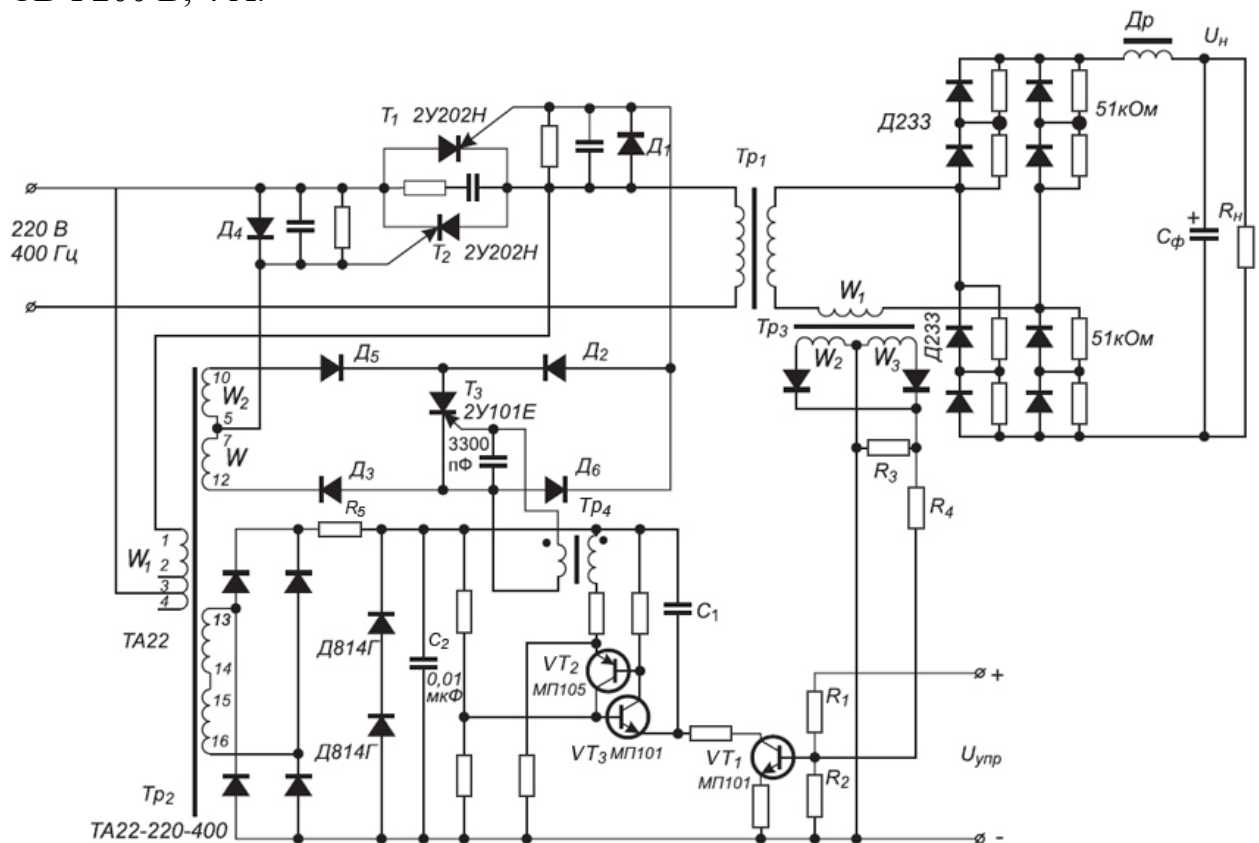


Рис. 2.2. СЕЖ на основі тиристорного регулятора

В цьому ДВЕЖ напруга мережі 220 В, 400 Гц через регулятор змінної напруги на тиристорах Т₁, Т₂ подається на силовий трансформатор Тр₁, до вторинної обмотки якого під'єднано випрямляч, навантажений на LC-фільтр. В даній СЕЖ стабілізується струм навантаження, тому сигнал зворотного зв'язку знімається з трансформатора струму Тр₃, напруга на виході якого

випрямляється і через дільник напруги R_2-R_4 подається на базу транзистора VT_1 , який перезаряджає конденсатор C_1 струмом, форма якого близька до прямокутної. Для живлення фазозсувного пристрою (ФЗП) регулятора використовується трансформатор Tr_2 , який під'єднано до катод-анодних виводів силових тиристорів T_1, T_2 . Тиристор T_3 комутує сигнали керування силових тиристорів, для чого він ввімкнений у діагональ мостового діодного ключа змінного струму D_2-D_6 . Імпульси керування до тиристора T_3 подаються з вторинної обмотки імпульсного трансформатора Tr_4 . Його первинна обмотка під'єднана до виходу ФЗП, який виконано на транзисторах VT_1-VT_3 . Транзистори VT_2, VT_3 ввімкнені за схемою одноперехідного транзистора і вмикаються при досягненні заданого значення напруги на конденсаторі C_2 . Конденсатор C_2 заряджається від випрямляча, швидкість його заряду задається опором резистора R_5 .

Поява потужних кремнієвих транзисторів на напругу до 200 В і струм до 10-15 ампер з підвищеними частотними характеристиками на початку 70-х років сприяла їх використанню у імпульсних ДВЕЖ постійного струму потужністю до 100-150 Вт з проміжною частотою 15-30 кГц. Одночасно з розвитком компонентної бази розвивалась теорія перетворювачів постійної напруги, також вдосконалювалась схемотехніка кіл керування і захисту. Використання операційних підсилювачів спростило проектування систем керування і зменшило їх габарити. Однак зменшення масогабаритних показників ДВЕЖ зіштовхнулось з рядом принципових обмежень. Справа в тому, що силова частина ДВЕЖ мала класичну структуру: мережевий трансформатор \rightarrow низьковольтний випрямляч \rightarrow згладжувальний фільтр \rightarrow імпульсний стабілізатор напруги. Перші три ланки, зважаючи на низьку частоту мережі, не дозволяли принципово підвищити питому потужність ДВЕЖ, яка на той час не перевищувала 20 Вт/дм³.

Вказане обмеження вдалось усунути в середині 70-х років завдяки розробці потужних транзисторів на напругу 400 В, що дозволило використовувати їх у ДВЕЖ з безтрансформаторним входом. СЕЖ корабельної апаратури на основі безтрансформаторного ДВЕЖ 27 В, 400 Вт показана на рис. 2.3. На вхід безтрансформаторної СЕЖ подається трифазна напруга ~ 220 В, 400 Гц (корабельна мережа) і напруга керування 27 В. Напруга мережі через контактор K подається на трифазний мережевий випрямляч. Випрямлена напруга з частотою пульсації 2400 Гц подається на вхід LC-фільтра, на виході якого формується постійна напруга близько 300 В. Постійна напруга подається на вхід мостового ШІМ-інвертора на транзисторах VT_1-VT_4 , в діагональ якого послідовно з дроселем насичення ДН ввімкнено силовий трансформатор Tr_1 . До вторинної обмотки силового трансформатора під'єднано мостовий випрямляч з LC-фільтром, на виході якого формується вихідна напруга, значення якої може досягати 85 В. СЕЖ з'єднана з бортовою електронною апаратурою за допомогою кабелю довжиною 400 м. Напруга живлення апаратури повинна підтримуватись на рівні 27 В.

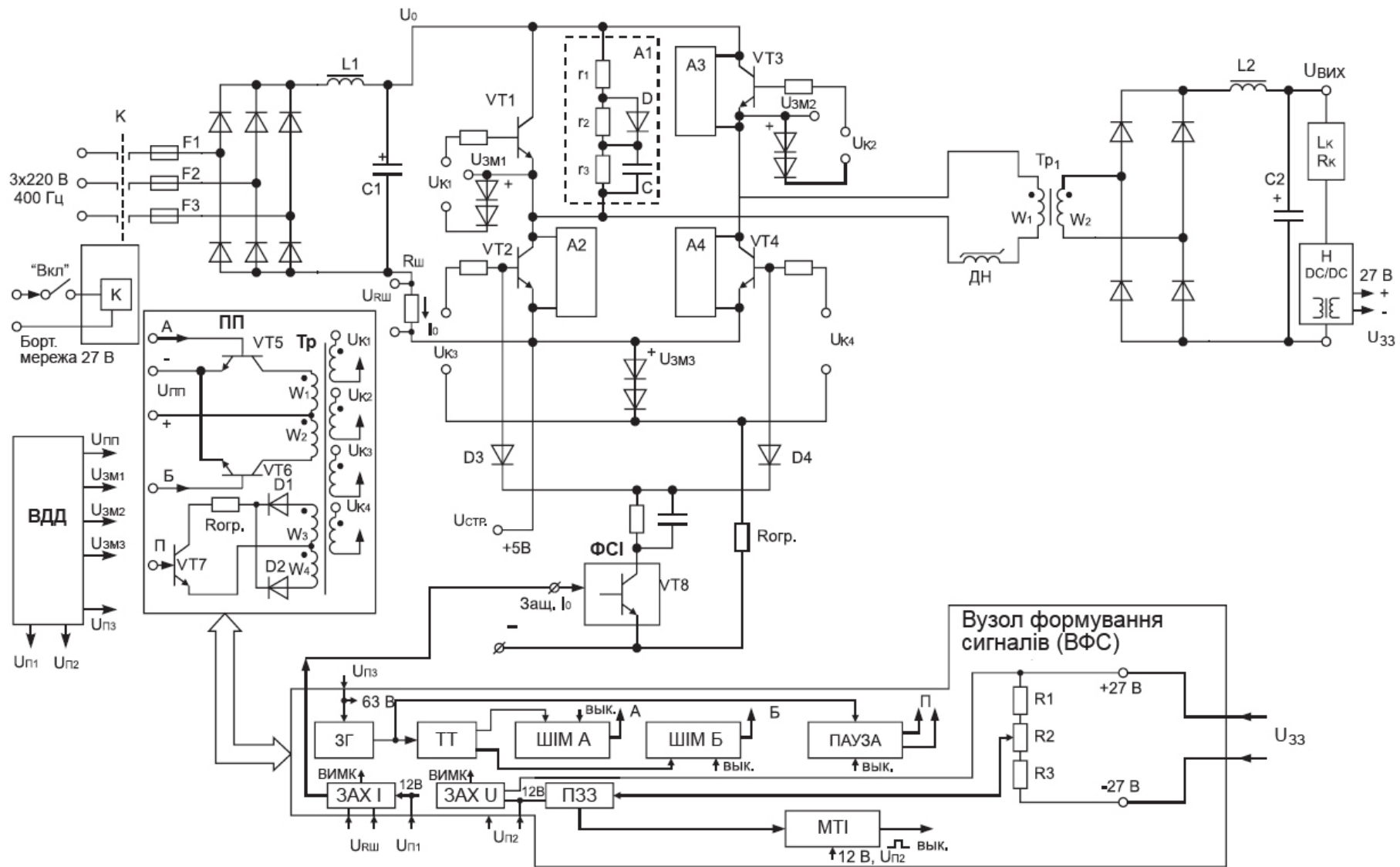


Рис. 2.3. Функціональна схема безтрансформаторної СЕЖ

Для стабілізації напруги 27 В в кінці кабелю під'єднано перетворювач постійної напруги з гальванічною розв'язкою. Сигнал зворотного зв'язку $U_{зз}$ знімається з виходу перетворювача постійної напруги.

Система керування безтрансформаторної СЕЖ складається з вузла формування сигналів ВФС, формувача стробуючих імпульсів ФСІ, призначеного для аварійного закривання транзисторів VT_2 , VT_4 , підсилювача потужності ПП з трансформаторним виходом Tr , на вторинних обмотках якого формуються сигнали керування $U_{K1}-U_{K4}$ транзисторами VT_1-VT_4 відповідно, вузол допоміжних джерел живлення ВДД.

ВФС функціонує наступним чином. Задавальний тактовий генератор ЗГ формує тактовий сигнал частотою 13 кГц, який подається на вхід Т-тригера ТТ і на вхід тригера ПАУЗА. На виході тригера ТТ формується пряма і інверсна імпульсні послідовності частотою 6.5 кГц. Одна з них подається на тригер ШІМ А, інша – ШІМ Б. Сигнал зворотного зв'язку з дільника напруги на резисторах R_1-R_3 подається на підсилювач зворотного зв'язку ПЗЗ, вихід якого з'єднано з модулятором тривалості імпульсів МТІ. МТІ формує імпульс заднього фронту ШІМ. Цей імпульс завершує формування основних сигналів керування СЕЖ: ШІМ А, ШІМ Б, Пауза.

Захист від перенавантаження за струмом і напругою здійснюється за допомогою компараторів: на один з входів кожного компаратора подається вимірювана величина, на інший – її порогове значення. При перевищенні напругою порогового значення, система керування подає сигнал на вимкнення контактора К. При перевищенні порогового значення струму система керування обмежує тривалість імпульсів ШІМ, що подаються на транзистори інвертора.

Схема підсилювача потужності ПП працює наступним чином. Сигнали з виходів тригерів ШІМ А, ШІМ Б подаються на бази транзисторів VT_5 , VT_6 відповідно. Ці транзистори ввімкнені за схемою двотактного перетворювача з середньою точкою. На вторинній обмотці трансформатора Tr формуються сигнали керування транзисторами VT_1-VT_4 силового інвертора. Нульовий рівень в сигналах керування забезпечується шляхом «закорочення» обмоток W_3 і W_4 через діоди D_1 , D_2 транзистором VT_7 , сигнали керування на який подаються з тригера «Пауза».

В даній СЕЖ для покращення технічних показників використовуються ряд додаткових схемних рішень:

- для зменшення часу розсмоктування неосновних носіїв заряду силових ключів при їх вимкненні використовується ланцюги від'ємного зміщення $U_{зм}$, які під'єднано між емітером і контуром керування U_K відповідного транзистора;
- при перенавантаженні за струмом вмикається транзистор VT_8 , який шунтує базові переходи транзисторів VT_2 , VT_4 інвертора;
- для зменшення динамічних втрат при вимкненні транзисторів використовуються RCD-ланцюги А1-А4 і дросель насичення ДН.

Загалом безтрансформаторні СЕЖ при використанні тієї ж компонентної бази дозволило збільшити питому потужність ДВЕЖ у 2-4 рази.

У ході вдосконалення безтрансформаторних СЕЖ було вирішено ряд проблем:

1. Обмеження зарядного струму конденсатора вхідного фільтра під час пуску перетворювача. У безтрансформаторних СЕЖ, розрахованих на частоту мережі 50-60 Гц, доцільно встановлювати С-фільтр. При потужностях СЕЖ 100-400 Вт ємність фільтра складає 100-300 мкФ, що викликає великі зарядні струми під час пуску перетворювача. Вирішення цієї проблеми здійснюється наступними методами:

- використання струмообмежувального терморезистора;
- використання тиристора з фазовим керуванням.

2. Запуск і живлення системи керування. Вимкнення мережевого трансформатора ускладнило забезпечення живленням вузлів системи керування. Тому для живлення вузлів системи керування використовують такі методи:

- застосування малопотужного мережевого трансформатора;
- використання автогенераторних схем перетворювачів;
- живлення системи керування від постійної напруги вхідного фільтра.

3. Безпечне вмикання і вимкання безтрансформаторної СЕЖ. У зв'язку з наявністю в безтрансформаторній СЕЖ вхідного фільтра, без здійснення спеціальних заходів енергія, накопичена в ньому, зберігається і після вимкнення блока живлення. Для усунення пов'язаних з цим аварійних ситуацій реалізується порядок вмикання і вимкання ДВЕЖ.

Вдосконалення технічних показників біполярних транзисторів і розробка потужних MOSFET і IGBT-транзисторів дозволило підвищити проміжну частоту роботи перетворювачів і зменшити габарити реактивних фільтрів. Додаткове зменшення габаритів перетворювачів досягалось за рахунок розробки спеціалізованих інтегральних мікросхем систем керування перетворювачами. Загалом це дозволило збільшити питому потужність ДВЕЖ до 200-300 Вт/дм³. Розширення номенклатури силових напівпровідникових приладів дозволило оптимізувати вибір елементної бази ДВЕЖ згідно з їх потужністю і проміжною частотою роботи, рис. 2.4.

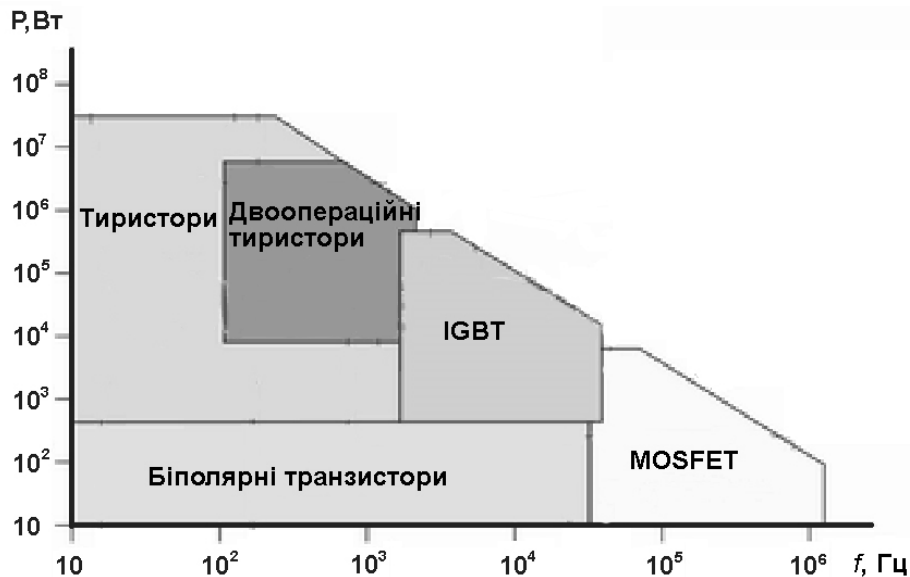


Рис. 2.4. Сфери використання силових напівпровідникових ключів

Водночас бурхливий розвиток імпульсних височастотних ДВЕЖ загострив проблему електромагнітної сумісності між електронними пристроями і мережею. Для підвищення електромагнітної сумісності з мережею більшість імпульсних ДВЕЖ комплектуються фільтрами електромагнітних завад або коректорами коефіцієнта потужності.

Подальше збільшення питомої потужності ДВЕЖ досягається за рахунок інтеграції системи керування в структуру силових ключів ДВЕЖ. Інтелектуальні ключі виконані за цією технологією почали з'являтися в середині 80х років і використовувались для керування кроковими двигунами, системи запалювання двигунів внутрішнього згорання, регулювання напруги або струму і вимагали мінімум додаткових елементів. Найчастіше в силовий модуль інтелектуального ключа входить декілька MOSFET або IGBT транзисторів, ввімкнених за певною схемою (мостовою, напівмостовою), їх драйвери та ШІМ-контролер. Одночасно зі зменшенням об'єму ДВЕЖ вирішувалась задача зменшення втрат за рахунок вдосконалення технічних показників силових ключів: опору каналу, часу перемикання, напруги насичення і принципово нових схемних рішень ДВЕЖ.

Подальше збільшення робочої частоти роботи перетворювачів призвело до зростання динамічних втрат у силових ключах, тому для їх зменшення почали використовувати резонансні типи перетворювачів, в яких перемикання силових ключів відбувається при нульовому значенні напруги або струму, що дозволило збільшити робочі частоти перетворювачів до 300 кГц – 3 МГц і додатково збільшити їх питому потужність. Принцип роботи квазірезонансного прямоходового перетворювача пояснюється на рис. 2.5.

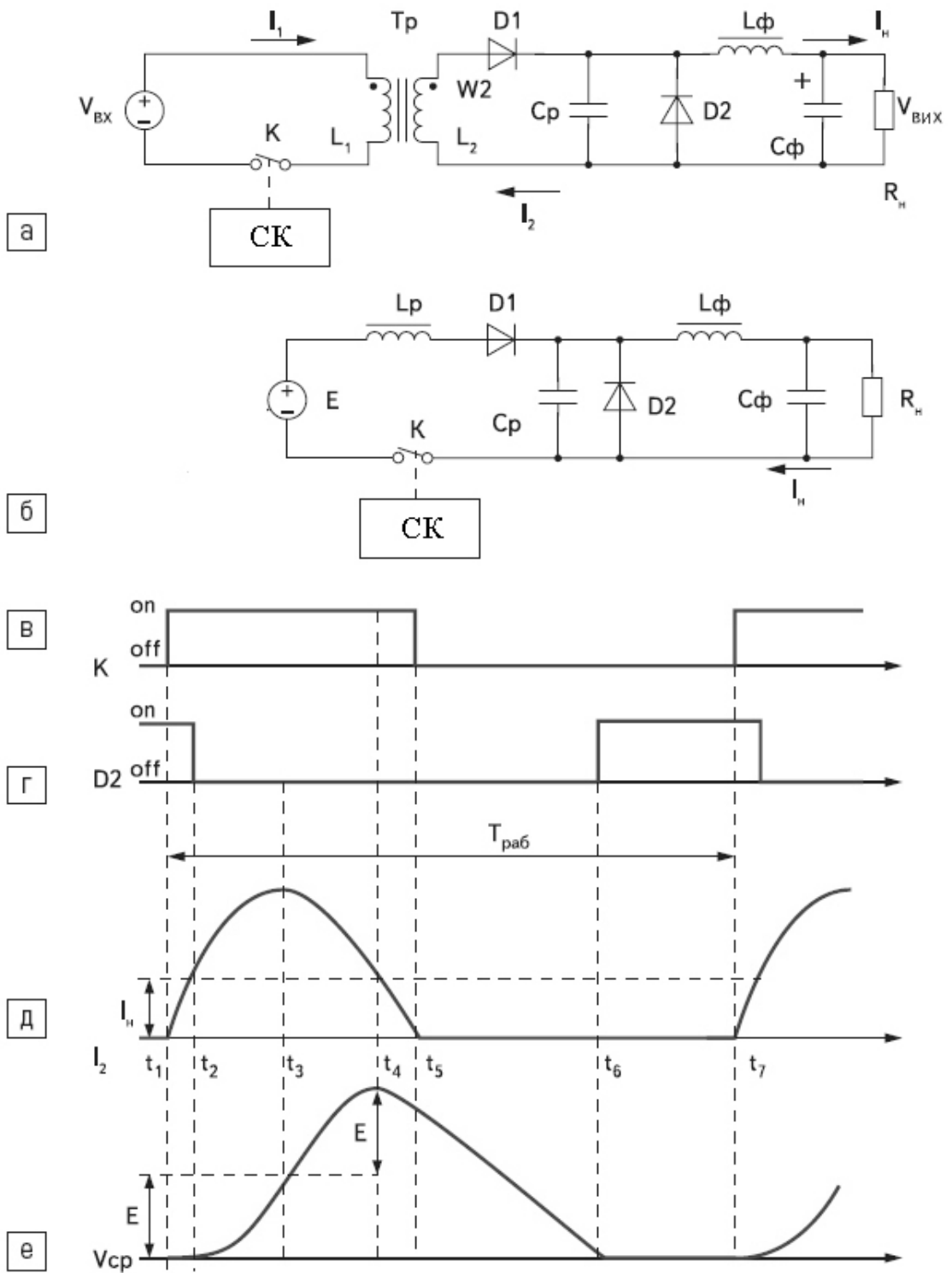


Рис. 2.5. Принцип роботи квазірезонансного прямоходового перетворювача

На рисунку зображені:

- а – спрощена схема силової частини перетворювача;
- б – еквівалентна схема заміщення;
- в – діаграма сигналу керування керованого ключа К;
- г – діаграма роботи діода D₂;
- д – струм вторинної обмотки трансформатора I₂;
- е – напруга на конденсаторі резонансного контуру C_p.

В даному перетворювачі резонансний контур утворюють індуктивність розсіювання трансформатора L_p і резонансний конденсатор C_p , рис. 2.5 б. У момент часу t_1 силовий ключ K замикається, відкривається діод D_1 , починається наростання струму i_2 вторинної обмотки W_2 . В момент часу t_2 величина струму i_2 перевищує значення струму навантаження I_H , діод D_2 закривається і починається процес заряду резонансного конденсатора C_p . В момент часу t_3 значення струму i_2 досягає максимуму. В момент часу t_4 , коли струм вторинної обмотки рівний струму навантаження $i_2 = I_H$, напруга на резонансному конденсаторі досягає максимуму. Після чого до моменту t_5 , коли струм вторинної обмотки i_2 зменшується до нуля, напруга на конденсаторі дещо зменшується, що пов'язано з частковим розрядом конденсатора C_p на навантаження. В момент часу t_5 ключ K і діод D_1 закриваються і починається лінійний розряд ємності C_p на навантаження. В момент часу t_6 напруга на ємності зменшується до нуля, відкривається діод D_2 і до моменту часу t_7 енергія в навантаженні підтримується за рахунок енергії реактивних елементів фільтра C_ϕ , L_ϕ . В момент часу t_7 замикається ключ K і процеси в перетворювачі повторюються.

Максимальна робоча частота квазірезонансного перетворювача визначається тривалістю інтервалів заряду конденсатора і передачі енергії в навантаження t_1 - t_6 . Регулювання вихідної напруги здійснюється регулюванням тривалості паузи між циклами перетворення t_6 - t_7 , тобто за допомогою ЧМ. Загалом квазірезонансні перетворювачі мають такі переваги:

- високий ККД;
- надійна робота ключових та вентильних елементів;
- зменшення рівня електромагнітних завад.

Отже, структура систем електроживлення розвивалась паралельно з елементною базою перетворювачів та вимогами до ДВЕЖ, що сприяло поступовому покращенню їх технічних показників.

Запитання

1. Перелічіть назви приладів, які використовувались як ключові елементи перетворювачів.
2. Поясніть навіщо паралельно діодам на рис. 2.2 вмикаються резистори.
3. Назвіть основні переваги перетворювачів з безтрансформаторним входом.
4. Перелічіть проблеми, які потрібно було вирішити при використанні перетворювачів з безтрансформаторним входом.
5. Поясніть причину погіршення електромагнітної сумісності з мережею за умови використання перетворювачів з безтрансформаторним входом.
6. Вкажіть призначення вузлів А1-А4, наведених на рис. 2.3.
7. Назвіть фактори, які спричинили використання резонансних перетворювачів.

Лекція № 3. Плавний пуск, захист і організація зворотного зв'язку в СЕЖ

Організація подачі живлення в багатоканальній СЕЖ

В СЕЖ з декількома каналами живлячої напруги необхідно здійснювати координоване ввімкнення і вимкнення напруги окремих каналів. При цьому необхідно враховувати різницю напруг і час наростання напруги до номінального значення кожного каналу. Некоректна подача живлення спричинює зменшення строку служби електронного обладнання, у критичних випадках – до виходу його з ладу.

На практиці використовують три підходи щодо подачі живлення:

- послідовний, коли напруга кожного наступного каналу вмикається після того, як напруга на попередньому досягла номінального значення;
- пропорційний, коли напруги каналів наростають одночасно зі швидкістю, пропорційною їх номінальним напругам;
- одночасний, коли напруги всіх каналів зростають з однаковою швидкістю, при цьому час наростання напруги кожного каналу пропорційний її номінальному значенню.

Часові діаграми подачі напруги для СЕЖ з двома каналами показана на рис. 3.1.

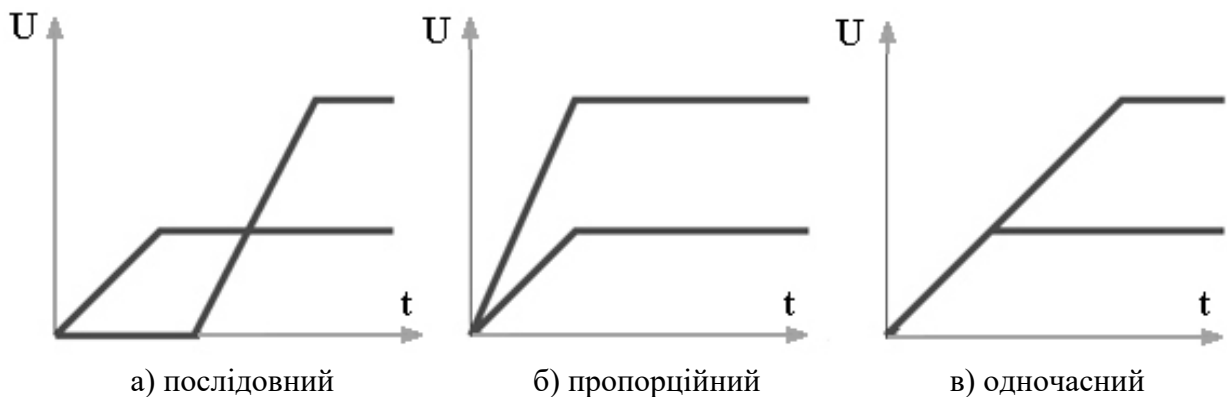


Рис. 3.1. Порядок подачі живлення в двоканальній СЕЖ

Найжорсткіші вимоги щодо подачі живлення накладаються на СЕЖ мікропроцесорних систем, тому для організації живлення таких систем використовують спеціальні мікросхеми контролерів джерел живлення. Як правило такі контролери є регуляторами постійної напруги з інтегрованими функціями моніторингу рівня вихідної напруги “*power good*”. Активний рівень сигналу “*power good*” вказує на те, що вихідна напруга знаходиться в заданих межах. На рис. 3.2, 3.3 показано під'єднання двох контролерів напруги, що реалізують послідовний і пропорційний порядок подавання живлення.

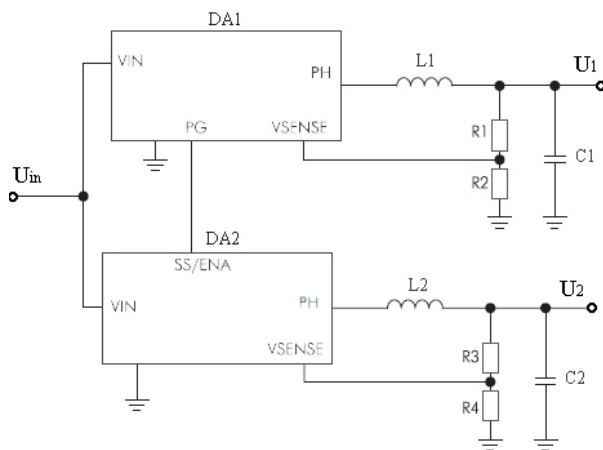


Рис. 3.2. Послідовний порядок подавання живлення

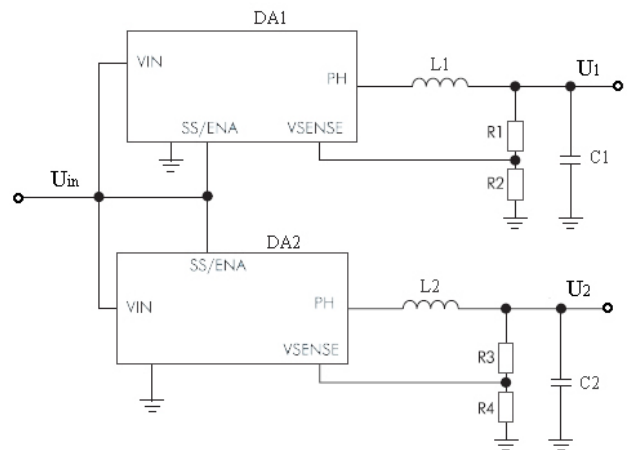


Рис. 3.3. Пропорційний порядок подавання живлення

Для організації живлення в схемах використовуються два контролери DA₁, DA₂, які є перетворювачами постійної напруги з інтегрованим ШІМ-контролером. Рівень вихідної напруги каналів задається подільниками напруги R₁-R₄, сигнал з яких подається на вхід VSENSE контролерів. Вихідна напруга знімається з виходу PH і після LC фільтра подається для живлення електронної апаратури. Для організації необхідної послідовності подавання живлення контролери мають додатковий вхід дозволу роботи контролера SS/ENA і вихід PG - (power good) дозволеного рівня вихідної напруги. При послідовному порядку подачі живлення вихід PG першого за черговістю вмикання каналу живлення подається на вхід SS/ENA другого каналу. У цьому випадку напруга живлення другого каналу починає наростати лише після збільшення напруги першого каналу до номінального значення. При пропорційному порядку подачі живлення на вхід дозволу SS/ENA роботи обох контролерів подається сигнал дозволу роботи, тому їх вихідна напруга досягає номінального значення майже одночасно. В більшості контролерів також реалізована функція плавного пуску перетворювачів (soft start). Ця функція найчастіше здійснюється за допомогою плавного зростання величини опорної напруги ШІМ-контролера.

Формування функцій з організації живлення в стандартних ДВЕЖ показано на рис. 3.4. RC-ланцюжок задає час плавного пуску $t_{п} = 3RC$. Сигнал power good формується системою компараторів DA₁, DA₂ і логічним елементом DD2. Компаратор DA₁ налаштований на максимальне допустиме значення вихідної напруги, DA₂ – на мінімальне. Логічний елемент DD1 блокує сигнал керування силовим ключем за умови, що на вхід SS/ENA подається сигнал низького рівня.

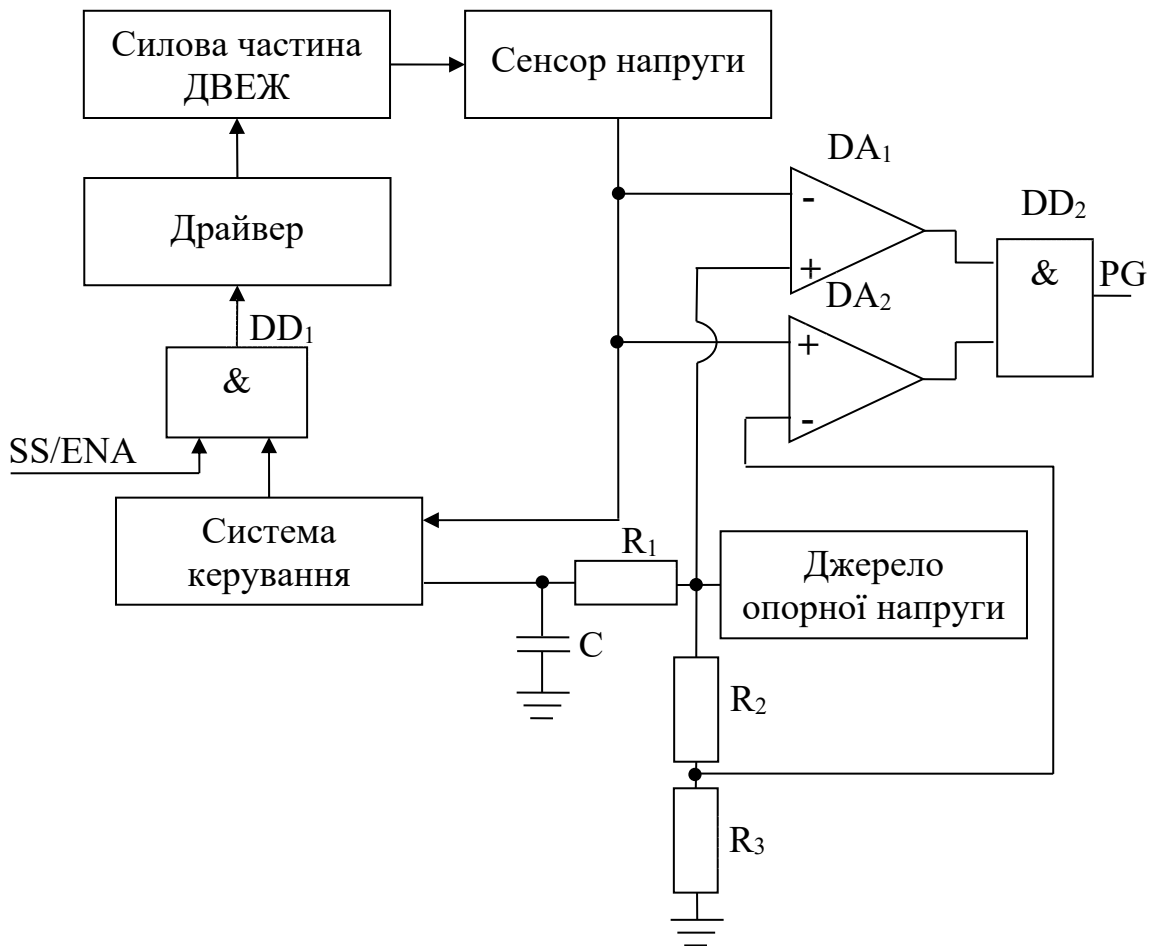


Рис. 3.4. Формування функцій з організації живлення в стандартних ДВЕЖ

Для зменшення тривалості плавного пуску часто використовують компараторні системи плавного пуску. Компараторна система обмежує значення пускового струму навантаження в заданих межах I_{\min} , I_{\max} , до тих пір, поки напруга на навантаженні не досягне номінального значення. Структура вказаної системи для понижуючого перетворювача напруги наведена на рис. 3.5. Операційні підсилювачі DA_1 , DA_2 задають порогові значення струму (DA_2 – верхній поріг струму, DA_1 – нижній), DA_3 – відключає систему плавного пуску при досягненні робочого режиму, DA_4 , DA_5 – виконують функцію порівняння поточного струму з його пороговими значеннями. Тригер DD_1 формує сигнали керування силовим ключем перетворювача.

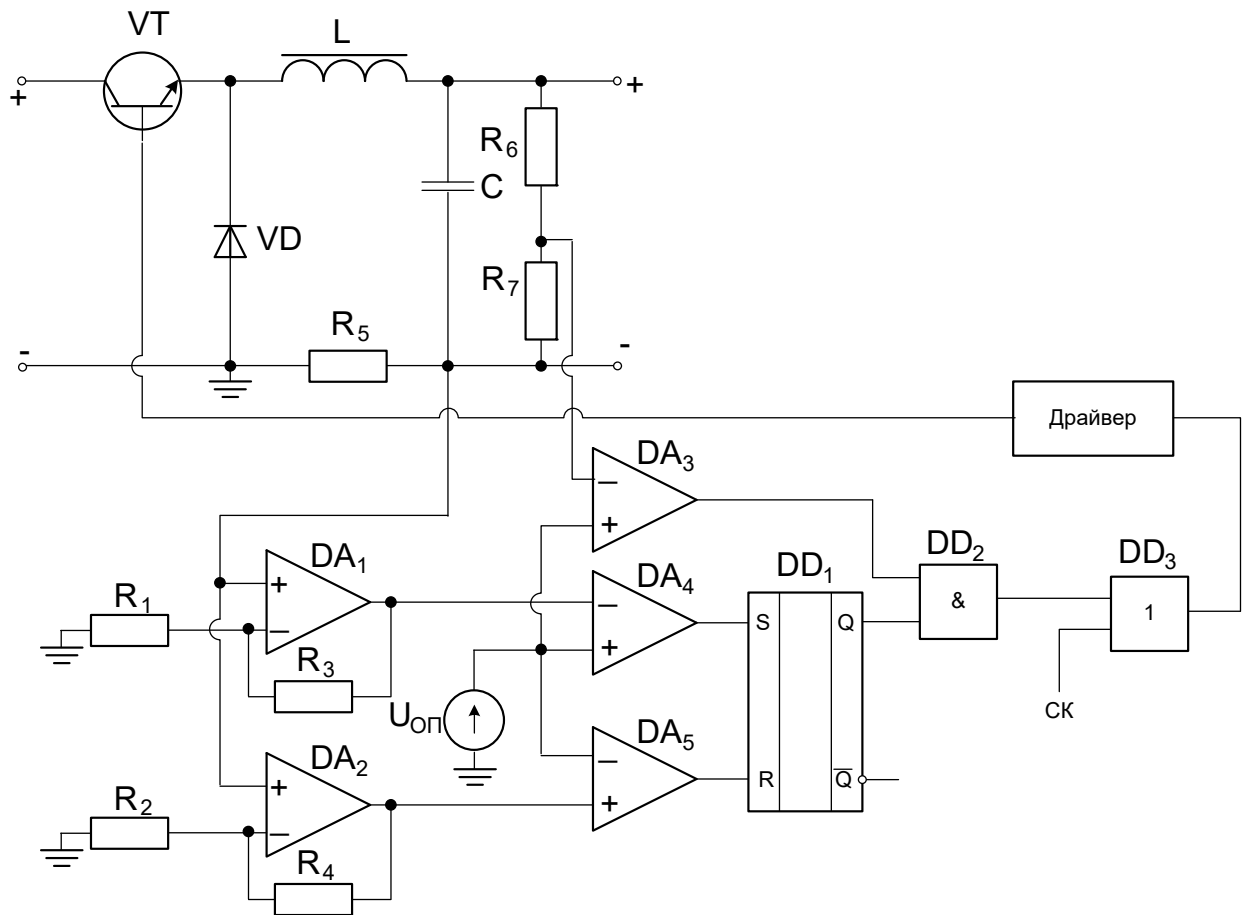
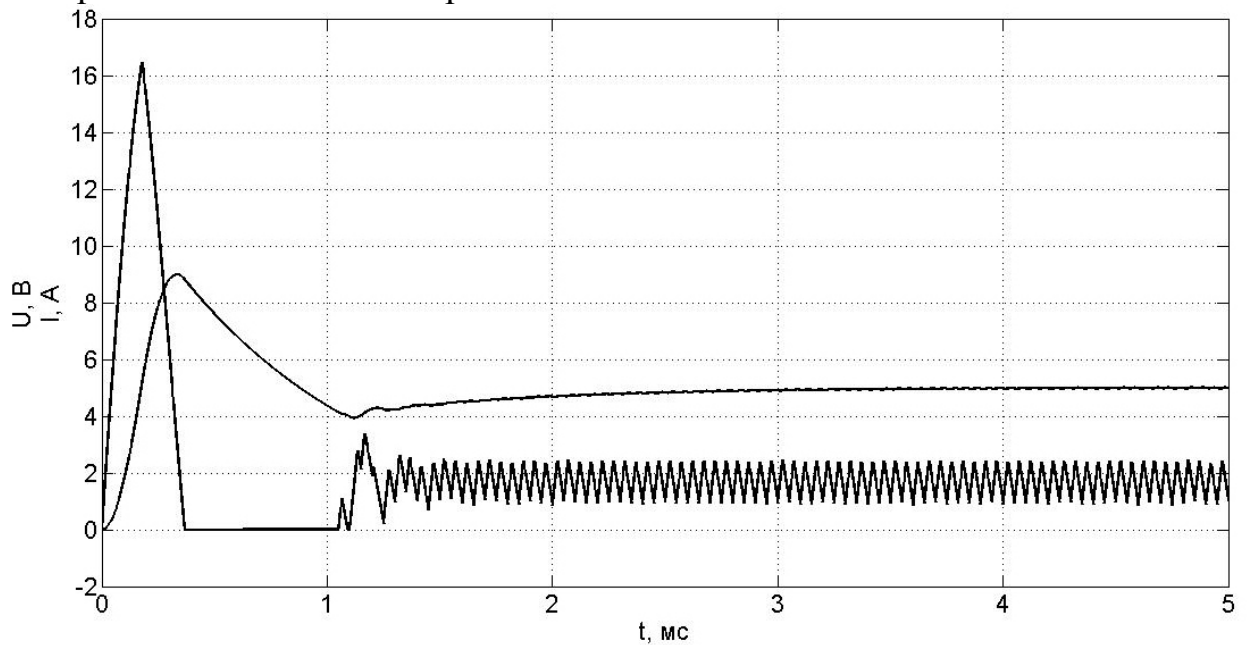
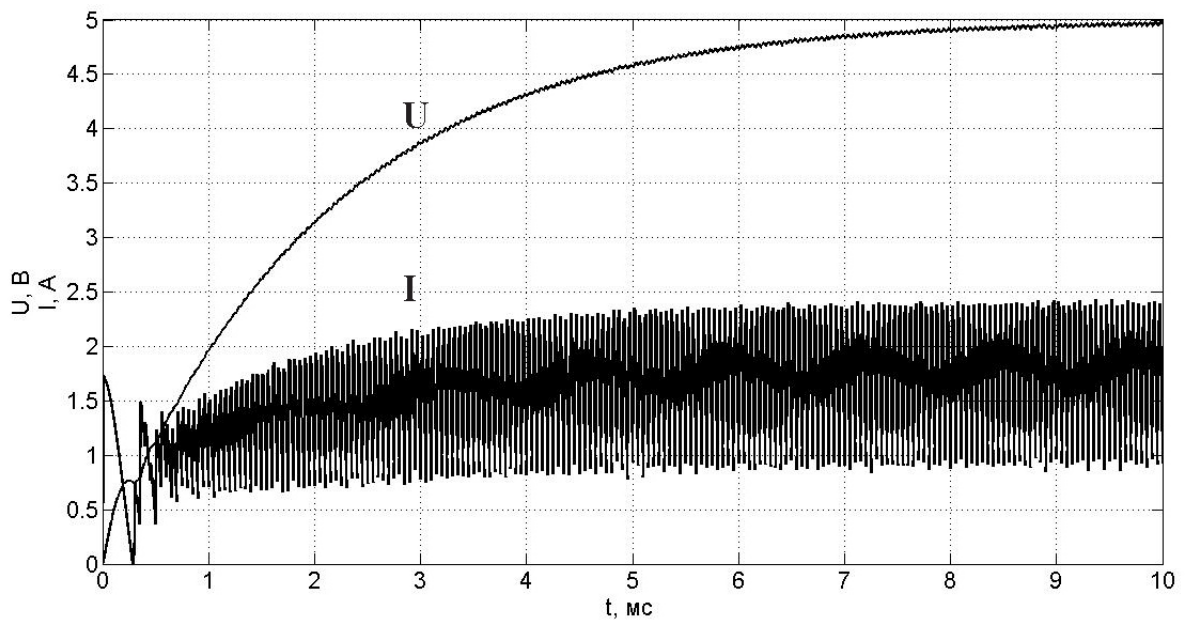


Рис. 3.5. Компараторна система плавного пуску

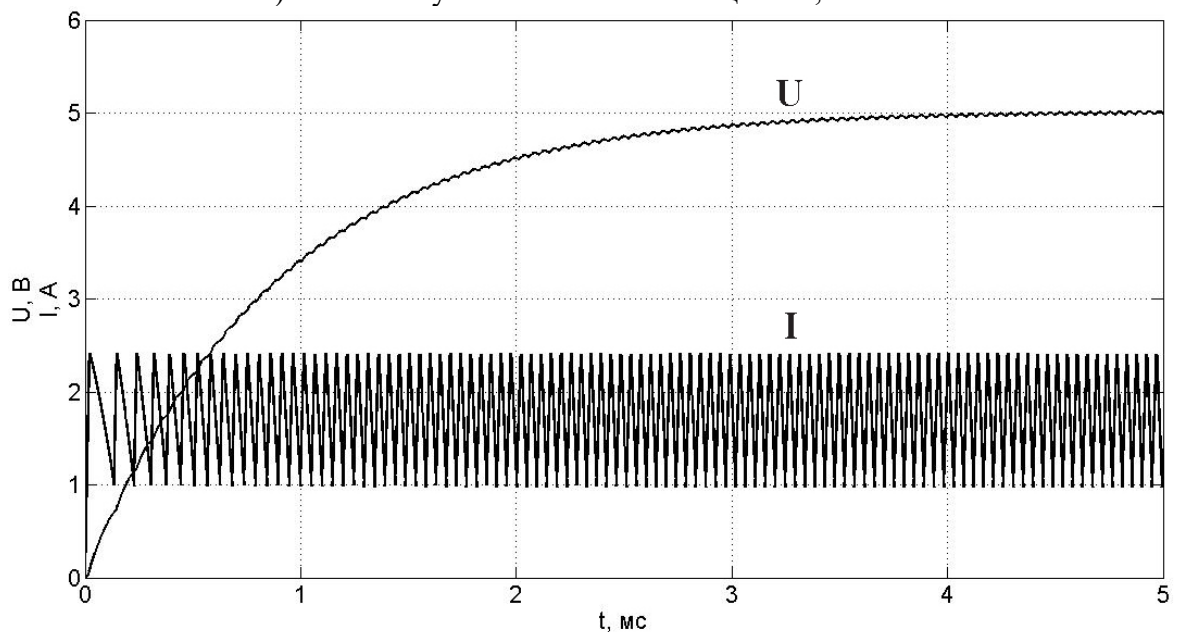
Часові діаграми струмів і напруг під час пуску понижувального перетворювача з ПД регулятором без системи плавного пуску і з її використанням показані на рис. 3.6.



а) без плавного пуску



б) плавний пуск на основі RC-ланцюжка, $\tau = 2$ мс



в) плавний пуск на основі компараторної системи

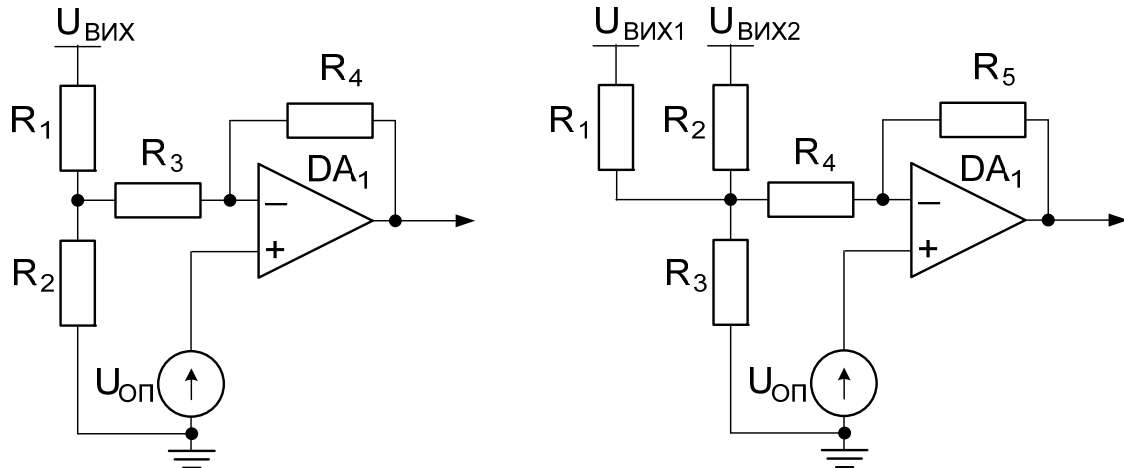
Рис. 3.6. Часові діаграми струмів і напруг понижувального перетворювача в пусковому режимі

З аналізу форми струмів і напруги, наведених на рис. 3.6 а можна зробити висновок, що без плавного пуску в перехідному режимі силові елементи перетворювача зазнають значних перевантажень (в пусковому режимі напруга в 2 рази більша за номінальну, струм – у 5 разів). Використання системи плавного пуску на основі RC-ланцюжка, що під'єднаний до джерела опорної напруги, рис. 3.6 б, дозволяє усунути перевантаження, але затягує перехідний процес. Тому в перетворювачах, де є важливим час виходу в робочий режим, використовують компараторні системи плавного пуску, рис 3.6 в.

Організація зворотного зв'язку за напругою

Контур зворотного зв'язку підсилює сигнал неузгодженості напруги на навантаженні, яка вимірюється сенсором напруги і її номінальним значенням,

яке задається джерелом опорної напруги. Функцію підсилення виконує підсилювач сигналу помилки (ПСП) на основі операційного підсилювача. Схеми ПСП СЕЖ з одним і двома каналами показані на рис. 3.7.



а) зі стабілізацією одного каналу б) з перехресною стабілізацією двох каналів

Рис. 3.7. Схеми підсилювача сигналу помилки

В схемі рис. 3.7 а здійснюється стабілізація напруги одного каналу. Значення опору резисторів дільника напруги R_1, R_2 обираються з двох умов:

1) струм дільника напруги I_d повинен мінімум на порядок перевищувати струм вхідного кола операційного підсилювача DA_1 ;

2) за значенням вихідної напруги:

$$U_{вих} = U_{оп} R_4 / R_3. \quad (3.1)$$

З першої умови розраховується значення резистора R_2 . При цьому значення струму I_d орієнтовно задається на рівні 1 мА.

$$R_2 = U_{оп} / I_d. \quad (3.2)$$

Після цього з рівняння (3.1) розраховується значення опору резистора R_1 .

В багатоканальній СЕЖ стабілізація напруги по одному каналу не дає задовільних результатів, оскільки при цьому відпрацьовується лише нестабільність вхідної напруги і не враховуються зміни навантаження кожного каналу, тому в таких системах використовується перехресна стабілізація, рис. 3.7 б. У цій модифікації ПСП враховуються значення напруг всіх каналів за допомогою сумування струмів кожного з них у спільному вузлі. На рис. 3.7 б функцію сумування струмів каналів виконують резистори R_1, R_2 , струм каналів сумується на резисторі R_3 . Співвідношення резисторів R_1, R_2 задає рівень стабілізації кожного каналу: чим менший струм протікає через резистор каналу, тим менший коефіцієнт його стабілізації.

Формула для розрахунку опору резистора R_3 така ж як і для одноканальної СЕЖ. Опір резисторів R_1, R_2 залежить від відносного рівня стабілізації кожного каналу $k_1, k_2, k_1 + k_2 = 1$.

$$R_1 = (U_{вих1} - U_{оп}) / k_1 I_d, \quad R_2 = (U_{вих2} - U_{оп}) / k_2 I_d. \quad (3.3)$$

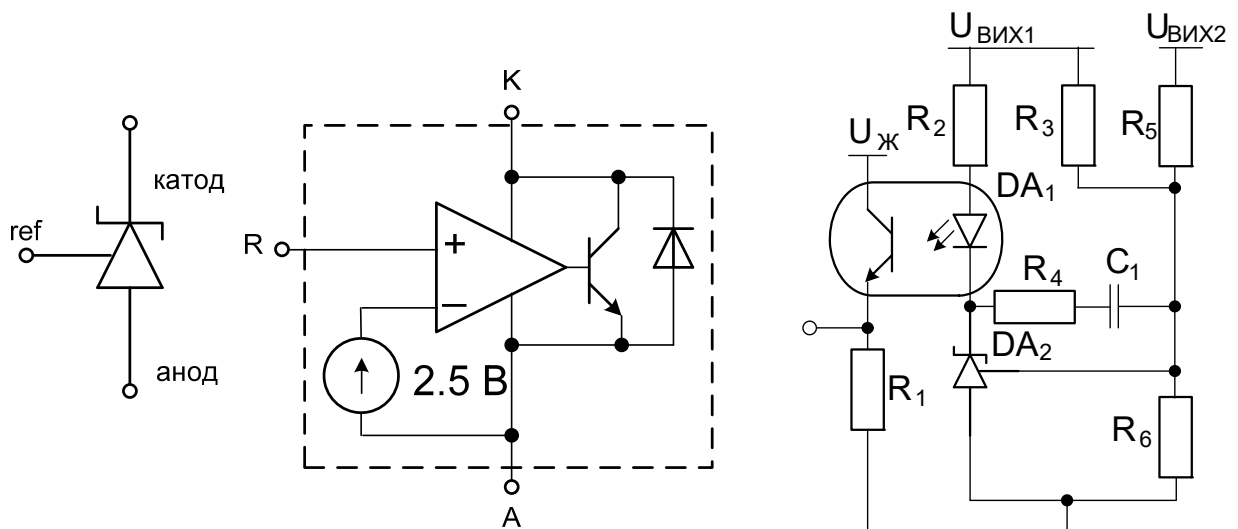
У високовольтних системах канали вихідної напруги гальванічно розв'язані з системою керування. У цих випадках найчастіше використовують оптронну розв'язку. Оскільки коефіцієнт підсилення за струмом оптрону залежить від температури, ПСП доцільно розміщувати на стороні каналів

вихідної напруги. В якості ПСП, як правило, обирають мікросхему TL431, яка має інтегроване термостабілізоване джерело опорної напруги (ДОН) 2.5 В. Умовне позначення і структура мікросхеми показані на рис. 3.8. Мікросхема TL431 найчастіше використовується як джерело регульованої опорної напруги або підсилювач сигналу помилки на стороні вихідної напруги, рис. 3.9.

На схемі рис. 3.9 резистори R_3 , R_5 , R_6 виконують функцію резисторів R_1 , R_2 , R_3 схеми рис. 3.5 б. Опір резистора R_2 розраховується з умови забезпечення струму I_{VD} 1 мА через катод мікросхеми TL431:

$$R_2 = (U_{ВИХ1} - U_{ref} - U_{VD}) / I_{VD}. \quad (3.4)$$

Ланцюжок R_4 - C_1 використовується для частотної корекції підсилювача мікросхеми TL431, опір резистора R_1 обмежує струм через фототранзистор оптопари.



а) умовне графічне позначення, б) структура
Рис. 3.8. Мікросхема TL431

Рис. 3.9 ПСП на основі TL431

Схеми захисту

В СЕЖ окрім стабілізації напруги використовуються схеми захисту по перевантаженню за вихідним струмом або вхідною напругою. Типові схеми обмеження струму навантаження наведені на рис. 3.10. Операційний підсилювач DA_1 в схемі використовується як підсилювач напруги на шунті $R_{ш}$, DA_2 – як компаратор. При перевищенні струму на виході операційного підсилювача DA_2 формується сигнал високого рівня, що призводить до спрацювання системи захисту і розмикання ключа K .

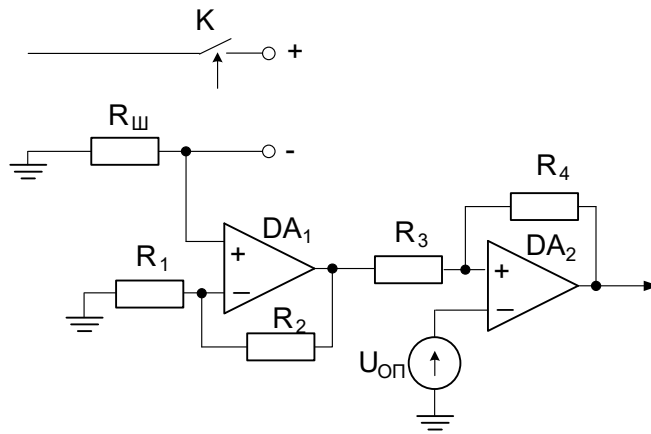


Рис. 3.10. Схема обмеження струму навантаження

Для обмеження потужності вихідного сигналу сумуються значення вихідного струму і напруги, рис. 3.11.

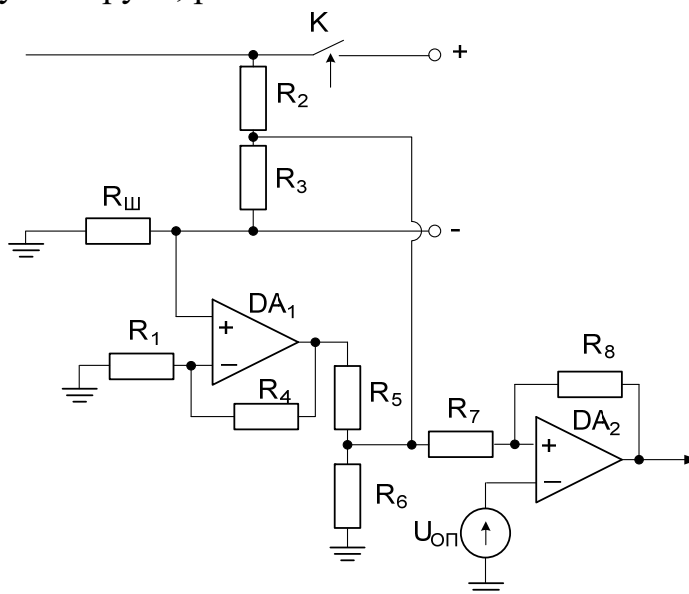


Рис. 3.11. Схема обмеження вихідної потужності

Схеми подавання живлення, плавного пуску, множинного зворотного зв'язку, ланок захисту збільшують функціональність та підвищують надійність роботи окремих ДВЕЖ у складі СЕЖ ЕА.

Запитання

1. Перелічіть методи подавання живлення в багатоканальній СЕЖ.
2. Опишіть один з методів схемної реалізації послідовного порядку подавання живлення.
3. Обґрунтуйте доцільність використання систем плавного пуску.
4. Поясніть принцип роботи системи плавного пуску з плавним збільшенням напруги опорного джерела.
5. Поясніть принцип роботи компараторної системи плавного пуску.
6. Поясніть принцип організації множинного зворотного зв'язку за напругою у багатоканальній СЕЖ.
7. Поясніть принцип організації зворотного зв'язку в СЕЖ, у яких система керування гальванічно розв'язана від силової частини.

Лекція № 4. Драйвери люмінесцентних і світлодіодних ламп

Лампа розжарювання – перше джерело штучного освітлення з електричною системою живлення масового використання. Почала використовуватись на початку ХХ сторіччя. Завдяки ряду переваг: наближеної до природної спектральної характеристики світла, низькій ціні, компактності, невисокій чутливості до параметрів електроенергії і зовнішніх умов, відсутності миготіння ламп при роботі на змінному струмі. Протягом тривалого часу лампа розжарювання була основним джерелом світла, незважаючи на такі недоліки: низький ККД – біля 2 %, малий строк служби (1 000 годин), низька механічна стійкість.

Паралельно з лампами розжарювання використовувались люмінесцентні лампи. У порівнянні з лампами розжарювання вони мають значно більший строк служби (2 000 – 20 000 годин) і більший ККД – 7-9%. Однак через необхідність додаткової пуско-регулювальної апаратури, неприродного «холодного» світла, шуму, мигтіння з подвійною частотою напруги мережі, більшої ціни в побуті люмінесцентні лампи використовувались рідко, в основному – в промислових приміщеннях. Починаючи з 90-х років минулого сторіччя більшість недоліків люмінесцентних ламп поступово усунена, що пов'язано з використанням нових матеріалів для шару люмінофору лампи з світловою температурою, близькою до природного світла, а також заміною електромагнітного баласту зі стартером на електронний баласт, що дало змогу усунути мигтіння і додатковий шум люмінесцентних ламп, зменшити габарити і виготовляти їх в цоколі, ідентичному лампам розжарювання. Зважаючи на це, їх обсяг використання значно зріс. Суттєвим недоліком, який, нажаль, не усунено досі – є їх екологічна шкідливість через наявність в них парів ртуті.

Світлодіодні системи освітлення почали використовуватись відносно недавно – на початку 2000-х років, хоча світлодіод було сконструйовано ще у 1962 році. Протягом наступного часу поступово покращували технічні характеристики світлодіодів – світловіддачу і яскравість. Однак суттєвою подією було розроблення синього світлодіоду в 1994 році, що дало можливість синтезувати біле світло комбінацією вже з існуючими зеленим і червоним світлодіодами. Після цієї події, у 1996 році винайдено класичний білий світлодіод – синій кристал, з люмінофором, який випромінює жовте світло. Саме так отримують біле світло у світлодіодах – як комбінацію синього і жовтого кольорів.

У порівнянні з іншими електричними джерелами світла світлодіоди мають найдовший строк служби – 30 000-70 000 годин, найбільший ККД – 10-15 %, високу механічну міцність, екологічність. Оскільки яскравість світлодіодів регулюється значенням сили струму, для їх роботи, як і для люмінесцентних ламп, необхідні спеціальні драйвери. Поширення світлодіодних ламп стримується їх вищою у 2-3 рази ціною, у порівнянні з люмінесцентними лампами.

Важливим аспектом експлуатації люмінесцентних і світлодіодних ламп є їх конструкція. Якщо конструкція ламп розжарювання набула свого класичного виду ще в першій половині ХХ сторіччя, для світлодіодних і люмінесцентних ламп у цій сфері розробки ведуться й сьогодні. Основним стримувальним фактором у розробці світильників для нових типів ламп є старий стандарт цоколя ламп розжарювання. Розробники світлодіодних і люмінесцентних ламп для розширення ринку збуту вимушені виготовляти їх корпусі сумісному зі старим стандартом цоколя і розміщувати в обмеженому об'ємі електронні пристрої, призначені для керування люмінесцентними і світлодіодними лампами, що погіршує температурні режими роботи і обмежує номенклатуру використовуваних приладів.

Розглянемо основні схеми баласту люмінесцентних ламп і драйверів світлодіодних ламп.

Схеми баласту люмінесцентних ламп

Електромагнітний баласт

Схема електромагнітного баласту використовувалась в промислових світильниках. Баласт складається з дроселя, стартера і конденсатора, рис. 4.1. Зараз схема використовується рідко через великі габарити, шум і мигтіння лампи з подвоєною частотою напруги мережі.

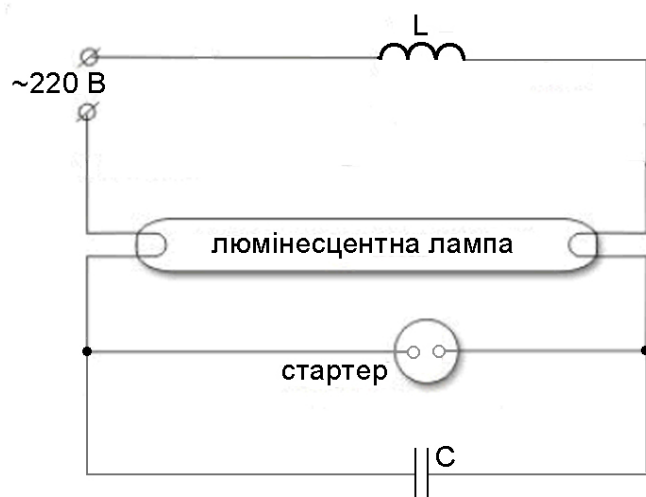


Рис. 4.1. Функціональна схема електромагнітного баласту

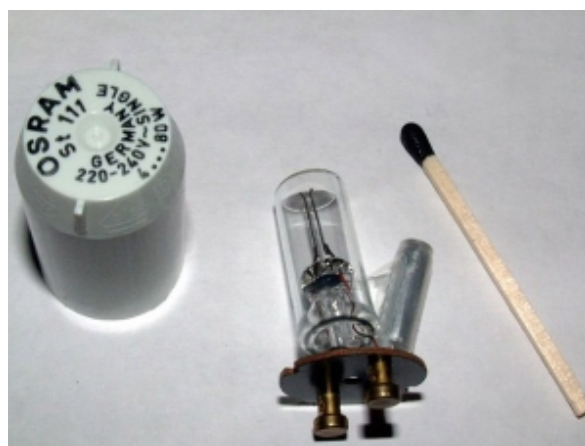


Рис. 4.2. Зовнішній вид стартера

Стартер – це мініатюрна газорозрядна лампа з тліючим розрядом. Він складається з колби, заповненої інертним газом (гелій або неон). Всередині колби розміщено два біметалічних електроди. Значення напруги спрацювання стартера менше, ніж амплітудне значення напруги мережі, і більше, ніж робоча напруга люмінесцентної лампи. Після під'єднання до мережі лампи з електромагнітним баластом, майже всю напругу прикладено до стартера. Під дією напруги мережі в стартері починається тліючий розряд. Струм тліючого розряду розігріває електроди стартера, в результаті чого вони деформуються і замикають електричний ланцюг, що спричинює припинення тліючого розряду. Внаслідок замикання електродів стартера

утворюється ланцюг мережа – катода люмінесцентної лампи – стартер, по якому протікає струм і розігріває катода люмінесцентної лампи. Через певний час електроди стартера повертаються в початковий стан і розмикають електричний ланцюг, що спричинює утворення імпульсу напруги на дроселі L, який підпалює люмінесцентну лампу. Під час роботи лампи, споживаний струм мережі визначається її номінальним струмом. Напруга між дроселем і лампою розподіляється приблизно порівно. Напруга на стартері, під'єднаному паралельно лампі, стає недостатньою для утворення тліючого розряду, тому його електроди під час роботи лампи завжди розімкнено.

Паралельно до стартера під'єднано конденсатор С ємністю 3-100 нФ. Його призначення – фільтрувати завади під час замикання і розмикання електродів стартера. Додатково цей конденсатор зменшує амплітуду і збільшує тривалість імпульсу напруги під час розмикання електродів стартера. Відсутність конденсатора зменшує ймовірність підпалювання лампи і спричинює зварювання електродів стартера.

Електронний баласт

Використання електронного баласту дозволяє усунути основні недоліки електромагнітного баласту – мигтіння світла з частотою 100 Гц, низький ККД і великі габарити баласту. Електронний баласт – це перетворювач частоти з ланкою постійного струму. Його структурна схема містить випрямляч та інвертор з ланкою підпалу люмінесцентної лампи. Типову принципову схему електронного баласту і його зовнішній вид показано на рис. 4.3 і рис. 4.4 відповідно.

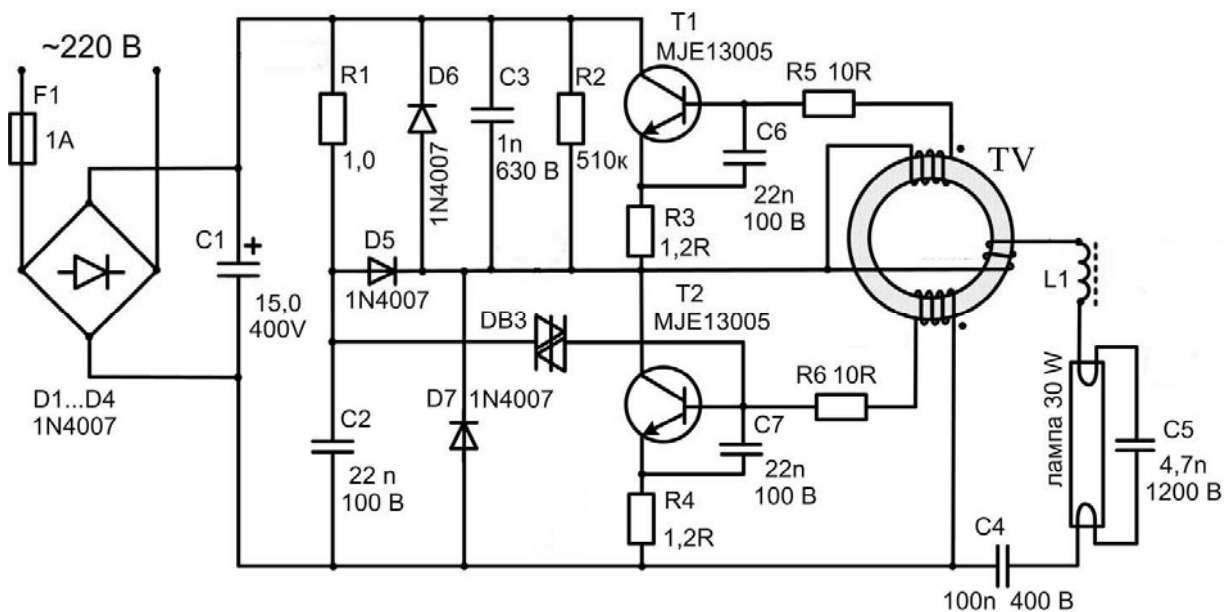


Рис. 4.3. Електрична схема електронного баласту

Робота електронного баласту, зображеного на рис. 4.3, полягає у наступному. Змінна напруга випрямляється мостом на діодах D1-D4 і згладжується ємнісним фільтром на конденсаторі C1. Далі постійна напруга перетворюється у змінну напругу частотою 40-60 кГц інвертором з середньою точкою на транзисторах T1, T2 і трансформаторі TV. Трансформатор TV



Рис. 4.4. Зовнішній вид електронного баласту

має три обмотки: дві обмотки керування транзисторами T1, T2 і силову обмотку, через яку до інвертора підключені нитки накалювання люмінесцентної лампи. Початковий пуск перетворювача здійснюється симетричним динистром DV3. Він відкривається, коли напруга між точкам його під'єднання перевищить напругу спрямлення. Нитки накалювання люмінесцентної лампи під'єднано через резонансний контур дроселя L1 і конденсатора C5. Під час пуску лампи на конденсаторі C5 миттєве значення напруги досягає напруги 600 В, яке підпалює лампу. Далі опір лампи зменшується і шунтує ємність, що призводить до усунення резонансу. В робочому режимі струм лампи задає опір дроселя L1.

Для збільшення строку служби в деяких модифікаціях електронного баласту передбачено плавний пуск лампи, під час якого струм лампи зростає плавно і поступово, протягом 1-3 с, підігріваючи катоди лампи.

Для реалізації плавного пуску в лампах з електронним баластом з нитками накалювання лампи вмикається позистор, рис. 4.5.

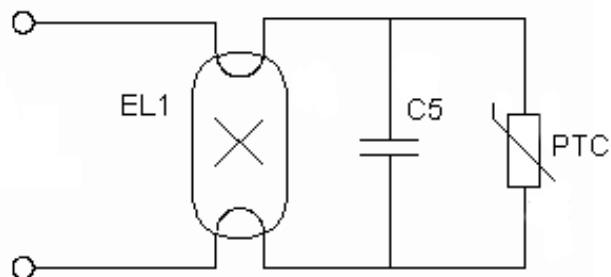


Рис. 4.5. Схема підключення позистора для реалізації плавного пуску

У момент ввімкнення лампи позистор має низький опір, що призводить до зменшення добротності резонансного контуру, який підпалює лампу. Тому в початковий момент часу напруга резонансу менше напруги підпалювання лампи. Протягом декількох секунд позистор нагрівається, внаслідок чого його опір збільшується, разом з тим розігріваються катоди

лампи. Добротність резонансного контура поступово зростає, відбувається плавний пуск лампи. У робочому режимі позистор має високий опір і не впливає на роботу лампи.

Драйвери світлодіодних ламп

Світлодіоди – прилади, керовані постійним струмом. Оскільки світлодіодні лампи найчастіше живляться від напруги мережі змінного струму, драйверами світлодіодних ламп є АС-DC перетворювачі електричної енергії з регульованим вихідним струмом. Основними вимогами до драйверів світлодіодів є:

- високий ККД. Ця умова особливо актуальна для драйверів ламп у стандартному цоколі, де драйвер залито герметиком, що зумовлює його значне нагрівання;
- мала пульсація струму;
- високий коефіцієнт потужності.

Драйвер з ємнісним баластом

Найпростішу схему драйвера світлодіодів з ємнісним баластом показано на рис. 4.6. В цій схемі конденсатор С1 виконує функцію дільника напруги в колі змінного струму. Ємність конденсатора С1 розраховують за формулою:

$$C1 = \frac{I_{LED}}{2\pi f (U_{1d} - nU_{LED})}, \quad (4.1)$$

де I_{LED} – номінальний струм світлодіода,

U_{1d} – середнє значення напруги мережі за півперіод,

U_{LED} – пряме падіння напруги на світлодіоді (порядку 3 В),

n – кількість послідовно з'єднаних світлодіодів,

f – частота напруги мережі.

Після ємнісного дільника змінна напруга подається на випрямляч VD1 і ємнісний фільтр С2, паралельно якому під'єднано стрічку світлодіодів LED1-LED20. Резистори R1, R2 утворюють дільник напруги, з метою зменшення напруги на випрямлячі і конденсаторі С2 у режимі холостого ходу.

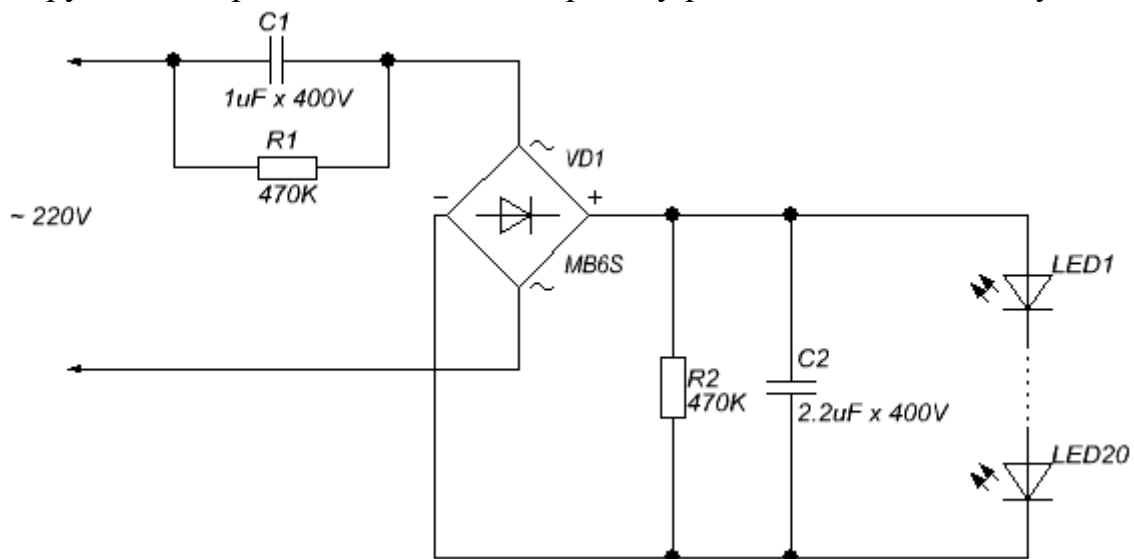
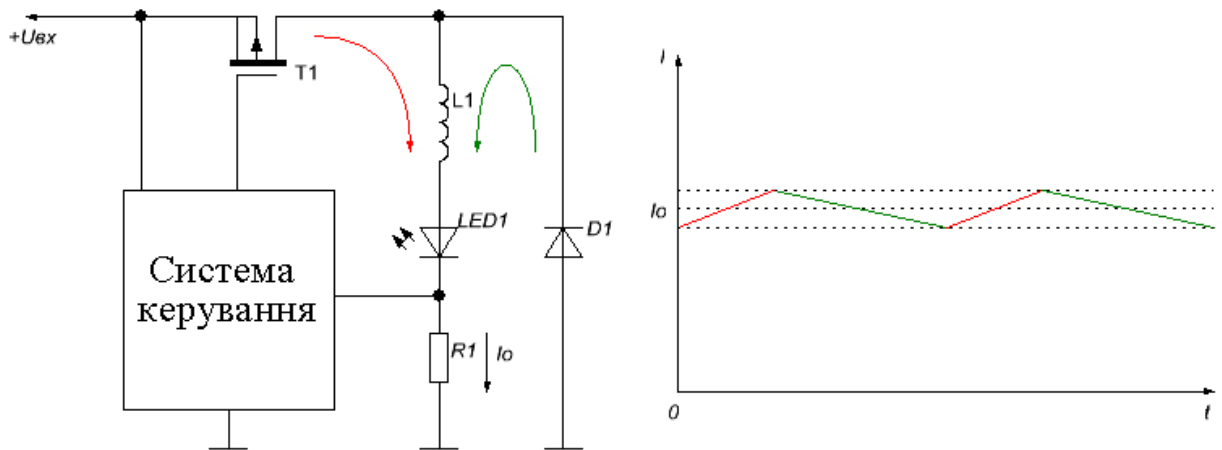


Рис. 4.6. Драйвер світлодіодної лампи з ємнісним баластом

Драйвер з ємнісним баластом має погані енергетичні характеристики: низьку стабільність струму світлодіодів та низький коефіцієнт потужності, тому може використовуватись лише для малопотужних сигнальних пристроїв. Хоча використання такого пристрою небажане, його використовують у світлодіодних лампах найнижчого цінового діапазону.

Драйвер на основі безтрансформаторного понижувального перетворювача

Один з варіантів понижувальної схеми та часові діаграми вихідного струму показано на рис. 4.7.



а) функціональна схема

б) часова діаграма вихідного струму

Рис. 4.7. Драйвер на основі безтрансформаторного понижувального перетворювача

В цій схемі світлодіод або ланцюжок світлодіодів під'єднується послідовно з дроселем L1. Схема керування працює в релейному режимі і стабілізує струм світлодіода в діапазоні I_{\min} .. I_{\max} , який вимірюється давачем струму на резисторі R1. Якщо струм світлодіода зменшується до значення I_{\min} вмикається транзистор T1 і світлодіод LED1 під'єднується до джерела через дросель L1 при цьому на діод VD подається напруга від'ємної полярності і він знаходиться у закритому стані. Струм світлодіодів починає зростати. На цьому інтервалі струм протікає по колу: $(+U_{BX}) \rightarrow T1 \rightarrow L \rightarrow LED1 \rightarrow (-U_{BX})$. Коли струм світлодіода досягне значення I_{\max} , транзистор T1 закривається і струм в колі підтримується енергією дроселя L1. На цьому інтервалі струм світлодіодів зменшується до значення I_{\min} . Контур протікання струму: $(+L1) \rightarrow LED1 \rightarrow VD \rightarrow (-L1)$.

Безтрансформаторна понижувальна схема дозволяє значно зменшити пульсацію вихідного струму збільшенням комутації транзистора перетворювача. Недоліком схеми є відсутність гальванічної розв'язки.

Драйвер на основі зворотньоходового перетворювача

Схему драйвера світлодіодної лампи на основі зворотньоходового перетворювача показано на рис. 4.8.

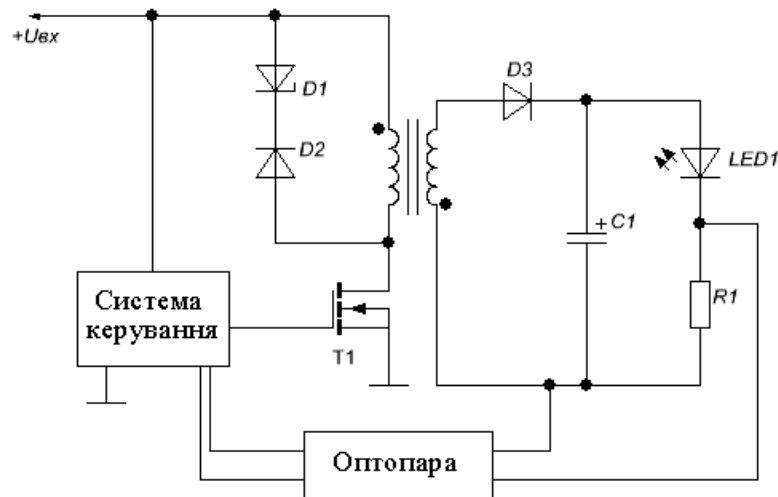


Рис. 4.8. Схема драйвера на основі зворотньоходового перетворювача

У схемі драйвера стабілітрон D1 і діод D2 призначені для усунення перевантажень за напругою силового транзистора T1 внаслідок енергії, яка накопичилась в індуктивності розсіювання трансформатора. Діод D3 виконує функцію випрямляча, що працює на ємнісний фільтр C1. Зворотній зв'язок знімається з резистора R1, напруга на якому пропорційна струму світлодіода.

Отже більш ефективні джерела світла на основі люмінесцентних і світлодіодних ламп потребують перетворення і стабілізації параметрів електричної енергії на основі спеціалізованих СЕЖ.

Запитання

1. Перелічіть технічні характеристики люмінесцентних і світлодіодних ламп, які свідчать про доцільність їх використання замість ламп накаливання.
2. Назвіть основні недоліки електромагнітного баласту люмінесцентних ламп.
3. Назвіть переваги електронного у порівнянні з електромагнітним баластом.
4. Опишіть призначення стартера електромагнітного баласту.
5. Опишіть схемотехнічне рішення, на основі якого здійснюється плавний пуск люмінесцентної лампи з електронним баластом.
6. Перелічіть основні вимоги до драйверів світлодіодних ламп.
7. Перелічіть основні схеми драйверів світлодіодних ламп.
8. Назвіть основні недоліки драйвера з ємнісним баластом світлодіодних ламп.

Лекція № 5. Система електроживлення системного блоку персонального комп'ютера

Стандарт ATX12V

Сучасні блоки живлення персональних комп'ютерів проектуються на основі стандарту ATX12V. Блок живлення спроектований за стандартом ATX12V повинен забезпечувати вихідні напруги ± 5 В, ± 12 В, $+3.3$ В і $+5$ В SB в режимі очікування (standby mode). Основними силовими ланцюгами в СЕЖ персонального комп'ютера є напруги $+3.3$, $+5$ и $+12$ В. Напруга -5 В використовується інтерфейсом ISA, внаслідок відсутності даного інтерфейсу у сучасних материнських платах, вказаний канал напруги на практиці в блоках живлення не реалізується. Напруга -12 В необхідна лише для повної реалізації стандарту послідовного інтерфейсу RS-232, тому також часто не реалізується в блоках живлення.

Для зменшення втрат і струмів, які протікають по силовим кабелям найпотужніших вузлів – процесора і відеокарти, їх живлять високою напругою $+12$ В, рідше $+5$ В, яка понижується імпульсними перетворювачами до необхідного рівня безпосередньо на материнській платі. Для цього напругу $+12$ В виробляють два канали СЕЖ – $+12$ В 1 і $+12$ В 2. Канал $+12$ В 1 живить периферійні пристрої, канал $+12$ В 2 – мікропроцесор. Розділення каналів $+12$ В дозволяє забезпечити більш якісне живлення ядра процесора. Допуск на напруги системи електроживлення стандарту ATX12V вказаний у табл. 5.1, струми споживання кожного каналу для блоків живлення різної потужності вказані у табл. 5.2.

Таблиця 5.1. Допуск на напруги системи електроживлення стандарту ATX12V

Канал напруги	Допуск	Мін. значення	Ном. значення	Макс. значення
$+3.3$ В	± 5 %	3.14 В	$+3.3$ В	3.47 В
$+5$ В	± 5 %	4.75 В	$+5$ В	5.25 В
$+12$ В 1	± 5 %	11.4 В	$+12$ В	12.6 В
$+12$ В 2	± 5 %	11.4 В	$+12$ В	12.6 В
-12 В	± 10 %	-10.8 В	-12 В	-13.2 В
$+5$ В SB	± 5 %	4.75 В	$+5.1$ В	5.25 В

Таблиця 5.2. Струми споживання блоків живлення по кожному каналу напруги

P, Вт	$+3.3$ В		$+5$ В		$+12$ В 1			$+12$ В 2			-12 В		$+5$ В SB		
	мін.	макс.	мін.	макс.	мін.	макс.	пік.	мін.	макс.	пік.	мін.	макс.	мін.	макс.	пік.
250	0.1	14	0.2	12	0.6	8	9	0.6	13	16.5	0	0.3	0	2.5	3.5
350	0.1	20	0.2	12	0.1	10	11	0.6	13	16.5	0	0.3	0	2.5	3.5
450	0.1	22	0.2	15	0.1	14	15	0.6	16	19	0	0.3	0	2.5	3.5

Окрім навантаження на кожний канал стандартом регламентуються вимоги щодо співвідношення потужностей різних каналів, що наведені на рис. 5.1. На цьому рисунку наведені діаграми навантажень: по осі X – мінімальне і максимальне навантаження каналів $+12$ В 1 і $+12$ В 2, по осі Y – навантаження каналів $+3.3$ В і $+5$ В.

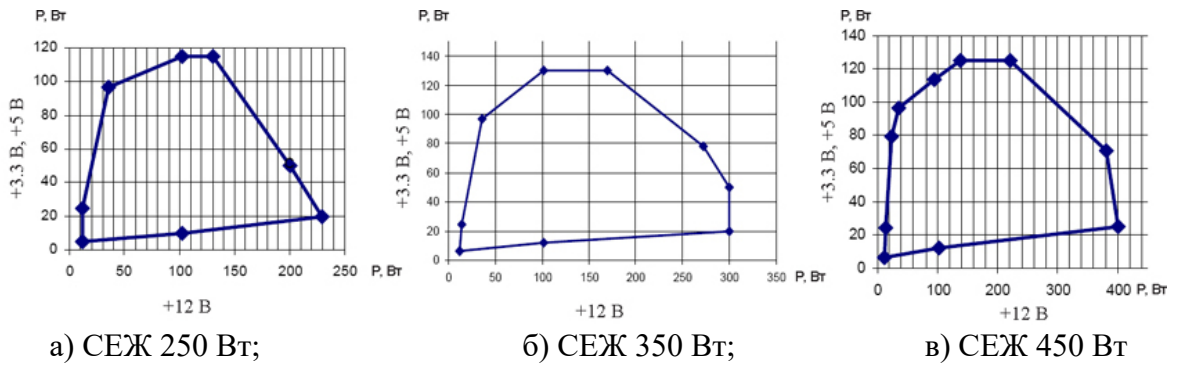


Рис. 5.1. Діаграми розподілу потужностей по каналам

Згідно з специфікацією ATX12V блок живлення повинен мати функцію дистанційного вмикання. Для цього в SEЖ передбачене додаткове малопотужне ДВЕЖ з вихідним каналом +5 В SB, яке вмикає основне ДВЕЖ за сигналом PS-ON (активний рівень сигналу – низький) від кнопки “Power” системного блоку. Напруга основних каналів подається на навантаження за сигналом PWR-OK (на принципових схемах позначається “Power good”, “P.G.”), високий рівень якого формується при досягненні мінімального рівня напруги каналів +3.3 В, +5 В, +12 В. На рис. 5.2 показано часові характеристики сигналу PS-ON і PWR-OK.

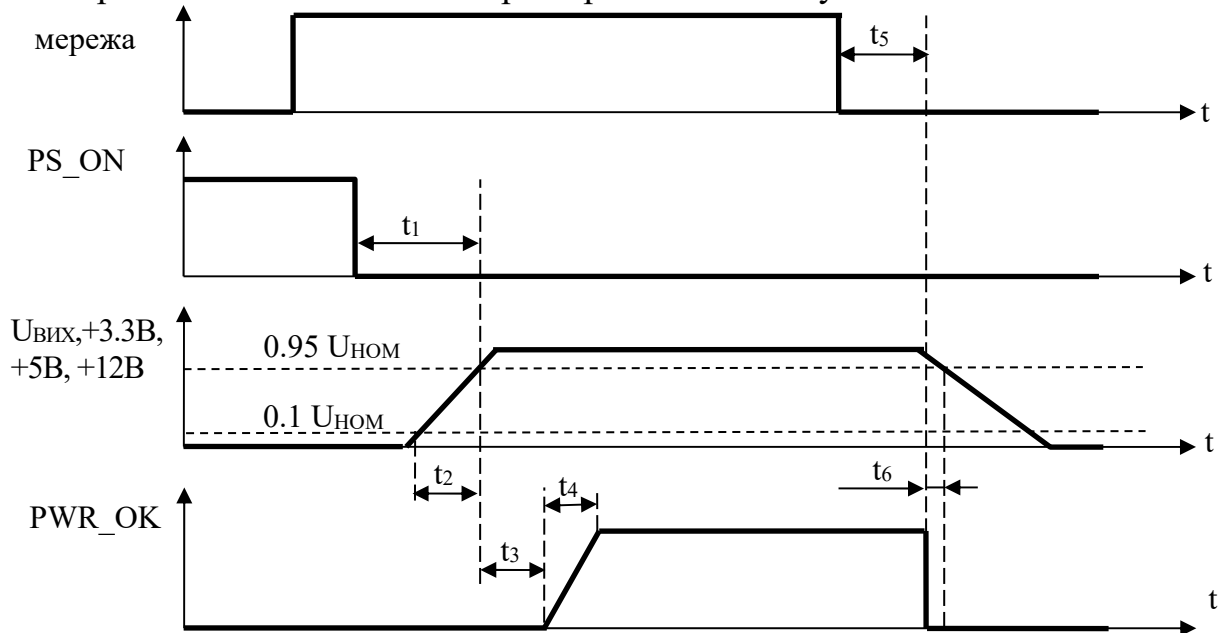


Рис. 5.2. Часові діаграми сигналів вмикання і power good

- Згідно з часовими діаграмами рис. 5.2:
- t_1 – час виходу на режим SEЖ, $t_1 < 500$ мс;
 - t_2 – час наростання напруги від $0.1U_{НОМ}$ до $0.95U_{НОМ}$, 0.1 мс $< t_2 < 20$ мс;
 - t_3 – затримка формування сигналу “power good” після досягнення мінімального рівня напруги каналів +3.3 В, +5 В, +12 В, 100 мс $< t_3 < 500$ мс;
 - t_4 – час наростання фронту сигналу “power good”, $t_4 < 10$ мс;
 - t_5 – час підтримання напруги вихідних каналів при зникненні напруги мережі, $t_5 > 16$ мс;
 - t_6 – попередження про зменшення напруги нижче допустимого рівня при зникненні напруги мережі, $t_6 > 1$ мс.

Структура і принцип роботи SEЖ системного блоку персонального комп'ютера

Типова структура SEЖ системного блоку показана на рис. 5.3.

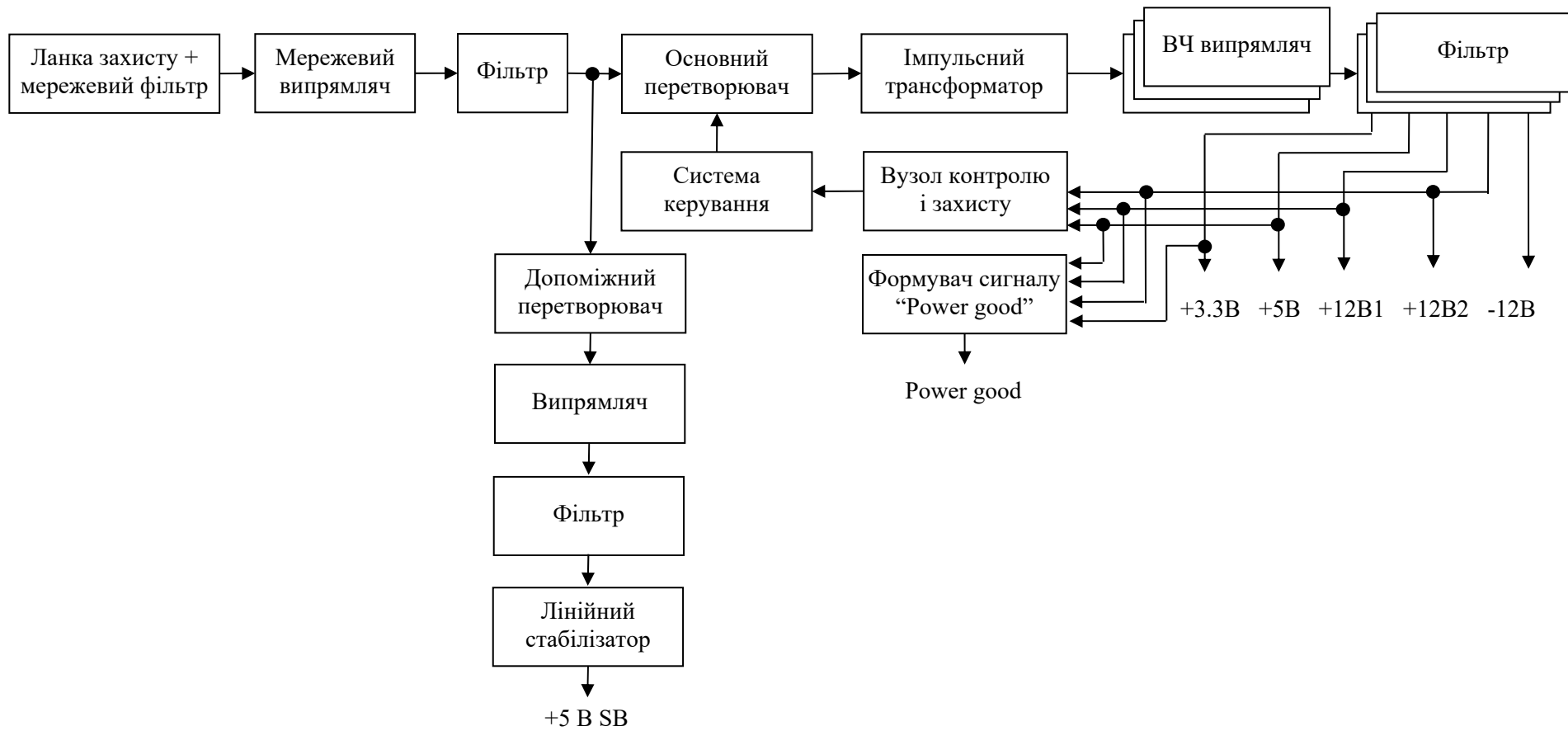
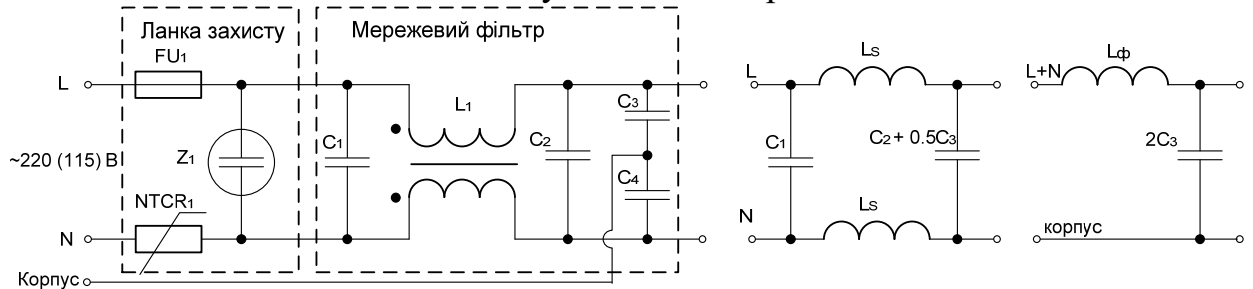


Рис. 5.3. Структурна схема СЕЖ системного блоку персонального комп'ютера

СЕЖ блока живлення комп'ютера базується на безтрансформаторному ДВЕЖ, виконаному по двотактній напівмостовій схемі, рідше можуть використовуватись двотактна мостова або однотоктна зворотньоходова топології перетворювачів. Принцип роботи СЕЖ полягає у наступному. Змінна напруга мережі ~ 220 В (~ 115 В) подається на вхідний каскад СЕЖ – мережевий фільтр. Цей вузол призначений для зменшення завад, які розповсюджуються в напрямку від промислової мережі до перетворювача і навпаки. До виходу мережевого фільтра під'єднано мережевий випрямляч, виконаний по двонапівперіодній схемі. До його складу входить селектор-перемикач вхідної напруги, за допомогою якого обирається діюче значення вхідної напруги 115 В або 220 В. Випрямлена напруга згладжується фільтром і подається на вхід основного і допоміжного перетворювачів. Для гальванічної розв'язки і трансформації рівня напруги до виходу основного перетворювача підключено імпульсний трансформатор. Напруга з виходу трансформатора випрямляється імпульсними випрямлячами і фільтрується. Регулювання і стабілізація вихідних напруг каналів здійснюється системою керування на основі ШІМ за напругами з датчиків вихідних каналів по лінії зворотного зв'язку. Вузол контролю і захисту блокує роботу системи керування у разі короткого замкнення, перенапруги, перевищення значення параметра γ ШІМ. Сигнал power-good формується за значеннями вихідних напруг каналів +3.3В, +5 В, +12 В і використовується для формування сигналу ініціалізації процесора. Нижче розглянуто можливі принципові схеми і особливості функціонування кожного блоку СЕЖ.

Ланка захисту, мережевий фільтр

Одна з можливих схем блоку показана на рис. 5.4.



а) принципова схема; б) екв. сх. фільтру для сим. завад; в) екв. сх. фільтру для несим. завад

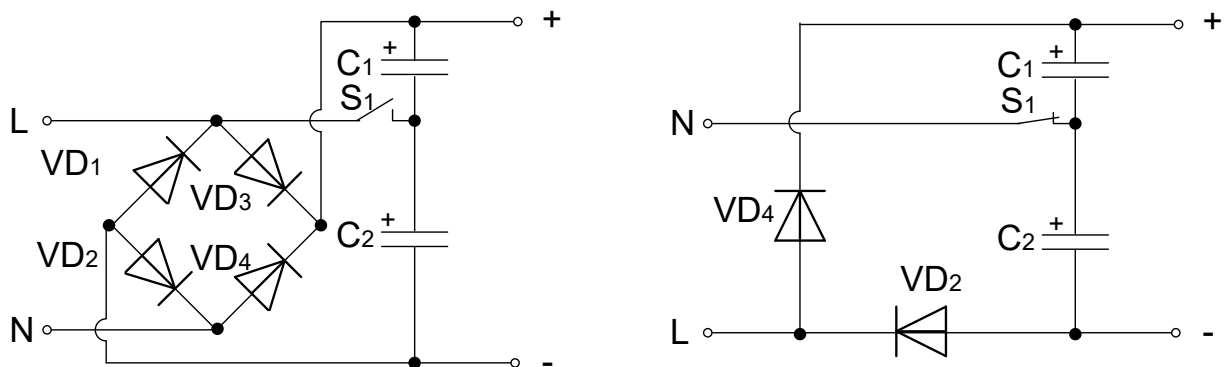
Рис. 5.4. Схема ланки захисту і мережевого фільтра

В схемі рис. 5.4 а запобіжник FU_1 виконує функцію захисту за струмом. Захист від перенапруги здійснюється варистором Z_1 : при підвищенні напруги мережі вище критичного рівня опір варистора Z_1 різко зменшується, що викликає зростання значення вхідного струму і спрацювання запобіжника FU_1 . Для обмеження пускового струму, викликаного зарядом конденсатора фільтра мережевого випрямляча, в схемі використовується термістор з від'ємним температурним коефіцієнтом $NTCR_1$: при вмиканні перетворювача в «холодному» стані, опір термістора на порядок більший, ніж у «розігрітому» стані. Мережевий фільтр складається з двохобмоткового дроселя L_1 і конденсаторів C_1 - C_4 . Еквівалентні схеми фільтру для

симетричних і несиметричних завад показані на рис. 5.4 б і рис. 5.4 в відповідно.

Мережевий випрямляч і фільтр

За стандартом ATX12V комп'ютерний блок живлення повинен працювати від мережі 220 В і 115 В (США, Канада) змінного струму. Найпростіший варіант уніфікації блока живлення реалізується у напівмостовій схемі, в якій конденсаторний дільник напруги є фільтром випрямляча. В цьому випадку напруга обирається за допомогою перемикача S_1 , який з'єднує одну з фаз з середньою точкою конденсаторного дільника, рис. 5.5 а. Розімкнений стан перемикача S_1 відповідає вхідній напрузі 220 В, в цьому випадку реалізується мостова схема випрямляча. При замиканні перемикача S_1 утворюється випрямляч з подвоєнням напруги, рис. 5.5 б, що дозволяє використовувати ДВЕЖ при вхідній напрузі 115 В.



а) принципова схема;

б) еквівалентна схема при замиканні перемикача S_1

Рис. 5.5. Схема мережевого випрямляча з фільтром

Допоміжний перетворювач

Допоміжний перетворювач формує напругу +5 В SB в режимі очікування і забезпечує живлення системи керування. Як допоміжний перетворювач часто використовується однокантний імпульсний перетворювач, який працює в автоколивальному режимі – зворотньоходовий ДВЕЖ з трансформатором, який насичується. Принципова схема вказаного ДВЕЖ показана на рис. 5.6, часові діаграми роботи – на рис. 5.7. На вхід цього перетворювача подається напруга +300 В з виходу фільтра мережевого випрямляча.

Робота схема автогенераторного перетворювача полягає у наступному. У момент подавання живлення на каскад автогенератора, на базу транзистора VT_1 , через послідовно з'єднані резистори R_4 , R_1 , подається початковий струм зміщення, який протікає по колу $+E_{ж} \rightarrow R_4 \rightarrow R_1 \rightarrow б-е VT_1 \rightarrow -E_{ж}$. Під його дією транзистор VT_1 відкривається, через нього і первинну обмотку W_1 трансформатора TV_1 починає протікати струм. Цей струм наводить у первинній обмотці ЕРС показану на рис. 5.6 без дужок. Внаслідок ЕРС взаємної індукції на обмотці зворотного зв'язку $W_{зз}$ наводиться ЕРС показана на рис. 6 без дужок. Така полярність напруги на обмотці $W_{зз}$ створює імпульс струму позитивної полярності, який протікає по колу $+W_{зз} \rightarrow C_3 \rightarrow R_1 \rightarrow б-е$

$V_{T1} \rightarrow -W_{33}$, що сприяє швидкому відкриттю транзистора V_{T1} . Тому транзистор швидко переходить у стан насичення.

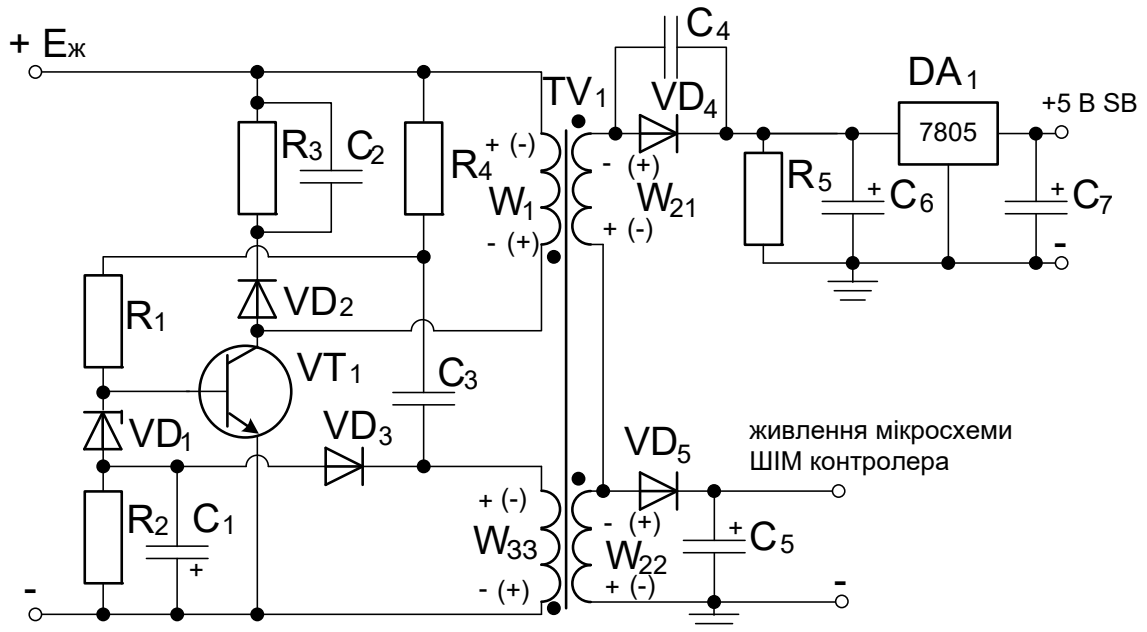


Рис. 5.6. Принципова схема зворотньоходового допоміжного перетворювача

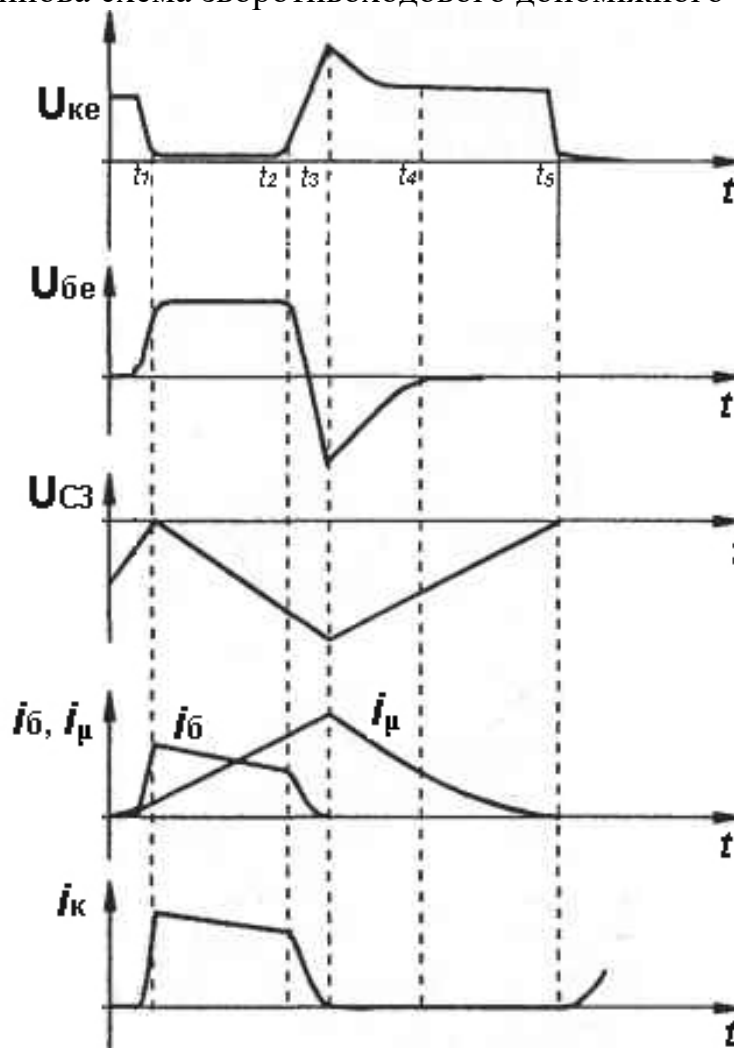


Рис. 5.7. Часові діаграми роботи зворотньоходового допоміжного перетворювача

На часових діаграмах рис. 5.7 перехід транзистора в стан насичення відповідає точці t_1 . Випрямні діоди VD_4 , VD_5 вторинних обмоток трансформатора W_{21} , W_{22} ввімкнені таким чином, що під час відкритого стану транзистора, вони знаходяться в закритому стані. Струм через первинну обмотку i_{μ} трансформатора починає зростати, що призводить до накопичення енергії в осерді трансформатора. Цей процес триває до переходу трансформатора у стан насичення в момент t_2 . Під час переходу трансформатора у стан насичення напруга на обмотці зворотного зв'язку W_{33} трансформатора швидко спадає до нуля, що призводить до зменшення струму бази транзистора i_b і виходу транзистора VT_1 із стану насичення. Полярність ЕРС на обмотках трансформатора змінюється на протилежну, яка на рис. 5.6 показана в дужках. Така полярність напруги сприяє швидкому закриванню транзистора у момент t_4 . Після чого відбувається перемагнічування осердя трансформатора. Діоди VD_4 , VD_5 вторинних обмоток трансформатора відкриваються, енергія накопчена в осерді трансформатора передається в навантаження. Обмотка W_{21} використовується для формування стабільної напруги $+5\text{ В SB}$, для чого на виході випрямляча встановлено лінійний стабілізатор напруги DA_1 . Обмотка W_{22} використовується для живлення ШІМ-контролера системи керування. Транзистор VT_1 знову відкривається в момент часу t_5 , коли після перезаряду конденсатора C_3 через резистор R_4 , значення напруги на ньому стає достатнім для відкривання транзистора. Потім процеси в перетворювачі циклічно повторюються.

Частота роботи перетворювача визначається величиною опору резистора R_4 , ємністю конденсатора C_3 і значенням індуктивності первинної обмотки трансформатора W_1 . Елементи VD_2 , R_3 , C_2 виконують роль демпфера, який зменшує викиди напруги під час закривання транзистора протягом інтервалу часу t_2 - t_3 . Стабілітрон VD_1 , резистор R_2 , діод VD_3 і конденсатор C_1 створюють необхідну напругу зміщення бази транзистора відносно емітера і виконують демпфувальні функції під час перемикання транзистора.

Розглянутий перетворювач зазнає значних навантажень за струмом в момент насичення трансформатора, тому для обмеження струму через транзистор VT_1 в схему додають сенсор струму R_7 і транзистор VT_2 , рис. 5.8, який при перевищенні певного значення струму емітера транзистора VT_1 починає шунтувати його базо-емітерний перехід, що призводить до обмеження колекторного струму транзистора VT_1 . У блоках живлення нових розробок часто допоміжний перетворювач сконструйований на основі стабілізованого ДВЕЖ зворотньонохового перетворювача на основі контролерів UC3842 або інтелектуального ключа серії TOPSwitch.

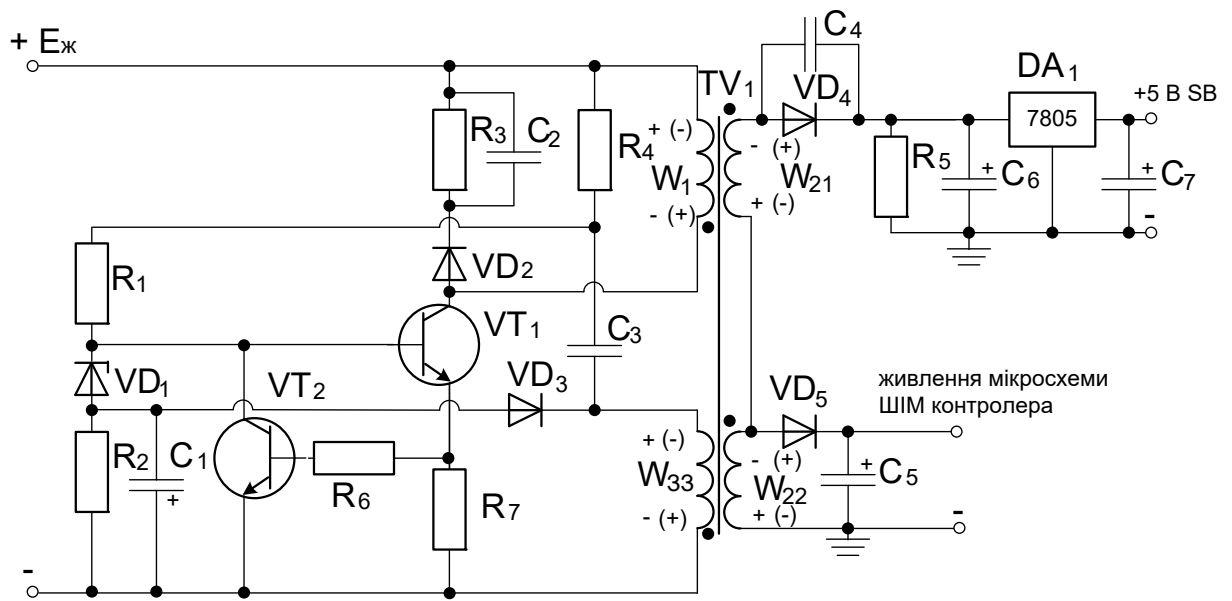


Рис. 5.8. Схема зворотньоходового перетворювача з обмеженням струму силового транзистора

ШІМ-контролер системи керування

Основний перетворювач СЕЖ системного блоку персонального комп'ютера виконується за напівмостовою схемою. Система керування перетворювача проектується на основі мікросхеми ШІМ-контролера, найчастіше мікросхема марки TL494. Її структуру показано на рис. 5.9.

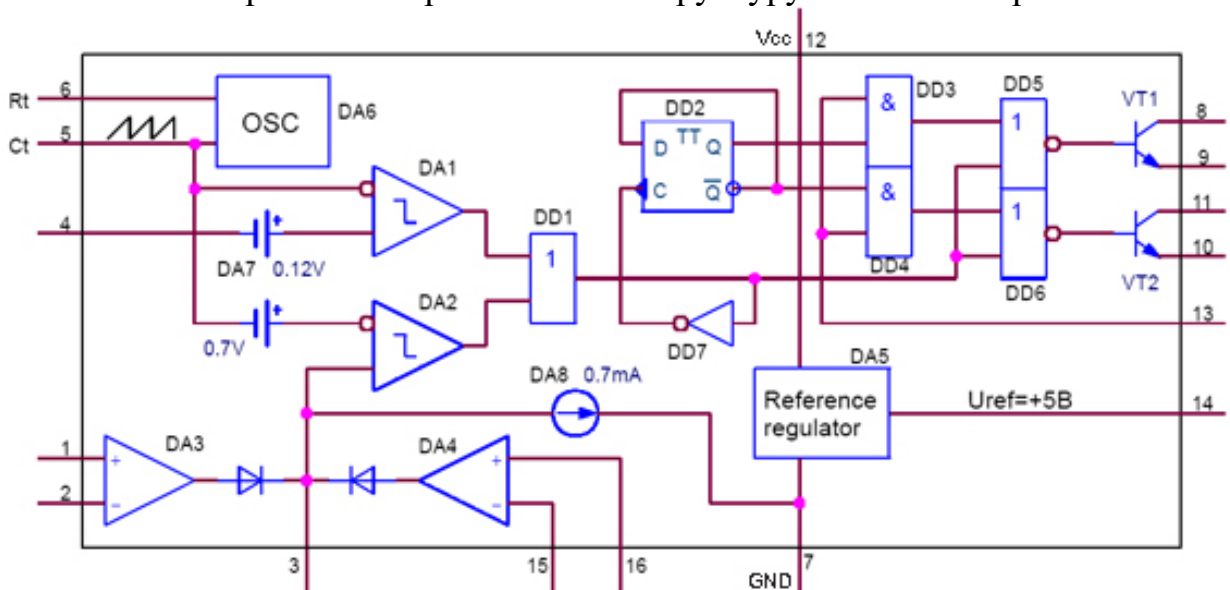


Рис. 5.9. Структура мікросхеми TL494

До складу мікросхеми входять наступні функціональні блоки:

- генератор пилоподібної напруги (ГПН) DA6, частота якого визначається номіналом резистора і конденсатора, під'єднаних до входів мікросхеми 6 і 5 відповідно;
- джерело еталонної напруги +5 В DA5, під'єднане до виходу мікросхеми 14;

- компаратор «мертвої зони» DA1;
- компаратор ШІМ DA2;
- підсилювач помилки за напругою DA3;
- підсилювач помилки сигналу обмеження струму DA4;
- вихідний каскад на транзисторах VT1, VT2 з відкритими емітерами і колекторами;
- дільник частоти на D-тригері DD2;
- допоміжні логічні елементи DD1, DD3-DD7;
- джерело постійної напруги 0.1 В DA7;
- джерело постійного струму 0.7 мА DA8.

Часові діаграми роботи контролера показані на рис. 5.10. Умовно функціональні вузли мікросхеми можна розділити на аналогові і цифрові. Спочатку розглянемо роботу цифрової частини. З часових діаграм 12 і 13 видно, що моменти появи вихідних імпульсів керування і їх тривалість визначаються станом виходу вентиля DD1. Інші логічні елементи розподіляють сигнали керування на два канали. При цьому тривалість імпульсів керування визначається тривалістю відкритого стану транзисторів VT1, VT2. За рахунок того, що ці транзистори мають відкритий емітер і колектор, їх можна під'єднати двома способами. При під'єднанні за схемою зі спільним емітером, емітери транзисторів заземлюються, сигнал керування знімається з колекторів транзисторів (виводи 8 і 11 мікросхеми), під'єднаних через навантаження до позитивної клеми джерела напруги. У цьому випадку сигнал керування має інверсну полярність. При під'єднанні за схемою зі спільним колектором, сигнал керування знімається з навантажень, під'єднаних до емітерів транзисторів. Колектори транзисторів під'єднуються безпосередньо до плюса джерела живлення. У цьому випадку сигнал керування формується без інверсії.

Тригер DD2 разом з логічними вентилями DD3-DD7 виконують функцію селектора каналу по якому передається сигнал керування з вентиля DD1. Цей режим роботи мікросхеми використовується для керування двотактними перетворювачами. У цьому режимі транзистори VT1, VT2 відкриваються по черзі (діаграма 5). Для вибору цього режиму на вхід 13 мікросхеми необхідно подати сигнал високого рівня. У цьому режимі перший канал керування під'єднаний до неінвертуючого виходу Q тригера DD2. Цей канал використовується для керування транзистором VT1. Другий канал під'єднано до інвертуючого виходу тригера \bar{Q} . Він використовується для керування транзистором VT2. Сигнал керування транзистором з виходу вентиля DD1 передається по відповідному каналу, якщо на відповідному виході тригера формується низький рівень напруги. Перемикання тригера DD2 відбувається по задньому фронту кожного імпульсу вентиля DD1, для цього вхід синхронізації тригера C через інвертор DD7 з'єднано з вентилем DD1. В неактивному стані на виході каналу формується сигнал низького рівня, незалежно від сигналу керування з виходу DD1, що забезпечує закритий стан транзистора.

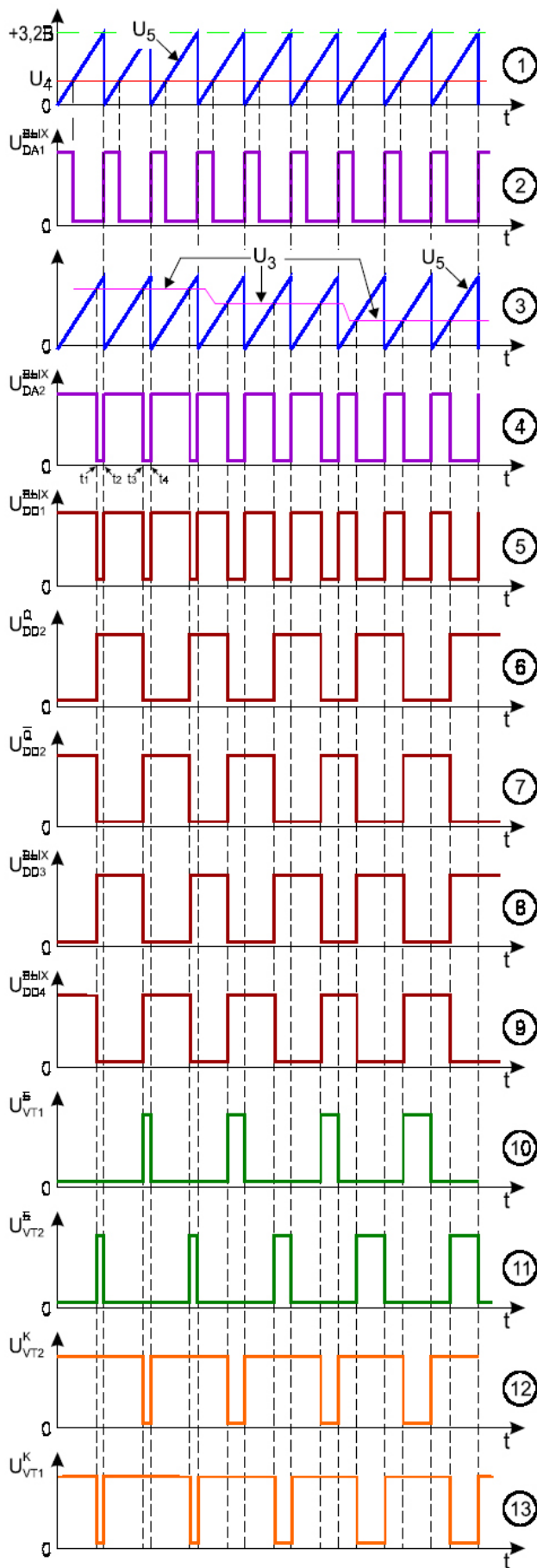


Рис. 5.10. Часові діаграми роботи TL494

Для керування однотактними перетворювачами на вхід 13 мікросхеми подається сигнал низького рівня. У цьому режимі роботи на виході обох каналів сигнал керування дублюється. Тому у даному режимі роботи доцільно об'єднувати колектори і емітери транзисторів обох каналів для збільшення їх навантажувальної здатності.

Далі розглянуто особливості роботи аналогової частини мікросхеми. Стан виходу вентиля DD1 визначається компаратором ШИМ DA2 (діаграма 4). Вихідний сигнал компаратора DA1 (діаграма 2), який подається на інший вхід DD1, в нормальному режимі роботи не впливає на вихідний сигнал вентиля DD1, який визначається ширшими вихідними імпульсами ШИМ компаратора DA2. Крім того з діаграм видно, що при зміні рівня напруги на неінвертуючому вході компаратора ШИМ DA2 (діаграма 3), пропорційно збільшується тривалість імпульсів керування каналів (діаграми 12, 13). У нормальному режимі роботи рівень напруги на неінвертуючому вході компаратора задається лише вихідною напругою підсилювача помилки DA3, тому що вона перевищує значення вихідної напруги підсилювача DA4. Значення вихідної напруги підсилювача помилки DA3 залежить від сигналу зворотного зв'язку, що знімається з давача вихідної напруги перетворювача і подається на неінвертуючий вхід підсилювача DA3, який з'єднано з входом 1 мікросхеми TL494.

Компаратор DA1 задає паузу між вимкненням одного транзистора і ввімкненням наступного для усунення наскрізних струмів у двотактному перетворювачі. Для регулювання цієї затримки використовується вхід 4 мікросхеми TL494. Чим більший потенціал подається на вхід 4, тим більшою є мінімальна затримка між комутацією транзисторів. Але навіть при заземленні входу 4, за рахунок внутрішнього джерела DA7 0.12 В, існує певна затримка між моментами комутації транзисторів. Функція обмеження ширини імпульсів керування, яка реалізується блоком, використовується для організації плавного пуску перетворювача шляхом під'єднання до входу 4 RC-ланцюжка. Для цього один вивід конденсатора підключається до виходу еталонної напруги 14 мікросхеми, інший вивід - через резистор з'єднується з землею. Середня точка RC-ланцюжка з'єднується з входом 4 мікросхеми. При такому під'єднанні в момент пуску перетворювача на вхід 4, через конденсатор RC-ланцюжка, подається еталонна напруга з виходу 14 мікросхеми, тому тривалість імпульсів керування вихідних каскадів мікросхеми є мінімальною. За час, який задається постійною часу RC-ланцюжка, конденсатор заряджається до напруги еталонного джерела і потенціал на вході 4 мікросхеми стає рівним нулю, що обмежує затримку між комутаціями транзисторів на мінімальному рівні.

Типова схема підключення мікросхеми TL494 показана на рис. 5.11.

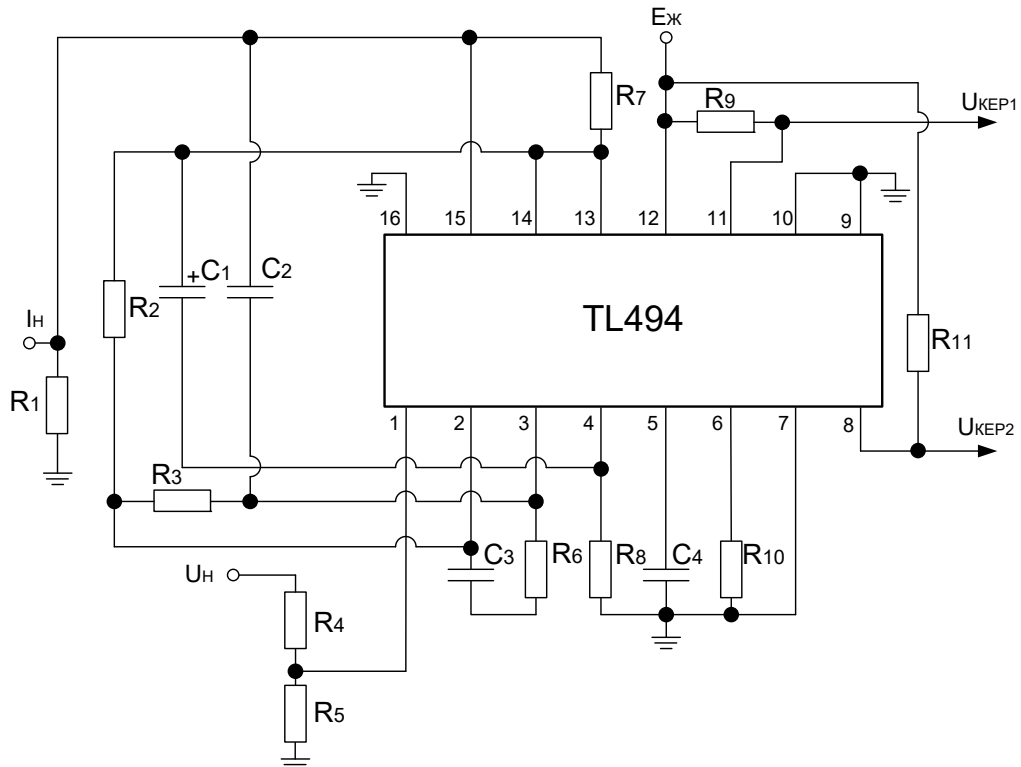


Рис. 5.11. Типова схема підключення мікросхеми TL494

На схемі конденсатор C_1 і резистор R_8 задають частоту f_T роботи генератора:

$$f_T \approx \frac{1}{C_1 \cdot R_8}. \quad (5.1)$$

Резистори R_3 , R_6 і конденсатори C_2 , C_3 утворюють ланцюг корекції підсилювачів сигналу помилки DA3, DA4. Для реалізації двотактного режиму роботи мікросхеми TL494 на вхід 13 подається сигнал високого рівня з джерела еталонної напруги, яке під'єднано до виходу 14 мікросхеми. Опорна напруга підсилювачів сигналу помилки DA3, DA4 також задається еталонною опорною напругою, яка через резистори R_7 , R_2 подається на інвертуючі входи підсилювачів DA3, DA4, входи мікросхеми 15 і 2 відповідно. На неінвертуючий вхід підсилювача сигналу помилки напруги DA3 подається напруга з дільника на резисторах R_4 , R_5 , яка пропорційна напрузі на навантаженні. На неінвертуючий вхід підсилювача сигналу помилки обмеження струму DA4 подається напруга з резистора R_1 , яка пропорційна струму навантаження. Режим плавного пуску забезпечується ланцюжком C_1 , R_8 . З виходів 8, 11 знімається сигнал керування транзисторами двотактного перетворювача. На вхід 12 подається напруга живлення мікросхеми.

Топологія і особливості функціонування інших вузлів СЕЖ персонального комп'ютера розглянуто у наступній лекції.

Запитання

1. Назвіть стандарт, який регламентує основні технічні показники систем електроживлення персональних комп'ютерів.
2. Перелічіть значення напруг каналів, які є обов'язковими для використання в СЕЖ персонального комп'ютера.
3. Опишіть процес дистанційного ввімкнення персонального комп'ютера.
4. Назвіть основні функціональні вузли, що входять до структури СЕЖ персонального комп'ютера.
5. Назвіть функціональне призначення допоміжного джерела живлення персонального комп'ютера.
6. Вкажіть топології перетворювачів, які використовуються як допоміжне джерело живлення персонального комп'ютера.
7. Вкажіть яким чином блок живлення персонального комп'ютера адаптовано до двох стандартів напруги змінного струму 115 В і 220 В.
8. Назвіть марку мікросхеми, яку переважно використовують як вузол керування в блоці живлення персонального комп'ютера.
9. Вкажіть схемотехнічне рішення, яке найчастіше використовують на практиці для плавного пуску СЕЖ персонального комп'ютера.

Лекція № 6. Система електроживлення системного блоку персонального комп'ютера (продовження)

Вихідний каскад системи керування

Вихідний каскад виконує функцію гальванічної розв'язки системи керування від силової частини перетворювача і узгодження рівнів їх напруг. Схемні рішення вихідного каскаду розділяються на такі типи:

- з використанням дискретних транзисторів;
- безтранзисторний варіант (використовуються транзистори мікросхеми TL494).

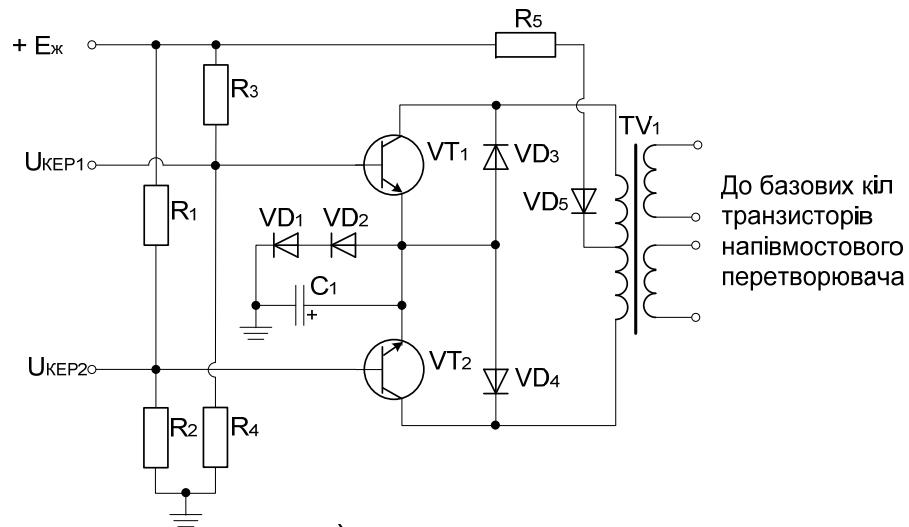
Крім того, ще однією ознакою за якою класифікується вихідний каскад є спосіб керування силовими транзисторами:

- із загальним керуванням, коли для керування силовими транзисторами використовується спільний трансформатор;
- з роздільним керуванням, коли для керування кожним транзистором використовується окремий трансформатор.

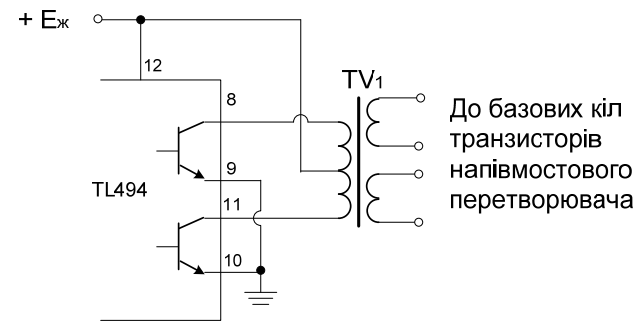
Зважаючи на обидві класифікації вихідний каскад може бути виконаний одним з чотирьох способів:

- транзисторний із загальним керуванням;
- транзисторний із роздільним керуванням;
- безтранзисторний із загальним керуванням;
- безтранзисторний із роздільним керуванням.

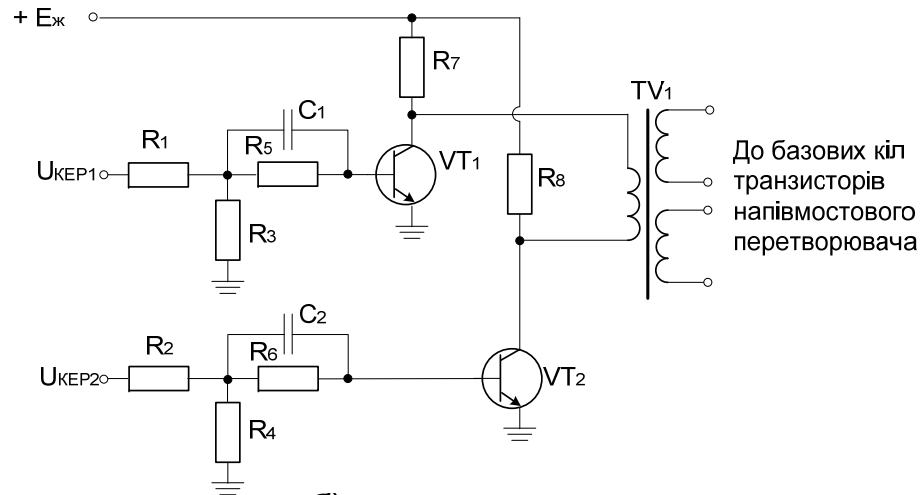
Каскади на основі дискретних транзисторів з роздільним керуванням застосовуються рідко. Інші варіанти використовуються на практиці досить часто. Зв'язок між системою керування і силовою частиною здійснюється трансформаторним способом. Типові схеми вихідних каскадів показані на рис. 6.1.



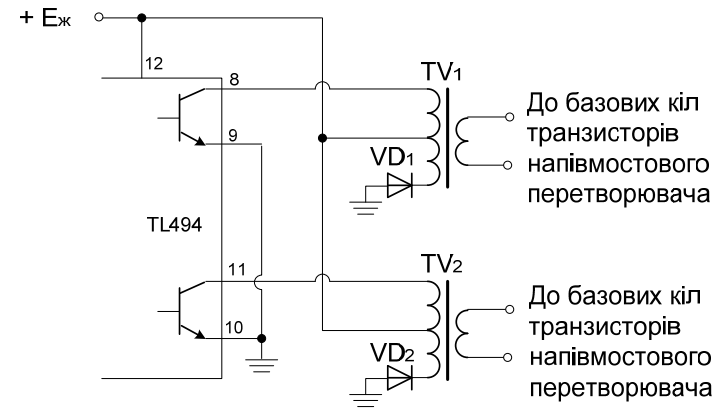
а)



в)



б)



г)

а),б) транзисторні із загальним керуванням; в) безтранзисторний із загальним керуванням; г) безтранзисторний з роздільним керуванням;

Рис. 6.1. Вихідні каскад системи керування

Дистанційне ввімкнення комп'ютера

Дистанційне ввімкнення комп'ютера здійснюється за низьким рівнем сигналу PS_ON, для формування якого використовується напруга допоміжного перетворювача +5 В SB. Два можливих варіанти системи дистанційного ввімкнення живлення показані на рис. 6.2.

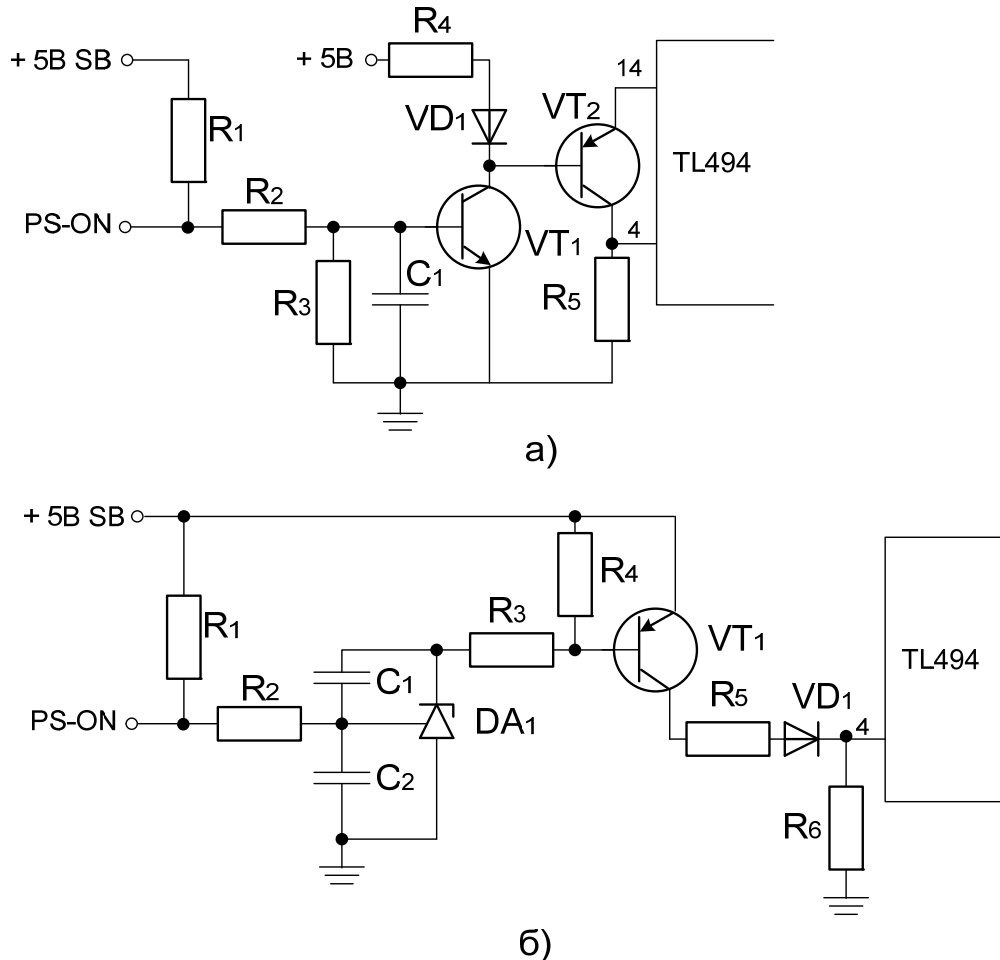


Рис. 6.2. Схеми дистанційного формування сигналу дистанційного ввімкнення

У системі дистанційного ввімкнення рис. 6.2 а) в режимі очікування, коли кнопка живлення розімкнена, на базу транзистора VT₁ з допоміжного джерела живлення подається +5 В, тому транзистори VT₁, VT₂ відкриті. При цьому через транзистор VT₂ на вхід 4 обмеження ширини імпульсів керування мікросхеми TL494 подається напруга з еталонного джерела + 5 В, що блокує роботу вихідного каскаду мікросхеми. Ввімкнення кнопки “Power” призводить до закривання транзисторів VT₁, VT₂ і формування на вході 4 мікросхеми сигналу низького рівня, що зводить обмеження ширини імпульсів керування до мінімального рівня. Затримка між замиканням кнопки “Power” і початком роботи основного перетворювача задається RC-ланцюжком R₂, R₃, C₁.

Принцип роботи системи рис. 6.2 б) подібний до попередньої. Але в цій схемі замість першого транзистора використовується мікросхема DA₁ TL431. У режимі очікування на вхід керування мікросхеми DA₁ подається напруга з

допоміжного джерела живлення, тому на катоді мікросхеми формується сигнал низького рівня, який відкриває транзистор VT₁, що призводить до подачі на вхід 4 мікросхеми сигналу високого рівня і блокуванню роботи її вихідного каскаду. Ввімкнення кнопки “Power” призводить до подачі на вхід 4 сигналу низького рівня. Затримка між замиканням кнопки “Power” і початком роботи основного перетворювача задається RC-ланцюжком R₂, C₁, C₂.

Формування сигналу “Power good”

Сигнал “Power good” сигналізує вузли обчислювальної апаратури про завершення перехідних процесів у СЕЖ. Активний рівень сигналу “Power good” – високий. Одна з можливих схем формування сигналу “Power good” показана на рис. 6.3.

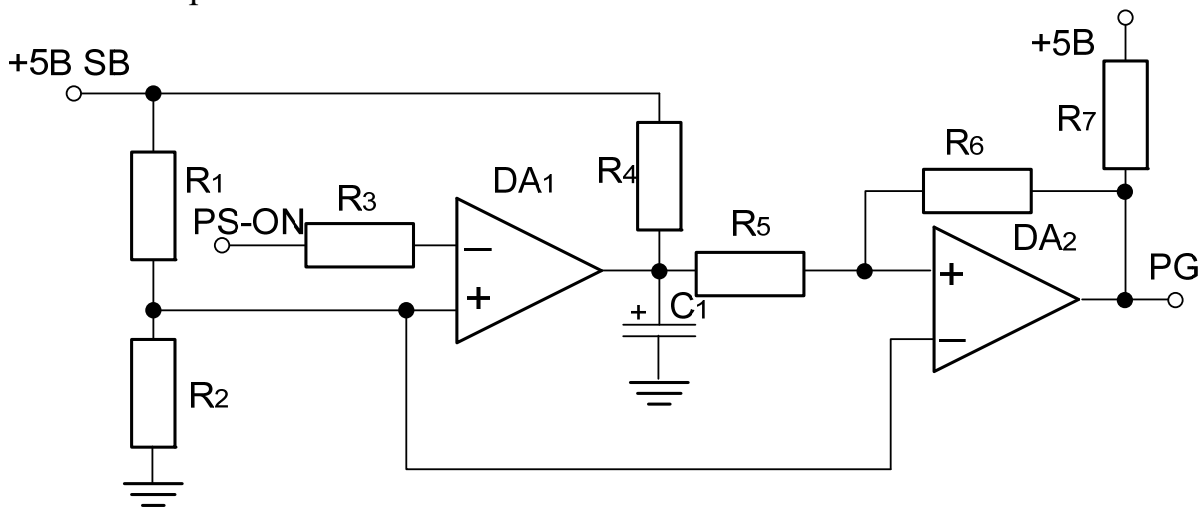


Рис. 6.3. Схема формування сигналу “Power good”

Опорна напруга +2.5 В з дільника на резисторах R₁, R₂ подається на неінвертуючий вхід операційного підсилювача DA₁, на інший вхід подається сигнал PS-ON. На виході операційного підсилювача DA₁ встановлено інтегруючий ланцюг на елементах R₄, C₁, який створює затримку формування сигналу “Power good” на 100-500 мс. Сигнал з виходу інтегруючого ланцюга подається на неінвертуючий вхід операційного підсилювача DA₂, на інвертуючий вхід цього підсилювача подається опорна напруга +2.5 В. З виходу операційного підсилювача знімається сигнал “Power good”.

У режимі очікування напруга сигналу PS-ON складає +5 В, тому на виходах операційних підсилювачах DA₁, DA₂ в цьому режимі спостерігається низький рівень напруги, що відповідає неактивному стану СЕЖ. Після ввімкнення кнопки “Power” рівень сигналу PS-ON стає низьким, на виході операційного підсилювача DA₁ формується високий рівень напруги і починається заряд конденсатора C₁. Після того, як напруга на конденсаторі C₁ досягне +2.5 В, на виході операційного підсилювача DA₂ формується сигнал високого рівня, який свідчить про завершення перехідних процесів у СЕЖ.

Схема захисту

Захист перетворювача в аварійних ситуаціях додатково забезпечується схемою захисту, рис. 6.4, яка блокує роботу ШІМ-контролера при:

- короткому замкненні вихідного каналу;
- великих струмах в транзисторах основного перетворювача;
- перевищенні значень вихідної напруги.

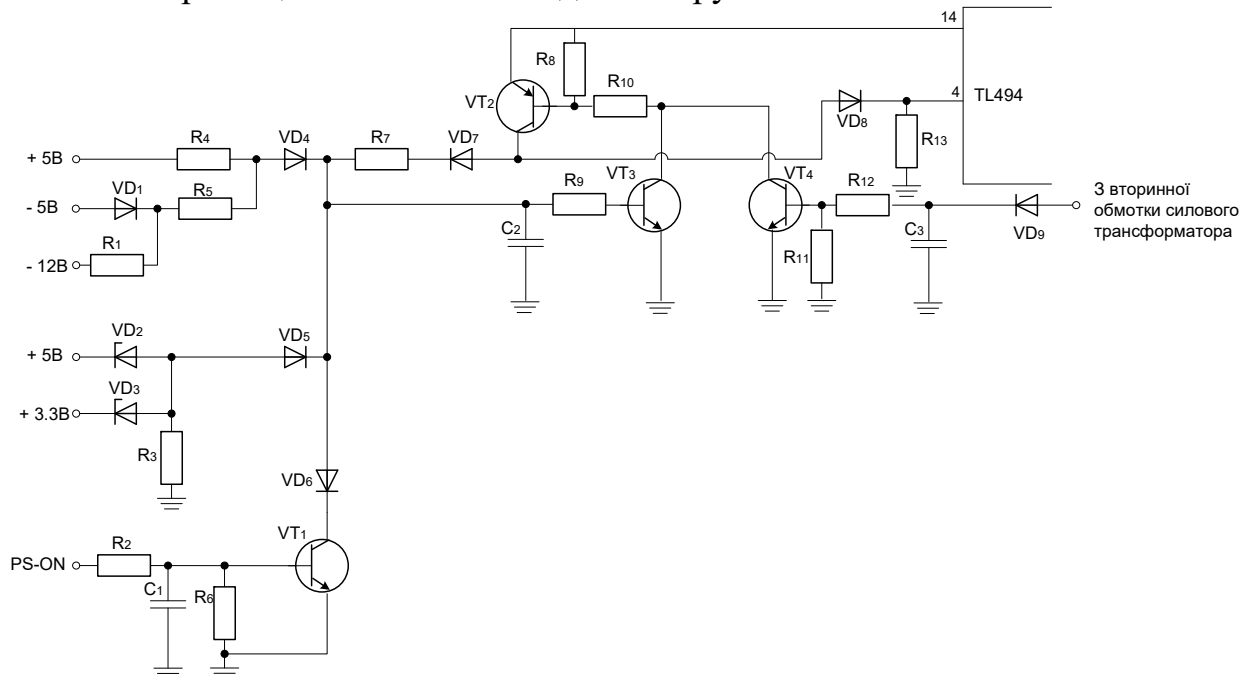


Рис. 6.4. Схема захисту СЕЖ

Блокування роботи ШІМ-контролера здійснюється транзистором VT_2 , для чого на його базу потрібно подати сигнал низького рівня. У цьому випадку транзистор відкриється і зашунтує джерело еталонної напруги мікросхеми TL494 на вход 4 обмеження тривалості імпульсів ШІМ. Паралельно до бази транзистора VT_2 під'єднані транзистори VT_3 і VT_4 , які захищають перетворювачі від різних видів аварійних ситуацій. Транзистор VT_1 блокує роботу ШІМ-контролера до подачі сигналу PS-ON. Транзистор VT_4 обмежує максимальну потужність і захищає від коротких замкнень у навантаженні. Для цього на його базу подається напруга з вторинної обмотки силового трансформатора через однонапівперіодний випрямляч на діоді VD_9 і конденсаторі C_3 . Тому при збільшенні потужності, яка віддається в навантаження, збільшується параметр γ роботи основного перетворювача, внаслідок цього напруга на конденсаторі C_3 також збільшується. Колекторний струм транзисторів VT_4 , VT_2 зростає, що призводить до збільшення потенціалу на вході 4.

Каскад для захисту від коротких замкнень каналів з від'ємною вихідною напругою зібраний на елементах VD_1 , R_1 , R_4 , R_5 , VD_4 , VT_3 . Вони утворюють суматор напруг по каналам +5В, -5В, -12В. Номінали опорів резисторів підібрані так, що у випадку короткого замкнення потенціал анода діода VD_4 перевищує 1.2-1.5 В, що достатньо для відкривання транзистора VT_3 і блокування роботи ШІМ-контролера. Стабілітрони VD_2 і VD_3

використовуються для захисту від перенапруги каналів +3.3В і +5В. Перевищення напруги цих каналів також призводить до відкривання транзистора VT₃.

Вихідний каскад СЕЖ

Вихідний каскад СЕЖ для зменшення втрат в діодах будується на основі випрямлячів з середньою точкою та діодів шоттки VD₁-VD₆, VD₈, рис. 6.5. Для отримання позитивної вихідної напруги з'єднуються катооди діодів випрямляча, для від'ємної – аноди. Напруги ±5 В, ±12 В формуються безпосередньо з вторинних обмоток силового трансформатора. Як фільтри використовуються Г і П-подібні LC-фільтри. Кожний канал навантажено резистором для усунення режиму холостого ходу. Стабілізація напруги здійснюється за допомогою зворотних зв'язків з каналів +12В і +5В на резисторах R₁-R₃, сигнал зворотного зв'язку з яких подається на підсилювач сигналу помилки TL494. Стабілізація каналів з від'ємною напругою здійснюється неявно за допомогою багатообмоткового дроселя L₂, який використовується для групової стабілізації напруги каналів. Зміна навантаження через будь-який канал напруги викликає зміну магнітного потоку у обмотці дроселя L₂ цього каналу. Внаслідок взаємної індукції змінюється потік і у всіх інших обмотках. У каналах з тією ж полярністю напруги, зміна потоку має той самий знак, а у інших – протилежний знак. Тому збільшення струму каналу з від'ємною напругою, призведе до зменшення напруги каналів з позитивною напругою. Помилка каналів з позитивною напругою відпрацюється ШІМ-контролером, що призведе до збільшення параметру γ роботи основного перетворювача і до збільшення вихідної напруги як позитивних так і від'ємних вихідних каналів.

Для отримання напруги +3.3В використовується додатковий стабілізатор на основі мікросхеми TL431, транзистора VT₁ і джерела від'ємної напруги на основі однонапівперіодного випрямляча VD₉, C₃. На вхід стабілізатора подається напруга з тих же відпайок трансформатора, що і для каналу +5 В. Рівень напруги на катоді TL431 і базі транзистора VT₁ задається співвідношенням опорів резисторів R₄, R₅ і складає 2.8 В. При перевищенні напруги каналу на величину 2.8 В + U_{бe} транзистор VT₁ відкривається і підключає до джерела від'ємної напруги на конденсаторі C₃, тому вихідна напруга знову знижується і коливається біля значення 2.8 В + U_{бe}.

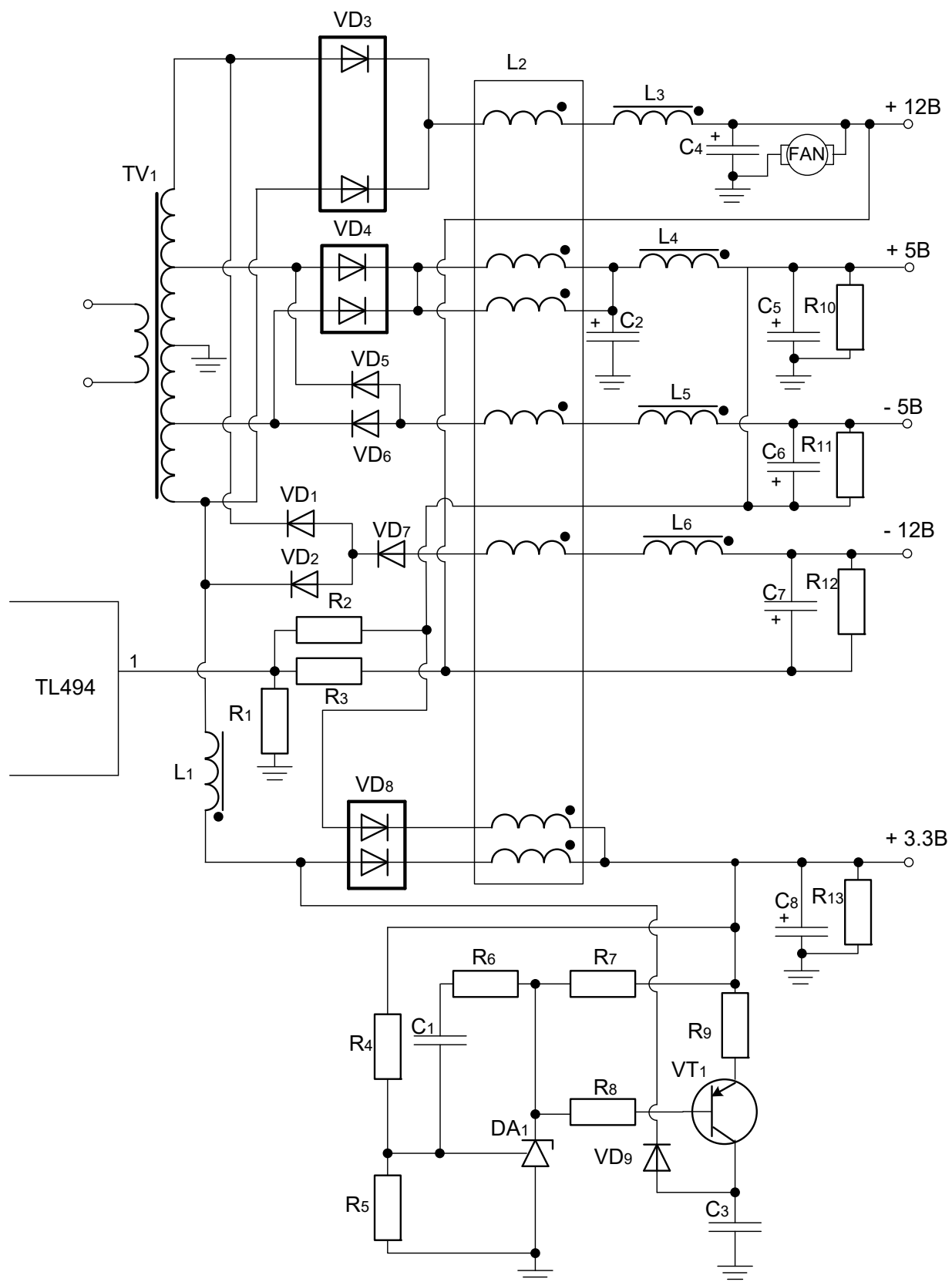


Рис. 6.5. Вихідний каскад перетворювача

ШИМ-контролери комп'ютерних СЕЖ

Мікросхема TL494 використовується в широкому спектрі однотактних і двотактних перетворювачах з ШІМ. Тому в її структуру інтегровано лише ядро системи керування перетворювачем. Реалізація додаткових функцій (дистанційне ввімкнення, формування сигналу "Power good", захист від перенапруги) потребує використання додаткових дискретних елементів, що ускладнює процес проектування. Спеціально для СЕЖ системного блоку комп'ютера розроблено ряд контролерів з інтеграцією більшості функціональних вузлів, передбачених специфікацією ATX12V: KA3511 (Samsung), SG6105 (System general).

На прикладі контролера KA3511 розглянемо особливості використання контролерів для комп'ютерних СЕЖ. В контролері реалізовано такі функції:

- захист по перевищенню і пониженню напруги каналів +3.3В, +5В, +12В;
- додатковий канал захисту, який налаштовується розробником;
- дистанційне ввімкнення за сигналом PS-ON;
- формування сигналу "Power good";

Структура контролера KA3511 наведена рис. 6.6.

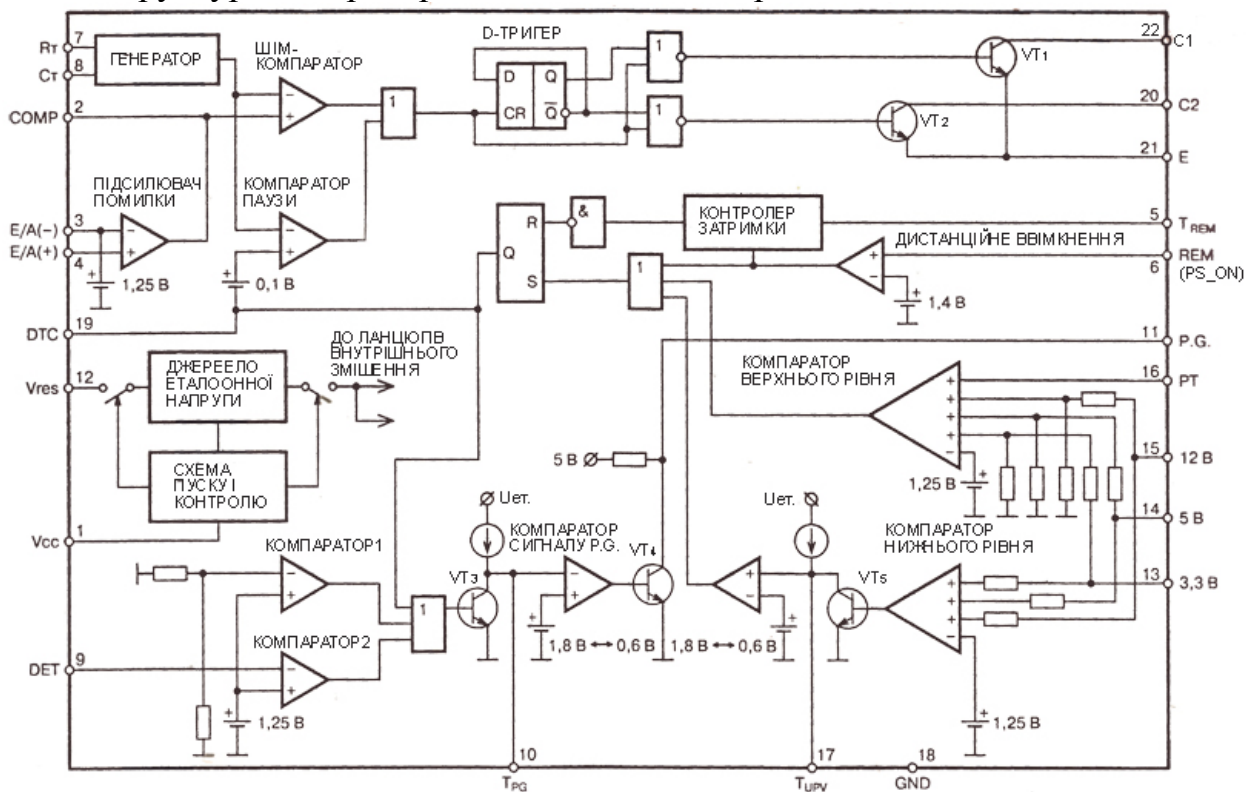


Рис. 6.6. Структура контролера KA3511

Як видно з структури контролера, його принцип роботи багато в чому схожий на принцип роботи мікросхеми TL494. Для реалізації додаткових функцій до складу мікросхеми входять:

- багатовходові компаратори верхнього і нижнього рівнів, на входи яких подаються вихідні напруги +3.3В, +5В, +12В;

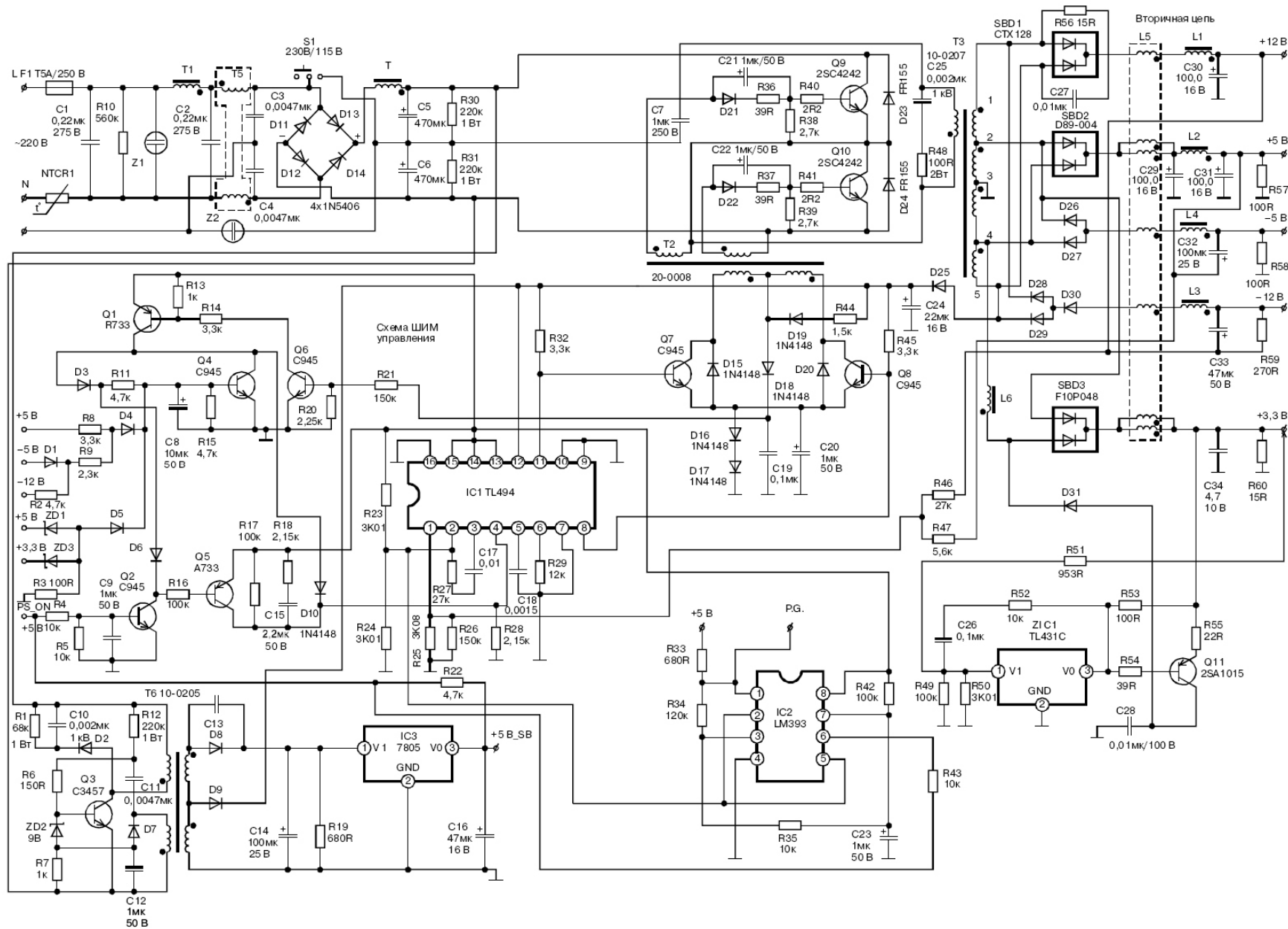


Рис. 6.7. Принципова схема блока живлення на 200 Вт

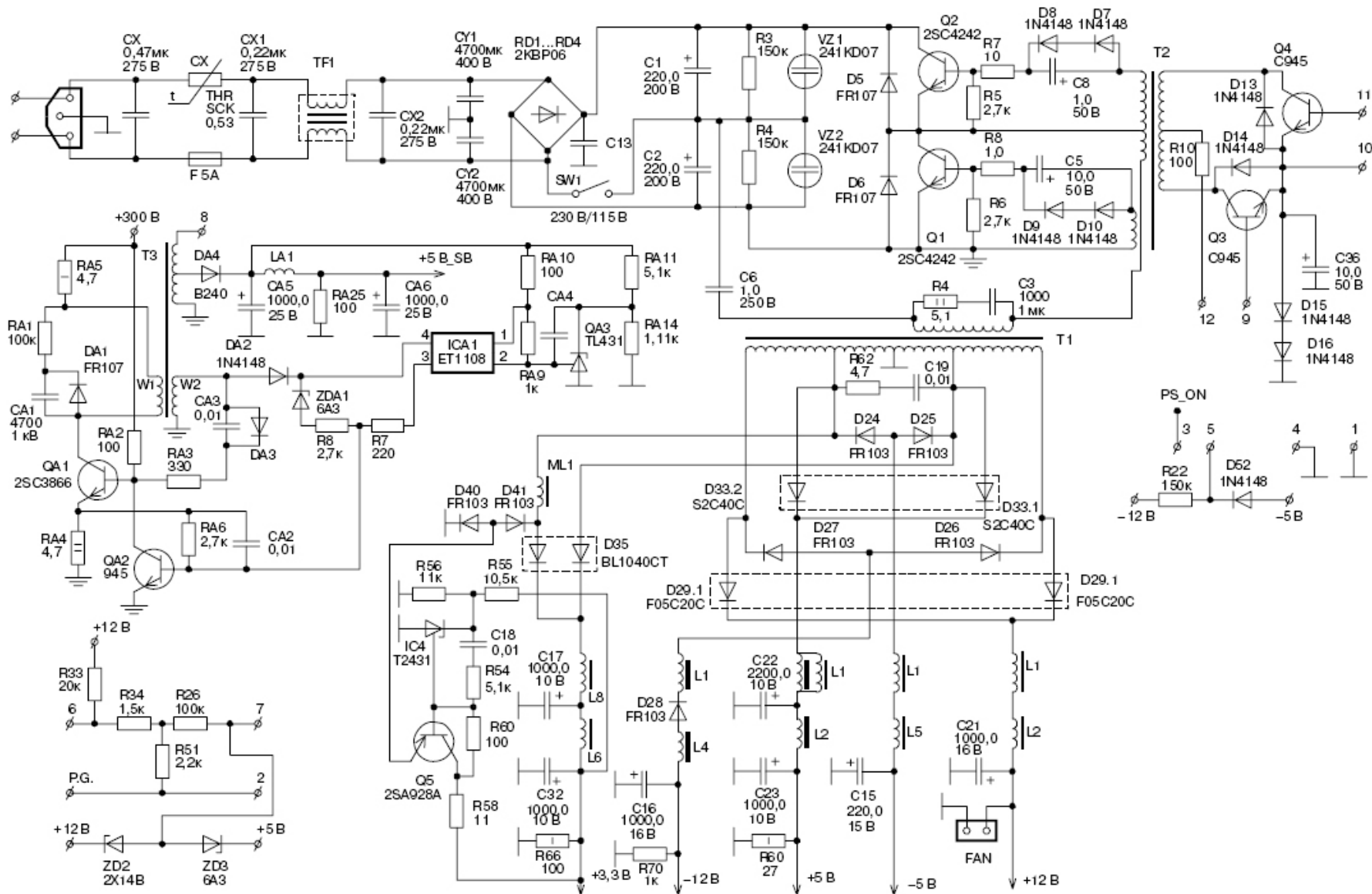


Рис. 6.8. Принципова схема блока живлення на 230 Вт

Лекція № 7. Система електроживлення рідкокристалічних моніторів

Принцип роботи рідкокристалічного монітора

У всіх рідкокристалічних (РК) моніторів зображення формується на основі модуляції світлового потоку джерела світла, яка здійснюється за рахунок оптичної активності рідких кристалів (їх здатності обертати площину поляризації світла). РК-панель монітора складається з двох поляризаторів і шару рідких кристалів, розташованих між ними. При проходженні через перший поляризатор світло лінійно поляризується. Далі світло проходить через шар рідких кристалів. Положення молекул рідких кристалів в кожній комірці панелі регулюється електричним полем, створюваним подаванням напруги на електроди. Від стану молекул залежить поворот площини поляризації світла. Таким чином, подавання на комірці необхідної напруги забезпечує керування поворотом площини поляризації світла. Для керування кожним субпікселем панелі використовуються вертикальні (data line) і горизонтальні (gate line) лінії даних – металічні струмопровідні лінії, нанесені на скляну підложку панелі. Вертикальні і горизонтальні лінії даних з'єднані з драйверами стовпців і рядків, які обробляють сигнали керування контролера і формують напругу кожної комірки. Після шару рідких кристалів розташовані кольорові фільтри. Завершальну роль у формуванні зображення виконує другий поляризатор, який називають аналізатором. Його вісь поляризації зміщена відносно осі першого поляризатора на 90°. Тому він пропускає лише частину світла з відповідною поляризацією, регулюючи тим самим колір і яскравість зображення. Підсвітку в РК моніторах реалізують на основі флуоресцентних або світлодіодних ламп з холодним катодом (CCFL).

Живлення світлодіодних ламп здійснюється від низьковольтного (5-20 В) каналу напруги, який використовується для живлення системи керування монітора. Робоча напруга CCFL складає 600-900 В, пускова напруга 900-1600 В.

Система живлення РК монітора повинна забезпечувати живлення наступних вузлів:

- системи керування РК монітора;
- РК панелі;
- модуля підсвітки.

Система живлення РК монітора

Структура системи живлення монітора показана на рис. 7.1. Вона складається з мережевого AC/DC конвертера з вихідною напругою +12-18 В на основі зворотньоходового перетворювача і понижувальних перетворювачів постійної напруги з вихідною напругою +3.3 і +5 В, які живлять вузли РК монітора. У випадку реалізації підсвітки на основі ламп типу CCFL до складу СЕЖ монітора входить високовольтний інвертор.

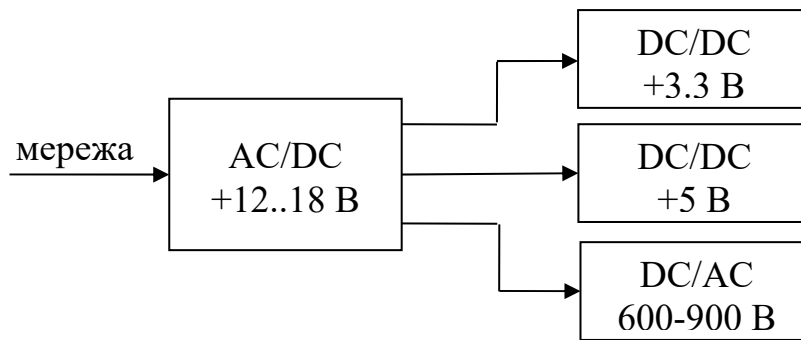


Рис. 7.1. Структурна схема СЕЖ РК монітора

Розглянемо роботу інвертора детальніше. Його основними функціями є:

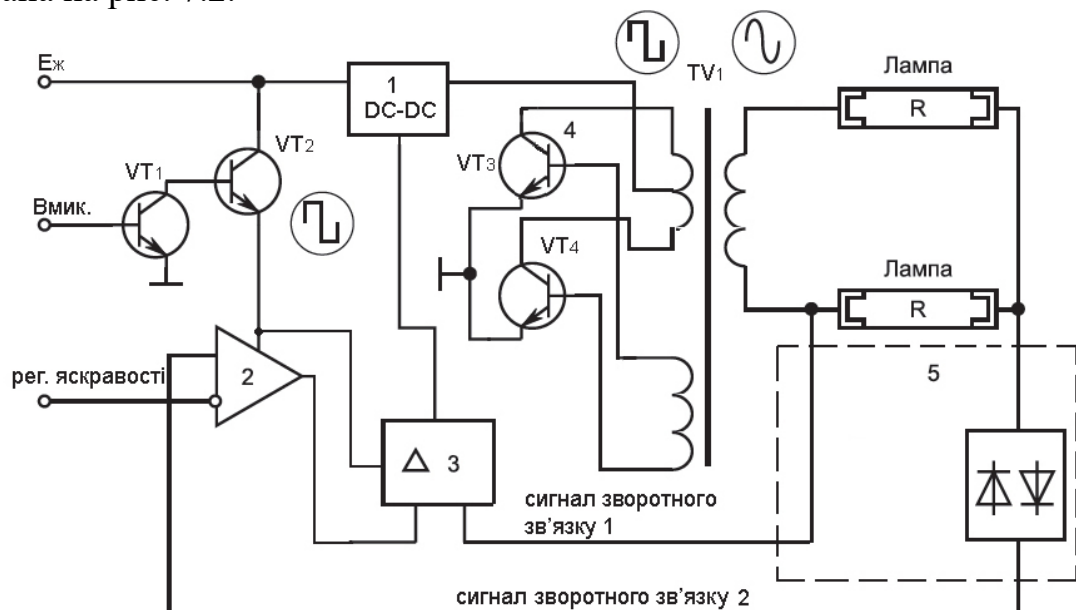
- перетворення постійної напруги низького рівня у високовольтну змінну напругу;
- стабілізація і регулювання струму лампи підсвітки;
- регулювання високовольтної напруги за допомогою ШІМ;
- регулювання яскравості зображення;
- захист від перенавантажень.

Регулювання яскравості зображення реалізується шляхом зміни яскравості світла ламп ССFL, що можна здійснити двома способами:

- регулюванням струму розряду лампи, який можливо змінювати в діапазоні 3..8 мА (при меншому струмі порушується рівномірність горіння лампи, при більшому – зменшується її строк служби);
- ШІМ-модуляцією напруги живлення лампи. При цьому напруга подається імпульсами однакової амплітуди і різної тривалості.

Принцип роботи інвертора

У більшості РК моніторів використовується інвертор з середньою точкою за схемою із самозбудженням. Функціональна схема інвертора показана на рис. 7.2.



- 1 – DC-DC перетворювач, 2 – блок контролю яскравості, 3 – широтно-імпульсний модулятор,
4 – автогенератор, 5 – вузол захисту і контролю

Рис. 7.2. Функціональна схема інвертора РК монітора

Напруга живлення $E_{\text{ж}}$ інвертора подається на вхід DC-DC перетворювача 1 і на вхід блока чергового режиму, побудованого на транзисторах VT_1 , VT_2 . При формуванні системою керування сигналу ввімкнення, який подається на базу транзистора VT_1 інвертор переходить у робочий режим. У цьому режимі напруга живлення $E_{\text{ж}}$ подається на блок контролю яскравості 2 і широтно-імпульсний модулятор 3. Блок контролю яскравості побудовано на основі підсилювача помилки. На один його вхід подається опорний сигнал, який відповідає заданому рівню яскравості. З ним порівнюється сигнал зворотного зв'язку 2. Сигнал помилки з блоку контролю яскравості подається на широтно-імпульсний модулятор і використовується для регулювання частоти ШІМ. Рівень сигналу зворотного зв'язку 1 визначає тривалість імпульсів напруги, які подаються на інвертор. DC-DC перетворювач 1 підвищувального типу забезпечує високу напругу живлення автогенератора. Автогенератор побудований на основі схеми інвертора з середнім виводом на транзисторах VT_3 , VT_4 , трансформаторі TV_1 . Він автоматично запускається при появі імпульсів напруги на виході DC-DC перетворювача. Сигнали зворотного зв'язку 1 і 2 формуються вузлом захисту і контролю 5 на основі значень напруги і струму на виході інвертора. У випадку короткого замкнення чи зниження напруги живлення, значення сигналів перевищують порогові значення, що блокує роботу генератора. Як правило функції блоку контролю яскравості і широтно-імпульсного модулятора виконує спеціалізована мікросхема.

Розглянемо роботу автогенератора детальніше. Його базова схема показана на рис. 7.3. Автогенератор побудовано на основі резонансного інвертора струму з середнім виводом, частота роботи якого знаходиться в діапазоні 30-70 кГц.

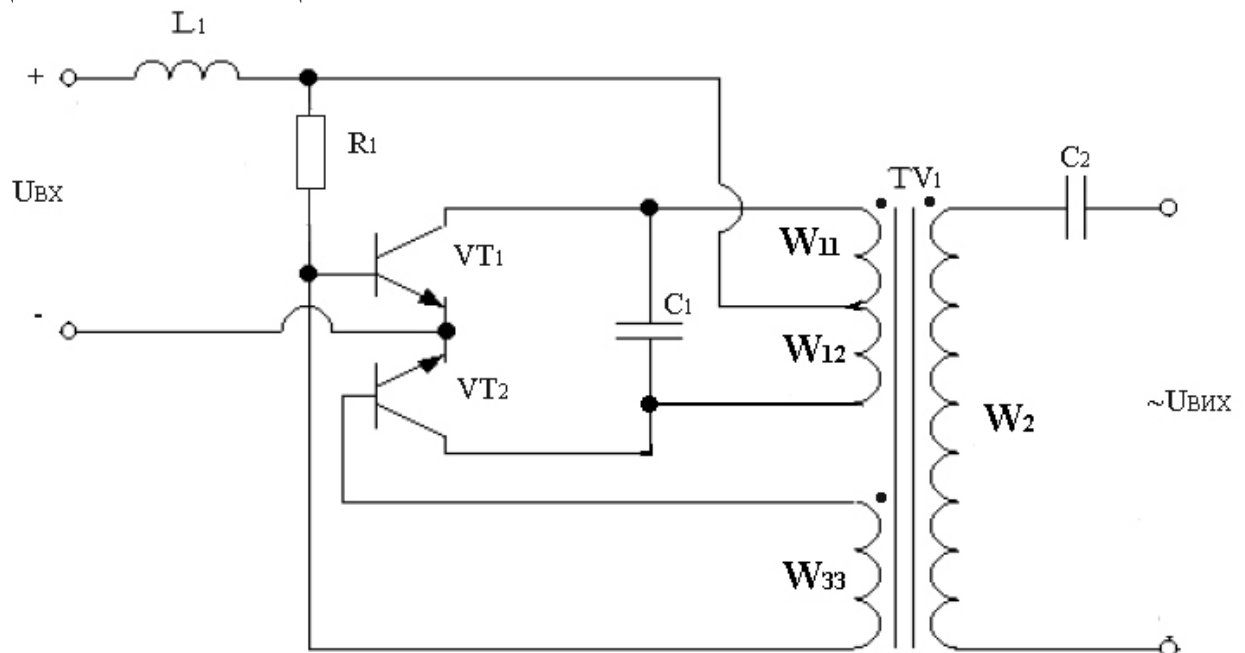


Рис. 7.3. Базова схема автогенератора

Використання інвертора струму пов'язано, з тим, що яскравість лампи прямо пропорційна значенню сили струму через неї. Оскільки інвертор живиться від джерела постійної напруги, для стабілізації вхідного струму використовується дросель L_1 . Його індуктивність повинна бути в декілька разів більша, ніж індуктивність первинної обмотки трансформатора TV_1 . До того ж яскравість лампи можна регулювати, змінюючи частоту інвертора.

В зв'язку з особливостями ВАХ лампи CCFL, яка показана на рис. 7.4,

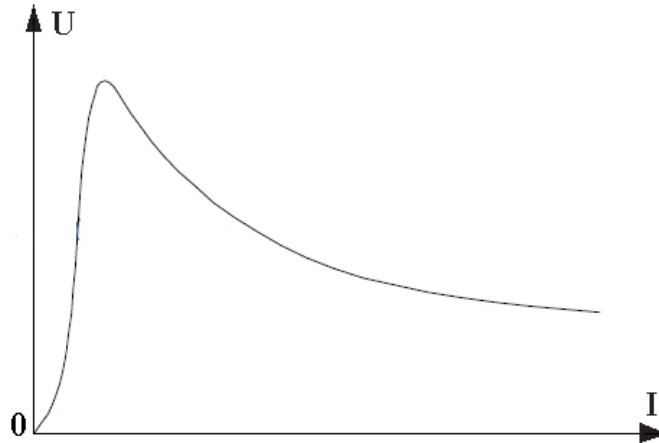


Рис. 7.4. ВАХ лампи CCFL

автогенератор в початковий момент часу повинен сформувати вихідну напругу, амплітудне значення якої $U_{П_CCFL}$ достатнє для підпалювання лампи. На основі цієї вимоги розраховується коефіцієнт трансформації трансформатора TV_1 .

$$N = 1.11 \frac{U_{П_CCFL}}{U_{ВХ}}. \quad (7.1)$$

Під час пуску струм у колі лампи відсутній, напруга вторинної обмотки трансформатора повністю прикладається до лампи, напруга на конденсаторі C_2 дорівнює нулю. Після підпалювання лампи конденсатор C_2 виконує

функцію баласту і своїм імпедансом $X_{C_2} = \frac{1}{2\pi f C_2}$ задає струм через лампу I_L :

$$I_L = \frac{U_{ВИХ}}{\sqrt{X_C^2 + R_L^2}}, \quad (7.2)$$

де R_L – еквівалентний опір лампи в номінальному режимі.

На практиці опір конденсатора задають більшим, ніж опір лампи $X_C > R_L$, тому навіть при зміні опоры лампи струм через неї є достатньо стабільним.

Частота роботи перетворювача задається резонансним контуром, який утворюється індуктивністю $L_{П1}$ первинної напівобмотки (W_{11} або W_{12}) трансформатора TV_1 , конденсатором C_1 і перерахованим до первинної обмотки трансформатора значенням конденсатора $C_{2П}$:

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{П1}(C_1 + C_{2П})}}, \quad (7.3)$$

Робота перетворювача на резонансній частоті забезпечується за допомогою обмотки зворотного зв'язку W_{33} , сигнал з якої подається на бази транзисторів інвертора. Резистор R_1 використовується для пуску перетворювача. Діаграми струмів і напруг на елементах силової частини перетворювача показані на рис. 7.5.

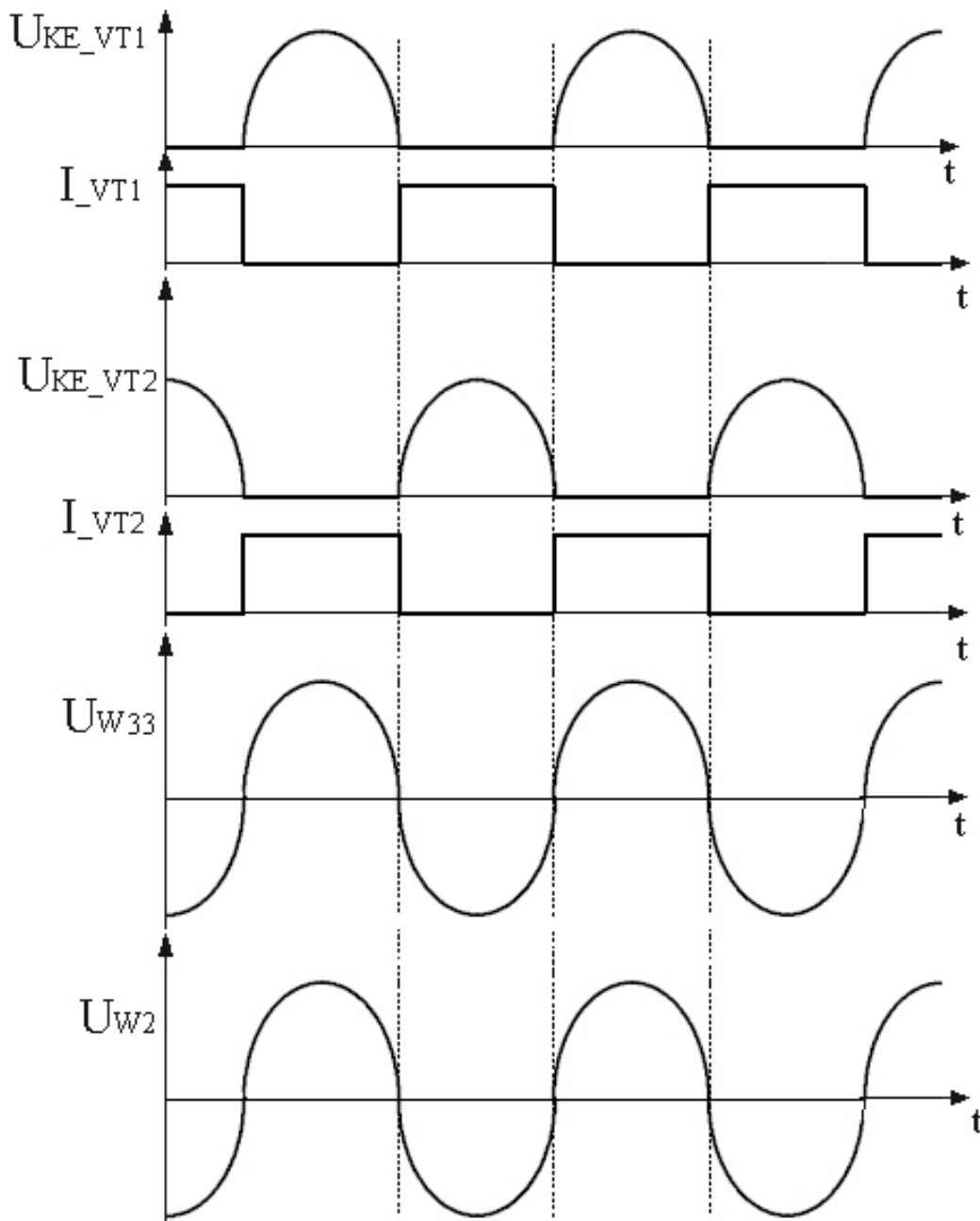


Рис. 7.5. Часові діаграми роботи автогенераторного перетворювача

Робота інвертора за принциповою схемою

Існує велика кількість модифікацій інверторів. Застосування того чи іншого типу інвертора залежить від типу РК панелі. Розглянемо принцип роботи інвертора, показаного на рис. 7.6.

Параметри інвертора: вихідний струм – 7 мА, вихідна напруга номінальна/пускова 700/1650 В, час спрацювання захисту 1-1.3 с.

Принцип роботи інвертора полягає у наступному. Напруга + 12 В подається на конт. 1 роз'єму CON1 і через запобіжник F₁ на виток польового транзистора Q₃. DC-DC перетворювач зібраний на елементах L₁, Q₃-Q₅, D₁. Керування перетворювачем здійснює контролер яскравості і ШІМ на мікросхемі U₁. Основним елементом контролера є компаратор, за допомогою якого порівнюється напруга генератора пилоподібної напруги (вивід 7 мікросхеми U₁) і напруга підсилювача помилки, яка визначається співвідношенням між опорною напругою 1 В і сумарною напругою зворотного зв'язку і яскравості (вивід 4 мікросхеми U₁). Частота пилоподібної напруги генератора визначається номіналом резистора R₆. З виходу компаратора (вивід 1 мікросхеми U₁) подається ШІМ сигнал на DC-DC перетворювач. Мікросхема U₁ також забезпечує захист від короткого замкнення і перевантаження. Для цього в у вторинну обмотку трансформатора включений давач струму на резисторах R₁₇, R₁₈, випрямляч на діодах D₃, D₄ і ємнісний фільтр на конденсаторі C₁₂. Випрямлена і відфільтрована напруга подається на вивід 4 мікросхеми U₁. Якщо напруга вимірювального кола перевищує 1.6 В, запускається схема захисту інвертора. Поріг спрацювання захисту визначається опором резистора R₈. Конденсатор C₈ забезпечує плавний пуск при ввімкненні інвертора або після закінчення дії короткого замкнення. Якщо коротке замкнення триває менше ніж 1 с, робота інвертора продовжується. При перевантаженні вихідного каскаду напруга на правому виводі дроселя L₁ збільшується, струм через стабілітрон D₂ зростає, що збільшує струм через транзистор Q₆ і знижує поріг спрацювання схеми захисту.

Інвертор запускається сигналом ENB (+3 В) з головної плати монітора. При цьому відкривається транзистор Q₂ і на контролер U₁ подається живлення. Імпульси ШІМ з вив. 1 мікросхеми через транзистори Q₃, Q₄ подаються на затвор транзистора Q₅, запускаючи DC-DC перетворювач. Живлення з перетворювача подається на автогенератор, напруга вторинної обмотки трансформатора якого живить лампи підсвітки. Обмотка 2 виконує роль обмотки зворотного зв'язку. До запалення ламп вихідна напруга інвертора складає 1650 В, потім інвертор переходить у робочий режим. Якщо лампи не вдалося підпалити настає зрив генерації.

Описана схема інвертора використовується для живлення двох ламп системи підсвітки. Для моніторів з чотирма лампами підсвітки використовується двоканальна схема живлення, що зображена на рис. 7.7.

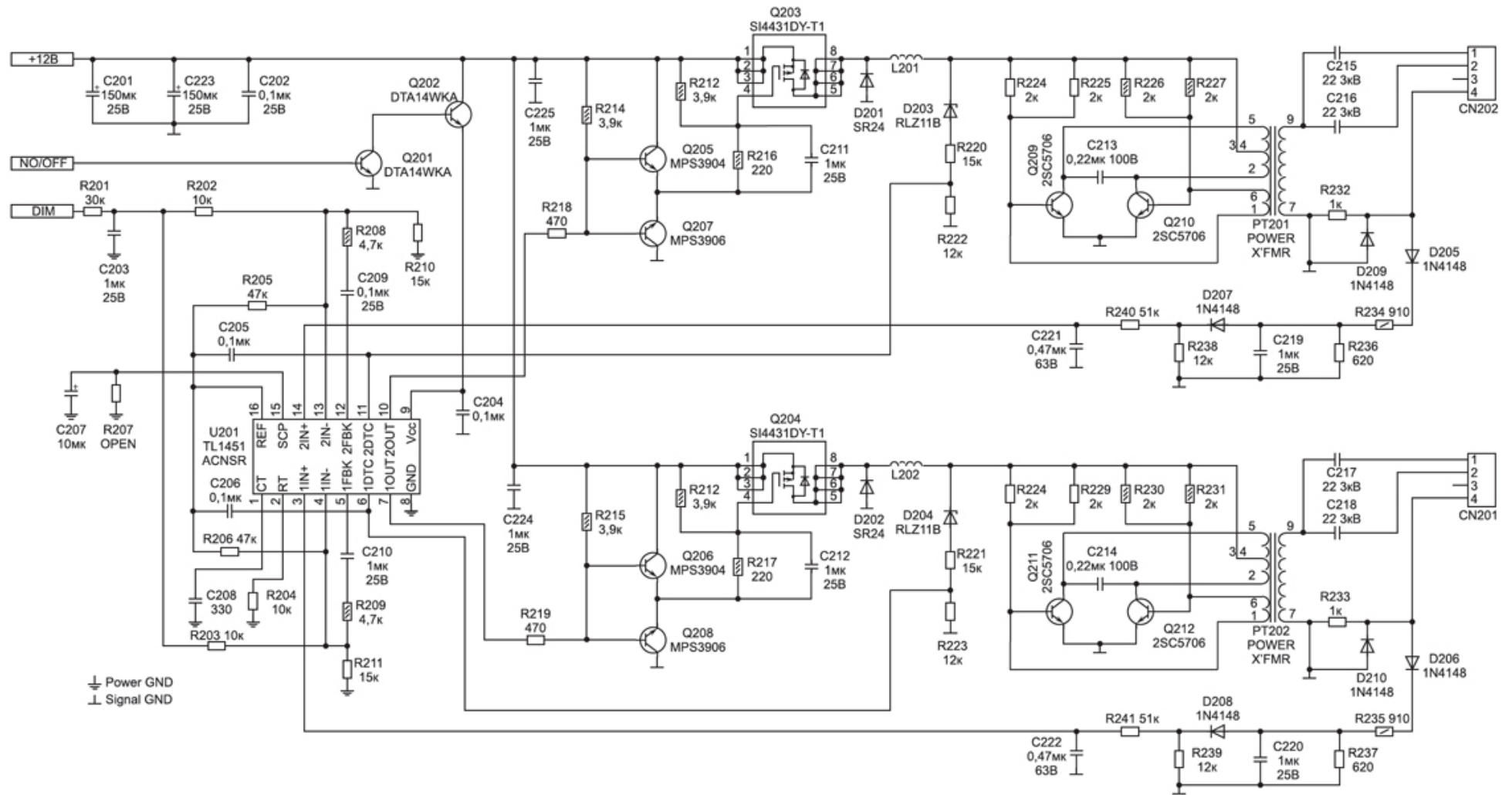


Рис. 7.7. Принципова схема двоканальної системи живлення ламп підсвітки монітора

Параметри інвертора:

- номінальна напруга – 810 В;
- струм кожної лампи – 6.8 мА;
- стартова напруга 1750 В;
- частота роботи – 57 кГц;
- час спрацювання системи захисту – 0.4..1 с.

Основою інвертора є мікросхема TL1451С. Мікросхема має два канали керування, що дозволяє організувати живлення 4 ламп. При ввімкненні монітора напруга +12 В подається на входи DC-DC перетворювачів (витоки транзисторів Q₂₀₃, Q₂₀₄). Напруга регулювання яскравості DIM подається на вх. 4 і 13 мікросхеми (інверсні входи підсилювачів помилки). При подаванні сигналу початку роботи ON/OFF амплітудою +3 В відкриваються транзистори Q₂₀₁, Q₂₀₂ і на вивід 9 живлення мікросхеми подається напруга +12 В. На виводах 7 і 10 формуються ШІМ сигнали керування DC-DC перетворювачами, які подаються на бази транзисторів Q₂₀₅-Q₂₀₈, а з них на силові транзистори Q₂₀₃, Q₂₀₄. У результаті зміни параметра γ ШІМ змінюється тривалість імпульсної напруги, яка подається на інвертори, виконані на транзисторах Q₂₀₉-Q₂₁₂. На первинних обмотках 2-5 трансформаторів РТ201, РТ202 формується змінна напруга, частота якої задається ємністю конденсаторів С₂₁₃-С₂₁₈ та індуктивністю первинних обмоток трансформаторів. Сигнал зі схеми зворотного зв'язку подається на виводи 3, 13 мікросхеми (неінвертуючі входи підсилювачів помилки), де він порівнюється з сигналом регулювання яскравості. У результаті змінюється частота імпульсів ШІМ і яскравість ламп підтримується на постійному рівні.

Запитання

1. Опишіть принцип формування зображення на рідкокристалічному моніторі.
2. Перелічіть ДВЕЖ, які входять до складу СЕЖ рідкокристалічного монітора.
3. Перелічіть основні функції інвертора СЕЖ рідкокристалічного монітора.
4. Поясніть з чим пов'язано використання інвертора струму у схемі підсвітки ССFL лампами.
5. Зазначте особливості ВАХ ССFL ламп, які впливають на пусковий режим інвертора.
6. Назвіть методи регулювання струму, які використано у схемі підсвітки ССFL лампами.
7. Назвіть прилади, за допомогою яких задається струм підсвітки лампи.

Лекція № 8. Джерела безперебійного живлення

Основні причини використання джерел безперебійного живлення

Потреба у використанні джерел безперебійного живлення (ДБЖ) викликана можливістю виникнення аварійних ситуацій у системах централізованого електропостачання. Масове використання ДБЖ пов'язане із забезпеченням безперебійної роботи електронного обладнання, що дозволяє забезпечити його роботу при зникненні напруги мережі або при виході її показників за допустимі межі, певний час (як правило 10-15 хв). Найчастіше ДБЖ використовують для комп'ютерів, принтерів та іншої офісної техніки, а також споживачів, критичних до якості напруги живлення, наприклад схеми керування опалювальними котлами, оскільки ДБЖ, як правило, дозволяє коректувати параметри (напругу, частоту) напруги мережі. Іноді ДБЖ можуть працювати разом з автономними генераторами електричної енергії, наприклад дизель-генератором. У табл. 1 наведені основні типи аварійних режимів, причини їх виникнення і вплив на електронну апаратуру, що можуть бути усунені за умови використання ДБЖ.

Таблиця 8.1. Аварійні ситуації

Аварійна ситуація	Причина виникнення	Наслідки
Зниження і провали напруги мережі	Перевантаженість мережі, нестійка робота системи регулювання напруги мережі, ввімкнення споживачів, потужність яких співвимірна з потужністю ділянки електричної мережі.	Перевантаження блоків живлення електронної апаратури і зменшення їх ресурсу. Вимкнення обладнання за умови зниження напруги нижче допустимого рівня. Збої в роботі електронної апаратури.
Підвищення напруги	Недовантаженість мережі, неефективна робота системи регулювання, вимкнення потужних споживачів.	Вихід з ладу і аварійне вимкнення обладнання.
Високовольтні імпульси	Атмосферна електрика, ввімкнення і вимкнення потужних споживачів, відновлення енергосистеми після аварії.	Вихід з ладу чутливого обладнання.
Електричний шум	Ввімкнення і вимкнення потужних споживачів, взаємний вплив працюючих неподалік пристроїв.	Збої в роботі електронної апаратури.
Припинення подавання напруги	Спрацювання запобіжників при перевантаженні, аварії на лініях електропередач.	Аварійне вимкнення обладнання.
Гармонічні спотворення напруги	Переважає більшість споживачів є імпульсним і нелінійним навантаженням, неправильно спроектована електрична мережа, перевантаження нейтрального дроту.	Завади при роботі чутливого обладнання (радіо, телевізор, вимірювальні комплекси).
Нестабільна частота	Сильне перевантаження енергосистеми. Втрата керованості енергосистемою.	Перегрівання трансформаторів, електродвигунів.

Класифікація ДБЖ

Залежно від сфери використання ДБЖ мають певні конструктивні особливості. Найрозповсюдженішими типами ДБЖ є:

- резервні (off-line);
- лінійно-інтерактивні (line interactive);
- оперативні з подвійним перетворенням (double conversion on-line);
- оперативні з дельта-перетворенням (delta conversion on-line);
- ферорезонансні.

Нижче розглянуто конструктивні і експлуатаційні особливості кожного типу ДБЖ.

ДБЖ типу off-line

Структурну схему ДБЖ типу off-line показано на рис. 8.1.

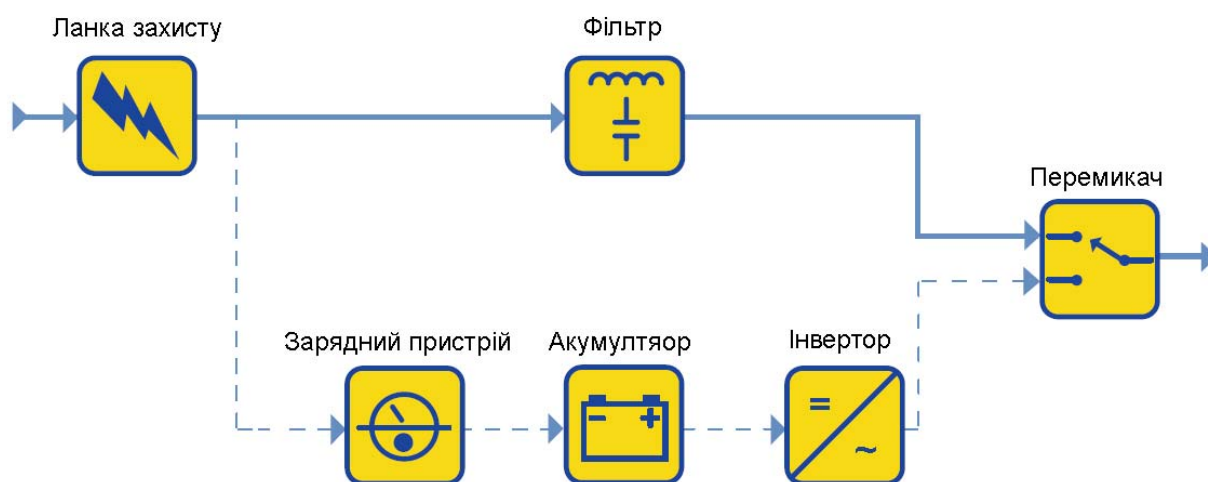


Рис. 8.1. Структурна схема ДБЖ типу off-line

За умови виходу параметрів напруги мережі в ДБЖ типу off-line живлення споживачів здійснюється від акумуляторної батареї, постійна напруга від якої за допомогою інвертора перетворюється у змінну. За умови, що параметри напруги знаходяться в допустимих межах – від мережі через фільтр.

Режим роботи від мережі

Під час режиму роботи від мережі напруга через ланку захисту, яка захищає ДБЖ від високовольтних імпульсів подається на фільтр шумів, що придушує високочастотні завади частотою 100 кГц – 10 МГц. Після фільтра напруга через перемикач подається на вихід ДБЖ. Від ланки захисту частина енергії подається на вхід випрямляча, через який живиться регулятор постійної напруги, що виконує роль зарядного пристрою. Акумулятор у цьому режимі роботи підтримується в зарядженому стані. Інвертор ДБЖ під час роботи від мережі знаходиться в режимі очікування команди на вмикання, що здійснюється за допомогою вимірювання фази напруги мережі. Коли параметри напруги мережі вийдуть за допустимі межі, ДБЖ переходить у режим роботи від батареї. Для забезпечення безпечного переходу на живлення від інвертора важливо, щоб фаза напруги інвертора співпадала з

фазою напруги мережі. На рис. 8.2 наведено осцилограми переходу з режиму живлення від мережі до живлення від інвертора і у зворотному порядку. Осцилограм мережа-інвертор декілька, рис. 8.2 а-д, оскільки перемикання може відбуватись у довільний момент часу, а вид осцилограми залежить від фази напруги в момент перемикання. Осцилограма інвертор-мережа показана одна, оскільки перемикання завжди здійснюється при однаковій фазі напруги, рис. 8.2 е. На рисунках видно, що напруги до і після перемикання синфазні. Тривалості півперіодів до перемикання дорівнюють тривалостям періодів після перемикання.

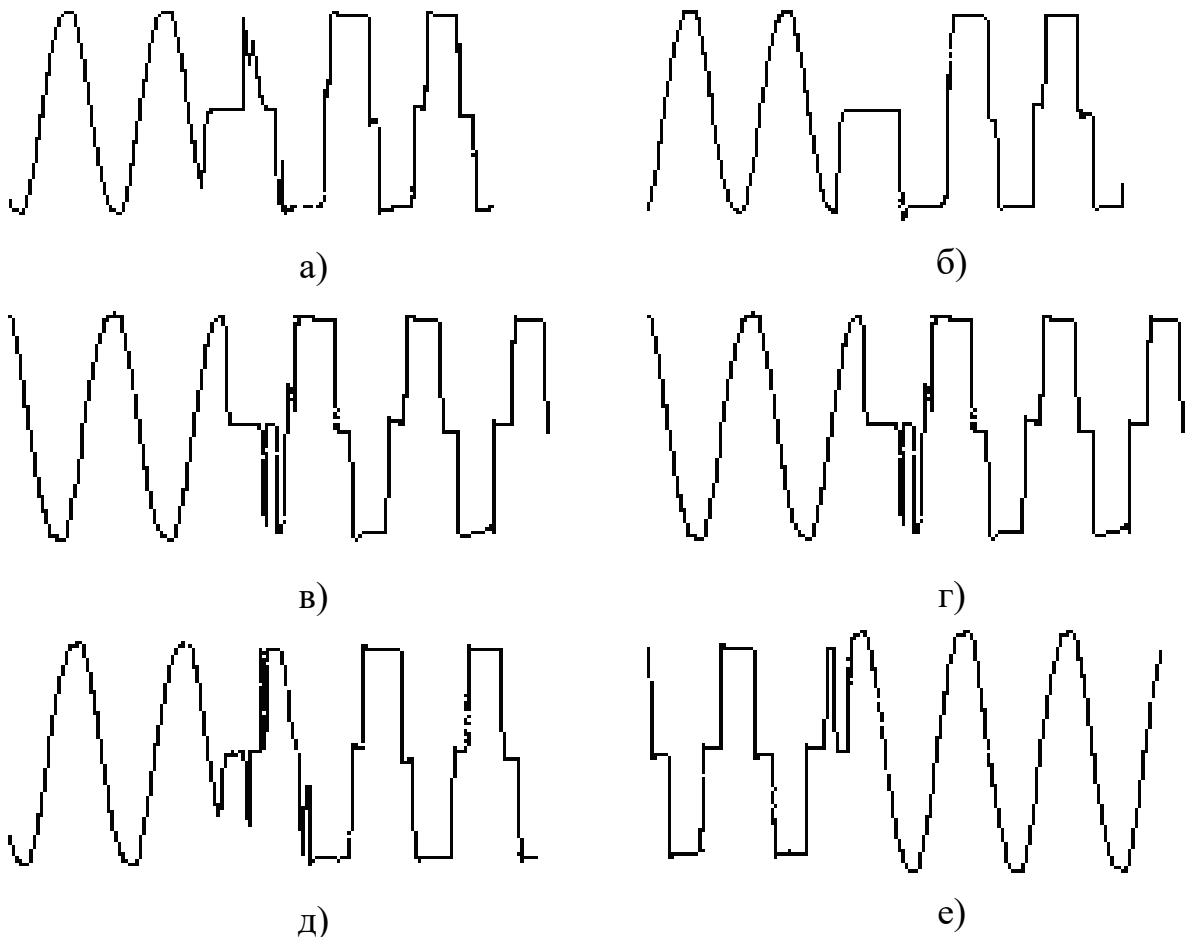


Рис. 8.2. Осцилограми перемикання живлення

Режим роботи від акумулятора

У режимі роботи від акумулятора перемикач під'єднує до виходу ДБЖ інвертор. Підзаряд акумулятора в цьому режимі, як правило, не відбувається, зважаючи на незадовільні параметри напруги мережі. Акумулятор підтримує параметри вихідної напруги в межах допуску деякий час, який залежить від потужності навантаження, ємності акумулятора, рівня його заряду. Перед повним розрядом акумулятора система керування подає команду на від'єднання навантаження. Якщо через деякий час параметри напруги мережі стають нормальними ДБЖ повертається в режим роботи від мережі і починає заряд акумулятора.

Розглянемо роботу окремих вузлів ДБЖ типу off-line.

Випрямляч використовується для отримання постійної напруги. Як правило він виконаний за мостовою схемою.

Зарядний пристрій виконано на основі перетворювача постійної напруги, який реалізує традиційний I-U алгоритм заряду свинцево-кислотного акумулятора, який найчастіше використовують у ДБЖ. Зарядження акумулятора цим методом проходить у два етапи. Спочатку акумуляторну батарею заряджають постійним струмом значенням 0,1-0,4 від номінальної ємності акумулятора. При цьому контролюють напругу на батареї, коли вона досягне (2,3-2,4) В на елемент при кімнатній температурі, заряд продовжують постійною напругою. Час зарядження батареї цим методом складає (6-12) год. Часову діаграму зарядження батареї показано на рис. 8.3.

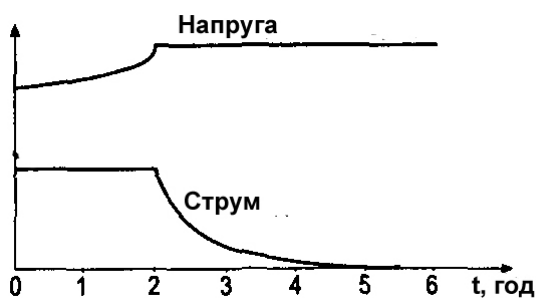


Рис. 8.3. Часова діаграма зарядження кислотно-свинцевої батареї

Збільшення часу роботи від батареї шляхом під'єднання зовнішніх акумуляторів не передбачено.

У ДБЖ типу off-line використовуються транзисторні інвертори. Вихідна напруга інвертора формується на основі ШІМ і має форму прямокутних імпульсів.

Схема керування більшості ДБЖ перемикається на живлення від акумулятора тільки за низької напруги мережі в діапазоні (160-200) В. Тільки деякі ДБЖ реагують на підвищену напругу мережі, тобто перемикаються на режим роботи від акумулятора за умови досягнення напруги мережі значень (250-290) В.

Для забезпечення стійкої роботи ДБЖ у системі керування передбачено гістерезис характеристики перемикання з одного джерела на інше. Тому, якщо перемикання з режиму роботи від мережі на режим роботи від акумулятора здійснюється, наприклад, за напруги 185 В, зворотне перемикання повинно здійснюватись за напруги (188-192) В, інакше ключовий елемент ДБЖ почне безперервно перемикатись між режимами роботи від мережі та від акумулятора.

Для перемикання ДБЖ з режиму роботи від мережі на режим роботи від акумулятора використовується швидкодіюче реле. Час спрацювання таких реле складає 2-5 мс, що дозволяє використовувати цей тип ДБЖ для живлення персональних комп'ютерів, які можуть витримувати паузу в подаванні електроживлення порядку десятків мілісекунд.

Ланка захисту від високовольтних імпульсів складається лише з варистора, опір якого різко зменшується при перевищенні граничного значення напруги, яка до нього прикладається. Тому енергія високовольтного імпульсу розсіюється у варисторі і не проходить у навантаження. Фільтр завад будується на основі низькочастотних фільтрів RC або LC типу.

Багато ДБЖ типу off-line мають інтерфейс зв'язку з комп'ютером для передаванні наступних повідомлень:

- ДБЖ працює від мережі;
- ДБЖ працює від акумулятора;
- акумулятор розряджений.

Від комп'ютера передається лише один сигнал: на вимкнення навантаження і самого ДБЖ.

Технічні характеристики ДБЖ типу off-line

Потужність: 300-1500 ВА.

ККД: - при зарядженому акумуляторі – 98-99%;

- при розрядженому акумуляторі – 80-90 %.

Час роботи від акумулятора: 5-20 хв.

Переваги ДБЖ типу off-line

- низька ціна;
- високий ККД, і внаслідок цього малі теплові втрати, що усуває необхідність примусового охолодження, і зменшує шумовий фон.

Недоліки ДБЖ типу off-line

- можуть працювати лише в мережах з нормальною якістю параметрів напруги мережі, тому що захищають від одного типу збою – зникнення напруги мережі;

- значні перехідні процеси при перемиканні з одного режиму роботи на інший;

- несинусоїдальна форма вихідної напруги.

Зважаючи на це ДБЖ типу off-line переважно використовуються для захисту комп'ютерів та іншої офісної техніки.

Лінійно-інтерактивні ДБЖ

На рис. 8.4 показана структурна схема лінійно-інтерактивного ДБЖ.

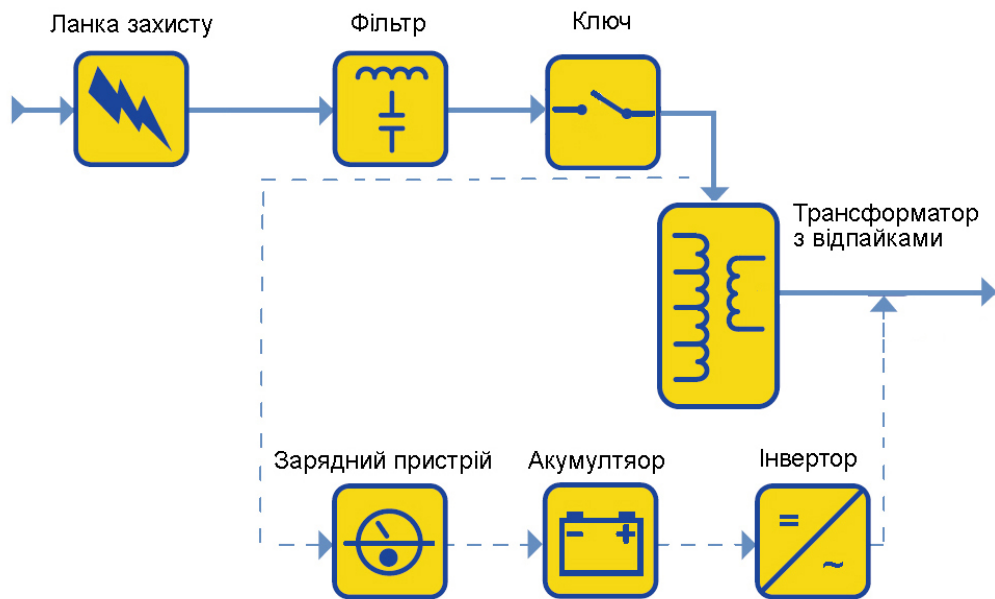


Рис. 8.4. Структурна схема лінійно-інтерактивного ДБЖ

Лінійно-інтерактивний ДБЖ, як і ДБЖ типу off-line, має два основних режими роботи: робота від мережі і робота від батареї.

Режим роботи від мережі

У режимі роботи від мережі напруга фільтрується і подається в навантаження. Частина потужності витрачається на заряд акумулятора. У випадку, коли параметри напруги мережі виходять за допустимі межі, система керування коректує величину напруги, перемикаючи відпайки трансформатора, при цьому напруга на виході ДБЖ наближається до номінального значення. Якщо перемикання відпайок не забезпечує номінальних параметрів напруги, ДБЖ переходить у режим роботи від акумулятора. Також до переходу в режим живлення від батареї призводить спотворення форми напруги живлення. Процес переходу з режиму на режим показаний на рис. 8.5.





Рис. 8.5. Осцилограми переходу з режиму роботи від мережі на режим роботи від акумулятора (а,б,в) і навпаки (г)

Перехід з режиму роботи від мережі на режим роботи від акумулятора здійснюється з меншими перехідними процесами, ніж у off-line ДБЖ за рахунок схожих форм напруги в обох режимах роботи. Процес перемикання складає 3-4 мс, тривалість перехідних процесів може складати близько 20 мс (один період напруги живлення).

Режим роботи від акумулятора

При переході до режиму роботи від акумулятора, інвертор, який завжди під'єднаний до навантаження, одразу починає генерувати змінну напругу, синфазну напрузі мережі. Мережа від'єднується від навантаження ключем, але залишається під контролем системи керування. Якщо параметри напруги мережі, протягом роботи ДБЖ від акумулятора, незадовільні, після розряду акумулятора здійснюється від'єднання навантаження. Якщо параметри напруги мережі знову увійшли в межі допуску, ДБЖ починає синхронізацію змінної напруги інвертора з напругою мережі, і при зрівнюванні фаз напруг переходить на живлення від мережі. Хоч процедура синхронізації і збільшує час переходу на інший режим, але при цьому комутація здійснюється майже без перехідних процесів.

Регулювання напруги

Лінійно-інтерактивні ДБЖ можуть регулювати вихідну напругу за допомогою перемикання навантаження на різні відпайки автотрансформатора, яке здійснюється в два етапи. Після того, як система керування сигналізує, що значення напруги вийшло за межі допуску, ДБЖ переходить на режим роботи від акумулятора. Під час роботи ДБЖ від акумулятора здійснюється перемикання відпайок трансформатора. Через 1-2 с ДБЖ знову переходить на режим роботи від мережі. Ускладнення процедури регулювання напруги забезпечує плавний перехід з одного режиму роботи на інший.

Розглянемо роботи окремих вузлів ДБЖ.

Функції і параметри випрямляча, регулятора і акумулятора такі ж, які у ДБЖ типу off-line.

Інвертори лінійно-інтерактивних ДБЖ переважно мають синусоїдальну вихідну напругу. При цьому коефіцієнт спотворення напруги не перевищує 5 %.

Принцип роботи системи керування лінійно-інтерактивних ДБЖ принципово відрізняється від ДБЖ типу off-line. Блок системи керування лінійно-інтерактивних ДБЖ не тільки вимірює діюче значення напруги мережі, але й постійно слідкує за його формою, частотою, фазовим зсувом і в разі виходу цих параметрів за допустимі межі переходить на режим роботи від акумулятора.

Лінійно-інтерактивні ДБЖ, окрім обміну команд з комп'ютером, дозволяють програмувати їх режими роботи, аналізувати параметри напруги мережі, програмно вимикати ДБЖ.

Технічні характеристики лінійно-інтерактивних ДБЖ

Потужність: 300-10000 ВА.

ККД: - при зарядженому акумуляторі – 98-99%;

- при розрядженому акумуляторі – 80-90 %.

Час роботи від акумулятора: 5-20 хв.

Переваги ДБЖ типу off-line

- синусоїдальна вихідна напруга;
- регулювання вихідної напруги;
- високий ККД, і внаслідок цього малі теплові втрати, що усуває необхідність примусового охолодження, і зменшує шумовий фон.

Недоліки ДБЖ типу off-line

- слабкий захист від електромагнітних завад.

Зважаючи на свої переваги, лінійно-інтерактивні ДБЖ використовуються для живлення апаратури з більш жорсткими вимогами щодо якості вихідної напруги.

Основні відмінності роботи ДБЖ розглянутих типів наведені в табл. 8.2.

Таблиця 8.2. Відмінності роботи ДБЖ

Параметр	ДБЖ типу off-line	Лінійно-інтерактивні ДБЖ
Форма вихідної напруги	ШІМ	Синусоїдальна
Реакція на зменшення напруги	ДБЖ переходить на режим роботи від акумулятора	Спочатку здійснюється регулювання напруги за допомогою автотрансформатора. При подальшому зменшенні переходить на режим роботи від акумулятора
Реакція на збільшення напруги	Не реагує	Спочатку здійснюється регулювання напруги за допомогою автотрансформатора. При подальшому збільшенні переходить на режим роботи від акумулятора
Перехід у режим роботи від акумулятора і назад	Не зважаючи на синхронізацію інвертора з мережею, при зміні режиму виникає ступінчата зміна напруги	Перехід з режиму у режим здійснюється плавно
Можливість програмного налаштування	Відсутня	Налаштовуються граничні значення напруг роботи від мережі, затримки ввімкнення та вимкнення і т.д.
Автоматичне	Відсутнє	При кожному вмиканні

тестування		
Призначення	Для захисту недорогого офісного обладнання та комп'ютерів	Для захисту дорогих комп'ютерів, серверів, які працюють від мережі із задовільними параметрами

Оперативні ДБЖ з подвійним перетворенням електроенергії

Структурна схема оперативних ДБЖ з подвійним перетворенням електроенергії показана на рис. 8.6.

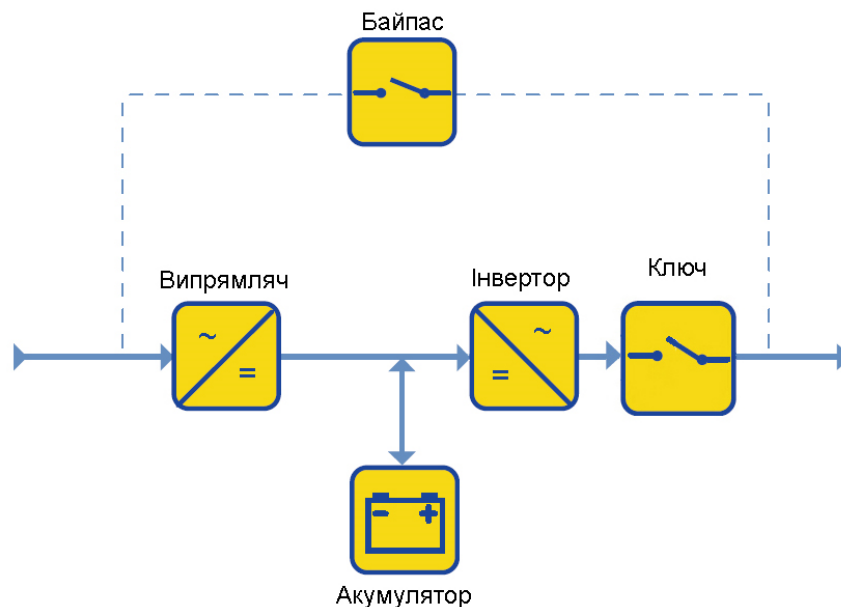


Рис. 8.6. Структурна схема оперативного ДБЖ з подвійним перетворенням електроенергії

На вході ДБЖ з подвійним перетворенням енергії розміщено випрямляч. На відміну від раніше розглянутих типів ДБЖ він, окрім заряду акумулятора, повинен бути розрахований на струм навантаження. Інвертор перетворює постійну напругу у змінну. Байпас дозволяє живити навантаження напряму від мережі. Для переходу у режим роботи через байпас використовується статичний (без рухомих елементів) перемикач. ДБЖ з подвійним перетворенням електроенергії може працювати в трьох режимах: від мережі, від акумулятора, через байпас.

Режим роботи від мережі

Якщо напруга мережі знаходиться в межах допуску, вся потужність, необхідна для живлення навантаження, через випрямляч і інвертор, постачається з мережі. Частково енергія мережі витрачається на заряджання акумулятора.

Режим роботи від акумулятора

Якщо напруга мережі стане меншою ніж допустима, напруга на виході випрямляча стає нижчою напруги акумулятора, тому в цьому режимі частина енергії відбирається від акумулятора, частина – від мережі. Якщо напруга мережі повністю зникне, вся енергія відбирається від акумулятора.

Режим роботи через байпас

За умови виходу з ладу інвертора або його перевантаженні спрацьовує перемикач і навантаження починає живитись безпосередньо від мережі.

Розглянемо роботу окремих вузлів ДБЖ.

Випрямляч

Випрямляч в ДБЖ з подвійним перетворенням повинен мати потужність, необхідну для виконання заряду акумулятора і живлення навантаження.

Для стабілізації напруги постійного струму на виході випрямляча найчастіше використовується зв'язка некерований випрямляч – понижувальний перетворювач постійної напруги.

Інвертор

Інвертор ДБЖ з подвійним перетворенням енергії має можливість регулювання вихідної частоти для синхронізації вихідної напруги інвертора з мережею. Ця функція використовується в ДБЖ з подвійним перетворенням для переходу на режим роботи через байпас. Підлаштування частоти інвертора забезпечує плавний перехід на живлення через байпас. Для цього частота і фаза інвертора безперервно синхронізуються з частотою мережі. Якщо частота мережі виходить за допустимі межі, інвертор працює незалежно від мережі.

В ДБЖ з подвійним перетворенням відсутні фільтр шумів і ланка захисту, оскільки високовольтні імпульси і шуми фільтруються в колі постійного струму.

Блок керування ДБЖ з подвійним перетворенням не аналізує стан електричної мережі, оскільки немає необхідності керувати переходом на режим роботи від акумулятора, бо цей перехід здійснюється автоматично за значенням напруги в колі постійного струму. Також немає необхідності аналізувати форму напруги мережі. Задача блоку керування регулювати напругу в колі постійного струму та на навантаженні, і визначити момент переходу на живлення через байпас.

Акумулятор

Акумулятор ДБЖ з подвійним перетворенням не має особливих відмінностей від акумуляторів ДБЖ інших типів. Однак в таких ДБЖ є можливість додавати додаткові зовнішні акумулятори.

Технічні характеристики ДБЖ з подвійним перетворенням енергії

Потужність: 500 ВА -5000 ВА.

ККД: - при зарядженому акумуляторі – 90%;

- при розрядженому акумуляторі – 50-70 %.

Час роботи від акумулятора: 5-20 хв.

Переваги

- гарний захист від шумів і високовольтних імпульсів;
- мінімальні спотворення форми вихідної напруги;
- можливість роботи в мережах з нестабільною частотою;
- можливість під'єднання зовнішніх акумуляторів.

Недоліки

- менший ККД, значні тепловиділення;
- висока ціна.

Оперативні ДБЖ з дельта-перетворенням

Структурна схема оперативних ДБЖ з дельта-перетворенням показана на рис. 8.7.

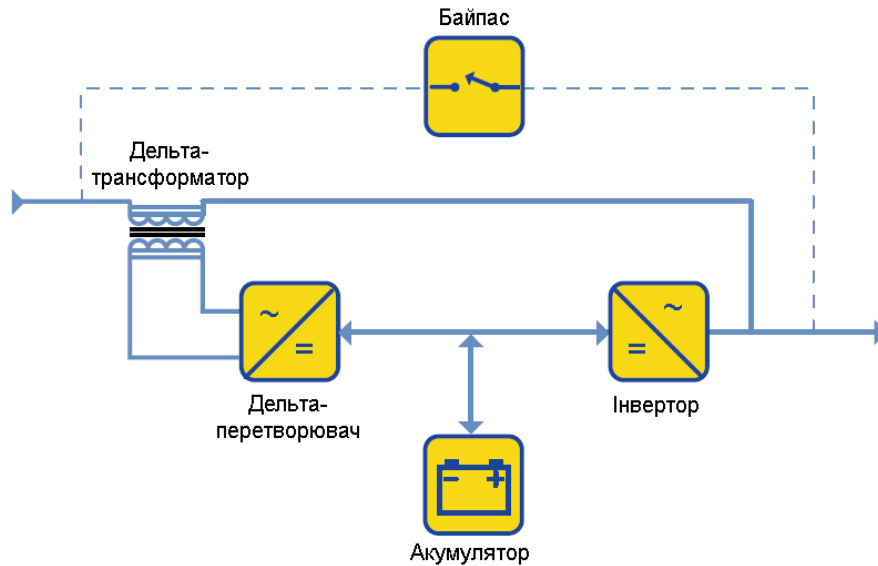


Рис. 8.7. Структурна схема оперативних ДБЖ з дельта-перетворенням

Цей тип ДБЖ розроблено для усунення основних недоліків оперативних ДБЖ з подвійним перетворенням енергії. У нормальному режимі роботи ДБЖ навантаження зв'язане з мережею через вхідний трансформатор, на який з дельта-інвертора подається коректувальна напруга, пропорційна відхиленню вхідної напруги від номінального значення. Таким чином за рахунок зворотного зв'язку забезпечується стабілізація напруги. Процес стабілізації є плавним, на відміну від лінійно-інтерактивних ДБЖ.

Головна перевага ДБЖ з дельта-перетворенням – високий ККД. Однак він досягається лише за умови, коли параметри напруги мережі близькі до номінальних значень, навантаження є активним, а ДБЖ навантажений на повну потужність.

Ферорезонансні ДБЖ

Структурна схема ферорезонансного ДБЖ показана на рис. 8.8.

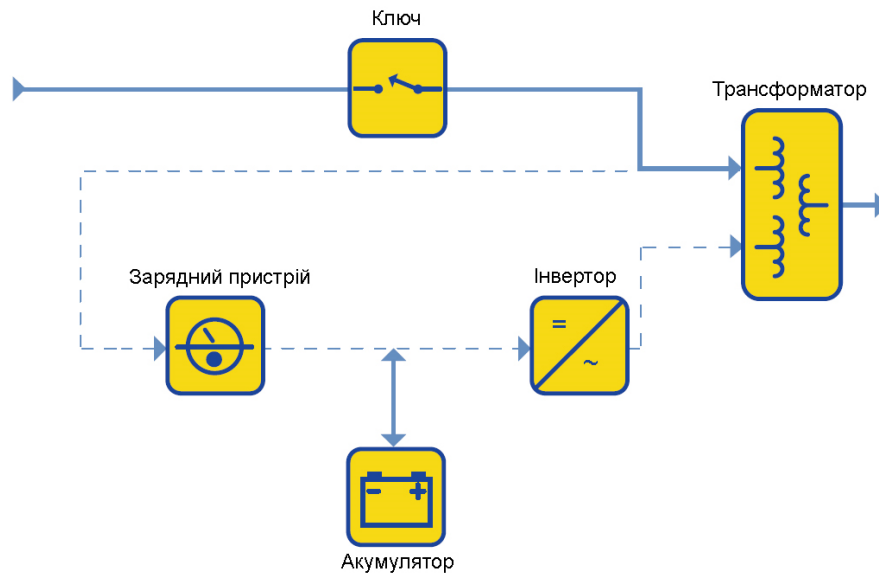


Рис. 8.8. Структурна схема ферорезонансного ДБЖ

Структурна схема ферорезонансних ДБЖ має багато спільного з лінійно-інтерактивними ДБЖ. Але замість трансформатора з відпайками в цьому типі ДБЖ використовується ферорезонансний трансформатор. Його використання дозволяє забезпечити кращий захист навантаження. Розглянемо особливості роботи ферорезонансного трансформатора детальніше.

Ферорезонансний трансформатор часто використовуються як стабілізатор напруги. Він складається з двох магнітних ланцюгів з слабким зв'язком. Вихідний ланцюг містить паралельний коливальний контур, який підживлюється енергією від первинного ланцюга. Він використовується для зменшення коливань напруги на навантаженні.

Будь-який магнітний пристрій має нелінійну характеристику. Якщо магнітний потік менше певного граничного значення, він майже без втрат передається зі вхідного у вихідне магнітне коло. Перевищення значення магнітного потоку призводить до насичення магнітного пристрою. У ферорезонансному трансформаторі вихідний магнітний ланцюг знаходиться в режимі насичення, а вхідний – в ненасиченому режимі. Тому великі зміни вхідної напруги не можуть призвести до значних змін вихідної напруги через насичення вихідного магнітного ланцюга. В стабілізаторах напруги на основі ферорезонансних трансформаторів забезпечується розширений діапазон вхідних напруг. Однак вони мають багато недоліків. Головними серед них є: великі гармонічні спотворення вихідної напруги і несприятливі теплові режими за умови роботи на холостому ході. Сучасні ферорезонансні трансформатори мають обмотку нейтралізації, призначену для зменшення гармонічних спотворень вихідної напруги. На рис. 8.9 показана передавальна характеристика ферорезонансного трансформатора.

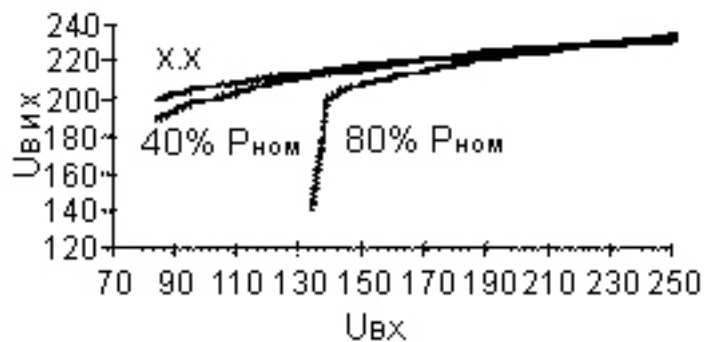


Рис. 8.9. Передавальна характеристика ферорезонансного трансформатора

На рисунку показана половина симетричної характеристики трансформатора. При повному навантаженні ферорезонансний трансформатор забезпечує стабілізацію напруги з похибкою 1 % при зміні вхідної напруги на 15 % відносно номінального значення. Особливістю роботи ферорезонансного трансформатора є те, що в режимі холостого ходу він споживає потужність біля 10 % від номінальної і спостерігається найбільше його нагрівання. Але при цьому ферорезонансний трансформатор може витримувати будь-які перевантаження. Навіть при короткому замкненні навантаження вихідний струм трансформатора обмежується на рівні (150-200) % від номінального. Сумарна потужність, яка відбирається від мережі в цьому режимі не перевищує 10 % від номінальної. Недоліком ферорезонансного трансформатора є залежність вихідної напруги від частоти мережі. При зміні частоти на 1% вихідна напруга змінюється на (1-1.5) %.

Ферорезонансний трансформатор виконує ряд додаткових функцій:

- при зникненні напруги мережі, забезпечує живлення апаратури за рахунок енергії, накопиченої в його магнітному полі, протягом 10-15 мс;
- придушує шуми і високовольтні імпульси;
- гальванічно розв'язує споживачів від мережі.

Розглянемо режими роботи ферорезонансного ДБЖ

Режим кондиціонера живлення

У цей режим ДБЖ переводиться примусово. При цьому здійснюється стабілізація і фільтрація напруги. Інвертор заблоковано. ДБЖ виконує функції стабілізатора.

Режим роботи від мережі

У цьому режимі ДБЖ працює так само, як і в режимі кондиціонера живлення. Випрямляч ДБЖ заряджає акумулятор. Інвертор знаходиться в режимі очікування.

Режим роботи від акумулятора

За командою блоку керування, при виникненні збою живлення, вмикається інвертор. Вмикання здійснюється таким чином, щоб напруги інверторів і мережі мали однакову фазу. Після цього мережа від'єднується від входу ферорезонансного стабілізатора, однак залишається під контролем блока керування. У момент перемикавання споживачі отримують енергію, накопичену в магнітному полі трансформатора, тому нульової паузи у вихідній напрузі немає. Інвертор живить навантаження до закінчення заряду акумуляторів.

Якщо параметри напруги мережі стабілізуються раніше, ніж акумулятор розрядиться, починається підготовка до переходу в режим роботи від мережі. В цей час блок керування слідкує за різницею фаз між інвертором і мережею. Коли вона стане мінімальною, ферорезонансний трансформатор під'єднується до мережі, а інвертор припиняє роботу.

Технічні характеристики ферорезонансного ДБЖ

Потужність: 500 ВА -5000 кВА.

ККД: 85-90%.

Час роботи від акумулятора: 5-20 хв.

Переваги

- гарний захист від шумів і високовольтних імпульсів;
- мінімальні викривлення форми вихідної напруги;
- захист від коротких замкнень;
- гальванічна розв'язка;

Недоліки

- менший ККД, значні тепловиділення;
- висока ціна;
- чутливість до частоти мережі.

Доцільність використання розглянутих типів ДБЖ залежить від багатьох факторів: типу електронної апаратури, для живлення якої вони призначаються, значень параметрів якості електричної мережі, технічними характеристиками, які висуваються до ДБЖ, умовами приміщень (температура, вологість, вентиляція), в яких функціонує ДБЖ. Тому раціональний вибір одного з типів ДБЖ як основи системи резервного живлення може бути зроблений за результатами аналізу вказаних факторів.

Запитання

1. Перелічіть основні типи джерел безперебійного живлення.
2. Вкажіть форму напруги ДБЖ типу off-line у режимі роботи від акумулятора.
3. Поясніть основні переваги лінійно-інтерактивних ДБЖ у порівнянні з ДБЖ типу off-line.
4. Вкажіть яким чином у лінійно-інтерактивних ДБЖ усувається пауза у подаванні напруги під часу переходу в інший режим роботи.
5. Поясніть чому ККД ДБЖ з подвійним перетворенням менший, ніж у лінійно-інтерактивних ДБЖ.
6. Опишіть основні відмінності роботи ДБЖ з подвійним перетворенням у порівнянні з ДБЖ типу off-line.
7. Опишіть основний принцип роботи ферорезонансного ДБЖ.
8. Вкажіть яким чином у ферорезонансних ДБЖ усувається пауза у подаванні напруги під часу переходу в інший режим роботи.

Лекція № 9. Джерела живлення електрозварювальних пристроїв

Принцип узгодження характеристик дуги і джерела живлення
Зварювальні пристрої, через нелінійність вольт-амперної характеристики зварної дуги, яку показано на рис. 9.1, що потрібно враховувати при конструюванні їх джерел електроживлення.



Рис. 9.1. ВАХ зварної дуги

Для забезпечення стійкого горіння дуги при зміщеннях і зміні швидкості подачі електрода, що призводять до зміни висоти стовпа дуги l_d , на кожній ділянці дуги необхідно використовувати джерела живлення з різними зовнішніми характеристиками, які розділяються на: різко падаючу, полого падаючу, жорстку і зростаючу, форму яких показано на рис. 9.2.

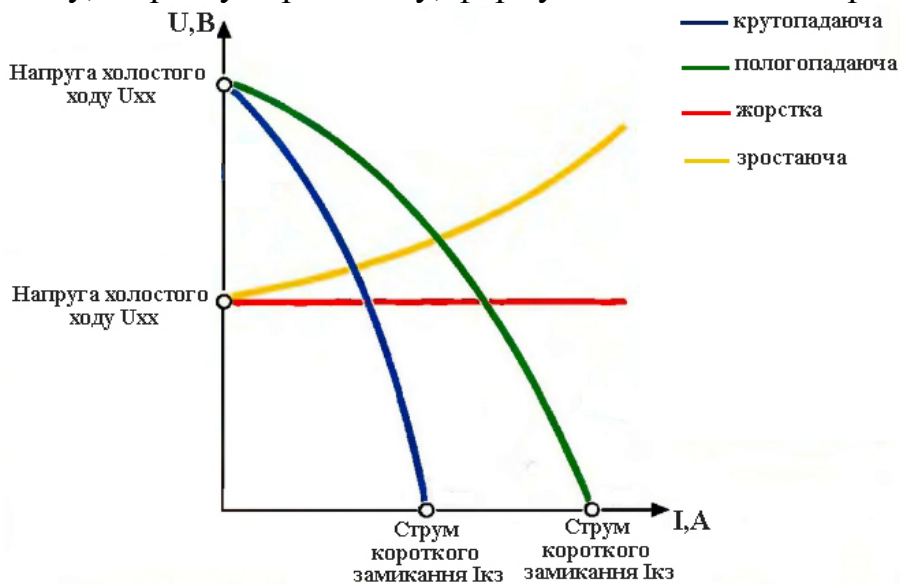


Рис. 9.2. Зовнішні характеристики джерел живлення

Також для стійкого горіння дуги необхідно, щоб при зміні висоти стовпа дуги, струм джерела змінювався незначно. Узгодження режимів роботи джерела живлення і зварної дуги здійснюється за їх характеристиками, що ілюструється на рис. 9.3.

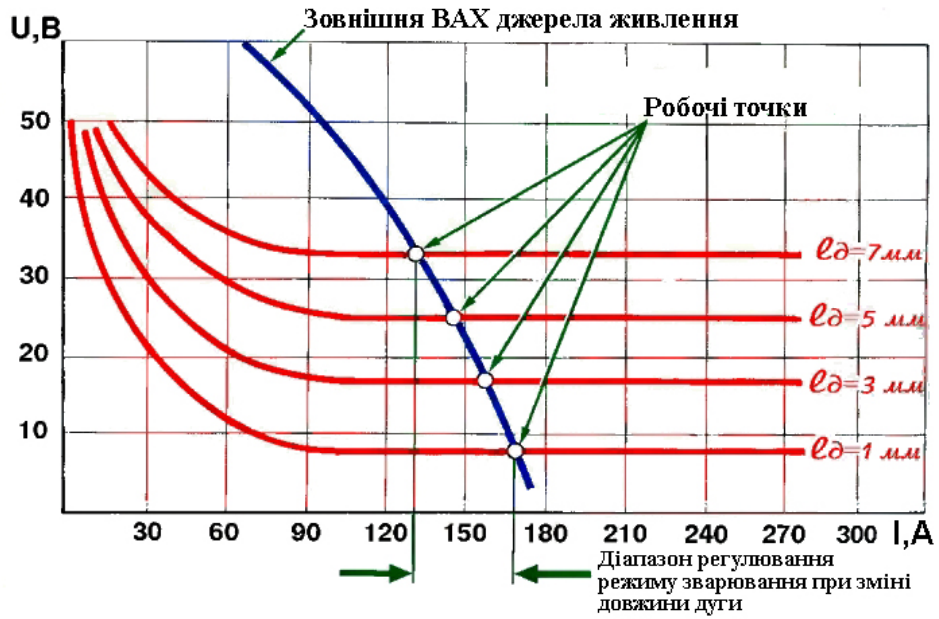


Рис. 9.3. Узгодження режимів роботи джерела живлення і зварної дуги

Умову стійкості горіння дуги розглянемо на падаючій ділянці ВАХ дуги і зовнішній характеристиці джерела живлення, що показані на рис. 9.4.

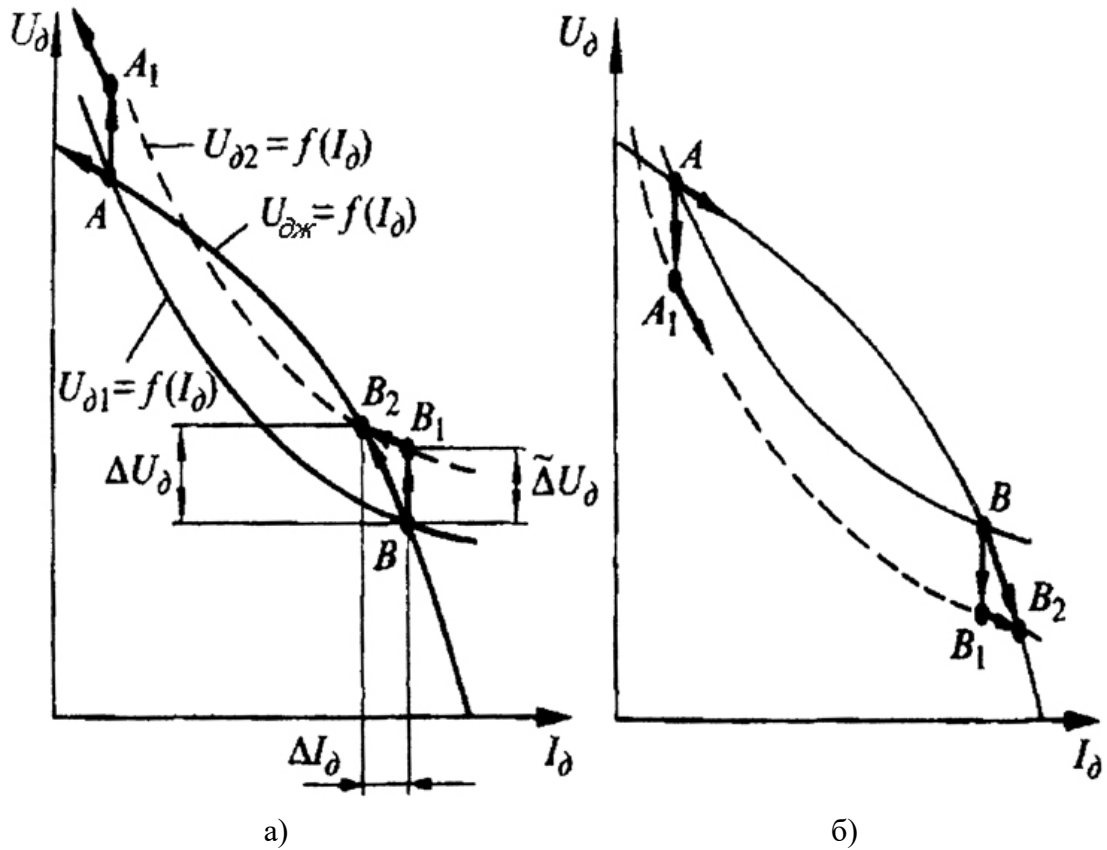


Рис. 9.4. Ілюстрація до визначення стійкості горіння дуги

Система джерело-дуга, згідно з рис. 9.4 а) і б) може працювати в двох робочих точках А і В, де характеристики дуги і джерела перетинаються. Проаналізуємо стійкість горіння дуги в цих точках. Спочатку розглянемо точку В.

При різкому, але невеликому, збільшенні відстані між електродом і зварювальною деталлю характеристика дуги зміститься вгору, що показано на рис. 9.4 а) пунктиром. В цей момент стану дуги відповідає точка В₁, а джерела – все ще точка В. Для цього випадку напруга дуги U_{дв1} більша, ніж напруга джерела U_в. Збільшення напруги дуги викликано збільшенням її опору, що повинно призвести до зменшення зварного струму I_д. Тому в системі джерело-дуга почнеться перехідний процес, під час якого робоча точка дуги В₁ і джерела В почнуть зміщуватись в сторону точки рівноваги системи В₂. Очевидно, що незначна зміна довжини дуги призводить до невеликих змін струму і напруги в системі, не порушуючи горіння дуги. При зменшенні стовпа дуги, система також є стійкою, що ілюструється на рис. 9.4 б).

Проаналізуємо режим роботи системи в точці А, рис. 9.4 а). Після збільшення відстані між електродом і зварювальною деталлю, стану дуги відповідає точка А₁, а джерела – все ще точка А. Оскільки U_{да1} > U_а, струм дуги буде знижуватись, а характеристики дуги і джерела будуть зміщуватись в ліву сторону від точок А А₁ відповідно. Оскільки з лівої сторони характеристики джерела і дуги не перетинаються, струм дуги зменшиться до нуля, тобто відбудеться обрив дуги. З іншого боку, зменшення відстані між електродом і зварювальною деталлю, рис. 9.4 б) призведе до тривалого перехідного процесу зі збільшенням струму, протягом якого робоча точка зміститься в стійкий стан, що відповідає точці В₂. Тому система в точці А нестійка.

Причиною стійкості системи в точці В і нестійкого її стану в точці А є те, що нахил характеристики джерела в точці В крутіший, ніж дуги. Оскільки нахил характеристики джерела і дуги характеризується їх диференціальним опором ρ_{дж} і ρ_д відповідно, умовою стійкого горіння дуги є наступне співвідношення:

$$k_{СТ} = \rho_d - \rho_{дж} > 0, \quad (9.1)$$

де k_{СТ} – показник стійкості.

Оцінка стійкості та вибір типу характеристики джерела для різних ділянок дуги ілюструється на рис. 9.5.

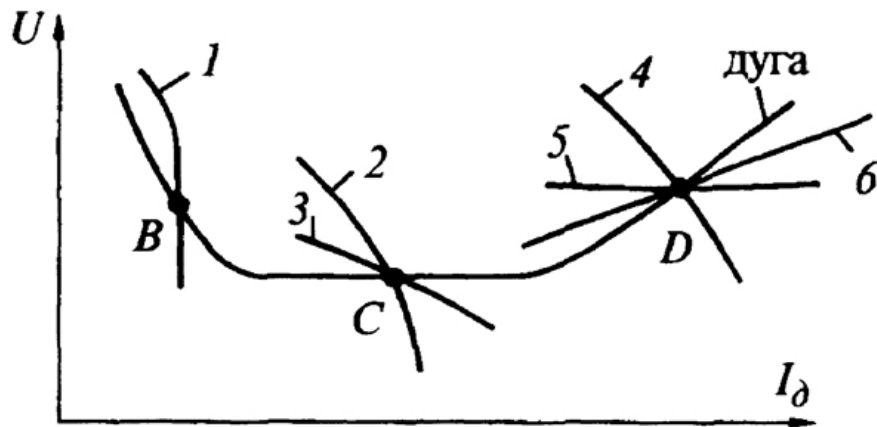


Рис. 9.5. Оцінка стійкості системи джерело-дуга на різних ділянках

З аналізу рівняння (9.1) і інформації, наведеної на рис. 9.5, можна зробити такі висновки:

1) за умови роботи на падаючій ділянці дуги, точка В, де диференційний опір дуги від'ємний ($\rho_d < 0$), характеристика джерела повинна бути круто падаючою.

2) за умови роботи на жорсткій ділянці дуги ($\rho_d \approx 0$) в точці С, характеристика джерела може бути круто або полого падаючою.

3) якщо робоча ділянка дуги має зростаючу характеристику ($\rho_d > 0$), що відповідає точці D, характеристика джерела може бути падаючою, жорсткою або навіть зростаючою.

4) найбільший запас стійкості матиме система з падаючою характеристикою джерела, оскільки в цьому випадку показник стійкості $k_{ст}$ є максимальним.

Розглянемо конструкції джерел живлення, які найчастіше використовуються для зварювальних пристроїв: зварювальні трансформатори, зварювальні випрямлячі, інвертори, зварювальні генератори.

Зварювальні трансформатори

Зварювальні трансформатори є найпростішими джерелами живлення зварювальних пристроїв. Їх основне призначення – пониження напруги до рівня 20-140 В, необхідне для забезпечення стійкого режиму зварювання. Трансформатори повинні забезпечувати надійне запалювання і стійке горіння дуги.

Основними недоліками зварювальних трансформаторів:

- використання напруги змінного струму, що зменшує стійкість горіння дуги;
- низька стабільність режиму, обумовлена коливаннями напруги мережі.

Головною перевагою трансформаторів є їх низька вартість, також вони мають високий ККД, прості в експлуатації і обслуговуванні.

Залежно від електромагнітної схеми і способу регулювання розрізняють наступні конструкції зварних трансформаторів:

1. Трансформатори амплітудного регулювання з нормальним розсіюванням:

- а) з дроселем з повітряним зазором;
- б) з дроселем насичення.

2. Трансформатори амплітудного регулювання зі збільшеним розсіюванням:

- а) з рухомими обмотками;
- б) з рухомим магнітним шунтом;
- в) з шунтом, що підмагнічується;
- г) з реактивною обмоткою;
- д) з розділеними обмотками;
- е) з імпульсним стабілізатором.

3. Трансформатори фазового регулювання (тиристорні перетворювачі):

- а) з імпульсною стабілізацією;
- б) з допоміжним живленням.

У трансформаторів амплітудного регулювання налаштування режиму здійснюється зміною напруги холостого ходу або опору трансформатора без спотворення синусоїдальної форми струму, рис. 9.6.

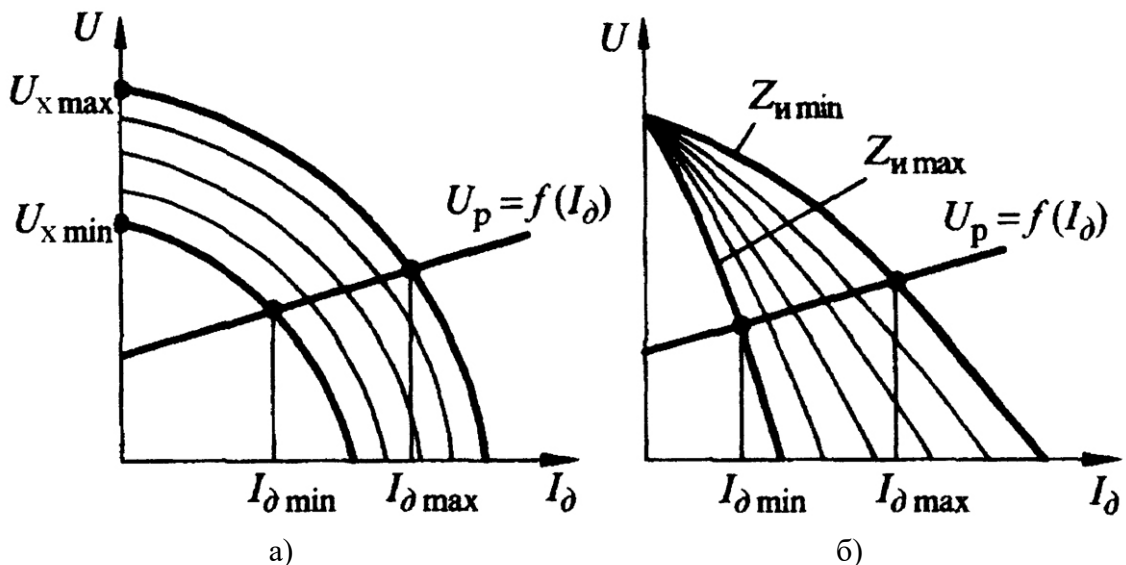


Рис. 9.6. Регулювання режиму зміною напруги холостого ходу (а), опору трансформатора (б)

У тиристорних системах живлення регулювання напруги здійснюється фазовим регулюванням нульової паузи напруги, рис. 9.7.

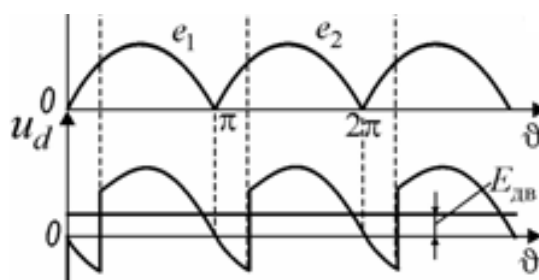


Рис. 9.7. Фазове регулювання напруги

Стійкість горіння дуги при зварюванні на змінному струмі нижче, ніж на постійному, що пов'язане зі спаданням до нуля струму дуги двічі за період напруги мережі. Тому при зварюванні змінним струмом джерело живлення повинно забезпечувати багаторазове підпалювання дуги. Процес повторного запалювання дуги показано на рис. 9.8.

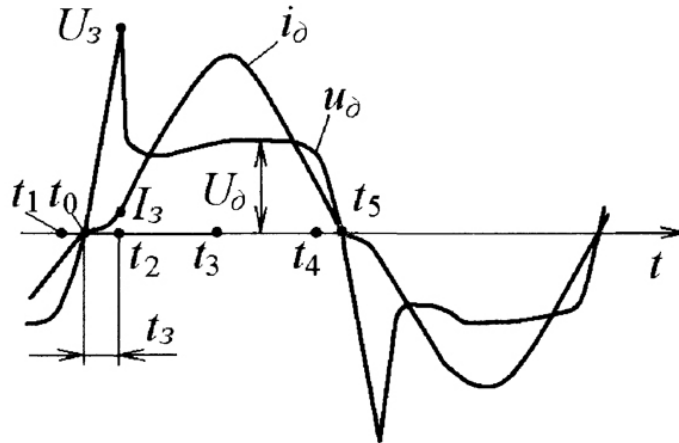


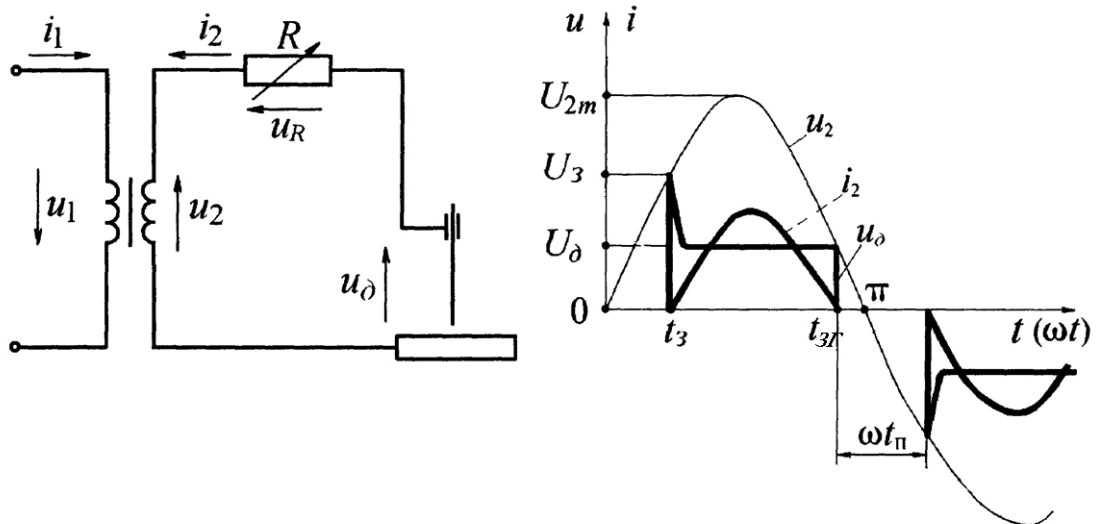
Рис. 9.8. Часові діаграми повторного підпалювання дуги

На діаграмах рис. 9.8 часовий інтервал t_0-t_2 відповідає згасанню дуги внаслідок переходу напруги мережі через нуль. У момент t_2 , коли миттєве значення напруги мережі дорівнює напрузі підпалювання дуги U_3 , починається горіння дуги. На інтервалі t_2-t_4 спостерігається стійке горіння дуги, t_4-t_5 – згасання дуги.

Для створення падаючої характеристики зварювального трансформатора, послідовно з його вторинною обмоткою може вмикатись резистор, дросель, дросель і конденсатор. Розглянемо кожний з цих випадків.

Зварювальний трансформатор з послідовно ввімкненим резистором

Схема джерела живлення на основі зварювального трансформатора з послідовно під'єднаним резистором і часові діаграми струмів і напруг у ньому показано на рис. 9.9.



а) б)
 Рис. 9.9. Принципова схема а) і часові діаграми б) зварювального трансформатора з послідовно ввімкненим резистором

Струм дуги протікає від моменту запалювання дуги t_3 до моменту згасання $t_{3Г}$ і має форму частини синусоїди:

$$i_2 = \frac{u_2 - u_d}{R}, \quad (9.2)$$

де u_2 – миттєве значення напруги вторинної обмотки трансформатора, u_d – напруга дуги.

Тривалість повторного запалювання дуги t_3 розраховується за формулою:

$$t_3 = \arcsin\left(\frac{U_3}{U_{2m}}\right) \frac{T}{2\pi}, \quad (9.3)$$

де U_3 – напруга запалювання дуги,

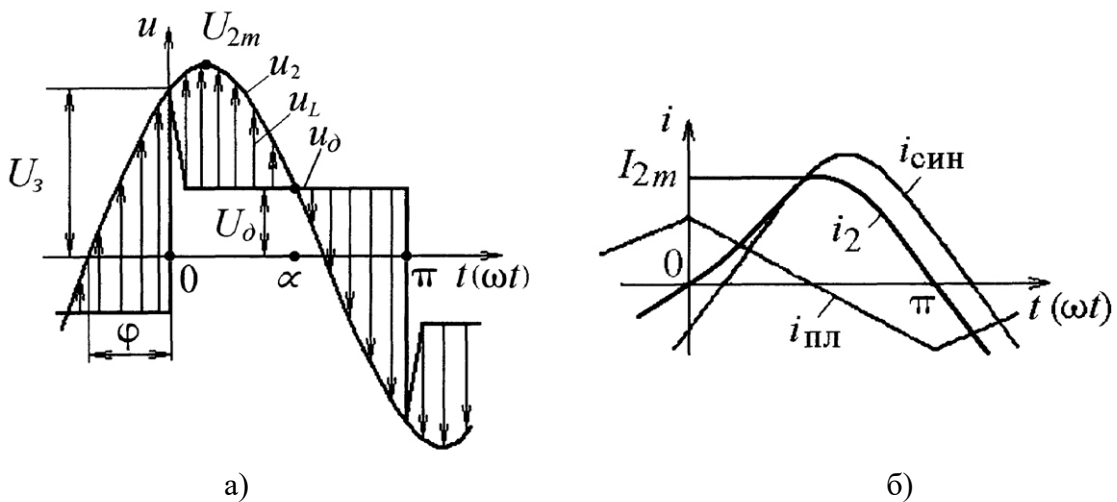
U_{2m} – амплітудне значення напруги на вторинній обмотці трансформатора, T – період напруги мережі.

Наявність паузи струму погіршує стійкість процесу горіння, тому вказана схема рідко використовується на практиці.

Зварювальний трансформатор з послідовно ввімкненою індуктивністю

Індуктивність, ввімкнена в коло вторинної обмотки зварювального трансформатора, окрім створення падаючої характеристики, забезпечує збільшення стійкості горіння дуги. Напруги і струми в колі зварювання з послідовно ввімкненою індуктивністю показані на рис. 9.10. Нижче наведено аналіз часових діаграм. Напруга вторинної обмотки трансформатора u_2 за рахунок індуктивності випереджає струм i_2 на кут φ :

$$u_2 = U_{2m} \sin(\omega t + \varphi). \quad (9.4)$$



а) б)
 Рис. 9.10. Часові діаграми напруг (а) і струмів (б) у колі зварювання

Значення напруги дуги u_d на інтервалі $0..π$, за виключенням ділянки запалювання дуги, вважається постійним $u_d = U_d$. Напруга на індуктивності рівна різниці вказаних напруг:

$$u_L = u_2 - u_d = L \frac{di_2}{dt}. \quad (9.5)$$

Підставивши рівняння (9.4) в (9.5), отримаємо диференціальне рівняння:

$$U_{2m} \sin(\omega t + \varphi) = U_d + L \frac{di_2}{dt}, \quad (9.6)$$

з якого розраховується аналітичний вираз струму дуги:

$$i_2 = \frac{U_{2m}}{\omega L} \sin\left(\omega t + \varphi - \frac{\pi}{2}\right) + \frac{U_d}{\omega L} \left(\frac{\pi}{2} - \omega t\right). \quad (9.7)$$

З аналізу формули (9.7) можна зробити висновок, що струм дуги має гармонічну і пилкоподібну складові. Гармонічна складова має амплітуду струму короткого замкнення $U_{2m}/\omega L$ ланцюга і відстає від напруги на кут $\pi/2$. Пилкоподібна складова з амплітудою $U_d/\omega L$ враховує нелінійний опір дуги.

Перехідні процеси з індуктивністю забезпечують більшу стійкість горіння дуги за рахунок зсуву фази струму дуги і напруги вторинної обмотки трансформатора u_2 . Тому підпалювання дуги здійснюється при вищому значенні напруги. Для надійного підпалювання дуги необхідно, щоб в момент підпалювання дуги $\omega t=0$, рис. 9.10 а) напруга на вторинній обмотці трансформатора перевищувала значення напруги запалювання дуги U_3 , звідки, враховуючи формулу (9.4), отримано наступне співвідношення:

$$U_{2m} \sin(\varphi) > U_3. \quad (9.8)$$

Згасання дуги, при ввімкненій індуктивності, відбувається в момент $\omega t=\pi$, тобто горіння дуги відбувається без паузи, на відміну випадку ввімкнення в коло дуги резистора. Умова забезпечення неперервного горіння дуги знаходиться підстановкою $\omega t=\pi$ та $i_2=0$ в рівняння (9.7):

$$\cos\varphi = \frac{\pi U_d}{2U_{2m}}. \quad (9.9)$$

Суміщення умов (9.8) і (9.9) досягається за умови $\cos^2\varphi + \sin^2\varphi = 1$ або:

$$\left(\frac{U_3}{U_{2m}}\right)^2 + \left(\frac{\pi U_d}{2U_{2m}}\right)^2 = 1, \quad (9.10)$$

звідки розраховується необхідне значення напруги на вторинній обмотці трансформатора U_{2m} :

$$U_{2m} > \sqrt{U_3^2 + 0.25\pi U_d^2}. \quad (9.11)$$

Індуктивність L обирається з умови надійного запалювання дуги. У момент $t=0$, рис. 9.10 а) напруга на індуктивності стрибком змінюється зі значення $u_L = U_3 + U_d$ до значення $u_L = U_3 - U_d$. Якщо вважати струм вторинної обмотки синусоїдальним $i_2(t) = I_2 \sin(\omega t)$, то напруга на індуктивності змінюється за законом:

$$u_L(t) = L \frac{di_2}{dt} = L \cdot \omega \cdot I_{2m} \cos(\omega t). \quad (9.12)$$

При $t = 0$, $u_L(0) = L \cdot \omega \cdot I_{2m}$, тому значення індуктивності обирається з умови:

$$L \cdot \omega \cdot I_{2m} > U_3, \quad L > \frac{U_3}{\omega \cdot I_{2m}}. \quad (9.13)$$

Трансформатор з послідовно ввімкненими індуктивністю і ємністю

Схема зварювального пристрою на основі трансформатора з послідовно ввімкненими індуктивністю і ємністю показано на рис. 9.11, часові діаграми роботи пристрою – на рис. 9.12.

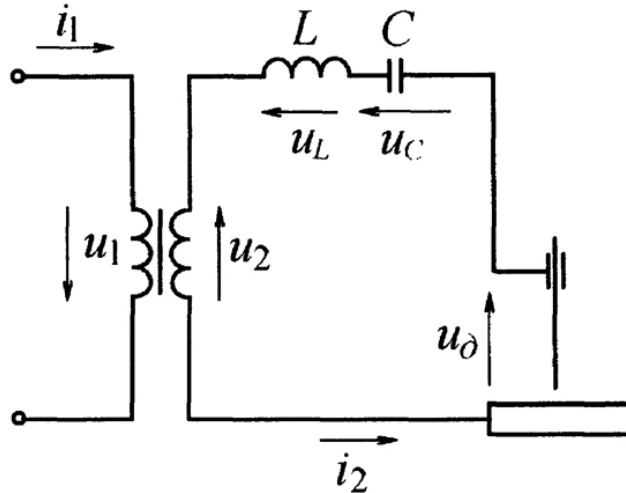


Рис. 9.11. Схема зварювального пристрою на основі трансформатора з послідовно ввімкненими індуктивністю і конденсатором

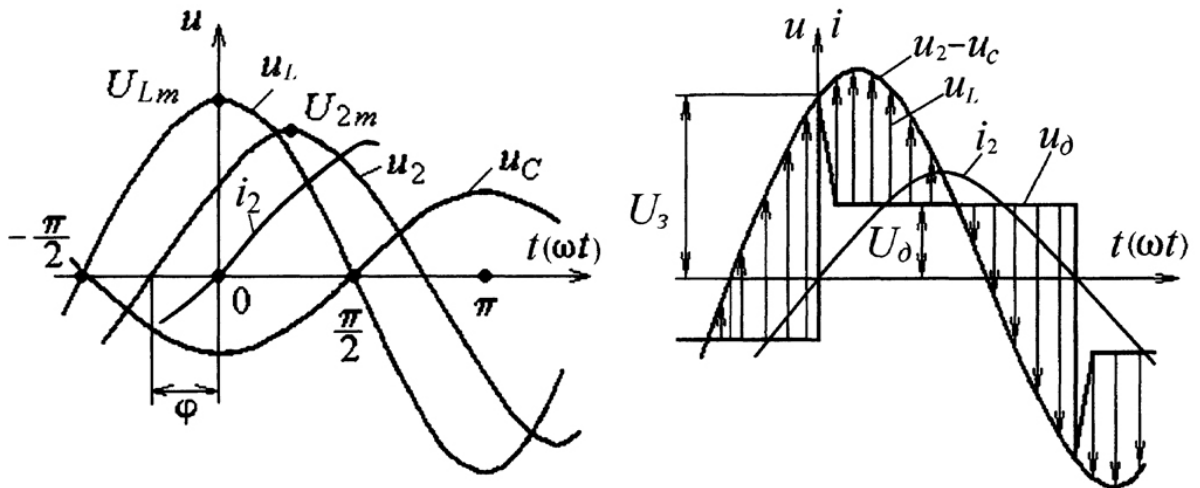


Рис. 9.12. Часові діаграми струмів і напруг у зварювальному колі

Умова надійного запалювання дуги для цієї схеми описується виразом:

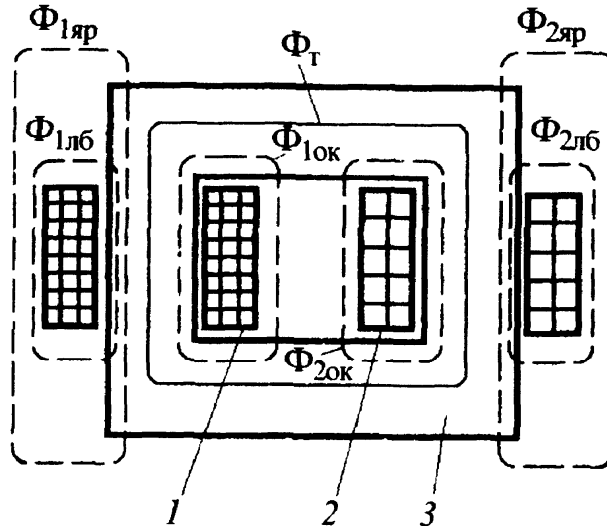
$$U_{2m} \sin \varphi + U_{Cm} > U_3. \quad (9.14)$$

Порівнюючи вираз (9.14) із аналогічним для однієї індуктивності (9.13), можна зробити висновок, що конденсатор знижує порогове значення напруги вторинної обмотки трансформатора, необхідне для запалювання

дуги. Це дозволяє збільшити коефіцієнт трансформації трансформатора і за рахунок цього зменшити його габарити.

Зварювальні трансформатори зі збільшеним розсіюванням

На відміну від звичайних трансформаторів, спеціалізовані зварювальні трансформатори проектуються зі збільшеним магнітним розсіюванням. Це досягається розміщенням первинної і вторинної обмоток на значній відстані одна від одної. Найчастіше вони розміщуються на різних стрижнях трансформатора, що показано на рис. 9.13.



1 – первинна обмотка, 2 – вторинна обмотка, 3 – стрижневий магнітопровід
Рис. 9.13. Структура трансформатора з підвищеним розсіюванням

Зазвичай такий трансформатор має циліндричні або дискові первинну 1 і вторинну 2 обмотки і стрижневий магнітопровід 3, рис. 9.13. При такій конструкції крім основного потоку трансформатора Φ_T , необхідно враховувати потоки розсіювання. Силкові лінії цих потоків замикаються всередині вікна $\Phi_{1вк}$, $\Phi_{2вк}$, через ярмо $\Phi_{1яр}$, $\Phi_{2яр}$ і через лобові (зовнішні) поверхні обмоток $\Phi_{1лб}$, $\Phi_{2лб}$, які мають потокощеплення лише з частиною витків обмотки. Тому при розрахунках використовують інтегральною характеристикою – потокощепленням розсіювання $\Psi_{РОЗ} = \sum w_i \Phi_i$. Далі для спрощення аналізу використовується значення потоку розсіювання первинної і вторинної обмоток $\Phi_{РОЗ}$:

$$\Phi_{1РОЗ} = \frac{\Psi_{1РОЗ}}{w_1}, \quad \Phi_{2РОЗ} = \frac{\Psi_{2РОЗ}}{w_2}. \quad (9.15)$$

Потоком розсіювання відповідної обмотки називається частина повного потоку, який створюється даною обмоткою, але з іншою обмоткою не зчеплюється.

Падаюча регульовальна характеристика трансформатора зі збільшеним розсіюванням описується наступним виразом

$$U_2 = \sqrt{U_{2x}^2 - I_2^2 X_T^2}, \quad (9.16)$$

де U_2 – діюче значення напруги на вторинній обмотці трансформатора,

U_{2x} – діюче значення напруги холостого ходу вторинної обмотки трансформатора,

I_2 – діюче значення струму вторинної обмотки,

X_T – сумарний опір індуктивностей розсіювання трансформатора.

Методи регулювання режимів в трансформаторах з розсіюванням

1. Зміна кількості витків первинної або вторинної обмотки комутацією відпайок.

2. Зміна положення магнітного шунта. На шляху потоків розсіювання встановлюється пакет трансформаторного заліза, який виконує роль магнітного шунта – ділянки магнітного ланцюга, паралельного основному магнітопроводу. При виведенні магнітного шунта з магнітопроводу, зменшується його площа і зростає його магнітний опір. Тому зварний струм збільшується.

3. Підмагнічування магнітного шунта за допомогою спеціальної обмотки. При збільшенні струму підмагнічування, шунт насичується, його магнітний опір зростає, що в свою чергу збільшить величину зварного струму.

4. Зміна ступеня рознесення обмоток. При використанні вказаного способу регулювання режимів трансформатора, він містить одну первинну обмотку і декілька вторинних, які мають різний ступінь магнітного зв'язку з первинною обмоткою. Залежно від необхідного значення зварного струму використовується обмотка з необхідним магнітним зв'язком.

5. Переміщення обмоток одна відносно одної.

6. Зміна з'єднання первинної і вторинної обмоток. Якщо первинна і вторинна обмотки складаються з двох котушок, існує чотири комбінації їх з'єднання з різним опором розсіювання.

Тиристорні перетворювачі

Тиристорні перетворювачі складаються з трансформатора і тиристорного регулятора, який використовується для формування зовнішньої характеристики і регулювання струму і напруги за допомогою фазового керування. Найчастіше тиристорний регулятор будується на основі паралельно-зустрічної схеми включення двох тиристорів, що зображена на рис. 9.14.

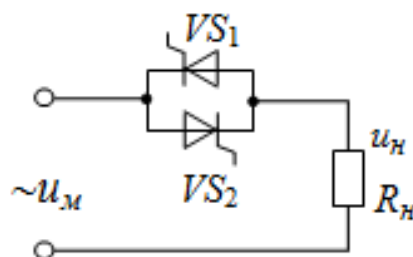


Рис. 9.14. Схема тиристорного регулятора змінної напруги

У тиристорних перетворювачах регулювання режиму роботи здійснюється електричним методом, тому він не містить рухомих частин і має менші габарити. Головний недолік фазового керування – зниження

стійкості горіння дуги через збільшення нульової паузи напруги при зварюванні. Тому температура дуги протягом паузи, яка може тривати 3-10 мс, знижується, що ускладнює повторне запалювання дуги. Для усунення цього недоліку використовують трансформатори зі збільшеним розсіюванням, застосовують ланки додаткового живлення, встановлюють додаткову ланку імпульсної стабілізації паралельно основному трансформатору.

Вплив індуктивності розсіювання на зменшення нульової паузи струму ілюструється на рис. 9.15.

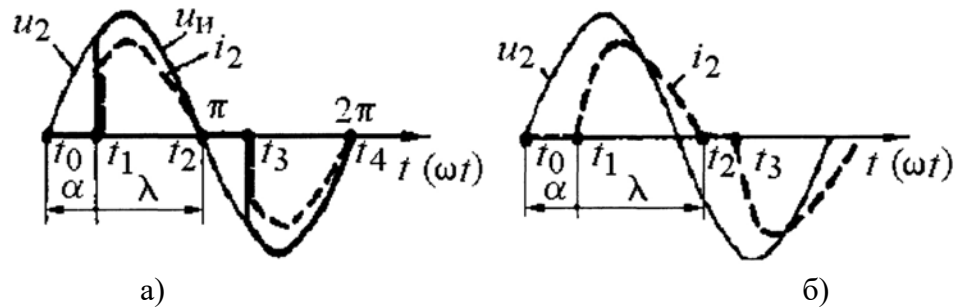


Рис. 9.15. Часові діаграми струму і напруги у звичайному трансформаторі (а) і трансформаторі з підвищеним розсіюванням (б) при фазовому керуванні

Ще одним методом зменшення нульової паузи зварного струму є використання ланки додаткового живлення, що забезпечує неперервний зварювальний струм під час нульової паузи. Для цього може використовуватись додаткова обмотка трансформатора з відносно великою вторинною напругою і індуктивністю розсіювання або з додатковим дроселем. Схемна реалізація методу і часові діаграми показані на рис. 9.16.

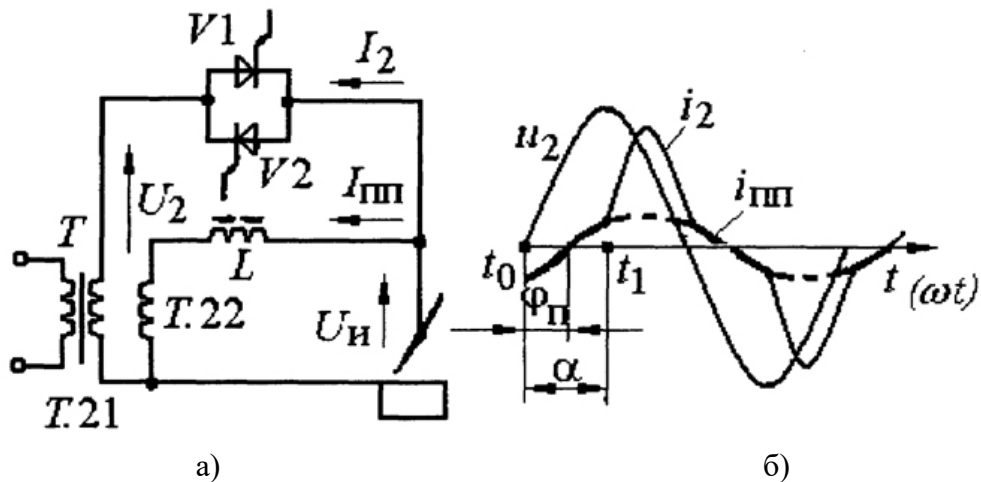


Рис. 9.16. Схема з додатковим живленням (а) і часові діаграми (б)

Додаткове живлення також може бути забезпечене шунтуванням тиристорного регулятора дроселем з великою індуктивністю.

Імпульсна стабілізація найбільш поширений метод забезпечення стійкого підпалювання дуги. Для реалізації цього метода паралельно основному трансформатору T_1 встановлюють додатковий імпульсний

трансформатор T_2 , з коефіцієнтом трансформації n близько одиниці $n = 1$. Схему під'єднання трансформаторів показано на рис. 9.17.

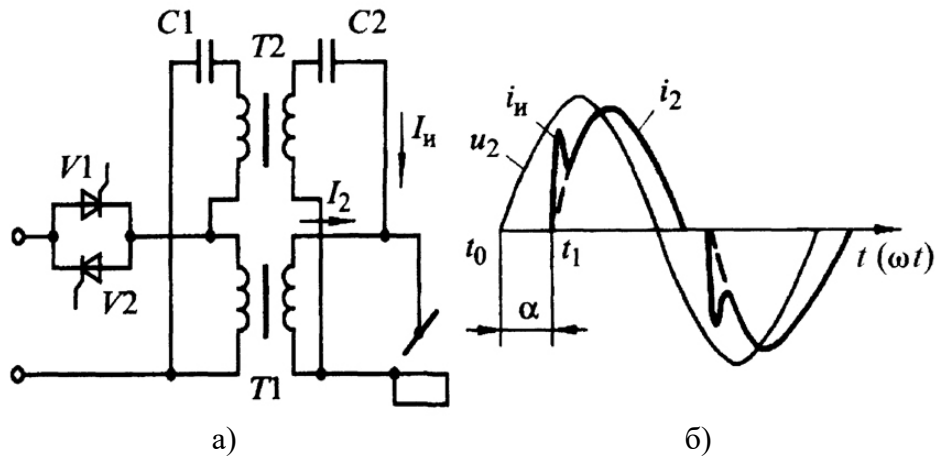


Рис. 9.17. Схема з імпульсним підпалюванням дуги (а) і часові діаграми струмів та напруги (б)

Після вмикання будь-якого з тиристорів по первинній обмотці імпульсного трансформатора T_2 проходить імпульс зарядного струму конденсатора C_1 , який наводить у вторинній обмотці імпульс, що підпалює дугу.

Формування зовнішніх характеристик у тиристорному перетворювачі

За умови використання тиристорних трансформаторів зовнішні характеристики можуть формуватись природним способом чи штучно. Природні падаючі характеристики формуються при використанні трансформаторів зі збільшеним розсіюванням. При цьому нахил характеристик залежить від індуктивності розсіювання трансформатора. Типовий вид зовнішніх характеристик при різних кутах регулювання показаний на рис. 9.18.

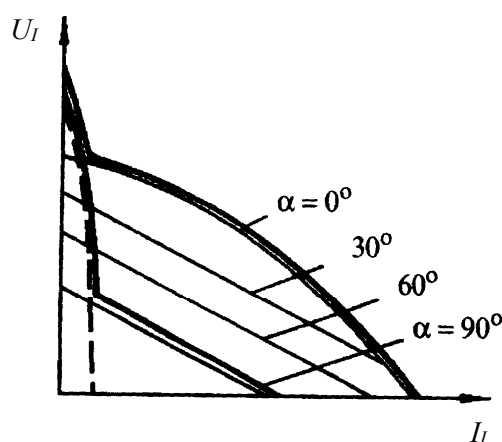


Рис. 9.18. Природні зовнішні характеристики тиристорного перетворювача

Штучні зовнішні характеристики формують за допомогою введення зворотного зв'язку за струмом. На рис. 9.19 показано як із природних жорстких характеристик формується штучна падаюча характеристика.

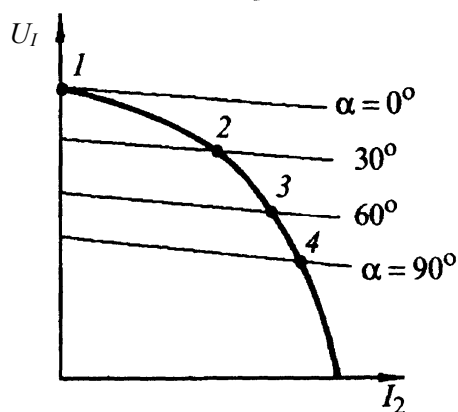


Рис. 9.19. Формування падаючої характеристики

Перетворювачі з ланкою постійного струму

Можливі структурні схеми перетворювачів електрозварювальних пристроїв з ланкою постійного струму показані на рис. 9.20.

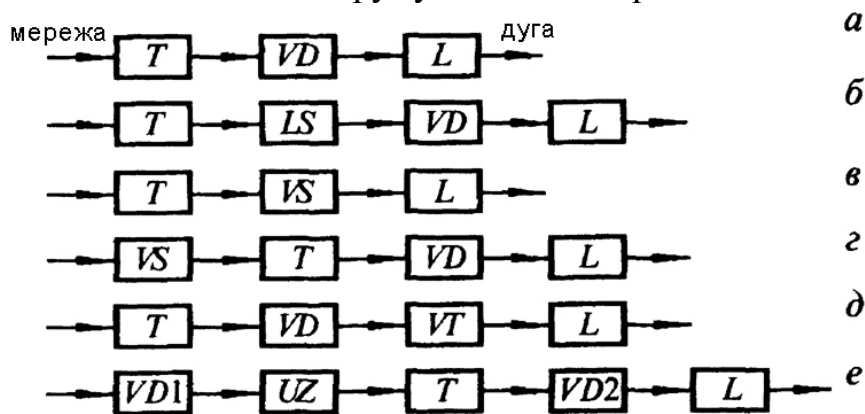


Рис. 9.20. Структурні схеми перетворювачів електрозварювальних пристроїв з ланкою постійного струму

Найпростіша схема перетворювача з ланкою постійного струму рис. 9.20 а, складається з трансформатора, випрямляча і дроселя. Трансформатор в цій схемі використовується для зниження напруги, формування зовнішньої характеристики і регулювання режиму роботи. Іноді між трансформатором і випрямлячем встановлюють дросель насичення рис. 9.20 б, який формує необхідну зовнішню характеристику. Кращі характеристики мають тиристорні випрямлячі рис. 9.20 в, які за рахунок фазового регулювання дозволяють формувати довільні зовнішні характеристики. Іноді тиристорний регулятор встановлюють в первинну обмотку трансформатора, рис. 9.20 г. Часто замість тиристорного випрямляча зовнішні характеристики формуються за допомогою транзисторного регулятора рис. 9.20 д, або транзисторного інвертора рис. 9.20 е. У цьому випадку зовнішня характеристика створюється інвертором регулюванням вихідної напруги або струму.

При використанні некерованих випрямлячів падаюча характеристика джерела формується за рахунок значних втрат напруги при зягнутій комутації, викликаній значними індуктивним опором трансформатора.

При використанні керованих випрямлячів можливо сформуваи зовнішню характеристику довільної форми.

Запитання

1. Перелічіть ділянки ВАХ зварювальної дуги, на яких можуть працювати електрозварювальні пристрої.

2. Сформулюйте вимогу до системи живлення електрозварювальних пристроїв, за якої забезпечується стійке горіння дуги.

3. Опишіть особливості зварювальних трансформаторів у порівнянні зі звичайними.

4. Поясніть причину погіршення режимів роботи електрозварювальних пристроїв на змінному струмі.

5. Сформулюйте переваги використання як джерела живлення електрозварювальних пристроїв трансформаторів з послідовно ввімкненою індуктивністю.

6. Опишіть методи формування необхідної форми зовнішньої характеристики за умови використання тиристорних перетворювачів.

7. Перелічіть можливі варіанти перетворювачів з ланкою постійного струму для електрозварювальних пристроїв.

Лекція № 10. Активні коректори коефіцієнту потужності

Вхідний каскад безтрансформаторних перетворювачів напруги виконується на основі некерованого випрямляча з С-фільтром, який споживає з мережі імпульсний струм і має низький коефіцієнт потужності $\chi = 0,3 - 0,5$. Для збільшення електромагнітної сумісності з мережею на вході безтрансформаторних перетворювачів встановлюють коректори коефіцієнту потужності (ККП).

Залежно від способу побудови ККП, корекція коефіцієнту потужності розділяється на два види:

- пасивна, яка досягається додаванням до схеми пасивних елементів: загороджувальних і низькочастотних LC-фільтрів без додавання до схеми додаткових ключових елементів і зміни алгоритму роботи існуючих ключових елементів;

- активна, досягається за допомогою комутації основних або додаткових ключових елементів.

Пристрої з активною корекцією потужності розділяються на два типи:

- пристрої з комутацією ключів на основній частоті;
- пристрої з комутацією ключів на підвищеній частоті.

Завдяки меншим габаритам, а часто і меншою вартістю, переважно використовуються активні коректори потужності, які працюють на підвищеній частоті.

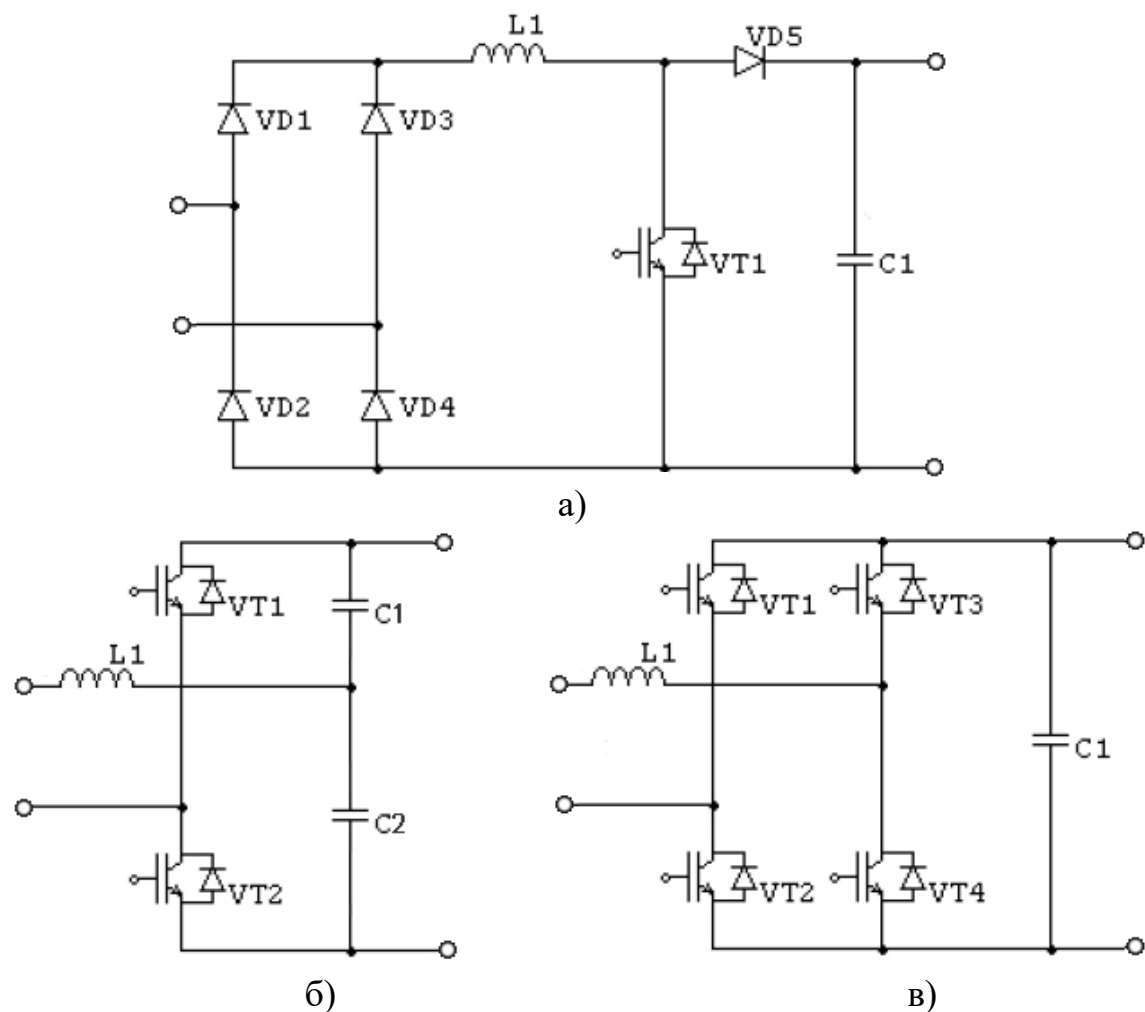
Узагальнена схема однофазного ККП активного типу, який працює на підвищеній частоті наведена на рис. 10.1.



Рис. 10.1. Узагальнена структурна схема однофазного ККП

Структурна схема ККП складається з перетворювача постійної напруги, на виході якого встановлюють конденсатор C , значення ємності якого достатнє для підтримання постійного значення напруги на навантаженні u_d . Дросель L згладжує високочастотні пульсації, створені перетворювачем, і формує синусоїдальний струм мережі.

Як базові схеми перетворювачів ККП найчастіше використовуються підвищувальний перетворювач напруги, мостовий або напівмостовий інвертори, рис. 10.2.



а) підвищувальний ШПІ; б) напівмостовий інвертор; в) мостовий інвертор
 Рис. 10.2. Схеми перетворювачів ККП

Схема ККП на основі підвищувального ШПІ є найпростішою схемою, яка забезпечує неперервне протікання вхідного струму перетворювача, тому найчастіше використовується в однофазних коректорах потужності. Схеми на основі двотактних інверторів використовуються для потужних або трифазних ККП.

Розглянемо роботу ККП на основі підвищувального перетворювача. Часові діаграми, які описують його роботу, показані на рис. 10.3.

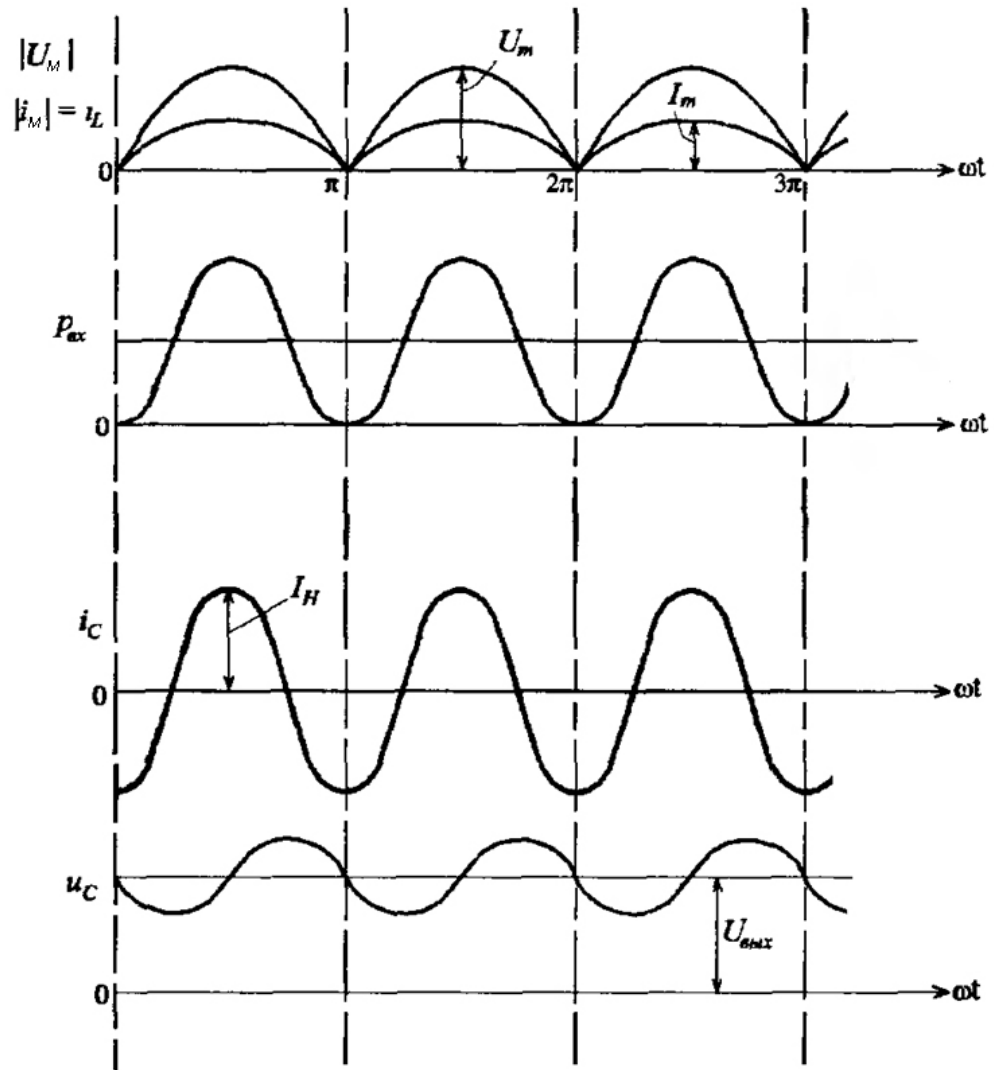


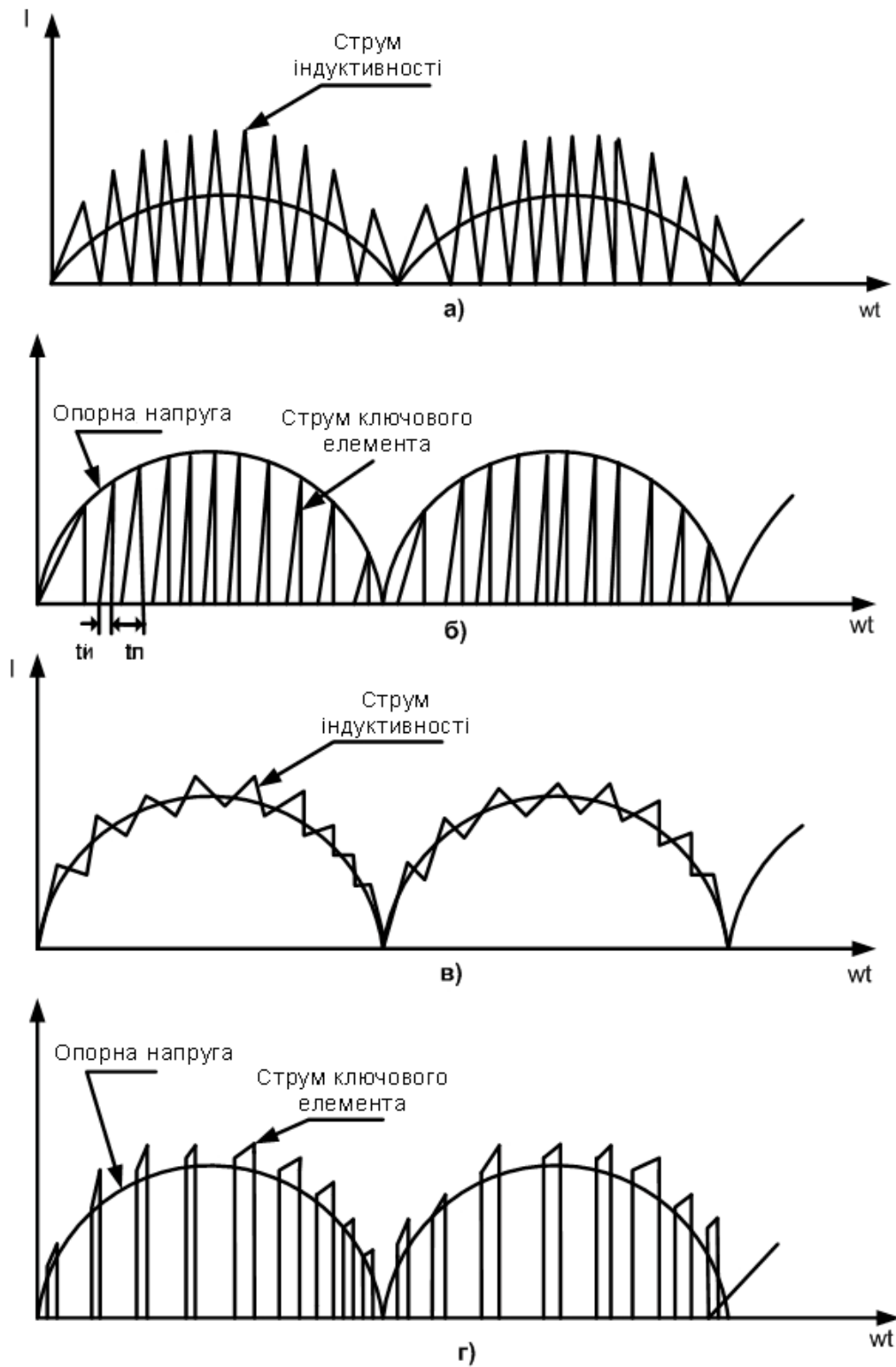
Рис. 3. Часові діаграми роботи ККП

Коефіцієнт заповнення імпульсів γ в схемі ККП розраховується за такою формулою:

$$U_H = U_{1m} \sin(\omega t) \frac{1}{1 - \gamma}. \quad (10.1)$$

Максимальні значення γ , як впливає з (10.1), відповідають початку і кінцю напівперіода напруги мережі, а при куті $\omega t = \pi/2$ коефіцієнт заповнення є мінімальним. У реальних перетворювачах, внаслідок втрат у елементах, регульовальна характеристика відрізняється від ідеальної (10.1) тим, що має максимум за певного значення коефіцієнта заповнення імпульсів $\gamma = \gamma_{\max}$, при перевищенні цього значення $\gamma > \gamma_{\max}$ напруга на виході перетворювача починає зменшуватись. Тому на початку і в кінці півперіода фазної напруги вхідний струм ККП має нульові паузи.

ККП можуть працювати в двох режимах: в режимі граничного і неперервного протікання струму в дроселі. Е першому випадку для формування імпульсів керування транзистором ККП використовується ЧІМ, в другому випадку ШІМ, рис. 10.4.



а), б) – часові діаграми ККП на основі ЧІМ; в), г) - часові діаграми ККП на основі ШІМ
Рис. 10.4. Режим роботи ККП

ККП на основі ЧІМ має простішу структуру, менші габарити і більший ККД, однак при його використанні гармонічний склад вхідного струму перетворювача гірший, ніж при використанні ККП на основі ШІМ.

Структурна схема ККП показана на рис. 10.5. Принцип його роботи полягає у наступному: аналоговий перемножувач створює задавальний сигнал синусоїдальної форми на кожному напівперіоді мережі, перемножуючи випрямлену напругу з вихідною напругою коректора. Результатом множення сигналів є сигнал струму, який має форму напруги мережі і амплітуду, яка залежить від значення вихідної напруги. Такий принцип роботи ККП дозволяє формувати синусоїдальну форму вхідного струму і стабілізувати напругу на виході ККП. До складу принципової схеми ККП входить ряд додаткових блоків, що дозволяє забезпечити близький до одиниці коефіцієнт потужності, працювати від мережі, напруга якої змінюється в широких межах, з високою точністю стабілізувати вихідну напругу.

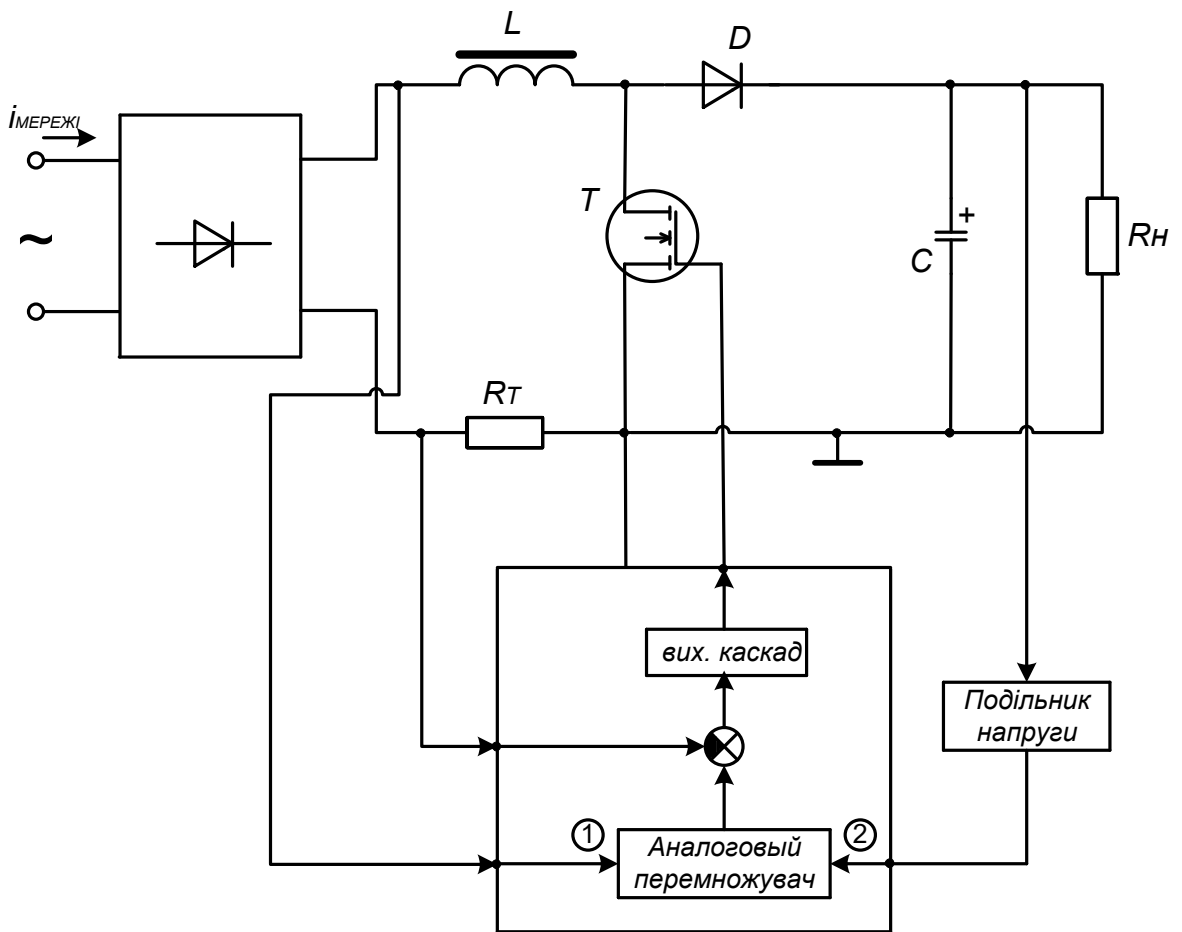


Рис. 10.5. Структурна схема ККП

Повна структурна схема ККП на основі ШІМ показана на рис. 10.6. Схема керування ККП містить:

- контур зворотного зв'язку – підсилювач помилки за напругою (ППН), джерело опорної напруги ($U_{оп}$), дільник;
- квадратор;
- контур за струмом – підсилювач помилки струму (ППС), перемножувач, джерело опорного струму $i_{мережі_оп}$.

Обидва підсилювача мають ланки корекції ($Z_{зз.і}$ і $Z_{зз.у}$), забезпечуючи необхідну швидкодію і стійкість ККП.

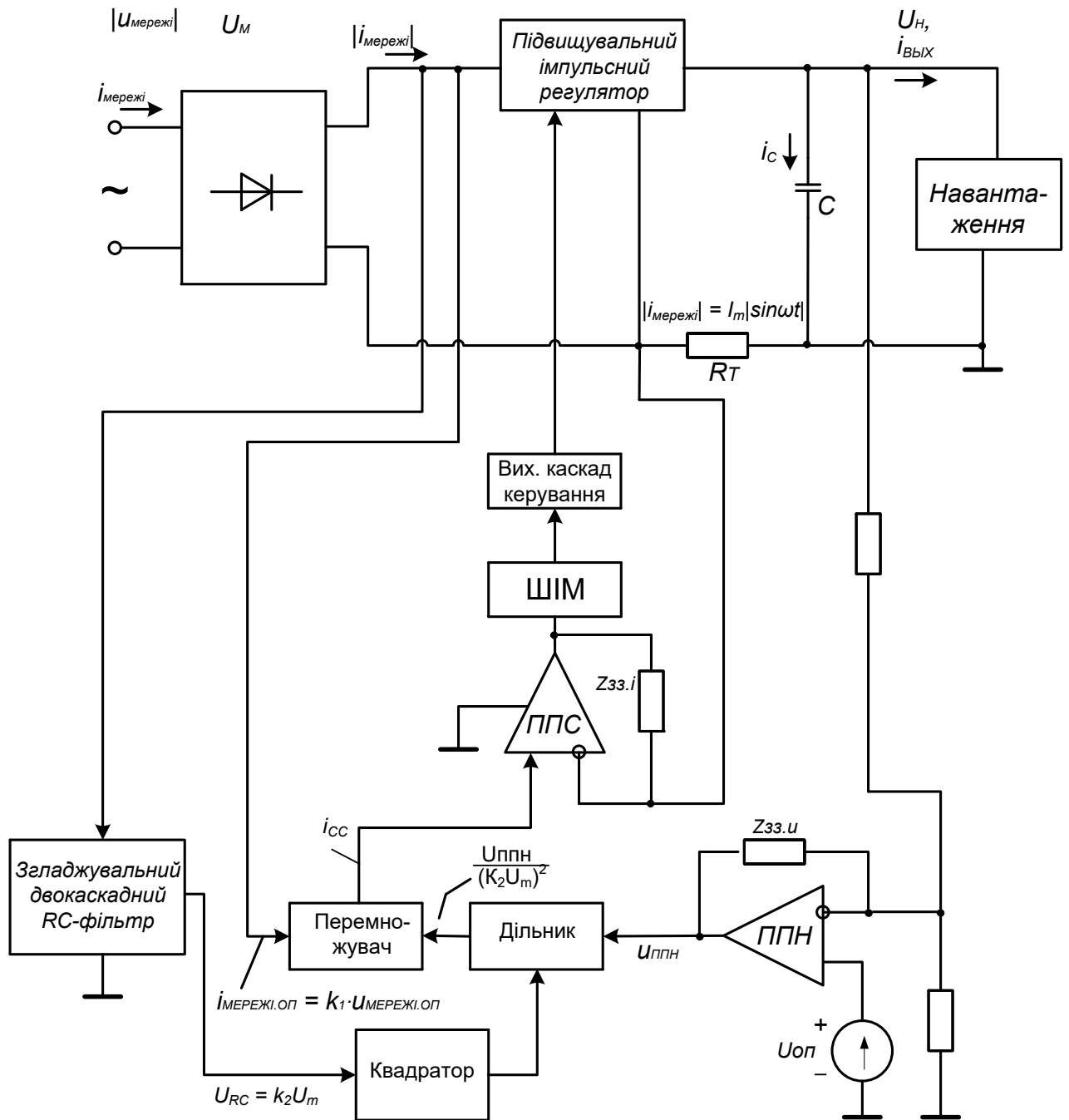


Рис. 10.6. Схема керування ККП

У контур напруги додано блок квадратора (операція піднесення до квадрату) і дільник, який виконує функцію ділення вихідного сигналу ППН. Вихідний сигнал помилки за напругою ($U_{\text{ППН}}$) ділиться на квадрат напруги, після чого перемножується з опорним сигналом струму. Додатковий контур піднесення напруги мережі в квадрат і ділення на цю величину підтримує коефіцієнт підсилення в даному контурі на постійному рівні. Без вказаного контуру, підсилення за напругою було б пропорційне квадрату середнього

значення мережевої напруги за період (зі зміною напруги змінюється опорний струм $I_{\text{мережі_оп}}$ і амплітуда напруги на вході регулятора).

Сигнал, що задає струм ($i_{\text{сс}}$), повинен повторювати форму випрямленої мережевої напруги, для досягнення максимального коефіцієнта потужності. Вихідний сигнал підсилювача помилки за напругою при використанні розглянутого метода керує потужністю, яка передається в навантаження.

Якщо напруга $U_{\text{ППН}}$ не змінюється, а значення напруги мережі збільшується в два рази, згідно зі схемою рис. 10.6 цей сигнал ділиться на квадрат напруги, яка пропорційна напрузі мережі. У нашому випадку ділення буде виконано на число, яке пропорційне початковому значенню напруги мережі помноженому на чотири. Тому значення сигналу струму $i_{\text{сс}}$ зменшиться в чотири рази. Оскільки внаслідок збільшення напруги мережі в два рази, на таке ж значення збільшиться і величина вхідного струму, то при одночасному зменшенні в чотири рази сигналу струму вихідна потужність залишиться на тому ж рівні, що і до зміни значення напруги мережі.

Нижче описані рівняння, які пов'язують між собою параметри ККП. Нехай амплітуда вихідного сигналу перемножувача рівна $I_{\text{мо}}$. Опорний сигнал струму пропорційний випрямленій напрузі мережі u_1 і амплітуда сигналу $i_{\text{мережі_оп}}$ дорівнює $I_{\text{мережі_оп}}$:

$$I_{\text{мережі_оп}} = k_1 U_{1m}. \quad (10.2)$$

Вихідний сигнал підсилювача помилки за напругою дорівнює $U_{\text{ППН}}$, а вихідний сигнал двокаскадного згладжувального RC-фільтра дорівнює $k_2 U_{1m}$. Тому з урахуванням операцій піднесення в квадрат, ділення і множення амплітуда сигналу струму $i_{\text{со}}$ рівна:

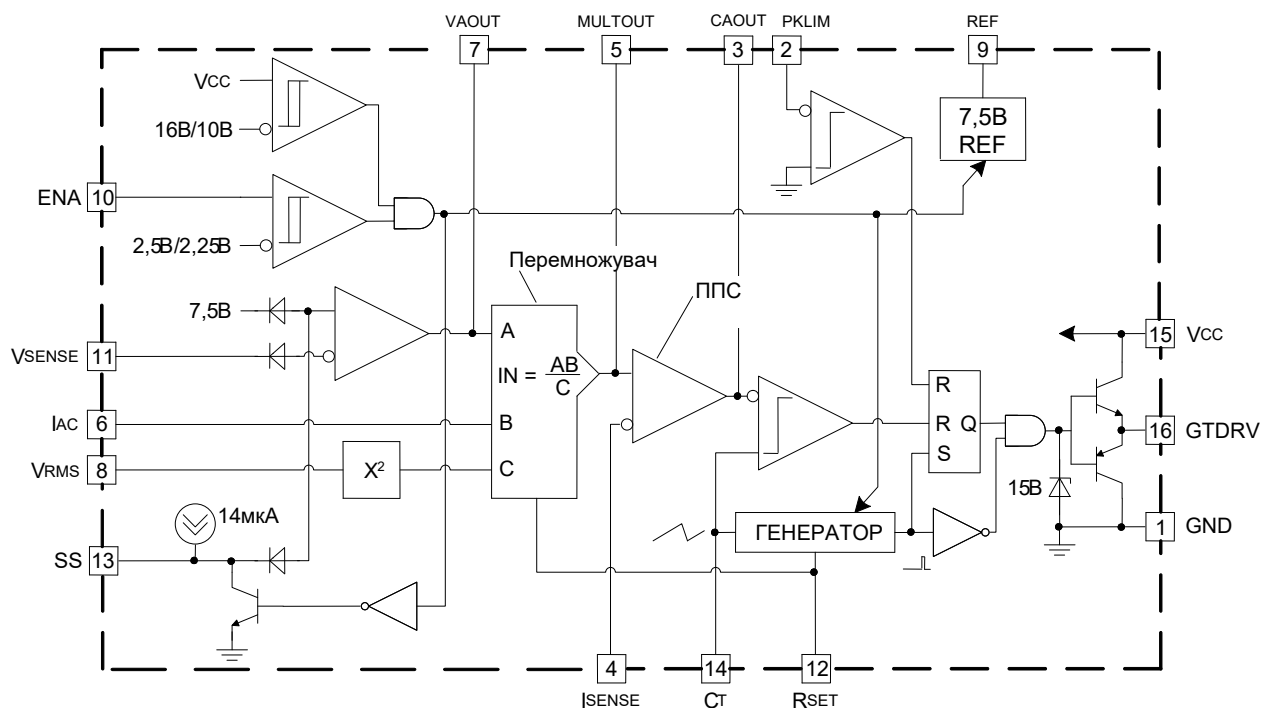
$$I_{\text{со}} = k_1 U_{1m} \frac{U_{\text{ППН}}}{(k_2 U_{1m})^2} = \frac{k_1}{k_2^2} \frac{U_{\text{ППН}}}{U_{1m}}. \quad (10.3)$$

Сигнал $i_{\text{со}}$ задає значення струму, який споживається від мережі, тобто $I_{1m} = k_3 I_{\text{со}}$ (k_3 – коефіцієнт пропорційності між струмами), тому потужність на вході ККП з урахуванням, що напруга і струм мережі синусоїдальні, дорівнює:

$$P_{\text{вх}} = \frac{U_{1m} I_{1m}}{2} = \frac{k_1 k_3}{2 k_2^2} U_{\text{ППН}}. \quad (10.4)$$

Отриманий результат свідчить про те, що вхідна і вихідна потужності ККП не залежать від рівня вхідної напруги і залежать лише від опору навантаження.

Розглянемо типовий контролер коректора потужності UC2854 фірми Texas Instruments, який працює на основі ШІМ. До складу контролера входить підсилювач помилки вихідної напруги, аналоговий перемножувач з операцією ділення, підсилювач струму, джерело опорної напруги, компаратор дозволу роботи, компаратор зниження напруги, компаратор струмового перевантаження і вихідний каскад для підключення польового транзистора. Частота мережі може знаходитись в межах 50-400 Гц. Структурна схема ККП показана на рис. 10.7.



GND – земля мікросхеми контролера; PKLIM – обмеження амплітудного струму; CAOUT – вихід підсилювача струму; ISENSE – сигнал від давача струму; MULTOUT – вихід перемножувача і другий дріт давача струму; IAC – вхідний сигнал, що задає форму струму; VAOUT – вихід підсилювача за напругою; VRMS – сигнал, пропорційний діючому значенню напруги мережі; REF – вихід джерела опорної напруги; ENA – логічний сигнал, що дозволяє блокувати вихідний каскад мікросхеми; VSENSE – вхід підсилювача за напругою; RSET – вхід підключення резистора задавача частоти ШІМ; SS – плавний пуск мікросхеми; CT – вхід підключення конденсатора задавача частоти ШІМ; VCC – вхід живлення мікросхеми; GTDRV – вихід керування силовим ключем.

Рис. 10.7. Структурна схема контролера ККП UC2854

Розглянемо особливості роботи коректора. Частота роботи ШІМ задається резистором і конденсатором, які підключаються до виводів мікросхеми CT і $RSET$. Ці елементи задають частоту роботи генератора. Вихідна напруга ККП через резистивний дільник подається на інверсний вхід $VSENSE$, де порівнюється з еталонною напругою джерела опорної напруги мікросхеми. Як видно з структурної схеми, сигнал $VRMS$ підноситься до квадрату (вузол x^2), а вихідний струм перемножувача подається на вхід струмового підсилювача. На цей же вхід через вивід $MULTOUT$ подається сигнал від низькоомного давача струму дроселя ККП. Сигнал різниці між виходом перемножувача і давача після проходження через підсилювач струму подається на інверсний вхід компаратора, який виконує функцію формування ШІМ. На його неінвертувальний вхід подається пилоподібна напруга генератора. Вихід RS-триггера через логічну схему «І» керує вихідним каскадом мікросхеми. Вивід мікросхеми SS крім функції плавного пуску, яка реалізується за допомогою конденсатора, який під'єднується до даного виводу, дозволяє переводити мікросхему в неактивний режим. У цьому випадку прп-транзистор підтримує напругу на виводі SS на низькому рівні. За умови під'єднання до виводу SS конденсатора з достатньо великою ємністю опорний сигнал на вході підсилювача за напругою буде збільшуватись плавно і так само повільно буде збільшуватись коефіцієнт заповнення γ на виході ШІМ. Вивід SS дозволяє керувати мікросхемою за допомогою зовнішнього сигналу. На рис. 10.8 показано один з можливих варіантів керування режимом роботи мікросхеми.

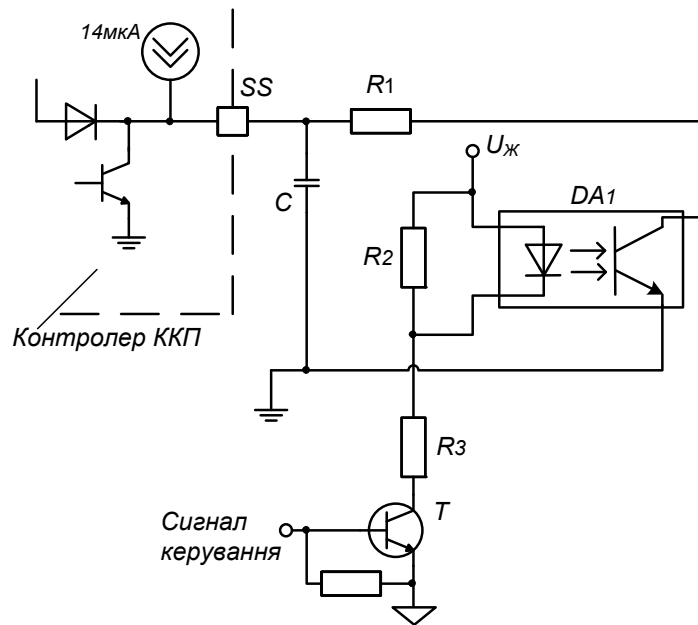


Рис. 10.8. Схема зовнішнього керування контролером ККП

Джерело живлення $U_{\text{ж}}$ в даній схемі гальванічно розв'язано від напруги V_{cc} і знаком ∇ позначений від'ємний полюс джерела $U_{\text{ж}}$. При низькому рівні сигналу керування транзистор T закритий, струм через світлодіод оптрона DA_1 не протікає і транзистор оптрона закритий. Зважаючи на це, конденсатор C заряджається від внутрішнього джерела струму мікросхеми і відбувається плавний пуск ККП. Для переведення коректора в неактивний стан сигналом керування високого рівня відкривається транзистор T , транзистор оптрона і розряд конденсатора C призводить до вимкнення силового ключа коректора. Для обмеження струму розряду конденсатора передбачено резистор R_1 . Дана схема дозволяє керувати ККП мікроконтролером.

Схеми коректорів коефіцієнту потужності на основі підвищувального перетворювача часто використовуються як вхідна ланка більшості електронних побутових пристроїв малої і середньої потужності. Коректори коефіцієнту потужності потужних пристроїв проектуються на основі двотактних перетворювачів.

Запитання

1. Вкажіть основне призначення коректорів коефіцієнту потужності.
2. Перелічіть типи коректорів потужності та їх особливості роботи.
3. Назвіть причину використання перетворювача підвищувального типу у коректорах коефіцієнту потужності.
4. Вкажіть частоти на які повинні бути розраховані індуктивність і ємність перетворювача коректора потужності.
5. Опишіть особливості роботи коректорів потужності на основі ШІМ і ЧІМ.
6. Опишіть спосіб стабілізації вихідної напруги коректора за умови коливання напруги мережі.
7. Вкажіть метод задавання частоти роботи мікросхеми коректора UC2854.

**Лекція № 11. Привод електричних двигунів на основі перетворювача з проміжною ланкою постійного струму.
Активний випрямляч**

Особливості використання електричного привода

У промисловому секторі значна частка електричної енергії перетворюється на механічну. Це стосується систем для різки металів, підйомно-транспортних машин, транспортерів, насосів, вентиляторів. Переважно основою цих механізмів є асинхронні двигуни, які мають високу надійність, низьку ціну і прості в обслуговуванні. Оскільки момент на валу двигуна є змінним, для економії електроенергії доцільно регулювати електромагнітний момент двигуна, що здійснюється зміною діючого значення напруги U і частоти f живлячої мережі змінного струму за законом Костенка. Його аналітичний запис для різного типу механічних навантажень наведено в табл. 11. 1.

Таблиця 11.1. Закон Костенка для різного типу навантажень

Тип навантаження	Статичне, $M = \text{const}$	Вентиляторне $M = C\omega^2$	Постійна потужність $M\omega = \text{const}$
Закон керування	$\frac{U_1}{U_2} = \frac{f_1}{f_2}$	$\frac{U_1}{U_2} = \frac{f_1^2}{f_2^2}$	$\frac{U_1}{U_2} = \sqrt{\frac{f_1}{f_2}}$

Для регулювання частоти і напруги мережі двигун до мережі під'єднується через привод – спеціальний перетворювач електричної енергії, найчастіше перетворювач частоти з проміжною ланкою постійного струму, структурна схема якого зображена на рис. 11.1, однак можуть використовуватись і інші типи, наприклад безпосередній перетворювач частоти.

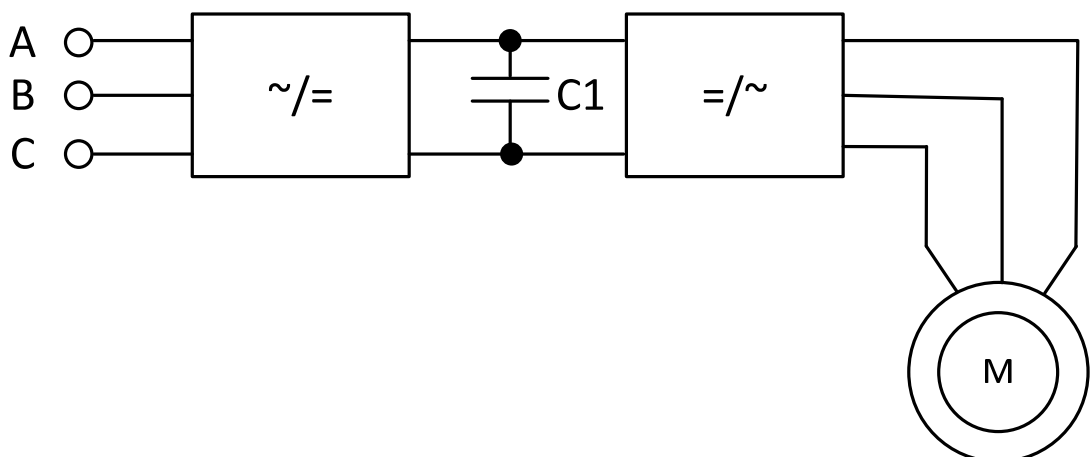


Рис. 11.1. Структурна схема привода двигуна на основі перетворювача з проміжною ланкою постійного струму

До структури приводу входить випрямляч та інвертор, конденсатор C_1 в ланці постійного струму одночасно є фільтром для випрямляча та задає

напругу інвертора. Оскільки під час гальмування двигун генерує енергію, інвертор приводу повинен бути реверсивним, тобто також працювати в режимі випрямляча. При цьому енергія, яка віддається двигуном накопичується в конденсаторі C_1 . Накопичення енергії супроводжується збільшенням напруги, прикладеної до нього, що повинно враховуватись при виборі елементів схеми. Для усунення перенапруги доцільно використовувати реверсивний випрямляч, тоді надлишок енергії віддається в мережу і напруга на конденсаторі C_1 залишається стабільною. До того ж реверсивний випрямляч є коректором коефіцієнта потужності, тобто його використання збільшує коефіцієнт потужності приводу. Тому найчастіше випрямляч і інвертор приводу мають однакову топологію, найчастіше для цієї мети використовуються мостовий трифазний інвертор напруги, рис. 11.2.

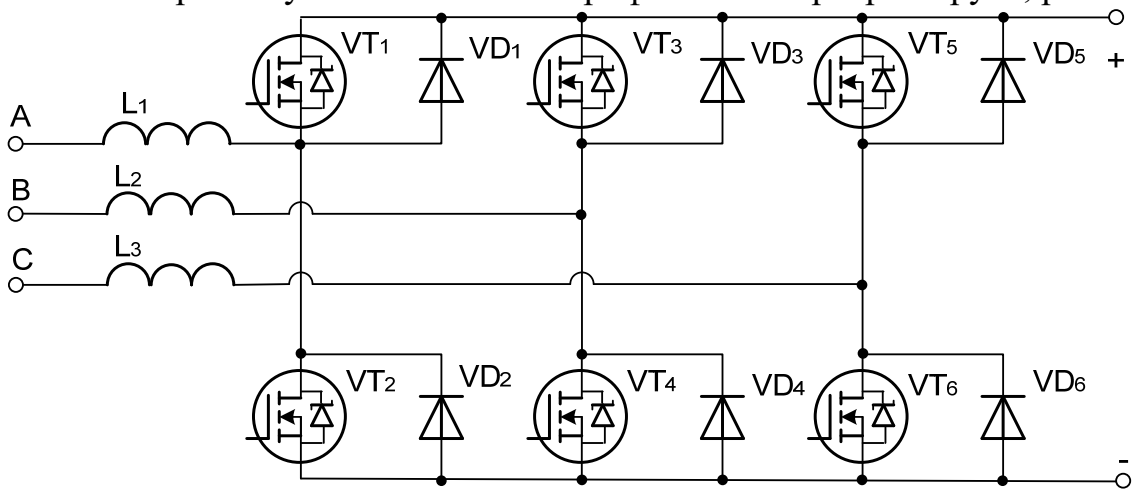


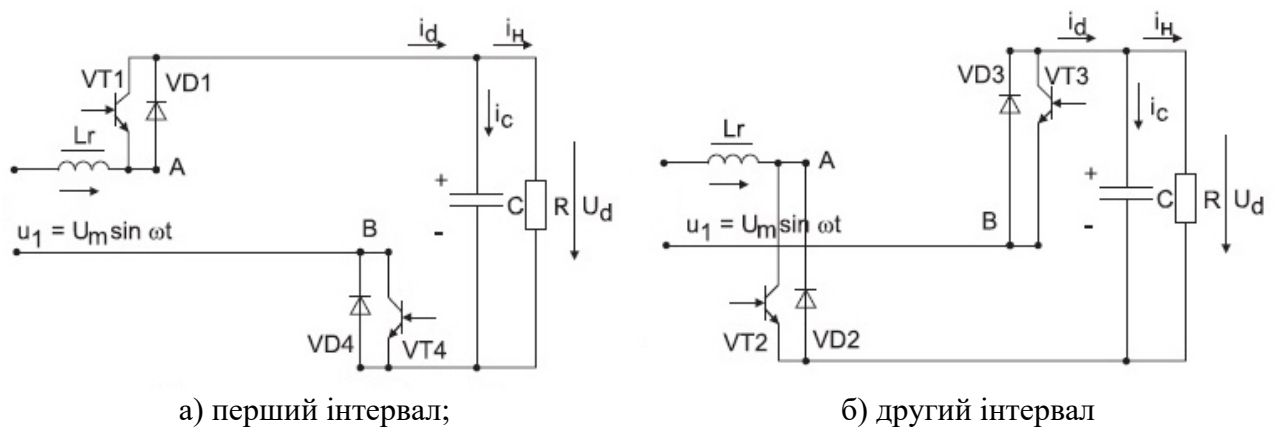
Рис. 11.2. Трифазний мостовий інвертор напруги

Розглянемо режим роботи інвертора в режимі випрямляча.

Режим роботи випрямляча

Принцип роботи активного випрямляча розглянемо на прикладі трифазної мережі без нульового провідника. У цьому випадку трифазний активний випрямляч можна розглядати як три однофазні випрямлячі: перший утворюється фазами А і В та транзисторами VT_1 - VT_4 , другий – фазами В і С та транзисторами VT_3 - VT_6 , третій - фазами А і С та транзисторами VT_1 , VT_2 , VT_5 , VT_6 . Тому принцип роботи трифазного активного випрямляча можна звести до однофазного. Розглянемо принцип роботи однофазного випрямляча, утвореного транзисторами VT_1 - VT_4 .

У однофазному активному випрямлячі використовується два способи керування силовими транзисторами: симетричний і почерговий. За умови використання симетричного режиму на навантаженні формуються різнополярні імпульси протягом кожної напівхвилі модулюючого сигналу.

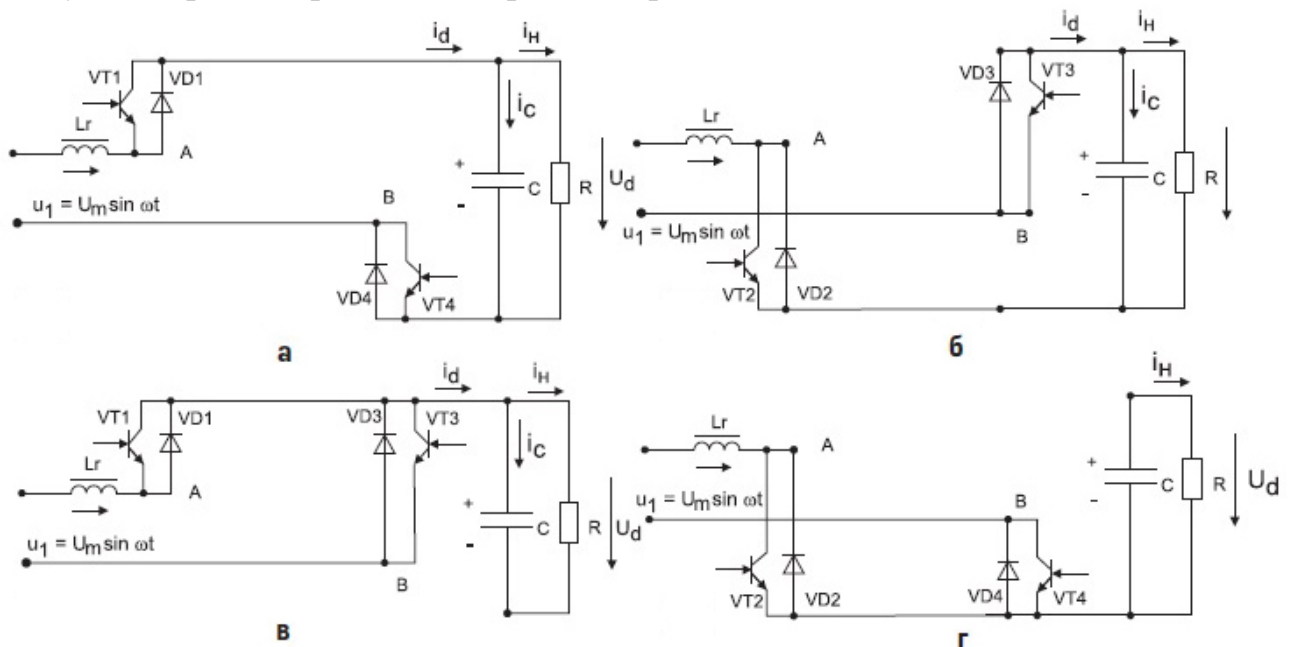


а) перший інтервал;

б) другий інтервал

Рис. 11.3. Схеми заміщення інвертора на інтервалах при симетричному способі керування

Послідовність утворення схем заміщення на інтервалах протягом періоду комутації при почерговому способі керування показано на рис. 11.4 а-г. Інтервал часу, протягом якого навантаження приєднано до мережі за допомогою діагонально розташованих транзисторів, назвемо імпульсом, а інтервал часу, коли мережа закорочена на індуктивність за допомогою верхніх (VT₁, VT₃) або нижніх (VT₂, VT₄) транзисторів, назвемо паузою. При позитивній напівхвилі модулюючої напруги протягом імпульсу відкриті діагональні транзистори VT₁, VT₄ (рис. 11.4 а), а протягом паузи почергово відкриваються то верхні за схемою транзистори VT₁, VT₃ (рис. 11.4 в), то нижні VT₂, VT₄ (рис. 11.4 г). При негативній напівхвилі модулюючої напруги протягом імпульсу відкриті діагональні транзистори VT₃, VT₂ (рис. 11.4 б), а в паузі алгоритм перемикання транзисторів не змінюється.



а) перший інтервал; б) другий інтервал; в) третій інтервал; г) четвертий інтервал

Рис. 11.4. Схеми заміщення інвертора на інтервалах при почерговому способі керування

При почерговому способі керуванні на навантаженні формуються однополярні імпульси протягом кожної напівхвилі модулюючого сигналу. Розглянемо принцип формування синусоїдальної форми вхідного струму.

Принцип формування синусоїдального струму

Перша гармоніка ЕРС E_{01} на вході випрямляча може бути представлена в комплексному вигляді наступним виразом:

$$E_{01} = \mu U_d e^{j\varphi_m}, \quad (11.1)$$

μ – глибина модуляції,

U_d – середнє значення напруги на навантаженні,

φ_m – фаза модулюючої напруги відносно фази напруги мережі.

Для функціональної схеми активного випрямляча, зображеної на рис. 11.5, враховуючи рівняння (11.1) можна скласти рівняння за другим законом Кірхгофа:

$$U_1 = E_{01} + rI_1 + j\omega LI_1. \quad (11.2)$$

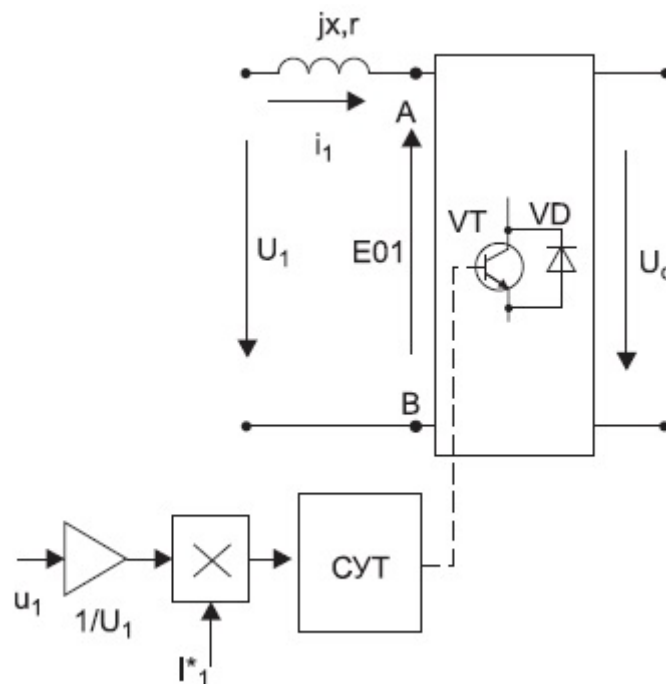
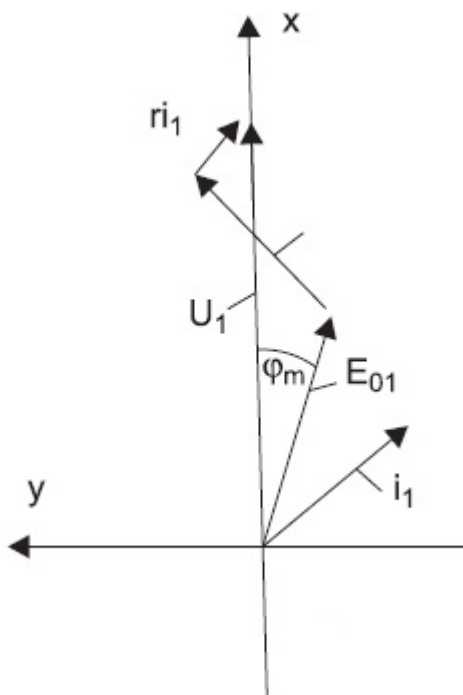
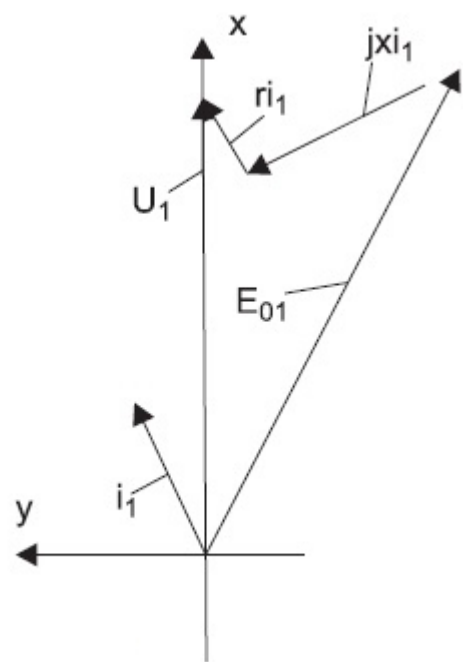


Рис. 11.5. Функціональна схема активного випрямляча

Розглянемо фізику роботи активного випрямляча, використовуючи векторну діаграму в комплексній площині, рис. 11.6. При цьому в системі координат, яка обертається синхронно з полем, позначимо дійсну вісь комплексної площині X , а уявну – Y . Спрямуємо вектор U_1 напруги мережі по дійсній осі, тоді $\dot{U}_1 = U_X = U_1; U_Y = 0$.



а) випадок додатного значення реактивної потужності



б) випадок від'ємного значення реактивної потужності

Рис. 11.6. Векторні діаграми роботи активного випрямляча

На векторній діаграмі показано, що активний випрямляч залежно від співвідношення значень напруги мережі U_1 і ЕРС E_{01} може споживати з мережі додатню (індуктивну), рис. 11.6 а, або від'ємну (ємнісну) потужність, рис. 11.6 б. Тому, змінюючи коефіцієнт модуляції, можна змінювати коефіцієнт потужності активного випрямляча. У системі координат, що синхронно обертається при суміщенні дійсної осі з вектором напруги мережі рівняння (11.1), (11.2) мають вид:

$$U_1 = E_x + rI_x - \omega LI_y; \quad (11.3)$$

$$0 = E_y + rI_y + \omega LI_x; \quad (11.4)$$

$$E_x = \mu U_d \cos(\varphi_m); \quad (11.5)$$

$$E_y = \mu U_d \sin(\varphi_m), \quad (11.6)$$

де U_1 – амплітуда фазної напруги мережі,

E_x, E_y – амплітуди перших гармонік фазних ЕРС активного випрямляча.

Для повного опису активного випрямляча систему рівнянь (11.3)-(11.6) слід доповнити рівнянням енергетичного балансу між мережею і навантаженням і рівнянням Кірхгофа для кола постійного струму.

$$0.5U_1 I_x = U_d I_d + 0.5r(I_x^2 + I_y^2); \quad (11.7)$$

$$I_d = U_d / R, \quad (11.8)$$

де C, R – ємність конденсатора фільтра і опір навантаження.

Спільне рішення рівнянь (11.3)-(11.8) дозволяє отримати замкнуті аналітичні вирази для розрахунку статичних характеристик активного випрямляча. Регульовальні характеристики, які є залежностями вихідної

напруги від коефіцієнта модуляції μ і фази φ_m , в усталеному режимі розраховуються з рівняння:

$$U_d = \frac{\mu U_1 R (r \cdot \cos(\varphi_m) - \omega L \cdot \sin(\varphi_m))}{2z^2 + \mu^2 r R}, \quad (11.9)$$

де $z = \sqrt{r^2 + (\omega L)^2}$ – повний опір дроселя в колі змінного струму.

Складові струму і потужності активного випрямляча розраховуються за формулами:

$$I_x = U_1 r / z^2 - \mu U_d (r \cdot \cos(\varphi_m) + \omega L \cdot \sin(\varphi_m)) / z^2; \quad (11.10)$$

$$I_y = -U_1 \omega L / z^2 - \mu U_d (\omega L \cdot \cos(\varphi_m) + r \cdot \sin(\varphi_m)) / z^2; \quad (11.11)$$

$$I_1 = \sqrt{I_x^2 + I_y^2}; \quad (11.12)$$

$$P_1 = I_x U_1 / 2; \quad (11.13)$$

$$Q_1 = I_y U_1 / 2; \quad (11.14)$$

$$S_1 = \sqrt{P_1^2 + Q_1^2}; \quad (11.15)$$

$$P_d = U_d^2 / R. \quad (11.16)$$

При перетворенні рівнянь до відносних одиниць (pu), новими змінними є $U_b = U_1$, $I_b = U_1 / z$, $P_b = U_b I_b$, тоді рівняння (11.9)- (11.16) перетворюються до виду

$$U_d(pu) = \frac{\mu R (r \cdot \cos(\varphi_m) - \omega L \cdot \sin(\varphi_m))}{2z^2 + \mu^2 r R}. \quad (11.17)$$

$$I_x(pu) = r / z - \mu U_d(pu) (r \cdot \cos(\varphi_m) + \omega L \cdot \sin(\varphi_m)) / z; \quad (11.18)$$

$$I_y(pu) = -\omega L / z - \mu U_d(pu) (\omega L \cdot \cos(\varphi_m) + r \cdot \sin(\varphi_m)) / z; \quad (11.19)$$

$$I_1(pu) = \sqrt{I_x^2(pu) + I_y^2(pu)}; \quad (11.20)$$

$$P_1(pu) = I_x(pu) / 2; \quad (11.21)$$

$$Q_1 = -I_y(pu) / 2; \quad (11.22)$$

$$S_1(pu) = \sqrt{P_1^2(pu) + Q_1^2(pu)}; \quad (11.23)$$

$$P_d(pu) = z U_d^2(pu) / R. \quad (11.24)$$

З аналізу рівняння (11.17) можна зробити висновок, що напруга на навантаженні при постійних параметрах активного випрямляча залежить як від коефіцієнта модуляції μ , так і від фази модуляції φ_m . Визначимо фазу модуляції, при якій напруга на навантаженні максимальна. Для цього візьмемо похідну від напруги U_d по параметру φ_m і прирівняємо її до нуля. Граничне для будь-якого значення опору навантаження R значення вихідної напруги досягається при єдиному значенні фази вхідного модулюючого синусоїдального сигналу по відношенню до напруги мережі $\varphi_m = -\arctg(\omega L/r)$. Для цього значення розраховані основні характеристики активного однофазного випрямляча при наступних параметрах: $r = 0,4$ Ом, $\omega L = 1,57$ Ом, $z = 1,583$ Ом, $U_1 = 310$ В.

Регулювальні характеристики для різних значень опору навантаження, розраховані за рівнянням (11.17), наведені на рис. 11.7.

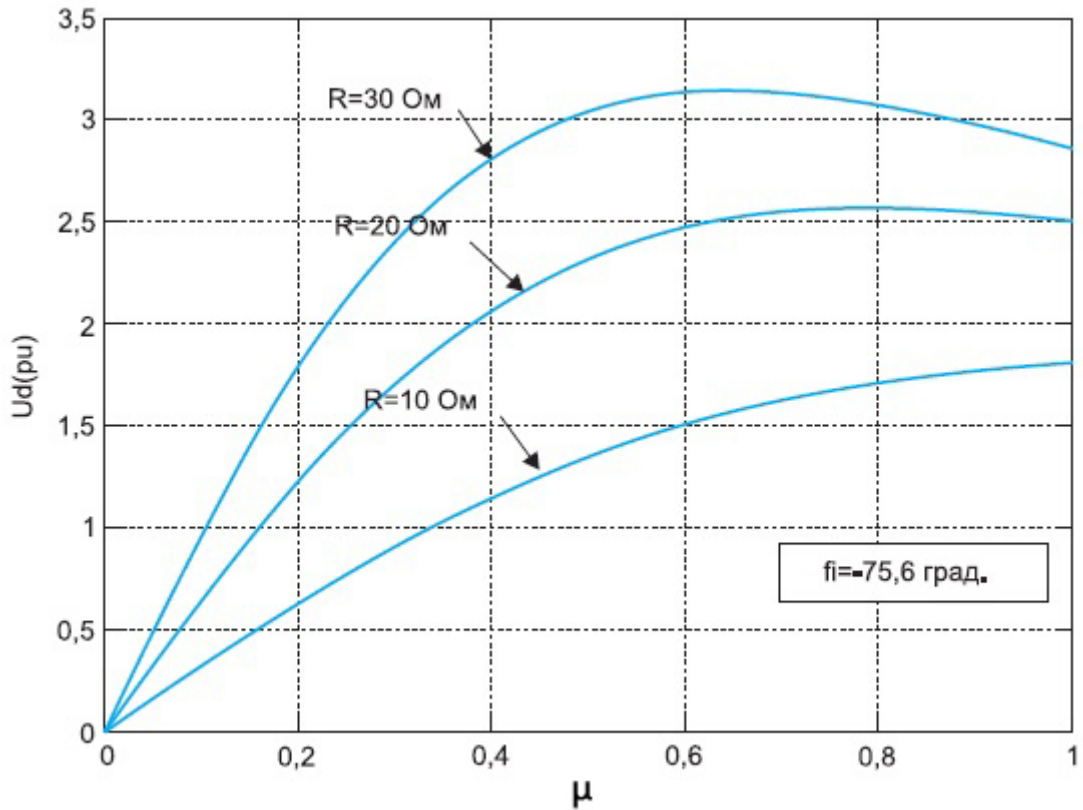


Рис. 11.7. Регулювальні характеристики активного випрямляча при незалежному алгоритмі керування

З аналізу характеристик можна зробити висновок, що максимальна напруга на навантаженні зростає зі збільшенням опору навантаження R . Коефіцієнт модуляції μ , при якому досягається максимальне вихідної напруги, зменшується з ростом опору навантаження.

Залежності активного і реактивного струмів, розраховані за формулами (11.18)-(11.20), представлені на рис. 11.8.

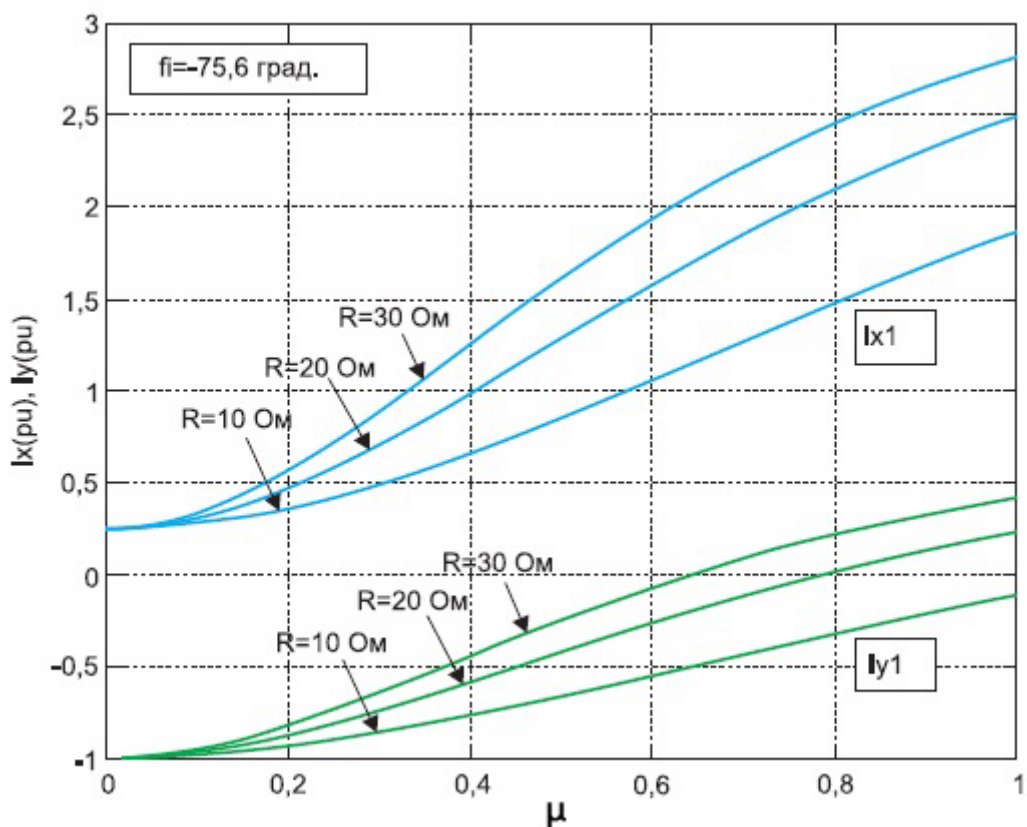


Рис. 11.8. Залежності активного і реактивного струмів при незалежному алгоритмі керування

Від'ємний реактивний струм є індуктивним, додатній - ємнісним. На рис. 11.8 видно, що умова $PF \approx 1$ виконується тільки за певних постійних значень параметрів активного випрямляча. Наприклад, для активного випрямляча з обраними параметрами ($r = 0,4 \text{ Ом}$; $\omega L = 1,57 \text{ Ом}$; $z = 1,583 \text{ Ом}$; $U_1 = 310 \text{ В}$) і з опором навантаження $R = 20 \text{ Ом}$ ця умова дотримується при $\mu = 0,8$ (рис. 11.8), для напруги на навантаження $U_d(\text{pu}) = 2,6$.

Залежності активної і реактивної потужності мережі живлення змінного струму, а також потужності навантаження від коефіцієнта модуляції μ , розраховані за рівняннями (11.21)-(11.24), наведені на рис. 11.9.

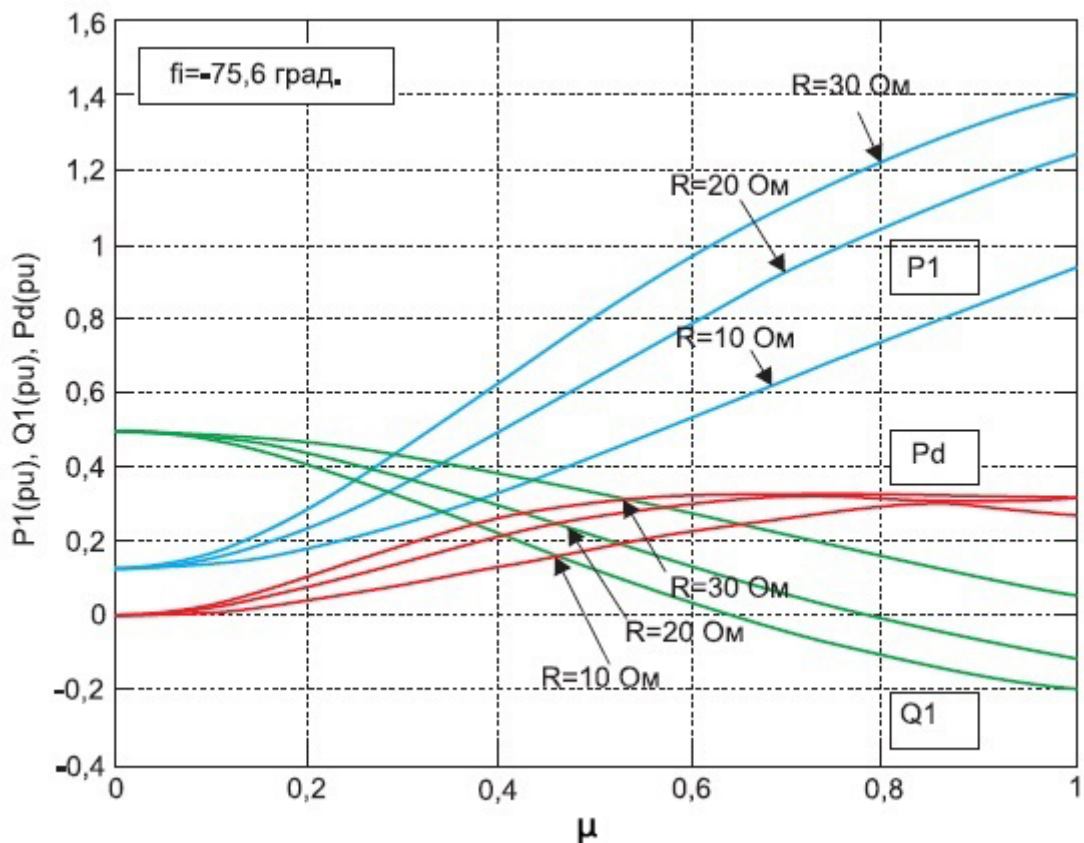


Рис. 11.9. Складові потужності при незалежному алгоритмі керування

Ці залежності показують, що при розглянутому незалежному алгоритмі керування активний випрямляч має досить низький ККД у всьому діапазоні зміни коефіцієнта модуляції μ .

При незалежному алгоритмі керування активний випрямляч може забезпечити $PF = 1$ тільки при фіксованих значеннях коефіцієнта модуляції μ , напруги на навантаженні і опорі навантаження і має досить низький ККД у всьому діапазоні зміни коефіцієнта модуляції. Тому при побудові схеми керування, що розраховується на роботу із змінним опором навантаження, доводиться відмовитися від незалежного алгоритму керування і використовувати релейне керування за струмом. В цьому випадку заданий струм в мережі в певному масштабі повторює форму напруги мережі.

У системі координат, що синхронно обертається (x – дійсна вісь, y – уявна) при збігу дійсної вісі з вектором напруги мережі, рівняння балансу потужності у відносних одиницях ($U(pu) = U/U_b$, $I(pu) = I/I_b$, $U_b = U_1$, $I_b = U_b/z$) є таким:

$$I_d(pu)U_d(pu) = \left(I_1(pu) - \frac{r}{z} I_1^2(pu) \right) / 2. \quad (11.25)$$

За рівнянням (11.25) будуються зовнішні характеристики активного випрямляча, рис. 11.10.

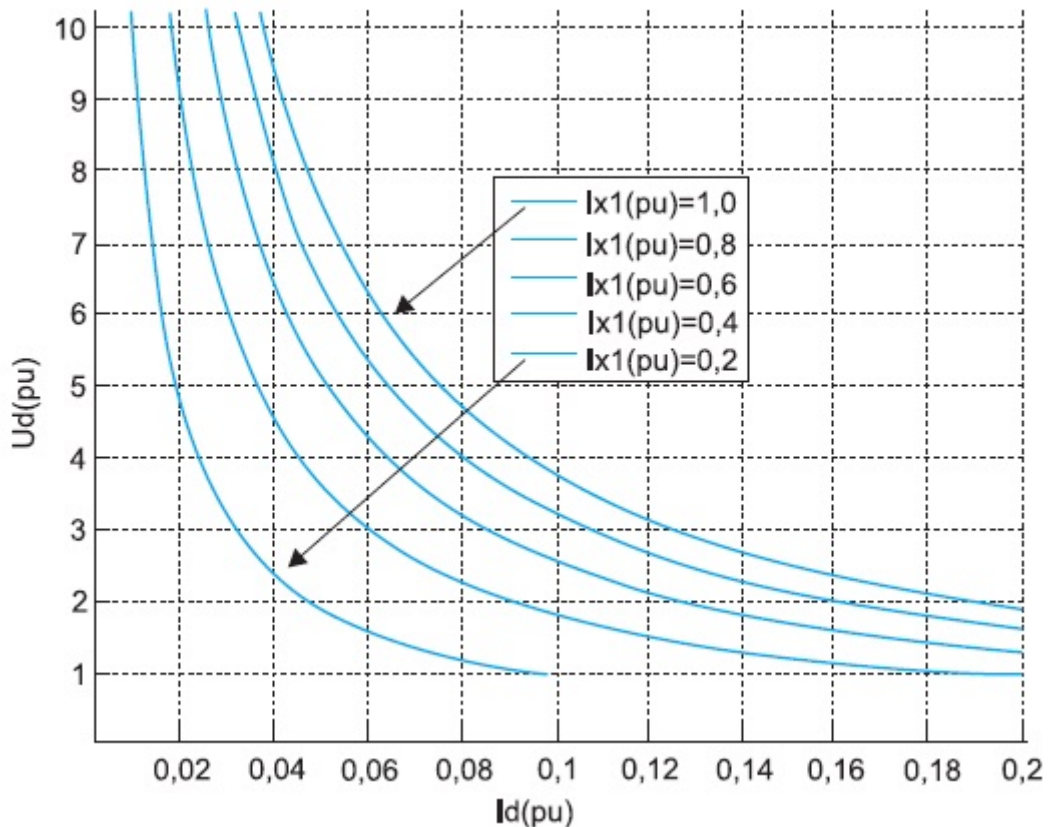


Рис. 11.10. Зовнішні характеристики активного випрямляча з релейним керуванням струму

Залежності, наведені на рис. 11.10 є гіперболічними і розташовані тим вище, чим більше заданий струм мережі.

Якщо активний випрямляч для забезпечення значення коефіцієнта потужності близьким до одиниці і одночасної стабілізації вихідної напруги, то його електромагнітні характеристики при різних значеннях заданої напруги на виході описуються рівнянням:

$$I_d(pu) = \left(I_1(pu) - \frac{r}{z} I_1^2(pu) \right) / (2U_d(pu)). \quad (11.26)$$

Вказані характеристики наведені на рис. 11.11. Електромагнітні та енергетичні характеристики активним випрямлячем з релейним керуванням і стабілізацією вихідної напруги наведені на рис. 11.12. Миттєві значення напруги і струму в мережі живлення і струму в навантаженні показані на рис. 11.13.

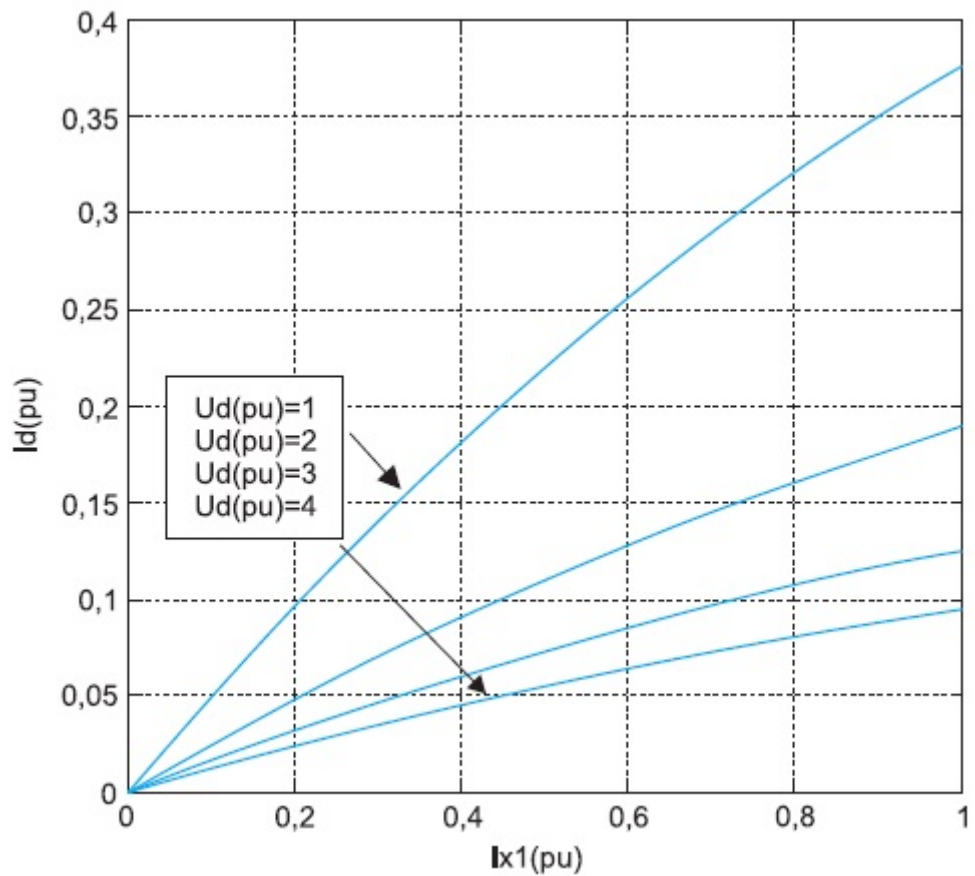


Рис. 11.11. Регулювальні характеристики активного випрямляча з релейним керуванням струму

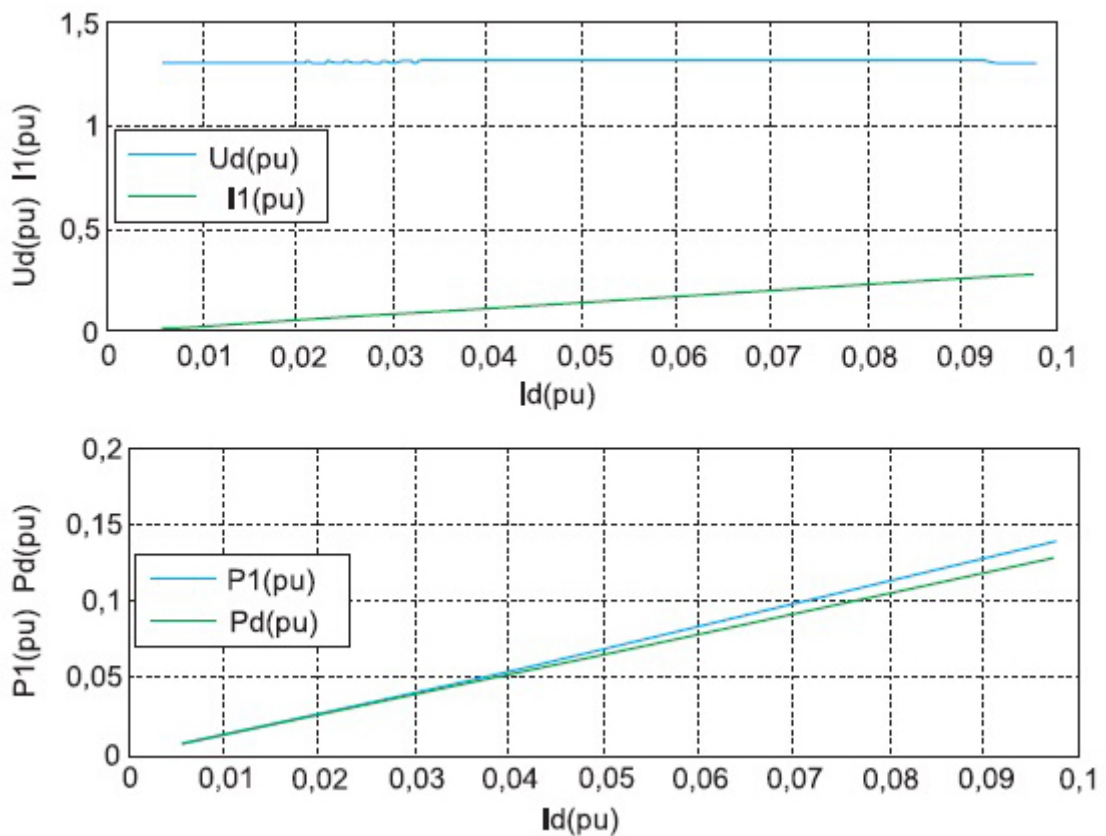


Рис. 11.12. Електромагнітні і енергетичні характеристики активного випрямляча

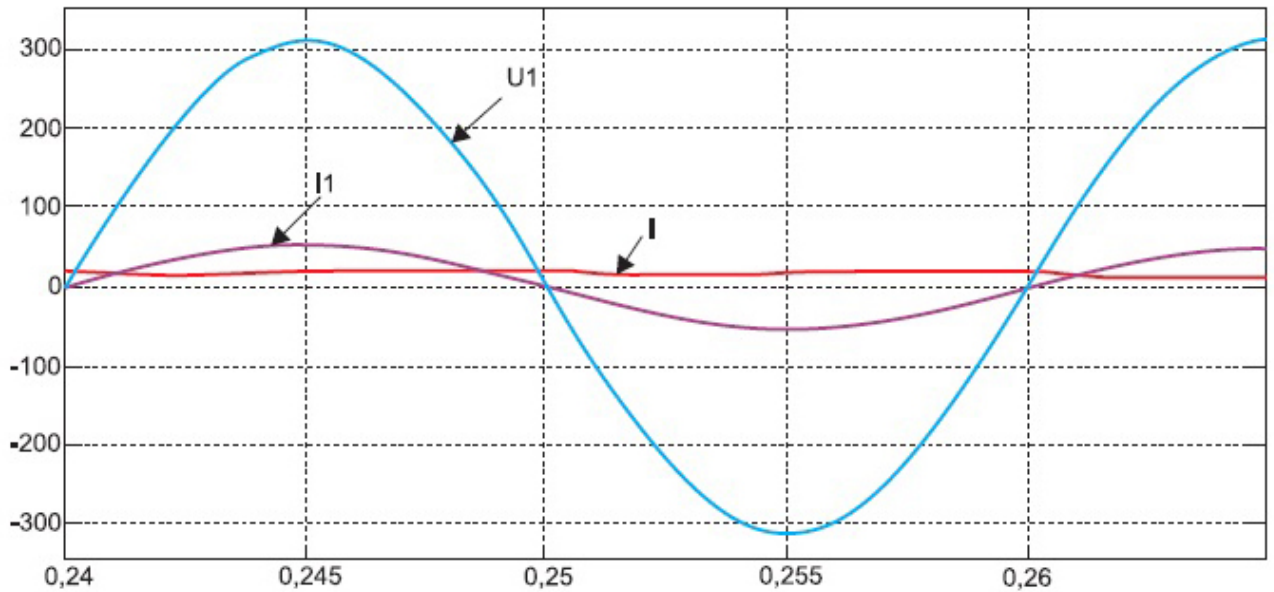


Рис. 11.13. Часові діаграми вхідного струму і напруги

З аналізу рис. 11.11-11.13 можна зробити висновок, що у всьому діапазоні зміни струму навантаження напруга на виході залишається незмінним, рівним заданому, коефіцієнт потужності - постійним ($PF = 1$), а ККД досить високим ($\eta = 0,95-0,98$).

Запитання

1. Наведіть переваги використання електричного привода двигунів.
2. Опишіть принцип регулювання електромагнітного моменту двигуна за допомогою електропривода.
3. Опишіть структуру електропривода з ланкою постійного струму.
4. Перелічіть способи керування силовими транзисторами активного випрямляча.
5. Наведіть недолік незалежного керування транзисторами випрямляча.
6. Вкажіть яким чином регулюється обсяг споживаної активної і реактивної потужності активним випрямлячем.
7. Вкажіть спосіб керування, який використовується для досягнення значень коефіцієнта потужності, близьких до одиниці.

Лекція № 12. Привод електричних двигунів на основі перетворювача з проміжною ланкою постійного струму.

Трифазний інвертор напруги

Трифазний інвертор складається з трьох плечей, кожне з яких містить два транзистори. Вихідні напруги інвертора знімаються з середньої точки кожного плеча, рис. 12.1. При з'єднанні фаз трифазного навантаження в зірку без заземлення або трикутником не вимагається наявності середньої точки у джерела вхідної напруги. Однак за несиметрії навантаження нульові точки навантаження і джерела з'єднуються.

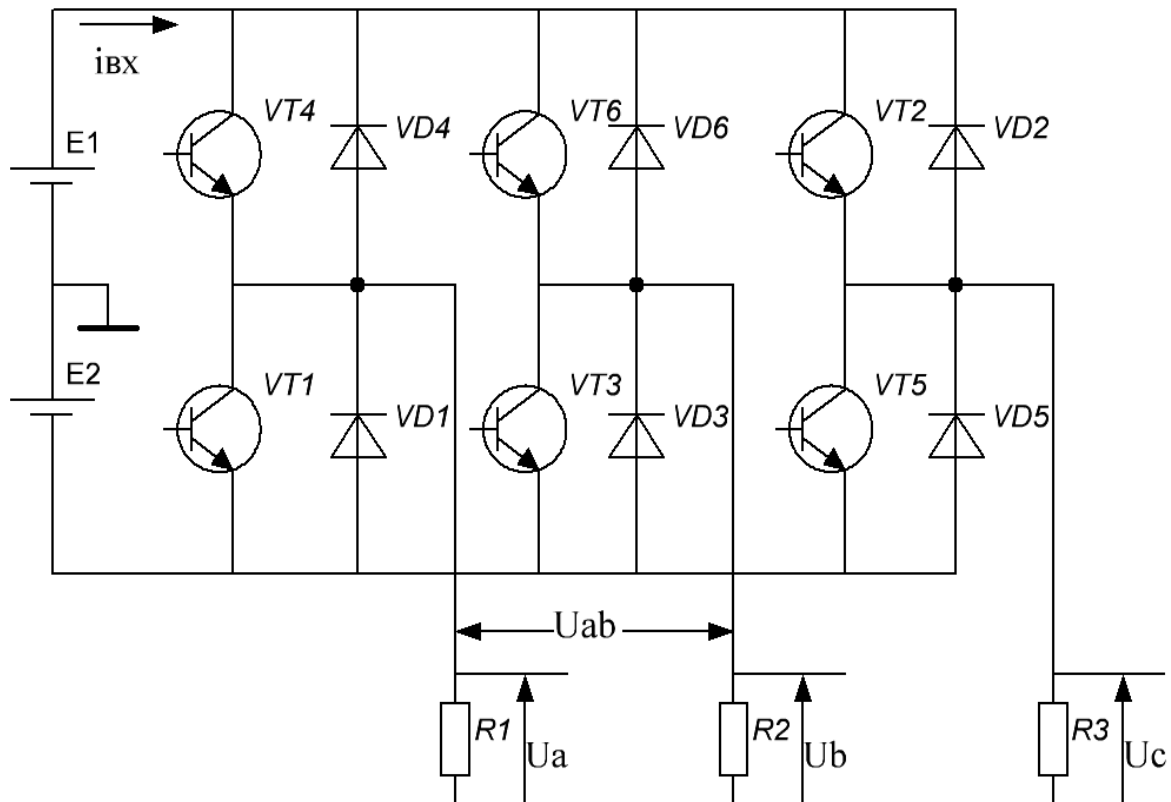


Рис. 12.1. Схема трифазного інвертора

В інвертора існує шість дозволених станів ключів, за комбінації яких навантаження з'єднуються як показано на рис. 12.2, та два стани, коли всі ключі замкнені або розімкнені.

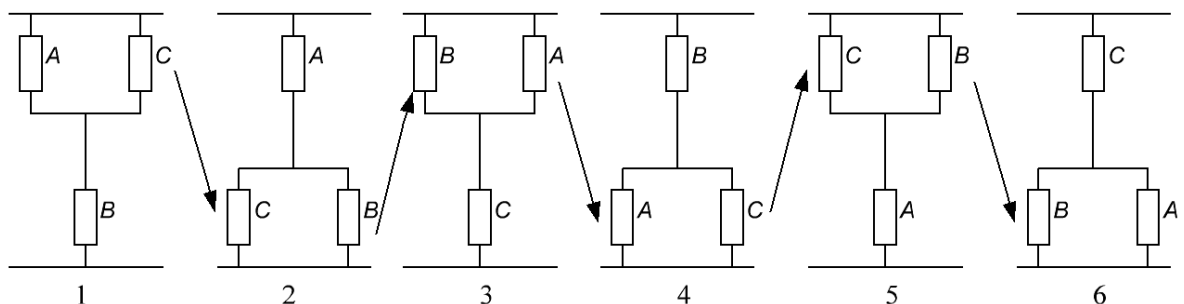


Рис. 12.2. Комбінації під'єднання навантаження до джерела

У першому стані включені транзистори VT2,VT4,VT3. Фази А та С навантаження підключені до позитивної шини вхідного джерела живлення Е, а фаза В навантаження підключена до негативної шини джерела Е. При однакових опорах фаз навантаження, на двох паралельно з'єднаних фазах А і С напруга буде позитивною і матиме значення третини напруги джерела, а на послідовно з'єднаній з ними фазі В - дві третини напруги джерела живлення негативної полярності (мінус на кінці фази навантаження). Характерно, що кожний стан відрізняється від попереднього перемиканням тільки однієї фази навантаження в протилежну полярність напруги.

У режимі 180-градусного керування сигнали на верхній і нижній транзистори кожного плеча моста надходять протягом напівперіоду вихідної напруги з фазовим зсувом 120° для отримання трифазної системи, як показано на часових діаграмах рис. 12.3.

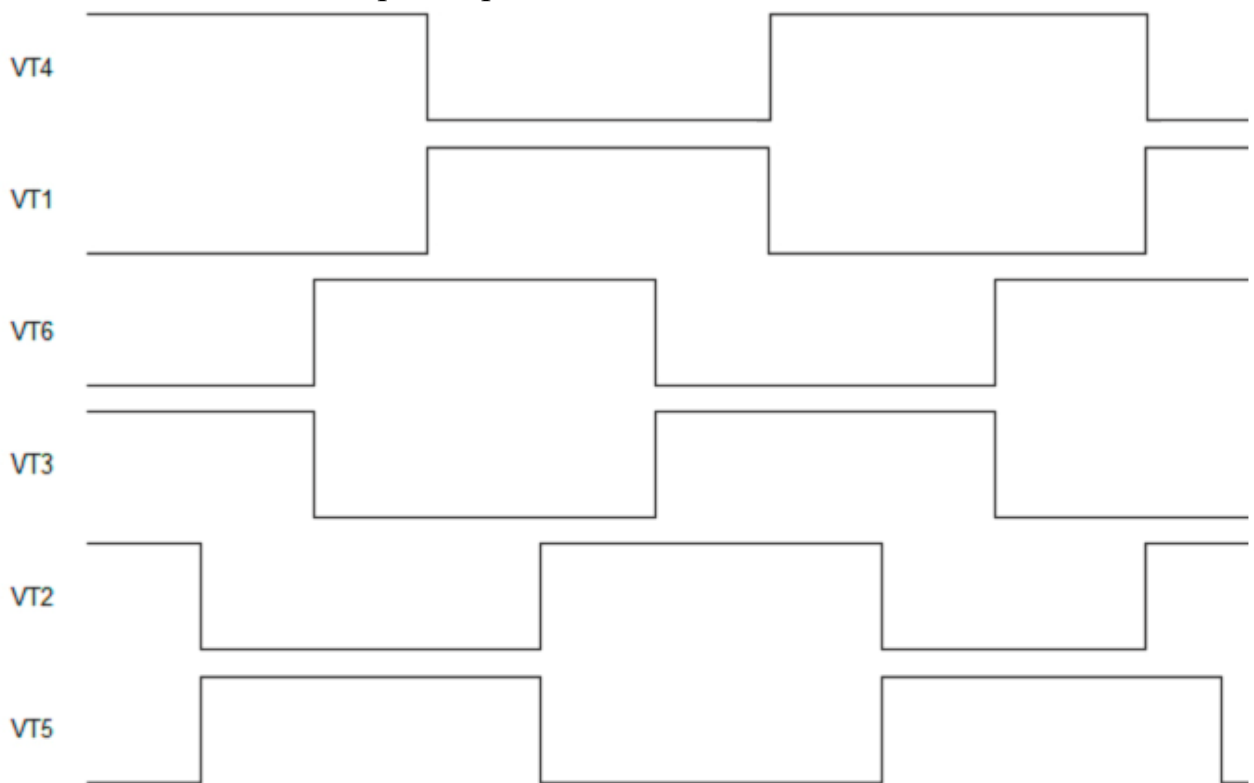


Рис. 12.3. Часові діаграми керування транзисторами

Наведена послідовність комутації ключових елементів призводить до формування трифазної системи напруги, зображеної на рис 12.4. Шестиступінчастий характер діаграм фазних напруг інвертора свідчить про шість різних станів силової схеми інвертора.

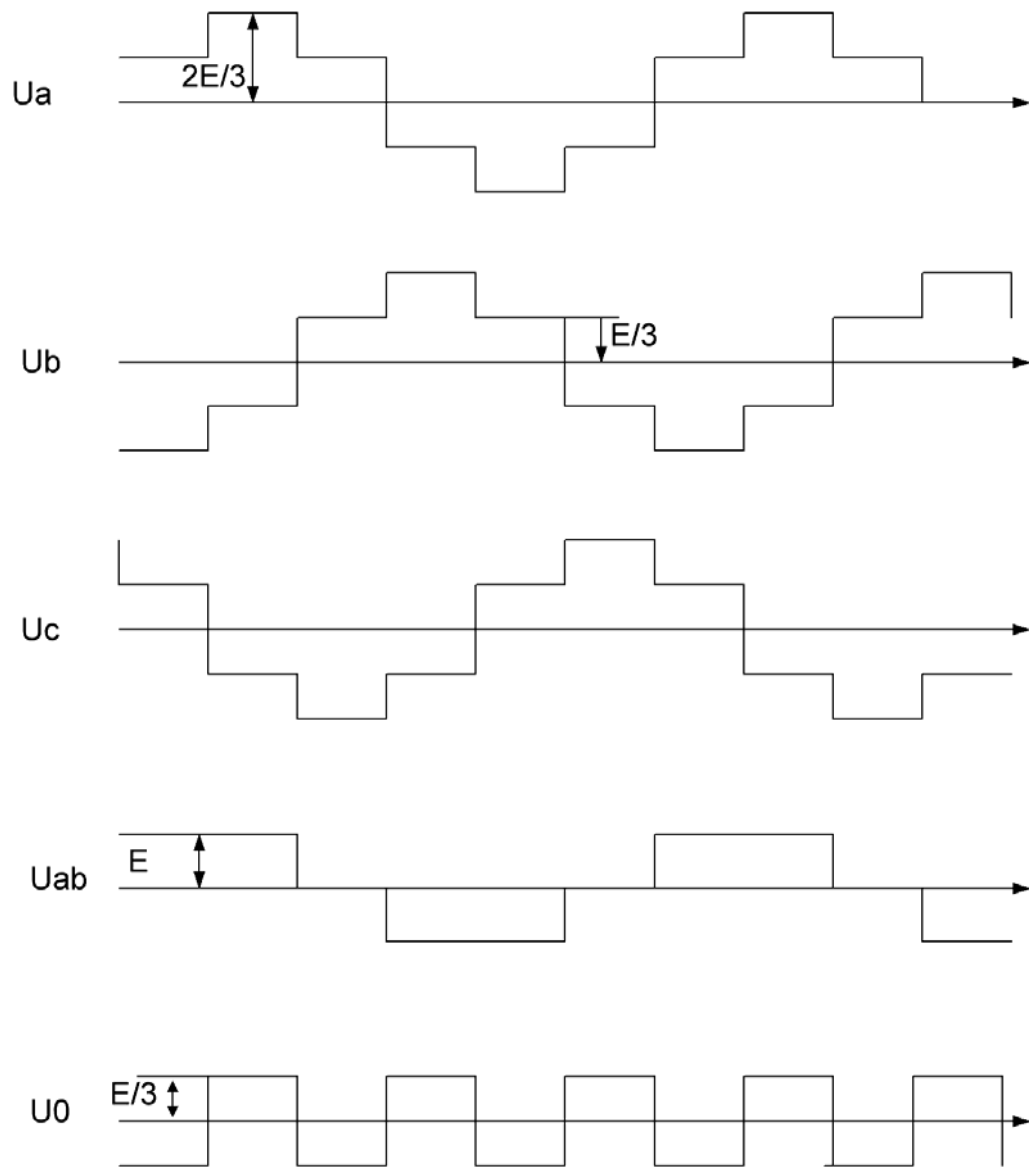


Рис. 12.4. Часові діаграми фазних напруг

За побудованими фазними напругами легко визначити і лінійну напругу, як це показано для лінійної напруги U_{ab} на передостанній діаграмі.

Для забезпечення симетрії необхідно, щоб потенціал середньої точки був завжди однаковий. Також опори А,В,С повинні бути однаковими, для цього підбирається така ємність фільтру, щоб компенсувати несиметричні складові струму.

Трифазна система напруг, сформована інвертором, утворює врівноважену систему напруг

$$U_a + U_b + U_c = 0. \quad (12.1)$$

У той же час трифазна система фазних напруг плечей інвертора, яка вимірюється відносно умовної середньої точки O джерела входної напруги, вже не є врівноваженою, так як

$$\frac{1}{3}(U_{A0} + U_{B0} + U_{C0}) = u_o. \quad (12.2)$$

Напруга між нульовими точками джерела і навантаження змінюється з потрібною частотою, що показано на нижній діаграмі рис.12.4, і є напругою нульової послідовності трифазної системи та дорівнює сумі гармонік, кратних трьом, що містяться в фазних напругах плечей інвертора.

Визначимо комутаційні функції ключових елементів перетворювача Ψ_n для фаз А,В,С. При цьому використовується алгоритм 180-градусного керування, що передбачає протилежне значення комутаційних функцій ключів (КФК) верхнього та нижнього транзисторів в кожному плечі моста (один транзистор відкритий, інший закритий):

$$\psi_1 + \psi_4 = 1; \quad \psi_2 + \psi_5 = 1; \quad \psi_3 + \psi_6 = 1. \quad (12.3)$$

Тоді з урахуванням цього комутаційні функції кожного плеча трифазного моста знайдемо через КФК:

$$\psi_{A0} = \psi_4 - \psi_1 = 2\psi_4 - 1; \quad \psi_{B0} = 2\psi_6 - 1; \quad \psi_{C0} = 2\psi_2 - 1. \quad (12.4)$$

З рівнянь зв'язку (12.2)-(12.4) знаходяться залежності між фазними напругами інвертора і плечей моста:

$$\begin{aligned} U_A &= E\psi_A = U_{A0} - U_0 = \frac{1}{3}(2U_{A0} - U_{B0} - U_{C0}); \\ U_B &= E\psi_B = U_{B0} - U_0 = \frac{1}{3}(2U_{B0} - U_{A0} - U_{C0}); \\ U_C &= E\psi_C = U_{C0} - U_0 = \frac{1}{3}(2U_{C0} - U_{B0} - U_{A0}). \end{aligned} \quad (12.5)$$

У свою чергу для фазних напруг плечей моста можна записати:

$$\begin{aligned} U_{A0} &= \frac{E}{2}\psi_{A0} = (\psi_4 - \psi_1)\frac{E}{2} = \frac{E}{2}(2\psi_4 - 1); \\ U_{B0} &= \frac{E}{2}\psi_{B0} = (\psi_6 - \psi_3)\frac{E}{2} = \frac{E}{2}(2\psi_6 - 1); \\ U_{C0} &= \frac{E}{2}\psi_{C0} = (\psi_2 - \psi_5)\frac{E}{2} = \frac{E}{2}(2\psi_2 - 1). \end{aligned} \quad (12.6)$$

Після підстановки (12.5) в (12.6) і перетворень отримаємо зв'язок між комутаційними функціями фаз навантаження (КФФ) і комутаційними функціями ключів інвертора:

$$\begin{aligned} \psi_A &= \frac{1}{3}(2\psi_4 - \psi_6 - \psi_2), \\ \psi_B &= \frac{1}{3}(2\psi_6 - \psi_2 - \psi_4), \\ \psi_C &= \frac{1}{3}(2\psi_2 - \psi_4 - \psi_6). \end{aligned} \quad (12.7)$$

З (12.2) з урахуванням (12.6) можна отримати комутаційну функцію Ψ_n напруги нульової послідовності (КФН), яка дійсна для струмів нульової послідовності джерела і навантаження, зі співвідношення:

$$U_0 = E\Psi_n = E\left(\frac{\psi_4 + \psi_6 + \psi_2}{3} - \frac{1}{2}\right), \quad (12.8)$$

звідки

$$\Psi_n = \frac{1}{3}(\psi_4 + \psi_6 + \psi_2) - \frac{1}{2}. \quad (12.9)$$

При з'єднанні навантаження інвертора не в зірку, а в трикутник зручно оперувати з комутаційними функціями лінійних напруг (КФЛ), які виражаються через комутаційні функції фазних напруг:

$$\begin{aligned} \psi_{AB} &= \psi_A - \psi_B = \psi_4 - \psi_6, \\ \psi_{BC} &= \psi_B - \psi_C = \psi_6 - \psi_2, \\ \psi_{CA} &= \psi_C - \psi_A = \psi_2 - \psi_4. \end{aligned} \quad (12.10)$$

З виразів (12.7) для КФФ можна зробити висновок, що в трифазному мостовому інверторі фазна напруга на навантаженні визначається комутаційними функціями ключів анодної (катодного) групи всіх трьох фаз. Це обумовлює специфіку керування інвертором напруги з ШІМ, яка полягає в тому, що неможливо керувати напругою кожної фази незалежно.

Тепер знайдемо зв'язок вхідного струму інвертора з струмами фаз навантаження, виходячи з рівняння балансу миттєвих потужностей на вході і виході інвертора:

$$Ei_{ex} = i_A U_A + i_B U_B + i_C U_C = E(i_A \psi_A + i_B \psi_B + i_C \psi_C), \quad (12.11)$$

що з урахуванням (12.7) дає:

$$i_{ex} = i_A \psi_4 + i_B \psi_6 + i_C \psi_2. \quad (12.12)$$

Використовуючи співвідношення, можна побудувати форму струму на вході інвертора по відомій формі струму в фазах навантаження, що визначається заданою формою напруги на навантаженні.

Для знаходження форм струмів в транзисторів і діодів через струми фаз виразимо струм транзистора, враховуючи його односторонню провідність, за допомогою його комутаційної функції, наприклад для фази А:

$$i_{VT4} = \frac{1}{2}(i_A \psi_4 + |i_A| \psi_4) = \psi_4 \frac{i_A + |i_A|}{2}, \quad (12.13)$$

тоді струм зустрічно-паралельного зворотного діода визначається так:

$$i_{VD4} = \psi_4 \frac{i_A - |i_A|}{2}. \quad (12.14)$$

Ці два співвідношення дозволяють розрахувати завантаження вентилів по середньому та діючому значенням анодного струму як функції струмів фаз навантаження і алгоритму керування.

Принцип формування модульованої напруги трифазним інвертором не відрізняється від однофазного випадку. Функціональна схема модулятора, зображеного на рис. 12.4, складається з опорних синусоїдальних сигналів кожної з фаз, генератора пилкоподібної напруги і компараторів.

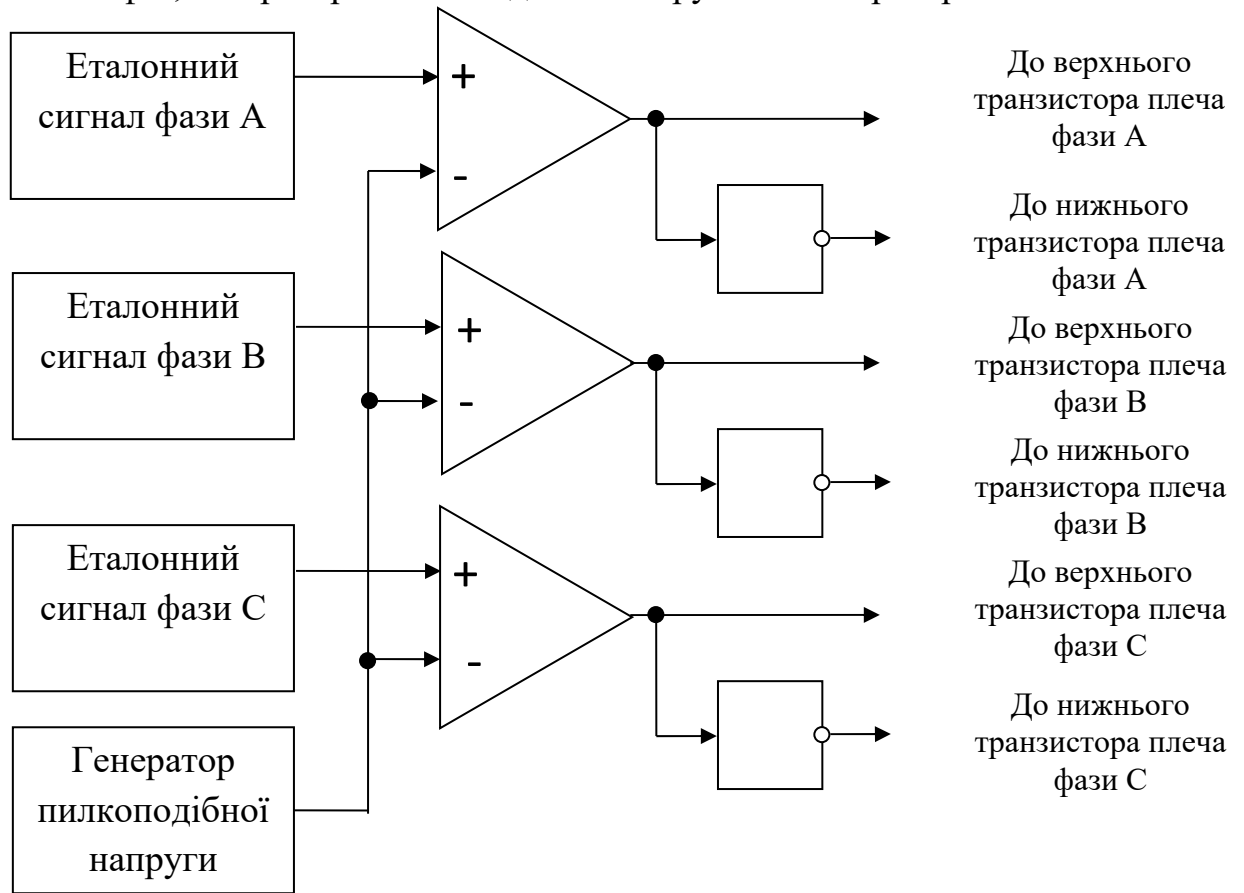


Рис. 12.4. Функціональна схема модулятора трифазного інвертора

Часові діаграми роботи інвертора з синусоїдальною ШІМ зображені на рис. 12.5. На першій діаграмі показано принцип формування комутаційних функцій трьох фаз інвертора ψ_{A0} , ψ_{B0} , ψ_{C0} , зображених на трьох наступних діаграмах. Комутація відбувається при рівності модулюючої синусоїдальної напруги кожної з фаз u_{MOD} з пилкоподібною трикутною напругою u_{OP} . В результаті чого формується однополярна синусоїдальна ШІМ. Далі показано КФФ фази А, яка визначає форму напруги і струму цієї фази. Далі показано КФЛ, яка відповідає лінійній напрузі u_{AB} . На наступних трьох діаграмах наведено форму струму транзистора IT_4 , струму діода VD_4 і вхідного струму i_{BX} . Струм i_{BX} має стрибкоподібний характер і на коротких інтервалах часу може змінювати свій знак. Тому джерело вхідної напруги повинно бути безіндуктивним і, крім того, здатним пропускати імпульси струму в обох напрямках. Цим вимогам задовольняє тільки акумулятор. Якщо ж постійна напруга формується випрямлячем, то на вхід інвертора необхідно під'єднати конденсатор фільтра, через який і замкнуться стрибки вхідного струму.

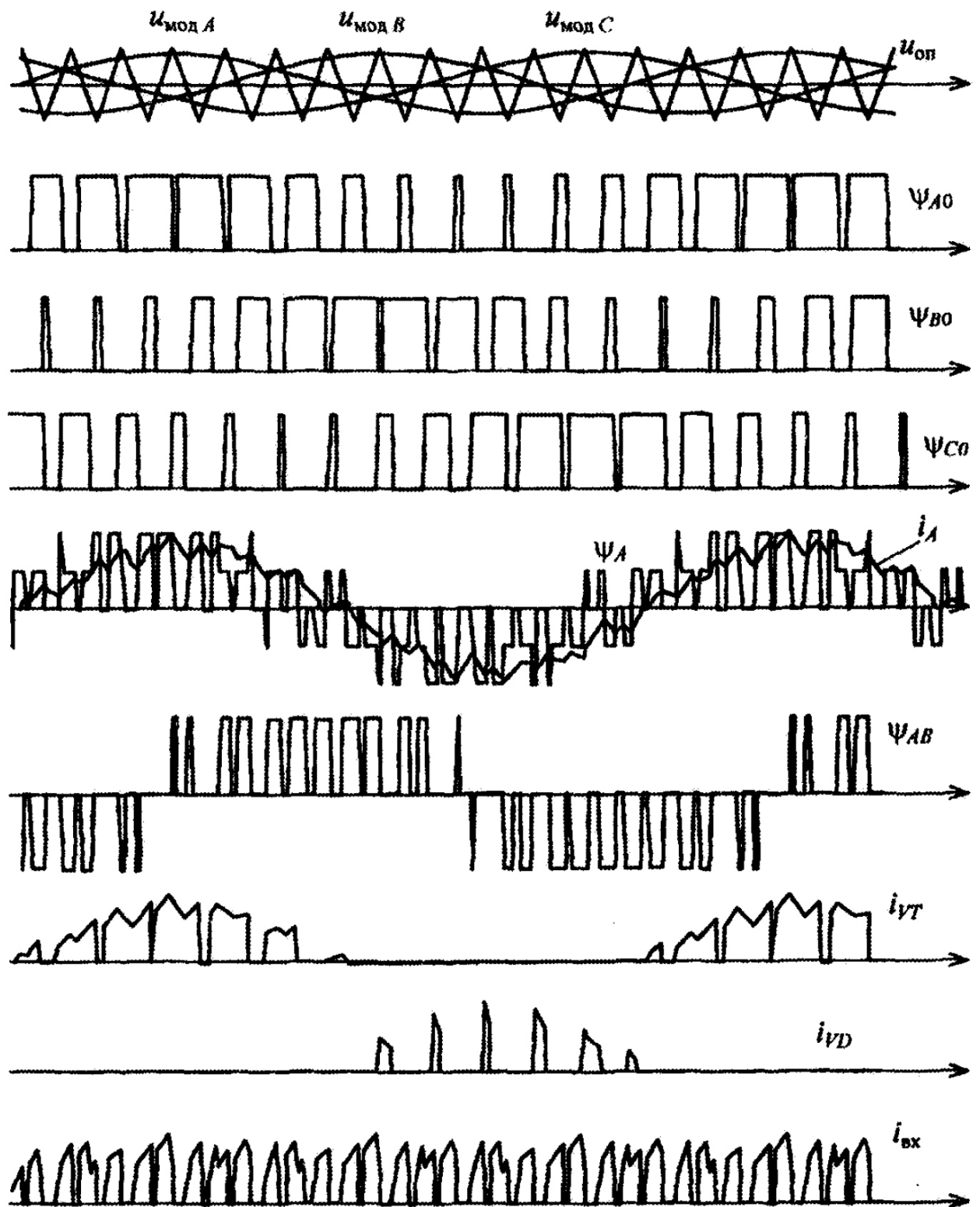


Рис. 12.5. Часові діаграми роботи інвертора з синусоїдальною ШІМ

Проаналізуємо складові спектра фазних вихідних напруг інвертора, що розраховуються за формулами (12.7). Комутаційні функції ψ_1 , ψ_3 і ψ_5 містять постійну складову і непарні гармоніки. Обчислення можна проводити для кожної з гармонік. Постійні складові при обчисленні дають нульовий результат. Перші гармоніки комутаційних функцій зміщені одна відносно одної на кут $2\pi / 3$ і $4\pi / 3$, а k -ті гармоніки на кути $2k\pi / 3$ і $4k\pi / 3$. Тому

гармоніки фазних вихідних напруг, кратні трьом, дорівнюють нулю. Аналогічно можна проаналізувати спектр вихідної лінійної напруги, що обчислюється за формулою (12.10). У ній також відсутні гармоніки, кратні трьом.

У таблиці 12.1 наведені загальні відомості про спектри вихідних напруг однофазних інверторів і трифазного мостового інвертора. Амплітуди гармонік $U_{вухk}$ віднесені до напруги живлення. Узагальненим параметром, що характеризує гармонійний склад напруги або струму, є коефіцієнт гармонік. Коефіцієнт гармонік несинусоїдальної напруги U за формулою обчислюється за формулою:

$$k_r = \frac{\sqrt{\sum_{k=2,3,4}^{\infty} U_k^2}}{U_1}. \quad (12.15)$$

В однофазних інверторах $k_r = 0,47$, в трифазних інверторах $k_r = 0,28$ як для фазних, так і лінійних напруг (їх спектри відрізняються тільки фазами гармонік).

Таблиця 12.1

Схема інвертора		$U_{вухk} / E, \%$						
		$k=1$	$k=3$	$k=5$	$k=7$	$k=9$	$k=11$	$k=13$
Однофазна напівмостова		63,7	21,2	12,7	9,1	7,1	5,7	4,8
Однофазна мостова		127	42,5	25,5	18,2	14,2	11,6	9,8
Трифазна мостова	Фазна напруга	63,7	-	12,7	9,1	-	5,7	4,8
	Лінійна напруга	110	-	22	15,8	-	9,9	8,3

Способи підвищення амплітуди основної гармоніки вихідної напруги

Найбільше значення відношення діючого значення основної гармоніки фазної вихідної напруги інвертора до напруги джерела живлення складає $1/2\sqrt{2}$. При цьому в безтрансформаторному перетворювачі частоти, що складається з некерованого мостового випрямляча і інвертора за схемою рис. 12.1, амплітуда лінійної вихідної напруги не перевищує $\sqrt{3}/2$ напруги мережі, рис. 12.6.

У реальних перетворювачах це співвідношення ще нижче, оскільки коефіцієнт модуляції через необхідність виконання умов комутації не досягає 1, до того ж є втрати напруги в перетворювачі. Тому завдання підвищення відношення першої гармоніки вихідної напруги інвертора до напруги джерела живлення є важливою.

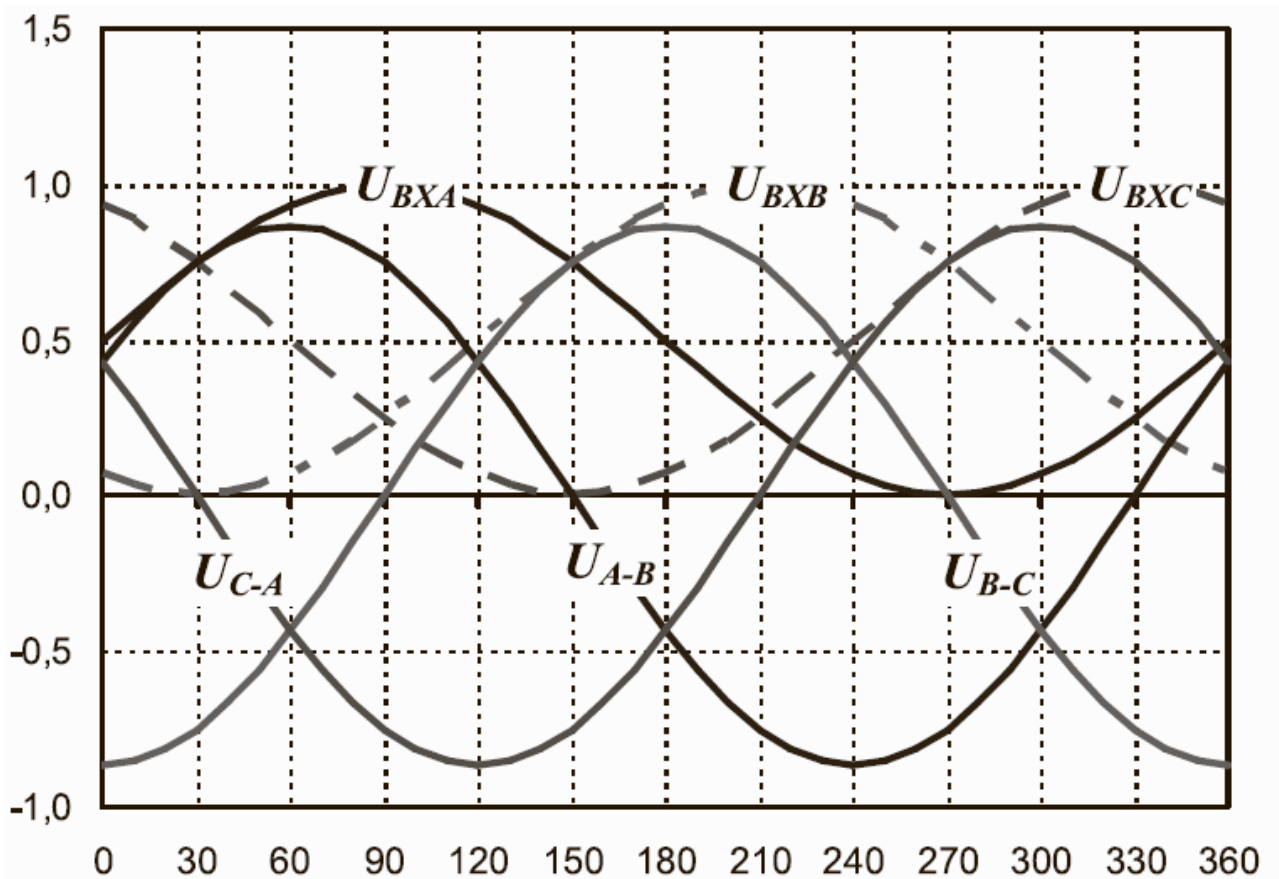


Рис. 12.6. Співвідношення напруг трифазного інвертора

Існує тільки один спосіб виконання поставленого завдання – це використання несинусоїдального закону модуляції тривалості імпульсів потенціалів, причому вибір закону модуляції повинен забезпечувати збільшення амплітуди основної гармоніки. Серед законів модуляції, що забезпечують підвищення основної гармоніки можна назвати модуляцію по прямокутному і трапеційдальному законам. Однак при їх використанні гармонічний склад фазної та лінійної вихідних напруг інвертора погіршується: у низькочастотній області спектру з'являються гармоніки спотворення, перш за все з номерами 5, 7, 11 і 13. Однак в тій же послідовності є гармоніки, кратні трьом, що є гармоніками нульової послідовності і при симетричному навантаженні, не містяться в фазних і лінійних напругах навантаження. Звідси випливає ідея передмодуляції: застосування несинусоїдального закону для модуляції тривалості імпульсів потенціалів фаз, який забезпечує збільшення амплітуди основної гармоніки, при цьому в спектрі ШІМ-послідовностей крім основної гармоніки містяться тільки гармоніки кратні трьом. Таким чином забезпечується відсутність в низькочастотній частині спектру фазних і лінійних напруг інвертора додаткового спотворення.

Принцип передмодуляції лежить в основі широко відомих способів широтно-імпульсного керування трифазними інверторами з симетричним навантаженням:

- ШІМ з передмодуляцією третьою гармонікою;
- векторна ШІМ.

ШІМ з передмодуляцією третьою гармонікою

При реалізації даного різновиду ШІМ подається на входи трифазного ШІМ-модулятора, в керуючий сигнал кожної фази додається нульова послідовність, яка містить третю гармоніку основної частоти в зазначеній нижче пропорції:

$$\begin{aligned}
 u_{\kappa A} &= \frac{K_M U_m}{\cos(\frac{\pi}{6})} \sin(\theta) + u_{\text{ПМ}} = u_{\text{ст}A} + u_{\text{ПМ}}; \\
 u_{\kappa B} &= \frac{K_M U_m}{\cos(\frac{\pi}{6})} \left\{ \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + u_{\text{ПМ}} \right\} = u_{\text{ст}B} + u_{\text{ПМ}}; \\
 u_{\kappa C} &= \frac{K_M U_m}{\cos(\frac{\pi}{6})} \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) + u_{\text{ПМ}} = u_{\text{ст}C} + u_{\text{ПМ}}.
 \end{aligned}
 \tag{12.16}$$

На рис. 12.7 наведена часова діаграма опорного сигналу при різному співвідношенні першої і третьої гармонік.

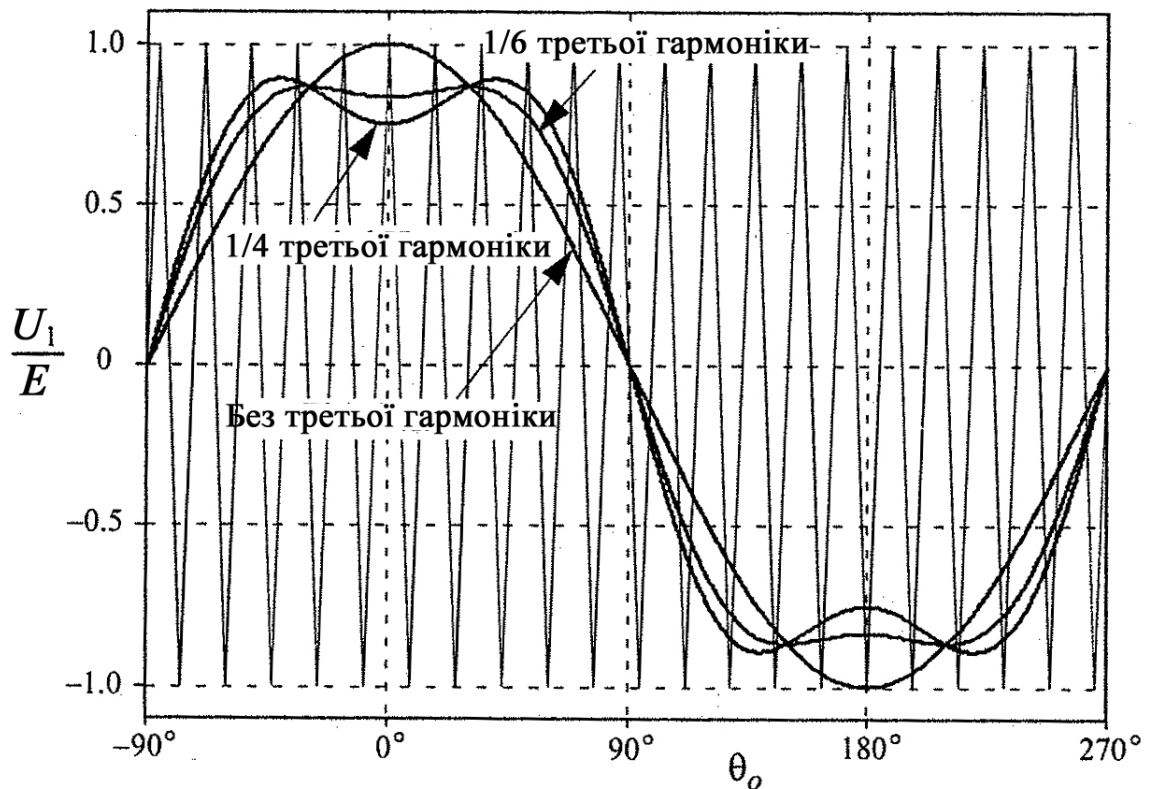


Рис. 12.7. Форма модулюючого сигналу з передмодуляцією третьою гармонікою

При здійсненні передмодуляції третьою гармонікою характер спектра не змінюється, в низькочастотній його частині як і раніше присутня тільки

основна гармоніка. Тому застосування передмодуляції третьою гармонікою не тільки збільшує максимально досяжне відношення амплітуди першої гармоніки до напруги джерела живлення E на 15,47%, а й призводить до помітного зниження коефіцієнта гармонік. Це явище пояснюється тим, що в ШІМ з передмодуляцією амплітуда основної гармоніки на 15,47% вище, ніж в інверторі з класичною трифазною ШІМ, в той же час амплітуда комбінаційних гармонік змінюється мало.

Векторна ШІМ

За умови використання векторної ШІМ формування вектора напруги здійснюється за допомогою базових векторів в трифазній системі координат. Кожен базовий вектор характеризується певним станом ключів інвертора. У табл. 12.2 показана відповідність базових векторів і стану ключів інвертора. Обидва нульових вектора V_7 (0+) і V_8 (0-), незважаючи на різний стан транзисторів, забезпечують одночасне прикладання нульових напруг до обмоток статора. Ненульові базові вектори в нерухомій системі координат зображені на рис. 12.8.

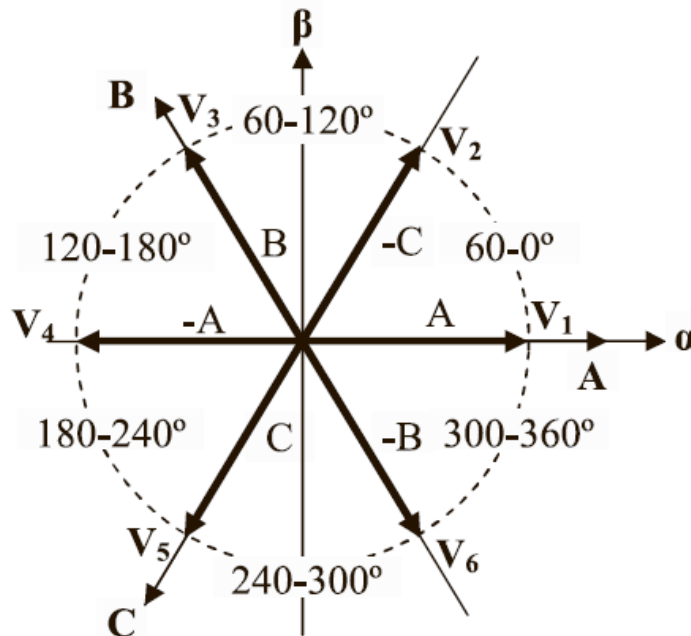


Рис. 12.8. Базові вектори в нерухомій системі координат

Таблиця 12.2. Відповідності базових векторів і стану транзисторів

Позначення і положення базового вектора	Стан транзисторів					
	фаза А		фаза В		фаза С	
	VT_4	VT_1	VT_6	VT_3	VT_2	VT_5
$V_1(A)$	1	0	0	1	0	1
$V_2(-C)$	1	0	1	0	0	1
$V_3(B)$	0	1	1	0	0	1
$V_4(-A)$	0	1	1	0	1	0
$V_5(C)$	0	1	0	1	1	0
$V_6(-B)$	1	0	0	1	1	0

$V_7(0+)$	1	0	1	0	1	0
$V_8(0-)$	0	1	0	1	0	1

Напругу статора можна реалізувати на основі формування розрахованих тривалостей базових векторів протягом періода ШІМ. Набір використовуваних векторів залежить від фази напруги, табл. 12.3.

Таблиця 12.3. Набір використовуваних векторів

Сектор, град.	Використовувані вектори
0...60	V_1, V_2, V_7, V_8
60...120	V_2, V_3, V_7, V_8
120...180	V_3, V_4, V_7, V_8
180...240	V_4, V_5, V_7, V_8
240...300	V_5, V_6, V_7, V_8
300...360	V_6, V_1, V_7, V_8

Заданий вектор напруги U_s в будь-якому секторі розкладається на базові вектори. На рис. 12.9 наведена геометрична інтерпретація розкладу значення вектора напруги на базові вектори для першого сектора.

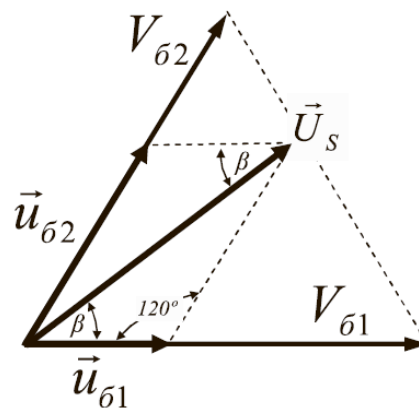


Рис. 12.9. Геометрична інтерпретація розкладу вектора напруги на базові вектори

Значення базових векторів знаходяться за формулами:

$$\begin{aligned}
 |\vec{u}_{61}| &= \frac{2}{\sqrt{3}} |\vec{U}_s| \sin(\pi/3 - \beta); \\
 |\vec{u}_{62}| &= \frac{2}{\sqrt{3}} |\vec{U}_s| \sin(\beta).
 \end{aligned}
 \tag{12.17}$$

Оскільки амплітуда базових векторів складає $2E/3$, розрахуємо тривалість часу, протягом якого повинен бути реалізований кожний базовий вектор.

$$\begin{aligned}
 t_{\delta 1} &= \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{3t_{ШІМ}}{2E} |\vec{U}_s| \sin(\pi/3 - \beta) = \frac{\sqrt{3}t_{ШІМ} |\vec{U}_s|}{E} \sin(\pi/3 - \beta); \\
 t_{\delta 2} &= \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{3t_{ШІМ}}{2E} |\vec{U}_s| \sin(\beta) = \frac{\sqrt{3}t_{ШІМ} |\vec{U}_s|}{E} \sin(\beta);
 \end{aligned}
 \tag{12.18}$$

$$t_0 = t_{ШІМ} - t_{\delta 1} - t_{\delta 2},$$

де $t_{ШІМ}$ – період ШІМ,

$t_{\delta 1}$, $t_{\delta 2}$, t_0 – інтервали, під час яких встановлюються перший, другий і нульовий базові вектори.

Враховуючи те, що максимальна амплітуда вектора U_s дорівнює

$$|\vec{U}_s| = \frac{E}{\sqrt{3}}.$$

Вираз (12.18) можна переписати

$$T_{\delta 1} = U_s \sin(\pi/3 - \beta); \quad T_{\delta 2} = U_s \sin(\beta); \quad T_0 = 1 - T_{\delta 1} - T_{\delta 2}, \tag{12.19}$$

де $U_s = \frac{\sqrt{3} |\vec{U}_s|}{E}$ – амплітуда вектора у відносних одиницях,

$T_{\delta 1}$, $T_{\delta 2}$, T_0 – відносні тривалості інтервалів ввімкнення базових векторів.

Найчастіше використовують послідовність ввімкнення базових векторів на періоді ШІМ, наведену у табл. 12.4.

Таблиця 12.4. Послідовність ввімкнення базових векторів

Вектор	0	$U_{\delta 1}$	$U_{\delta 2}$	0	$U_{\delta 2}$	$U_{\delta 1}$	0
Тривалість	$T_0/4$	$T_{\delta 1}/2$	$T_{\delta 2}/2$	$T_0/2$	$T_{\delta 2}/2$	$T_{\delta 1}/2$	$T_0/4$

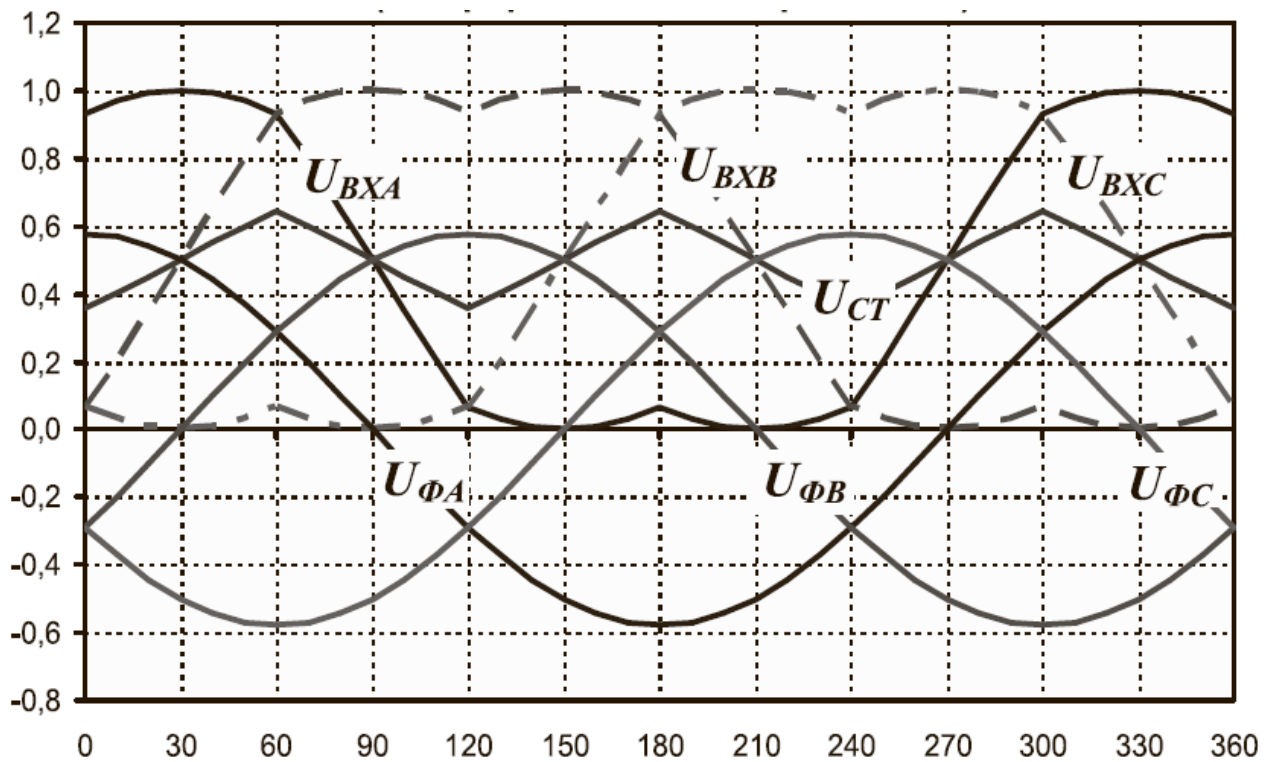
В табл. 12.5 показана послідовність ввімкнення базових векторів для всіх секторів.

Табл. 12.5. Послідовність ввімкнення базових векторів

Сектор, град		Період ШІМ								
1	0...60	Час	$T_0/4$	$T_{61}/2$	$T_{62}/2$	$T_0/2$	$T_{62}/2$	$T_{61}/2$	$T_0/4$	
		Вектор	V_8	V_1	V_2	V_7	V_2	V_1	V_8	
		Фази	A	█		█		█		█
			B	█		█		█		█
C	█		█		█		█			
2	60...120	Час	$T_0/4$	$T_{62}/2$	$T_{61}/2$	$T_0/2$	$T_{61}/2$	$T_{62}/2$	$T_0/4$	
		Вектор	V_8	V_3	V_2	V_7	V_2	V_3	V_8	
		Фази	A	█		█		█		█
			B	█		█		█		█
C	█		█		█		█			
3	120...180	Час	$T_0/4$	$T_{61}/2$	$T_{62}/2$	$T_0/2$	$T_{62}/2$	$T_{61}/2$	$T_0/4$	
		Вектор	V_8	V_3	V_4	V_7	V_4	V_3	V_8	
		Фази	A	█		█		█		█
			B	█		█		█		█
C	█		█		█		█			
4	180...240	Час	$T_0/4$	$T_{62}/2$	$T_{61}/2$	$T_0/2$	$T_{61}/2$	$T_{62}/2$	$T_0/4$	
		Вектор	V_8	V_5	V_4	V_7	V_4	V_5	V_8	
		Фази	A	█		█		█		█
			B	█		█		█		█
C	█		█		█		█			
5	240...300	Час	$T_0/4$	$T_{61}/2$	$T_{62}/2$	$T_0/2$	$T_{62}/2$	$T_{61}/2$	$T_0/4$	
		Вектор	V_8	V_5	V_6	V_7	V_6	V_5	V_8	
		Фази	A	█		█		█		█
			B	█		█		█		█
C	█		█		█		█			
6	300...360	Час	$T_0/4$	$T_{62}/2$	$T_{61}/2$	$T_0/2$	$T_{61}/2$	$T_{62}/2$	$T_0/4$	
		Вектор	V_8	V_1	V_6	V_7	V_6	V_1	V_8	
		Фази	A	█		█		█		█
			B	█		█		█		█
C	█		█		█		█			

Відмінність послідовності ввімкнення базових векторів T_{61} , T_{62} в парних і непарних секторах зроблена для того, щоб зменшити кількість комутацій і обсяг динамічних втрат. За такої послідовності комутацій перемикання векторів всередині сектора і за умови переходу із сектора в сектор здійснюється комутацією лише в одному з плечей інвертора.

На рис. 12.10 показані графіки вхідних і фазних напруг, утворені на основі описаної послідовності комутації базових векторів.



U_{BXA} , U_{BXB} , U_{BXC} – вихідні напруги фаз інвертора відносно нуля ланки постійного струму
 U_{CT} – напруга середньої точки трифазного навантаження, з'єднаного зіркою, відносно нуля ланки постійного струму
 $U_{\Phi A}$, $U_{\Phi B}$, $U_{\Phi C}$ – фазні напруги

Рис. 12.10. Графіки вхідних і фазних напруг

З аналізу рис. 12.10 можна зробити висновок, що не зважаючи на несуносоїдальні форми напруг фаз інвертора, фазні напруги навантаження мають синусоїдальну форму.

Запитання

1. Перелічіть можливі стани ключів трифазного інвертора.
2. Наведіть кількість рівнів вихідної напруги трифазного інвертора.
3. Дайте визначення комутувальної функції.
4. Охарактеризуйте форму вхідного струму інвертора з ШІМ.
5. Порівняйте спектральний склад вихідної напруги однофазного і трифазного інверторів.
6. Опишіть недолік перетворювачів частоти з ланкою постійного струму, який стосується амплітуди першої гармоніки вихідної напруги.
7. Опишіть принцип збільшення амплітуди першої гармоніки в трифазних інверторах.
8. Опишіть принцип формування напруги з передмодуляцією третьою гармонікою.
9. Опишіть принцип формування напруги на основі векторної ШІМ.

Лекція № 13. Резонансні перетворювачі

Підвищення частоти є одним з дієвих методів зниження маси і габаритів перетворювачів, що пояснюється зменшенням розмірів основних елементів перетворювача – трансформаторів, дроселів, конденсаторів зі збільшенням робочої частоти. Обмеженням щодо зменшення габаритів є збільшення втрат енергії на одиницю площі в першу чергу в транзисторах і діодах. Тому для зменшення габаритів перетворювачів, окрім збільшення частоти його роботи, необхідно зменшувати обсяг динамічних втрат енергії у його напівпровідникових елементах під час їх комутації. Для цього комутацію ключових елементів здійснюють при нульовому значенні напруги або струму. Даний спосіб зменшення динамічних втрат широко використовується у резонансних перетворювачах (РП) і перетворювачах з м'якою комутацією.

РП живляться від джерела енергії постійного струму і перетворюють отриману енергію у змінну (резонансні інвертори) або постійну (перетворювачі постійної напруги) форму. Імпульсна напруга складається зі спектру непарних гармонік. Елементи резонансного контуру L і C налаштовано на резонанс з першою гармонікою для певного режиму роботи перетворювача. Утворений LC -контур фільтрує вищі гармоніки, при чому тим краще, чим більша добротність контуру.

Ключі вихідного каскаду РП повинні пропускати струм в обох напрямках, що зумовлено особливістю резонансного кола, яке має індуктивний або ємнісний характер залежно від співвідношення значень частоти комутації і резонансної частоти.

При використанні РП необхідно враховувати, що коефіцієнт форми струму через елементи перетворювача в $\pi/2$ рази більший, ніж у прямокутного імпульсу струму. Тому при однаковому середньому значенні струму, який є корисною складовою в перетворювачах, в РП спостерігаються в $(\pi/2)^2 = 2,46$ рази більші статичні втрати.

Розглянемо режими роботи РП на прикладі послідовного РП мостового типу, зображеного на рис. 13.1.

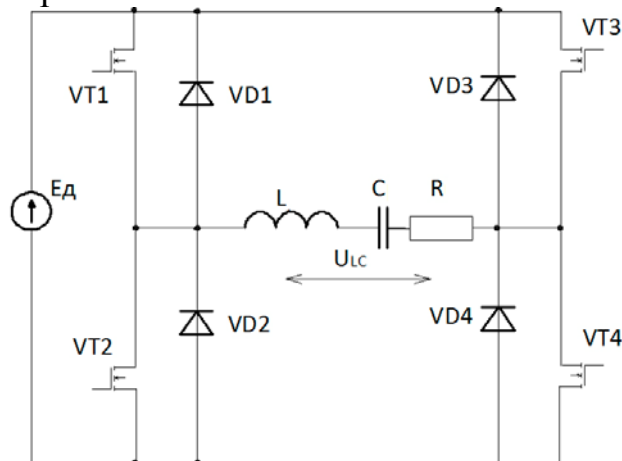


Рис. 13.1. Схема послідовного РП мостового типу

В схемі, зображеній на рис. 13.1 одночасно відкривається пара діагонально розташованих транзисторів – VT₁, VT₃ або VT₂, VT₄. Тривалість відкритого і закритого стану ключів однакова і складає половину періода.

При резонансі власна частота LC-фільтра $\omega = 1/\sqrt{LC}$ дорівнює кутовій частоті $\omega_k = 2\pi f$. Струм в контурі майже синусоїдальний, а його максимальне значення визначається амплітудним значенням напруги і опором навантаження.

Якщо частота комутації ω_k відмінна від резонансної ω_0 комплексний опір послідовного LC-контурі може бути розрахований за формулою:

$$Z(j\omega_k) = j\omega_k L + \frac{1}{j\omega_k C} = \frac{1 - \mu^2}{j\omega_k C} = j\omega_k L \frac{1 - \mu^2}{\mu^2}, \quad (13.1)$$

де $\mu = \omega_k / \omega_0$.

Співвідношення (13.1) свідчить про те, що за умови $\omega_k < \omega_0$, характер опору послідовного LC-контурі ємнісний, а за умови $\omega_k > \omega_0$ – індуктивний. З формули (13.1) визначимо еквівалентні ємність C_e і індуктивність L_e , що відповідають двом частотним діапазонами роботи перетворювача:

$$C_e = \frac{C}{1 - \mu^2}, \mu \leq 1. \quad (13.2)$$

$$L_e = L \frac{\mu^2 - 1}{\mu^2}, \mu \geq 1. \quad (13.3)$$

Можна вважати, що струм i резонансного контурі приблизно рівний струму першої гармоніки i_1 :

$$i \approx I_1 \sin(\omega t + \varphi). \quad (13.4)$$

$$I_1 = \frac{4U_{ex}}{\pi z C_e R} = 4U_{ex} / \left(\pi R_n \sqrt{\frac{1}{(\mu R_n \omega_0 C_e)^2} + 1} \right). \quad (13.5)$$

$$\varphi = \arctg(1 / (R_n \omega_k C_e)). \quad (13.6)$$

За умови, що $\mu = 1$, з формул (13.2) і (13.5) можна зробити висновок, що амплітуда струму дорівнює $4U_{ex} / \pi R_n$, а при зменшенні μ , амплітудне значення струму I_1 також зменшується. У діапазоні значень $\mu > 1$, форма струму близька до синусоїдальної, оскільки вищі гармоніки струму внаслідок зростання індуктивного опору контурі, зменшуються. Знову приймаючи $i \approx i_1$ маємо:

$$i \approx I_1 \sin(\omega t - \varphi), \quad (13.7)$$

де

$$I_1 = \frac{4U_{ex}}{\pi z C_e R} = 4U_{ex} / \left(\pi R_n \sqrt{\left(\frac{\mu \omega_0 L_e}{R_n} \right)^2 + 1} \right), \quad (13.8)$$

$$\varphi = \arctg(1 / (R_n \omega_k C_e)). \quad (13.9)$$

У даному випадку при резонансі струм в контурі дорівнює максимальному. Амплітуда струму знижується при зростанні μ . Співвідношення (13.5) і (13.8) підтверджують можливість керування

вихідним струмом (і вихідною потужністю) при зміні частоти комутації, тобто при зміні параметра μ . Швидкість спаду струму в контурі і, отже, напруга на навантаженні залежать, як показують (13.5) і (13.8), ще й від добротності контуру Q ($1/(R_n \omega_k C) = \omega_0 L_e / R_n$). На рис. 13.2 показано криві відносної напруги на навантаженні залежно від параметра μ , побудовані відповідно до формул (13.2), (13.3), (13.5) і (13.8). Під відносною напругою на навантаженні мається на увазі співвідношення:

$$U^* = \pi U_{H1} / 4U_{BX}, \quad (13.10)$$

де U_{H1} амплітуда першої гармоніки напруги на навантаженні $U_{H1} = I_1 R_n$.

Криві, зображені на рис. 13.2, розраховані для двох значень добротності $Q = 4, 8$.

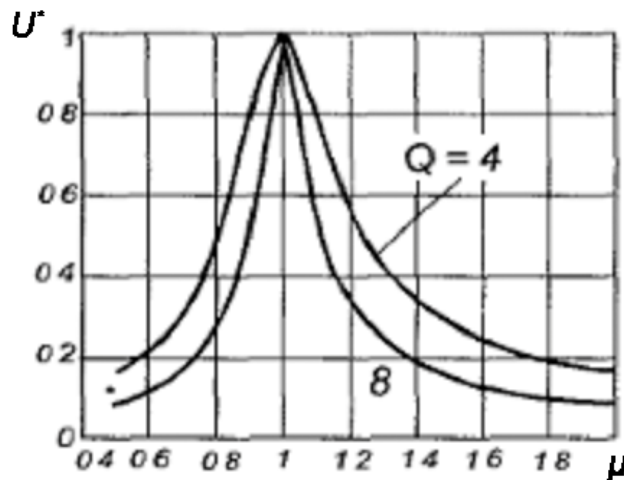


Рис. 13.2. Криві відносного напруги на навантаженні залежно від параметра μ

Необхідно відмітити, що криві відносної напруги симетричні відносно точки резонансу. Збільшення добротності дозволяє збільшити крутизну регульовальних характеристик РП. При більшій крутизні цієї характеристики скорочується необхідний діапазон зміни частоти. Однак одночасно з цим зростають розміри дроселя і конденсатора контуру.

Струм ключових елементів у схемі рис. 13.1 проходить як у прямому, так і в зворотному напрямку. Тому в таких схемах наявність зворотних діодів VD_1 - VD_4 обов'язкова. На рис. 13.3 показано напругу і струм у РП за умови $\omega_k < \omega_0$ (а) і $\omega_k > \omega_0$ (б).

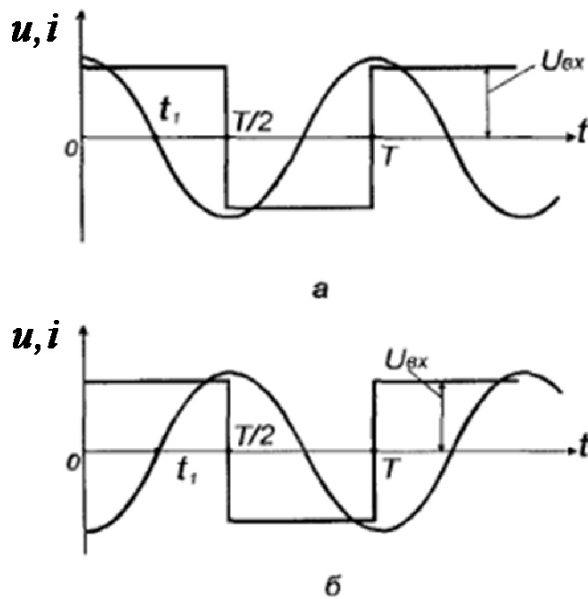


Рис. 13.3. Напряга і струм у РП: а - $\omega_k < \omega_0$, б - $\omega_k > \omega_0$

Якщо $\omega_k < \omega_0$, рис. 13.3 а, і на вхід РП подається додатна напівхвиля напруги до моменту t_1 , струм проходить через транзистори VT₁ і VT₄ прямому напрямку; в момент часу t_1 , струм через ті ж ключі змінює знак і починає протікати через діоди VD₁ і VD₄. Оскільки при $\omega_k < \omega_0$ струм в контурі випереджає напругу, в транзисторі присутні втрати при ввімкненні і немає втрат на вимикання. У другому випадку, показаному на рис. 13.3 б, і відповідному режиму роботи при $\omega_k > \omega_0$, струм відстає від напруги, тому в транзисторі відсутні втрати на ввімкнення.

Необхідно зауважити, що при використанні польових транзисторів вагомішими виявляються втрати на їх ввімкнення, ніж на вимикання. У реальних схемах для запобігання наскрізного струму через транзистори додатково необхідно сформувати коротку паузу після вимкнення однієї діагональної пари і до вмикання наступної пари транзисторів.

Розглянемо основні схеми перетворювачів постійної напруги з резонансною ланкою, які працюють у режимі $\omega_k < \omega_0$, коли опір контуру є ємнісним, тобто транзистор вмикається за певного значень напруги та струму з втратами, а вимикається за нульового значення струму без втрат. На рис. 13.4 показано можливі варіанти схем резонансних перетворювачів: рис. 13.4 а – на основі мостової схеми, рис. 13.4 б і г – напівмостової схеми (рис. 13.4 б – з двома джерелами постійної напруги, рис. 13.4 в – з двома конденсаторами, які окрім ділення вхідної напруги виконують функцію ємності резонансного контура), рис. 13.4 г – схеми з середньою точкою, рис. 13.4 д – напівмостової схеми з одним джерелом напруги і одним конденсатором.

У всіх схемах процес перетворення параметрів електричної енергії може здійснюватись у трьох режимах. Характерною ознакою кожного

режиму є форма струму первинної обмотки трансформатора i_{w1} . Струм i_{w1} для кожного режиму показано на рис. 13.5.

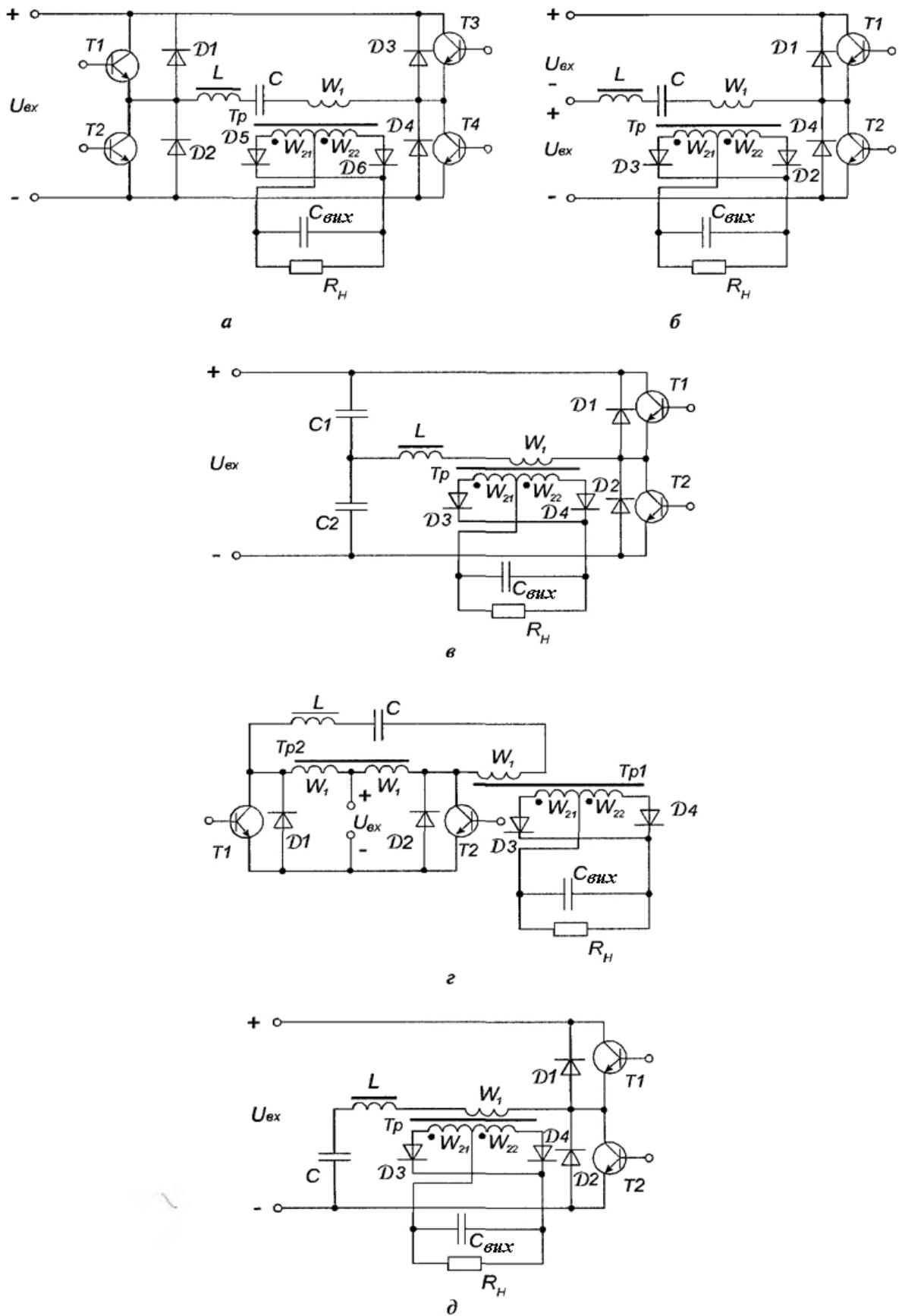


Рис. 13.4. Схеми перетворювачів напруги з резонансною ланкою

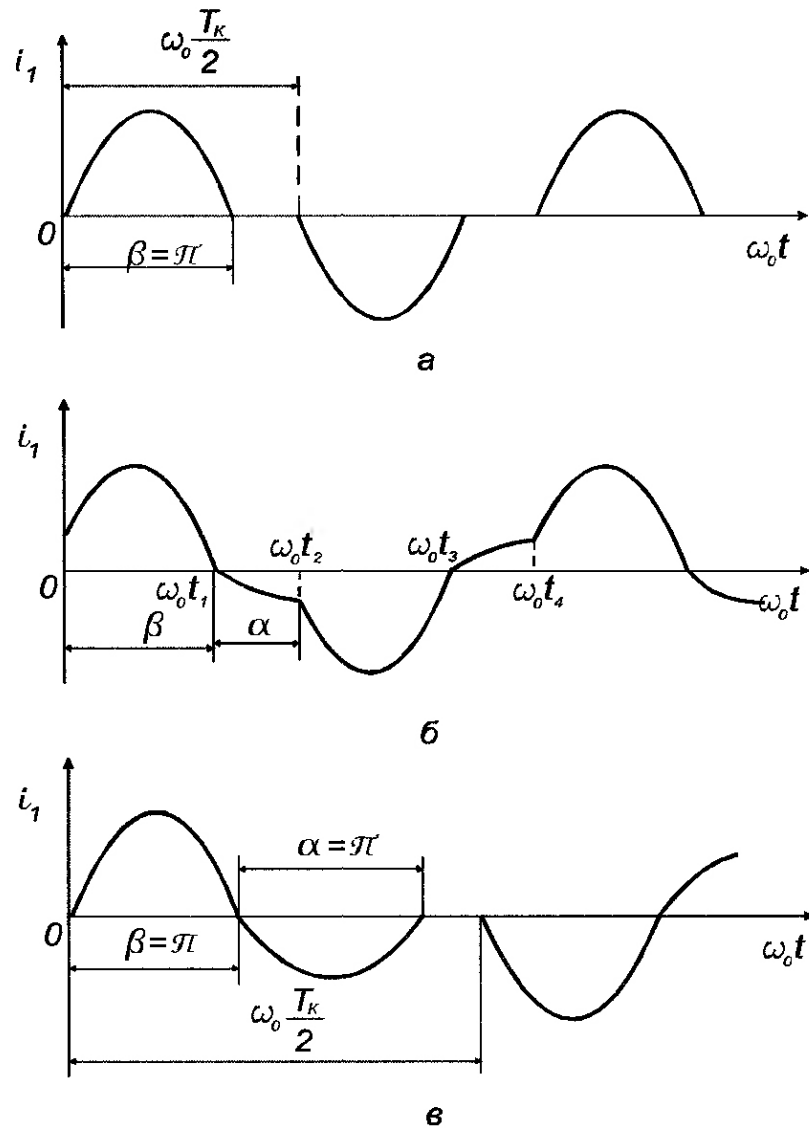


Рис. 13.5. Діаграми струмів у резонансному контурі у різних режимах ($\omega_k < \omega_0$)

Діаграма струму рис. 13.5 а справедлива для режиму переривчастого протікання струму без вмикання зворотних діодів. Для такого режиму характерна одна напівхвиля струму за половину періода. Період роботи перетворювача складається з чотирьох інтервалів:

- 1) ввімкнено транзистори VT₁-VT₄ (схема рис. 13.4 а), транзистор VT₁ (інші схеми);
- 2) всі транзистори вимкнено;
- 3) ввімкнено транзистори VT₂-VT₃ (схема рис. 13.4 а), транзистор VT₂ (інші схеми);
- 4) всі транзистори вимкнено.

Для другого режиму роботи є характерним безперервне протікання струму у первинній обмотці, рис. 13.5 б. На інтервалі β струм проводять транзистори, на інтервалі α – зворотні діоди.

У третьому режимі після ввімкнення транзисторів і роботи зворотних діодів з'являється пауза у протіканні струму, рис 13.5 в.

На рис. 13.6 наведено регулювальні характеристики перетворювачів, залежно від параметрів:

$\xi = Z / 2R_H$ - коефіцієнт згасання фільтра з навантаження R_H ,

$Z = \sqrt{L_e / C_e}$ - хвильовий резонансного контура з параметрами з еквівалентною індуктивністю L_e і ємністю C_e ,

$\mu = \omega_k / \omega_0$.

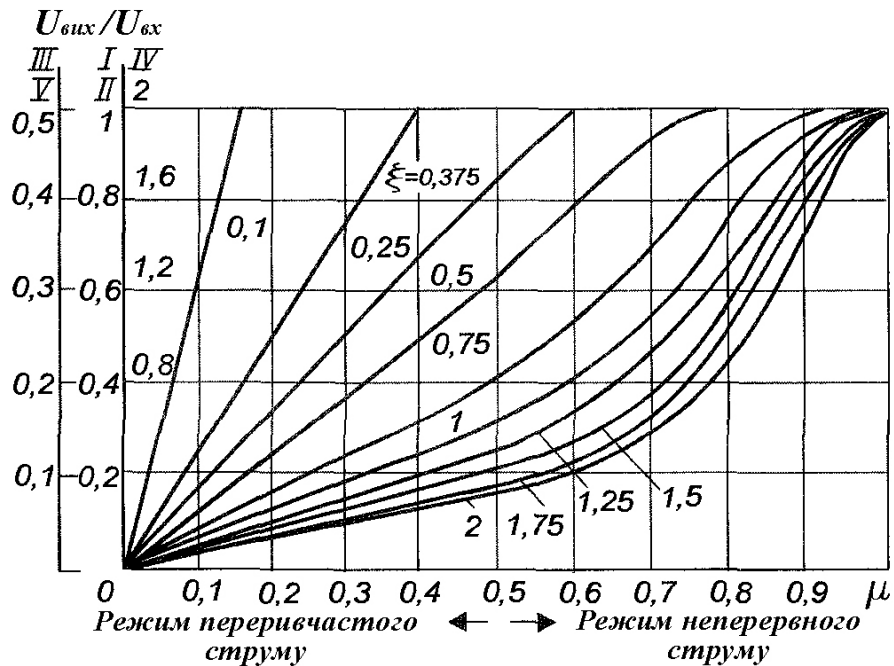
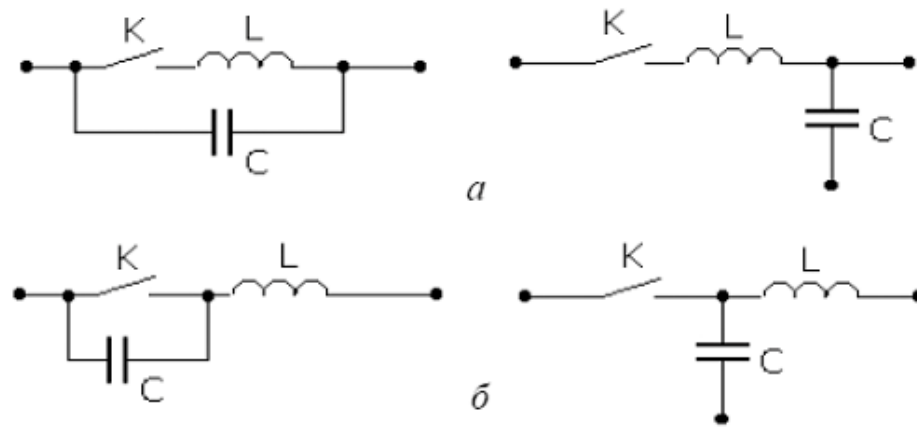


Рис. 13.6. Регулювальні характеристики перетворювачів

На рис. 13.6 римськими цифрами позначено: I – мостовий перетворювач, II, III, V – напівмостовий перетворювач, IV – перетворювач з середньою точкою.

З аналізу форми регулювальних характеристик, наведених на рис. 13.6, можна зробити висновок, що регулювання напруги у перетворювачах здійснюють за допомогою зміни параметра μ , тобто регулюванням частоти роботи перетворювача.

Розглянуті схеми перетворювачів є двотактними, оскільки енергії у навантаження передається на кожному напівперіоді роботи. Існують модифікації і однотоктних схем, принцип роботи, яких пов'язаний з резонансом. Всі вони отримали назву квазірезонансних. Схеми під'єднання резонансних контурів у квазірезонансних схемах показано на рис. 13.7.



а) схеми, призначені для комутації при нульовому струмі;
 б) схеми, призначені для комутації при нульовій напрузі
 Рис. 13.7. Схеми підключення резонансних контурів до ключів

Розглянемо роботу квазірезонансного понижувального перетворювача з перемиканням при нульовому струмі. Схема перетворювача показана на рис. 13.8, діаграми струмів і напруг – на рис. 13.9.

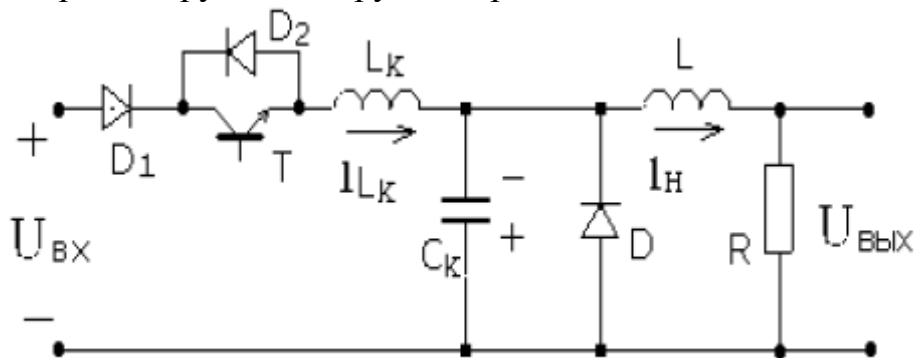


Рис. 13.8. Схема понижувального перетворювача з перемиканням при нульовому струмі

Період роботи перетворювача складається з чотирьох інтервалів:

- на першому інтервалі t_0-t_1 починає зростати струм в транзисторі Т, який ввімкнено з моменту часу t_0 . Якщо вважати струм навантаження постійним, то струм діода D , через який до моменту t_0 проходить весь струм навантаження, на інтервалі t_0-t_1 поступово спадає. В момент часу t_1 струм через транзистор зрівняється зі струмом навантаження, що призведе до закриття діода D ;

- другий інтервал t_1-t_2 характеризується протіканням напівхвилі струму в індуктивності L_k коливального контуру $L_k C_k$. У кінці інтервалу струм через транзистор спадає до нуля, а струм ємності C_k збільшується до значення струму навантаження I_n . При цьому напруга на ємності буде близькою до максимальної. У граничному випадку напруга на ємності в кінці інтервалу дорівнює подвійній напрузі вхідного джерела $U_{Cmax} = 2U_{вх}$;

- на третьому інтервалі t_2-t_3 коло навантаження LR (LCR) живиться від зарядженого конденсатора C_k .

- четвертий інтервал починається в момент часу t_3 повного розряду конденсатора, коли відкривається діод D , через який протікає струм навантаження. В момент t_4 системою керування формується імпульс відкриття транзистора, після чого процеси повторюються.

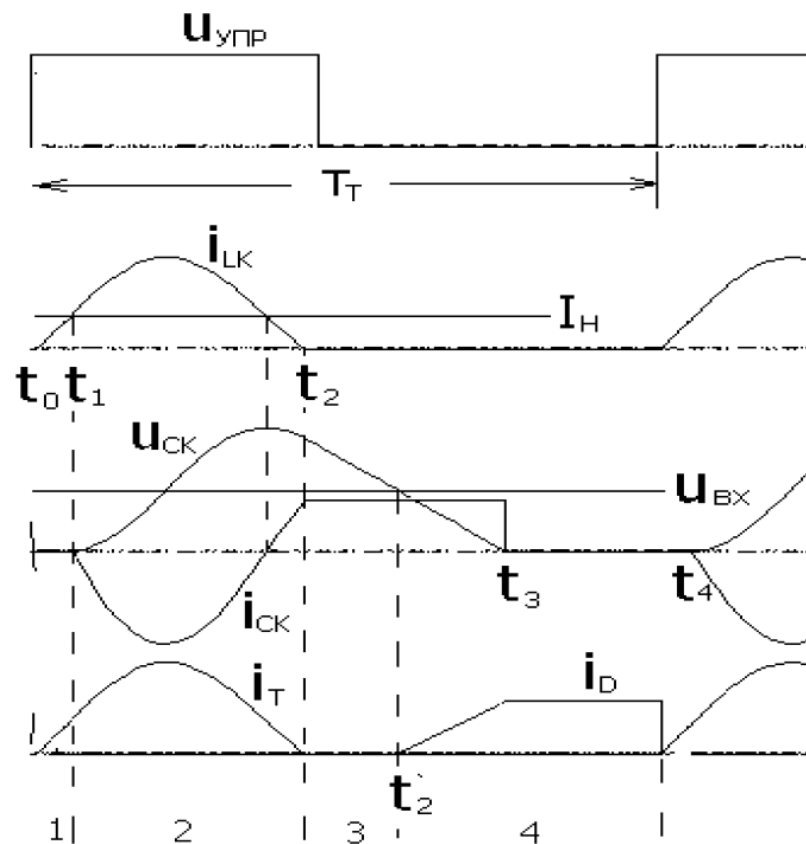


Рис. 13.9. Діаграми струмів і напруг понижувального перетворювача

З часових діаграм роботи перетворювача видно дві особливості при однонапівперіодному режимі роботи. По-перше, імпульс керування транзистором повинен бути довшим, ніж інтервал часу t_0-t_2 , а оптимально – дорівнювати йому. По-друге, на інтервалі t_2-t_2' на транзистор подається зворотна напруга, що може відкрити транзистор (він працюватиме в інверсному режимі). Для усунення цього явища необхідно послідовно з транзистором під'єднати діод D_1 або шунтувати його зустрічно-паралельним діодом D_2 . У випадку використання діода D_2 реалізується двонапівперіодний режим роботи резонансного ключа. У цьому випадку на інтервалі t_2-t_3 розряд конденсатора коливальної контуру $L_K C_K$ відбувається в коливальному режимі через діод D_2 , незалежно від навантаження, що показано на часових діаграмах рис. 13.10. Регульовальна характеристика квазірезонансного перетворювача, що працює у двонапівперіодному режимі співпадає з лінійною регульовальною характеристикою відповідного ШП. При однонапівперіодному режимі роботи регульовальна характеристика перетворювача залежить від параметрів навантаження. При цьому регульовальні характеристики перетворювача знаходяться вище лінійного режиму.

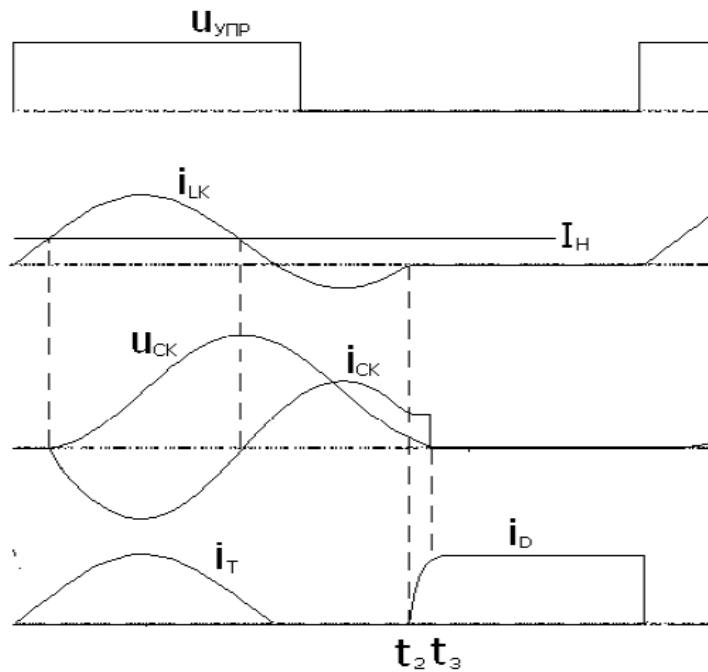


Рис. 13.10. Часові діаграми роботи перетворювача у двонапівперіодному режимі

Аналогічна ситуація із зовнішніми характеристиками квазірезонансного перетворювача. При однонапівперіодному режимі розряд конденсатора на інтервалі t_2 - t_3 здійснюється через навантаження. Зі збільшенням опору навантаження тривалість інтервалу збільшується, а середнє значення напруги на навантаженні зростає. Якщо конденсатор не розрядиться до моменту часу t_4 чергового відкриття транзистора, режим роботи перетворювача зміниться. Це обмежує мінімальні струми навантаження. Максимальні струми також обмежені і не можуть перевищувати амплітуди струму коливального контуру, що визначається хвильовим опором контуру і величиною вхідної напруги.

$$I_{LC} = U_{BX} / \rho; \rho = \sqrt{L_K / C_K} . \quad (13.11)$$

Очевидно, що регулювання середнього значення вихідної напруги квазірезонансного перетворювача може здійснюватись лише регулюванням періода його роботи.

Інша схема на основі квазірезонансного понижувального перетворювача призначена для комутації транзистора при нульовій напрузі. Схема перетворювача показана на рис. 13.11.

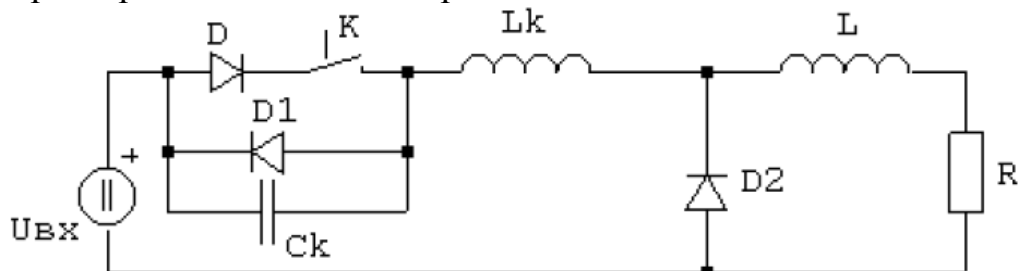


Рис. 13.11. Схема понижувального перетворювача з перемиканням при

нульовій напрузі

Схема досліджуваного перетворювача також отримана зі схеми понижувального ШПП шляхом використання резонансного ключа з перемиканням при нульовій напрузі. Діод D_1 забезпечує двонапівперіодний режим роботи перетворювача. Період електромагнітних процесів у перетворювачі складається з чотирьох інтервалів, що показані на рис. 13.12:

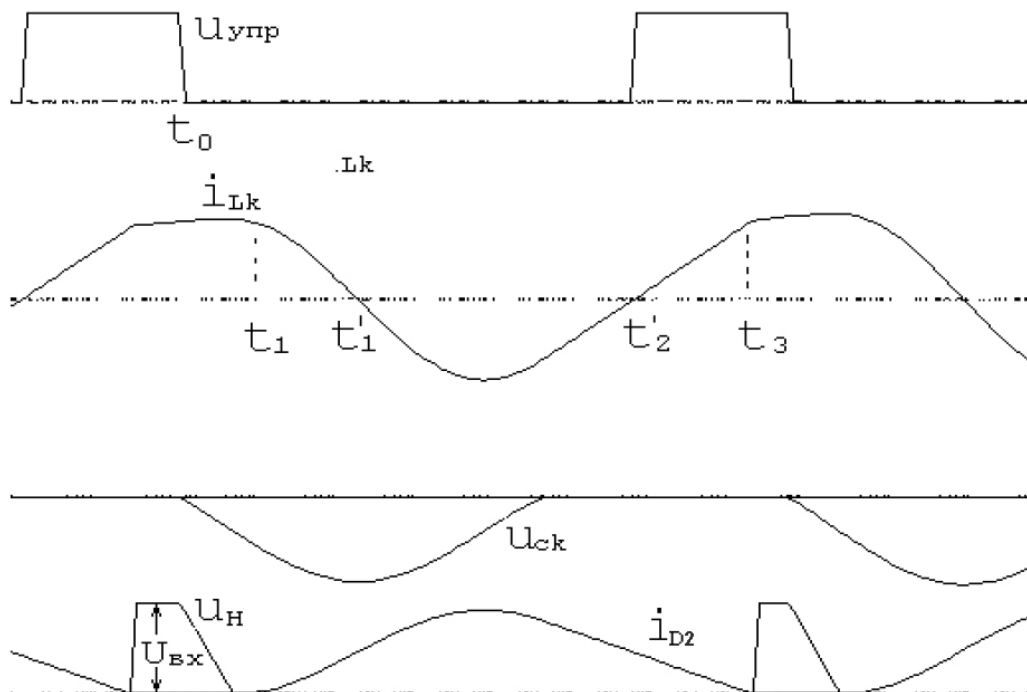


Рис. 13.12. Часові діаграми роботи понижувального перетворювача з перемиканням при нульовій напрузі

- перший інтервал t_0-t_1 починається при вимиканні транзистора T . Постійний струм навантаження I_N , який протікав через транзистор T , починає протікати через конденсатор C_K і заряджає його за лінійним законом. У момент часу t_1 напруга на конденсаторі досягає значення напруги вхідного джерела;

- другий інтервал t_1-t_1' починається з моменту відкриття діода D_2 і початку коливального процесу в резонансному контурі $L_K C_K$. У результаті коливального заряду і розряду конденсатора напруга на ньому кінці другого інтервалу впаде до нуля. Максимум напруги на конденсаторі C_K більше напруги вхідного джерела $U_{ВХ}$ на значення $r_K I_N$, яка не менше, ніж $U_{ВХ}$. Це пояснюється тим, що конденсатор, розряджаючись після максимуму напруги на джерело $U_{ВХ}$, повинен розрядитись в коливальному режимі до нульової напруги. У іншому випадку неможливе відкриття діода D_1 , і тоді ввімкнення транзистора відбувається не при нульовій напрузі;

- третій інтервал починається з відкриття діода D_1 , який фіксує нульову напругу на конденсаторі і транзисторі, пропускаючи через себе від'ємну напівхвилю струму коливального контура. У момент t_2' вмикається

транзистор і пропускає зростаючий струм дроселя, який досягає значення струму навантаження в момент часу t_3 ;

- четвертий інтервал відраховується з моменту t_3 , коли закривається діод D_2 . З моменту включення транзистора T всі процеси повторюються.

Для регулювання вихідної напруги в цьому перетворювачі використовується ЧМ. Але на відміну від попереднього випадку тут змінюється тривалість імпульса, а не паузи, тривалість якої залежить від напівперіода власних коливань резонансного контуру. Регульовальна характеристика перетворювача в двонапівперіодному режимі є лінійною. Розглянуті перетворювачі використовуються для побудови малопотужних СЕЖ (до 100 Вт). Їх габарити залежать від власної частоти коливального контура. Для перетворювачів з перемиканням при нульовому струмі на польових транзисторах граничною частотою є частота порядку 1 МГц. При більших частотах вагомими стають втрати на перезаряд паразитних ємностей транзистора. Для усунення цих втрат необхідно застосовувати перетворювачі з перемиканням при нульовій напрузі, де ці ємності в момент комутації розряджені. Це дозволяє підняти порогові значення комутації до 10 МГц. Але гірша форма струму транзистора збільшує втрати, тому на нижчих частотах доцільніше використовувати перетворювачі з перемиканням при нульовому струмі. Загальні переваги квазірезонансних перетворювачів полягають в їх простоті і можливості використовувати на граничних частотах як параметри коливального контуру власні паразитні елементи схеми (індуктивності розсіювання трансформатора, власних ємностей транзистора).

Запитання

1. Обґрунтуйте доцільність підвищення частоти роботи перетворювачів електричної енергії.
2. Поясніть принцип зменшення динамічних втрат енергії у резонансних і квазірезонансних перетворювачах електричної енергії.
3. Вкажіть причину збільшення статичних втрат у резонансних перетворювачах.
4. Визначте характер опору резонансного контуру перетворювача за умови, а) якщо частота комутації ω_k більша резонансної частоти ω_0 , $\omega_k > \omega_0$; б) менша від неї $\omega_k < \omega_0$.
5. Вкажіть доцільний режим роботи за частотою комутації ключових елементів резонансного перетворювача $\omega_k > \omega_0$ або $\omega_k < \omega_0$ за умови використання польових транзисторів.
6. Зазначте метод модуляції, який використовується для регулювання вихідної напруги у резонансних перетворювачах.
7. Вкажіть способи усунення відкриття транзистора квазірезонансного перетворювача з перемиканням при нульовому струмі за умови подавання на нього від'ємної напруги.

Лекція № 14. Перетворювачі з м'якою комутацією транзисторів

У перетворювачах з м'якою комутацією реалізовано ввімкнення транзисторів при нульовій напрузі, що забезпечує мінімізацію втрат під час наростання струму. Втрати на закривання транзисторів значно менші і для їх зменшення достатньо належним чином розрахувати коло закривання транзистора.

Перевагами перетворювачів з м'якою комутацією порівняно з резонансними перетворювачами є:

- менші навантаження на транзистори за струмом і відповідно менші втрати на відкритих транзисторах;
- постійна частота роботи перетворювача.

Розглянемо найпростіші схеми одноктного і двотактного перетворювачів з м'якою комутацією.

Прямоходовий перетворювач з м'якою комутацією транзисторів

Схема прямоходового перетворювача з м'якою комутацією транзисторів зображена на рис. 14.1. Транзистори перетворювача VT_1 , VT_2 працюють по чергову. Між вимкненням одного транзистора і ввімкненням іншого необхідно витримати паузу, тривалість якої набагато менша тривалості періода роботи перетворювача T . Конденсатор C і допоміжний транзистор VT_2 дозволяють використовувати у цій схемі двопівперіодний випрямляч, що неможливо у звичайному прямоходовому перетворювачі.

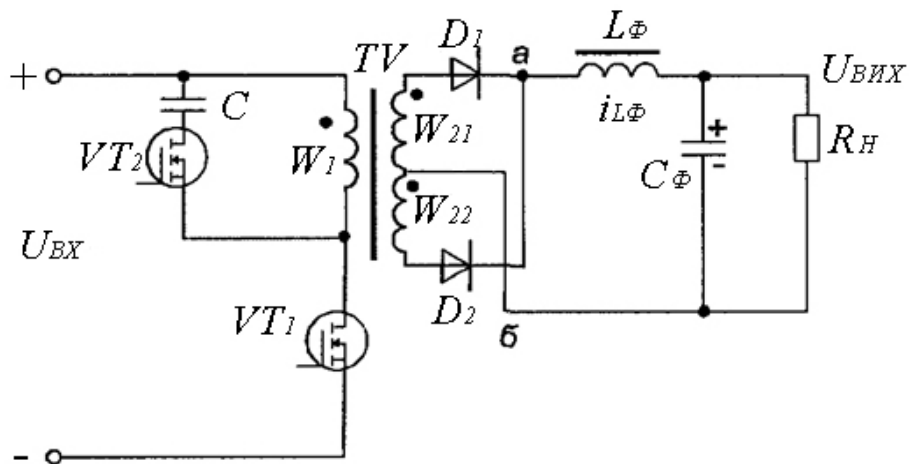


Рис. 14.1. Схема прямоходового перетворювача з м'якою комутацією транзисторів

Аналіз роботи перетворювача

Перетворювач має два інтервали роботи. На першому відкрито транзистор VT_1 , транзистор VT_2 закрито. Струм намагнічування i_{μ} трансформатора TV_1 лінійно зростає. Через обмотку W_{21} і діод VD_1 протікає струм $i_{W_{21}}$, до діода VD_2 прикладено від'ємну напругу. Через первинну обмотку протікає струм $i_{W_1} = n \cdot i_{W_{21}}$. Струм намагнічування трансформатора на першому інтервалі $i_{\mu 1}$ дорівнює:

$$i_{\mu 1}(t) = I_{\mu 1} + \frac{U_{BX}}{L_{\mu}} t, \quad (14.1)$$

де $I_{\mu 1}$ – струм намагнічування на початку інтервалу,
 L_{μ} – індуктивність намагнічування.

На другому інтервалі відкрито транзистор VT_2 , транзистор VT_1 закрито. Постійна складова струму намагнічування першого інтервалу (14.1) проходить через первинну обмотку W_1 і трансформується у вторинну обмотку W_{22} . Через транзистор VT_2 і конденсатор C проходить змінна складова струму намагнічування i_{μ} , яка спочатку заряджає конденсатор C , а потім розряджає до початкового значення напруги.

Часові діаграми роботи перетворювача показані на рис. 14.2:

- на рис. 14.2 а і б показано часові діаграми напруги на транзисторах VT_1 і VT_2 ;

- на діаграмі рис. 14.2 в зображено струм намагнічування трансформатора i_{μ} ;

- на діаграмі рис. 14.2 г зображено струм конденсатора i_C ;

- на діаграмі рис. 14.2 д зображено струм первинної обмотки ідеального трансформатора i_{W1} ;

- на рис. 14.2 е – струм первинної обмотки реального трансформатора i_1 , який дорівнює сумі струмів намагнічування і первинної обмотки $i_1 = i_{W1} + i_{\mu}$.

Основні розрахункові співвідношення

Середнє значення напруги на конденсаторі U_C протягом другого інтервалу:

$$U_C = \gamma U_{BX} / (1 - \gamma), \quad (14.2)$$

де γ – відносна тривалість відкритого стану транзистора VT_1 .

Напруга між стоком і витоком транзисторів:

$$U_{CB} = \frac{U_{BX}}{1 - \gamma}. \quad (14.3)$$

Напруга на закритому діоді VD_1 :

$$U_{VD1} = \frac{U_H}{1 - \gamma}. \quad (14.4)$$

Напруга на закритому діоді VD_2 :

$$U_{VD2} = \frac{U_H}{\gamma}. \quad (14.5)$$

Регульовальна характеристика перетворювача:

$$U_{BHX} = 2n\gamma U_{BX}, \quad (14.6)$$

де n – коефіцієнт трансформації $n = W_{21} / W_1$.

Добуток реактивних елементів фільтра за заданим значенням коефіцієнту пульсації напруги на навантаженні K_{Π} розраховують за формулою:

$$LC = \frac{|1 - 2\gamma|}{\gamma(1 - \gamma)K_{\Pi}} \cdot \frac{\sin(\pi\gamma)}{4\pi^3 f^2}. \quad (14.7)$$

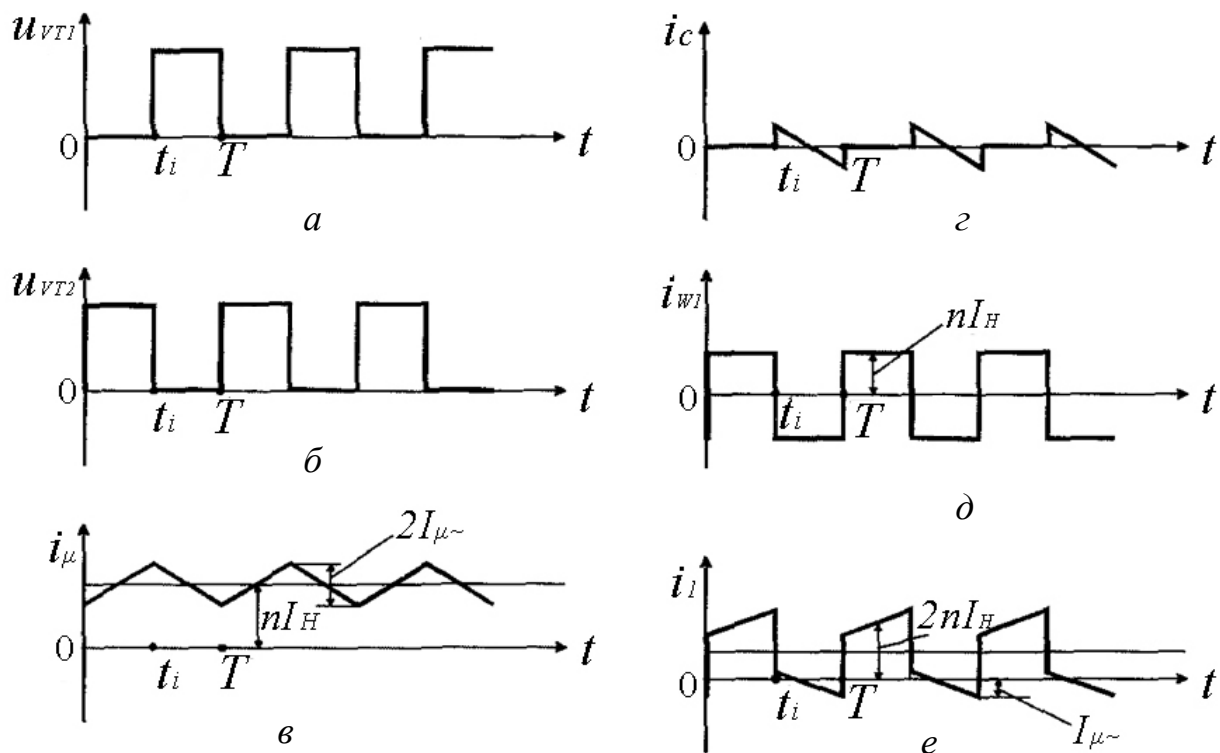


Рис. 14.2. Часові діаграми роботи прямоходового перетворювача з м'якою комутацією транзисторів

При проектуванні трансформатора перетворювача необхідно звернути увагу на присутність постійної складової струму первинної обмотки трансформатора.

Комутація транзисторів

На процес комутації транзисторів впливають паразитні елементи схеми – індуктивності розсіювання обмоток трансформатора, вихідні ємності транзисторів. На рис. 14.3 наведено схему заміщення перетворювача для аналізу процесів комутації транзисторів. Індуктивності розсіювання обмоток трансформатора приведено до первинної обмотки трансформатора L_s . Вважається, що ємності транзисторів C_{VT1} , C_{VT2} мають постійні значення і не залежать від напруги.

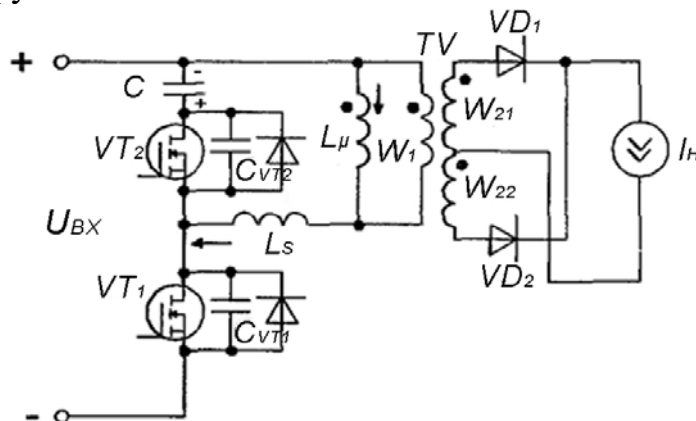


Рис. 14.3. Схема заміщення прямоходового перетворювача з м'якою комутацією транзисторів

Розглянемо процес комутації транзисторів на інтервалі, на якому вимикається транзистор VT_2 і вмикається транзистор VT_1 . Через індуктивність розсіювання L_S і ємність C , проходить лише змінна складова струму намагнічування i_{μ} . У момент, коли на транзистор VT_2 подано напругу вимикання, струм в індуктивності L_S має значення $-I_{\mu}$. Від'ємне значення струму вказує на протилежне значення струму, ніж показано на рис. 14.3. Електромагнітні процеси у схемі перетворювача до вимикання транзистора VT_2 показано на рис. 14.4 а.

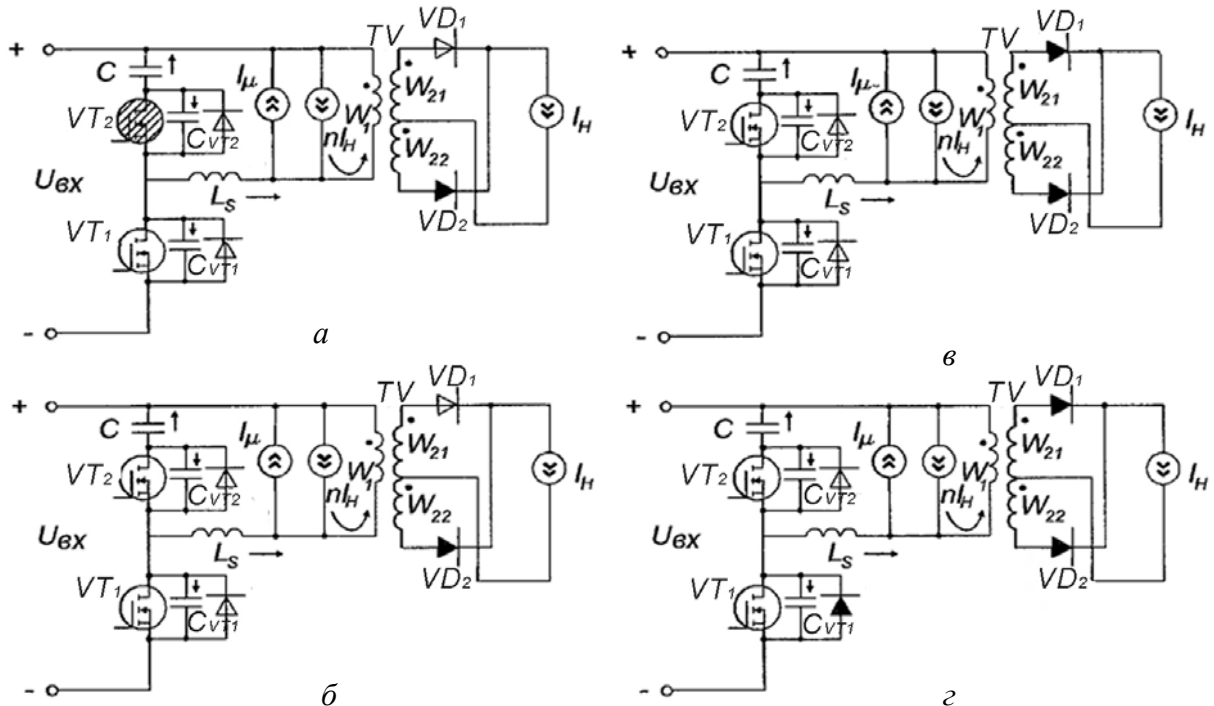


Рис. 14.4. Ілюстрація до процесу комутації транзисторів

Ємності транзисторів C_{VT1} , C_{VT2} вважаються однаковими і рівними C_{VT} , змінну і постійну складову струму намагнічування позначено двома джерелами струму. При чому струм джерела I_{μ} може проходити лише через первинну обмотку трансформатора. Виділення транзистора VT_2 свідчить про те, що він відкритий. Полярність джерел струму відповідає фактичним напрямкам протікання струмів на інтервалі. Діод VD_2 виділено чорним, що вказує на його відкритий стан. Ємність C_{VT} транзистора VT_2 розряджена до нуля, ємність C_{VT} транзистора VT_1 заряджена до напруги $U_{VT1} = U_{BX} + U_C$. У момент $t = 0$ вимикання транзистора VT_2 починається перший етап комутації транзисторів. Схему, що відповідає першому етапу комутації, наведено на рис. 14.4 б. Тепер під дією струму змінної складової намагнічування i_{μ} індуктивності розсіювання L_S починається розряд ємності C_{VT1} і заряд ємності C_{VT2} . Оскільки на інтервалі перезаряду ємностей струм i_{μ} майже не змінює свого значення, напруга на ємностях змінюється лінійно.

$$u_{C_{VT1}} = U_{BX} + U_C - \frac{I_{\mu} t}{2C_{VT}}; \quad (14.8)$$

$$u_{CVT2} = \frac{I_{\mu\sim}}{2C_{VT}} t. \quad (14.9)$$

За умови досягнення напруги на ємності C_{VT1} значення U_{BX} , на ємності C_{VT2} – значення U_C , напруга на первинній обмотці W_1 дорівнює нулю, що призводить до відкриття діода VD_1 і розподілення струму навантаження між двома вихідними діодами VD_1 і VD_2 :

$$i_{VD1} = \frac{1}{2n}(I_{\mu\sim} - i_{LS}); \quad (14.10)$$

$$i_{VD1} = i_H - \frac{1}{2n}(I_{\mu\sim} - i_{LS}). \quad (14.11)$$

Момент відкриття діода VD_1 є початком другого етапу комутації транзисторів, рис. 14.4 в. Оскільки початкове значення струму i_{LS} для другого етапу дорівнює $I_{\mu\sim}$, згідно з формулами (14.10) і (14.11) $i_{VD1}(0) = 0$, $i_{VD2}(0) = i_H$. Початкові значення напруг на ємностях транзисторів для другого етапу дорівнюють: $u_{CVT1}(0) = U_{BX}$, $u_{CVT2}(0) = U_C$. Процес комутації транзисторів на другому етапі є резонансним і супроводжується перезарядом ємностей транзисторів під дією струму індуктивності розсіювання:

$$i_{LS} = I_{\mu\sim} \cos(\omega_0 t); \quad (14.12)$$

$$\omega_0 = 1/\sqrt{L_S C_{VT}}; \quad (14.13)$$

$$u_{CVT1} = U_{BX} - I_{\mu\sim} \omega_0 L_S \sin \omega_0 t; \quad (14.14)$$

$$u_{CVT2} = U_C + I_{\mu\sim} \omega_0 L_S \sin \omega_0 t. \quad (14.15)$$

Реалізація комутації транзистора за нульового значення напруги можлива, якщо напруга u_{CVT1} на другому етапі досягає нуля

$$U_{BX} - I_{\mu\sim} \omega_0 L_S \sin \omega_0 t = 0, \quad (14.16)$$

звідки

$$\omega_0 t = \arcsin \left(\frac{U_{BX}}{I_{\mu\sim} \omega_0 L_S} \right). \quad (14.17)$$

Розв'язок рівняння (14.17) існує, якщо виконується умова $U_{BX} < I_{\mu\sim} \omega_0 L_S$. Інакше запасу енергії в індуктивності L_S недостатньо для перезарядження ємностей транзисторів і після значення кута $\omega_0 t = \pi/2$ напруга на ємності C_{VT1} , не досягнувши нуля, знову почне зростати.

Закінчення другого і початок третього етапів комутації транзисторів при $u_{CVT1} = 0$ передбачає, що внутрішній діод транзистора VT_1 переходить у відкритий стан, рис. 14.4 г. Оскільки два вихідних діоди VD_1 і VD_2 перетворювача відкрито, струм в індуктивності L_S починає спадати лінійно під дією джерела вхідної напруги U_{BX} . Сигнал керування на відкриття транзистора VT_1 необхідно подати протягом третього інтервалу. Тобто між закриттям транзистора VT_2 і відкриттям транзистора VT_1 повинна існувати певна пауза, яка на практиці складає десятки наносекунд і залежить від значень паразитних елементів транзисторів і трансформатора. Етапи ввімкнення транзистора VT_2 є аналогічними. Вимоги до досягнення

нульового значення напруги на транзисторі VT_2 є менш строгими у порівнянні з транзистором VT_1 , формула (14.17), оскільки початкове значення струму індуктивності L_S містить постійну складову ni_H , тому перезарядження ємностей здійснюється під дією більшого значення енергії, збереженої в індуктивності L_S .

Несиметричний напівмостовий перетворювач

Схему перетворювача показано на рис. 14.5.

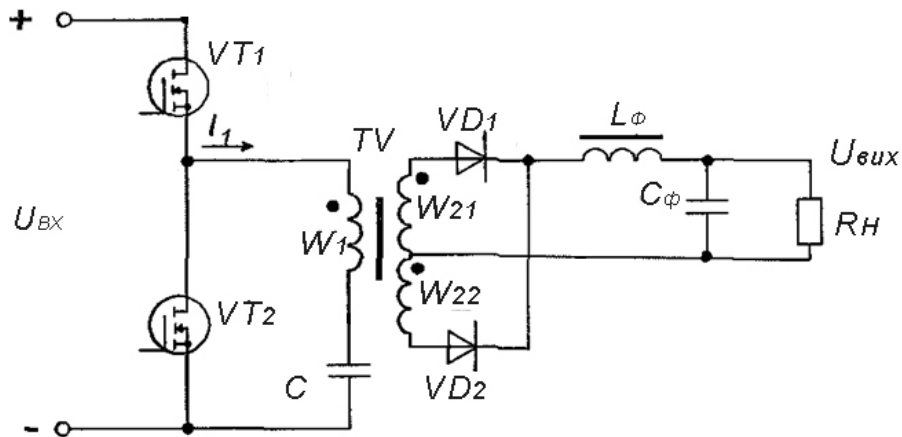


Рис. 14.5. Схема несиметричного напівмостового перетворювача

Комутація силових ключів без втрат у цьому перетворювачі можлива, якщо її здійснюють з паузою між інтервалами провідності транзисторів і послідовно з первинною обмоткою W_1 ввімкнена індуктивність. Замість неї можливо використовувати індуктивність розсіювання трансформатора. Цю індуктивність використовують для перезарядження паразитних ємностей транзисторів. Під час перезарядження напруга на транзисторі протягом короткого часу спадає до нуля. Під час цього інтервалу необхідно подати сигнал керування на вмикання транзистора.

Під час відкритого стану транзистора VT_1 енергія передається від джерела в перетворювач. Транзистор VT_2 і конденсатор C необхідні для підтримання балансу напруг на обмотках трансформатора.

Напруга і струм на первинній обмотці протягом інтервалу часу γT відкритого стану транзистора VT_1 дорівнює:

$$u_{W1} = U_{BX}(1-\gamma); \quad (14.18)$$

$$i_{W1} = 2ni_{W21}(1-\gamma) - U_{BX}(1-\gamma)\gamma/(2fL_\mu) + U_{BX}(1-\gamma)t/L_\mu. \quad (14.19)$$

Протягом закритого стану транзистора VT_1 відповідно:

$$u_{W1} = -U_{BX}\gamma; \quad (14.20)$$

$$i_{W1} = -2ni_{W21}\gamma + U_{BX}(1-\gamma)\gamma/(2fL_\mu) - U_{BX}\gamma t/L_\mu. \quad (14.21)$$

Напруга на закритих транзисторах U_{VT} дорівнює напрузі джерела живлення $U_{VT} = U_{BX}$.

Напруга на закритому діоді VD_1 :

$$U_{VD1} = \frac{U_H}{1-\gamma}. \quad (14.22)$$

Напруга на закритому діоді VD_2 :

$$U_{VD2} = \frac{U_H}{\gamma} \quad (14.23)$$

Параметри вихідного фільтра перетворювача розраховують з умови:

$$LC = \frac{(1-2\gamma)}{\gamma(1-\gamma)K_{II}} \frac{\sin(\pi\gamma)}{4\pi^3 f^2}, \quad (14.24)$$

при $\gamma = 0..0.5$.

Діаграми напруг і струмів в елементах перетворювача показано на рис. 14.6:

- на рис. 14.2 а і б показано часові діаграми напруги на транзисторах VT_1 і VT_2 ;
- на діаграмі рис. 14.2 в зображено струм намагнічування трансформатора i_μ ;
- на діаграмі рис. 14.2 г зображено струм первинної обмотки ідеального трансформатора i_{W1} ;
- на рис. 14.2 д – струм первинної обмотки реального трансформатора i_1 , який дорівнює сумі струмів намагнічування і первинної обмотки $i_1 = i_{W1} + i_\mu$.
- на діаграмі рис. 14.2 е, є зображено напруги (з від'ємним знаком) на діодах VD_1, VD_2 .

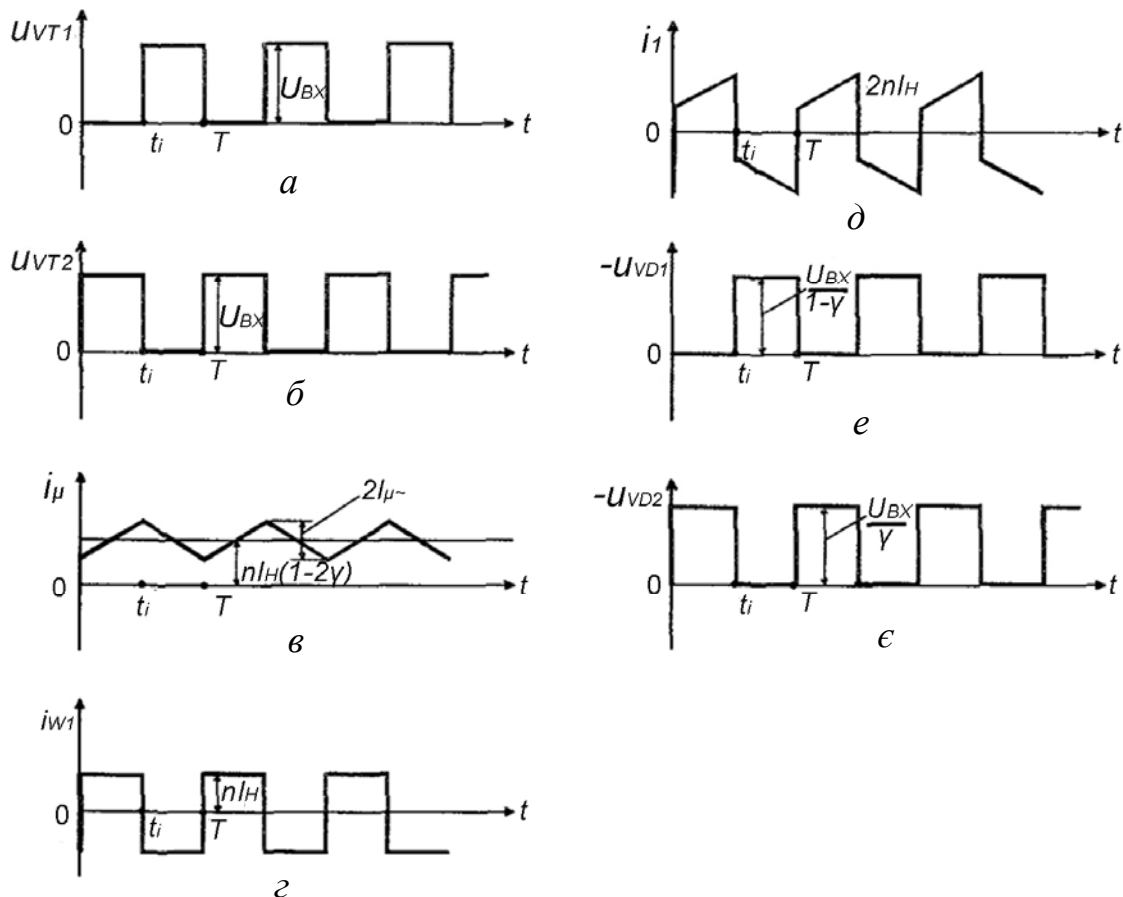


Рис. 14.6. Діаграми роботи перетворювача

Регульовальна характеристика перетворювача має такий вид:

$$U_H = 2nU_{BX}\gamma(1-\gamma). \quad (14.25)$$

Комутація транзисторів

Процес комутації транзисторів у несиметричному напівмостовому перетворювачі є аналогічним прямоходовому перетворювачу з м'якою комутацією транзисторів. Схема заміщення перетворювача для дослідження процесу комутації зображена на рис. 14.7.

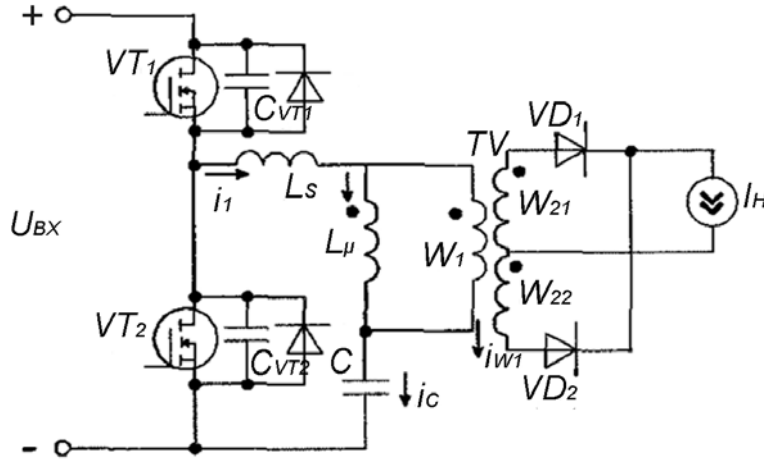


Рис. 14.7. Схема заміщення перетворювача для дослідження процесу комутації транзисторів

Розглянемо момент вимкнення транзистора VT_2 , рис. 14.8.

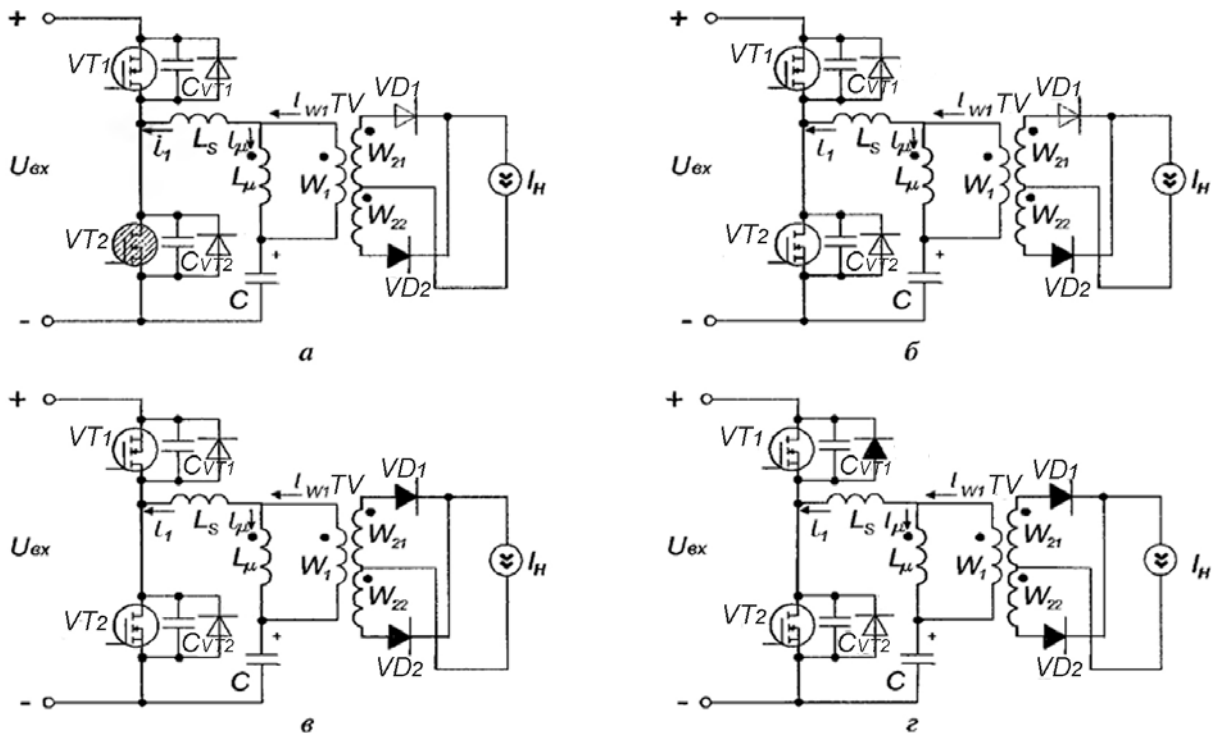


Рис. 14.8. Ілюстрація до процесу комутації транзисторів

Перед вимкненням транзистора струм навантаження проходив через діод VD_2 , рис. 14.8 а. Штриховим лініями показано, що транзистор VT_2 та діод VD_2 відкриті. Стрілами показано фактичні напрямки струмів у схемі до

вимикання транзистора VT_2 . Перший етап комутації, рис. 14.8 б починається з моменту закривання транзистора. Струм первинної обмотки реального трансформатора має постійну складову:

$$i_1 = i_{w1} - i_{\mu} = 2nI_H \gamma + U_{BX} \gamma (1 - \gamma) / (2fL_{\mu}). \quad (14.26)$$

Під дією сили струму i_1 , яку в цей інтервал часу можна вважати постійною $i_1 = I_1$, відбувається заряд ємності C_{VT2} і розряд ємності C_{VT1} .

$$u_{C_{VT1}} = U_{BX} - I_1 t / (2C_{VT}). \quad (14.27)$$

$$u_{C_{VT2}} = I_1 t / (2C_{VT}). \quad (14.28)$$

З моменту часу, коли напруга на ємності транзистора C_{VT2} досягла значення напруги на конденсаторі C : $u_{C_{VT2}} = u_C = U_{BX} \gamma$, напруги на індуктивності намагнічування трансформатора L_{μ} і обмотках трансформатора стають рівними нулю. У результаті чого відкривається діод VD_1 і обидва діоди проводять струм. Починається другий етап процесу комутації, рис. 14.8 в. У вторинних обмотка протікають струми, які дорівнюють половині струму навантаження $I_H/2$. На другому етапі відбувається резонансний перезаряд ємностей транзисторів під дією струму індуктивності розсіювання L_S . Початкові умови другого етапу:

$$u_{C_{VT1}}(0) = U_{BX} - U_C; \quad (14.29)$$

$$u_{C_{VT2}}(0) = U_C; \quad (14.30)$$

$$i_{L_S}(0) = 2nI_H \gamma + U_{BX} \gamma (1 - \gamma) / (2fL_{\mu}). \quad (14.31)$$

На другому етапі вказані величини змінюються за коливальним законом:

$$u_{C_{VT1}} = U_{BX} - U_C - \omega_0 i_{L_S}(0) L_S \sin(\omega_0 t); \quad (14.32)$$

$$u_{C_{VT2}} = U_C + \omega_0 i_{L_S}(0) L_S \sin(\omega_0 t); \quad (14.33)$$

$$i_{L_S} = i_{L_S}(0) \cos \omega_0 t, \quad (14.34)$$

де $\omega_0 = \sqrt{1/(L_S C_{VT})}$.

Умова комутації транзисторів за нульової напруги є такою:

$$U_{BX} - U_C \leq \omega_0 i_{L_S}(0) L_S, \quad (14.35)$$

при виконанні якої напруга на ємності C_1 може досягнути нуля. Після цього починається третій етап, рис. 14.8 г, на якому відбувається лінійне зменшення струму індуктивності i_{L_S} до нульового значення. Протягом третього етапу комутації можливо ввімкнути транзистор за нульового значення напруги на ньому.

Загалом несиметричний мостовий перетворювач має кращі технічні показники і його доцільніше використовувати для м'якої комутації транзисторів, оскільки:

1. Напруга на закритому транзисторі прямоходового перетворювача залежить від коефіцієнту заповнення імпульсів γ $U_{VT} = U_{BX}/\gamma$. У напівмостовому перетворювачі напруга на закритому транзисторі має постійне значення і не залежить від γ : $U_{VT} = U_{BX}$. Тому в напівмостовому перетворювачі використовують транзистори, розраховані на меншу напругу і з меншим опором відкритого каналу транзистора.

2. У напівмостовому перетворювачі при $\gamma = 0.5$ відсутній струм підмагнічування трансформатора, при зменшенні γ він поступово зростає. У прямоходовому перетворювачі струм підмагнічування має постійне значення і не залежить від γ . Тому трансформатор напівмостового перетворювача має менші габарити за тієї ж потужності, що і у прямоходового перетворювача.

3. Трансформатор прямоходового перетворювача має приблизно вдвічі більшу кількість витків первинної обмотки ніж у напівмостового перетворювача.

4. Перезаряд ємностей транзисторів для комутації транзисторів за нульового значення напруги легше досягається у схемі несиметричного напівмостового перетворювача.

Запитання

1. Перелічіть переваги використання перетворювачів з м'якою комутацією порівняно з резонансними перетворювачами.

2. Вкажіть елементи перетворювача, які зазвичай використовують як резонансний контур у перетворювачах з м'якою комутацією.

3. Вкажіть від яких параметрів залежить струм підмагнічування трансформатора прямоходового перетворювача.

4. Зазначте необхідну умову для комутації напруги за нульового значення напруги в прямоходовому перетворювачі.

5. Опишіть процес комутації транзисторів у несиметричному напівмостовому перетворювачі.

6. Вкажіть необхідну умову комутації транзисторів за нульової напруги у несиметричному напівмостовому перетворювачі.

7. Перелічіть переваги несиметричного мостового перетворювача у порівнянні з прямоходовим перетворювачем.

Лекція 15. Високовольтні джерела вторинного електроживлення

Класифікація високовольтних ДВЕЖ

За характером вихідної напруги:

- постійного струму;
- змінного струму;
- імпульсні;
- комбіновані.

За значенням вихідної напруги:

- «нормально високовольтні» $U_d = 1..25$ кВ;
- підвищеної високовольтності $U_d = 25..75$ кВ;
- надвисоковольтні $U_d > 75$ кВ.

За вихідною потужністю:

- мікропотужні – $P < 1$ Вт;
- малопотужні – $P = 1..50$ Вт;
- середньої потужності – $P = 50..500$ Вт;
- великої потужності – $P = 0,5..5$ кВт;
- надпотужні – $P > 5$ кВт.

За стабільністю вихідної напруги:

- загального призначення – $\delta_U = (1-5)$ %;
- підвищеної стабільності – $\delta_U = (0,3-1)$ %;
- високостабільні – $\delta_U = (0,03-0,3)$ %;
- прицезійні – $\delta_U < 0,03$ %.

За структурою:

- за кількістю вихідних каналів – одно- і багатоканальні;
- за кількістю ланок стабілізації – одно та двоступеневі;
- за принципом регулювання високої напруги:
 - з регулюванням на стороні вхідної напруги;
 - з регулюванням на стороні випрямленої високої напруги;
 - з регульованими інверторами з підвищеною частотою перетворення.

Сфери застосування високовольтних ДВЕЖ

Високовольтними джерелами живлення є джерела з напругою понад 1000 В. Їх застосовують у таких галузях:

- рентгенівська апаратура для медицини;
- радіопередавальна і радіолокаційна апаратура;
- лазерна техніка;
- електронні прискорювачі;
- випробувальні високовольтні установки для досліджень і контролю електроізоляційних властивостей матеріалів;
- високовольтні лінії електропередач.

Високовольтні ДВЕЖ рентгенівської апаратури використовують для живлення рентгенівських трубок. У рентгенівській трубці електрони, які емітуються катодом, прискорюються під дією високої різниці потенціалів

між анодом і катодом. Електрони, зіштовхуючись з анодом, гальмуються і випромінюють рентгенівські хвилі. При цьому фотони рентгенівського випромінення мають енергію від 100 еВ до 250 кеВ з частотою $3 \cdot 10^{16}$ - $6 \cdot 10^{19}$ Гц і довжиною хвилі 0,005-10 нм. Джерела рентгенівського випромінення зазвичай використовують у звичайних медичинських рентгенівських приладах (рентгенодіагностика і флюорографія), томографах. Також вони можуть використовуватись у складі дифрактометрів у матеріалознавстві, кристалографії і біохімії для визначення структури речовин на атомному рівні, для виявлення хімічного складу речовин використовують рентгенівські спектрометри, в аеропортах для виявлення небезпечних вантажів використовують рентгенотелевізійні інтроскопи.

Основні характеристики високовольтних ДВЕЖ рентгенівської апаратури:

- діапазон потужностей – від одиниць ват до сотень кіловат;
- діапазон вихідної напруги – від одиниць кіловольт до сотень кіловольт;
- нестабільність напруги – $\delta_U = (0,01-5) \%$;
- коефіцієнт пульсацій вихідної напруги $K_{\Pi} = (0,1-1) \%$.
- режими роботи: неперервний (8-100 год.); повторно-короткочасний; імпульсний.

У радіопередавальній і радіолокаційній апаратурі високовольтні ДВЕЖ використовують для живлення надвисокочастотних вакуумних приладів – клістронів, магнетронів і т.д. До високовольтних ДВЕЖ висувають такі вимоги:

- діапазон потужностей – понад 30 кВт;
- діапазон вихідної напруги – $U_d = (12-25) \text{ кВ}$;
- нестабільність напруги – $\delta_U < 1 \%$;
- коефіцієнт пульсацій вихідної напруги $K_{\Pi} < 0,0001 \%$.

Високі вимоги щодо значення коефіцієнту пульсації пояснюються тим, що пульсація вихідної напруги призводить до небажаної модуляції амплітуди і фази вихідних сигналів передавального пристрою.

Високовольтні ДВЕЖ у системах живлення лазерів забезпечують напругу запуску, значення якої вище, ніж робоча напруга. Напруга запуску може мати значення від 6 кВ до 25 кВ і залежить від різних факторів. Робоча напруга лазера, як правило, не перевищує 1 кВ.

Основні особливості високовольтних ДВЕЖ

Ввімкнення-вимкнення і регулювання напруги високовольтних ДВЕЖ здійснюються з обмеженою швидкістю, що обумовлене вимогами усунення пробоїв у навантаження і елементах ДВЕЖ внаслідок зарядних струмів паразитних ємностей. На практиці швидкість зміни напруги обмежується значенням 3-10 кВ/с.

Високовольтні ДВЕЖ мають такі стандартні ланки захисту:

- за значенням вхідної напруги;
- за значенням струму навантаження;

- за значенням вихідної напруги;
 - за температурою напівпровідникових приладів,
- і можуть мати ряд додаткових ланок захисту залежно від призначення апаратури. Наприклад у ДВЕЖ рентгенівських трубок є такі додаткові ланки захисту:
- від обривання кола накаливання рентгенівської трубки, оскільки обривання кола накаливання трубки призводить до пошкодження катода;
 - від пропадання високої напруги, що призводить до відмови всієї апаратури;
 - від перевищення допустимої потужності, оскільки сумарна потужність, менша від добутку максимально можливих струму і напруги на трубці;
 - від перегрівання споживачів.

Високовольтні ДВЕЖ з регулюванням на стороні вхідної напруги

На рис. 15.1 зображена функціональна схема потужного високовольтного ДВЕЖ з регулюванням на стороні трифазної мережевої напруги 3x220 В, 50 Гц (зірка) або 3x380 В, 50 Гц (трикутник).

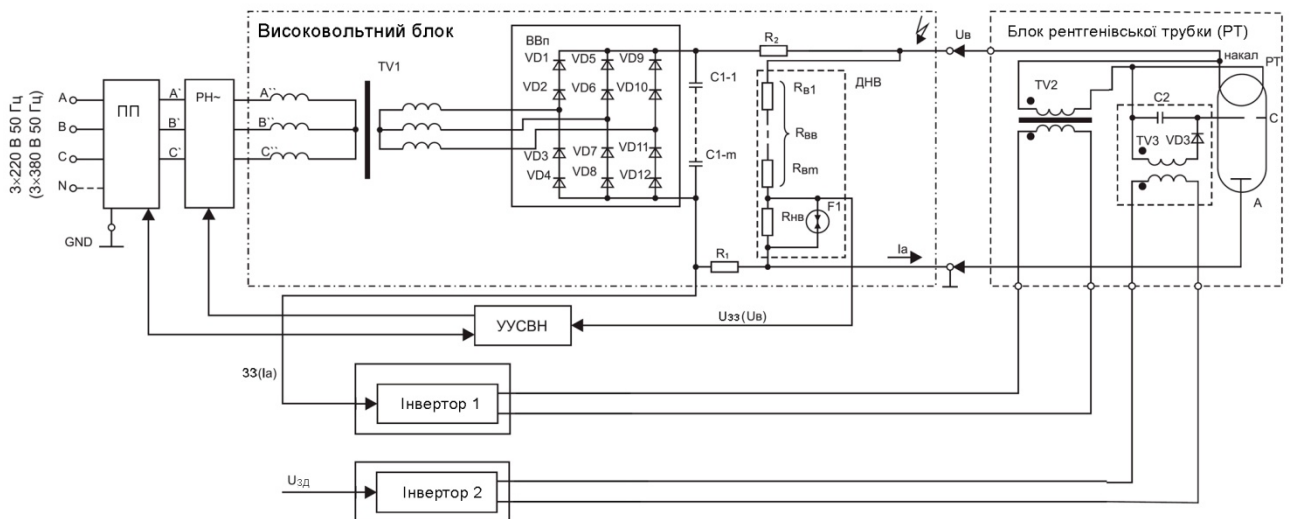


Рис. 15.1. Функціональна схема високовольтного ДВЕЖ з регулюванням на стороні вхідної напруги

До складу пускового пристрою ПП входять: контактор, детектор контролю напруги мережі, вузол обмеження пускового струму, мережевий фільтр завад. Високовольтний блок ВБ складається з таких елементів: трансформатор TV_1 , трифазний мостовий випрямляч на діодах VD_1 - VD_{12} , ввімкнених попарно послідовно, ємнісний фільтр на послідовно з'єднаних конденсаторах C_{1-1} - C_{1-m} , давач струму на резисторах R_1 , R_2 , давач напруги на резисторах R_{B1} - R_{Bn} , розрядник F . У блоці рентгенівської трубки РТ розміщено високовольтні елементи: накалильний трансформатор TV_2 для живлення кола накаливання, трансформатор сітки TV_3 з випрямлячем на діоді VD_{13} і конденсатором C_2 . Регулювання змінної напруги здійснюють схемою з паралельно-зустрічним ввімкненням тиристорів.

резистор R_2 подається на сітку керування тріода. Підсилювач забезпечує регулювання вихідної напруги у діапазоні (2-23) кВ. Захист стабілізованого каналу +12 кВ від перевищення струму здійснюють реле K_1 РЭС-90. Обмеження вихідної напруги здійснюють некерованим розрядником F_1 .

Високовольтні ДВЕЖ на основі регульованих інверторів з підвищеною частотою перетворення

Високовольтні ДВЕЖ з підвищеною частотою перетворення мають у декілька разів менші габарити. На рис. 15.3 наведена схема високовольтного потужного ДВЕЖ з живленням від мережі однофазного змінного струму. У схемі використано активний коректор потужності і регульований мостовий інвертор. Вказана схема може забезпечити вихідну потужність 3-5 кВт.

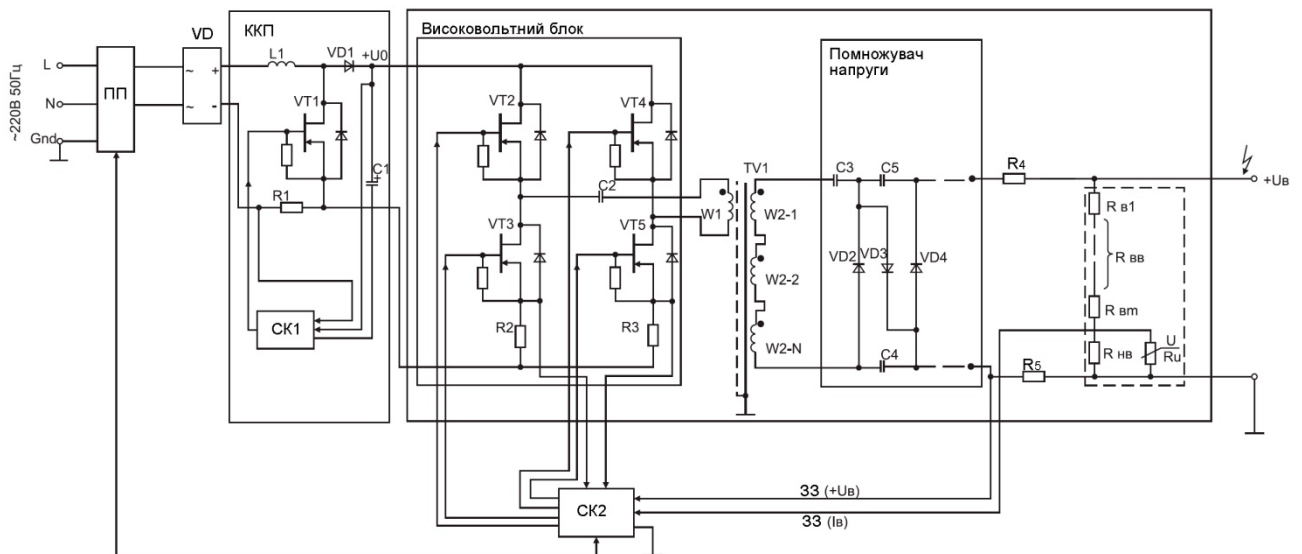


Рис. 3. Функціональна схема високовольтного ДВЕЖ на основі регульованих інверторів з підвищеною частотою перетворення

Коректор потужності виконано на основі підвищувального перетворювача з системою керування СК1. Інвертор виконано по мостовій схемі на транзисторах VT_2 - VT_5 . На виході трансформатора інвертора TV_1 встановлено помножувач напруги на конденсаторах C_3 - C_5 і діодах VD_2 - VD_4 . На виході перетворювача встановлені давачі напруги і струму.

Потужні електровакуумні пристрої і рентгенівські трубки часто працюють у імпульсному режимі, тобто їх живлення здійснюють серією високовольтних імпульсів великої потужності, для чого використовують імпульсні високовольтні ДВЕЖ. Загалом імпульсні високовольтні ДВЕЖ використовують:

- для випробувального устаткування при генеруванні потужних високовольтних імпульсів;
- для рентгеноімпульсних апаратів діагностики та дефектоскопії (перевірка якості зварних швів, ступеня зношеності металоконструкцій);
- для рентгенолюмінісцентних сепараторів (сортувальників) при виділенні цінних порід у руді.

Параметри імпульсних високовольтних ДВЕЖ мають широкий діапазон напруг і струмів: амплітуда напруги 10 кВ-1,5 МВ у імпульсі, струму – 10 мА-10 кА. Використовуються як окремі імпульси, так і їх послідовності. Діапазон тривалості імпульсів 1 нс-1 мс, частота 1Гц-1 кГц.

Найрозповсюдженішими схемами формування імпульсів є:

- схема розрядження на навантаження попередньо розрядженого конденсатора через імпульсний трансформатор;
- та ж схема з некерованим розрядником на вторинній стороні трансформатора для формування прямокутної форми імпульсу;
- схема з формувальними лініями та імпульсними трансформаторами;
- схема розрядження високовольтного конденсатора безпосередньо на навантаження.

У схемі імпульсного високовольтного генератора, рис. 15.4, джерело постійної напруги через струмообмежувальний резистор R і блокуючий діод VD заряджає конденсатор C . Імпульс напруги на первинній обмотці W_1 імпульсного підвищувального трансформатора TV формують відкриттям швидкісного комутатора F . Як комутатор можуть бути використані: керований розрядник, водневий імпульсний тиратрон, тиристор, MOSFET або IGBT транзистор залежно від параметрів імпульсу (тривалості і фронту). До вторинної обмотки W_2 на стороні високої напруги під'єднана рентгенівська трубка PT . Застосування підвищувального трансформатора дозволяє використовувати комутатори і конденсатори, розраховані на низьку напругу. Коефіцієнт трансформації трансформатора n не перевищує значень $n < 10..15$, оскільки подальше збільшення його значення малоєфективне через різке збільшення індуктивності розсіювання і власної ємності трансформатора.

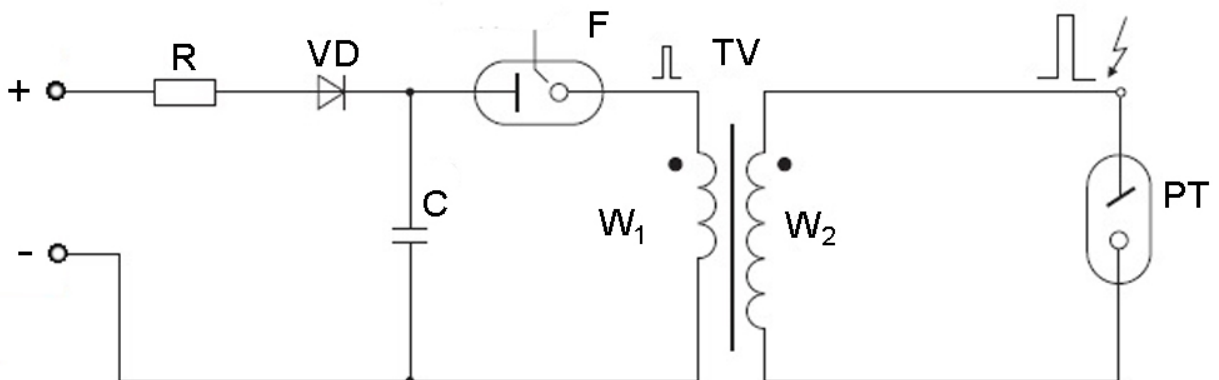


Рис. 15.4. Схема розрядження на навантаження попередньо розрядженого конденсатора через імпульсний трансформатор

У схемі, зображеній на рис. 15.5, додатково використовують формувач імпульсу на розряднику F_2 , який зменшує тривалість переднього фронту імпульсу і забезпечує стабільність роботи рентгенівської трубки PT . Тривалість імпульсу залежить від співвідношення ємностей конденсаторів C_1 і C_2 та опору рентгенівської трубки.

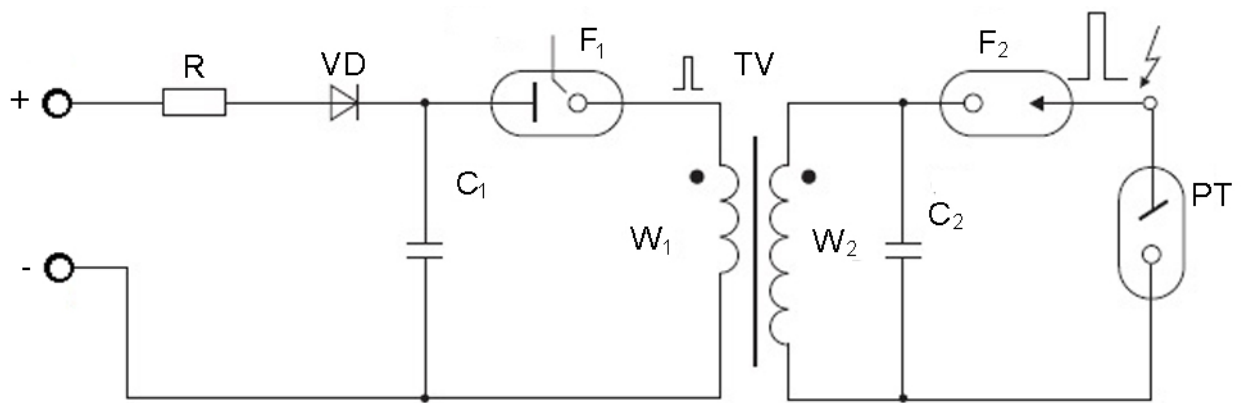


Рис. 15.5. Схема розрядження на навантаження з розрядником на вторинній стороні трансформатора

Високовольтні ДВЕЖ для ліній електропередач

Для формування високовольтної напруги (десятки, сотні кіловольт) змінного струму для ліній електропередач і потужних двигунів неможливо використовувати звичайні транзисторні перетворювачі, оскільки максимальна напруга, на яку розраховані сучасні типи транзисторів не перевищує декількох кіловольт. Для цього найчастіше використовують багаторівневі інвертори. Їх використання не тільки збільшує максимально можливу потужність, але дозволяє використовувати низьковольтні джерела енергії, зокрема відновлювальні джерела енергії. При цьому напруга, на яку повинні витримувати ключові елементи перетворювача, визначається напругою джерела, яке під'єднано до них, а сумарна вихідна напруга інвертора є сумою напруг джерел.

Переваги багаторівневих інверторів:

- ступінчата форма, що дозволяє формувати напругу з меншою похибкою і зменшити рівень електромагнітних завад, оскільки похідна du/dt в багаторівневих перетворювачах є меншою;
- менший вміст вищих гармонік вихідної напруги;
- інвертори можуть працювати на основній і підвищеній частоті.

Основними недоліками багаторівневих інверторів є більша кількість ключових елементів, і як наслідок, збільшення складності системи керування.

Найрозповсюдженішими різновидами багаторівневих інверторів є: каскадні багаторівневі інвертори, інвертори з фіксувальними діодами, інвертори з навісними конденсаторами та модульні інвертори.

Каскадні багаторівневі інвертори

Структура каскадного багаторівневого інвертора показана на рис. 15.6.

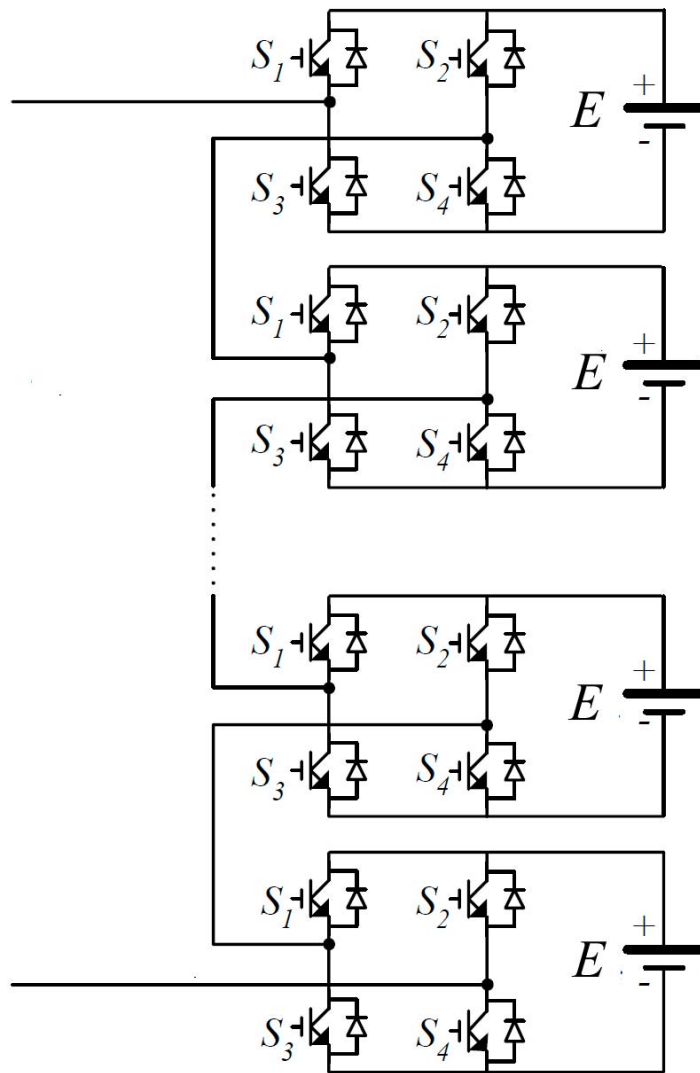


Рис. 15.6. Структура каскадного багаторівневого інвертора

Кожна комірka інвертора є мостовим інвертором, який може формувати три рівні напруги $+E$, 0 , $-E$. Вихідна напруга інвертора є сумою напруг, сформованих кожною коміркою. Кількість рівнів вихідної напруги m залежить від кількості джерел енергії інвертора s , $m = 2s + 1$. Каскадні інвертори використовуються в компенсаторах реактивної потужності, при відбиранні енергії від відновлювальних джерел енергії і у акумуляторних системах електроживлення.

Принцип формування вихідної напруги модульним багаторівневим інвертором на основній частоті показано на рис. 15.7.

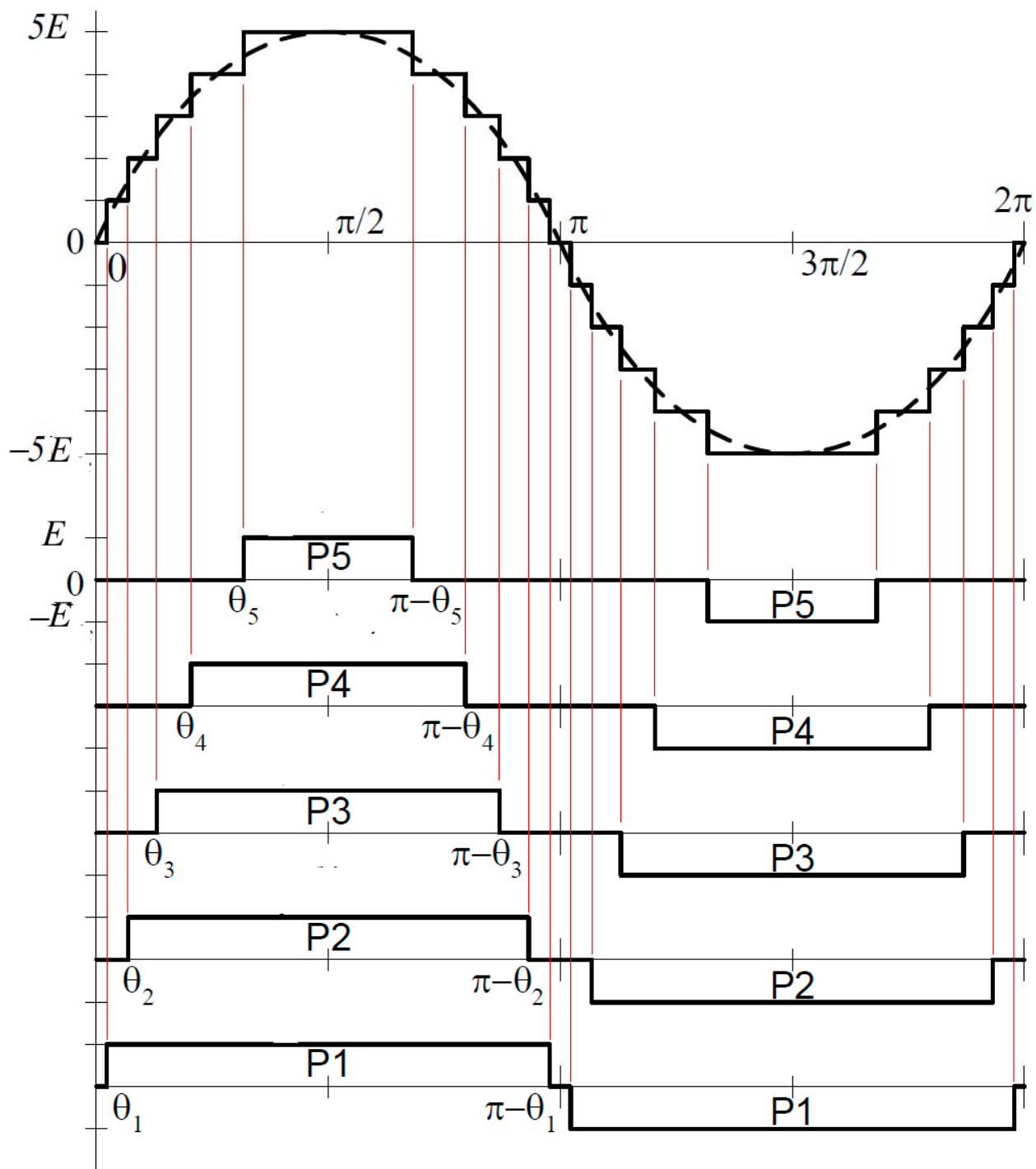


Рис. 15.7. Принцип формування напруги на виході каскадного інвертора

Згідно з рис. 15.7, на виході комірки i інвертора повинен бути рівень напруг $+E$ на інтервалі $[\theta_1; \pi - \theta_1]$ та $-E$ – на інтервалі $[\pi + \theta_1; 2\pi - \theta_1]$, інші комірки формують напруги аналогічно.

Значення кутів $\theta_1, \theta_2 \dots \theta_n$ доцільно обирати таким чином, щоб значення вищих гармонік 5, 7, 11, 13 ... мали нульове значення. Загальна формула для розрахунку значення гармоніки n є такою:

$$C(n) = \frac{4}{\pi n} (\cos(n\theta_1) + \cos(n\theta_2) + \dots + \cos(n\theta_k)). \quad (15.1)$$

Для усунення вищих гармонік відповідно до рівняння (15.1) складається система для необхідних номерів гармонік, значення яких прирівнюється до нуля:

$$\begin{cases} \frac{4}{\pi}(\cos(\theta_1) + \cos(\theta_2) + \dots \cos(\theta_k)) = A; \\ \frac{4}{5\pi}(\cos(5\theta_1) + \cos(5\theta_2) + \dots \cos(5\theta_k)) = 0; \\ \dots \\ \frac{4}{(2k+1)\pi}(\cos((2k+1)\theta_1) + \cos((2k+1)\theta_2) + \dots \cos((2k+1)\theta_k)) = 0. \end{cases} \quad (15.2)$$

Для формування вихідної напруги також використовуються методи модуляції на підвищеній частоті, як показано на рис. 15.8.

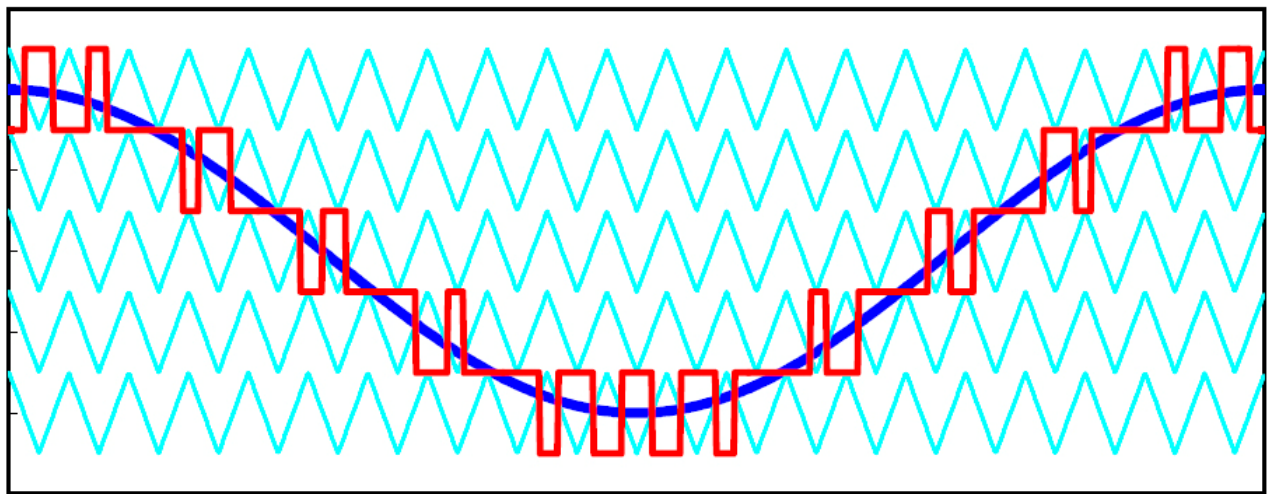


Рис. 15.8. Формування вихідної напруги інвертора на підвищеній частоті

Згідно з рис. 15.8 формування вихідної напруги здійснюється на основі розбивання вихідної напруги на певну кількість діапазонів напруг, в середині кожного з яких здійснюють широтно-імпульсну модуляцію відомим методом.

Переваги:

- модульна структура.

Недоліки

- необхідність в гальванічно розв'язаних джерелах енергії.

Багаторівневі інвертори з фіксувальними діодами

Багаторівневі інвертори з фіксувальними діодами для обмеження максимальної напруги на ключових елементах використовують ємнісні ділянки напруги, потенціали з яких подаються на транзистори через фіксувальні діоди як показано на рис. 15.9, на якому зображений шестирівневий трифазний інвертор.

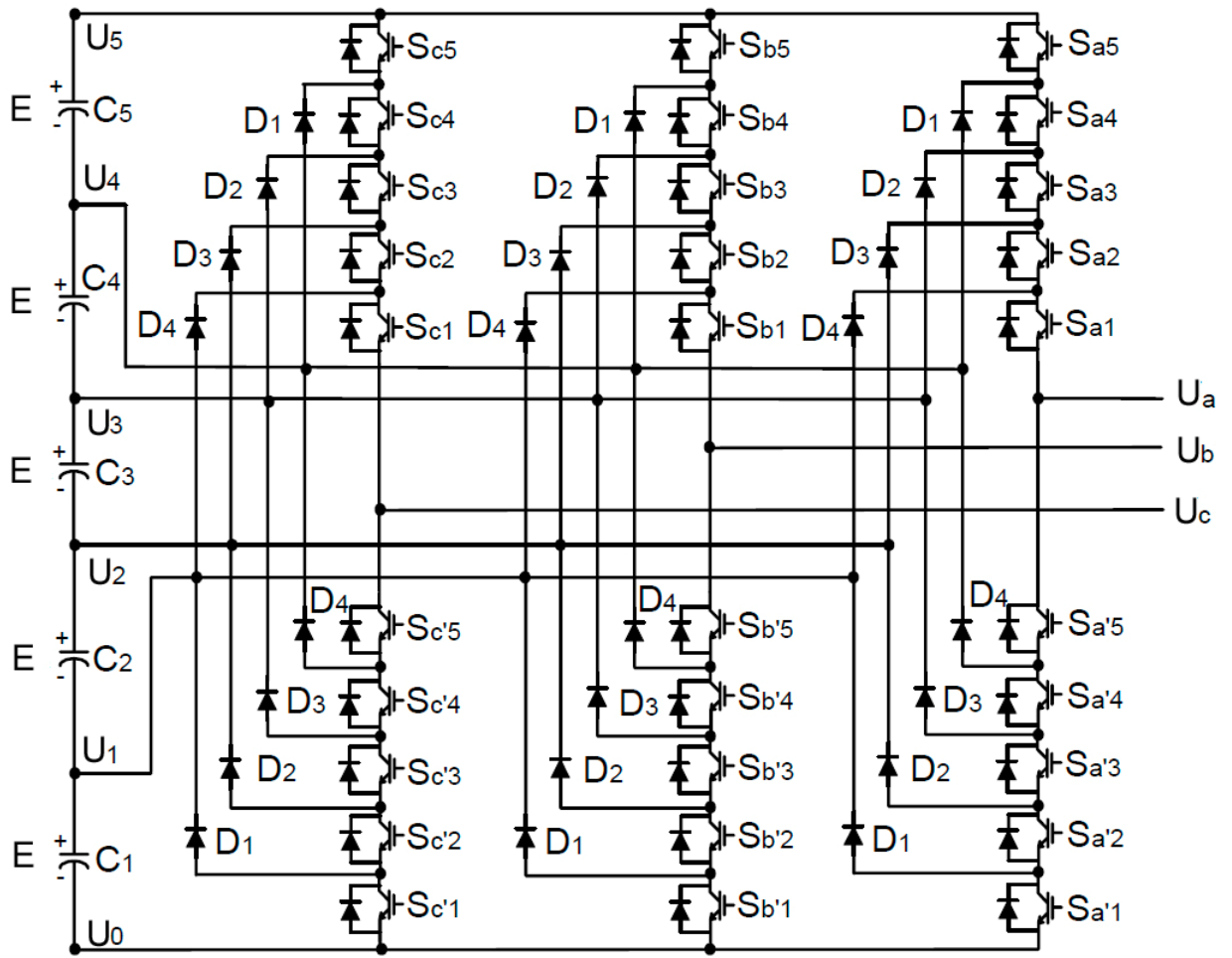


Рис. 15.9. Шестирівневий трифазний інвертор з фіксувальними діодами

Кожне плече інвертора має п'ять пар транзисторів, які працюють у протифазі. Стани транзисторів для формування можливих рівнів вихідної напруги наведені у табл. 15.1.

Таблиця 15.1. Стани транзисторів при формуванні вихідної напруги

Рівень напруги	Стан транзисторів									
	S_{a5}	S_{a4}	S_{a3}	S_{a2}	S_{a1}	$S_{a'5}$	$S_{a'4}$	$S_{a'3}$	$S_{a'2}$	$S_{a'1}$
$U_5 = 5E$	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0
$U_4 = 4E$	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0
$U_3 = 3E$	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0
$U_2 = 2E$	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0
$U_1 = E$	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0
$U_0 = 0$	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1

Лінійна напруга m -рівневого інвертора, що знімається з середніх точок двох плечей інвертора має $(2m-1)$ рівнів. Хоча транзистори інвертора повинні витримувати напругу конденсатора E , фіксувальні діоди розраховуються на різну зворотну напругу. Найбільша напруга, яка прикладається до діодів спостерігається при формуванні найменшого (нульового) і найбільшого $5E$

рівнів напруги. За умови формування нульового рівня, коли транзистори S_{a1} - S_{a5} вимкнені, а транзистори $S_{a'1}$ - $S_{a'5}$ ввімкнені, діод D4 повинен витримувати напругу $4E$, діод D3 напругу $3E$ і т.д.

Переваги:

- фази інвертора під'єднуються до спільного джерела постійної напруги.

Недоліки:

- розрядження і зарядження ємнісних ділянок напруги спричинює помилку формування вихідної напруги;

- необхідність використання високовольтних діодів.

Інвертор з навісними конденсаторами

В інверторі з навісними конденсаторами на відміну від інвертора з фіксувальними діодами замість діодів використовуються конденсатори. Структура інвертора показана на рис. 15.10.

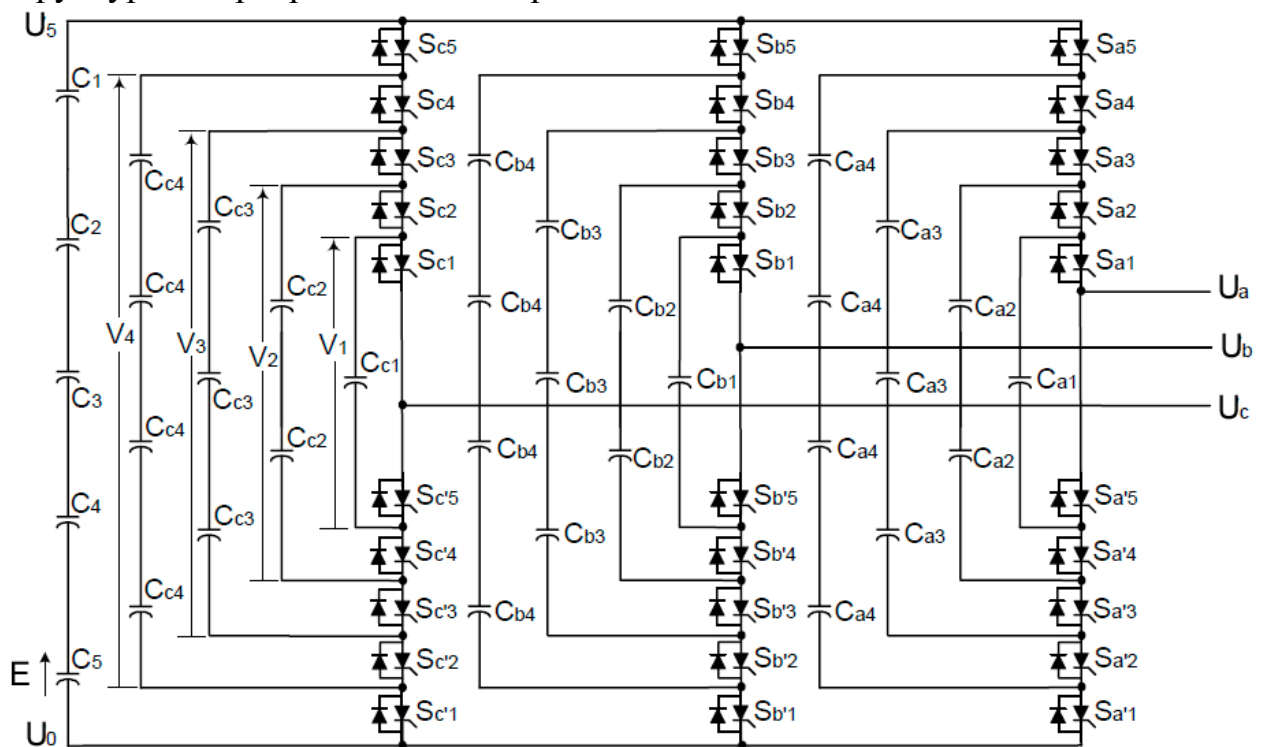


Рис. 15.10. Шестирівневий трифазний інвертор з навісними конденсаторами

Інвертор з навісними конденсаторами містить ланцюжки конденсаторів, на яких формується відповідний рівень напруги. Загальна кількість конденсаторів N складає m -рівневого інвертора складає:

$$N = (m - 1)(1 + (m - 2) / 2). \quad (15.3)$$

Різниця між напругами ланцюжків конденсаторів визначає значення кожного рівня напруги. Цей тип інвертора дозволяє формувати проміжні значення вихідної напруги за допомогою декількох комбінацій ключових елементів, що дозволяє вирівнювати напругу на конденсаторах, заряджаючи або розряджаючи необхідні ланцюжки. Таблиця стану ключових елементів для формування необхідних рівнів вихідної напруги наведена у табл. 15.2.

Таблиця 15.2. Стани транзисторів при формуванні вихідної напруги

Рівень напруги	Стан транзисторів									
	S_{a5}	S_{a4}	S_{a3}	S_{a2}	S_{a1}	$S_{a'5}$	$S_{a'4}$	$S_{a'3}$	$S_{a'2}$	$S_{a'1}$
$5E (5E)$	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0
$4E (5E-E)$	1	1	1	1	0	0	0	0	0	1
$4E (4E)$	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0
$4E (5E-4E+3E)$	1	0	1	1	1	0	1	0	0	0
$4E (5E-3E+2E)$	1	1	0	1	1	0	0	1	0	0
$4E (5E-2E+E)$	1	1	1	0	1	0	0	0	1	0
$3E (5E-2E)$	1	1	1	0	0	0	0	0	1	1
$3E (4E-E)$	0	1	1	1	0	1	0	0	0	1
$3E (3E)$	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0
$3E (5E-4E+3E-E)$	1	0	1	1	0	0	1	0	0	1
$3E (5E-3E+E)$	1	1	0	0	1	0	0	1	1	0
$3E (4E-2E+E)$	0	1	1	0	1	1	0	0	1	0
$2E (5E-3E)$	1	1	0	0	0	0	0	1	1	1
$2E (5E-4E+E)$	1	0	0	0	1	0	1	1	1	0
$2E (4E-2E)$	0	1	1	0	0	1	0	0	1	1
$2E (4E-3E+E)$	0	1	0	0	1	1	0	1	1	0
$2E (3E-E)$	0	0	1	1	0	1	1	0	0	1
$2E (3E-2E+E)$	0	0	1	0	1	1	1	0	1	0
$2E(2E)$	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0
$E (5E-4E)$	1	0	0	0	0	0	1	1	1	1
$E (4E-3E)$	0	1	0	0	0	1	0	1	1	1
$E (3E-2E)$	0	0	1	0	0	1	1	0	1	1
$E (2E-E)$	0	0	0	1	0	1	1	1	0	1
$E(E)$	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0
0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1

Переваги:

- декілька комбінацій ключових елементів для формування одного рівня напруги дозволяють обрати необхідну згідно з вимогами вирівнювання напруг на конденсаторах;

Недоліки:

- ускладнене керування;
- низький ККД;
- більша вартість конденсаторів у порівнянні з діодами.

Модульні інвертори з комірками напівмостового типу

Модульні інвертори мають переваги каскадних інверторів та інверторів з навісними конденсаторами. Структура модульних інверторів схожа на каскадні, однак роль джерел енергії відіграють ємності. Структура інвертора показана на рис. 15.11.

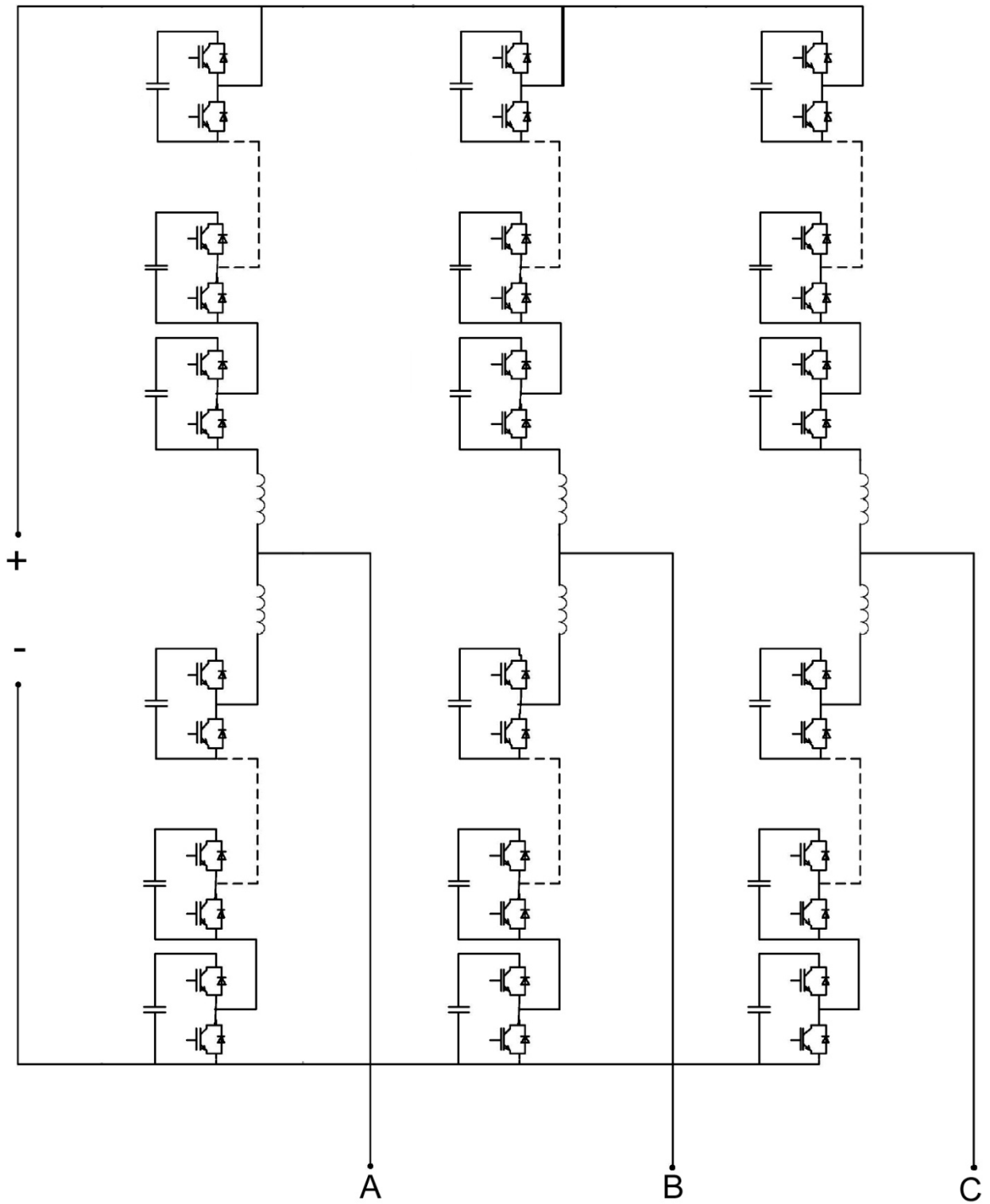


Рис. 15.11. Структура трифазного модульного багаторівневого інвертора

Комірки інвертора з'єднуються послідовно і мають структуру, зображену на рис. 15.12.

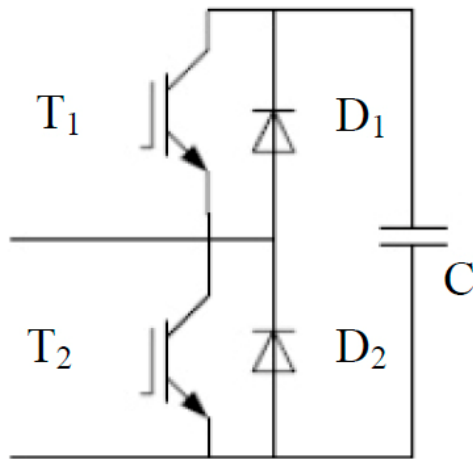


Рис. 15.12. Структура комірки інвертора

За умови відкритого транзистора T_1 і закритого T_2 – на виході комірки буде напруга, еквівалентна напрузі на конденсаторі C , за протилежних станів транзисторів – нульовий рівень.

Спрощення структури перетворювача досягнуто за рахунок ускладнення системи керування, оскільки в перетворювачах такого типу весь час необхідно балансувати напругу на конденсаторах комірок.

Запитання

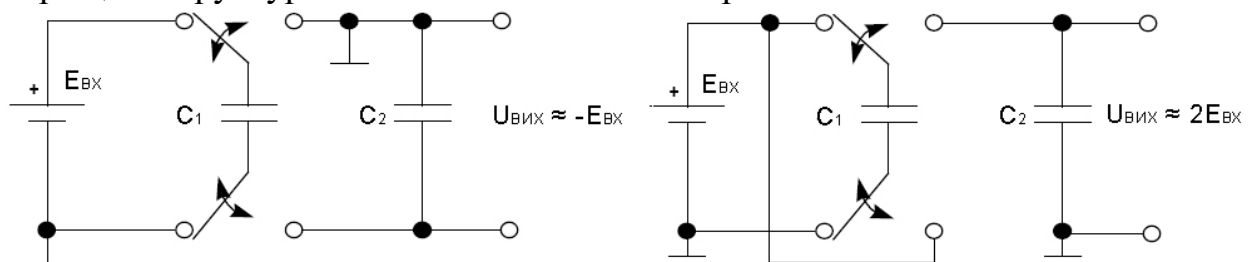
1. Наведіть критерії класифікації високовольтних ДВЕЖ.
2. Перелічіть сфери застосування високовольтних ДВЕЖ.
3. Наведіть основні характеристики високовольтних ДВЕЖ рентгенівської апаратури.
4. Перелічіть ланки захисту високовольтних ДВЕЖ.
5. Перелічіть основні типи схем формування імпульсів високовольтними ДВЕЖ.
6. Перерахуйте основні типи багаторівневих інверторів.
7. Наведіть переваги і недоліки модульних багаторівневих інверторів.
8. Опишіть принцип формування вихідної напруги багаторівневими інверторами.

Лекція № 16. Перетворювачі постійної напруги на комутованих конденсаторах

Принцип роботи перетворювачів на комутованих конденсаторах

Більшість малопотужних систем електроживлення портативних пристроїв живляться від джерел хімічного струму напругою 1.2-4 В, яку необхідно підвищити до необхідного рівня 5-12 В і забезпечити стабілізацію вихідної напруги, що здійснюється за допомогою перетворювачів постійної напруги. Основними вимогами для таких систем є: висока надійність, мала маса і об'єм, низька ціна. У зв'язку з невисокою потужністю в таких системах з класичної схеми перетворювача постійної напруги можна видалити індуктивний елемент – дросель, що дозволяє значно здешевити і зменшити габарити системи електроживлення. Вказані перетворювачі постійної напруги отримали назву перетворювачі постійної напруги на комутованих конденсаторах, які є аналогами перетворювачів понижувального, інвертувального і підвищувального типу. Багатьма фірмами, наприклад Maxim, Infineon, Linear technology випускаються мікросхеми-драйвери, при підключенні до яких зовнішніх конденсаторів, можна отримати перераховані схеми конденсаторних перетворювачів.

Найрозповсюдженішими схемами конденсаторних перетворювачів є перетворювач з інвертуванням напруги і подвоювач вихідної напруги, спрощені структурні схеми яких показані на рис. 16.1.



а) перетворювач з інвертуванням напруги; б) перетворювач з подвоєнням напруги

Рис.16.1. Структурні схеми конденсаторних перетворювачів напруги

У перетворювачі з інвертуванням напруги конденсатор C_1 заряджається до напруги $E_{вх}$ протягом першого інтервалу роботи перетворювача. Протягом другого інтервалу конденсатор C_1 підключається паралельно конденсатору C_2 і підзаряджає його. Перетворювач з подвоєнням напруги протягом першого інтервалу працює аналогічно, на другому інтервалі конденсатор C_1 підключається послідовно з вхідним джерелом напруги, тому вихідна напруга є сумою напруг джерела і конденсатора C_1 . На першому інтервалі часу, напруга на навантаженні підтримується за рахунок енергії конденсатора C_2 . Зважаючи на це для зменшення ємностей конденсаторів перетворювача необхідно збільшувати частоту його роботи. Обмеженням на максимальну частоту роботи перетворювача є динамічні втрати в ключах і конденсаторах. Тому вона, як правило, не перевищує 200 кГц. При цьому

тривалість обох інтервалів роботи перетворювача, як правило, обирається однаковою.

Основним недоліком перетворювачів постійної напруги на комутованих конденсаторах є низьке використання ключів за струмом, що обумовлене його імпульсною формою під час заряду і розряду конденсаторів. Форма зарядного струму для ідеального і реального випадків показана на рис. 16.2.

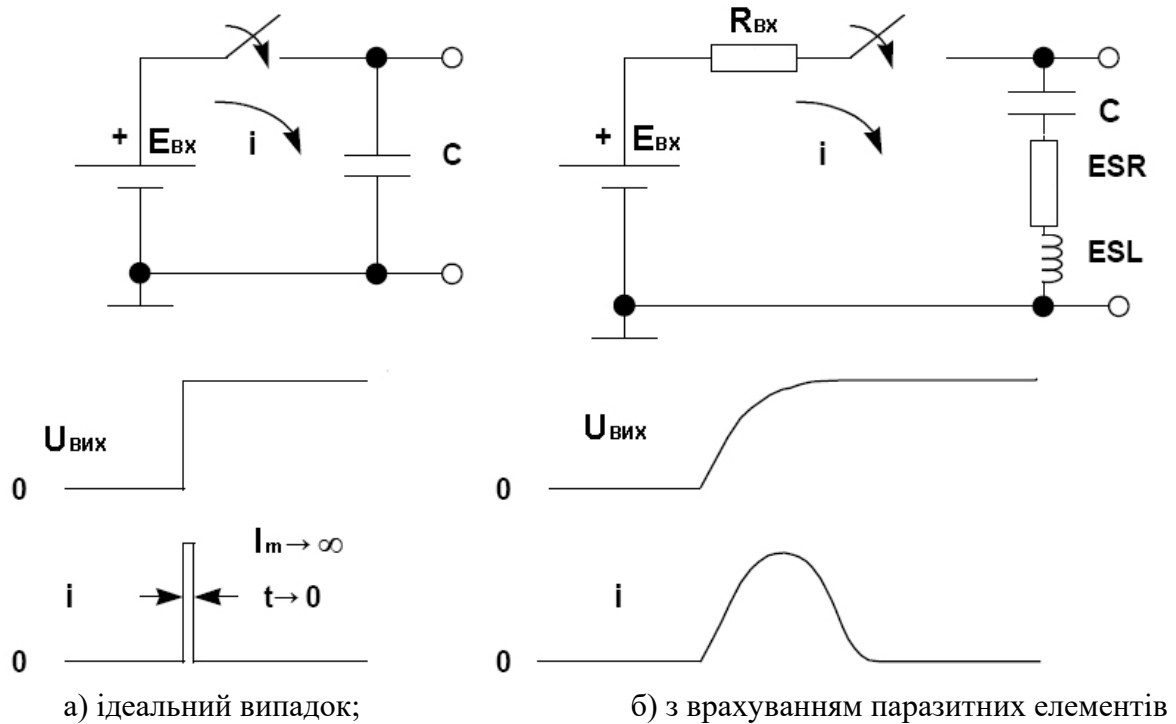


Рис. 16.2. Форма зарядного струму конденсатора

Принцип роботи перетворювачів постійної напруги на комутованих конденсаторах базується на законі збереження заряду. Зважаючи на це, якщо напруга на конденсаторі C_1 до комутації складає U_1 , напруга на конденсаторі C_2 – U_2 , то при їх паралельному з'єднанні напруга на них U_Σ матиме проміжне значення, яке визначається зі співвідношення величин ємностей конденсаторів:

$$U_\Sigma = \frac{q_\Sigma}{C_\Sigma} = \frac{C_1 U_1 + C_2 U_2}{C_1 + C_2} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} U_1 + \frac{C_2}{C_1 + C_2} U_2. \quad (16.1)$$

Зважаючи на формулу (16.1), діаграми напруги на конденсаторах C_1 і C_2 без врахування втрат у перетворювачі з подвоєнням напруги зображені на рис. 16.3. Діаграми побудовані для випадку $C_1 = C_2$, $E_{ВХ} = 3$ В, $R_H \rightarrow \infty$. З рисунку видно, що на першому інтервалі першого періода конденсатор C_1 заряджається до напруги джерела живлення, а на другому інтервалі розряджається до нуля, при цьому конденсатор C_2 заряджається до напруги $E_{ВХ}$. На другому періоді конденсатор C_2 заряджається до напруги $1.5 E_{ВХ}$ і т.д. В загальному випадку напруга на конденсаторі C_2 на періоді n складає:

$$U_2 = 2E_{ВХ} (1 - k^{-n}), \quad (16.2)$$

де $k = (C_1 + C_2)/C_2$.

Аналогічно для перетворювача з інвертуванням напруги:

$$U_2 = E_{BX}(1 - k^{-n}). \quad (16.3)$$

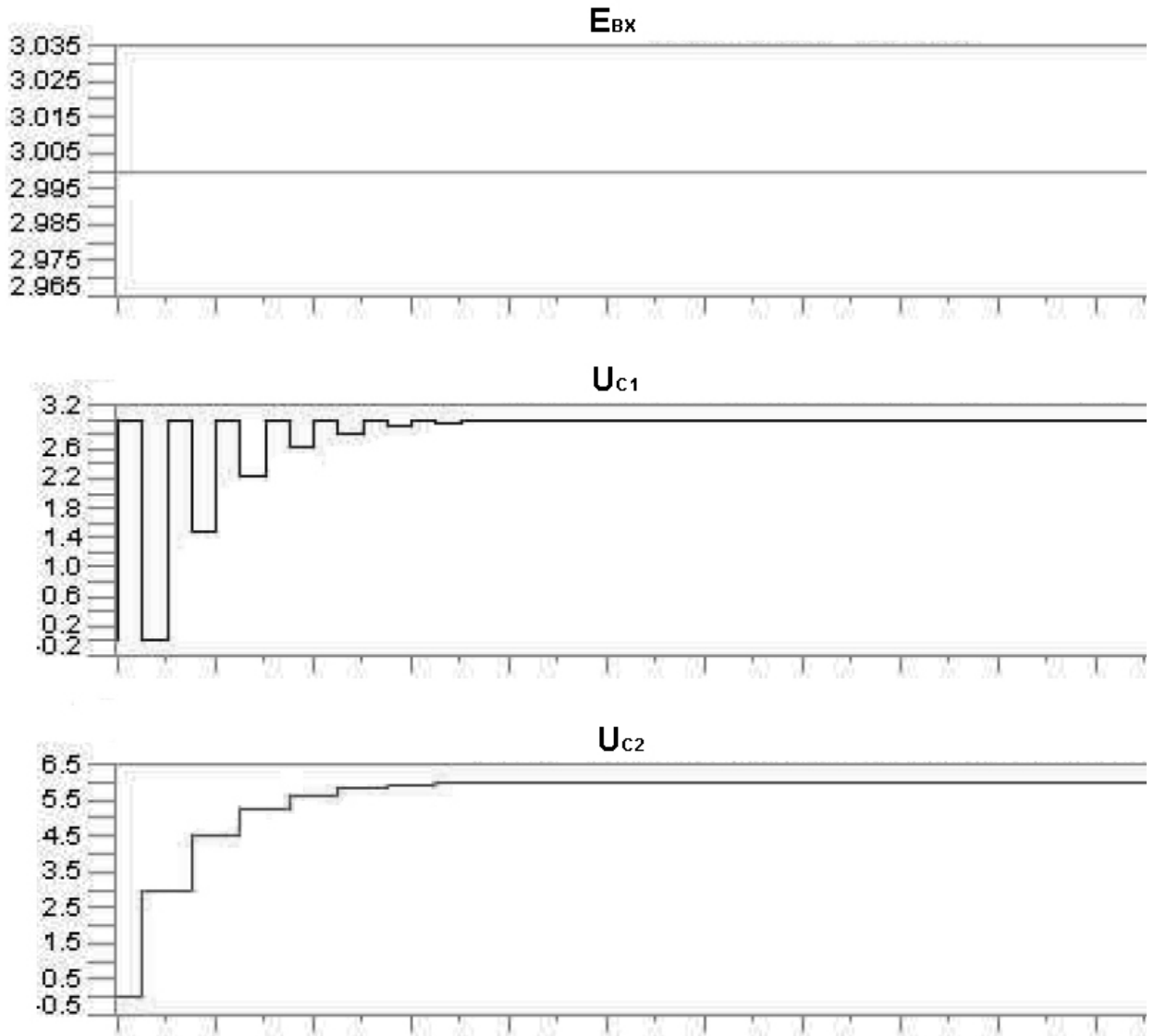


Рис. 16.3. Діаграми напруг на конденсаторах в перехідному режимі перетворювача з подвоєнням напруги

Після настання усталеного режиму заряд, який передається в навантаження на кожному періоді постійний і дорівнює:

$$\Delta q_1 = C_1(U_{11} - U_{12}), \quad (16.4)$$

де U_{11} , U_{12} – напруги на ємності C_1 на першому і другому інтервалах роботи. З використанням виразу (16.4) можливо розрахувати середній зарядний струм конденсатора I_{1c} :

$$I_{1c} = \Delta q_1 \cdot f = C_1(U_{11} - U_{12})f, \quad (16.5)$$

Середнє значення струму через конденсатор C_2 розраховується аналогічно.

Схемна реалізація перетворювачів на комутованих конденсаторах

Схемна реалізація, стан ключів на інтервалах роботи і схеми заміщення перетворювачів з інвертуванням і подвоєнням напруги показані на рис. 16.4 і 16.5 відповідно.

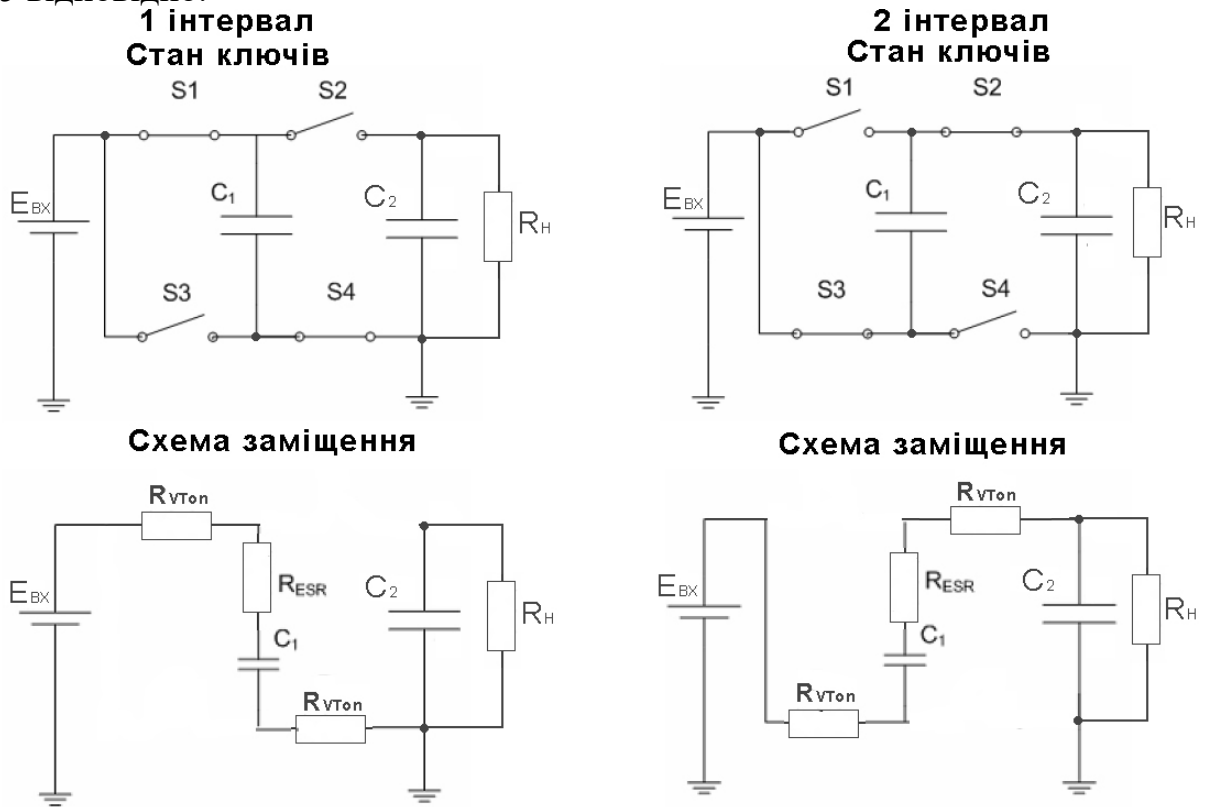


Рис. 16.4. Принцип роботи і схеми заміщення на інтервалах перетворювача з подвоєнням напруги

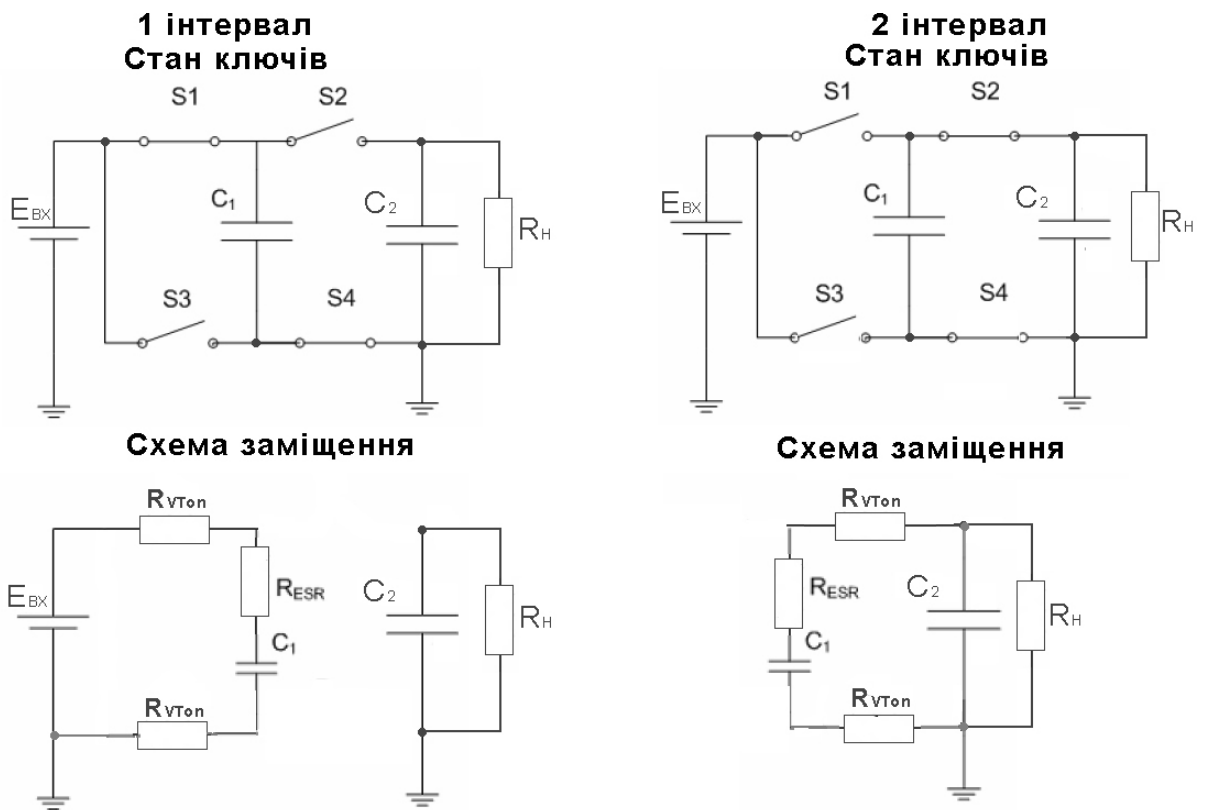
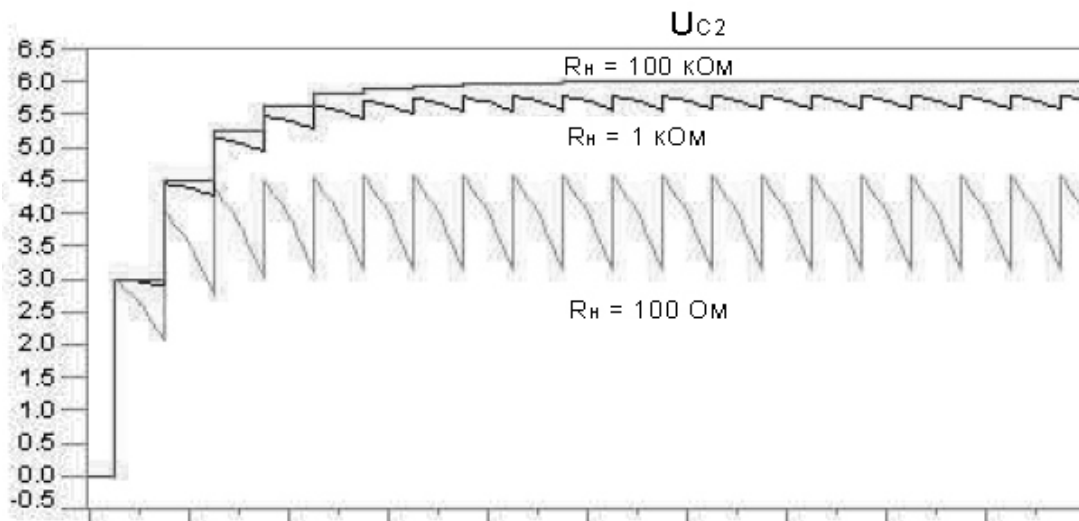


Рис. 16.5. Принцип роботи і схеми заміщення на інтервалах перетворювача з інвертуванням напруги

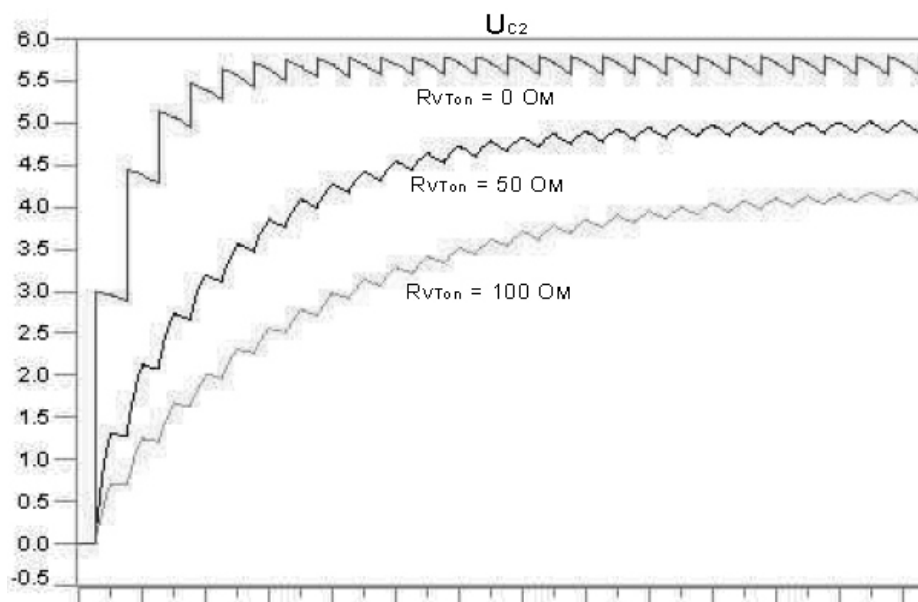
Як видно з рис. 16.4 і 16.5 схемна реалізація обох типів перетворювачів однакова і побудована на основі мостової схеми інвертора, в діагональ якого підключається конденсатор. Тип перетворювача залежить лише від алгоритму роботи ключів на інтервалах. В схемах заміщення перетворювачів враховується опір транзисторів у відкритому стані R_{VTon} і послідовний опір конденсаторів R_{ESR} .

У реальних схемах через додаткові втрати в транзисторах і конденсаторах середнє значення вихідної напруги перетворювачів є меншим, ніж в ідеальному випадку. Зменшення опору навантаження призводить до появи значної пульсації вихідної напруги, тому вихідний струм конденсаторних перетворювачів як правило не перевищує 100 мА. Вплив опору навантаження і втрат на параметри вихідної напруги показано на рис. 16.6 і 16.7 відповідно.



$C_1 = C_2 = 1 \text{ мкФ}$, $E_{ВХ} = 3 \text{ В}$, $f = 20 \text{ кГц}$, $R_{V_{Ton}} = 0 \text{ Ом}$, $R_{ESR} = 0 \text{ Ом}$

Рис. 16.6. Вплив опору навантаження на форму вихідної напруги



$C_1 = C_2 = 1 \text{ мкФ}$, $E_{ВХ} = 3 \text{ В}$, $f = 20 \text{ кГц}$, $R_H = 1 \text{ кОм}$, $R_{ESR} = 0 \text{ Ом}$

Рис. 16.7. Вплив втрат на форму вихідної напруги

Контролери перетворювачів на комутованих конденсаторах

Системи електроживлення на основі перетворювачів напруги на комутованих конденсаторах найчастіше створюють на основі промислових контролерів, в які інтегровані силові ключі і систему керування перетворювачем. Існує дві модифікації контролерів: з постійною частотою роботи і нестабілізованою вихідною напругою, а також з регульованою частотою, що дозволяє стабілізувати вихідну напругу перетворювача. Для функціонування системи при використанні контролерів обох типів необхідно підключити лише два зовнішніх конденсатора.

На рис. 16.8 наведена принципова схема перетворювачів з інвертуванням і подвоєнням напруги на контролері ADM660. Контролери ADM660 працюють фіксованій частоті з нестабілізованою вихідною напругою. Вибір частоти здійснюється за допомогою виходу FC. Якщо вхід

FC заземлений або невідключений, контролер працює на частоті 25 кГц, при підключенні вхід FC до напруги живлення частота роботи контролера збільшується до 120 кГц. Якщо необхідно зменшити частоту, до входу OSC підключається додатковий конденсатор. Також частоту роботи можна задати зовнішнім сигналом, який подається на вхід OSC: частота роботи контролера буде вдвічі меншою, ніж частота сигналу.

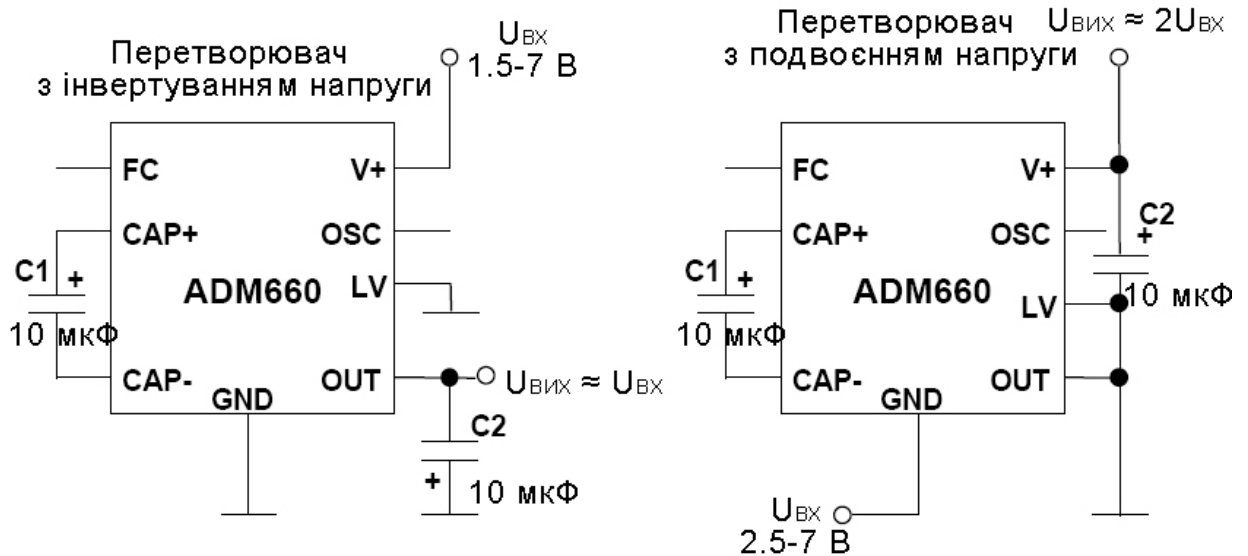


Рис. 16.8. Схема підключення контролера ADM660

Основні параметри контролера ADM660

1. Напруга живлення: 1.5-7 В.
2. Максимальний вихідний струм – $I = 100$ мА.
3. ККД не менше 90 % при $I < 50$ мА, 80 % - $I < 100$ мА.

Для стабілізації вихідної напруги перетворювачів на комутованих конденсаторах використовується регулювання опору відкритого стану одного з транзисторів інвертора, що дозволяє стабілізувати вихідну напругу на рівні 50%-75% від максимально можливого значення. Схема системи живлення зі стабілізованою вихідною напругою на прикладі контролерів серії ADP. Для регулювання вихідної напруги в контур зворотного зв'язку підключається резистор згідно з рис. 16.9.

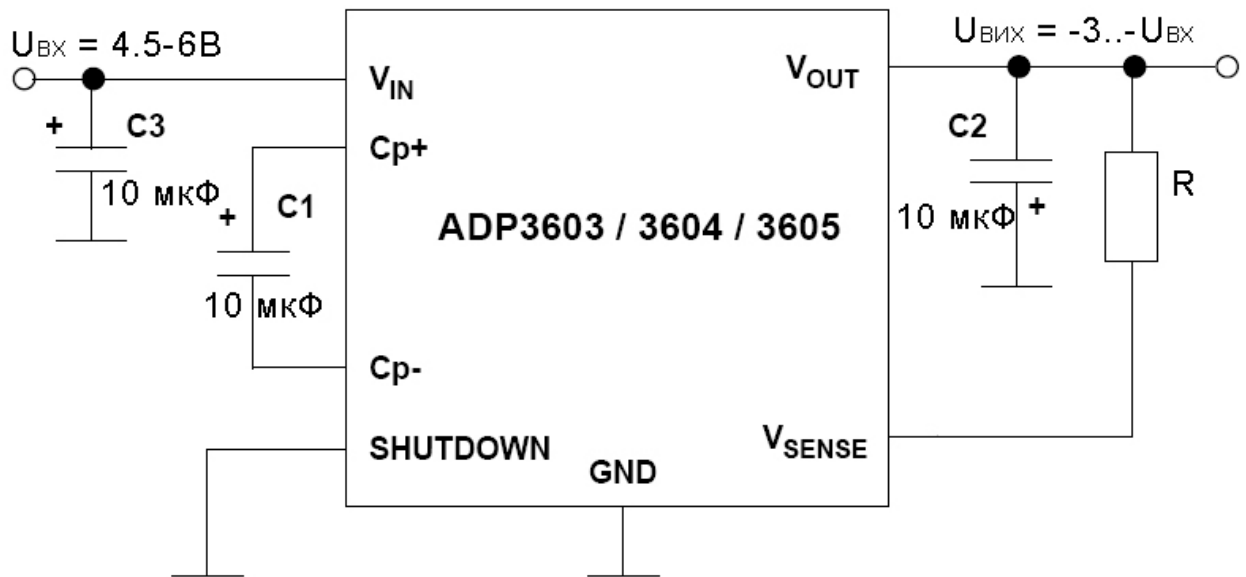


Рис. 16.9. Схема підключення драйвера з регульованою вихідною напругою

Стабілізація вихідної напруги драйвера, рис. 16.9, здійснюється за допомогою сигналу зворотного зв'язку, який подається на вхід мікросхеми V_{SENSE} . Середнє значення вихідної напруги розраховується за формулою:

$$U_{ВИХ} = -\left(\frac{R}{5kOm} + 3B\right). \quad (16.6)$$

Таким чином за допомогою вибору номіналу резистора R можливо регулювати вихідну напругу в діапазоні $-3 \text{ В}..-U_{ВХ}$.

Запитання

1. Вкажіть сферу застосування ДВЕЖ на комутованих конденсаторах.
2. Перерахуйте переваги і недоліки ДВЕЖ на комутованих конденсаторах.
3. Опишіть принцип роботи ДВЕЖ на комутованих конденсаторах.
4. Назвіть дві модифікації контролерів ДВЕЖ на комутованих конденсаторах.
5. Назвіть спосіб регулювання частоти в контролері ADM660.
6. Перелічіть Основні параметри контролера ADM660
7. Опишіть принцип стабілізації вихідної напруги перетворювачів на комутованих конденсаторах.

Література

1. В.И. Мелешин. Транзисторная преобразовательная техника. М.: Техносфера, 2005. – 632 с.
2. Пететворювальна техніка. Підручник. Ч. 2 / Ю.П. Гончаров, О.В. Будьонний, В.Г. Морозов, М.В. Панасенко, В.Я. Ромашко, В.С. Руденко. За ред. В.С. Руденка. – Харків: Фоліо, 2000. – 360 с.
3. Куличков А.В. Импульсные блоки питания для IBM PC. 2-е изд. стер. М.: ДМК Пресс, 2002. – 120 с.
4. Кучеров Д.П., Куприянов А.А. Современные источники ПК и периферии. Полное руководство. СПб.: Наука и техника, 2007. – 352 с.
5. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры: Справочник/ Г. С. Найвельт, К. Б. Мазель, Ч. И. Хусаинов и др.; Под ред. Г. С. Найвельта. — М.: Радио и связь, 1985. — 576 с.
6. Источники питания для сварки. В.С. Милютин, М.П. Шалимов, С.М. Шанчуров. Айрис-пресс, 2007. – 376 с.
7. Саркис Эраносян. Квазирезонансные источники вторичного электропитания: проблемы, новый взгляд // Саркис Эраносян, Владимир Ланцов. Силовая Электроника, № 3, 2007. – с. 78-84.
8. Зиновьев Г.С. Силовая электроника. – М.: Юрайт, 2012. – 667 с.
9. Павел Сергеев. Особенности проектирования источников питания сварочной дуги с микропроцессорным управлением. Силовая Электроника, № 5, 2009. – с. 94-97.
10. Источники электропитания электронных средств. Схемотехника и конструирование: Учебник для вузов. Костиков В.Г., Парфенов Е.М., Шахнов В.А. М.: Горячая линия – Телеком, 2001. – 344 с.
11. Саркис Эраносян. Эволюция вторичных источников электропитания: от прошлого к будущему. Часть 1. // Саркис Эраносян, Владимир Ланцов. Силовая Электроника, № 4, 2008. – с. 26-31.
12. Саркис Эраносян. Электромагнитная совместимость импульсных источников питания: проблемы и пути их решения. Часть 1 // Саркис Эраносян, Владимир Ланцов. Силовая Электроника, № 4, 2006. – с. 58-64.
13. Владимир Ланцов. Мощные высоковольтные источники питания // Владимир Ланцов, Евгений Владимиров. Силовая Электроника, № 5, 2010. – с. 64-70.
14. Енергетична електроніка. Жуйков В.Я., Рогаль В.В., Будьонний О.В., Пілінський В.В. Київ, 2008. Електронний підручник. <http://fel.kpi.ua/lib/pidruchniki>
15. Колосов В.А., Лукин А.В., Сергеев Б.С. Схемотехника высокочастотных преобразователей напряжения. Справочное пособие под ред. В.А. Колосова. – (Силовая электроника РЭА). Вып. 3.- М.: АОВТ и ПЭ. 1993. – 150 с.
16. Справочник. Березин О.К., Костиков В.Г., Шахнов В.А. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры.: М. „Три Л”. 2000. – 400 с.

17. Функциональные устройства систем электропитания наземной РЭА/ В.В. Авдеев, В.Г. Костиков, А.М. Новожилоа, В.И. Чистяков; Под. ред. В.Г. Костикова. – М.: Радио и связь, 1990. – 192 с.

18. Step-Up Switching-Mode Converter With HighVoltage Gain Using a Switched-Capacitor Circuit. Oded Abutbul, Amir Gherlitz, Yefim Berkovich, and Adrian Ioinovici. IEEE Transactions on Circuits and Systems—I: Fundamental Theory and Applications, Vol. 50, № 8, 2003. – p. 1098-1102.

19. Brain Rush. Power Supply Sequencing for Low Voltage Processors // EDN. 2000.

Системи електроживлення електронної апаратури. Конспект лекцій для студентів спеціальності 171 «Електроніка», спеціалізації 8(7).050802 «Електронні системи». - К.: НТУУ «КПІ», 2016. – 180 с.

Навчальне видання

Системи електроживлення електронної апаратури. Конспект лекцій для студентів спеціальності 171 «Електроніка», спеціалізації 8(7).050802 «Електронні системи»

Укладач: Вербицький Євген Володимирович, доц., к.т.н.

Відповідальний редактор: Ямненко Юлія Сергіївна, проф., д.т.н.

Рецензент: Новський Володимир Олександрович, провідний науковий співробітник Інституту електродинаміки НАН України, д.т.н.

