

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

М.Я. Острроверхов, В.І. Сенько, В.І. Чибеліс

ІМПУЛЬСНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ СТАБІЛІЗОВАНОЇ НАПРУГИ

Монографія

Київ
Видавництво Ліра-К
2020

УДК 621.314.632

О-771

Друкується

*за рішенням Вченої ради Національного технічного університету
України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»,
протокол № 6 від 27.05.2019 р.*

Рецензенти:

В.Ф. Резцов, член-кореспондент НАН України, доктор технічних наук, професор, заст. директора з наук.роботи, Інститут відновлювальної енергетики НАН України;

О.М. Юрченко, доктор технічних наук, старший науковий співробітник, Інститут електродинаміки НАН України

М.Я. Островерхов, В.І. Сенько, В.І. Чибеліс.

О-771 Імпульсні перетворювачі стабілізованої напруги. — Київ, 2020. — 242 с.

ISBN 78-617-7844-10-4

У монографії розглянуто результати досліджень імпульсних перетворювачів стабілізованої напруги.

Матеріал супроводжується прикладами розрахунків основних силових схем імпульсних перетворювачів постійної і змінної напруги.

Для фахівців, які займаються розробкою і дослідженням силових напівпровідникових перетворювачів електроенергії, аспірантів і студентів відповідних спеціальностей.

© Островерхов М.Я., Сенько В.І.,
Чибеліс В.І., 2020

© Видавництво Ліра-К, 2020

ISBN 78-617-7844-10-4

ЗМІСТ

Передмова	5
Вступ	7
Розділ 1. ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ В ПОСТІЙНУ	
1.1. Загальні відомості.....	9
1.2. Нереверсивні імпульсні перетворювачі постійної напруги в постійну на повністю керованих вентилях без гальванічного розв'язання між входом і виходом.....	14
1.2.1. Нереверсивні знижувальні імпульсні перетворювачі постійної напруги (<i>Buck Converter</i>)	15
1.2.2. Нереверсивні підвищувальні імпульсні перетворювачі постійної напруги (<i>Boost Converter</i>)	46
1.2.3. Нереверсивні підвищувально-знижувальні імпульсні перетворювачі постійної напруги (<i>Buck-Boost Converter</i>)	55
1.2.4. Квадратичні перетворювачі постійної напруги	65
1.2.5. Безіндуктивні перетворювачі постійної напруги.....	67
1.2.6. Перетворювачі, які забезпечують на виході дві напруги різної полярності	70
1.2.7. Перетворювачі з частковою модуляцією вхідної напруги	71
1.2.8. Багатофазні ІППН	74
1.2.9. Нереверсивні квазірезонансні перетворювачі постійної напруги	76
1.2.10. Нереверсивні імпульсні перетворювачі постійної напруги з двостороннім обміном енергією	88
1.3. Імпульсні перетворювачі постійної напруги в постійну на повністю керованих вентилях з гальванічним розв'язанням між входом і виходом	91
1.3.1. Однотактний перетворювач постійної напруги зі зворотним ввімкненням випрямного діода і незалежним збудженням.....	93
1.3.2. Однотактний перетворювач постійної напруги зі зворотним ввімкненням випрямного діода і самозбудженням	103
1.3.3. Однотактний перетворювач постійної напруги з прямим ввімкненням випрямного діода	109
1.3.4. Однотактний перетворювач постійної напруги з передачею енергії в імпульсі та паузі.....	118
1.3.5. Двотактні імпульсні перетворювачі постійної напруги.....	121

1.3.6. Характерні особливості імпульсних перетворювачів постійної напруги на повністю керованих вентилях	130
1.4. Реверсивні імпульсні перетворювачі постійної напруги в постійну на повністю керованих вентилях	137
1.5. Імпульсні перетворювачі постійної напруги на не повністю керованих вентилях (тиристорах)	140
Приклади	152

Розділ 2. РЕГУЛЯТОРИ ЗМІННОЇ НАПРУГИ

2.1. Загальні відомості.....	178
2.2. Регулятори з фазовим способом регулювання вихідної напруги	183
2.3. Регулятори з вольтододатком	194
2.4. Регулятори з широтно-імпульсним способом регулювання вихідної напруги	198
2.5. Регулятори з високочастотним обміном енергією між накопичувальними елементами	203
Приклади	206

Розділ 3. КОМПЕНСАТОРИ РЕАКТИВНОЇ ПОТУЖНОСТІ ТА АКТИВНІ ФІЛЬТРИ

3.1. Компенсатори реактивної потужності.....	214
3.1.1. Реактори, керовані тиристорами.....	215
3.1.2. Конденсатори, комутовані тиристорами.....	221
3.1.3. Конденсаторно-реакторні компенсатори реактивної потужності	223
3.1.4. Компенсатори з вентильним джерелом реактивної напруги	224
3.2. Активні фільтри — компенсатори потужності спотворення.....	226
Список літератури	237

ПЕРЕДМОВА

Використання електричної енергії в різних областях техніки пов'язано з оптимальними умовами її генерації, передачі та розподілу. Для найбільш ефективного використання електричної енергії різні споживачі вимагають споживання її з нестандартними параметрами: регульованими частотою та напругою, іншим числом фаз ніж у джерела енергії. Для цього застосовують різноманітні перетворювачі електроенергії.

Створення напівпровідникових приладів великої потужності, які працюють в ключових режимах, мають повну керованість і високу швидкодію, дозволило дискретно керувати потоками електричної енергії великої потужності на підвищених частотах за потрібними законами. Пристрої, побудовані на цих приладах, застосовуються в різних областях техніки і мають при передачі та споживанні електроенергії нові функціональні можливості, менші втрати електроенергії, дозволяють підвищити її якість, а також успішно вирішувати екологічні питання.

Повсюдне розповсюдження пристроїв силової електроніки в енергоємних областях (електропривод, електротехнології) вимагає підготовки спеціалістів з силової електроніки. Проте сучасної літератури з основ силової електроніки, орієнтованої на підготовку інженерно-технічних працівників електроенергетичних, електротехнічних, електромеханічних і електронних спеціальностей, розробників та дослідників самих пристроїв силової електроніки, в Україні не достатньо. З метою поліпшення ситуації в цій царині і була написана ця книга.

Монографія «Імпульсні перетворювачі постійної і змінної напруги» призначена для інженерно-технічних працівників, які займаються розробкою та проектуванням пристроїв силової електроніки, а також для студентів вищих навчальних закладів, що навчаються за напрямками «Електронні пристрої та системи», «Електротехніка та електротехнології» та «Електромеханіка».

У монографії викладення теоретичного матеріалу супроводжується типовими задачами з розв'язаннями. Така побудова книги повинна сприяти більш активному засвоєнню та закріпленню теоретичного матеріалу, прищеплюванню вмінь та навичок розрахунку та аналізу електронних пристроїв.

У списку літератури наведені використані та рекомендовані для подальшого вивчення книги.

Авторський колектив при підготовці цієї монографії використав багаторічний досвід науково-дослідної та методичної роботи в Національному технічному університеті «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського».

Велику вдячність автори виражають члену-кореспонденту НАН України, доктору технічних наук, професору Резцову В.Ф. (Інститут відновлювальної енергетики НАН України) і доктору технічних наук, старшому науковому співробітнику Юрченку О.М. (Інститут електродинаміки НАН України) за уважне рецензування рукопису та рекомендації щодо поліпшення його розділів, які були враховані при доопрацюванні рукопису.

ВСТУП

Для більш ефективного використання електричної енергії різні споживачі вимагають використання електричної енергії з нестандартними параметрами: частотою, регульованою напругою, іншим числом фаз.

Значна частина електроенергії, що виробляється, перед споживанням зазнає перетворення або комутації. Це забезпечується пристроями силової електроніки.

Прогрес більшості областей сучасної техніки нерозривно пов'язаний з успіхами силової електроніки. Силова електроніка охоплює методи та засоби, які забезпечують регулювання параметрів електричної енергії за допомогою електронних ключів: некерованих (діодів) і керованих (транзисторів, тиристорів). Повністю керовані силові ключі нового покоління крім поліпшення загальних техніко-економічних характеристик (ККД і надійності) здатні керувати на підвищених частотах великими потоками потужності практично за будь-яким законом модуляції електричних імпульсів при мінімальних потужностях, витрачених на керування. Зміна параметрів електричної енергії здійснюється без значних втрат як у статичному, так і динамічному режимах.

У наш час до найбільш суттєвих результатів, отриманих за рахунок використання приладів нового покоління, можна віднести наступні:

- забезпечення роботи перетворювачів змінного/постійного струму у чотирьох квадрантах комплексної площини параметрів змінного струму;
- отримання струмів і напруг потрібної форми з регулюванням їх амплітуди, фази і частоти у широких діапазонах;
- фільтрацію вищих гармонік струму (напруги) несинусоїдальної форми;
- регулювання амплітудно-частотних характеристик фільтро-компенсувальних пристроїв;
- усунення короткочасних відхилень струму (напруги) від допустимих значень;
- швидкодіючий захист електронних пристроїв в аварійних режимах;
- забезпечення можливості більш повного використання досягнень інформаційних технологій, а також швидкодіючих контролерів з метою розширення можливостей керування об'єктом.

Найбільш поширеною областю споживання електроенергії є електропривод. Імпульсна модуляція і цифрові засоби керування дозволяють перевести керування асинхронним двигуном на принципово новий рівень, при якому можливо керування як швидкості, так і моменту асинхронного двигуна, наближаючи його за властивостями керованості до двигуна постійного струму. Ефективне керування асинхронним двигуном дозволяє отримати великий економічний ефект від енергозбереження за рахунок оптимального керування. Наразі зростає роль електромобілів, використання яких суттєво знижує рівень забруднення навколишнього середовища.

ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ В ПОСТІЙНУ

1.1. ЗАГАЛЬНІ ВІДОМОСТІ

Вентильні перетворювачі з виходом на постійному струмі одержують на вході електроенергію від джерела змінної напруги, в якості якого звичайно використовують синхронні генератори. У той же час є багато первинних джерел електроенергії постійної напруги (сонячні батареї, термоелектрогенератори, паливні елементи, які використовують енергію хімічних реакцій, акумуляторні батареї, електромашинні генератори постійної напруги). Для перетворення постійної напруги одного рівня в постійну напругу іншого рівня, її стабілізації або (та) регулювання потрібні перетворювачі постійної напруги в постійну (ППН), які ще називають *регуляторами*.

Найбільш простим способом регулювання напруги є реостатне регулювання. Воно може застосовуватися як при змінній, так і постійній напрузі мережі. При такому способі регулювання між первинним джерелом електричної енергії та навантаженням вмикають регульований активний опір. При зміні величини цього опору відбувається перерозподіл напруги джерела живлення між регульованим опором і навантаженням. В якості активного опору можна використовувати транзистор, що працює в активному режимі. Головним недоліком цього способу регулювання є значні втрати енергії на регульованому опорі й відповідно невисокий ККД. Якщо регульований опір змінюється плавно, напруга на навантаженні також буде змінюватися плавно. Таке регулювання називається *безперервним*.

Для одержання високого ККД використовуються імпульсні методи перетворення та регулювання постійної напруги (ІППН). В основі принципу дії ІППН лежить ключовий режим роботи регулюючого напівпровідникового приладу, за допомогою якого здійснюється періодичне

підключення напруги джерела U_d до вихідного кола перетворювача (рис. 1.1,а). У результаті на виході формуються імпульси напруги (рис. 1.1,б). Малий спад напруги на регулюючому приладі у ввімкненому стані та малий струм у вимкненому стані обумовлює високий ККД перетворювачів даного типу.

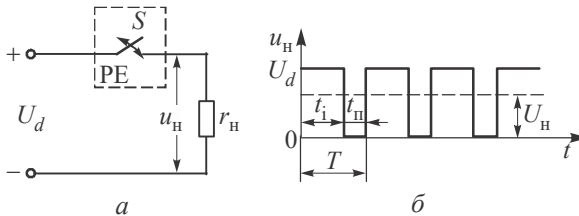


Рис. 1.1

На базі ІППН виконуються високоекономічні вторинні джерела електроживлення електронної апаратури, а також різного призначення регулятори та стабілізатори постійної напруги. Широку область застосування ІППН являє електропривод постійного струму (ЕПС), в якому за допомогою перетворювача здійснюється керування частотою обертання двигуна постійного струму (ДПС). Діапазон використання за потужністю складає: сотні Вт – одиниці кВт (прецизійне верстатобудування та машинобудування), десятки – сотні кВт (загальнопромисловий та тяговий електропривод).

Живильною напругою ІППН також можуть правити допоміжна внутрішньозаводська мережа постійного струму, контактна мережа постійного струму міського, приміського або магістрального електротранспорту. За допомогою ІППН достатньо ефективно вирішується задача керування постійною напругою і при первинній живильній мережі змінного струму. У цьому випадку потрібне попереднє перетворення змінної напруги в постійну здійснюється за допомогою некерованого випрямляча.

Регулювання напруги на навантаженні можна здійснити шляхом зміни параметрів вихідних імпульсів t_i , t_n , T і f , де t_i — тривалість вихідних імпульсів (тривалість відкритого стану ключа); t_n — тривалість паузи між імпульсами (тривалість закритого стану ключа); T —

період повторення імпульсів, f — частота прямування імпульсів (рис. 1.1,б).

Найбільшого поширення набули наступні способи імпульсного регулювання.

Широтно-імпульсне регулювання (ШІР), при якому змінюється тривалість (ширина) імпульсів ($t_i = \text{var}$), а період їх повторення залишається постійним ($T = \text{const}$). При цьому середнє значення напруги на навантаженні

$$U_H = \frac{1}{T} \int_0^{t_i} U_d dt = \frac{U_d t_i}{T} = U_d \gamma, \quad (1.1, a)$$

де $\gamma = t_i / T$ — коефіцієнт заповнення імпульсів.

Змінюючи плавно γ від 0 до 1, можна плавно регулювати U_H від 0 до U_d .

Частотно-імпульсне регулювання (ЧІР) характеризується тим, що регулювання здійснюється шляхом зміни періоду повторення імпульсів T (частоти їх прямування $f = 1 / T$).

При цьому можливі такі випадки: а) $t_i = \text{const}$, $t_n = \text{var}$; б) $t_n = \text{const}$, $t_i = \text{var}$; в) $t_i = \text{var}$, $t_n = \text{var}$.

Останній випадок, при якому одночасно змінюються усі параметри імпульсів, називається *комбінованим регулюванням*.

Для випадку а) середнє значення напруги на навантаженні

$$U_H = \frac{U_d t_i}{T} = U_d t_i f. \quad (1.2, a)$$

При цьому способі регулювання максимальне значення напруги на навантаженні $U_{H \max} \approx U_d$, коли частота прямування імпульсів наближається до свого максимального значення $f_{\max} \approx 1 / t_i$. Мінімальне значення $U_{d \min} \approx 0$, коли $f \approx 0$.

Для випадку б) середнє значення напруги на навантаженні

$$U_H = \frac{U_d (T - t_n)}{T} = U_d (1 - t_n f). \quad (1.3, a)$$

При цьому способі регулювання максимальне значення напруги на навантаженні $U_{\text{н max}} \rightarrow U_d$ при $f \rightarrow 0$, а мінімальне значення напруги $U_{\text{н min}} \rightarrow 0$, коли частота прямування імпульсів наближаються до свого максимального значення $f_{\text{max}} \approx 1/t_{\text{и}}$.

Рівняння регулювальних характеристик, які визначають степінь регулювання середнього значення вихідної напруги для розглянутих вище способів регулювання, згідно виразів (1.1,а)...(1.3,а) мають вигляд:

$$\text{ШПР} \text{ — } C_p = \frac{U_{\text{н}}}{U_d} = \gamma = t_i^* \text{ ,} \quad (1.4, \text{а})$$

де $t_i^* = t_i/T$ — відносна тривалість імпульсу;

$$\text{ЧПР - а} \text{ — } C_p = f^* \text{ ,} \quad (1.5, \text{а})$$

де $f^* = f/f_{\text{max}}$ — відносна частота імпульсів, $f_{\text{max}} = 1/t_i$;

$$\text{ЧПР - б} \text{ — } C_p = (1 - f^*) \text{ ,} \quad (1.6, \text{а})$$

де $f^* = f/f_{\text{max}}$ — відносна частота прямування імпульсів.

Залежності (1.4,а)...(1.6,а) дозволяють для заданої напруги на навантаженні $U_{\text{н}}$ визначити величину степеня регулювання, або для заданого степеня регулювання — середнє значення напруги $U_{\text{н}}$.

При роботі ШПН у режимі *стабілізації* напруги середнє значення напруги на навантаженні $U_{\text{н}}$ залишається постійним, а напруга джерела живлення U_d змінюється. Очевидно, що при будь-якому способі регулювання мінімальна напруга джерела живлення не може бути менше напруги на навантаженні ($U_{d \text{ min}} = U_{\text{н}}$). Визначимо залежність степеня регулювання від *коефіцієнта перевищення напруги* $K = U_d/U_{d \text{ min}} = U_d/U_{\text{н}}$ для різних видів імпульсного регулювання.

Для ШПР $U_{\text{н}} = U_d t_i / T$. Отже, $t_i / T = U_{\text{н}} / U_d$. Або у відносних одиницях

$$C_p = t_i^* = 1/K \text{ .} \quad (1.7, \text{а})$$

Для частотно-імпульсного регулювання з постійною тривалістю імпульсу (ЧІР - а) $U_H = U_d t_i f = U_d f^*$. Отже,

$$1 \quad C_p = f^* = 1/K. \quad (1.8,a)$$

Для частотно-імпульсного регулювання з постійною тривалістю паузи (ЧІР - б) $U_H = U_d (1 - t_n f) = U_d (1 - f^*)$. Отже,

$$C_p = f^* = (K - 1)/K. \quad (1.9,a)$$

Вирази (1.7,a) ... (1.9,a) дозволяють визначити величину степеня регулювання при зміні напруги живлення ІППН U_d .

Комбіноване регулювання, при якому одночасно змінюються всі параметри імпульсів t_i , t_n , $T(f)$, для регулювання напруги практично не застосовується, тому що в даному випадку система керування повинна одночасно регулювати два параметра ($T = t_i + t_n$). При цьому вихідна напруга U_H є функцією двох змінних, і такий регулятор може мати безліч регульованих характеристик.

Залежно від типу напівпровідникових приладів (ключів), які застосовуються в силовій частині, розрізняють: а) ІППН на повністю керованих вентилях [транзисторах і запірних (двоопераційних) тиристорах]; б) ІППН на неповністю керованих вентилях (тиристорах).

І ті, й інші поділяються на нереверсивні та реверсивні.

Нереверсивні ІППН перетворюють постійну вхідну напругу в імпульсну з постійною амплітудою та полярністю, але з різною тривалістю.

Реверсивні ІППН перетворюють постійну вхідну напругу або в змінну з різною за період тривалістю дії позитивної і негативної напруги на навантаженні, або в імпульсну з постійною амплітудою імпульсів різної тривалості та полярності. В якості реверсивних перетворювачів зазвичай використовують мостові схеми.

Нереверсивні ІППН можна поділити на дві великі групи — паралельні та послідовні.

У послідовних ІППН робочий вентиль вмикається послідовно з навантаженням. Характерною особливістю послідовних ІППН є неможливість одержання напруги на виході вище напруги джерела живлення.

У паралельних ІППН робочий вентиль або накопичувальний дросель вмикається паралельно навантаженню. Характерною особливістю паралельних ІППН є можливість одержання напруги на навантаженні, яка перевищує за величиною напругу джерела живлення.

Пристрої з імпульсним методом регулювання постійної напруги мають такі переваги в порівнянні з безперервним регулюванням:

- 1) високий ККД;
- 2) ефективне використання параметрів регулюючого елемента, який може працювати в режимах, близьких до максимально допустимих значень струму й напруги;
- 3) кращі масо-габаритні показники (завдяки високому ККД силових ключів втрати потужності незначні, тому немає потреби в радіаторах для розсіювання тепла);
- 4) менша чутливість до зміни температури навколишнього середовища, оскільки регулюючим фактором є тривалість імпульсу, а не опір регулюючого елемента.

У той же час імпульсні регулятори не позбавлені таких недоліків, як:

- 1) необхідність застосування фільтрів;
- 2) менша швидкодія, пов'язана із застосуванням фільтрів;
- 3) виникнення при роботі електромагнітних завад, пов'язаних з великими швидкостями зміни струму й напруги в елементах регулятора.

1.2. ІМПУЛЬСНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ В ПОСТІЙНУ НА ПОВНІСТЮ КЕРОВАНИХ ВЕНТИЛЯХ БЕЗ ГАЛЬВАНІЧНОГО РОЗВ'ЯЗАННЯ МІЖ ВХОДОМ І ВИХОДОМ

За характером задач, які повинні вирішуватися ІППН, всі схеми поділяються на три типи:

- знижувальні, для яких $U_n \gg U_d$;

- підвищувальні, для яких $U_H > U_d$;
- полярно-інвертувальні, які здійснюють зміну полярності вихідної напруги відносно спільної для входу й виходу точки з'єднання (вихідна напруга регулюється як вище, так і нижче вхідної).

1.2.1. Нереверсивні знижувальні імпульсні перетворювачі постійної напруги (*Buck Converter*)

На рис. 1.2 наведені схема ППН (а), а також алгоритм перемикання транзистора та часові діаграми струмів і напруг при активно-індуктивному навантаженні (б) (дросель L_ϕ є або згладжувальним дроселем, або індуктивністю навантаження — обмоткою збудження двигуна постійного струму).

Коли транзистор VT відкритий (інтервал $0 \leq t < t_1$), від джерела живлення споживається енергія (шлях струму i_{H1} показаний суцільною лінією). При закритті транзистора VT (інтервал $t_1 \leq t < T$) струм навантаження за рахунок ЕРС самоіндукції зберігає свій попередній напрямок, замикаючись через зворотний діод VD (шлях струму i_{H2} показаний штриховою лінією). Діаграми побудовані при припущеннях: ключ (транзистор) і діод

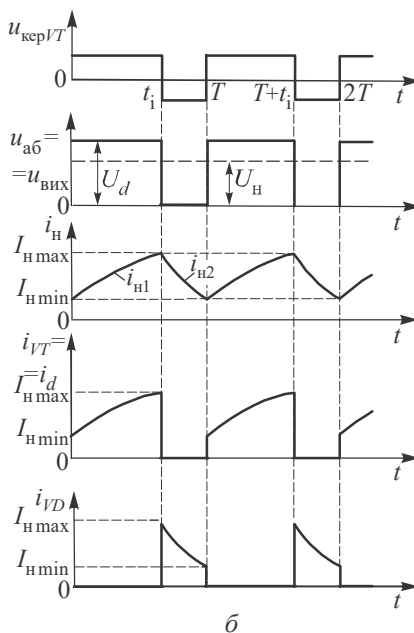
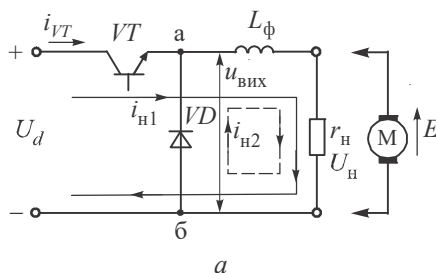


Рис. 1.2

ідеальні; час перемикання вентилів дорівнює нулю; внутрішній опір джерела живлення дорівнює нулю.

При ШПР вихідної напруги середнє значення напруги навантаження визначається виразом (1.1,а) (без урахування спаду напруги на активному опорі обмотки дроселя L_ϕ).

Середнє значення струму навантаження

$$I_n = \gamma U_{\text{вих}} / r_n = \gamma U_d / r_n . \quad (1.1)$$

Таким чином, середнє значення струму навантаження не залежить ні від частоти перемикання транзистора, ні від сталої часу кола навантаження, а повністю визначається середнім значенням напруги та активним опором навантаження.

Миттєві значення струму навантаження при відкритому та закритому станах транзистора VT визначаються відповідно виразами

$$i_{n1}(t) = \frac{U_d}{r_n} \frac{1 - a_1 b_1}{1 - a_1} e^{-t/T_n} \quad (1.2)$$

$$i_{n2}(t) = \frac{U_d}{r_n} \frac{1 - b_1^{-1}}{1 - a_1} e^{-t/T_n} , \quad (1.3)$$

де $T_n = L_\phi / r_n$ — стала часу кола навантаження;

$$a_1 = e^{-T/T_n} ; \quad b_1 = e^{t_i/T_n} = e^{\gamma T/T_n} .$$

Максимальне та мінімальне значення струму навантаження (струму через транзистор і зворотний діод) визначаються з (1.2) та (1.3) при підстановці $t = t_i$ та $t = T - t_i$ відповідно

$$I_{n\max} = \frac{U_d}{r_n} \frac{1 - b_1^{-1}}{1 - a_1} ; \quad I_{n\min} = \frac{U_d (b_1 - 1) a_1}{1 - a_1} . \quad (1.4)$$

Амплітуда пульсацій струму навантаження

$$DI = I_{n\max} - I_{n\min} = \frac{U_d (1 - b_1^{-1})(1 - a_1 b_1)}{r_n (1 - a_1)} . \quad (1.5)$$

Процеси у вихідному колі ШПН при живленні двигуна постійного струму (ДПС) залежать від реальної індуктивності згладжувального дроселя і джерела проти ЕРС, яким є ДПС.

У рушійному режимі роботи при відсутності збурень з боку приводного механізму проти ЕРС машини близька за величиною до середнього значення напруги $U_{\text{вих}} = U_{\text{н}}$. Навантаження на вал двигуна приводним механізмом обумовлює першу (постійну) складову струму у вихідному колі $I_{\text{н}} = I_{\text{я}}$, величина якої залежить від моменту опору на валу, який врівноважується обертовим моментом ДПС. Друга (змінна) складова струму вихідного кола створюється змінною (відносно рівня $U_{\text{вих}}$) складовою напруги $u_{\text{вих}}$ (рис. 1.3,а).

Постійна складова струму залежить від величини еквівалентного опору навантаження $r_{\text{не}}$ і визначається $I_{\text{н}} = U_{\text{нек}} / r_{\text{нек}}$. Струм змінної складової залежить від опору $r_{\text{я}}$ і $L_{\text{я}}$ кола якоря двигуна, а також індуктивності фільтра $L_{\text{ф}}$ та активного опору $r_{\text{ф}}$ обмотки згладжувального дроселя. Присутність змінної складової у струмі якоря (рис. 1.3,б) відрізняє роботу ДПС з ППН від живлення ДПС постійною напругою.

Пульсації струму якоря двигуна можна оцінити виразом (1.5), якщо в ньому замість $r_{\text{н}}$ підставити $r = r_{\text{я}} + r_{\text{ф}}$, замість $L_{\text{ф}}$ — $L = L_{\text{я}} + L_{\text{ф}}$ і $T_{\text{н}} = L / r$. За виразом (1.5) важко оцінити фактори, які впливають на величину $\Delta I_{\text{н}}$. Якщо вважати, що індуктивність L впливає на форму кривої струму $i_{\text{н}}$ більше, ніж r , то пульсаційна складова струму в інтервалах імпульсу $t_{\text{і}} = \gamma T$ і паузи $t_{\text{п}} = (1 - \gamma)T$ змінюється за лінійним законом (рис. 1.3,б, в). Це припущення слушне, коли крива струму $i_{\text{н}}$ зображується початко-

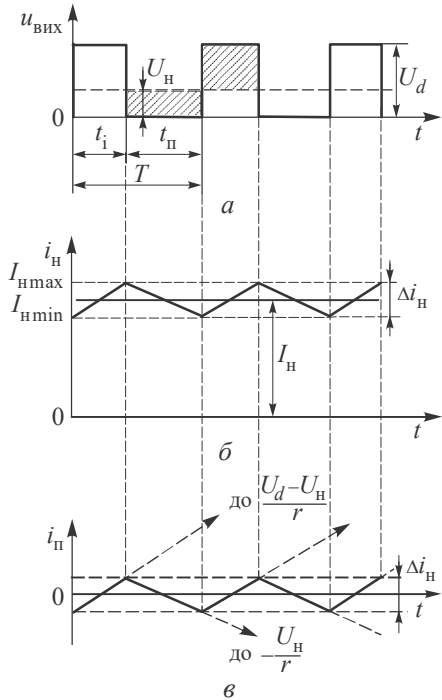


Рис. 1.3

вими ділянками експоненти зі сталою часу $T_{\text{н}} = L/r$ набагато більшою за період T прямуювання імпульсів ($L/r \gg T$).

На інтервалі t_i до дроселя L прикладена напруга $U_d - U_{\text{н}}$ і вона врівноважується ЕРС самоіндукції дроселя

$$U_d - U_{\text{н}} = \frac{L \Delta I_{\text{н}}}{\gamma T}, \quad (1.6)$$

а на інтервалі $(T - t_i)$ — напруга $-U_{\text{н}}$

$$-U_{\text{н}} = \frac{L \Delta I_{\text{н}}}{(1 - \gamma)T}. \quad (1.7)$$

З виразів (1.6) та (1.7) знаходимо величину пульсацій струму

$$\Delta I_{\text{н}} = \gamma(1 - \gamma) \frac{U_d}{Lf}. \quad (1.8)$$

З виразів (1.5) та (1.8) випливає, що $\Delta I_{\text{н}} = 0$ при $\gamma = 0$ ($U_{\text{н}} = 0$) і $\gamma = 1$ ($U_{\text{н}} = U_d$).

Співвідношення (1.8) дозволяє виявити характер залежності $\Delta I_{\text{н}}$ від γ . Його визначає співмножник $\gamma(1 - \gamma)$. Графічно ця залежність наведена на рис. 1.4, з якого видно, що максимальному значенню $\Delta I_{\text{н}}$ відповідає $\gamma = 0,5$. З (1.8) маємо

$$\Delta I_{\text{нmax}} = U_d / (4Lf). \quad (1.9)$$

Великі пульсації струму якоря несприятливо позначаються на роботі двигуна, викликаючи в ньому додаткові втрати в міді та сталі; зменшується ККД двигуна, збільшується його нагрів. Погіршуються умови комутації, що може викликати при несприятливих умовах коловий вогонь на колекторі. Обмеження величини $\Delta I_{\text{нmax}}$ залежить від конкретного типу двигуна (його потужності).

З (1.9) випливає, що підвищен-

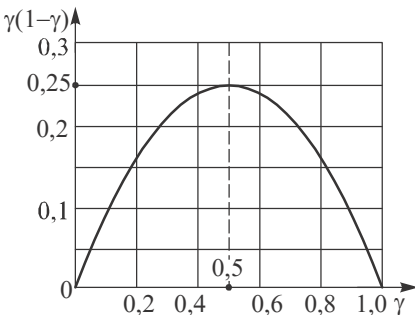


Рис. 1.4

ня частоти f роботи ІППН — суттєвий фактор зменшення $\Delta I_{\text{нmax}}$. За рахунок частоти можна забезпечити необхідні умови роботи ДПС і за відсутності дроселя L_{Φ} , що поліпшує масо-габаритні показники перетворювача і динамічні властивості електропривода в цілому.

Зовнішні характеристики ІППН з урахуванням активного опору згладжувального дроселя L згідно (1.1,а) мають вигляд (для режиму безперервного струму якоря двигуна)

$$U_{\text{н}} = \gamma U_d - I_{\text{н}} r, \quad (1.10)$$

або у відносних одиницях

$$U_{\text{н}}^* = \gamma - \frac{I_{\text{н}} r}{U_d}, \quad (1.11)$$

де $U_{\text{н}}^* = U_{\text{н}}/U_d$ — відносна напруга на двигуні.

При збільшенні проти ЕРС двигуна в кривій струму якоря двигуна (навантаження) з'являються паузи, тобто ІППН переходить в режим з переривчастим струмом навантаження. З рис. 1.3,б видно, що граничний режим настає, коли $I_{\text{н}} = \Delta I_{\text{н}}/2$. З (1.8) маємо

$$I_{\text{нгр}} = \Delta I_{\text{н}}/2 = \gamma(1-\gamma)U_d/(2Lf). \quad (1.12)$$

З виразу (1.12) випливає, що кожному значенню коефіцієнта заповнення γ відповідає своє значення $I_{\text{нгр}}$. При $\gamma = 0$ і $\gamma = 1$ струм $I_{\text{нгр}} = 0$ і досягає максимального значення при $\gamma = 0,5$

$$I_{\text{нгрmax}} = U_d/(8Lf). \quad (1.13)$$

На рис. 1.5 наведені зовнішні характеристики ІППН при роботі на ДПС в режимі безперервних і переривчастих струмів якоря двигуна (на рисунку пунктирна лінія ОАВ охоплює область переривчастих струмів).

З теорії електричних машин відомий зв'язок параметрів навантаженої машини постійного струму в рушійному режимі

$$E_{\text{я}} = U_{\text{н}} - r_{\text{дв}} I_{\text{я}} = U_{\text{н}} - r_{\text{дв}} I_{\text{н}}; E_{\text{я}} = c_{\text{е}} \Phi n; M = c_{\text{м}} \Phi n, \quad (1.14)$$

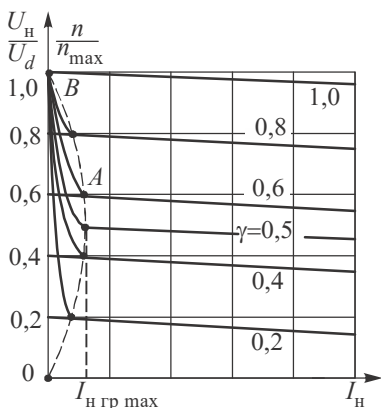


Рис. 1.5

де c_e, c_m — конструктивні сталі машини, $r_{дв}$ — сумарний активний опір якірного кола, який вміщує омичний опір обмотки якоря, обмотки додаткових полюсів, опір щіток та їх контактів; $E_{я}$ — проти ЕРС двигуна; Φ — магнітний потік; n — колова швидкість; M — обертальний момент.

З виразів (1.14) та (1.10) одержуємо електро механічні характеристики ДПС, що живиться від ІППН з ШПР,

$$n = \left[\gamma U_d - (r_L + r_{дв}) I_n \right] / (c_e \Phi). \quad (1.15)$$

Вираз (1.15) може бути зображений у відносних одиницях

$$n^* = \gamma - (r_L + r_{дв}) I_n / U_d, \quad (1.16)$$

де $n^* = n/n_{\max}$ — відносна швидкість обертання ротора, $n_{\max} = U_d / (c_e \Phi)$ — максимальна колова швидкість.

Порівнюючи вирази (1.16) та (1.11), можна зробити висновок про ідентичність електро механічних характеристик ДПС і зовнішніх характеристик ІППН, що живить двигун (рис. 1.5). Як видно з рис. 1.5 в області переривчастих струмів якоря залежності U_n і частоти обертів від I_n значні (обидва типи характеристик «м'які»). Це вказує на те, що з позиції двигунного навантаження працювати в області переривчастих струмів ІППН небажано. Це повинно враховуватися для тих електроприводів, в яких навантаження на ротор ДПС з боку приводного механізму може змінюватися в широких межах (наприклад, регульований привод верстатного виробництва, свердління, фрезування й т. ін.). При зменшенні навантаження на ротор двигуна струм I_n зменшиться і, якщо струм I_n буде відповідати режиму переривчастих струмів (див. рис. 1.5) частота обертання ротора різко зросте, що викличе, у свою чергу, зворотну реакцію двигуна та перетворювача. Збільшиться навантажен-

ня на ротор двигуна, зменшаться струм I_n і напруга U_n , зменшиться частота обертання ротора. Тобто в області переривчастих струмів i_n частота обертання ротора стає нестійкою. Тому при всіх можливих змінах навантаження ДПС робота ІППН повинна бути в області безперервного струму i_n ($I_{n\min} > I_{nгр}$), що досягається або за рахунок збільшення індуктивності фільтра L , або частоти перемикання ключа.

Форма вхідного (споживаного) струму i_d імпульсного перетворювача (рис. 1.2,*а*) має вигляд імпульсів, які при нескінченній індуктивності фільтра L близькі до прямокутних (рис. 1.2,*б*). Для передачі у вихідне коло перетворювача імпульсного струму внутрішній опір джерела живлення за змінним струмом повинен бути достатньо малим, причому для широкого спектра частот, яким характеризуються імпульси прямокутної форми. Інакше форма кривої вихідної напруги ІППН, а також форма кривої струму навантаження будуть відрізнятися від необхідних.

Найбільш повно задовольняє вимогам, які пред'являються до джерела живлення ІППН, акумуляторна батарея, яка має малий внутрішній опір як для постійного, так і для змінного струмів. Для інших автономних джерел живлення постійної напруги для зменшення опору змінному струму живильної мережі достатньо вмикання паралельно входу ІППН двох конденсаторів: одного, основного, для низькочастотної частини спектра, а другого, допоміжного невеликої ємності (високочастотного) для верхньої частини спектра.

При живленні ІППН від випрямляча повинні бути виконані вимоги, пов'язані безпосередньо з його використанням: згладжування вихідної напруги з урахуванням комутаційних спадів напруги, виключення імпульсного режиму роботи його вентилів та імпульсного споживання струму від однофазної або трифазної живильної мережі. Питання вирішується підключенням до виходу випрямляча Γ - подібного LC - фільтра. Його конденсатором, підключеним паралельно входу ІППН, одночасно вирішується й зниження до потрібних значень опору живильної мережі за змінним струмом (рис. 1.6,*а*). Потреба застосування LC - фільтра на вході ІППН пов'язана з необхідністю забезпечення допустимої максимальної пульсації $\Delta U_{C\max}$ на вході ІППН та зменшення змінної скла-

дової вхідного струму i_{VT} ПППН, яка створює електромагнітне випромінювання, що порушує електромагнітну сумісність в роботі з іншими системами та пристроями (тобто забезпечення допустимого значення максимальних пульсацій $\Delta I_{d\max}$ у споживаному струмі джерела живлення).

Суть роботи Г- подібного LC - фільтра на вході ПППН (рис. 1.6,а)

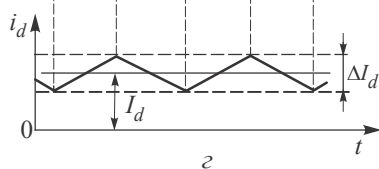
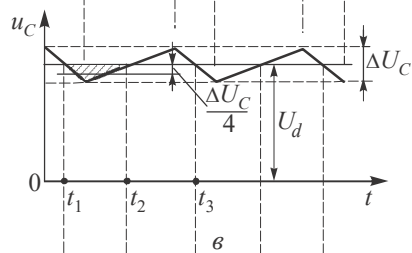
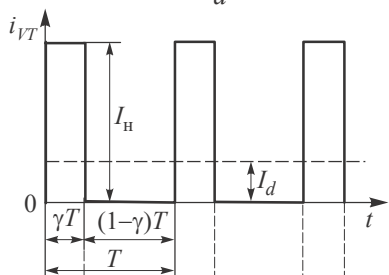
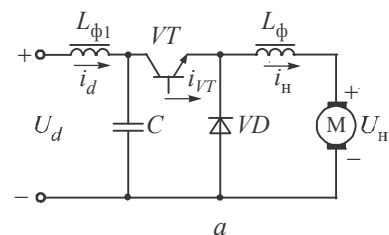


Рис. 1.6

полягає в розділенні повного струму його вхідного кола i_d , який має імпульсну форму (рис. 1.6,б), на дві складові: постійну I_d і змінну $i_{VT} - I_d$. Постійна складова, що тече через джерело живлення, пропускається дроселем $L_{\phi 1}$, а змінна складова замикається переважно через конденсатор C .

Імпульсний режим роботи перетворювача викликає зарядно-розрядні процеси конденсатора.

На інтервалі $t_1 = \gamma T$ транзистор VT пропускає струм i_{VT} , більший за струм i_d , який безперервно тече через дросель $L_{\phi 1}$. Спад напруги на конденсаторі C (рис. 1.6,в) на цьому інтервалі відбувається за рахунок розрядки його струмом $i_H - i_d$.

На інтервалі $t_{II} = (1 - \gamma)T$ транзистор VT закритий, а струм дроселя $L_{\phi 1}$ тече через конденсатор, викликаючи його зарядку та підвищення на ньому напруги. У результаті

напруга на конденсаторі пульсує відносно середнього значення U_d з розмахом пульсацій ΔU_C (рис. 1.6,б), яка визначається різницею між максимальною і мінімальною величиною напруги на конденсаторі. Через те, що дросель $L_{\phi 1}$ має значну індуктивність, а струм i_a незначні пульсації, то при розрахунку ΔU_C можна вважати, що $i_d = I_d$, $i_a = I_a = I_H$ (пульсації струму i_d та i_a не враховуються), і крива напруги на конденсаторі буде складатися з ділянок прямих (рис. 1.6,б).

Зміна напруги на конденсаторі на інтервалі $t_i = \gamma T$ описується виразом

$$C \frac{du_C}{dt} = I_a - I_d = (1 - \gamma) I_H. \quad (1.17)$$

Якщо в (1.17) замінити похідну на відношення приростів і вирішити його відносно ΔU_C , то отримаємо

$$\Delta U_C = [\gamma(1 - \gamma) I_H] / (fC). \quad (1.18)$$

Пульсації ΔU_C досягають максимальної величини при $\gamma = 0,5$

$$\Delta U_{C \max} = I_H / (4fC) \quad (1.19)$$

і зростають при збільшенні струму I_H .

У відповідності з (1.19) задачу обмеження $\Delta U_{C \max}$ на допустимому рівні доцільно вирішувати не за рахунок ємності конденсатора C , а за рахунок підвищення частоти роботи ключа.

Деяка частина змінної складової вихідного струму (через наявність пульсацій ΔU_C) відгалужується у коло дроселя $L_{\phi 1}$, накладається на постійну складову I_d , і, як результат, створює у струмі, що споживається, пульсації ΔI_d (рис. 1.6,в). Пульсаційна складова з частотою f обумовлюється різницею напруги на конденсаторі та напруги на вході фільтра U_d .

На інтервалі $t_1 \dots t_2$ (рис. 1.6,б) напруга $u_C < U_d$, а напруга на дроселі $L_{\phi 1}$ $u_L = U_d - u_C > 0$. Це викликає зростання струму i_d (рис. 1.6,в). На інтервалі $t_2 \dots t_3$ $u_C > U_d$, $u_L = U_d - u_C < 0$, струм i_d змен-

шується. У зв'язку з тим, що струм i_d має достатньо складну форму, з невеликою похибкою його можна апроксимувати прямими (рис. 1.6,з), цьому буде відповідати прикладена до дроселя напруга не трикутної форми з амплітудою $\Delta U_C/2$, а еквівалентної прямокутної з амплітудою $\Delta U_C/4$. Такий захід використовується при розрахунку кіл з реактивними елементами при напругах (струмах) складної імпульсної форми і носить назву «метод еквівалентного інтеграла».

Для інтервалу $t_1 \dots t_2$ з урахуванням вищесказаного маємо

$$L_{\phi 1} = \frac{di_d}{dt} = \frac{\Delta U_C}{4}, \quad (1.20)$$

або в приростах

$$L_{\phi 1} \frac{\Delta I_d}{T/2} = \frac{\Delta U_C}{4}, \quad (1.21)$$

звідки

$$\Delta I_d = \frac{\Delta U_C}{8fL_{\phi 1}}. \quad (1.22)$$

Використовуючи (1.18), одержимо

$$\Delta I_d = \frac{\gamma(1-\gamma)}{8f^2L_{\phi 1}C} I_H, \quad (1.23)$$

і при $\gamma = 0,5$

$$\Delta I_{d \max} = I_H / \left(32f^2L_{\phi 1}C \right). \quad (1.24)$$

З виразів (1.23) та (1.24) можна зробити висновок про доцільність збільшення частоти перемикавання ключа для зменшення величини $L_{\phi 1}$.

Частота першої гармоніки струму i_d та напруги u_C дорівнює f , яка в сучасних ІППН складає десятки – сотні кГц.

Дросель $L_{\phi 1}$ окрім функції згладжування має захисну, розділяючи живильну мережу й навантаження при коротких замиканнях.

Діюче значення q -ї гармоніки струму, який споживається з мережі, для схеми, наведеної на рис. 1.7, можна знайти з виразу

$$I_{d(q)} = \frac{x_C/q}{qx_L - x_C/q} I_{VT(q)} = \frac{1}{4p q^2 f L_{\phi 1} C - 1} I_{VT(q)} =$$

$$= \frac{I_{VT(q)}}{(qf/f_p)^2 - 1}, \quad (1.25)$$

де $I_{VT(q)}$ — діюче значення струму q -ї гармоніки перетворювача;
 $x_L = 2\pi f L_{\phi 1}$; $x_C = 1/(2\pi q C)$; $f_p = 1/(2p\sqrt{L_{\phi 1} C})$ — резонансна частота LC - контуру.

Частоти f і f_p повинні відрізнятися, тому що може виникати резонанс, що призводить до значних коливань в напрузі, яка живить перетворювач. На практиці для уникнення резонансних явищ треба, щоб виконувалась нерівність

$$f \text{ і } (2 \div 3)f_p. \quad (1.26)$$

У такому випадку діюче значення q -ї гармоніки струму може бути приблизно знайдено з виразу

$$I_{d(q)} \gg (f_p/qf)^2 I_{VT(q)}. \quad (1.27)$$

Розклад функції $i_{VT}(\omega t)$ (рис. 1.6,б) в ряд Фур'є має вигляд

$$i_{VT}(\omega t) = I_{H0} + \frac{4I_H}{2p q} (\sin \omega t + \sin 3\omega t + \sin 5\omega t + K), \quad (1.28)$$

де $I_{H0} = \gamma I_H = I_d$ — постійна складова струму, що споживається від мережі перетворювачем.

Якщо врахувати внутрішній опір r_{BH} джерела живлення U_d і омичний опір $r_{\phi 1}$ дроселя $L_{\phi 1}$, зовнішня характеристика, яка описується виразом (1.10), приймає наступний вигляд

$$U_H = \gamma \ddot{I}_H U_d - (r_{BH} + r_{\phi 1}) I_d \frac{III}{BH} r_L I_H =$$

$$= \gamma \ddot{I}_H U_d - (r_{BH} + r_{\phi 1}) \gamma I_H \frac{III}{BH} r_L I_H, \quad (1.29)$$

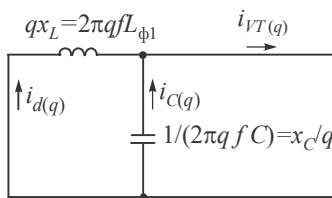


Рис. 1.7

де $I_d = \gamma I_H$, або у відносних одиницях

$$U_H^* = \gamma - \frac{\gamma^2(r_{BH} + r_{\Phi 1}) + r_L}{U_d} I_H, \quad (1.30)$$

де $U_H^* = U_H / U_d$.

Вираз електромеханічних характеристик ДПС можна одержати з (1.16), якщо врахувати опір двигуна $r_{дв}$,

$$n^* = \gamma - \frac{\gamma^2(r_{BH} + r_{\Phi 1}) + r_L + r_{дв}}{U_d} I_H. \quad (1.31)$$

Присутність у чисельниках (1.30), (1.31) додаткового доданку $\gamma^2(r_{BH} + r_{\Phi 1})$ збільшує нахил характеристик, а залежність від γ^2 нахил характеристик, що входять в сім'ю, стає ще й неоднаковим.

Для згладжування пульсацій вихідної напруги ІППН застосовують індуктивно-ємнісні фільтри (рис. 1.8). При аналізі процесів у схемі приймемо наступні припущення: ключі (транзистор і діод) перемикаються миттєво; втрати в елементах схеми відсутні; пульсаціями напруги на навантаженні нехтуємо, тобто $C \gg T$, $U_C = U_H = I_H r_H = \text{const}$;

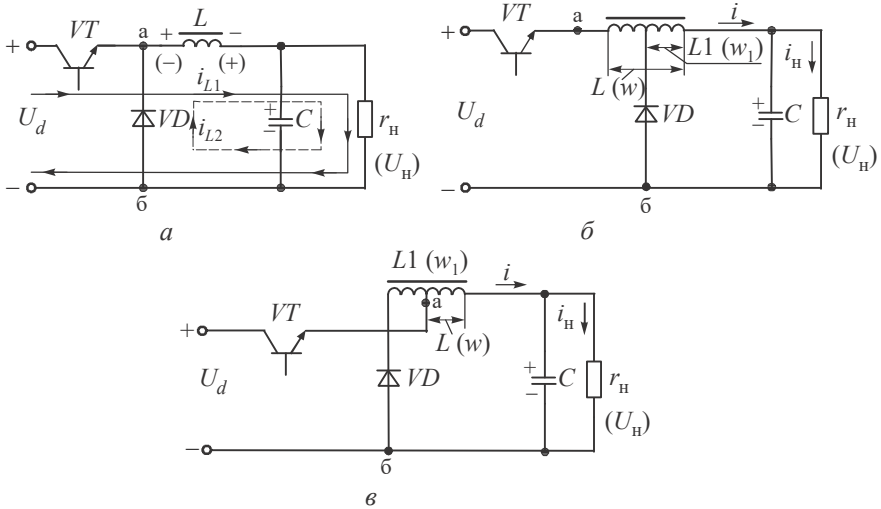


Рис. 1.8

індуктивність згладжувального дроселя $L = \text{const}$. Розглянемо усталений режим роботи схеми.

На рис. 1.9,а, б наведені часові діаграми струмів і напруг в схемі рис. 1.8,а для двох режимів роботи: безперервного (а) і переривчастого (б) струмів дроселя L .

При відкритому транзисторі VT джерело живлення U_d підімкнене через дросель L до паралельного з'єднаних конденсатора C та навантаження r_n (шлях струму i_{L1} на цьому інтервалі $0 < t < t_i$ на рис. 1.8,а показаний суцільною лінією). Через діод VD струм не тече, тому що до нього прикладена зворотна напруга U_d , а до дроселя L прикладена напруга $U_d - U_n$ з полярністю, вказаній на рис. 1.8,а без дужок,

$$u_{L1} = L di_{L1}/dt = U_d - U_n. \quad (1.32)$$

Струм дроселя з урахуванням початкових умов $i_{L1}(0) = I_{L\min}$ (див. рис. 1.9,а) визначається з виразу (1.32)

$$i_{L1}(t) = \frac{1}{L} \int u_L dt = I_{L\min} + (U_d - U_n) \frac{t}{L}. \quad (1.33)$$

Максимальне значення струму дроселя визначається з (1.33) при $t = t_i$

$$I_{L\max} = I_{L\min} + (U_d - U_n) t_i / L. \quad (1.34)$$

При закритті транзистора VT (інтервал $t_i < t < T$) струм дроселя i_{L2} тече, зберігаючи попередній напрямок, за рахунок енергії, накопиченій у магнітному полі дроселя. Похідна di_L/dt змінює знак (полярність напруги u_L змінюється — показана на рисунку в дужках), а на закритому транзисторі VT діє напруга U_d . На цьому інтервалі часу t_n (тривалість паузи) енергія, накопичена в індуктивності дроселя, частково віддається в навантаження, що призводить до зменшення струму в дроселі. Конденсатор C згладжує пульсації напруги на навантаженні, обумовленні пульсаціями струму в дроселі, забезпечуючи малі пульсації вихідної напруги. Закон зміни струму в дроселі визначаємо з рівняння, ураховуючи що при цьому до дроселя прикладена напруга на конденсаторі $U_C = U_n$,

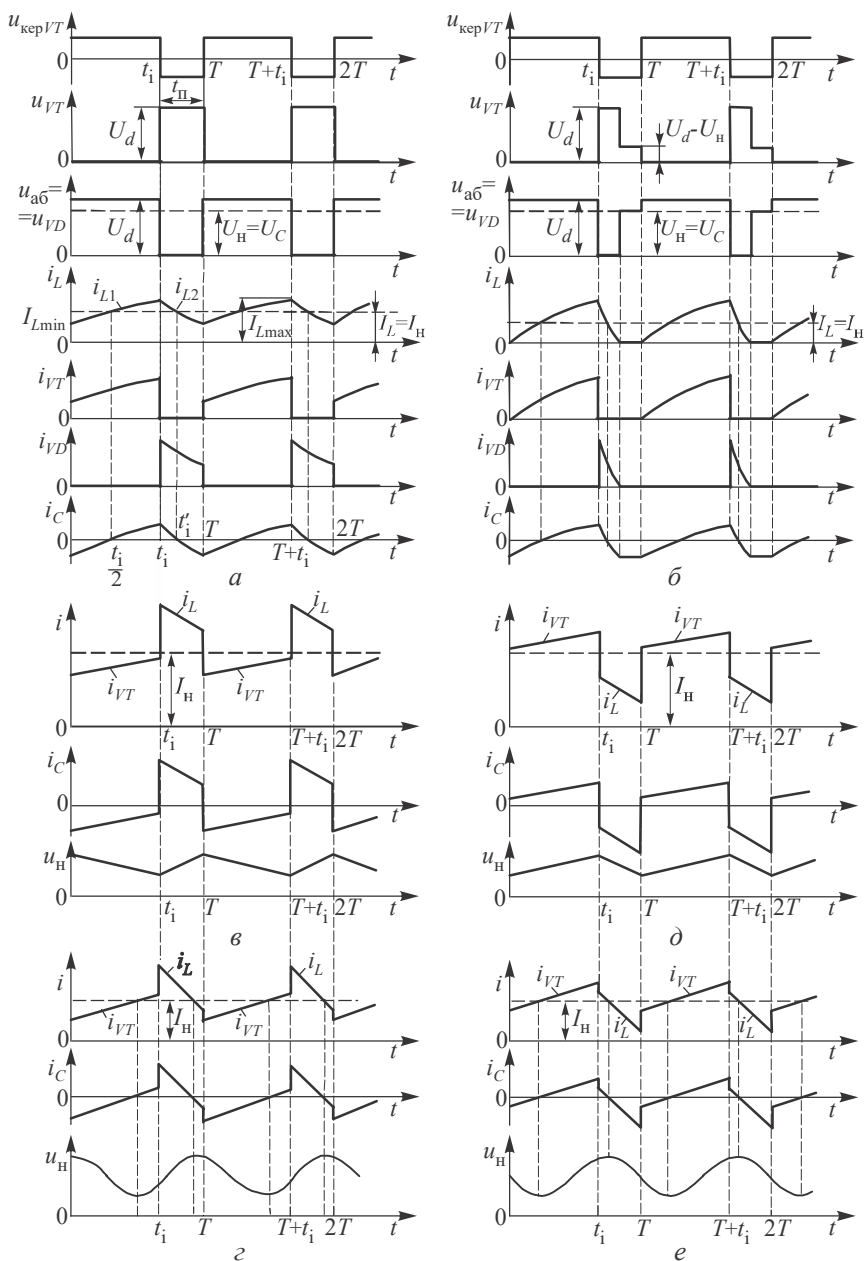


Рис. 1.9

$$u_L = -L \frac{di_{L2}}{dt} = U_H. \quad (1.35)$$

З урахуванням початкових умов $i_{L1}(t_i) = I_{L\max}$ закон зміни струму дроселя

$$i_{L2} = \frac{1}{L} \int U_H dt = I_{L\max} - U_H t/L. \quad (1.36)$$

При $t = t_{\Pi}$ з (1.36) визначаємо мінімальне значення струму дроселя

$$I_{L\min} = I_{L\max} - U_H t_{\Pi}/L. \quad (1.37)$$

З виразів (1.33) та (1.36) видно, що миттєве значення струму дроселя на інтервалах $(0 < t < t_i)$ і $(t_i < t < T)$ змінюється лінійно, а напруга на дроселі на цих інтервалах постійна.

Середнє значення напруги на навантаженні можна визначити з умови, що середнє значення напруги на дроселі L дорівнює нулю $U_{Lcp} = 0$,

$$(U_d - U_H)\gamma = U_H(1 - \gamma), \quad (1.38)$$

звідки знаходимо регульовальну характеристику перетворювача в режимі безперервного струму дроселя

$$U_H = \gamma U_d, \quad (1.39)$$

або у відносних одиницях степінь регулювання (коефіцієнт передачі)

$$C_p = \frac{U_H}{U_d} = \gamma. \quad (1.40)$$

У зв'язку з тим, що $0 \leq \gamma \leq 1$, вихідна напруга U_H такого ІППН завжди менше вхідної U_d . Звідси й назва такого ІППН — знижувальний.

Середнє значення струму навантаження дорівнює середньому значенню струму дроселя L

$$I_{Lcp} = I_H = (I_{L\max} + I_{L\min})/2 = \gamma U_d / r_H. \quad (1.41)$$

Максимальний колекторний струм транзистора і максимальний струм діода визначаються з виразу

$$I_{KVT\max} = I_{VD\max} = I_{L\max} = I_H + \frac{U_H(1 - \gamma)}{2Lf}. \quad (1.42)$$

Середні значення струмів через транзистор VT і зворотний діод VD визначаються співвідношеннями

$$I_{VT} = \frac{1}{T} \int_0^{t_1} i_{L1}(t) dt = I_H \gamma ; \quad (1.43)$$

$$I_{VT} = \frac{1}{T} \int_0^{t_n} i_{L2}(t) dt = I_H (1 - \gamma) . \quad (1.44)$$

Для забезпечення безперервного струму дроселя треба, щоб

$$I_{H\min} \geq \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{I_{L\max} - I_{L\min}}{2} = \frac{U_d \gamma}{2Lf} (1 - \gamma) . \quad (1.45)$$

Ураховуючи, що на границі безперервних струмів дроселя $I_{L\text{ср}} = \Delta I_L / 2$, та використовуючи (1.37), одержуємо значення величини індуктивності дроселя, при якій в схемі спостерігається режим безперервних струмів дроселя,

$$L_{\min} \geq \frac{U_d \gamma (1 - \gamma)}{2 I_H f} = \frac{r_H \gamma (1 - \gamma)^2}{2 f} . \quad (1.46)$$

При $r_H = \text{var}$ і $\gamma = \text{var}$ для індуктивності дроселя фільтра повинна виконуватися умова

$$L \geq L_{\min} = \frac{U_d \gamma_{\min} (1 - \gamma_{\min})}{2 I_{H\min} f} . \quad (1.47)$$

Значення L , яке визначається виразом (1.47), характеризує граничний режим струму дроселя. На практиці значення індуктивності дроселя вибирають у 5...20 разів більше $L_{\min}$.

Діюче значення струму дроселя, яке необхідне для розрахунку перерізу проводу та вибору типорозміру магнітопроводу,

$$\begin{aligned} I_L &= \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{\gamma T} \left(I_{L\min} + \frac{U_d - U_H}{L} t \right)^2 dt + \int_{\gamma T}^T \left(I_{L\max} - \frac{U_H}{L} t \right)^2 dt \right]} = \\ &= \sqrt{I_H^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12}} . \end{aligned} \quad (1.48)$$

Конденсатор фільтра C в процесі перемикавання транзистора (силового ключа) VT періодично заряджається і розряджається ($I_H > i_L$).

При цьому в момент часу $t = t_i$ напруга на конденсаторі мінімальна, а при $t = t_i + (T - t_i)$ — максимальна.

Пульсації напруги на конденсаторі, якими ми знехтували на початку аналізу ($u_{C\sim} = u_{H\sim} \ll U_H = \text{const}$), обумовлені величиною змінної складової струму дроселя. Тому,

$$\Delta U_C = \frac{1}{C} \left[\int_{t_i/2}^{t_i} i_{L1} dt + \int_0^{(T-t_i)/2} i_{L2} dt \right] = \frac{1}{C} \left[\int_{t_i/2}^{t_i} \left(-\frac{\Delta I_L}{2} + \Delta I_L \frac{t}{t_i} \right) dt + \right. \\ \left. + \int_0^{(T-t_i)/2} \left(\frac{\Delta I_L}{2} - \Delta I_L \frac{t}{T-t_i} \right) dt \right] = \frac{\Delta I_L T}{8C} = \frac{U_d \gamma T^2 (1-\gamma)}{8LC}. \quad (1.49)$$

Коефіцієнт пульсацій на навантаженні

$$K_{\Pi} = \Delta U_C / (2U_H). \quad (1.50)$$

Тоді величина ємності фільтра визначається з (1.49) та (1.50)

$$C = \frac{T^2 (1-\gamma)}{16LK_{\Pi}}. \quad (1.51)$$

Для забезпечення режиму роботи LC - фільтра з безперервним струмом дроселя у випадку зміни коефіцієнта заповнення імпульсів ємність фільтра повинна мати величину

$$C = \frac{T^2 (1-\gamma_{\min})}{16LK_{\Pi \min}}. \quad (1.52)$$

Одержані в результаті розрахунку параметри фільтра треба перевіряти на відсутність резонансу

$$f_{\Pi(1)} > 1/(2\pi\sqrt{LC}), \quad (1.53)$$

де $f_{\Pi(1)}$ — частота пульсації основної гармоніки.

При виборі параметрів L і C фільтра, здавалось би, спочатку можна вибрати значення L , яке забезпечує роботу схеми в режимі безперервного струму дроселя, а потім для одержання заданого рівня пульсацій вихідної напруги — і значення C . Проте конденсатор не є іде-

альним елементом через наявність опору втрат. Спад напруги на цьому опорі призводить до зміни характеру пульсацій вихідної напруги. Цей ефект можна послабити або за рахунок зменшення опору втрат, або зменшенням струму через конденсатор. Значення C частіше визначається за допустимими пульсаціями напруги на конденсаторі (1.49) (або струму через нього), ніж з виразу (1.53). При збільшенні L пульсації струму через дросель зменшуються, що обумовлює можливість зменшення ємності C .

При конструюванні перетворювача параметри L і C зазвичай вибирають за критеріями мінімальної маси, об'єму та вартості. У достатньо потужних пристроях результатом такого підходу є вибір саме того значення L , яке б при максимальній потужності навантаження забезпечувало роботу перетворювача в режимі безперервного струму (див вираз (1.46)).

Для знижувального ІППН характерним є імпульсне споживання енергії від джерела вхідної напруги U_d і безперервна передача енергії в навантаження. Такий перетворювач відноситься до перетворювачів з обмеженим накопиченням енергії в реактивних елементах.

При фіксованих значеннях L і γ режим роботи визначається значенням опору навантаження r_n . Якщо схема працює в режимі безперервного струму, то в процесі збільшення r_n вона може перейти в режим переривчастого струму (рис 1.9,б). З іншого боку, якщо фіксовані значення r_n і γ , то при зменшенні L схема також може перейти з режиму безперервного в режим переривчастого струму. При збільшенні частоти f мінімальне значення індуктивності $L_{\min}$ (1.46), що характеризує роботу на границі між режимом безперервного та режимом переривчастого струмів, буде зменшуватися.

При врахуванні не ідеальності елементів схеми перетворювача середнє значення струму навантаження для режиму безперервних струмів має значення (див. вираз (1.41))

$$I_n = \frac{\gamma U_d}{r_n + r} = I_{n0} \gamma, \quad (1.54)$$

де $r = r_{\text{BH}} + r_{\text{VT}} + r_L$; $r \approx r_{\text{VD}} + r_L$ — сумарний опір контуру струму дроселя на першому та другому інтервалах роботи перетворювача (вважаємо їх рівними); r_{VT} , r_{VD} — опір відкритого транзистора і діода відповідно; r_{BH} — внутрішній опір джерела живлення; $I_{\text{H}0} = U_d / (r_{\text{H}} + r)$.

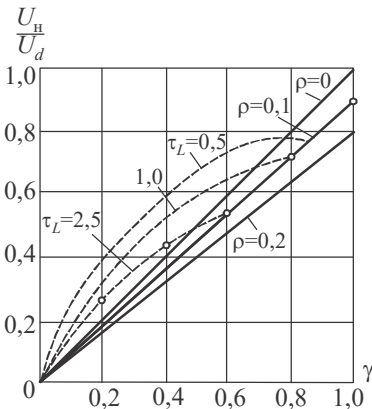
З виразу (1.54) можна одержати регульовальні характеристики знижувального перетворювача з реальними елементами

$$C_p = \frac{U_{\text{H}}}{U_d} = (1 - \rho)\gamma, \quad (1.55)$$

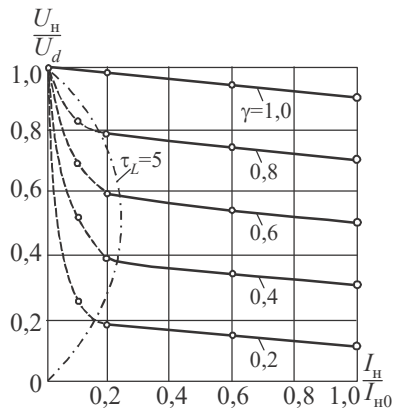
де $\rho = r / (r_{\text{H}} + r)$.

На рис. 1.10,а наведені регульовальні характеристики знижувального перетворювача в режимі безперервного струму для декількох значень ρ (суцільні лінії).

Як було показано вище, режим переривчастого струму при заданій індуктивності дроселя настає, якщо $I_{\text{H}} < I_{\text{Hmin}}$ [див. (1.45)] або при $L < L_{\text{min}}$ для заданого струму навантаження (1.46). У цьому режимі регульовальну характеристику можна одержати з виразів (1.33), (1.36) при $I_{L\text{min}} = 0$. Час протікання струму через зворотний діод VD знаходимо з (1.36) за умови, що $i_{L2}(t_0) = 0$, $t_0 = t_i(U_d - U_{\text{H}}) / U_{\text{H}}$. Середнє



а



б

Рис 1.10

значення струму в навантаженні визначається з (1.33) та (1.36)

$$I_{\text{н}} = \frac{1}{T} \int_0^{t_i} \frac{U_d - U_{\text{н}}}{L} t dt - \frac{1}{T} \int_0^{t_0} \left[\frac{U_d - U_{\text{н}}}{L} t_i - \frac{U_{\text{н}}}{L} t \right] dt =$$

$$= \frac{U_d (U_d - U_{\text{н}}) \gamma}{2 U_{\text{н}} r \tau_L}, \quad (1.56)$$

де $\tau_L = \frac{L}{r} f$ — відносна стала часу дроселя (1.56).

Після відповідних перетворень одержимо регульовальні характеристики перетворювача в режимі переривчастих струмів дроселя

$$C_p = \frac{U_{\text{н}}}{U_d} = \frac{\gamma^2}{4 \tau_L \rho} \left(\sqrt{\frac{1 + 8 \tau_L \rho}{\gamma^2}} - 1 \right). \quad (1.57)$$

На рис. 1.10,а пунктирними лініями показані регульовальні характеристики в режимі переривчастих струмів дроселя (пунктирні лінії). З рисунку видно, що у перетворювачі вихідна напруга в режимі безперервного струму зростає лінійно зі збільшенням γ до величини $U_{\text{н}}/U_d = 1 - \rho$ при $\gamma = 1$, а режим переривчастих струмів настає тим раніше, чим менше τ_L .

Сумісне розв'язання (1.55) та (1.57) дозволяє визначити $\gamma_{\text{гр}}$, при якому настає граничний режим,

$$\gamma_{\text{гр}} = 1 - 2 \rho \tau_L. \quad (1.58)$$

Граничне значення напруги на навантаженні

$$U_{\text{нгр}} = U_d \tau_L \left(\frac{1 - \gamma}{\tau_L} \right) \left(\frac{2 \tau_L - \gamma}{2 \tau_L - 1} \right). \quad (1.59)$$

З виразів (1.54) та (1.56) визначаємо вихідні (зовнішні) характеристики перетворювача для областей безперервного та переривчастого струмів дроселя відповідно

$$\frac{U_{\text{н}}}{U_d} = \gamma - \rho \frac{I_{\text{н}}}{I_{\text{н}0}}, \quad (1.60)$$

$$\frac{U_{\text{н}}}{U_d} = 1 - \frac{I_{\text{н}}}{I_{\text{н}0}} \left/ \left(\frac{\gamma^2}{2\tau_L \rho} + \frac{I_{\text{н}}}{I_{\text{н}0}} \right) \right. \right. \quad (1.61)$$

Ці характеристики наведені на рис. 1.10,б.

При достатньо великих значеннях $\tau_L \geq 5$ максимум граничного струму має місце при $\gamma = 0,5$

$$I_{\text{нгрmax}} \approx U_d / 8r\tau_L. \quad (1.62)$$

Ємність конденсатора, яка забезпечує задану пульсацію напруги $\Delta U_{\text{н}} = \Delta U_C$ в режимі переривчастого струму, можна визначати як і для режиму безперервного струму

$$C = (I_{\text{н}} / \Delta U_{\text{н}} f) \left[1 - \sqrt{Lf/2 [2r_{\text{н}} (1 - \gamma)]} \right]^2. \quad (1.63)$$

Як показав аналіз, в режимі переривчастих струмів при інших рівних умовах амплітуда струму колектора $I_{KVT \text{ max}}$ більша, ніж у режимі безперервного струму. Це пояснюється тим, що при рівних площах епюр струму колектора (див. рис. 1.9,а, б) висота трапеції завжди менше висоти трикутника. Ємність конденсатора C в режимі безперервного струму менша, ніж в режимі переривчастого струму, тому що пульсації напруги $\Delta U_{\text{н}} = \Delta U_C$ в режимі переривчастого струму більші. Індуктивність дроселя L , яка потрібна для режиму переривчастого струму, завжди менша.

Максимальний колекторний струм транзистора VT в режимі переривчастого струму дроселя

$$I_{VT \text{ max}} = U_{\text{н}} (1 - \gamma) / (Lf).$$

Для більш повного використання транзистора VT за напругою або обмеження напруги на ньому застосовують дроселі з відводами, тобто автотрансформаторне ввімкнення. У таких схемах (рис. 1.8,б, в) дросель використовується з відводом від частини обмотки і під'єднується як автотрансформатор з коефіцієнтом трансформації $K_T = w_1 / w$. Причому

$K_T < 1$ у схемі рис. 1.8,б і $K_T > 1$ у схемі рис. 1.8,в. Автотрансформаторне ввімкнення дроселя дозволяє також змінювати колекторний струм транзистора.

При аналізі процесів у схемі будемо припускати, що коефіцієнт зв'язку між обмотками дроселя дорівнює одиниці, $U_H = \text{const}$, $r_{VT} = 0$, $r_{VD} = 0$, $r_{BH} = 0$ і $r_L = 0$.

При відкритому транзисторі VT до дроселя L прикладається напруга $U_d - U_C = U_d - U_H$, яка урівноважується ЕРС самоіндукції, наведеної на дроселі L , тобто

$$U_d - U_H = w d\Phi / dt, \quad (1.64)$$

де Φ — магнітний потік в осерді дроселя.

Якщо припустити, що струм у дроселі при відкритому транзисторі VT змінюється за лінійним законом, то і потік в осерді дроселя буде змінюватись за лінійним законом від Φ_1 до Φ_2 , тобто

$$\frac{d\Phi}{dt} \approx \frac{\Phi_2 - \Phi_1}{t_i}. \quad (1.65)$$

При закритті транзистора VT магнітний потік у дроселі починає зменшуватися, тому що частина накопиченої в ньому енергії віддається у навантаження. Струм дроселя тече через діод VD та індуктивність $L1$. Напруга на навантаженні при цьому визначається виразом (спадом напруги на діоді VD нехтуємо)

$$U_H = -w_1 \frac{d\Phi}{dt} \approx -w_1 \frac{\Phi_2 - \Phi_1}{T - t_i}. \quad (1.66)$$

З виразів (1.64), (1.65), (1.66) одержуємо залежність між вихідною напругою та часом відкритого стану транзистора VT

$$U_H = U_d \frac{K_T t_i}{K_T t_i + (T - t_i)} = U_d \frac{K_T \gamma}{(K_T - 1) \gamma + 1}, \quad (1.67)$$

де $K_T = w_1 / w$.

Зі збільшенням коефіцієнта трансформації K_T зменшується вплив зміни коефіцієнта заповнення імпульсів γ на величину напруги на на-

вантаженні і при дуже великих значеннях K_T схема стає некерованою. Якщо $K_T = 1$, схеми рис. 1.8,б, в еквівалентні схемі рис. 1.8,а.

З виразу (1.67) видно, що при будь-яких значеннях γ і будь-якому значенні K_T слухна нерівність $U_d > U_H$.

При зроблених припущеннях про лінійність зміни струму через дросель можна записати вираз для струму транзистора VT у вигляді

$$i_{VT}(t) = I_{VT \min} + \frac{U_d - U_H}{L} t \quad \text{при } 0 \leq t \leq t_i. \quad (1.68)$$

Максимальне значення струму транзистора

$$I_{VT \max} = I_{VT \min} + \frac{U_d - U_H}{L} t_i. \quad (1.69)$$

Виходячи зі сталості магнітного потоку в момент комутації, маємо

$$I_{VT \max} w = I_{L1 \max} w_1 \quad \text{або} \quad I_{L1 \max} = \frac{I_{VT \max}}{K_T}, \quad (1.70)$$

де $I_{L1 \max}$ — максимальне значення струму в індуктивності $L1$ при закритому транзисторі VT .

Струм i_{L1} в індуктивності $L1$ змінюється за законом

$$i_{L1}(t) = I_{L1 \max} - \frac{U_H}{L_1} t.$$

Мінімальне значення струму в індуктивності $L1$

$$I_{L1 \min} = I_{L1 \max} - \frac{U_H}{L} (T - t_i) \quad \text{або} \quad I_{L1 \min} = \frac{I_{VT \min}}{K_T}. \quad (1.71)$$

Середнє значення струму навантаження дорівнює середньому значенню струму, що тече через дросель,

$$\begin{aligned} I_H = I_L &= \frac{1}{T} \left[\int_0^{t_i} i_{VT} dt + \int_{t_i}^T i_{L1} dt \right] = \\ &= I_{VT} + I_{VT} \frac{T - t_i}{K_T t_i} = I_{VT} \frac{\gamma(K_T - 1) + 1}{K_T \gamma}, \end{aligned} \quad (1.72)$$

де I_{VT} — середнє значення струму, що тече через транзистор VT .

З (1.72) середнє значення струму транзистора VT

$$I_{VT} = I_n \frac{K_T \gamma}{\gamma(K_T - 1) + 1}. \quad (1.73)$$

Максимальне значення струму транзистора знаходимо з (1.69) з урахуванням (1.70), (1.71) і (1.72)

$$I_{VT \max} = I_n \frac{K_T}{\gamma(K_T - 1) + 1} + \frac{U_n T}{2K_T L} (1 - \gamma). \quad (1.74)$$

Звідси видно, що, обираючи відповідним чином коефіцієнт K_T , можна збільшити або зменшити струм, що тече через транзистор VT .

Напруга між емітером і колектором транзистора VT , коли він закритий,

$$U_{VT} = U_d + (w - w_1) \frac{d\Phi}{dt} \approx U_d + U_n \left(\frac{1 - K_T}{K_T} \right). \quad (1.75)$$

Звідси видно, що для зменшення напруги U_{VT} треба застосовувати дросель з можливо більшим значенням коефіцієнта K_T .

На рис. 1.9, в, з наведені часові діаграми струмів та напруг для випадку $K_T < 1$.

Якщо величини індуктивностей L і L_1 будуть достатньо великими, то коливання струмів i_{VT} та i_L згідно (1.69) та (1.71) будуть малими і на протязі інтервалу $0 \leq t \leq t_i$ струм i_{VT} буде менше середнього значення струму навантаження I_n . При закритті транзистора VT струм дроселя стрибком збільшиться до величини $I_{L1 \max}$ і на протязі інтервалу $t_i \dots T$ буде зменшуватися, залишаючись більше струму навантаження I_n . Таким чином, конденсатор на протязі часу $0 \dots t_i$ заряджається, а на протязі $t_i \dots T$ розряджається. У момент закриття транзистора VT струм конденсатора i_C стрибком змінює знак і величину.

В інтервалі $0 \dots t_i$ напруга на конденсаторі зменшується і в момент закриття транзистора VT досягає мінімальної величини, а в інтервалі $t_i \dots T$ збільшується і в момент відкриття транзистора VT досягає максимальної величини. Отже, подвійна амплітуда змінної складової на-

пруги на навантаженні може бути знайдена як повний перепад напруги на конденсаторі за час $0 \dots t_i$ або $t_i \dots T$

$$\Delta U_C = \frac{1}{C} \int_0^{t_i} i_C dt = \frac{1}{C} \int_{t_i}^T i_C dt = \left| \frac{I_H}{C} \left[\frac{\gamma(1-\gamma)(K_T-1)}{\gamma(K_T-1)+1} \right] \right|. \quad (1.76)$$

Отже, при достатньо великих величинах індуктивностей L та L_1 їх абсолютні значення не впливають на величину змінної складової напруги.

На рис. 1.9,з наведені часові діаграми струмів і напруг для випадку, коли величини струмів і напруг індуктивностей L та L_1 невеликі. З діаграм видно, що струм конденсатора i_C може змінювати напрямок не в момент відкриття та закриття транзистора VT , а на протязі інтервалу $0 \dots t_i$ та $t_i \dots T$. Розмах коливань напруги на навантаженні збільшується, тобто змінна складова значно зростає.

На рис. 1.9,д, е наведені часові діаграми струмів і напруг для випадку $K_T > 1$.

Для того, щоб пульсації напруг на навантаженні були мінімальними, потрібно виконання умов

$$\left. \begin{array}{l} I_{VT \max} < I_H \\ I_{L1 \min} > I_H \end{array} \right\} \text{ при } K_T < 1, \quad (1.77)$$

$$\left. \begin{array}{l} I_{VT \max} > I_H \\ I_{L1 \min} < I_H \end{array} \right\} \text{ при } K_T > 1. \quad (1.78)$$

Нерівності (1.77) і (1.78) задовольняються, якщо

$$L > \left| \frac{U_d - U_H}{2I_H} \frac{\gamma(K_T-1)+1}{(K_T-1)(1-\gamma)} \gamma T \right|, \quad (1.79)$$

$$L_1 > \left| \frac{U_H}{2I_H} \frac{\gamma(K_T-1)+1}{\gamma(K_T-1)} (1-\gamma) T \right|.$$

Для одержання мінімальних габаритів згладжувального фільтра треба, щоб напруга джерела живлення U_d незначно перевищувала напругу на навантаженні U_H .

Розглянемо вплив комутаційних процесів на характеристики ІППН. Часові діаграми, що ілюструють характер комутаційних процесів перетворювача (рис. 1.8,а), наведені на рис. 1.11. Нехай у момент $t = t_1$ на транзистор VT надходить сигнал керування $u_{\text{кер}VT}$ і через нього почав протікати струм. У тому випадку, коли до цього моменту струм у дроселі L не зменшився до нульового значення (режим безперервного струму дроселя), відкриття VT відбувається в режимі короткого замикання його навантаження відкритим діодом VD . Через те, що за відносно малий час комутації струм у дроселі практично не змінюється, струм діода $i_{VD} = I_{L\min} - i_K$, де $I_{L\min}$ — мінімальний струм у дроселі в момент відкриття VT ; i_K — колекторний струм VT .

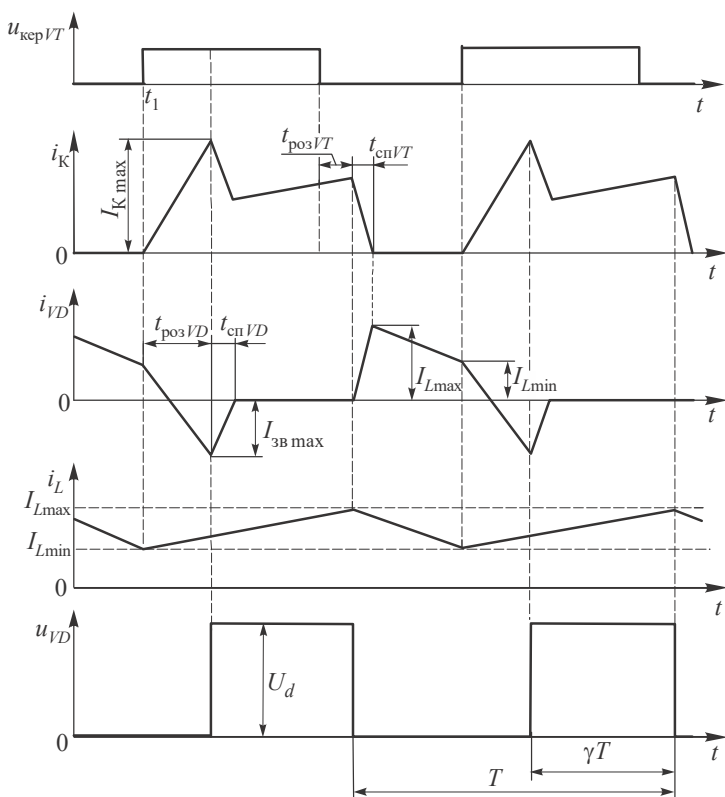


Рис. 1.11

Зменшення і наступна зміна напрямку протікання струму i_{VD} призводять до розсмоктування збиткових носіїв заряду в базі VD . На проміжку часу $t_{розVD}$ процес розсмоктування закінчується і діод VD переходить в режим відновлення його зворотного опору $t_{спVD}$. Струми через VT і VD швидко зменшуються, діод VD закривається і на ньому (на вході згладжувального фільтра) з'являється напруга $u_{VD} \approx U_d$. Після закінчення імпульсу $u_{керVT}$ відбувається розсмоктування збиткових носіїв заряду в транзисторі VT , по закінченні якого ($t_{розVT}$) починається зменшення струму через транзистор і відповідне йому збільшення струму через знову відкритий діод VD . При закритому VT напруга на вході фільтра дорівнює нулю і струм в дроселі зменшується. З надходженням наступного імпульсу $u_{керVT}$ процеси комутації VT і VD повторюються.

Строгий математичний аналіз комутаційних процесів навіть у такій простій схемі дуже складний і виконаний тільки для наступної комбінації використовуваних напівпровідникових приладів: потужного біполярного транзистора VT і діода з широкою базою VD .

Результати розрахунків наведені на рис 1.12, *а, б, в*, де прийняті наступні позначення: τ_B — стала часу зростання струму бази VT (i_B) до

номінального значення $I_{Bном}$; $i_B = I_{Bном} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_B}} \right)$; τ_{VT} і h_{21E} — стала

часу та коефіцієнт підсилення транзистора VT за струмом у режимі його короткого замикання; τ_{VD} — ефективний час життя збиткових

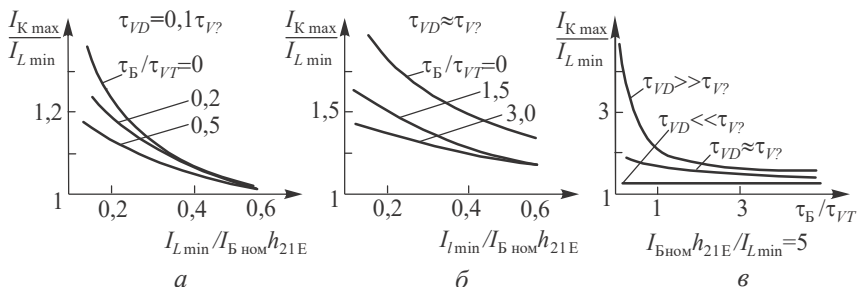


Рис. 1.12

носіїв заряду в базовій області VD .

Як видно з наведених результатів, комутаційні перевантаження транзистора VT і відповідно діода VD зменшуються при зменшенні відношення τ_{VD}/τ_{VT} та зменшенні швидкості зростання струму бази VT на інтервалі його відкриття, тобто при збільшенні співвідношення τ_B/τ_{VT} . Фізично це значить, що для зменшення комутаційних перевантажень напівпровідникових приладів у ІППН інерційність діода VD повинна бути завжди значно менше інерційності транзистора VT . Останню можна штучно збільшити за рахунок зменшення швидкості зростання струму бази VT . Така закономірність слушна для будь-яких комбінацій напівпровідникових приладів у схемі, яка розглядається, та інших схемах ІППН.

Потужність, яка розсіюється потужними елементами ІППН, складається з суми статичних втрат у відкритих транзисторі VT ($P_{VT\text{ст}}$) і діоді VD ($P_{VD\text{ст}}$) (рис. 1.13) і активних втрат в обмотці дроселя фільтра P_ϕ , а також динамічних втрат у транзисторі $P_{VT\text{дин}}$ і діоді $P_{VD\text{дин}}$ в інтервалах їх комутації. Останні зростають з ростом частоти перетворення і є основною причиною помітного зменшення ККД ІППН на високих частотах

$$\eta = 1 / \left\{ 1 + \left[(P_{\text{ст}} + P_{\text{дин}}) / P_{\text{н}} \right] \right\}, \quad (1.80)$$

де $P_{\text{ст}} = P_{VT\text{ст}} + P_{VD\text{ст}} + P_\phi$ — сума статичних втрат потужності; $P_{\text{дин}} = P_{VT\text{дин}} + P_{VD\text{дин}}$ — сума динамічних втрат потужності; $P_{\text{н}}$ — потужність навантаження.

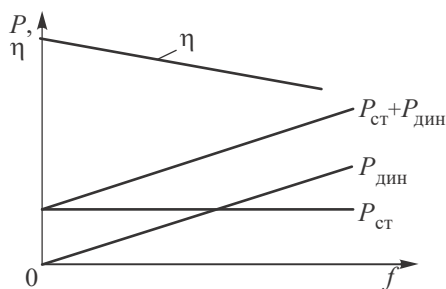


Рис. 1.13

Найбільш суттєвий внесок у динамічні втрати вносять: інтервал розсмоктування збиткових носіїв у області бази діода VD , коли до транзистора VT прикладена повна напруга джерела живлення; інтервал закриття транзистора VT . На останньому інтервалі до транзистора VT знову прикла-

дена повна напруга живлення U_d , а його струм спадає від $I_{L\max} = I_{L\min} + \gamma TU_d/L$ до нуля.

Динамічні траєкторії робочої точки, що характеризують співвідношення між миттєвими значеннями струмів та напруг у перехідних процесах комутації, зображені для транзистора VT на рис. 1.14,а, для діода VD — на рис. 1.14,б. Ділянка А – А' динамічної траєкторії відповідає відкритому стану кожного з напівпровідникових приладів, точки Б — закритому.

Характер процесів у ППН при використанні в схемі МОН-транзистора і діода Шоттки в цілому аналогічний розглянутому вище, проте швидкість комутації струмів у даному випадку буде значно більшою.

Велика швидкість комутації струму в силовому колі ППН на МОН- транзисторі, яка досягає $(0,2...0,5) \cdot 10^9$ А/с і вище, призводить до сильного зростання впливу паразитних індуктивностей монтажу силової частини. Цей вплив виявляється в появі перенапруг на VT та VD і високочастотних паразитних коливань при комутації напівпровідникових приладів, у зменшенні швидкості зміни струмів i_K та i_{VD} і спотворенні фронтів імпульсів напруг u_{CB} і u_{VD} .

Збільшення частоти перетворення призводить до більш частих комутацій напівпровідникових приладів і, як наслідок цього, до збільшення потужності, що розсіюється на них у вигляді тепла. На рис. 1.15 наведені графіки, які ілюструють залежність потужності, що розсіюється в одному й тому ж ППН, від частоти перетворення при $U_d = 30$ В; $I_H = 8$ А. Крива 1 відповідає типовій комбінації напівпро-

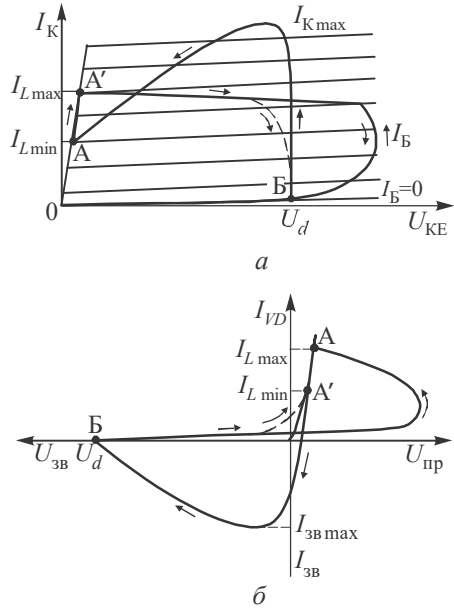


Рис. 1.14

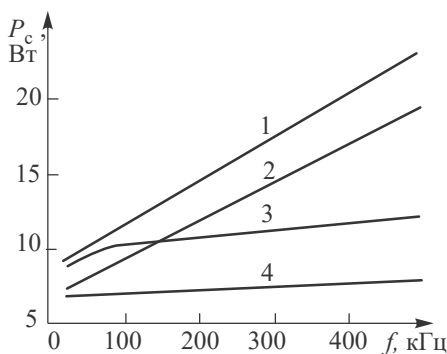
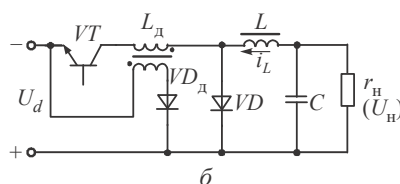
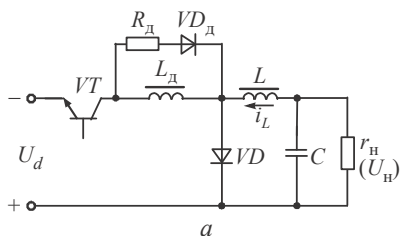


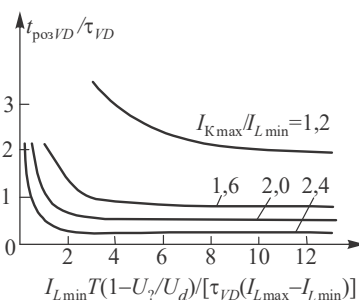
Рис. 1.15

що по мірі підвищення частоти перетворення потужність, яка розсіюється у вигляді тепла в елементах ІППН, зростає. Починаючи з частот 20...100 кГц і вище, переваги від використання потужних МОН- транзисторів і безінерційних діодів Шоттки стають очевидними.

Зменшити комутаційні перенавантаження транзистора VT і підвищити частоту перетворення ІППН можна, якщо в контур комутації ввімкнути або однообмотковий дросель з індуктивністю L_d , шунтований резистором R_d і діодом VD (рис. 1.16,а), або двохообмотковий дросель (рис. 1.16,б), через вторинну обмотку якого збиткова енергія, що накопичена в дроселі в інтервалі $t_{розVD}$, повертається у джерело живлення через діод VD_d . У схемі, зображений на рис.1.16,а, ця енергія



відникових приладів: потужного дрейфового біполярного транзистора та порівняно інерційного ($t_{від} = 50$ нс) діода VD ; крива 2 — потужного МОН- транзистора й того ж інерційного діода; крива 3 — біполярного дрейфового транзистора і безінерційного діода; крива 4 — потужного МОН- транзистора та безінерційного діода. Наведені графіки підтверджують,



б

Рис.1.16

розсіюється у вигляді тепла в резисторі R_d та діоді VD_d .

Потрібна індуктивність дроселя L_d може бути обчислена за допомогою формули

$$L_d \geq U_d t_{\text{роз}VD} / I_{K\text{max}}, \quad (1.81)$$

а опір резистора R_d (рис. 1.16,а)

$$R_d \geq (2 \dots 3) L_d / t_{\text{пmin}}, \quad (1.82)$$

де $I_{K\text{max}}$ — заданий допустимий комутаційний струм через транзистор VT ; $t_{\text{пmin}}$ — мінімальна тривалість відкритого стану діода VD при мінімальній напрузі живлення. Значення $t_{\text{роз}VD}$ визначається за допомогою графіків, наведених на рис. 1.16,в. Ці графіки одержані при використанні в ПППН височастотного потужного діода з широкою базою.

Коефіцієнт корисної дії ПППН (рис. 1.16,а) можна обчислити за (1.80). При цьому суму динамічних втрат, пропорційних частоті перетворення, складуть динамічні втрати в транзисторі: $P_{VD\text{дин}} \approx 0,5(U_d + R_d I_{L\text{max}}) I_{L\text{max}} f t_{\text{сп}VT}$ ($t_{\text{сп}VT}$ — час спаду струму транзистора VT до нульового значення), динамічні втрати в резисторі R_d $P_{R_d} \approx 0,5 f L_d \left[I_{L\text{max}}^2 - (I_{K\text{max}} - I_{L\text{min}})^2 \right]$ та динамічні втрати в магнітопроводах L і L_d . Останньою складовою динамічних втрат, рівно як і динамічними втратами в діоді VD , звичайно нехтують через їх малість по відношенню до інших складових втрат. Для ПППН (рис. 1.16,б) основну частку динамічних втрат складають динамічні втрати в транзисторі VT .

Викладені вище відомості про вплив інерційності діода VD на характеристики ПППН відносяться тільки до режиму безперервних струмів. У режимі переривчастих струмів (див. рис. 1.9,б) в момент відкриття транзистора VT діод VD закритий, струм колектора i_K має нульове значення, тому що струм через VD внаслідок повного розсіювання енергії, накопичений у дроселі L , дорівнює нулю. Режим переривчастих струмів більш ефективний на підвищених частотах перетворення. З усіх ПППН знижувальні перетворювачі знайшли найбільше розповсюдження.

1.2.2. Нереверсивні підвищувальні імпульсні перетворювачі постійної напруги (*Boost Converter*)

На рис. 1.17, *а, б, в* наведені схеми підвищувальних ІППН, в яких ключ (транзистор VT) ввімкнений паралельно навантаженню. Принцип роботи схеми розглянемо на прикладі схеми рис. 1.17, *а*, для якої часові діаграми струмів і напруг наведені на рис. 1.17, *з, д*.

Коли транзистор VT закритий, напруга джерела живлення прикладена через діод VD до навантаження. При відкритому стані транзистора VT вся напруга джерела живлення U_d прикладена до дроселя L , і в ньому накопичується енергія. Конденсатор C при цьому розряджається на навантаження. Розряду конденсатора C через транзистор VT заважає діод VD (шлях струму дроселя i_{L1} на рис. 1.17, *а* показаний суцільною лінією).

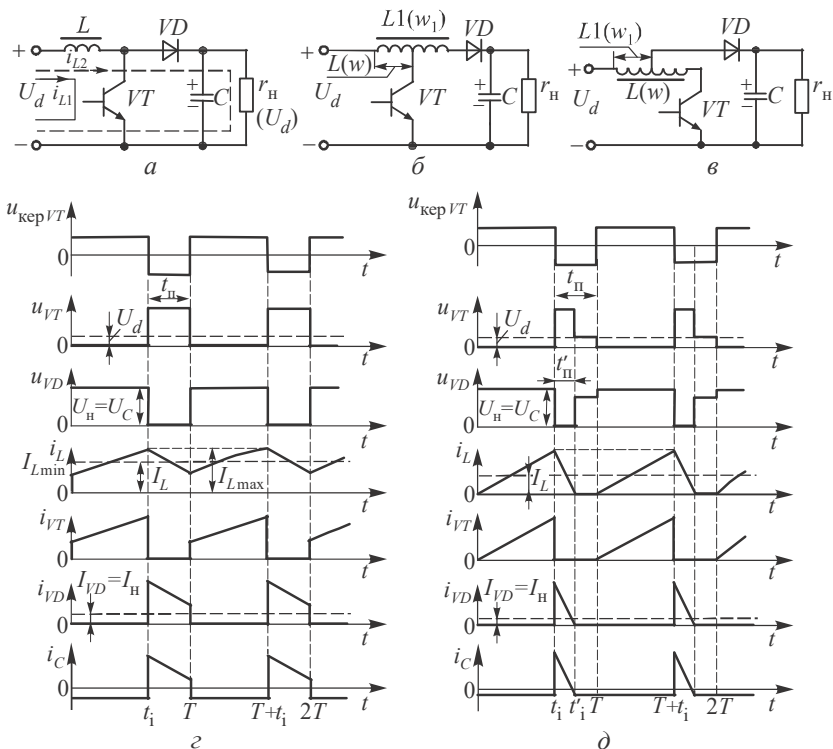


Рис.1.17

При закритті транзистора VT струм дроселя L i_{L2} (на рис. 1.17,а показаний переривчастою лінією), який підтримується ЕРС самоіндукції дроселя L , тече через діод VD , навантаження і конденсатор C , віддаючи енергію, що накопичилася у період відкритого стану транзистора VT .

У режимі безперервного струму дроселя з урахуванням прийнятих раніше припущень, на інтервалі відкритого стану транзистора VT $(0 \dots t_i)$ струм дроселя L змінюється за законом

$$i_{L1}(t) = i_{KVT}(t) = I_{L\min} + (U_d/L)t; \quad (0 \leq t \leq t_i = \gamma T). \quad (1.82)$$

При цьому діод VD закритий напругою зворотної полярності, яка дорівнює U_H . На цьому етапі струм навантаження забезпечується тільки завдяки енергії, накопиченій в конденсаторі C . Його струм розряду

$$i_C(t) = I_H \quad (1.83)$$

не залежить від U_d і L .

Напруга на конденсаторі C змінюється згідно

$$u_C(t) = I_H t / C. \quad (1.84)$$

Наявність такого режиму роботи конденсатора C в режимі безперервного струму є характерною ознакою підвищувального ПППН і призводить до необхідності застосування конденсатора C великої ємності для одержання того ж самого значення пульсацій напруги ΔU_H .

Після закриття транзистора через безперервність магнітного потоку напруга на дроселі L змінює свою полярність, підсумовуючись з напругою U_d . Діод VD відкривається і починається зарядка конденсатора C , а напруга на навантаженні U_H при цьому зростає. Закон зміни струму через діод VD

$$i_{L2}(t) = i_{VD}(t) = I_{L\max} - (U_H - U_d)t/L, \quad (0 \leq t \leq t_{\Pi} = (1 - \gamma)T). \quad (1.85)$$

Середнє значення напруги на навантаженні можна визначити з умови, що середнє значення напруги на дроселі L дорівнює нулю $U_{Lcp} = 0$,

$$U_d \gamma = (U_H - U_d)(1 - \gamma),$$

звідки знаходимо регулювальну характеристику перетворювача в режимі безперервного струму дроселя

$$U_{\text{н}} = U_d / (1 - \gamma), \quad (1.86)$$

або у відносних одиницях степінь регулювання (коефіцієнт передачі)

$$C_p = U_{\text{н}} / U_d = 1 / (1 - \gamma). \quad (1.87)$$

Як видно з (1.86) і (1.87), при зміні $0 \leq \gamma \leq 1$ вихідна напруга завжди більша за вхідну U_d . Звідки і назва такого ПППН — підвищувальний. У такому перетворювачі забезпечується керування коефіцієнтом передачі за рахунок розділу у часі процесу накопичення енергії в реактивному елементі вхідного кола (індуктивності) і процесу передачі цієї енергії в реактивний елемент вихідного кола (ємність).

У режимах безперервного струму дроселя напруга $U_{\text{н}}$ нелінійно залежить від коефіцієнта заповнення γ , на відміну від знижувального ПППН.

Середнє значення струму навантаження $I_{\text{н}}$ дорівнює середньому значенню струму діода VD

$$I_{\text{н}} = I_{VD} = \frac{1}{T} \int_0^{t_{\text{н}}} i_2(t) dt = I_{L\text{max}} (1 - \gamma) - \frac{U_d \gamma}{2Lf} (1 - \gamma). \quad (1.88)$$

З виразу (1.88) знаходимо максимальне значення струмів дроселя L , транзистора VT і діода VD

$$I_{L\text{max}} = \frac{I_{\text{н}}}{1 - \gamma} + \frac{U_d \gamma}{2Lf} = \frac{U_{\text{н}}}{r_{\text{н}}} \left(\frac{1}{1 - \gamma} + r_{\text{н}} \gamma \frac{1 - \gamma}{2fL} \right). \quad (1.89)$$

Мінімальне значення струму дроселя L знаходимо з (1.82) при $i_1(t_1) = I_{L\text{max}}$ з урахуванням (1.89)

$$I_{L\text{min}} = \frac{I_{\text{н}}}{1 - \gamma} - \frac{U_d \gamma}{2Lf}. \quad (1.90)$$

Середнє значення струму дроселя L

$$I_{L\text{cp}} = (I_{L\text{max}} + I_{L\text{min}}) / 2 = I_{\text{н}} / (1 - \gamma). \quad (1.91)$$

Середнє значення струму транзистора VT

$$I_{VT} = I_{\text{н}} \gamma / (1 - \gamma). \quad (1.92)$$

Напруга на закритих транзисторі VT і діоді VD

$$U_{VT} = U_{VD} = U_d / (1 - \gamma). \quad (1.93)$$

При зменшенні навантаження струм i_{L2} зменшується, і настає режим переривчастих струмів дроселя (рис. 1.17, д). Критичний режим дроселя визначається з (1.90) при $I_{L\min} = 0$. Значення мінімального (критичного) струму навантаження (при $L = \text{const}$) або мінімальної індуктивності дроселя (при $I_H = \text{const}$), що відповідають граничному режиму між безперервним та переривчастим струмами дроселя, визначаються з (1.45) і (1.46).

Конденсатор C розряджається струмом навантаження в проміжок часу, коли транзистор VT відкритий (інтервал $0 \leq t \leq t_1$), діод VD закритий. Напруга на конденсаторі, якщо знехтувати пульсаціями струму навантаження, визначається рівнянням $C(du_C/dt) = I_H$, а пульсації напруги на конденсаторі дорівнюють

$$\Delta U_C = \Delta U_H = \gamma T I_H / C = I_H \gamma / (fC). \quad (1.95)$$

При врахуванні не ідеальності елементів схеми перетворювача середнє значення струму навантаження для режиму безперервних струмів має значення

$$I_H = I_{H0} \frac{1 - \gamma}{(1 - \rho)(1 - \gamma)^2 + \rho}. \quad (1.96)$$

З виразу (1.96) можна одержати регульовальні характеристики підвищувального перетворювача з реальними елементами

$$C_p = \frac{U_H}{U_d} = \frac{(1 - \rho)(1 - \gamma)}{\rho + (1 - \rho)(1 - \gamma)^2}. \quad (1.97)$$

На рис. 1.18, а наведені регульовальні характеристики підвищувального перетворювача в режимі безперервного струму дроселя для декількох значень ρ (суцільні лінії). З кривих видно, що при $\rho \neq 0$ має місце максимум абсолютного значення U_H/U_d . Диференціюючи (1.97)

по γ і приймаючи до уваги тільки $\gamma \leq 1$, знаходимо з $\frac{\partial(U_H/U_d)}{\partial\gamma} = 0$,

що максимум U_H/U_d має місце при

$$\gamma^* = 1 - \sqrt{\frac{\rho}{1 - \rho}} \quad (1.98)$$

і дорівнює

$$\left(\frac{U_{\text{н}}}{U_d} \right)_{\text{max}} = \frac{\sqrt{1-\rho}}{2\sqrt{\rho}}. \quad (1.99)$$

Максимальне значення струму дроселя в режимі переривчастих струмів дроселя

$$I_{L\text{max}} = U_{\text{н}} \frac{\sqrt{1 + 2\gamma^2 r_{\text{н}} / (fL)} - 1}{r_{\text{н}} \gamma}. \quad (1.100)$$

З (1.89) і (1.100) випливає, що в обох режимах роботи $I_{L\text{max}}$ залежить від частоти f комутації транзистора VT .

Як і у знижувальному ППН, амплітуда струму колектора транзистора $I_{K\text{max}} = I_{L\text{max}}$ у режимі переривчастого струму завжди більша, ніж у режимі безперервного струму, що треба враховувати при значній потужності навантаження ППН.

Максимальна напруга колектор - емітер транзистора в усіх режимах роботи не перевищує $U_{\text{н}}$.

Середнє значення струму навантаження в режимі переривчастих струмів

$$I_{\text{н}} \approx \frac{U_d^2 \gamma^2}{4r\tau_L^2} \frac{2\tau_L - \gamma}{U_{\text{н}} - U_d}. \quad (1.101)$$

Якщо $I_{\text{н}} < I_{\text{нmin}}$ або $L < L_{\text{min}}$, то ППН переходить в режим переривчастих струмів дроселя (рис. 1.17, д).

Після відповідних перетворень (1.101) одержимо регульовальні характеристики перетворювача в режимі переривчастих струмів дроселя

$$C_p = \frac{U_{\text{н}}}{U_d} = \frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{\gamma^2}{2\tau_L \rho} (1 - \rho)}. \quad (1.102)$$

На рис. 1.18, а пунктирними лініями показані регульовальні характеристики в режимі переривчастих струмів дроселя.

Сумісне розв'язання (1.97) і (1.101) дозволяє визначити $\gamma_{\text{гр}}$, при якому настає граничний режим,

$$\gamma_{\text{гр}} \approx 1 - \sqrt{\rho(2\tau_L - 1)/(1 - \rho)}. \quad (1.103)$$

Граничне значення напруги на навантаженні

$$U_{\text{нгр}} \approx \frac{U_d}{1-\gamma} \cdot \frac{2\tau_L - 1}{2\tau_L - (1-\gamma)}. \quad (1.104)$$

З виразів (1.96) і (1.101) визначаємо вихідні характеристики перетворювача для областей безперервного та переривчастого струмів дроселя відповідно:

$$\frac{U_n}{U_d} = \frac{1}{1-\gamma} - \frac{\rho}{(1-\gamma)^2} \frac{I_n}{I_{n0}}, \quad (1.105)$$

$$\frac{U_n}{U_d} \approx 1 + \frac{\gamma^2}{4\tau_L^2 \rho} (2\tau_L - \gamma) \frac{I_{n0}}{I_n}. \quad (1.106)$$

Ці характеристики наведені на рис.1.18,б. Максимум граничного струму визначається з (1.62) при $\gamma = 0,5$ та $\tau_L \geq 5$.

Ємність конденсатора C , яка забезпечує заданий рівень пульсацій напруги на навантаженні ΔU_n в режимі переривчастого струму дроселя, може бути визначена з (1.95), якщо врахувати інтервал зарядки конденсатора $t_{\text{п}} - t'_{\text{п}}$ (див. рис. 1.17,д),

$$C = I_n (t_{\text{п}} - t'_{\text{п}}) / \Delta U_n. \quad (1.107)$$

З виразів (1.95) і (1.107) видно, що інтервал часу відсутності підзарядки конденсатора C в режимі переривчастого струму дроселя більше на $\Delta t = t_{\text{п}} - t'_{\text{п}}$. Внаслідок цього для одержання однакових пульсацій напруги ΔU_n ємність конденсатора в режимі переривчастого струму

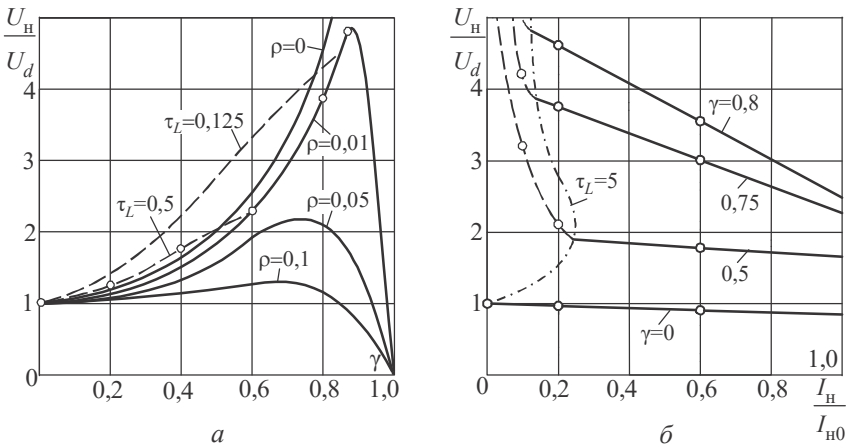


Рис. 1.18

повинна бути більшою, ніж у режимі безперервного струму.

Розглянемо вплив комутаційних процесів перемикання напівпровідникових приладів на характеристики підвищувального перетворювача. Найбільший вплив на його роботу виявляє інерційність діода VD . Проте, на відміну від схеми знижувального перетворювача комутаційний процес його перемикання носить інший характер.

У режимі безперервного струму дроселя, у момент відкриття транзистора VT діод VD не встигає закритися, тому що раніше через нього протікав струм $I_{L\min}$. Тривалість інтервалу розсмоктування зарядів з його напівпровідникової структури дорівнює $t_{\text{роз}VD}$. На цьому інтервалі часу імпульси струмів колектора $I_{K\max}$ та діода $I_{\text{зв}\max}$, на відміну від знижувального ППН, обумовлені дією не живильної U_d , а вихідної напруги U_H . Оскільки амплітуда імпульсів струму суттєва і обмежується тільки паразитними параметрами ППН та внутрішніми опорами відкритих VT і VD , конденсатор C за час $t_{\text{роз}VD}$ може розрядитися, що призведе до появи комутаційної складової ΔU_{HK} пульсацій вихідної напруги, яка не врахована у виразі (1.95). Наявність інтервалу розсмоктування $t_{\text{роз}VD}$ обумовлює зменшення середнього значення напруги U_H . У підвищувальному ППН зменшення значення напруги U_H з підвищенням частоти перетворення виявляється в більшому ступені, ніж у знижувальному ППН, в якому струм розряду конденсатора C обмежується наявністю в його колі дроселя L .

Комутаційна складова потужності втрат, що розсіюється відкритим VT , визначається, як і у знижувальному ППН, спадом напруги U_{KE} при розсмоктуванні зарядів. У тій же мірі до підвищувального ППН відносяться зроблені раніше висновки про зменшення цієї потужності, обмеженню амплітуди імпульсів струму $I_{K\max}$ і $I_{\text{зв}\max}$ та впливу часу розсмоктування $t_{\text{роз}VD}$ на роботу схеми.

У режимі переривчастого струму дроселя етап часу $t_{\text{роз}VD}$ відсутній, тому що транзистор VT відкривається після закриття діода VD . З цієї причини комутаційні втрати потужності та вплив частоти перетво-

рення на напругу U_H відсутні. Тому для відносно підвищених частот перетворення режиму переривчастого струму дроселя треба віддавати перевагу.

На рис. 1.17,б, в наведені два варіанти схеми підвищувального ПП-ПН. Застосування дроселя з двома обмотками дає можливість полегшити режим роботи ключового елемента за рахунок зменшення або струму, що тече через нього, або напруги, що прикладена до нього.

Якщо прийняти ті ж припущення, що і при аналізі схем рис. 1.8,б, в, то можна одержати вирази для струму ключа

$$i_{VT}(t) = I_{VT\min} + \frac{U_d}{L}t, \quad (0 \leq t \leq t_i).$$

Максимальне значення струму ключа

$$I_{VT\max} = I_{VT\min} + \frac{U_d}{L}t_i. \quad (1.108)$$

Виходячи зі сталості магнітного потоку в момент комутації, маємо

$$I_{VT\max} = I_{L1\max}w_1, \text{ або } I_{L1\max} = I_{VT\max}/K_T, \quad (1.109)$$

де $K_T = w_1/w$.

Струм індуктивності L_1 (при закритому VT) зменшується за законом

$$i_{L1}(t) = I_{L1\max} - \frac{U_H - U_d}{L_1}t.$$

Мінімальне значення струму в індуктивності L_1

$$I_{L1\min} = I_{L1\max} - \frac{U_H - U_d}{L_1}(T - t_i), \text{ або } I_{L1\min} = \frac{I_{VT\min}}{K_T}. \quad (1.110)$$

При лінійній зміні струму дроселя середні значення струму навантаження та ключа визначаються відповідно виразами

$$I_H = \frac{I_{L1\max} + I_{L1\min}}{2}(1 - \gamma), \quad (1.111)$$

$$I_{VT} = \frac{I_{VT\max} + I_{VT\min}}{2}\gamma.$$

З виразів (1.111) одержуємо середнє значення струму ключа

$$I_{VT} = K_T I_H \frac{\gamma}{1 - \gamma}.$$

Максимальне значення струму ключа одержимо з рівнянь (1.108), (1.109) і (1.110)

$$I_{VT \max} = I_H K_T \frac{1}{1-\gamma} + \frac{U_d}{2L} \gamma T. \quad (1.112)$$

Напругу на навантаженні визначаємо з (1.109) та (1.110) з урахуванням того, що $L_1/L = (w_1/w)^2 = K_T^2$,

$$U_H = U_d \left(1 + K_T \frac{\gamma}{1-\gamma} \right). \quad (1.113)$$

З (1.113) видно, що $U_H > U_d$ при будь-яких значеннях K_T і γ .

Напруга між колектором і емітером VT , коли він закритий,

$$u_{VT} = U_d + w \frac{\Phi_2 - \Phi_1}{T - t_i} \approx U_d \left(1 + \frac{\gamma}{1-\gamma} \right), \quad (1.114)$$

де $w \frac{\Phi_2 - \Phi_1}{t_i} = U_d$.

Вираз (1.114) показує, що напруга u_{VT} не залежить від параметрів дроселя.

При виконанні нерівності (1.46) пульсації напруги визначається виразом (1.95).

Через те що швидкість зростання струму через відкритий VT залежить від величини індуктивності L , вона повинна мати таку величину, при якій в усіх режимах роботи перетворювача $I_{VT \max} \leq I_{VT \text{ доп}}$.

Ураховуючи цю умову, з (1.112) визначаємо

$$L > \frac{U_d \gamma T}{\left(I_{VT \text{ доп}} - I_H K_T \frac{1}{1-\gamma} \right)^2}.$$

1.2.3. Нереверсивні підвищувально-знижувальні імпульсні перетворювачі постійної напруги (*Buck–Boost Converter*)

Можливості застосування ІППН значно розширюються, якщо вони будуть забезпечувати регулювання постійної напруги U_H на виході як вище, так і нижче значення вхідної напруги U_d .

На рис. 1.19,а наведена схема ІППН, де накопичувальний дросель L ввімкнений паралельно навантаженню. Даний ІППН дозволяє плавно регулювати вихідну напругу як вище, так і нижче величини вхідної напруги, але полярність вихідної напруги протилежна (інверсна) полярності вхідної напруги. Такий ІППН називають «інвертувальним» перетворювачем.

Часові діаграми струмів і напруг у схемі наведені на рис. 1.19,б,в.

Коли транзистор VT відкритий, дросель L підімкнений до джерела живлення і в ньому накопичується енергія (шлях струму i_{L1} на рис. 1.19,а показано суцільною лінією), а навантаження блоковано діодом VD .

При закритті транзистора VT струм i_{L2} дроселя L (на рис. 1.19,а показано переривчастою лінією), який підтримується ЕРС самоіндукції дроселя, тече через діод VD , навантаження і конденсатор C , віддаючи енергію, накопичену в період відкритого стану VT .

У режимі безперервного струму дроселя з урахуванням прийнятих раніше припущень на інтервалі відкритого стану транзистора VT ($0 \dots t_1$) струм дроселя L змінюється за законом, описаним рівнянням (1.82). Діод VD закритий напругою зворотної полярності, яка дорівнює $U_d + U_H$. Конденсатор C , заряджений у попередній інтервал роботи ІППН, розряджається на навантаження струмом I_H . Напруга на конденсаторі C визначається виразом (1.84).

Після закриття транзистора VT (момент t_1) напруга на ньому стає рівною $U_d + U_H$, а напруга на дроселі L змінює свою полярність; діод VD відкривається і починається зарядка конденсатора C , напруга на навантаженні зростає, а струм дроселя L зменшується за законом

$$i_{L2}(t) = i_{VD}(t) = I_{L\max} - U_H t / L. \quad (1.115)$$

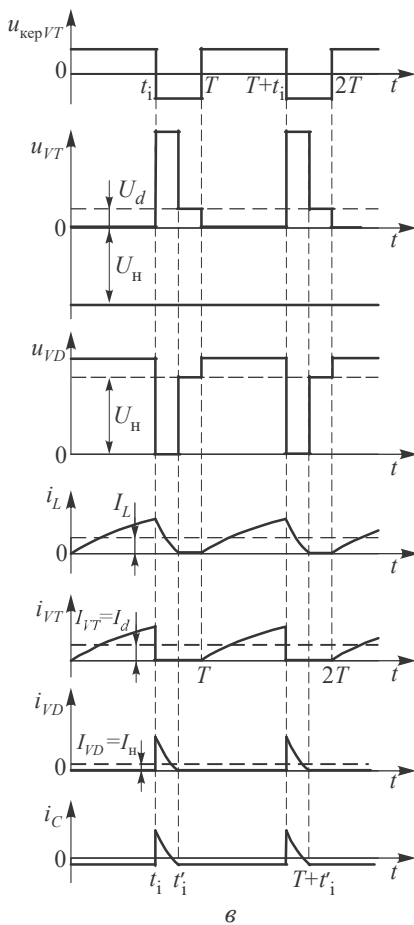
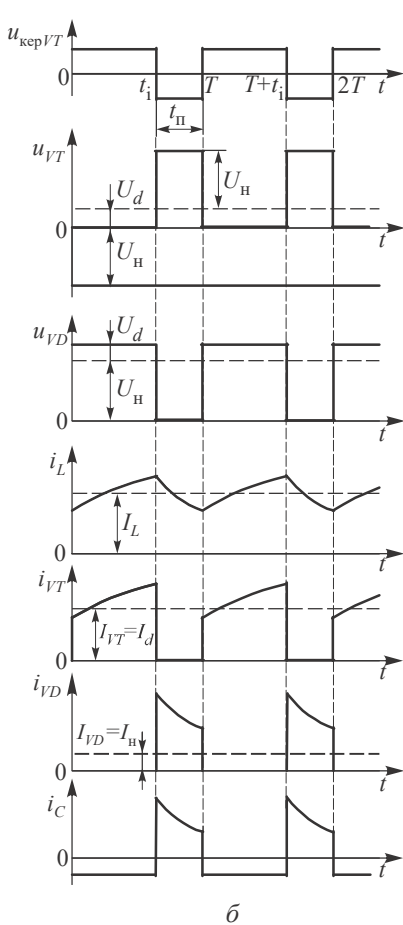
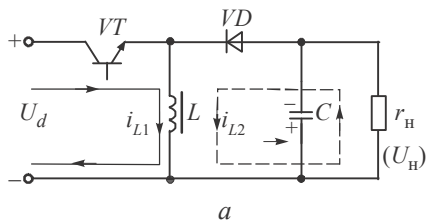


Рис. 1.19

Середнє значення напруги на навантаженні можна визначити з умови, що середнє значення напруги на дроселі L дорівнює нулю $U_{Lcp} = 0$,

$$U_d \gamma = U_n (1 - \gamma),$$

звідки знаходимо регульовальну характеристику перетворювача в режимі безперервного струму дроселя

$$U_n = U_d \gamma / (1 - \gamma), \quad (1.116)$$

або у відносних одиницях степінь регулювання

$$C_p = U_n / U_d = \gamma / (1 - \gamma). \quad (1.117)$$

Як видно з (1.117), при $\gamma = 0,5$ $C_p = 1$, при $\gamma < 0,5$ $C_p < 1$, а при $\gamma > 0,5$ $C_p > 1$, тобто схема забезпечує на виході напругу, яка за абсолютним значенням може бути як більше, так і менше напруги живлення U_d . При широтно-імпульсному регулюванні вихідної напруги, коли

$T = \frac{1}{f} = \text{const}$ рівняння (1.117) нелінійне відносно коефіцієнта заповнення γ . При частотно-імпульсному регулюванні, коли $t_i = \text{const}$, рівняння (1.117) стає лінійним, що має переваги для забезпечення стійкості стабілізованого ПППН.

Максимальний, мінімальний струми дроселя і пульсації напруги на навантаженні $\Delta U_n = \Delta U_C$ визначаються відповідно виразами (1.83), (1.90) і (1.95).

При врахуванні не ідеальності елементів схеми перетворювача середнє значення струму навантаження для режиму безперервних струмів дроселя L визначається формулою

$$I_n = I_{n0} \frac{\gamma(1 - \gamma)}{(1 - \rho)(1 - \gamma)^2 + \rho}. \quad (1.118)$$

З виразу (1.118) можна одержати регульовальні характеристики інвертувального перетворювача з реальними елементами

$$C_p = \frac{U_n}{U_d} = - \frac{(1 - \rho)\gamma(1 - \gamma)}{\rho + (1 - \rho)(1 - \gamma)^2}. \quad (1.119)$$

На рис. 1.20,а наведені регульовальні характеристики інвертувального перетворювача в режимі безперервного струму дроселя для де-

кількох значень ρ (суцільні лінії). З кривих видно, що при $\rho \neq 0$ має місце максимум абсолютного значення $U_{\text{н}}/U_d$. Диференціюючи (1.119) по γ і приймаючи до уваги тільки $\gamma \leq 1$, знаходимо з $\frac{\partial(U_{\text{н}}/U_d)}{\partial\gamma} = 0$, що максимум $U_{\text{н}}/U_d$ має місце при

$$\gamma^* = \frac{1 - \sqrt{\rho}}{1 - \rho} \quad (1.120)$$

і дорівнює

$$(U_{\text{н}}/U_d)_{\text{max}} = \frac{1 - \sqrt{\rho}}{2\sqrt{\rho}}. \quad (1.121)$$

При зменшенні навантаження струм i_{L2} зменшується і настає режим переривчастих струмів дроселя (рис. 1.19, в).

Для забезпечення режиму безперервного струму дроселя мінімальна індуктивність дроселя

$$L_{\text{min}} \geq U_{\text{н}} (1 - \gamma_{\text{min}})^2 / (2I_{\text{н min}} f). \quad (1.122)$$

Максимальне значення струму дроселя в режимі переривчастих струмів дроселя

$$I_{L\text{max}} = U_{\text{н}} (1 - \gamma) / (fL). \quad (1.123)$$

Максимальна напруга колектор - емітер транзистора V_T та зворотна напруга на діоді VD не перевищує значення $U_d + U_{\text{н}}$.

Середнє значення струму навантаження в режимі переривчастих струмів

$$I_{\text{н}} = \frac{U_d^2 \gamma^2}{4r\tau_L^2} \cdot \frac{2\tau_L - \gamma}{U_{\text{н}}}. \quad (1.124)$$

Після відповідних перетворень (1.124) одержимо регульовальні характеристики перетворювача в режимі переривчастих струмів дроселя

$$C_p = \frac{U_{\text{н}}}{U_d} = -\gamma \sqrt{\frac{1 - \rho}{2\tau_L \rho}}. \quad (1.125)$$

На рис. 1.20, а пунктирними лініями показані регульовальні характеристики в режимі переривчастих струмів дроселя.

Сумісне розв'язання (1.119) і (1.125) дозволяє визначити $\gamma_{\text{кр}}$, при якому настає граничний режим

$$\gamma_{\text{гр}} = 1 + \frac{\rho}{2(1-\rho)} - \sqrt{\frac{2\tau_L\rho(1-2\rho)}{1-\rho}}. \quad (1.126)$$

Граничне значення напруги на навантаженні

$$U_{\text{нгр}} = U_d \frac{\gamma}{1-\gamma} \cdot \frac{\tau_L - (1-\gamma)}{\tau_L} \cdot \frac{2\tau_L - 1}{2\tau_L - (1-\gamma)}. \quad (1.127)$$

З виразів (1.119) і (1.124) визначаємо вихідні характеристики перетворювача для областей безперервного та переривчастого струмів дроселя відповідно

$$\frac{U_{\text{н}}}{U_d} = \frac{\gamma}{1-\gamma} - \frac{\rho}{(1-\gamma)^2} \frac{I_{\text{н}}}{I_{\text{н0}}}; \quad (1.128)$$

$$\frac{U_{\text{н}}}{U_d} = \frac{\gamma^2}{4\tau_L\rho} (2\tau_L - \gamma) \frac{I_{\text{н}}}{I_{\text{н0}}}. \quad (1.129)$$

Ці характеристики наведені на рис. 1.20,б.

Ємність конденсатора C , яка забезпечує заданий рівень пульсацій напруги на навантаженні $\Delta U_{\text{н}}$, у режимі переривчастого струму дроселя

$$C = \left[I_{\text{н}} / (\Delta U_{\text{н}} f) \right] \left(1 - \sqrt{fL / (2r_{\text{н}})} \right). \quad (1.130)$$

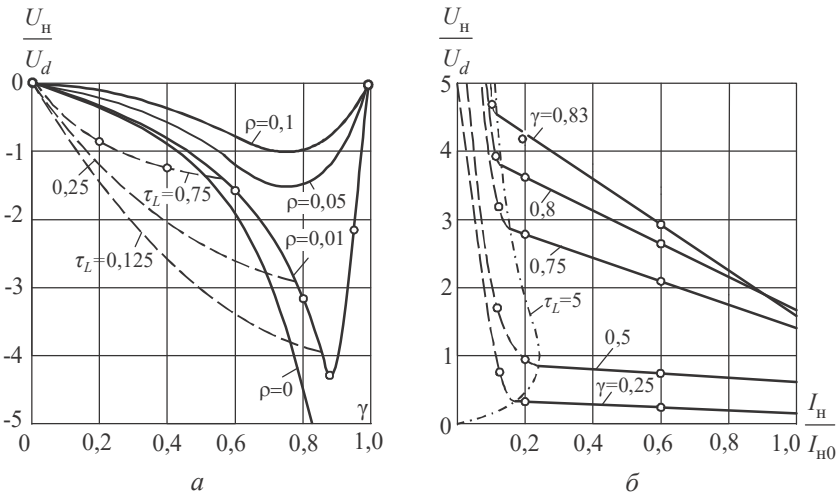


Рис. 1.20

Найбільший вплив на характер комутаційних процесів в ІППН виявляє, як і в інших перетворювачах, інерційність випрямного діода VD , що характеризується часом розсмоктування $t_{розVD}$. На цьому інтервалі часу, коли транзистор VT вже відкритий, а діод VD ще не закрився, джерела U_d та U_n ввімкнені згідно і сума їх напруг визначає амплітуду імпульсів I_{Kmax} і $I_{звmax}$. Тому при інших однакових умовах комутаційні імпульси струму в інвертувальному перетворювачі більші, ніж в інших перетворювачах. На протязі часу $t_{розVD}$ конденсатор C не тільки розряджається на джерело U_d , а й форсовано ним перезаряджається у зворотному напрямку, що обумовлює збільшення комутаційної складової пульсації напруги $\Delta U_{нк}$. Це призводить до більшого степеня впливу частоти перетворення f на середнє значення вихідної напруги U_n .

У режимі переривчастого струму інтервалу часу $t_{розVD}$ немає, тому вплив комутаційних процесів на характеристики перетворювача відсутній.

Висновки, які були зроблені вище, про вплив інерційності транзистора (час $t_{розVT}$) залишаються і для інвертувального перетворювача.

З трьох розглянутих схем найчастіше застосовується схема знижувального ІППН. Два інших ІППН порівняно з першим мають гірші масо-габаритні та динамічні показники. Це пов'язано з тим, що у схемі знижувального ІППН елементи фільтра LC одержують енергію безпосередньо від джерела живлення, а потім віддають її до навантаження. У схемах підвищувального та інвертувального ІППН енергія від джерела живлення спочатку передається до дроселя L , а потім з дроселя надходить до конденсатора C та навантаження r_n . На етапі відкритого стану транзистора VT струм у навантаженні підтримується тільки за рахунок енергії конденсатора C . Тому ємність конденсатора C у цих схемах перетворювачів повинна бути значно більшою, ніж у схемі знижувального ІППН.

Оскільки у підвищувальному та інвертувальному ІППН енергія до навантаження передається у два етапи, ККД цих перетворювачів буде меншим, ніж у знижувального ІППН. Тому ці схеми мають обмежене застосування. Підвищувальний ІППН використовується у тих випадках,

коли на навантаженні r_H треба одержати напругу $U_H > U_d$, а інвертувальний ІППН — для одержання протилежної по відношенню до джерела живлення U_d полярності вихідної напруги.

Знижувальний і підвищувальний ІППН мають у декілька разів менші розрахункові значення струмів, напруг і потужності транзисторів і конденсаторів у порівнянні з інвертувальним ІППН. Розрахункова потужність дроселів знижувального та підвищувального ІППН у 2...3 рази менша, ніж в інвертувального ІППН. Знижувальний та підвищувальний ІППН мають однакові розміри дроселя, кількість транзисторів і конденсаторів за відсутності вхідного фільтра з боку джерела живлення U_d . За відсутності вхідного фільтра знижувальний ІППН має перевагу в розмірах конденсаторів. За динамічними відхиленнями вихідної напруги u_H при стрибкоподібних змінах струму навантаження I_H перевагу має схема підвищувального ІППН, а при стрибкоподібних змінах вихідної напруги U_d — знижувального ІППН.

Для того, щоб при роботі транзистора VT до джерела живлення не проходили електромагнітні завади, бажано, щоб струм джерела живлення був безперервним, або змінювався плавно. У цьому плані підвищувальний ІППН має переваги перед іншими перетворювачами, оскільки в ньому між джерелом живлення U_d та транзистором VT розташований дросель L .

Для того, щоб електромагнітні завади не проходили до навантаження, бажано щоб струм, який заряджає конденсатор фільтра C , був би безперервним, або змінювався плавно. У цьому плані має переваги знижувальний ІППН, в якому між транзистором VT і конденсатором C розташований дросель L . Очевидно, що якщо ці дві схеми з'єднати каскадно (послідовно), то одержимо ІППН, при роботі керованих вентилів якого електромагнітні завади не будуть проходити ні до джерела живлення, ні до навантаження. Проте такий ІППН буде мати два керованих вентиля і два діоди.

Шляхом топологічних перетворень каскадне з'єднання підвищувального та знижувального ІППН можна спростити.

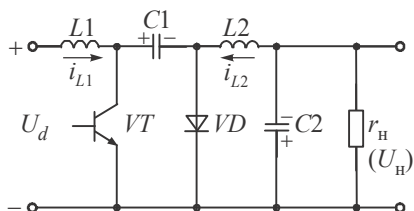


Рис. 1.21

При цьому одержуємо ІППН нового типу, відомого під назвою *схема Кука* (рис. 1.21).

При відкритті транзистора VT дросель $L1$ підмикається до джерела живлення U_d , струм i_{L1} в ньому зростає і відбувається накопичення в ньому енергії. Одночасно (розглядаємо усталений режим роботи схеми) буферний конденсатор $C1$, який був заряджений у результаті попередньої роботи схеми з полярністю, показаною на рис. 1.21, через дросель $L2$ передає енергію в накопичувальний конденсатор $C2$, від якого живиться навантаження r_n . При закритті транзистора VT під дією ЕРС самоіндукції дроселя $L2$ з струмом i_{L2} відкривається діод VD , струм накопичувального дроселя $L1$ підзаряджає конденсатор $C1$, поповнюючи енергію, яку він віддав у конденсатор $C2$ на попередньому інтервалі. Очевидно, що даний перетворювач аналогічно схемі інвертувального ІППН змінює полярність вихідної напруги U_n на протилежному по відношенню до напруги живлення U_d . (Якщо поміняти місцями включення транзистор VT і дросель $L1$, одержуємо схему *перетворювача Zeta*).

Таким чином, струм, що споживається від джерела живлення, безперервний як у підвищувальному ІППН, що не вимагає наявності вхідного LC - фільтра, а згладжування пульсацій вихідної напруги здійснюється Γ -подібним $L2C2$ - фільтром, як у знижувальному ІППН. При цьому безперервний характер струму дроселя $L2$, який живить вихідне коло перетворювача, зменшує необхідне значення ємності накопичувального конденсатора $C2$.

У режимі безперервних струмів дроселів $L1$ і $L2$ з урахуванням прийнятих раніше припущень напруга на буферному конденсаторі $C1$ визначається з рівності нулю середнього значення напруги (вольт-секундного інтегралу) на дроселі $L1$ $U_{L1cp} = 0$

$$U_d \gamma T = (U_{C1} - U_d)(1 - \gamma) T.$$

Звідки

$$U_{C1} = U_d / (1 - \gamma), \quad (1.131)$$

де U_{C1} — середнє значення напруги на конденсаторі $C1$.

Регулювальну характеристику ідеального ІППН Кука, з урахуванням (1.131), знаходимо з рівності нулю середнього значення напруги на дроселі $L2$ $U_{L2cp} = 0$

$$(U_{C1} - U_H) \gamma T = U_H (1 - \gamma) T,$$

звідки

$$U_H = U_d \gamma / (1 - \gamma). \quad (1.132)$$

Порівнюючи вираз (1.132) з (1.116) бачимо, що регулювальні характеристики схеми Кука такі ж, як і в інвертувального ІППН.

Якщо враховувати значення U_{C1} та U_H , які визначаються рівняннями (1.131) та (1.132), можна зробити висновок, що середні значення напруги на дроселях $L1$ і $L2$ при відкритому та закритому станах транзистора VT однакові і дорівнюють U_d і $U_d \gamma / (1 - \gamma)$ відповідно на інтервалах γT і $(1 - \gamma) T$. Тому рівняння для струмів дроселів однакові і мають вигляд:

$$i_L(t) = I_{Lmin} + U_d t / L \text{ — на інтервалі } \gamma T,$$

$$i_L(t) = I_{Lmax} - U_d \gamma / (1 - \gamma) L \text{ — на інтервалі } (1 - \gamma) T.$$

Використовуючи рівняння енергетичного балансу

$$(U_C - U_d) I_H t_1 = \int_0^{\gamma T} U_d i_{L1}(t) dt \text{ і рівність } I_{L1max} = i_{L1}(\gamma T), \text{ знаходимо}$$

максимальне та мінімальне значення струмів накопичувального дроселя $L1$

$$I_{L1max} = [I_H \gamma / (1 - \gamma)] \pm [U_d \gamma / (2 L_1 f)]. \quad (1.133)$$

Перша складова правої частини (1.133) визначає середнє значення струму дроселя $L1$

$$I_{L1} = I_H \gamma / (1 - \gamma). \quad (1.134)$$

Використовуючи рівняння енергетичного балансу для вихідного

$$\text{кола } U_H I_H T = \int_0^{\gamma T} U_{C1} i_{L2}(t) dt, \text{ знаходимо струм дроселя } L2$$

$$I_{L2max} = I_H \pm [U_d \gamma / (2 L_2 f)], \quad (1.135)$$

$$I_{L2} = I_H. \quad (1.136)$$

Мінімальні значення індуктивностей дроселів $L1$ і $L2$, що відповідають граничному режиму між безперервним и переривчастими змінами струмів при заданому γ визначаються з (1.133) та (1.135) при $I_{L\min} = 0$

$$L_{1\min} = U_d(1-\gamma)/(2I_H f), \quad (1.137)$$

$$L_{2\min} = U_d\gamma/(2I_H f). \quad (1.138)$$

Струми, що протікають через транзистор VT і діод VD , дорівнюють сумі струмів i_{L1} та i_{L2} , а тому їх максимальні значення визначаються підсумовуванням (1.133) і (1.135).

Буферний конденсатор $C1$ при відкритому транзисторі VT заряджається струмом дроселя $L2$ i_{L2} . Тому подвійна амплітуда пульсацій визначається (1.45). Через конденсатор $C2$ протікає струм трикутної форми, закон зміни якого визначається різницею $i_{C2}(t) = i_{L2}(t) - I_H$. Амплітуда струму $i_{C2}(t)$ дорівнює другій складовій правої частини рівняння (1.135). Тому подвійна амплітуда пульсацій вихідної напруги визначається (1.49).

Зовнішня характеристика реального ПППН Кука визначається рівнянням

$$\frac{U_H}{U_d} = \frac{\gamma}{1-\gamma} - \frac{I_H}{U_d} \left[r_{L2} + r_{L1} \frac{\gamma^2}{(1-\gamma)^2} \right]. \quad (1.139)$$

Перетворювач Кука інвертує полярність вихідної напруги по відношенню до вхідної напруги. Якщо у вихідному колі перетворювача Кука замінити місцями дросель $L2$ і діод VD , то одержимо схему, що зветься схемою перетворювача типу *SEPIC* (рис. 1.22). Робота схеми подібна роботі схеми Кука, тому слушне те ж саме рівняння регулювальної характеристики (1.132). Відміна

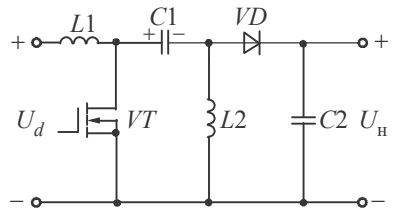


Рис. 1.22

тільки у полярності вихідної напруги, яка в схемі співпадає з полярністю вхідної напруги. Проте якість вихідної напруги тут гірша, ніж у схемі Кука, тому що вихідний струм перетворювача (струм діода VD) має

імпульсний характер, у той час як у перетворювачі Кука він (струм дроселя $L2$) безперервний.

1.2.4. Квадратичні перетворювачі постійної напруги

Розглянуті вище ППН мали рівняння регулювальних характеристик у функції коефіцієнта заповнення γ в діапазоні $0 \dots 1$. При високих частотах комутації (більше 10 кГц) через кінцевий час відкриття та закриття транзисторів у декілька мікросекунд реально важко одержати діапазон зміни коефіцієнта заповнення зі значенням $0,1 \dots 0,9$. Ця обставина обмежує мінімально та максимально можливі вихідні напруги розглянутих перетворювачів.

Для розширення допустимого діапазону регулювання вихідної напруги застосовують схеми перетворювачів, у яких вихідна напруга залежить не від першого степеня коефіцієнта заповнення γ , а від його квадрата. Такі перетворювачі одержали назву *квадратичних*.

На рис. 1.23, *а, б* наведені варіанти таких схем.

Схема підвищувально-знижувального квадратичного ППН (рис. 1.23, *а*) працює таким чином. На інтервалі відкритого стану транзистора VT у накопичувальному дроселі $L1$ накопичується енергія. Одночасно накопичувальний конденсатор $C1$ живить через діод $VD1$ дросель $L2$, діод $VD3$ закритий і навантаження одержує енергію від конденсатора вихідного фільтра $C2$. На інтервалі закритого стану транзистора VT енергія від накопичувального дроселя $L1$ передається через діод $VD2$ в накопичувальний конденсатор $C1$, а енергія дроселя $L2$ через діод $VD3$ — у навантаження та конденсатор вихідного фільтра $C2$.

Для перетворювача на ідеальних елементах регулювальну характеристику можна визначити з умови $U_{L1cp} = 0$ і $U_{L2cp} = 0$:

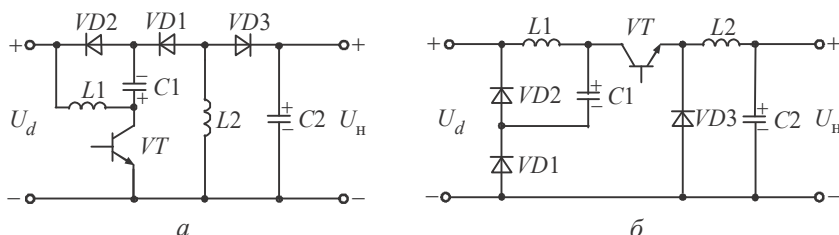


Рис. 1.23

$$U_d\gamma = U_{C1}(1-\gamma); U_{C1}\gamma = U_n(1-\gamma),$$

звідки

$$U_n = \frac{U_{C1}\gamma}{1-\gamma} = \frac{U_d\gamma^2}{(1-\gamma)^2},$$

або

$$C_p = \frac{U_n}{U_d} = \frac{\gamma^2}{(1-\gamma)^2}. \quad (1.140)$$

З (1.140) видно, що при регулюванні γ в діапазоні 0,1...0,9 (у 9 разів) одержимо діапазон регулювання вихідної напруги 0,012...81 (у звичайного перетворювача 0,11...9).

У схемі рис. 1.23,б при відкритому транзисторі VT у вхідному накопичувальному дроселі $L1$ відбувається накопичення енергії (зростання струму) під дією вхідної напруги джерела U_d . Одночасно накопичувальний конденсатор $C1$ віддає енергію через транзистор VT і діод $VD1$ у вихідний дросель $L2$ і навантаження. Діод $VD3$ при цьому закритий. При закритті транзистора VT діод $VD1$ закривається, дросель $L1$ віддає енергію у вхідний накопичувальний конденсатор $C1$ через діод $VD2$, компенсуючи віддану енергію. Вихідний дросель $L2$ через діод $VD3$ передає накопичену енергію у вихідний конденсатор $C2$ і навантаження. При повторному відкритті транзистора VT цикл повторюється.

Для схеми перетворювача рис. 1.23,б регульовальну характеристику можна визначити з умови $U_{L1cp} = 0$, $U_{L2cp} = 0$

$$(U_d - U_{C1})\gamma = U_{C1}(1-\gamma), (U_{C1} - U_n)\gamma = U_n(1-\gamma)$$

звідки

$$U_n = \gamma U_{C1} = U_d \gamma^2,$$

або

$$C_p = U_n / U_d = \gamma^2. \quad (1.141)$$

Недоліком цих схем є переривчастий характер вхідного струму, що додатково потребує ввімкнення вхідного згладжувального $L_\Phi C_\Phi$ - фільтра.

1.2.5. Безіндуктивні перетворювачі постійної напруги

При живленні малопотужних споживачів (від міліват до десятків ват) одержали розвиток перетворювачі з перемикальними конденсаторами, які не вміщують електромагнітних елементів (дроселів). Такі ПП-ПН використовуються в якості вторинних джерел живлення для мобільних електронних систем (пристроїв персонального зв'язку, портативних комп'ютерів, електронних перекладачів і словників) з первинним джерелом енергії у вигляді акумуляторів. Конденсаторні перетворювачі можуть бути знижувальними (для живлення інтегральних схем) і підвищувальними (для живлення люмінесцентних екранів портативної електронної техніки). У таких перетворювачах використовуються конденсатори, які перемикають з послідовного ввімкнення на паралельне (для зниження напруги) або з паралельного на послідовне (для підвищення напруги).

Знижувальний перетворювач (рис. 1.24) складається двох ідентичних підсхем, працюючих на спільне навантаження, і знижує у два рази напругу U_d .

Цикл роботи перетворювача складається з чотирьох інтервалів. На першому інтервалі відкриті транзистори $VT1$ і $VT4$. Конденсатори $C1$ і $C2$ лівої половини схеми виявляються з'єднаними послідовно (відкритий діод $VD2$) з джерелом вхідної напруги U_d і підзаряджаються струмом, що визначається керуванням транзистора $VT1$, в ідеалі кожний до половини напруги джерела живлення. Конденсатори $C3$, $C4$ правої половини схеми виявляються ввімкненими паралельно (діод $VD5$ за-

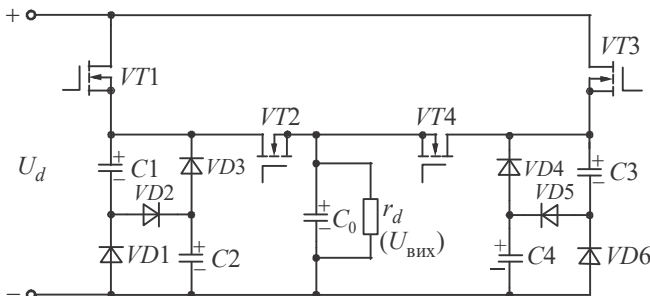


Рис. 1.24

критий) і розряджаються струмом, який задається керуванням транзистора $VT4$, на конденсатор вихідного фільтра C_0 та навантаження.

На другому інтервалі транзистор $VT1$ закритий, зарядка конденсаторів $C1$ і $C2$ закінчена, але продовжується розрядка конденсаторів $C3$ і $C4$ на навантаження. Змінюючи тривалість цього інтервалу, можна регулювати (стабілізувати) напругу на навантаженні.

На третьому та четвертому інтервалах режими роботи чарунок взаємно змінюються. На третьому інтервалі відкриті транзистори $VT2$, $VT3$. Через транзистор $VT3$ будуть заряджатись від джерела живлення U_d послідовно ввімкнені конденсатори $C3$ і $C4$ (діод $VD5$ відкритий). Через транзистор $VT2$ паралельно з'єднані конденсатори $C1$ і $C2$ (діод $VD2$ закритий) розряджаються на навантаження та конденсатор вихідного фільтра C_0 . На четвертому інтервалі закритий транзистор $VT3$, зарядка конденсаторів $C3$ і $C4$ припиняється, але продовжується розрядка конденсаторів $C1$ і $C2$ на навантаження. Очевидно, що тривалості другого та четвертого інтервалів повинні бути рівні та однаково змінюватися при регулюванні. Тривалості першого та третього інтервалів також однакові та незмінні.

Шляхом нарощування числа діодно-конденсаторних чарунок у кожній половині схеми можна одержати ділення напруги в потрібне число разів.

Переривання процесів заряду конденсаторів на другому і четвертому інтервалах робить вхідний струм такого перетворювача переривчастим, що несприятливо для акумулятора. Якщо на цих інтервалах перервати не зарядку, а розрядку конденсаторів на навантаження, то вхідний струм буде без нульових пауз.

Підвищувальний перетворювач (рис. 1.25) являє собою чотирикаскадний перетворювач. Алгоритм керування односпрямованими ключами наведений на рис. 1.26.

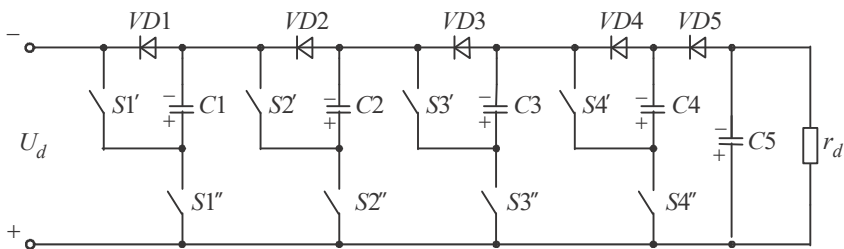


Рис. 1.25

Цикл керування складається з $N + 1$ інтервалів, де N — число каскадів підвищувального перетворювача. На першому інтервалі ввімкнений ключ S''_1 , конденсатор $C1$ заряджається через нього та діод $VD1$ від джерела вхідної напруги U_d до напруги джерела. На другому інтервалі відкриті ключі S'_1 та S''_2 і вже конденсатор $C2$ розряджається від суми напруг, вхідного джерела та напруги на конденсаторі $C1$ до подвійної напруги вхідного джерела.

На третьому інтервалі ввімкнені ключі S'_1, S'_2, S''_3 і конденсатор $C3$ заряджається від послідовно ввімкнених джерела живлення, конденсатора $C1$, конденсатора $C2$ (діоди $VD1$ і $VD2$ закриті зворотною напругою цих конденсаторів) до суми їх напруг, тобто до чотирикратної величини напруги джерела.

На четвертому інтервалі згідно алгоритму перемикання ключів (рис. 1.26) відкриті ключі S'_1, S'_2, S'_3, S''_4 . При цьому джерело живлення U_d , конденсатори $C1...C3$ ввімкнені послідовно і їх напруги підсумовуються. У результаті конденсатор $C4$ заряджається до напруги $8U_d$.

На п'ятому інтервалі, коли відкриті всі верхні ключі $S'_1...S'_4$ і всі конденсатори виявляються ввімкненими послідовно з джерелом, до виходу перетворювача (конденсатор $C5$) прикладається напруга, яка у 16 разів більша за

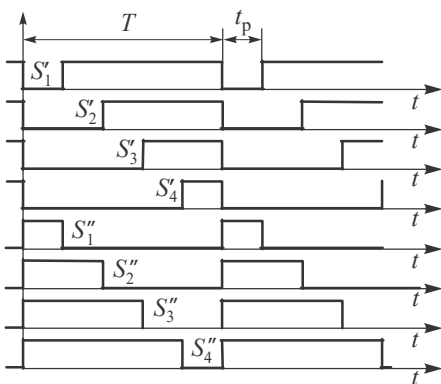


Рис. 1.26

напругу вхідного джерела . Потім повторюються наступні аналогічні цикли.

Таким чином, перетворювач помножує вхідну напругу в 2^N разів, при цьому напруги на конденсаторах неоднакові і відповідно у $2^0, 2^1, 2^2, \dots, 2^{N-1}$ разів більші за напругу вхідного джерела.

1.2.6. Перетворювачі, які забезпечують на виході дві напруги різної полярності

У тих випадках, коли потрібно мати на навантаженні дві напруги різної полярності, можна застосувати схему рис.1.27,*а* з дроселем L_Φ . При одночасному відкритті транзисторів $VT1$ і $VT2$ (інтервал $t_0 \dots t_1$ на рис. 1.27,*б*) дросель L_Φ під'єднується паралельно джерелу живлення U_d і в ньому накопичується відповідна кількість енергії. При закритті

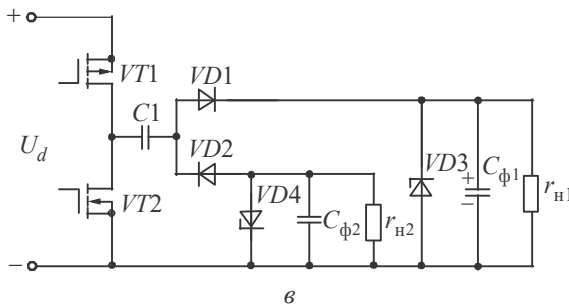
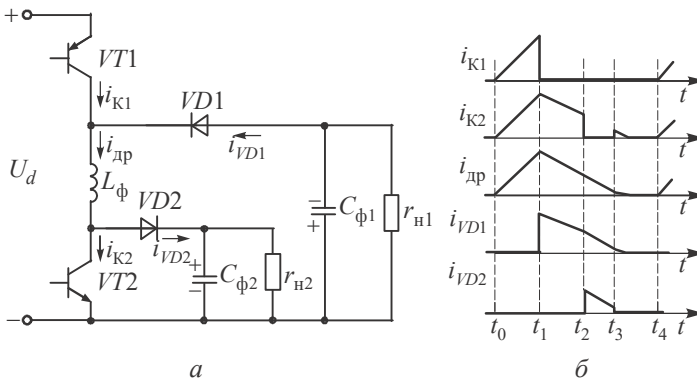


Рис. 1.27

$VT1$ (момент t_1) ця енергія надходить у навантаження $r_{н1}$ через відкритий діод $VD1$ і відкритий транзистор $VT2$. Після закриття $VT2$ (момент t_2) енергія, накопичена в дроселі, через діоди $VD1$ і $VD2$ надходить в обидва навантаження $r_{н1}$ та $r_{н2}$, з'єднанні послідовно (інтервал $t_2 \dots t_3$). Потім знову відкривається транзистор $VT2$ (момент t_3), закриваючи діод $VD2$ і відмикаючи навантаження $r_{н2}$. При наступному відкритті $VT1$ (момент t_4) закривається діод $VD1$, навантаження $r_{н1}$ від джерела живлення відмикається, а обмотка дроселя через $VT1$ і $VT2$ знову підмикається паралельно джерелу живлення. Далі процеси повторюються.

На рис. 1.27,в наведена схема перетворювача, в якій дросель відсутній. При відкритому транзисторі $VT1$ та закритому $VT2$ відбувається заряд конденсатора $C1$ через $VT1$, $VD1$ і навантаження $r_{н1}$. Стабілітрон (стабістор, лавинний діод) $VD3$ обмежує рівень напруги на навантаженні $r_{н1}$ і визначає верхню напругу на $C1$. При відкритті транзистора $VT2$ та закритті $VT1$ напруга зарядженого конденсатора $C1$ відкриває діод $VD2$ і стабілітрон $VD4$. При цьому енергія, накопичена в конденсаторі $C1$, передається в навантаження $r_{н2}$ та конденсатор фільтра $C_{\phi 2}$. Після наступного відкриття $VT1$ і закриття $VT2$ процеси в схемі перетворювача повторюються.

1.2.7. Перетворювачі з частковою модуляцією вхідної напруги

У розглянутих вище ППН здійснюється повна модуляція напруги джерела живлення. В тих випадках, коли джерело живлення має вивід, який дозволяє одержати два різні рівня живильної напруги, або в розпорядженні розробника є два джерела живлення та коли коливання напруги джерела живлення відносно малі і потрібна стабілізація напруги на навантаженні, доцільно виконати перетворювач з частковою модуляцією вхідної напруги. Такий ППН найбільш просто побудувати, якщо первинне джерело має додатковий вивід з проміжним потенціалом.

лом (рис. 1.28,а). На рис. 1.28,б наведені часові діаграми струмів і напруг для режиму безперервних струмів дроселя L . На відміну від ШПН з повною модуляцією (див. рис. 1.9,) в ШПН з частковою модуляцією напруга на виході LC - фільтра в інтервалі $t_1 \dots T$ дорівнює не нулю, а U_2 , тобто зменшується на величину вольтодобатка U_1 . Основна частина енергії, що споживається від джерела живлення, надходить у коло навантаження без перетворення через діод VD , коли транзистор VT закритий. При відкритті транзистора VT напруга на навантаженні збільшується на U_1 (рис. 1.28,а). У зв'язку з тим, що в ШПН здійснюється часткова модуляція входньої напруги, зменшуються габарити фільтра, і найбільша напруга між колектором і емітером транзистора VT обмежується на рівні U_1 , що дозволяє застосовувати схему у високовольних стабілізаторах.

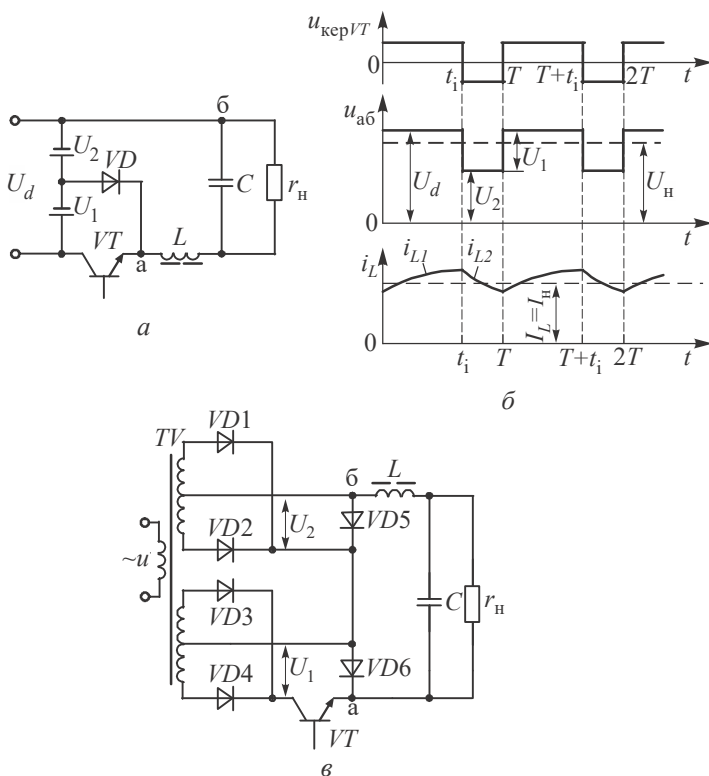


Рис. 1.28

Оскільки в більшості випадків первинне джерело живлення не має додаткового відводу, ІППН з частковою модуляцією застосовують при живленні від мережі змінного струму через випрямлячі (рис. 1.28,в).

Регулювальні характеристики в режимах безперервного та переривчастого струмів дроселя L описуються рівняннями

$$U_H/U_d = (1-\rho)(1-k_0+\gamma k_0); \quad (1.142)$$

$$U_H/U_d \approx (1-\rho) \left[1-k_0+k_0 \frac{\gamma^2}{4\rho\tau_L} \left(\sqrt{1-\frac{8\rho\tau_L}{\gamma^2}}-1 \right) \right], \quad (1.143)$$

де $k_0 = (U_d - U_2)/U_d$.

Зовнішні характеристики для цих режимів визначаються рівняннями

$$U_H/U_d = 1-k_0+\gamma k_0-\rho(I_H/I_{H0}), \quad (1.144)$$

$$U_H/U_d \approx 1-k_0+k_0 \left[1+\frac{I_H/I_{H0}}{\gamma^2/(2\rho\tau_L)+I_H/I_{H0}} \right]. \quad (1.145)$$

На рис. 1.29,а наведені регулювальні характеристики для $\rho = 0,1$ і ряду значень τ_L (суцільна лінія при безперервних струмах, пунктирні — у випадку переривчастих струмів), а на рис. 1.29,б — зовнішні характеристики при $k_0 = 0,5$, $\rho = 0,1$ і $\tau_L = 2,5$.

Амплітуду пульсацій струму дроселя L та напруги на конденсаторі

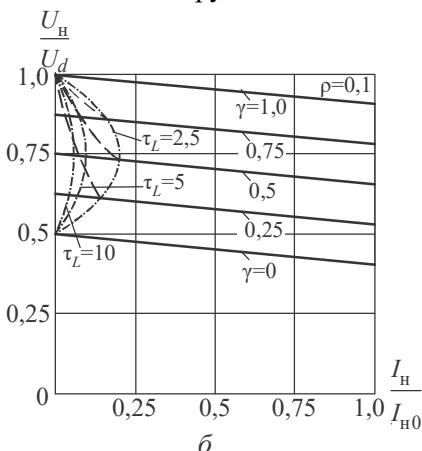
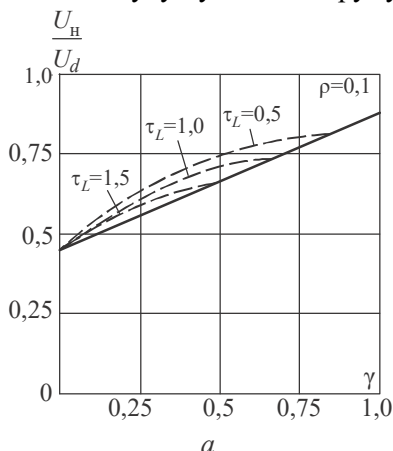


Рис. 1.29

рі C визначають відповідно виразами

$$\Delta I_L = \frac{k_0 U_d}{L} T \gamma (1 - \gamma);$$

$$\Delta U_C = \Delta U_H \approx \frac{k_0 U_d}{8LC} T^2 \gamma (1 - \gamma).$$

Максимальне значення струму транзистора

$$I_{VT \max} = I_{H \max} + \Delta I_L / 2.$$

Максимальне значення середнього струму діода VD при $\gamma = 0$ (діод при цьому пропускає повний струм навантаження)

$$I_{cp VD \max} = (1 - k_0) U_d / (r_H + r).$$

Напруга на транзисторі VT та діоді VD

$$U_{VT \max} = U_{VD \max} = k_0 U_{d \max}.$$

Діапазон зміни вхідної напруги в ІППН визначається нерівністю

$$(1 - \rho)(1 - k_0) \leq (U_H / U_d) \leq 1 - \rho.$$

Якщо ускладнення первинного джерела живлення не є серйозною проблемою, а напруга навантаження достатньо велика, то доцільно використовувати перетворювач з частковою модуляцією.

1.2.8. Багатофазні ІППН

Для зменшення пульсацій вхідного i_d та вихідного i_H струмів застосовуються багатофазні ІППН, принцип побудови яких можна з'ясувати на прикладі трифазного ІППН (рис. 1.30,а). Кожний імпульсний перетворювач має свій згладжувальний дросель L_ϕ , а коло навантаження L_H , r_H , E є спільним для всіх імпульсних перетворювачів. На рис. 1.30,б наведені часові діаграми струмів і напруг в окремих фазах, а також на виході перетворювача. Струм навантаження є сумою струмів окремих фаз і пульсує з частотою у три рази більшою, ніж частота струму в окремих фазах. Вхідний струм, імпульсний характер якого є причиною значних спотворень живильної напруги мережі, пульсує також з потрібною частотою, тому LC - фільтр, який ставлять на виході перетворювача, більш ефективно згладжує пульсації струму джерела живлення, що призводить до зменшення радіозавад.

З часових діаграм рис. 1.30,б видно, що при зміні коефіцієнта заповнення γ' прямокутних імпульсів однієї фази при постійному періоді T' період пульсацій струму у колі навантаження залишається незмінним, рівним $T = T'/3$. Очевидно, для ППН з числом фаз m цей період буде T'/m . Залежно від величини γ' мінімальна кількість фаз $(n+1)$,

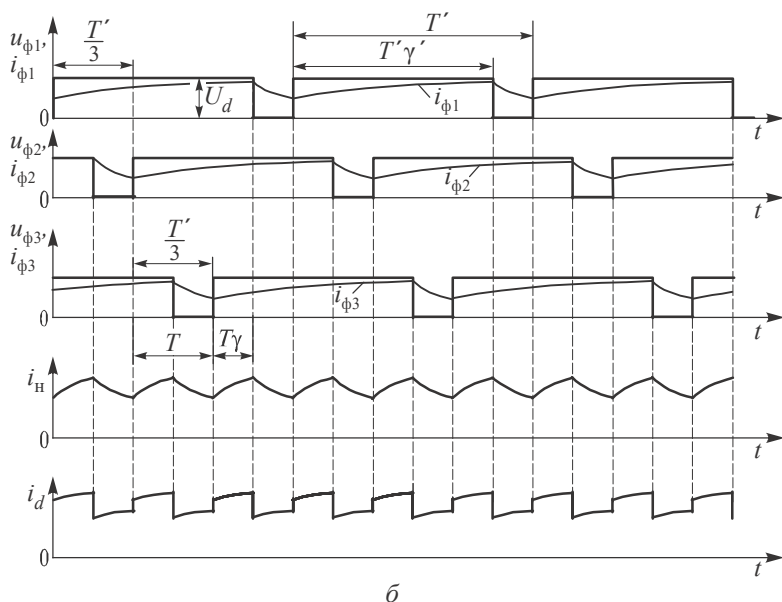
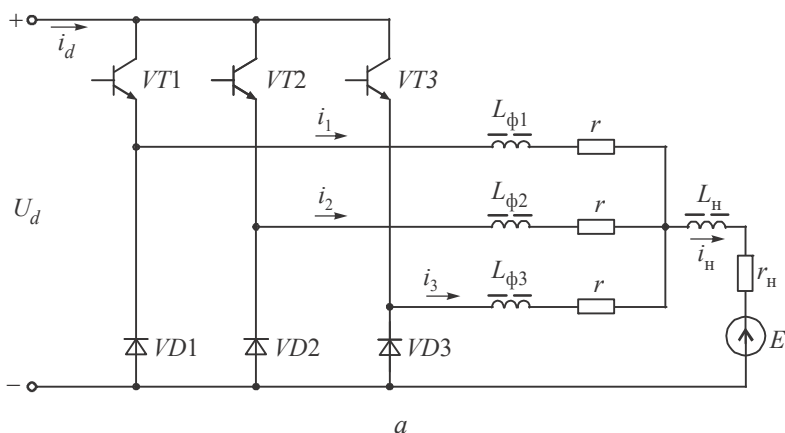


Рис. 1.30

одночасно підімкнених до джерела живлення U_d , різна.

У багатофазному ІППН число n може приймати значення $0, 1, 2, \dots, (m-1)$.

Середнє значення струму навантаження m -фазного ІППН

$$I_H = \frac{n}{m} I_k + \frac{I_k}{2m} \gamma - I_2 = I_k \gamma' - I_2,$$

де $I_k = U_d / R$; $R = r/m + r_H$; $I_2 = E/R$; r — сумарний активний опір однієї фази; $\gamma = \gamma' m - n$.

Коефіцієнт пульсацій струму навантаження

$$K_{\Pi} = \frac{\Delta I_H}{I_k} \approx \frac{\gamma}{m} (1 - \gamma) \beta, \quad (1.146)$$

де $\beta = T/\tau_L$; $\tau_L = L/R$; $L = L_{\Phi}/m + L_H$.

З виразу (1.146) випливає, що пульсації струму навантаження максимальні при $\gamma' = (n/m) + 1/(2m)$ і дорівнюють 0 при $\gamma' = n/m$.

Зовнішня характеристика багатофазного ІППН описується виразом

$$U_H \approx U_d \gamma' - E - I_H (r/m) \quad (1.147)$$

З виразу (1.147) випливає, що жорсткість зовнішньої характеристики в значній мірі залежить від числа фаз перетворювача. Жорсткість зовнішніх характеристик підвищується зі зростанням числа фаз. Зменшення коефіцієнта заповнення призводить до зменшення жорсткості зовнішніх характеристик, що еквівалентно зменшенню числа фаз.

У багатофазних ІППН маса і габарити згладжувальних дроселів значно менші, ніж в однофазних. У двофазному ІППН загальна маса згладжувальних дроселів складає 42 %, а у трифазному — 25,5 % по відношенню до маси згладжувального дроселя однофазного ІППН при рівних потужностях і пульсаціях струму в навантаженні.

1.2.9. Нереверсивні квазірезонансні перетворювачі постійної напруги

Розглянуті вище широтно-імпульсні перетворювачі постійної напруги здійснюють періодичне переривання передачі потужності від джерела до навантаження (струми у вентилях і напруги на них у момен-

ти відкриття та закриття змінюються стрибком) з регулюванням цього процесу шляхом зміни коефіцієнта заповнення. Стрибки струмів і напруг пов'язані з ідеалізацією реальних динамічних процесів у вентилях, при яких на вентилях зберігаються високі значення напруги при високих значеннях струму. Це викликає великі втрати активної потужності в процесі відкриття та закриття вентилів, що накладає необхідність обмежувати верхню частоту перемикавання на рівні 30...50 кГц. Прийнято вважати, що в цьому інтервалі частот досягається оптимальне співвідношення між масою, габаритами, ККД, надійністю та вартістю таких перетворювачів. У деяких випадках, коли основною вимогою є висока питома потужність, частоту перетворення підвищують до декількох сотень кілогерц, а при застосуванні МОН- транзисторів — до декількох десятків мегагерц. Проте з підвищенням частоти перемикавання збільшуються імпульсні перевантаження і завади. Крім того, наявність індуктивностей розсіювання у трансформаторі та ємностей переходів у напівпровідникових приладах призводить до індуктивного характеру навантаження при закритті ключів і ємнісному — при їх відкритті. При закритті напівпровідникового приладу індуктивне навантаження викликає викиди напруги, які виникають через різку зміну струму (велике di/dt) в індуктивностях розсіювання, і викликає перевантаження за напругою та завади.

З іншого боку, якщо ключ відкривається при значній напрузі, то в ньому буде розсіюватися енергія, накопичена у його вхідній ємності, яка дорівнює $0,5CU^2$. Крім того, відкриття при високих рівнях напруги призводить до виникнення великих імпульсних завад, що проникають через паразитний ємнісний зв'язок у передкінцевій каскад і погіршують сталість роботи в умовах сильних завад.

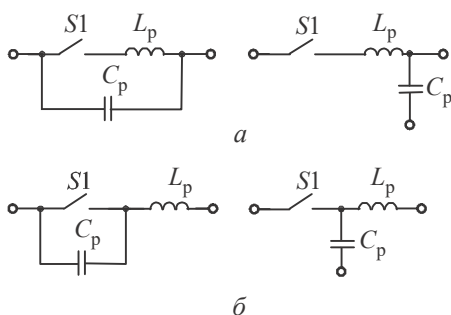
Для поліпшення характеристик перемикавання напівпровідникових приладів у ШПН існують два методи: *перемикавання при нульовому струмі* (ПНС), *перемикавання при нульовій напрузі* (ПНН).

За допомогою введення у схему резонансного LC - контуру формуються квазісинусоїдальні коливання через ключ, в результаті чого створюються умови для його комутації при нульовому струмі як при відкритті, так і при закритті. Шляхом простої заміни в ШІМ-перетворювачах силового ключа (ключів) резонансним можна одержати

цілу сім'ю *квасірезонансних перетворючів* (КРП). У КРП використовуються принципи накопичення енергії в індуктивності або ємності з наступною передачею її в навантаження. Проте біля силового ключа завжди є LC - контур, який править не тільки для формування напруги та струму, але й для накопичення та передачі енергії від входу до виходу. Метод перемикавання при нульовому струмі дуже ефективний аж до частот 1...2 МГц, оскільки дозволяє усунути втрати при закритті та імпульсні перевантаження. Треба враховувати, що коефіцієнт форми синусоїдальної півхвилі струму більше, ніж у прямокутного імпульсу струму. У результаті при одному і тому ж середньому значенні струму, що є корисною складовою в ППН, більше діюче значення струму імпульсів вентилів буде викликати збільшення складової втрат в елементах кола від такого струму. При збільшенні частоти перемикавання напівпровідникових приладів до величини більшої 1 МГц основним обмежуючим фактором стають ємнісні втрати при відкритті, які виникають через розсіювання енергії, накопиченої в паразитних ємностях переходів МОН- транзисторів.

При другому методі (ПНН) шляхом введення в схему резонансного LC - кола форму напруги на ключі можна зробити квазісинусоїдальною і забезпечити його відкриття та закриття при нульовій напрузі, завдяки чому втрати на перемикавання зводяться до нуля. Таким чином, даний метод дозволяє запобігти втратам при відкритті, які обумовлені паразитними ємностями переходів. Такі ППН можна розробляти на робочі частоти більше ніж 10 МГц.

На рис. 1.31, *а, б* наведені резонансні ключі, які забезпечують перемикавання вентилів при нульовому струмі (*а*) або при нульовій напрузі (*б*).



У ключах ПНС (рис. 1.31, *а*) дросель L_p ввімкнений послідовно з ключем $S1$, що забезпечує перемикавання при нульовому струмі. У ключах ПНН (рис. 1.31, *б*) для забезпечення комутації при нульовій напрузі пара-

Рис. 1.31

лельно ключу $S1$ ввімкнено конденсатор C_p .

Схема резонансного ключа складається з напівпровідникового ключа (біполярного або польового транзистора) $S1$ та елементів резонансного контуру.

Резонансні ключі ПНС (рис. 1.32,а) працюють тільки в *однопівперіодному* режимі (струм ключа тече тільки при позитивному півперіоді коливань). Якщо зустрічно-паралельно під'єднати діод $VD1$ (рис. 1.32,б), то струм через ключ буде текти в обох напрямках і такий ключ може працювати у *двопівперіодному*

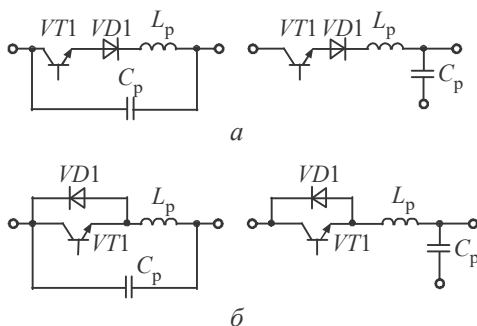


Рис. 1.32

режимі. Через те що L_p і C_p утворюють резонансний контур, струм через транзистор VT і діод $VD1$ буде мати коливальний характер, забезпечуючи можливість комутації при нульовому струмі.

У резонансних ключах ПНН (рис. 1.33,а) паралельно транзистору VT ввімкнений діод $VD1$, що забезпечує на конденсаторі C_p напругу обмежену діодом $VD1$ на нульовому рівні на протязі негативного півперіоду коливань. Такий ключ працює у *однопівперіодному* режимі. Якщо ключ представити послідовним з'єднанням транзистора VT та діода $VD1$ (рис. 1.33,б) то напруга на конденсаторі C_p може мати вільні коливання і, отже, цей ключ буде працювати в *двопівперіодному* режимі.

Двополюсні схеми резонансних ключів (на рис. 1.32 і 1.33 розташовані ліворуч) прямо заміняють ключі у розглянутих у § 1.2 ППН. *Триполюсні схеми резонансних ключів* (на рис. 1.32 і 1.33

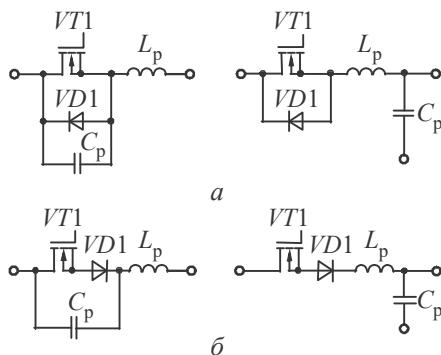


Рис. 1.33

розташовані праворуч) замінюють ключі в ІППН таким чином, що їх третій полюс (з ємністю) під'єднується до спільної шини живлення або виходу.

Принцип резонансного перемикавання може бути застосований практично до будь-якого ІППН, розглянутого у розділі 1.2, шляхом простої заміни силових ключів у таких перетворювачах на резонансні.

Квазірезонансний знижувальний перетворювач з перемиканням при нульовому струмі (КРП – ПНС)

Схема перетворювача наведена на рис. 1.34,*a*, а часові діаграми струмів та напруг наведені на рис. 1.35,*a*, *б*. При розгляді принципу роботи схеми будемо вважати, що: $L \gg L_p$; вихідний фільтр LC разом з навантаженням заміщується генератором стуму I_H ; ключі ідеальні; елементи резонансного контуру ідеальні; $z_p = \sqrt{L_p/C_p}$, $\omega_p = 1/\sqrt{L_p C_p}$, $f_p = \omega_p/2\pi$.

Період електромагнітних процесів T у перетворювачі складається з чотирьох інтервалів, яким відповідають різні схеми заміщення перетворювача (рис. 1.34,*б, в, г, д*).

Припустимо, що перед відкриттям $S1$ через діод VD_0 тече вихідний струм $I_H = \text{const}$ і напруга на резонансному конденсаторі C_p дорівнює нулю. На першому інтервалі (рис. 1.34,*б*, 1.35,*a*), який починається з моменту відкриття ключа $S1(t_0)$, вхідний струм i_d лінійно зростає і його зміна описується рівнянням

$$L_p (di_d / dt) = U_d . \quad (1.148)$$

При цьому струм діода VD_0 , який пропускав весь струм навантаження I_H , починає зменшуватися. У момент часу t_1 струми ключа $S1$ та навантаження I_H зрівнюються і діод закривається. Тривалість цього інтервалу (інтервалу зарядки) можна визначити, якщо скористатися початковими умовами $i_d(t_1) = I_H$,

$$t_{\text{зар}} = t_1 - t_0 = L_p I_H / U_d . \quad (1.149)$$

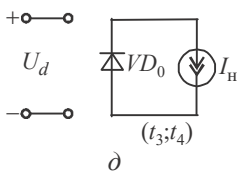
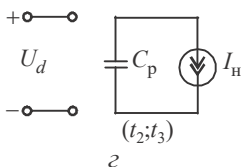
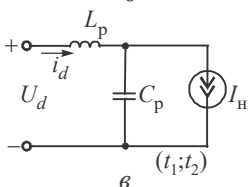
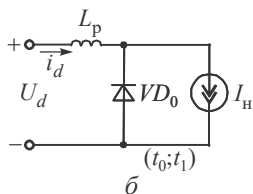
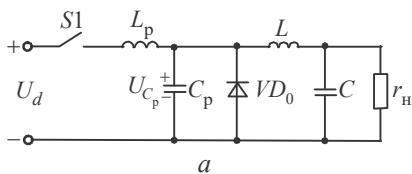


Рис.1.34

На цьому інтервалі в дроселі L_p накопичується енергія.

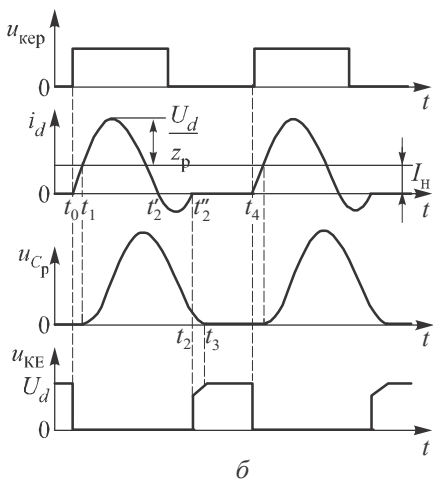
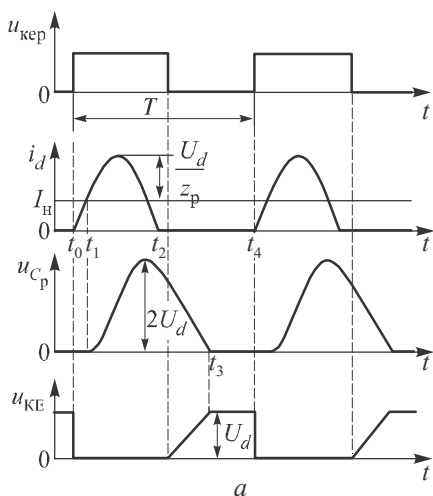


Рис. 1.35

У момент часу t_1 , коли вхідний струм зростає до значення I_H , діод VD закривається і починається зростання напруги u_{C_p} за рахунок заряду конденсатора C_p струмом $i_d(t) - I_{H0}$ (рис. 1.34, в). Рівняння, що описує процеси в схемі на цьому інтервалі,

$$C_p (du_{cp}/dt) = i_d(t) - I_H; \quad (1.150)$$

$$L_p (di_d/dt) = U_d - u_{Cp}(t). \quad (1.151)$$

Використовуючи початкові умови $U_{Cp}(0) = 0$, $i_d(0) = I_H$, одержимо

$$i_d(t) = I_H + (U_d/z_p) \sin \omega_p t, \quad (1.152)$$

$$u_{Cp}(t) = U_d (1 - \cos \omega_p t). \quad (1.153)$$

Якщо в схемі використовується однопівперіодний резонансний ключ, то як видно з рис. 1.35,а, транзистор $VT1$ буде знеструмлюватися в момент t_2 , коли коливальний струм $i_d(t)$ зменшиться до нуля. Якщо ж в схемі використовується двопівперіодний резонансний ключ, то колювання струму $i_d(t)$ будуть продовжуватися (рис. 1.35,б), що призводить до передачі енергії у джерело U_d через зустрічно-паралельний діод $VD1$. У момент часу t_2'' струм через діод $VD1$ знову стає рівним нулю. Тривалість цього інтервалу (інтервалу резонансу $t_{рез}$) можна знайти з рівняння (1.152) при підстановці $i_d(t_2 - t_1) = 0$:

$$t_{рез} = t_2 - t_1 = \alpha / \omega_p, \text{ де } \alpha = \sin^{-1}(-z_p I_H / U_d), \quad (1.154)$$

$\pi \leq \alpha \leq 3\pi/2$ і $t_2 = t_2'$ для однопівперіодного режиму;

$3\pi/2 \leq \alpha \leq 2\pi$ і $t_2 = t_2''$ для двопівперіодного режиму.

Значення напруги u_{Cp} в момент часу t_2 можна визначити з рівняння (1.153)

$$U_{Cp}(t_{рез}) = U_d (1 - \cos \alpha). \quad (1.155)$$

Напруга на конденсаторі в момент часу t_2 близька до максимальної

$$U_{Cp} \approx 2U_d.$$

Через те, що ключ S_1 у момент часу t_2 розмикається, на третьому інтервалі $t_2 \dots t_3$ конденсатор C_p починає розряджатися через вихідне коло (навантаження), при цьому u_{Cp} лінійно зменшується і стає рівною

нулю в момент t_3 (рис. 1.35,а, б). Процеси на цьому інтервалі (рис.1.44,з) описуються рівнянням

$$C_p \left(du_{C_p} / dt \right) = I_n . \quad (1.156)$$

Тривалість інтервалу розрядки конденсатора $t_{\text{роз}}$ визначається з початкової умови

$$\begin{aligned} U_{C_p}(0) &= U_{C_p}(t_2 - t_1) = U_{C_p}(t_{\text{роз}}) : \\ t_{\text{роз}} &= t_3 - t_2 = C_p U_d (1 - \cos \alpha) / I_n . \end{aligned} \quad (1.157)$$

Четвертий інтервал — це інтервал провідності зворотного діода VD_0 ($t_3 \dots t_4$) (рис. 1.34,д). Струм навантаження тече через діод VD_0 . Тривалість цього інтервалу $t_4 - t_3 = T - (t_0 - t_3)$, де T — період перемикання ключа.

З часових діаграм рис. 1.35,а, б видно, що комутація ключа у схемі відбувається при нульовому струмі.

Вихідну напругу U_n можна визначити із закону збереження енергії, що споживається від джерела живлення W_d і віддається у навантаження W_n за період,

$$W_d = U_d \left[\int_{t_0}^{t_1} i_d(t) dt + \int_{t_1}^{t_2} i_d(t) dt \right] ; \quad (1.158)$$

$$W_n = U_n I_n T . \quad (1.159)$$

З рівнянь (1.149), (1.152) і (1.157) можна одержати

$$U_n = \frac{U_d \left[\left(t_{\text{зар}} / 2 \right) + t_{\text{рез}} + t_{\text{роз}} \right]}{T} . \quad (1.160)$$

При заданих значеннях I_n і T інтервали $(t_1 - t_0)$, $(t_2 - t_1)$ і $t_3 - t_2$ визначаються з рівнянь (1.149), (1.150) ... (1.155) та (1.157). Тоді вихідну напругу U_n можна знайти з рівняння (1.160).

Позначивши $x \equiv U_n / U_d$ та $r \equiv r_n / z_p$, рівняння (1.160) можна переписати в такому вигляді:

$$x - (1/2\pi)(f/f_p) \left[(x/2r) + \sin^{-1}(-x/r) + (r/x) \left(1 + \text{sign} \sqrt{1 - (x/r)^2} \right) \right] = 0. \quad (1.161)$$

Нехай

$$3\pi/2 < \alpha < 2\pi, \quad \text{sign} = -1.$$

Тоді для однопівперіодного режиму

$$\sin^{-1}(-x/r) = \alpha,$$

а для двопівперіодного режиму

$$\pi < \alpha < 3\pi/2, \quad \text{sign} = +1.$$

Регульовальна характеристика при двопівперіодному режимі роботи КРП – ПНС співпадає з лінійною регульовальною характеристикою знижувального ІППН з ШІМ. При однопівперіодному режимі роботи маємо сім'ю регульовальних характеристик, які залежать від величини навантаження і які йдуть вище регульовальної характеристики для двопівперіодного режиму. При великому навантаженні відбувається зміщення кривої струму i_d через велику величину I_H і негативна півхвиля резонансного струму дроселя, що тече через зустрічно-паралельний діод, мала. Якщо навантаження невелике, то i_d зміщується на невелику величину I_H і зворотний струм через діод $VD1$ збільшується. Це пояснюється наступним: при відкритті силового ключа енергія починає передаватися від джерела до резонансного контуру. Якщо навантаження невелике, то більша частина енергії, що накопичилася в резонансному контурі, повертається до джерела. При великому навантаженні основна частина енергії контуру передається до навантаження і лише невелика частина повертається до джерела. При цьому зустрічно-паралельний діод регулює енергію, що накопичується у контурі, таким чином, що коефіцієнт перетворення напруги виявляється незалежним від навантаження. В однопівперіодному режимі збиткова енергія контуру не може повертатися до джерела при зменшенні навантаження. Внаслідок цього для стабілізації вихідної напруги треба знижувати робочу частоту.

З часових діаграм рис. 1.35, а, б видно, що струм i_d вміщує постійну складову I_H та змінну складову з амплітудою U_d/z_p . Змінна складова не змінюється при заданих вхідній напрузі та характеристичному опорі

z_p , а постійна складова I_H — це струм навантаження. Амплітуда змінної складової повинна підтримуватись більше рівня постійної, внаслідок цього є обмеження на максимальне значення струму навантаження, перевищення якого веде до втрати можливості перемикавання при нульовому струмі,

$$I_H \leq U_d / z_p .$$

Квазірезонансний підвищувальний перетворювач з перемиканням при нульовій напрузі КРП – ПНН

Схема перетворювача наведена на рис. 1.36,*а*, а часові діаграми струмів та напруг на рис. 1.37,*а, б*. Принцип дії перетворювача розглянемо при тих же припущеннях, що і для перетворювача рис. 1.35,*а*.

В усталеному режимі період вихідної частоти можна поділити на чотири інтервали, починаючи з моменту вимикання ключа $S1$. Припустимо, що до моменту вимикання ключа $S1$ через нього тече вхідний струм $i_L = I_L$ (інтервал $0 \dots t_0$). Діод VD_0 при цьому закритий і струм навантаження дорівнює нулю. У момент часу t_0 ключ $S1$ вимикається (транзистор ключа закривається) і вхідний струм починає текти через конденсатор, викликаючи лінійне зростання напруги u_{Cp} на ньому (рис. 1.36,*б*, 1.37). У момент часу t_1 с напруга u_{Cp} досягає значення U_H , діод VD_0 відкривається (рис. 1.36,*в*) і частина струму I_L тече через навантаження r_H .

В однопівперіодному режимі роботи після зменшення напруги u_{Cp} до нуля в момент t_2 (рис. 1.37,*а*) вона обмежується на нульовому рівні зустрічно-паралельним діодом $VD1$ (рис. 1.33,*а*), через який тече зворотний струм ключа, тоді як у двопівперіодному режимі напруга u_{Cp} продовжує коливатись, досягаючи негативних значень, і спадає до нуля в момент t_2 (рис. 1.37,*б*). Еквівалентна схема, що відповідає другому інтервалу $t_1 \dots t_2$, наведена на рис. 1.34,*в*.

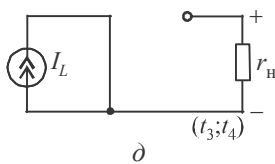
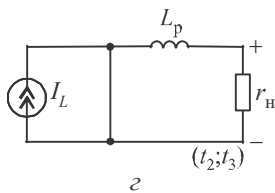
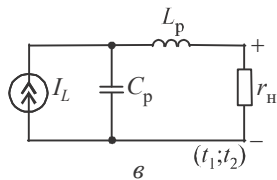
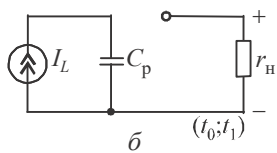
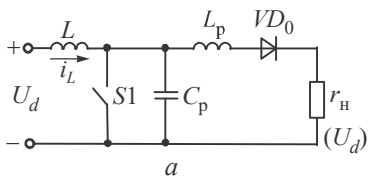


Рис. 1.36

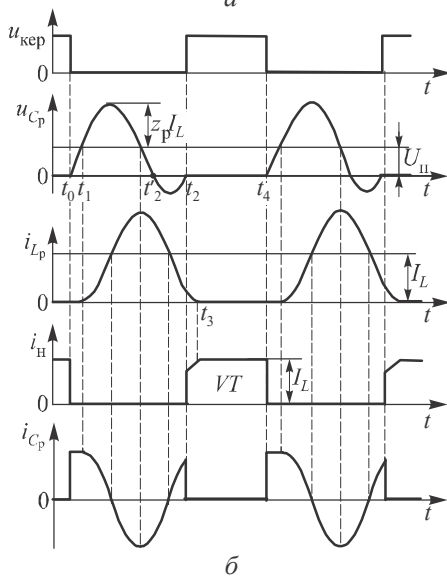
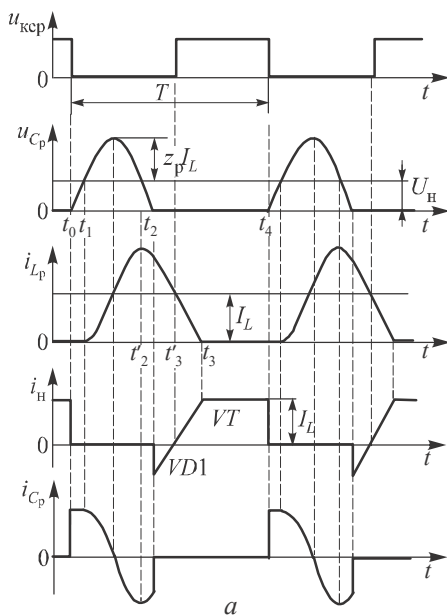


Рис. 1.37

Починаючи з моменту t_2 , струм i_{Lp} лінійно зменшується, досягаючи нуля в момент часу t_3 . Еквівалентна схема для цього інтервалу наведена на рис. 1.36,з. Як правило, в однопівперіодному режимі транзистор VT повинен відкриватися в момент t_2 після зменшення напруги u_{Cp} до нуля, але до того, як у момент t'_3 стане рівним нулю струм через діод $VD1$. Інакше почнеться збільшення напруги u_{Cp} через перезарядку конденсатора C_p і умова відкриття VT при нульовій напрузі не може бути виконана. У двопівперіодному режимі роботи VT повинен відкриватись між моментами $t'_2 \dots t_2$, коли діод $VD1$ блокує негативну напругу.

У момент часу t_3 вхідний струм I_L тече через транзистор VT . Цей струм залишається незмінним до закриття VT (момент t_4). Еквівалентна схема для четвертого інтервалу $t_3 \dots t_4$ наведена на рис. 1.34,д).

З часових діаграм рис. 1.37 видно, що крива напруги u_{Cp} вміщує постійну складову U_n і змінну складову з амплітудою $z_p I_L$. Оскільки струм i_L пропорційний струму навантаження при фіксованих U_n і U_L , амплітуда u_{Cp} зростає зі збільшенням струму навантаження. Крім того, амплітуда змінної складової повинна підтримуватися вище рівня постійної, тому існує нижня межа струму навантаження, нижче якої перемикання при нульовій напрузі стає неможливим. Струм через транзистор VT має приблизно прямокутну форму з амплітудою I_L . Завдяки цьому струм ключа має менше ефективне значення, що дозволяє звести до мінімуму омичні втрати.

У випадку двопівперіодного режиму регульовальна характеристика не залежить від зміни навантаження. При однопівперіодному режимі роботи маємо сім'ю характеристик, які залежать від величини навантаження і які йдуть нижче регульовальної характеристики для двопівперіодного режиму.

Слід відмітити, що існує дуальна відповідність між КРП - ПНС і КРП - ПНН. Наприклад, підвищувальний КРП - ПНН має своїм дуаль-

ним аналогом знижувальний КРП - ПНС. При однаковому постійному відкритому стані ключа:

у КРП - ПНС форма напруги на ключі квазіпрямокутна, форма струму ключа квазісинусоїдальна, діапазон зміни навантаження $[r_{\text{н min}}, r_{\text{н } \infty}]$, $U_{\text{н}}/U_d$ збільшується при збільшенні f та $r_{\text{н}}$, у двопівперіодному режимі паралельно VT ввімкнений зустрічний діод $VD1$, в однопівперіодному режимі послідовно з VT ввімкнений діод $VD1$;

у КРП – ПНН форма напруги на ключі квазісинусоїдальна, форма струму ключа квазіпрямокутна, діапазон зміни навантаження $[r_{\text{н}} = 0, r_{\text{н max}}]$, $U_{\text{н}}/U_d$ збільшується при зменшенні f та збільшенні $r_{\text{н}}$, у двопівперіодному режимі послідовно з VT ввімкнений діод $VD1$, в однопівперіодному режимі паралельно VT ввімкнений зустрічний діод $VD1$.

Квазірезонансні перетворювачі, які використовуються для вторинних джерел живлення радіоелектронної апаратури (комп'ютери, телевізори та ін.) потужністю порядку 100 Вт, мають високі питомі показники порядку 100 Вт/см³ і вище. Вони прості (один транзистор) і можуть використовувати на високих частотах перетворення в якості параметрів коливального контуру власні паразитні параметри елементів схеми (індуктивностей розсіювання трансформаторів, власні ємності транзисторів).

1.2.10. Нереверсивні імпульсні перетворювачі постійної напруги з двостороннім обміном енергією

У розглянутих вище імпульсних перетворювачах постійної напруги напрямок струму навантаження змінити не можна, що не дозволяє забезпечити двосторонній обмін енергією між джерелом живлення та навантаженням. Необхідність двостороннього обміну виникає, наприклад, або при живленні двигуна постійного струму (є рушійний і гальмівний режими), або при живленні систем автоматики автономних об'єктів, де первинне нерегульоване джерело живлення з ЕРС E_d (сонячні батареї, термогенератори і т.п., які володіють відносно великим внутрішнім опором $r_{\text{вн}}$) працює паралельно з акумуляторною батаре-

єю, яка заряджається в період малого навантаження і віддає значну потужність при піках потужності, яка споживається навантаженням.

На рис. 1.38 наведена схема (а) нереверсивного оберненого (з двостороннім обміном) ППН, що живить двигун постійного струму, і часові діаграми струмів і напруг (б). З алгоритму перемикання транзисторів і часових діаграм видно, що транзистори $VT1$ і $VT2$ перемикаються у протифазі. При цьому можливі декілька режимів.

При $U_d > E$ енергія споживається від джерела живлення (на рис. 1.38,а напрямок струму навантаження на інтервалах $0 \dots t_1$ і $t_1 \dots T$ показаний суцільною лінією).

При збільшенні ЕРС E середнє значення струму навантаження зменшується і настає режим змінних струмів ($E \approx \gamma U_d$). У кривій струму навантаження (рис. 1.38,б) є чотири інтервали: I — $0 \dots t_1'$ — енергія віддається навантаженням у джерело живлення через діод $VD1$; II — $t_1' \dots t_1$ — енергія споживається від джерела живлення через транзистор $VT1$; III — $t_1 \dots t_1'$ — енергія розсіюється в активних опорах навантаження і діода $VD2$; IV — $t_1' \dots T$ — енергія розсіюється в активних опорах навантаження і транзистора $VT2$.

Якщо при тому ж значенні коефіцієнта заповнення γ швидкість обертів якоря двигуна збільшиться і ЕРС E стане більше за γU_d , то напрямок струму навантаження зміниться (на рис. 1.38,а, б показано пунк-

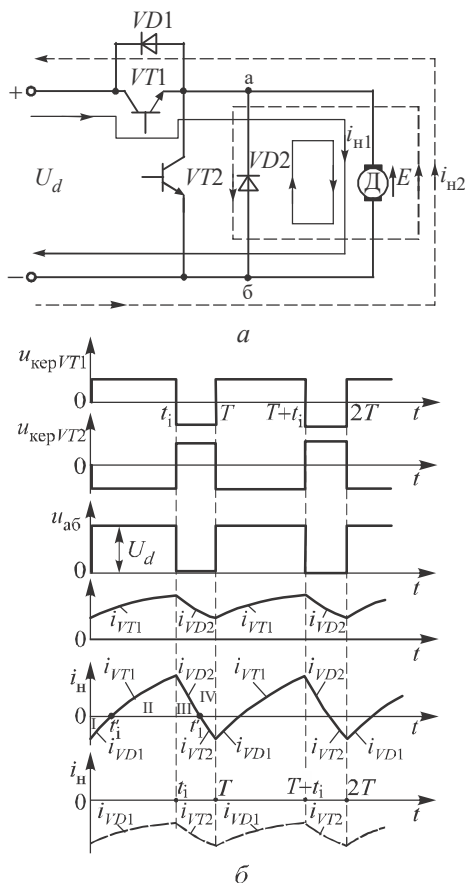


Рис. 1.38

тирною лінією). При цьому, коли транзистор $VT2$ відкритий, енергія в індуктивності якоря двигуна накопичується під дією проти ЕРС якоря, а при закритті транзистора $VT2$ вона віддається у джерело живлення через діод $VD1$.

Миттєве та середнє значення струму навантаження визначаються такими ж виразами, як і для схеми рис. 1.2,а при роботі на проти ЕРС.

На рис. 1.39 наведені схеми нереверсивних оборотних ІППН, що працюють паралельно з акумуляторною батареєю E . Наведені схеми відрізняються від не обернених ІППН (рис. 1.2,а, 1.17,а) тим, що робочий транзистор $VT1$ зашунтований зворотним діодом $VD2$, а допоміжний транзистор $VT2$, який перемикається у протифазі з робочим транзистором $VT1$, шунтує зворотний діод $VD1$.

Якщо середнє значення напруги на виході ІППН (рис. 1.39,а) більше, ніж напруга на навантаженні (U_d) — $\gamma E > U_d$, то на протязі інтервалу $0 \dots t_1$, коли транзистор $VT1$ відкритий, у дроселі L накопичується електромагнітна енергія і струм i_L під дією різниці напруг $E - U_d$ зростає (шлях струму показано суцільною лінією). Коли закривається транзистор $VT1$ і відкривається $VT2$ (інтервал $t_1 \dots T$), струм дроселя L замикається через паралельно ввімкнені транзистор $VT2$ і діод $VD1$. При цьому накопичена в дроселі L енергія витрачається на підзарядку конденсатора C .

Якщо середнє значення напруги на виході ІППН менше, ніж напруга на навантаженні — $U_d > \gamma E$, то відбувається підзарядка акумуляторної батареї. При цьому, коли відкритий транзистор $VT2$, у дроселі L накопичується електромагнітна енергія, а при відкритті транзистора

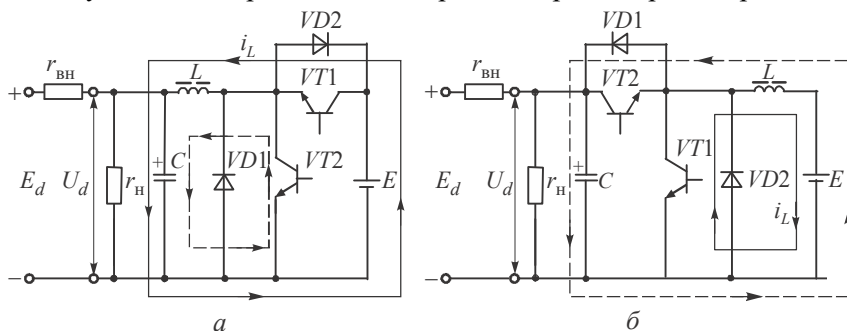


Рис. 1.39

$VT1$ і закритті $VT2$ струм дроселя i_L , який підтримується ЕРС самоіндукції, протікає через зворотний діод $VD2$, підзаряджаючи акумуляторну батарею.

Так само, як і при роботі на двигун постійного струму (рис. 1.38), при $U_d \approx \gamma E$ має місце режим змінних струмів дроселя, коли в кожному періоді має місце як розрядка, так і зарядка акумуляторної батареї.

Аналогічно працює й ІППН (рис. 1.39,б). В схемі рис. 1.39,б при підзарядці акумуляторної батареї, коли відкритий транзистор $VT2$ (інтервал $t_1 \dots T$), частина струму джерела живлення через дросель L йде на підзарядку акумуляторної батареї. При закритті транзистора $VT2$ і відкритті $VT1$ за рахунок ЕРС самоіндукції струм дроселя L i_L тече у попередньому напрямку, замикаючись через паралельне коло $VT1 \dots VD2$ і продовжуючи підзаряджати батарею.

Розрахунок оборотних ІППН здійснюється за тими ж розрахунковими співвідношеннями, що і для аналогічних не обернених (нереверсивних) ІППН. В оберненому ІППН (рис. 1.39,а) напруга акумуляторної батареї E вибирається вище за напругу на навантаженні, а в ІППН (рис. 1.39,б) — нижче, чим напруга на навантаженні. Транзистори в ІППН (рис. 1.39,а) працюють при більш високій напрузі, але сума колекторних струмів у них менша, ніж в ІППН (рис. 1.39,б); амплітуда пульсацій струму дроселя, при інших однакових умовах, в ІППН (рис. 1.39,а) менша, ніж в ІППН (рис. 1.19,б), що в ряді випадків дозволяє застосувати дросель менших габаритів і знизити частоту перемикання транзисторів; в ІППН (рис. 1.39,б) робочий транзистор $VT1$ споживає малу потужність по колу керування, тому що працює при коефіцієнті заповнення, близькому до одиниці, що дає переваги схемі при малих навантаженнях.

1.3. ІМПУЛЬСНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ В ПОСТІЙНУ НА ПОВНІСТЮ КЕРОВАНИХ ВЕНТИЛЯХ З ГАЛЬВАНІЧНИМ РОЗВ'ЯЗАННЯМ МІЖ ВХОДОМ І ВИХОДОМ

ІППН з гальванічним розв'язанням між входом і виходом призначені для перетворення постійної напруги одного рівня в постійну напругу іншого рівня.

Залежно від характеру роботи ключових елементів (транзисторів) вони поділяються на однокатні та двокатні.

В однокатних перетворювачах напруги (ОПН) комутація ключових елементів здійснюється один раз за період змінної напруги, а у двокатних — один раз за півперіод.

Цей тип перетворювачів постійної напруги може бути одержаний з розглянутих вище ІППН доповненням або заміною у схемах індуктивного накопичувального елемента (реактора) на трансформатор, що дозволяє вирішувати ряд нових задач: полегшення узгодження рівнів вхідної та вихідної напруг при їх великій різниці; здатність до виконання перетворювача з декількома гальванічно розв'язаними вихідними напругами; оптимізацію установлених потужностей елементів перетворювача.

Залежно від способу передачі електричної енергії від джерела живлення до навантаження ОПН можуть бути поділені на два типи: ОПН зі зворотним ввімкненням випрямного діода (зворотногоходовий, *Fliback*, з передачею енергії у навантаження на етапі закритого стану ключа (у паузі), (рис. 1.40); ОПН з прямим ввімкненням випрямного діода (прямоходовий, *Forward*, з передачею енергії у навантаження на етапі відкритого стану ключа (в імпульсі), (рис. 1.43).

ОПН широко застосовуються у пристроях електроживлення бортової та стаціонарної радіоелектронної апаратури (РЕА), котра працює у поєднанні з такими джерелами первинного електроживлення, як сонячні та акумуляторні батареї, паливні елементи, термоелектричні та термоємісійні перетворювачі. ОПН є основою для побудови більшості сучасних джерел вторинного електроживлення (ДВЕЖ) з безтрансформаторним входом для ЕОМ, систем зв'язку та обробки інформації, технологічних установок, побутової електронної апаратури.

При розгляді роботи та аналізу електромагнітних процесів у схемах ОПН використовуємо ті ж самі припущення, що ми робили для ІППН, розглянутих у § 1.2.

При вказаних припущеннях можна записати ряд співвідношень, які виконуються в усталеному режимі роботи ідеальних (без втрат) перетворювачів.

Середнє значення (вольт-секундний інтеграл) напруги за період на кожній з обмоток трансформатора чи дроселя дорівнює нулю. Через те

що у перетворювачах постійної напруги на різних інтервалах роботи (в імпульсі та в паузі) діють постійні напруги, одержимо

$$U_{Li}\gamma T = U_{Ln}(1-\gamma)T, \quad (1.162)$$

де U_{Li} і U_{Ln} — абсолютні значення напруг на обмотці в імпульсі та в паузі відповідно.

Середнє значення (ампер-секундний інтеграл) струму через конденсатор за період в усталеному режимі дорівнює нулю

$$I_{Ci}\gamma T = I_{Cn}(1-\gamma)T. \quad (1.163)$$

Потужність, що споживається від джерела живлення, дорівнює потужності в навантаженні (рівняння енергетичного балансу)

$$\int_0^T U_d I_d dt = U_n I_n T. \quad (1.164)$$

Рівняння (1.164) можна звести до двох співвідношень:

$$K_i I_n U_n \gamma T = \int_0^{\gamma T} U_d i_i(t) dt,$$

$$K_n I_n U_n (1-\gamma)T = \int_0^{(1-\gamma)T} U_d i_n(t) dt,$$

де K_i K_n — коефіцієнти трансформації трансформатора за вторинними обмотками, що під'єднуються до входу фільтра в імпульсі та паузі; i_i , i_n — струми, які віддаються джерелами енергії в імпульсі та паузі відповідно.

1.3.1. Однотактний перетворювач постійної напруги зі зворотним ввімкненням випрямного діода з незалежним збудженням

Якщо накопичувальний дросель L у підвищувально-знижувальному ШПН (рис. 1.19,а) виконати двообмотковим і вторинну обмотку підімкнути через випрямний діод VD до навантаження, а первинну через транзистор VT до джерела живлення, то одержимо схему найпростішого ОПН зі зворотним ввімкненням випрямного діода (рис. 1.40). У такому перетворювачі імпульсний трансформатор TV викорис-

товують для накопичення енергії в магнітному полі трансформатора і, водночас, для здійснення гальванічного розв'язання вихідного кола від вхідного. Наявність розв'язання кіл часто зумовлена вимогами електробезпеки, завадостійкості та надійності електронної апаратури, а також необхідністю підімкнення до одного перетворювача кількох електрично не зв'язаних споживачів енергії.

Силова частина ОПН із зворотним ввімкненням діода (рис. 1.40,*а*) вміщує один індуктивний елемент — трансформатор TV з коефіцієнтом трансформації $K_T = w_2 / w_1$. Часові діаграми струмів і напруг у схемі такого ОПН (рис. 1.40,*б*) ідентичні діаграмам, наведеним на рис. 1.19,*б, в* для підвищувально-знижувального ПППН. Чисельні значення струмів і напруг:

$$I_{L \max} = I_{VT \max} = I_{1 \max} = K_T I_{2 \max} = K_T I_{VD \max},$$

$$I_{L \min} = I_{VD \min} = I_{2 \min} = I_{1 \min} / K_T, \quad u_{w_1}(t) = u_{w_2}(t) / K_T.$$

Індуктивність обмоток TV (первинної — L_1 та вторинної — L_2) зв'язані співвідношенням $L_1 = L_2 / K_T^2$.

Розглянемо усталені процеси роботи схеми без урахування комутаційних процесів перемикання. Як і підвищувально-знижувальний ПППН, перетворювач може працювати в режимах безперервного та переривчастого магнітного потоку. За допомогою керуючих імпульсів з виходу системи керування транзистор VT переводиться з режиму відсічки в режим насичення з частотою $f = 1/T$. З моменту відкриття транзистора $t = t_1$ через первинну обмотку трансформатора з числом витків w_1 від джерела живлення U_d починає протікати зростаючий за лінійним законом струм $i_1 = i_{VT} = I_{1 \min} + U_d t / L_1$, який створює магніторушійну силу (МРС) $F_1 = i_1 w_1$. Внаслідок цього в осерді трансформатора збуджується зростаючий магнітний потік Φ і на обмотках наводиться ЕРС з полярністю, яка вказана на рис. 1.40,*а* без дужок. Вторинна обмотка трансформатора w_2 приєднана так, що на інтервалі відкритого стану транзистора VT випрямний діод VD закритий зворотною напругою $U_{VD \max} = u_2 + u_H = K_T U_d + U_H$ і коло навантаження відімкнене від трансформатора.

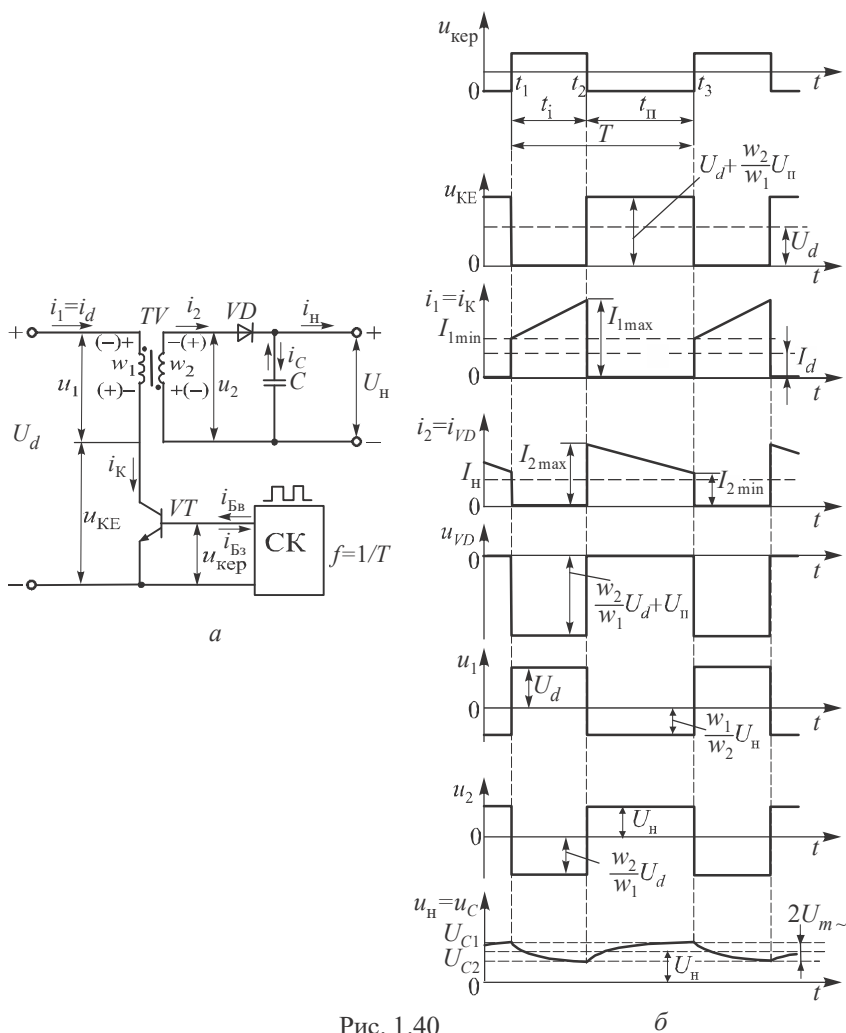


Рис. 1.40

На інтервалі відкритого стану транзистора VT в магнітному полі осердя накопичується енергія.

Приріст енергії, накопиченої у магнітному полі осердя за інтервал часу t_i , визначається виразом

$$\Delta W_1 = \frac{L_1 I_{1max}^2}{2} - \frac{L_1 I_{1min}^2}{2} = \frac{L_1}{2} (I_{1max}^2 - I_{1min}^2). \quad (1.165)$$

Водночас з процесом накопичення енергії відбувається розрядка фільтрувального конденсатора C на опір навантаження, що зумовлює

безперервне протікання струму i_H у вихідному колі перетворювача. Струм розрядки конденсатора C при цьому дорівнює I_H ; напруга на ньому, а отже, і на навантаженні змінюється за законом

$$u_C(t) = u_H(t) = I_H t / C$$

і не залежить від U_d і індуктивності обмоток TV .

У кінці інтервалу t_1 струм $i_1 = i_{VT}$ досягає $I_{VT \max} = I_{1 \max}$. У момент часу t_2 на вхід транзистора від системи керування надходить імпульс напруги (рис. 1.40,б), що закриває його. Внаслідок закриття транзистора VT струм i_1 у первинній обмотці трансформатора досить швидко зменшується до нуля. ЕРС самоіндукції, прагнучи підтримати струм в обмотці, змінює свою полярність на протилежну (на рис. 1.40,а наведена в дужках). При цьому відкривається випрямний діод VD і заряджений конденсатор C через відкритий діод підмикається до вторинної обмотки трансформатора, напруга на ньому врівноважується ЕРС самоіндукції вторинної обмотки

$$u_2 = L_2 \frac{di_2}{dt} = w_2 \frac{d\Phi}{dt} = -u_C = -U_H.$$

Під дією напруги на конденсаторі струм i_2 і магнітний потік Φ зменшуються за величиною. Індуктивність L_2 передає накопичену енергію до навантаження і конденсатора фільтра. Струм вторинної обмотки

$$i_2 = I_{2 \max} - U_H t / L_2 = I_{1 \max} / K_T - U_H t / L_2 \quad (1.166)$$

зменшується за лінійним законом.

Максимальне значення струму вторинної обмотки $I_{2 \max}$, що входить до виразу (1.166), визначимо за законом комутації, згідно з яким намагнічуюча сила осердя до і після комутації залишається незмінною. Тому для моменту часу t_2 буде справедливий вираз

$$I_{1 \max} w_1 = I_{2 \max} w_2 \text{ або } I_{2 \max} = I_{1 \max} / K_T. \quad (1.167)$$

У кінці інтервалу закритого стану транзистора VT t_{Π} струм вторинної обмотки (струм діода VD) і магнітний потік в осерді досягають своїх мінімальних значень

$$I_{2 \min} = I_{1 \max} / K_T - U_H t_{\Pi} / L_2.$$

Протягом інтервалу часу t_{Π} через вторинну обмотку до навантаження та конденсатора фільтра передається енергія

$$\Delta W_2 = \frac{L_2 I_{2\max}^2}{2} - \frac{L_2 I_{2\min}^2}{2} = \frac{L_2}{2} (I_{2\max}^2 - I_{2\min}^2).$$

Ураховуючи, що $L_2 = L_1 K_T^2$, а також те, що для моменту комутації $t_3 = T$ виконується рівність

$$I_{2\min} w_2 = I_{1\min} w_1, \quad (1.168)$$

з урахуванням (1.167) одержимо

$$\Delta W_2 = \frac{L_1}{2} \frac{w_2^2}{w_1^2} \left[I_{1\max}^2 \left(\frac{w_1}{w_2} \right)^2 - I_{1\min}^2 \left(\frac{w_1}{w_2} \right)^2 \right] = \frac{L_1}{2} (I_{1\max}^2 - I_{1\min}^2).$$

Порівнявши цей вираз із виразом (1.165), приходимо до висновку, що за відсутності втрат енергії в елементах перетворювача енергія ΔW_1 , що накопичена в магнітному полі осердя на інтервалі імпульсу, дорівнює енергії ΔW_2 , що передається в навантаження через вторинну обмотку на інтервалі паузи.

З аналізу виразу (1.166) видно, що при роботі перетворювача можливі два режими. Якщо за час t_{Π} струм i_2 не встигне зменшитися до нуля, тоді $I_{2\min} > 0$ і має місце режим безперервного магнітного потоку. При цьому з моменту відкриття транзистора VT його колекторний струм $i_{VT} = i_1$ збільшується від свого початкового значення $I_{1\min}$, яке визначається з виразу (1.168),

$$I_{1\min} = K_T I_{2\min}.$$

У тому разі, коли на інтервалі t_{Π} струм встигає зменшитися до нуля раніше ніж, відбудеться наступне відкриття транзистора, $I_{2\min} = 0$ і схема працює в режимі переривчастого магнітного потоку (див. рис. 1.19,б). При цьому початкове значення колекторного струму в момент відкриття транзистора $I_{1\min} = 0$.

Тривалість інтервалу t'_1 , впродовж якого струм i_2 зменшується до нуля,

$$t'_1 = I_{1\max} L_2 / (U_H K_T).$$

Якщо струм i_2 досягає нульового значення в момент t_{π} , коли відкривається транзистор, тоді $t'_i = t_{\pi}$ і в схемі встановлюється граничний режим.

Середнє значення вихідної напруги перетворювача (регульовальну характеристику) можна одержати з умови, що в усталеному режимі роботи величини приросту магнітного потоку в осерді трансформатора за час відкритого та закритого станів транзистора повинні бути однакові $\Delta\Phi_1 = \Delta\Phi_2$,

$$U_d t_i / w_1 = U_{\pi} t_{\pi} / w_2 . \quad (1.169)$$

З виразу (1.169) визначаємо величину вихідної напруги перетворювача в режимі безперервного магнітного потоку

$$U_{\pi} = K_T U_d \frac{t_i}{t_{\pi}} = K_T U_d \frac{t_i}{T - t_{\pi}} = \frac{K_T U_d \gamma}{1 - \gamma} . \quad (1.170)$$

Аналогічний вираз можна одержати з виразу (1.162).

З (1.170) видно, що регульовальна характеристика перетворювача нелінійна. Зі збільшенням γ вихідна напруга зростає. Це можна пояснити, розглянувши вираз (1.170). При $\gamma \rightarrow 1$ (U_{π}/U_d) $\rightarrow \infty$, що є недоліком перетворювача. Проте на практиці, внаслідок втрат потужності в елементах схеми і наявності внутрішнього опору джерела живлення вихідна напруга при $\gamma \rightarrow 1$ обмежується на деякому рівні, а при подальшому зростанні γ починає зменшуватися.

Внаслідок наявності діода VD струм вторинної обмотки i_2 містить постійну та змінну складові. Постійна складова струму i_2 через конденсатор C протікати не може і повністю тече через опір навантаження. Тому середнє значення струму навантаження

$$\begin{aligned} I_{\pi} &= \frac{1}{T} \int_0^T i_2(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{t_{\pi}} \left(I_{2\max} - \frac{U_{\pi} t}{L_2} \right) dt = \\ &= \frac{(I_{2\max} + I_{2\min}) t_{\pi}}{2T} = \frac{I_{2\max} + I_{2\min}}{2} (1 - \gamma) . \end{aligned}$$

Середнє значення вхідного струму (джерела живлення) I_d з виразу (1.164)

$$I_d = \frac{K_T I_H \gamma}{1 - \gamma} \quad (1.171)$$

Вираз (1.171) є рівнянням вхідної характеристики перетворювача в режимі безперервного магнітного потоку.

Як бачимо з часових діаграм (рис. 1.19,б) вхідний струм $i_d = i_l$ має переривчастий характер, що негативно позначається на роботі джерела живлення.

Максимальне значення струму через транзистор і діод:

$$I_{VT \max} = I_{1 \max} = \frac{K_T I_H}{1 - \gamma} + \frac{U_d \gamma T}{2L_l} = \frac{K_T I_H}{1 - \gamma} + \frac{U_H (1 - \gamma)}{2K_T L_l},$$

$$I_{VD \max} = I_{2 \max} = I_{VT \max} / K_T.$$

Середнє значення струму через діод

$$I_{VD} = I_H.$$

Максимальна напруга на закритому транзисторі

$$U_{VT \max} = U_d + u_l = U_d + U_H / K_T.$$

Пульсації напруги на конденсаторі ΔU_C для режиму безперервного магнітного потоку визначаються з (1.95). Щоб зменшити масу та габарити фільтра, треба підвищувати частоту перетворення f .

Амплітуда та діюче значення струму через конденсатор:

$$I_{C \max} = I_{2 \max} - I_H,$$

$$I_C = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_C^2(t) dt} = \sqrt{\frac{2I_H^2}{3(1 - \gamma)} + \frac{(I_{2 \max}^2 - I_{2 \min}^2)(1 - \gamma)}{6}} - I_H.$$

Як видно з часових діаграм (рис. 1.19,б, в), для струму конденсатора фільтра $i_C(t)$ характерна різка зміна полярності в моменти комутації вентилів. Внаслідок «стрибків» струму i_C на еквівалентному послідовному опорі втрат конденсатора r_s виникає додатковий спад напруги, який призводить до збільшення амплітуди вихідної пульсації. Тому її розрахунок, а також розрахунок величини ємності фільтра слід проводити з урахуванням активного еквівалентного опору вибраного типу конденсатора. Наявність еквівалентного послідовного опору електролітичних конденсаторів створює труднощі при малих рівнях норм пульсацій вихідної напруги ІППН. При виконанні умови

$$r_s C > \frac{L_2 \gamma}{r_H (1 - \gamma)} + \frac{1 - \gamma}{2f}$$

пульсації напруги ΔU_H не залежать від ємності C

$$\Delta U_H = I_H r_s \left[\frac{r_H (1 - \gamma)}{2fL_2} + \frac{1}{1 - \gamma} \right],$$

де r_s — еквівалентний послідовний опір конденсатора C .

У цьому випадку ефективним засобом зменшення ΔU_H є зменшення r_s завдяки збільшенню кількості паралельно увімкнених конденсаторів, тобто застосуванню батареї конденсаторів замість одного.

Щоб послабити вплив опору r_s на вихідну пульсацію при імпульсному характері навантаження, паралельно до оксидних конденсаторів під'єднують металоплівкові або керамічні конденсатори, які мають кращі частотні властивості.

Для роботи перетворювача в режимі безперервного магнітного потоку треба, щоб

$$I_{2\min} = \frac{I_H}{1 - \gamma} - \frac{\Delta U_H}{2L_2} (1 - \gamma/T) > 0. \quad (1.172)$$

Ця неперервність задовольняється, якщо

$$L_2 > \frac{U_H (1 - \gamma)^2 T}{2I_H}, \quad (1.173)$$

або

$$L_1 > \frac{U_d^2 \gamma^2}{2fU_H I_H}. \quad (1.174)$$

У режимі переривчастого магнітного потоку розмах пульсацій залежить від струму навантаження I_H

$$\Delta U_C = \frac{(U_d \gamma - \mathcal{K}_T L_1 I_H)^2}{2f^2 C L_1 U_H}. \quad (1.175)$$

У режимі переривчастого магнітного потоку зв'язок між вихідною напругою та струмом навантаження (навантажувальна характеристика) встановлюється співвідношенням

$$U_{\text{н}} = \frac{U_d^2 \gamma^2}{2fL_1 I_{\text{н}}} = \frac{K_{\text{т}}^2 U_d^2 \gamma^2}{2fL_2 I_{\text{н}}} . \quad (1.176)$$

Порівнюючи вирази (1.170) і (1.176) з виразами (1.116) і (1.125) бачимо, що вони відрізняються тільки наявністю додаткового множника $K_{\text{т}}$. У відповідності з цим закони зміни вихідної напруги перетворювача, який розглядається, якісно аналогічні інвертувальному ІППН (рис. 1.19,а).

З (1.176) видно, що при збільшенні струму навантаження $I_{\text{н}}$ вихідна напруга $U_{\text{н}}$ швидко спадає, тобто навантажувальна характеристика перетворювача є «м'якою». Це є недоліком режиму переривчастого магнітного потоку.

У реальному перетворювачі внаслідок спаду напруги на активному опорі первинної та вторинної обмоток, а також опорі відкритих вентилів вихідна напруга буде завжди меншою від тієї, що обчислена за формулами (1.170), (1.176).

При збільшенні струму навантаження спад напруги на внутрішньому опорі перетворювача зростає, тому навантажувальна характеристика як в одному, так і в другому режимах буде падаючою. Однак у першому режимі її нахил значно менший, ніж у другому режимі.

З рівняння (1.176) також видно, що при зменшенні струму навантаження $I_{\text{н}}$ вихідна напруга перетворювача зростає. Це призводить до збільшення напруги на закритому транзисторі та діоді і може стати причиною виходу їх з ладу.

При $I_{\text{н}} \rightarrow 0$ вихідна напруга $U_{\text{н}} \rightarrow \infty$, тобто в режимі холостого ходу схема непрацездатна.

Через наявність індуктивностей розсіювання при закритті транзистора VT на його колекторі можлива поява перенапруг, які можуть вивести транзистор з ладу.

Для захисту перетворювача і кола навантаження від різкого збільшення вихідної напруги у схему вводиться додаткова (рекупераційна) обмотка w_3 , яка через діод $VD2$ підмикається до вхідних затисків (рис. 1.41,а). За допомогою цієї обмотки надлишкова енергія, що накопичується у магнітному полі трансформатора, рекуперується (повертається) до джерела живлення.

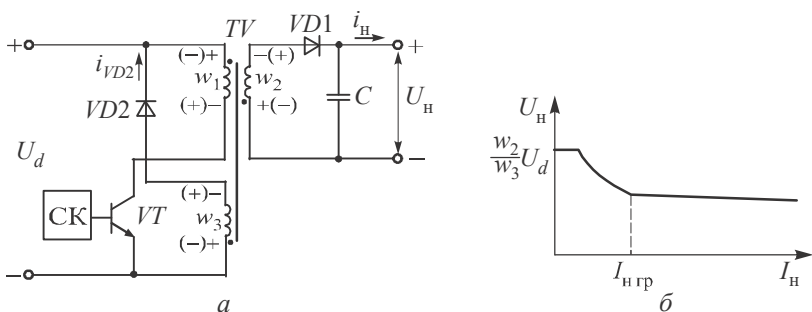


Рис. 1.41

Коли транзистор VT відкритий, на обмотках трансформатора наводиться ЕРС з полярністю, вказаній на рис. 1.41,а без дужок. При цьому діод $VD2$ закритий і до нього прикладена зворотна напруга

$$U_{VD2} = -U_d - (w_3/w_1)U_d = -U_d [1 + (w_3/w_1)].$$

Обмотка w_3 відімкнена від джерела живлення і не впливає на роботу перетворювача.

При закритому транзисторі VT діод $VD1$ відкритий і до вторинної обмотки w_2 прикладена вихідна напруга U_n . Ця напруга трансформується в обмотки w_1 та w_3 з полярністю, що вказана на (рис. 1.41,а) в дужках. Тепер до діода $VD2$ прикладена напруга

$$U_{VD2} = -U_d + (w_3/w_2)U_n.$$

Коефіцієнт трансформації обмоток w_2/w_3 вибирають таким, щоб у заданому діапазоні зміни струму навантаження напруга на обмотці w_3 була меншою від напруги джерела живлення U_d

$$(w_2/w_3)U_n < U_d.$$

За цієї умови напруга на діоді $VD2$ залишається негативною ($U_{VD2} < 0$) і він буде закритий.

Якщо внаслідок зменшення струму навантаження вихідна напруга зросте до такої величини U'_n , що виконається умова $(w_3/w_2)U'_n = U_d + U_{VD2} \approx U_d$, де U_{VD2} — прямий спад напруги на діоді $VD2$, останній відкривається і обмотка w_3 підмикається до джерела живлення. При цьому надлишкова енергія, накопичена в транс-

форматорі, через обмотку w_3 і відкритий діод $VD2$ повертається до джерела U_d , а напруга на навантаженні обмежується на рівні

$$U'_H = (w_2/w_3)(U_d + U_{VD2}) \approx (w_2/w_3)U_d.$$

Змінюючи коефіцієнт трансформації w_2/w_3 , можна встановлювати потрібний рівень обмеження вихідної напруги U'_H .

Навантажувальна характеристика перетворювача при наявності кола рекуперації енергії наведена на рис. 1.41,б.

Під дією проти ЕРС джерела U_d струм i_{VD2} в обмотці w_3 зменшується, замикаючись по контуру w_3 - $VD2$ - U_d .

При цьому джерело живлення U_d і коло навантаження є споживачами енергії, що була накопичена в магнітному полі осердя трансформатора на інтервалі імпульсу.

Завдяки дії кола рекуперації максимальні значення напруги на закритому транзисторі і діоді $VD1$ обмежуються на рівні

$$U_{VT\max} = U_d + (w_1/w_2)U'_H; \quad U_{VD1\max} = (w_2/w_1)U_d + U'_H.$$

1.3.2. Однотактний перетворювач постійної напруги зі зворотним ввімкненням випрямного діода з самозбудженням

Однотактні перетворювачі напруги з самозбудженням застосовують при невеликій потужності навантаження (до 10 Вт).

Найпростіша схема автогенераторного перетворювача наведена на рис. 1.42,а. Він являє собою релаксаційний генератор з трансформаторним позитивним зворотним зв'язком на транзисторі VT , у колекторне коло якого ввімкнена первинна обмотка w_1 накопичувального трансформатора TV . При підмиканні схеми до джерела живлення в момент часу $t = 0$ (рис. 1.42,б) у колекторному колі транзистора протікає некерований тепловий струм, який проходячи через обмотку w_1 , викликає

збільшення магнітного потоку в осерді трансформатора. Внаслідок цього на первинній обмотці наводиться ЕРС (напруга) з полярністю, що вказана на (рис. 1.42,*a*). Ця напруга трансформується в обмотку позитивного зворотного зв'язку w_B , полярність підмикання якого така, що вона сприяє подальшому відкриттю транзистора і збільшенню струму колектора. У схемі розвивається лавиноподібний процес, який закінчується повним відкриттям транзистора і переходом його в режим насичення. До первинної обмотки трансформатора прикладається напруга джерела живлення $u_1 = U_d$, внаслідок чого колекторний струм транзистора збільшується за лінійним законом. Транзистор утримується в насиченому стані завдяки відкриваючому струму бази I_B , амплітуда якого залежить від напруги базової обмотки w_B і опору резистора R_B ,

$$I_B = \frac{U_B}{R_B + r_{вх}} = \frac{(w_B/w_1)U_d}{R_B + r_{вх}},$$

де $U_B = (w_B/w_1)U_d$ — амплітуда напруги на базовій обмотці на інтервалі відкритого стану транзистора; $r_{вх}$ — вхідний опір транзистора у схемі зі спільним емітером, який визначається за його вхідними характеристиками.

Коли зростаючий струм колектора досягає максимального значення $I_{Kmax} = h_{21E}I_B$, транзистор виходить з режиму насичення в активний режим. Опір транзистора збільшується і зростання магнітного потоку в трансформаторі припиняється. З моменту часу $t = t_i$ полярність напруги на обмотках змінюється на протилежну (на рис. 1.42,*a* вказана в дужках), що призводить до лавиноподібного закриття транзистора VT і відкриття випрямного діода $VD1$. На інтервалі часу $t_1 \dots T$ енергія, що накопичилася в магнітному полі трансформатора, через діод $VD1$ передається в навантаження і струм вторинної обмотки $i_{VD1} = i_2$ зменшується за лінійним законом. Увесь цей час транзистор утримується в стані відсічки зворотною напругою базової обмотки $U_{Bп} = (w_B/w_1)U_n$, яка майже повністю прикладається до емітерного переходу транзистора. У момент часу $t = T$ струм i_2 зменшується до нуля і припиняється

зміна магнітного потоку. Напруги на всіх обмотках стають рівними нулю. Далі процес протікає, як описано вище.

З часових діаграм видно, що автогенераторний перетворювач працює в режимі, що є граничним між режимами безперервного та переривчастого магнітного потоку, які розглянуто в розділі 1.2.1. Тому на інтервалах відкритого і закритого станів транзистора струми і напруги на елементах схеми описуються такими ж виразами, як і для схеми рис. 1.40.

Час відкритого і закритого стану транзистора визначається відповідно виразами

$$t_1 = \gamma T = I_{K\max} L_1 / U_d ; \quad (1.177)$$

$$t_{\Pi} = I_{K\max} L_2 w_1 / (U_{\Pi} w_2) = I_{K\max} L_1 w_2 / (U_{\Pi} w_1) . \quad (1.178)$$

Відносний час відкритого стану транзистора (коефіцієнт заповнення імпульсів)

$$\gamma = t_1 / T = f I_{K\max} L_1 / U_d .$$

Зовнішня (вихідна) характеристика перетворювача визначається виразом

$$U_{\Pi} = U_d \left[I_{K\max} / (2 I_{\Pi}) - w_2 / w_1 \right] . \quad (1.179)$$

З аналізу виразу (1.179) видно, що при $U_d, I_{K\max} = \text{const}$ вихідна напруга U_{Π} сильно залежить від струму навантаження I_{Π} , тобто вихідна характеристика крутопадаюча (1.42,б); при збільшенні коефіцієнта трансформації $K_T = w_2 / w_1$ вихідна напруга зменшується. Це можна пояснити тим, що зі збільшенням K_T зростає L_2 і подовжується інтервал роботи діода VD1 t_{Π} . Оскільки негативна площа, що обмежується графіком функції U_2 при $U_d = \text{const}$, залишається незмінною, амплітуда позитивного імпульсу, яка дорівнює U_{Π} , при збільшенні t_{Π} повинна зменшитися настільки, щоб позитивна і негативна площі зрівнялися між собою. При $I_{\Pi} \rightarrow 0$ $U_{\Pi} \rightarrow \infty$, тобто в режимі холостого ходу схема непрацездатна. Для захисту елементів від перенапруг, що виникають при зменшенні I_{Π} , передбачено коло рекуперації енергії w_3 , VD2, робота якого розглядалася в розділі 1.2.1. При наявності цього кола вихідна напруга обмежується на рівні

$$U'_H = (w_2 / w_1) U_d .$$

Для регулювання вихідної напруги треба змінювати величину струму $I_{K\max}$, яка залежить від величини I_B і коефіцієнта підсилення транзистора h_{21E} . Це можна зробити, змінюючи опір резистора R_B в базовому колі. Якщо треба стабілізувати U_H при зміні струму навантаження I_H і напруги джерела живлення U_d , замість резистора R_B вмикають транзистор, опір якого змінюють за допомогою кола зворотного зв'язку.

Частоту автогенератора можна визначити з виразів (1.177), (1.178)

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_i + t_{\Pi}} = 1 / \left\{ I_{K\max} L_1 \left[1/U_d + w_2 / (w_1 U_H) \right] \right\}. \quad (1.180)$$

Ураховуючи (1.179), приходимо до висновку, що при зміні напруги U_d і струму навантаження I_H частота генератора може змінюватися в широких межах, що є суттєвим недоліком цієї схеми.

При зниженні температури навколишнього середовища тепловий струм колекторного переходу транзистора і коефіцієнт підсилення h_{21E} зменшуються, що ускладняє процес запуску перетворювача. Для поліпшення умов пуску в схему вводять резистор зміщення R_{Π} (на рис. 1.42,а показаний пунктиром). Величина його вибирається такою, щоб спад напруги на резисторі R_B від пускового струму I_{Π} в початковий момент був не менше 0,5...1 В. Ця умова в більшості практичних випадків призводить до малої величини опору R_{Π} , що збільшує струм споживання від джерела живлення.

При виборі типу транзистора слід ураховувати можливі перенапруги на його колекторі, які виникають через наявність паразитної індуктивності розсіювання трансформатора L_s , міжвиткової ємності C_m , а також вихідної ємності C_{KB} транзистора. Безпосередньо перед моментом часу $t = 0$ (розглядаємо усталений режим роботи схеми) в індуктивності L_s була накопичена енергія $W_L = L_s I_{K\max}^2 / 2$. При швидкому закритті транзистора у коливальному контурі, утвореному індуктивніс-

тю L_s і сумарною паразитною ємністю елементів C_{Π} , виникають згасаючі коливання значної амплітуди, частота яких $f_p = 1/(2\pi\sqrt{L_s C_{\Pi}})$ і може досягати десятків мегагерц. Це призводить до значного підвищення напруги u_{KE} на транзисторі в момент закриття і може стати причиною виходу його з ладу. Для обмеження напруги u_{KE} на безпечному рівні паралельно транзистору (рис. 1.42,а) можна підімкнути стабілітрон $VD3$ (на рисунку показаний пунктиром) з напругою стабілізації $U_d + (w_1/w_2)U_H < U_{ст} < U_{KE\text{доп}}$, або застосовувати інші схеми обмеження напруги.

До недоліків розглянутих схем однокатних перетворювачів напруги із зворотним ввімкненням діода слід віднести: нелінійність регулювальних характеристик; великі пульсації вихідної напруги, зумовлені наявністю нульової паузи в кривій струму вторинної обмотки трансформатора, і, як наслідок, необхідність встановлення великих ємностей згладжувального фільтра при низькій вихідній напрузі і великих струмах навантаження; необхідність забезпечення сильного магнітного зв'язку між обмотками (обмотки намотуються біфілярно) w_1 і w_2 , що ускладнює конструкцію трансформатора; значні перенапруги на транзисторі, зумовлені паразитними параметрами трансформатора; особливо це помітно при великих коефіцієнтах трансформації і поганому магнітному зв'язку між обмотками; підмагнічування осердя трансформатора постійною складовою струму первинної обмотки, що потребує введення немагнітного зазору для одержання лінійних індуктивностей L_1 , L_2 (однак це робить трансформатор не технологічним). Указаного недоліку можна позбутися, використовуючи замкнуті тороїдальні магнітопроводи.

До переваг розглянутих схем слід віднести їх простоту, малу вартість, хороші динамічні властивості при роботі на імпульсне навантаження.

1.3.3. Однотактний перетворювач постійної напруги з прямим ввімкненням випрямного діода

Схема такого перетворювача наведена на рис. 1.43. До складу його входять імпульсний трансформатор TV , транзисторний ключ VT , який керується вихідними імпульсами системи керування СК, випрямний діод $VD1$ та LC - фільтр. До входу фільтра підімкнений нульовий діод $VD2$, через який під час паузи протікає струм дроселя L .

За допомогою транзисторного ключа первинна обмотка w_1 трансформатора періодично підмикається до джерела живлення U_d . Внаслідок цього на вторинній обмотці w_2 наводиться змінна імпульсна напруга з частотою f , яка визначається частотою керуючих імпульсів. Ця напруга випрямляється діодом $VD1$, згладжується LC - фільтром і подається на навантаження.

Для розмагнічування осердя трансформатора на інтервалі закритого стану транзистора VT в схему введені обмотка w_p і діод $VD3$, за допомогою яких, енергія, що накопичена в колі намагнічування трансформатора, повертається у джерело живлення.

Електромагнітні процеси, що відбуваються у перетворювачі (рис.1.43), дуже схожі за характером з процесами у знижувальному ПП-ПН з LC - фільтром (рис. 1.8,а). Від останнього перетворювач з прямим ввімкненням діода відрізняється наявністю трансформатора TV та кола розмагнічування його осердя w_p , $VD3$.

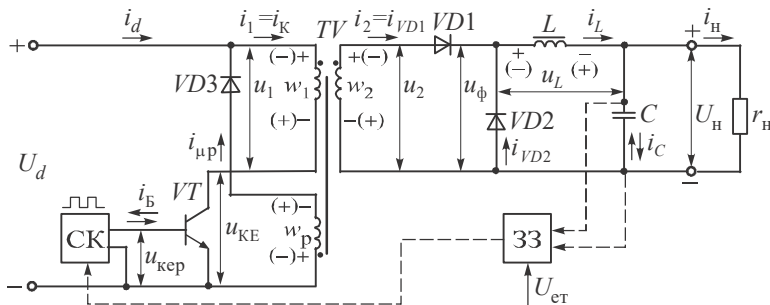


Рис. 1.43

У момент відкриття транзисторного ключа VT до первинної обмотки трансформатора w_1 прикладається напруга джерела живлення U_d і в колекторному колі транзистора протікає зростаючий за величиною струм $i_1 = i_K$ (рис. 1.44,б, в). Цей струм збуджує в осерді трансформатора наростаючий магнітний потік Φ , внаслідок чого на всіх обмотках наводиться ЕРС з полярністю, що вказана на (рис. 1.43 без дужок).

Полярність підмикання обмотки w_2 така, що під час відкритого стану транзистора VT випрямний діод $VD1$ відкритий і напруга вторинної обмотки з амплітудою $U_2 = K_T U_1$ прикладена до входу LC -фільтра.

Під дією різниці напруг ($U_2 - U_H$), яка прикладена до дроселя L , струм i_L у його обмотці зростає і в магнітному полі дроселя накопичується енергія. Нульовий діод $VD2$ і діод $VD3$ на цьому інтервалі часу закриті, оскільки до першого з них через діод $VD1$ прикладена зворотна напруга з обмотки w_2 , а до другого — сума напруг ($U_d + U_p$). Внаслідок того, що діод $VD3$ закритий, обмотка розмагнічування відімкнена від джерела живлення U_d і не впливає на роботу перетворювача.

Колекторний струм транзистора на цьому інтервалі дорівнює сумі двох складових

$$i_1 = i_K = K_T i_2 + i_{\mu 1},$$

де $K_T i_2$ — струм вторинної обмотки, зведений до первинної, який з часом зростає внаслідок зростання струму дроселя i_L ; $i_{\mu 1}$ — струм намагнічування первинної обмотки. Цей струм збуджує змінний магнітний потік Φ , який, замикаючись по магнітопроводу, пронизує водночас усі обмотки і наводить на них ЕРС.

Якщо знехтувати індуктивністю розсіювання та активним опором обмоток у схемі заміщення трансформатора, то наявність струму $i_{\mu 1}$ можна пояснити за допомогою еквівалентної схеми (рис. 1.44,а). На ній показані індуктивність намагнічування трансформатора L_1 і еквівалент-

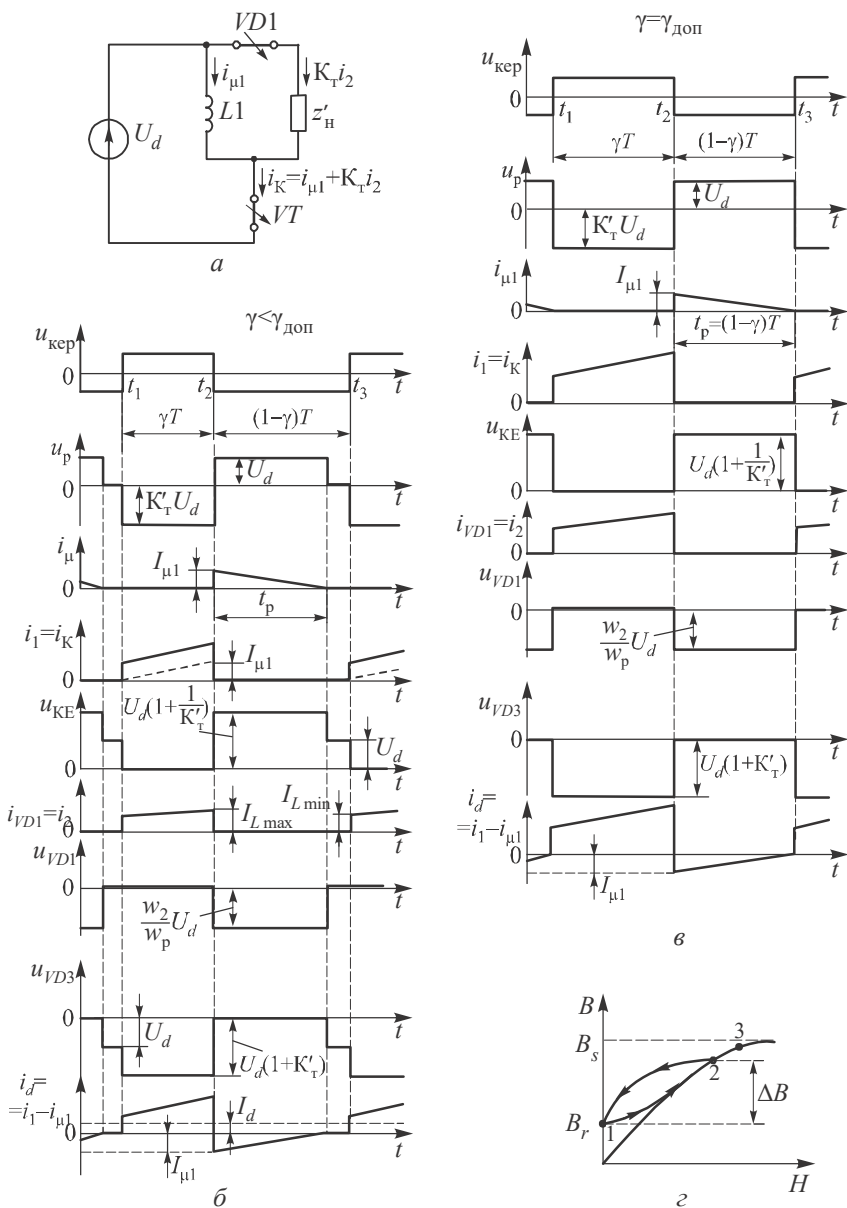


Рис. 1.44

ний опір навантаження $z'_n = z_n / K_T^2$, зведений до первинної обмотки, які через замкнені ключі VT та $VD1$ підімкнені до джерела живлення U_d . Внаслідок цього струм $i_{\mu 1}$ з часом зростає, а в індуктивності $L1$ накопичується енергія. На інтервалі закритого стану транзистора цю енергію потрібно або розсіювати в елементах перетворювача у вигляді тепла, або повернути її до джерела живлення чи кола навантаження. Розсіювання енергії намагнічуючого кола в елементах перетворювача може супроводжуватися значними перенапругами на обмотках трансформатора і ключах, а також призводить до зниження ККД. У перетворювачі (рис. 1.43) ця енергія повертається до джерела живлення за допомогою кола w_p , $VD3$.

У момент закриття транзистора VT струм первинної обмотки w_1 досить швидко зменшується до нуля. ЕРС самоіндукції, прагнучи підтримати струм i_1 , змінює свою полярність на протилежну (на рис. 1.43 показана в дужках), внаслідок чого діод $VD1$ закривається і вторинна обмотка w_2 відмикається від входу фільтра. Струм i_L у дроселі L починає зменшуватись, що призводить до зміни полярності напруги u_L на його обмотці та відкриттю нульового діода $VD2$.

В інтервалі паузи, коли транзистор VT закритий, дросель L віддає накопичену енергію в навантаження і його струм i_L зменшується, замикаючись по контуру $L - C, r_n - VD2 - L$.

Як було вказано вище, на інтервалі відкритого стану транзистора окрім зведеного струму навантаження $K_T i_2$ через первинну обмотку w_1 протікає ще струм намагнічування $i_{\mu 1}$, внаслідок чого в індуктивності намагнічування $L1$ (рис. 1.44,а) накопичується енергія. У кінці інтервалу імпульсу струм $i_{\mu 1}$ досягне свого максимального значення $I_{\mu 1}$ (рис. 1.44,б, в) і запас енергії в індуктивності $L1$ складатиме $L_1 I_{\mu 1}^2 / 2$. У момент закриття транзистора випрямний діод $VD1$ закривається і складова струму $K_T i_2$, що зумовлена струмом навантаження, зменшується до

нуля: $K_T i_2 = 0$. Таким чином, внаслідок розмикання ключів VT , $VD2$ в первинній і вторинних обмотках трансформатора здійснюється розрив електричних кіл, по яких може протікати струм намагнічування, і відбуватися перерозподіл енергії, накопиченої в індуктивності $L1$. Для того, щоб створити коло для протікання струму намагнічування після закриття транзистора VT і діода $VD1$, у схему (рис. 1.43) введені обмотка w_p і діод $VD3$. При розмиканні ключа за законом електромагнітної індукції полярність напруг на всіх обмотках, у тому числі і на обмотці w_p , стане такою, яка показана на рисунку в дужках. Діод $VD3$ відкриється і в колі обмотки розмагнічування почне протікати струм $i_{\mu p}$, який буде замикатися по контуру $w_p - VD3 - U_d$. Цей струм у відповідності до закону комутації зберігає той самий напрямок, який він мав до комутації, тобто тече від початку обмотки w_p , позначеного на рис. 1.43 крапкою, до її кінця. Під дією проти ЕРС джерела U_d струм $i_{\mu p}$ буде зменшуватись за лінійним законом від свого максимального значення $I_{\mu p} = I_{\mu 1} w_1 / w_p$, яке він має в момент комутації (рис. 1.44,б, в). При цьому енергія, накопичена в індуктивності $L1$, повертається до джерела живлення U_d , яке на даному інтервалі часу виконує функцію споживача енергії.

Внаслідок зменшення струму $i_{\mu p}$ відбувається зменшення магнітного потоку в осерді трансформатора, тобто йде процес розмагнічування осердя до початкового магнітного стану.

На інтервалі часу роботи діода $VD3$ до обмотки w_p прикладена напруга джерела живлення $U_{w_p} = U_d$, а на обмотках w_1, w_2 наводиться ЕРС з полярністю, що вказана в дужках.

Коли процес рекуперації енергії закінчиться і струм в обмотці w_p зменшиться до нуля, діод $VD3$ закриється. З цього моменту часу і до моменту наступного відкриття транзистора струм у всіх обмотках трансформатора і напруги на них дорівнюють нулю (рис. 1.44,б).

Коефіцієнт трансформації $K'_T = w_p/w_1$ вибирають таким, щоб струм $i_{\mu p}$ зменшився до нуля раніше, ніж відкриється транзистор.

З моменту відкриття транзистора процеси в схемі повторюються.

Як видно з часових діаграм (рис. 1.44, б, в), на інтервалі рекуперації енергії вхідний струм перетворювача i_d змінює свій напрям. Тому, якщо джерело живлення має односторонню провідність (наприклад, випрямляч), до входу перетворювача треба підімкнути накопичувальний конденсатор.

У розглянутому перетворювачі передача енергії джерела живлення U_d у навантаження r_n здійснюється на інтервалах, коли силовий транзистор VT і випрямний діод $VD1$ відкриті. Трансформатор TV виконує тільки свої основні функції — перетворювання рівня змінної напруги (струму) і забезпечення гальванічного розв'язання. Тому, у порівнянні з трансформатором зворотного перетворювача, у якому він виконує ще й функцію накопичувача енергії, трансформатор прямого перетворювача при однаковій потужності в навантаженні буде мати менші масу та габаритні розміри.

Регульовальна характеристика визначається з (1.162), якщо врахувати, що $K_T = w_2/w_1$, а на обмотці дроселя L в імпульсі діє напруга $(E_2 - U_n)$, а в паузі — U_n ,

$$U_n = K_T \gamma U_d. \quad (1.181)$$

При U_d , $K_T = \text{const}$ регульовальна характеристика лінійна, що є перевагою цієї схеми. Змінюючи K_T , можна змінювати співвідношення U_n/U_d при заданому γ , тобто нахил регульовальної характеристики.

Для стабілізації вихідної напруги при зміні струму навантаження і напруги джерела живлення U_d найчастіше використовують широтно-імпульсне регулювання.

Воно реалізується за допомогою кола зворотного зв'язку 33, підімкненого до виходу перетворювача (на рис. 1.43 показано пунктиром), яке відслідковує вихідну напругу і формує сигнал розбіжності між нею та еталонною напругою $U_{\text{ет}}$. Під дією цього сигналу система керу-

вання СК автоматично змінює коефіцієнт заповнення γ так, що вихідна напруга стабілізується із заданою точністю.

Як видно з (1.181) і принципу роботи перетворювача, його вихідна частина повністю еквівалентна знижувальному ІППН (рис. 1.8,а), а відміна складається тільки в наявності трансформатора. Тому всі співвідношення, наведені в § 1.2.1 для схеми рис. 1.8,а, слухні і тут із заміною U_d на $K_T U_d$. При цьому струм діода $VD1$ описується рівняннями, одержаними для регулюючого транзистора VT у § 1.2.1.

Одним з найважливіших аспектів проектування прямоходових перетворювачів є правильний вибір параметрів елементів кола розмагнічування, яке в усіх режимах роботи повинно забезпечити гарантоване розмагнічування осердя трансформатора і розсіювання енергії індуктивності намагнічування $L1$ на інтервалах паузи $t_2 \dots t_3$.

З моменту закриття транзистора $t = t_2$ струм $i_{\mu p}$ в обмотці розмагнічування і магнітний потік в осерді зменшуються. При цьому енергія індуктивності $L1$ передається у джерело живлення U_d .

Розмагнічування осердя закінчиться в момент часу $t = t_2 + t_p$, коли струм $i_{\mu p}$ зменшиться до нуля і діод $VD3$ закриється. Тривалість інтервалу розмагнічування

$$t_p = (w_p / w_1) \gamma T = K'_T \gamma T. \quad (1.182)$$

При всіх режимах роботи перетворювача розмагнічування осердя повинно закінчуватися раніше, ніж відбувається наступне відкриття транзистора VT . Це можливо лише тоді, коли впродовж інтервалу паузи $t_{\pi} = (1 - \gamma)T$ струм $i_{\mu 1}$ встигає зменшитись до нуля, тобто виконується умова

$$t_p \leq t_{\pi}; \quad t_p \leq (1 - \gamma)T. \quad (1.183)$$

З (1.183) з урахуванням (1.182) визначаємо коефіцієнт трансформації K'_T , який забезпечує розмагнічування осердя при заданому γ ,

$$K'_T \leq (1 - \gamma) / \gamma. \quad (1.184)$$

Якщо для регулювання вихідної напруги коефіцієнт заповнення потрібно змінювати в межах $\gamma_{\min} \dots \gamma_{\max}$, то при визначенні K'_T у формулу (1.184) треба підставити $\gamma = \gamma_{\max}$.

Досить часто при розробці перетворювачів використовують стандартні імпульсні трансформатори з фіксованим коефіцієнтом трансформації K'_T . У цьому випадку розмагнічування осердя буде забезпечуватись, якщо коефіцієнт заповнення імпульсів γ не перевищує величини, що визначається з формули (1.184),

$$\gamma \leq 1 / (1 + K'_T).$$

Максимально допустиме значення $\gamma_{\text{доп}}$, при якому виконується гранична умова $t_p = (1 - g_{\text{доп}})T$ (рис. 1.44,б),

$$\gamma_{\text{доп}} = 1 / (1 + K'_T). \quad (1.185)$$

На інтервалі розмагнічування $t_2 < t < (t_2 + t_p)$ до закритого транзистора VT і випрямного діода $VD1$ прикладаються максимальні напруги

$$U_{KE\max} = U_d + (w_1/w_p)U_d = U_d (1 + 1/K'_T); \quad (1.186)$$

$$U_{VD1\max} = (w_2/w_p)U_d = (w_2/w_p)[U_H/K_T\gamma] = U_H/(K'_T\gamma). \quad (1.187)$$

У момент часу $t = t_2 + t_p$ діод $VD3$ закривається і до нього прикладається зворотна напруга $u_{VD3} = U_d$.

При роботі перетворювача в режимі, коли $\gamma < \gamma_{\text{доп}}$ (рис. 1.44,б), на інтервалі часу $(t_2 + t_p) < t < t_n$ напруги на всіх обмотках трансформатора дорівнюють нулю, тому до закритих транзистора VT і діода $VD1$ будуть прикладені напруги $u_{KE} = U_d$, $u_{VD1} = 0$.

При збільшенні γ у відповідності до виразу (1.182) зростає тривалість інтервалу розмагнічування t_p , а тривалість нульової паузи в напругах u_1 , u_2 , u_p зменшується, і при $\gamma = \gamma_{\text{доп}}$ пауза зникає (рис. 1.44,в).

Вхідний струм перетворювача

$$i_d = i_1 - i_{\mu p}.$$

Для розширення діапазону регулювання вихідної напруги і збільшення величини $\gamma_{\text{доп}}$ необхідно зменшувати K'_T (див. (1.185)). Проте при цьому у відповідності з (1.186), (1.187) сильно зростає напруга на закритих силових ключах VT , $VD1$.

Розглянемо режим роботи трансформатора TV . На рис. 1.44,з показано характеристику намагнічування осердя $B = F(H)$. До моменту відкриття VT струм в обмотці розмагнічування дорівнював нулю, тому напруженість магнітного поля $H = 0$ і робоча точка знаходиться в положенні 1. При цьому магнітна індукція в осерді дорівнювала залишковій індукції $B = B_r$. При відкритому транзисторі магнітний потік Φ і магнітна індукція B починають зростати.

За інтервал часу $t_1 = \gamma T = \Delta t$ індукція в осерді збільшиться на величину ΔB , яку визначимо з

$$u_1 = U_d = w_1 \frac{\Delta \Phi}{\Delta t} = w_1 S_M \frac{\Delta B}{\gamma T}, \quad (1.188)$$

де S_M — активна площа перерізу магнітопроводу.

За цей інтервал часу робоча точка осердя переходить з положення 1 в положення 2 (рис. 1.44,з).

В інтервалі паузи $t_2 < t < t_3$ під дією кола розмагнічування у відповідності з $u_p = U_d = -w_p (d\Phi/dt) = -L_p (di_{\mu p}/dt)$, [$L_p = L_1 w_p^2 / w_1^2$ — індуктивність обмотки розмагнічування] магнітний потік Φ та індукція B зменшуються і робоча точка зміщується з положення 2 в положення 1. За інтервал часу t_p магнітна індукція повинна зменшитися на ту саму величину ΔB і досягти початкового значення B_r .

Якщо осердя не встигає повністю розмагнітитися за час $t_{\Pi} = (1 - \gamma)T$ (наприклад, коли $\gamma > \gamma_{\text{доп}}$), то початкове значення індукції на момент чергового відкриття транзистора буде $B_0 > B_r$. Тому в кінці наступного інтервалу відкритого стану транзистора тривалістю γT ро-

боcha точка осердя досягне положення 3. Після кількох періодів комутації індукція B зросте настільки, що осердя увійде в режим насичення. При цьому струм намагнічування $i_{\mu 1}$ і струм колектора сильно збільшаться, що може призвести до виходу транзистора з ладу від струмових перенавантажень.

При розрахунку трансформатора величину ΔB вибирають з умови $\Delta B = (0,6 \dots 0,7)(B_s - B_r)$, де B_s, B_r — індукція насичення та залишкова індукція матеріалу осердя.

Після вибору ΔB число витків обмотки w_1 розраховують за формулою (1.188): $w_1 = U_d \gamma T / (S_M \Delta B)$.

Для зменшення маси та габаритних розмірів трансформатора треба збільшувати ΔB і підвищувати частоту роботи перетворювача. З метою збільшення ΔB треба використовувати магнітні матеріали з можливо більшою різницею $(B_s - B_r)$.

До недоліків перетворювача слід віднести: наявність двох моткових вузлів; малий діапазон зміни коефіцієнта заповнення γ , зв'язаний з необхідністю розмагнічування осердя трансформатора; обмеження по максимальному значенню коефіцієнта заповнення, яке призводить до збільшення зворотної напруги на діоді $VD2$ і погіршенню гармонічного складу напруги на вході LC -фільтра, внаслідок чого зростають його габарити і маса; значне підвищення напруги на транзисторі VT і випрямному діоді $VD1$ при $\gamma \rightarrow 1$; перемагнічування осердя трансформатора здійснюється за частинним циклом, при цьому зменшується розмах індукції ΔB , що призводить до збільшення маси та габаритних розмірів трансформатора.

1.3.4. Однотактний перетворювач постійної напруги з передачею енергії в імпульсі та паузі

Недоліком розглянутих вище однотактних перетворювачів є імпульсне споживання енергії від первинного джерела вхідної напруги. На рис. 1.45 наведена схема однотактного перетворювача з передачею

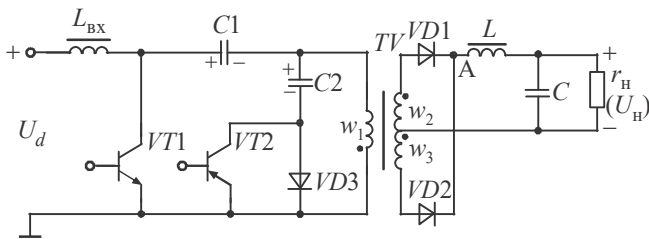


Рис. 1.45

енергії в імпульсі та паузі з дроселем у вхідному колі, яка не має такого недоліку.

Транзистор $VT1$ виконує роль основного (регулюючого) ключа, а транзистор $VT2$ — роль допоміжного ключа. Вони керуються у протифазі: коли транзистор $VT1$ відкритий, транзистор $VT2$ закритий і навпаки (рис. 1.46). В усталеному режимі роботи полярність напруг на конденсаторах $C1$ і $C2$ така, що у відкритому стані регулюючого транзистора $VT1$ діод $VD3$ знаходиться під зворотною напругою. При цьому транзистор $VT2$ закритий. Закритий також діод $VD2$. На цьому етапі роботи відбувається передача електричної енергії, накопиченої конденсатором $C1$, у навантаження через трансформатор TV (обмотка w_2 і відкритий діод $VD1$) і накопичення енергії у вхідному дроселі L_{BX} , вихідному дроселі L та індуктивності трансформатора L_μ . При цьому на вході фільтра діє напруга, що дорівнює $K_{T1}U_{C1}$, де

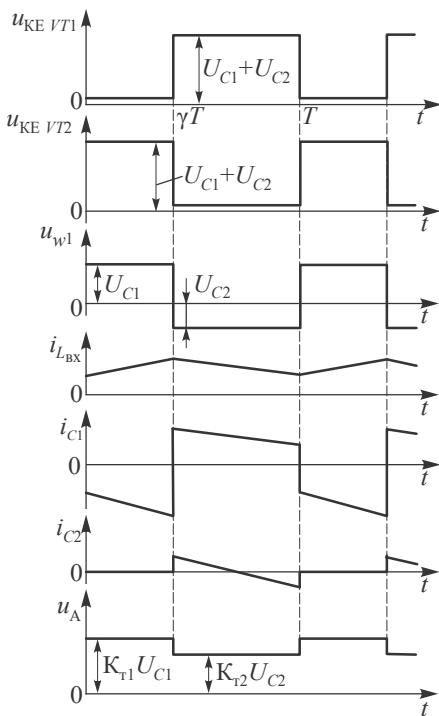


Рис. 1.46

$K_{T1} = w_2/w_1$. На цьому етапі робота перетворювача аналогічна роботі прямоходового одноктного перетворювача. Після закриття транзистора $VT1$ та відкриття $VT2$ діод $VD1$ закривається і структура стає подібною зворотно ходовому одноктному перетворювачу: елементи $C2$, $VD3$, $VT2$ разом з обмоткою трансформатора w_1 утворюють цю подібність. Внаслідок появи ЕРС самоіндукції змінюється полярність напруг на обмотках всіх магнітних елементів. Це призводить до відкриття діодів $VD2$ і $VD3$. Енергія, що накопичена в дроселі L_{BX} , витрачається на заряд конденсатора $C1$ і передається через трансформатор, діод $VD2$ та фільтр у навантаження. Різницевий струм всіх трьох магнітних елементів протікає через конденсатор $C2$, причому позитивна півхвиля його протікає через $VD3$, а негативна — через $VT2$. Таким чином, конденсатор $C2$ сприймає різницю реактивних струмів магнітних елементів і визначає значення напруг на обмотках трансформатора на другому етапі роботи. На вході LC - фільтра в паузі діє напруга $K_{T2}U_{C2}$, де $K_{T2} = w_3/w_1$. Таким чином, на вході LC - фільтра (рис. 1.46) діє частково модульована по амплітуді та залежна від γ напруга, що дозволяє суттєво зменшити масо-габаритні показники фільтра.

У режимі безперервних струмів дроселя L_{BX} і трансформатора у відповідності з (1.162) одержимо рівняння

$$U_d \gamma T = (U_{C1} + U_{C2} - U_d)(1 - \gamma)T \quad (\text{для дроселя } L_{BX}), \quad (1.189)$$

$$U_{C1} \gamma T = U_{C2} (1 - \gamma)T \quad (\text{для первинної обмотки } w_1). \quad (1.190)$$

Сумісне розв'язання рівнянь відносно середніх значень напруги на конденсаторах дає

$$U_{C1} = U_d; \quad U_{C2} = U_d \gamma / (1 - \gamma).$$

Середнє значення напруги на виході перетворювача

$$U_H = K_{T1} U_{C1} \gamma + K_{T2} U_{C2} (1 - \gamma) = U_d (K_{T1} + K_{T2}) \gamma. \quad (1.191)$$

Максимальне і мінімальне значення струму дроселя L_{BX}

$$I_{L_{BX} \frac{\max}{\min}} = \gamma I_H (K_{T1} + K_{T2}) \pm U_d \gamma / (2 L_{BX} f). \quad (1.192)$$

Максимальне і мінімальне значення струму дроселя L

$$I_{L \frac{\max}{\min}} = I_H \pm K_{T1} U_d \gamma (1 - \gamma / \gamma_0) / (2Lf), \quad (1.193)$$

де $\gamma_0 = K_{T1} / (K_{T1} + K_{T2})$.

Середнє значення струму намагнічування трансформатора

$$I_\mu = (K_{T1} + K_{T2}) I_H \left[K_{T2} / (K_{T1} + K_{T2}) - \gamma \right]. \quad (1.194)$$

З (1.194) видно, що в залежності від співвідношення γ і $K_{T2} / (K_{T1} + K_{T2})$ струм намагнічування трансформатора I_μ може приймати будь-який знак або дорівнювати нулю. Ця властивість струму намагнічування трансформатора дозволяє узгоджувати роботу вхідного дроселя з дроселем згладжувального фільтра, забезпечуючи необхідну передачу струму в навантаження в інтервалі часу закритого стану транзистора VT : $I_{L_{BX}} + I_\mu = K_{T2} I_H$.

Максимальне і мінімальне значення струму намагнічування трансформатора

$$I_{\mu \frac{\max}{\min}} = (K_{T1} + K_{T2}) I_H \left(\frac{K_{T2}}{K_{T1} + K_{T2}} - \gamma \right) \mp \frac{U_d \gamma}{2L_\mu f}. \quad (1.194)$$

Подвійна амплітуда пульсацій напруги на конденсаторах $C1$ і $C2$

$$\Delta U_{C1} = (K_{T1} + K_{T2}) I_H \gamma (1 - \gamma) / (C1 f); \quad (1.195)$$

$$\Delta U_{C2} = \frac{U_d \gamma (1 - \gamma)}{8f^2 C_2} \left[\frac{1}{L_{BX}} + \frac{1}{L_\mu} - \frac{K_{T1} K_{T2} (1 - \gamma / \gamma_0)}{L} \right]. \quad (1.196)$$

Пульсації напруги на конденсаторі фільтра C

$$\Delta U_C = K_{T1} U_d \gamma (1 - \gamma / \gamma_0) / (8LCf^2). \quad (1.197)$$

1.3.5. Двотактні імпульсні перетворювачі постійної напруги

На практиці використовуються три основні типи двотактних ІППН: з середньою точкою (рис. 1.47,а), мостовий (рис. 1.47,б) і напівмосто-

вий (рис. 1.47,в).

Процеси, які протікають в цих схемах, якісно повністю ідентичні і можуть бути проілюстровані часовими діаграмами струмів і напруг (рис. 1.48) для режиму безперервного струму дроселя L у двотактному ППН (рис. 1.47,а).

Транзистори $VT1$ та $VT2$ у схемі з середньою точкою відкриваються у протифазі. Нехай у вихідному стані транзистор $VT1$ відкритий і через нього протікає струм $I_{\text{Кнас}}$, а транзистор $VT2$ закритий. У момент часу t_0 відбувається зміна полярності керуючої напруги $u_{\text{кер}}$ і перемикає транзисторів. Проте на протязі інтервалу часу $t_0 \dots t_1$ транзистор $VT1$ ще продовжує знаходитися у відкритому стані через розсмоктування збиткового заряду в його базі, а транзистор $VT2$ починає відкриватися. Це призводить до того, що на фронті імпульсу колекторного струму транзистора $VT2$, який відкривається, як і на зрізі імпульсу колекторного струму транзистора, який закривається, з'являються

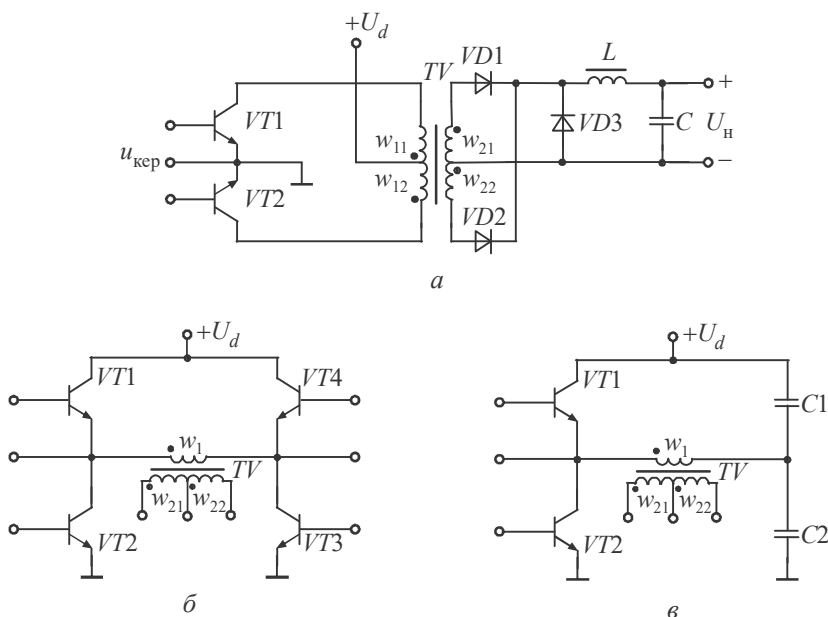


Рис. 1.47

комутаційні викиди.

На протязі часу розсмоктування $t_{\text{роз}VT}$ напруга U_d як і раніше залишається прикладеною до первинної обмотки трансформатора, на виході якого напруга u_2 залишає свою полярність. Діод $VD1$ відкритий і струм, значення якого залежить від коефіцієнта трансформації $K_T = w_{21}/w_{11}$ трансформатора TV та індуктивності L дроселя, надходить у навантаження (U_H) і заряджає конденсатор C . Діод $VD2$ закритий.

На етапі розсмоктування заряду $t_{\text{роз}VD}$ обидва діоди випрямляча виявляються відкритими, тому що струм через дросель L фільтра не може миттєво змінити свого напрямку. Це призводить до того, що перетворювач на протязі частини періоду працює в режимі короткого замикання і його вихідна напруга u_2 дорівнює нулю (рис. 1.48).

Різкий спад зворотного струму при закритті діода, що протікає через паразитні індуктивності та ємності, викликає високочастотні згасаючі коливання на вершині імпульсу вихідної напруги. Це викликає перенапругу на діодах і створює завади по колах живлення з частотою у десятки мегагерц.

З часових діаграм видно, що на етапі перемикання транзистори перетворювача виявляються відкритими і через них протікає наскрізний струм. Такий режим є однаково небезпечним і для інших схем перетворювачів. Усунути наскрізні струми можна тільки затримкою відкриття одного транзистора по відношенню до іншого. Для цього у кола керу-

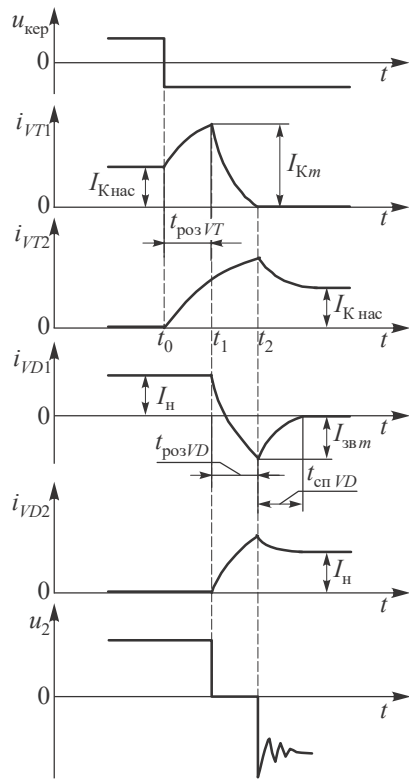


Рис. 1.48

вання перетворювача вводиться примусова пауза, тривалість якої більша часу розсмоктування $t_{\text{роз}VD}$ і $t_{\text{роз}VT}$, або вводяться кола затримки відкриття транзисторів. При наявності паузи Δt обидва транзистори закриті. Струм дроселя L замикається через діод $VD3$ і навантаження. Після закінчення паузи Δt відкривається транзистор $VT2$. Далі процеси повторюються, але для транзистора $VT2$ та діода $VD2$. Діод $VD3$ може бути відсутнім. При цьому струм дроселя L замикається через діоди $VD1$ і $VD2$. Діод $VD3$ вводиться для зменшення втрат потужності від струму дроселя на обмотках w_{21} , w_{22} і паразитних елементах схеми (обмотках, монтажі та ін.). Наявність інтервалу часу Δt ліквідує режим одночасного протікання струму через транзистори $VT1$ і $VT2$, тобто виключається режим короткого замикання обмоток трансформатора, викликаний інерційністю діодів і транзисторів.

У схемі перетворювача з середньою точкою (рис. 1.45,а) напруга на закритих транзисторах дорівнює $U_{Km} = 2U_d$.

Режим переривчастого струму відрізняється як і у попередніх схемах ІППН, зменшенням струму в дроселі L до нуля до моменту відкриття наступного транзистора.

У схемі мостового перетворювача (рис. 1.47,б) одночасно відкриваються транзистори $VT1$ і $VT3$, а протифазно їм — $VT2$ і $VT4$. Решта процесів аналогічна. Діоди та дросель фільтра L на рис. 1.47,б не показані. У такому перетворювачі напруга U_{Km} на закритих транзисторах не перевищує U_d . У напівмостовому перетворювачі (рис. 1.45,в) за допомогою транзисторів $VT1$ і $VT2$, які перемикаються протифазно, первинна обмотка w_1 підмикається до виходу ємнісного подільника $C1$, $C2$, внаслідок чого напруга U_{Km} на закритих транзисторах не перевищує $U_d/2$. Проте у деякі моменти часу (пуск ІППН, комутація навантаження та ін.) U_{Km} може перевищувати це значення.

У таких ІППН треба приймати заходи по забезпеченню симетричної роботи силового каскаду для виключення режиму одностороннього підмагнічування феромагнітного матеріалу магнітопроводу TV . Цей

небажаний режим може виникнути у двотактних ІППН через декількох причин. Основна з них, яка найбільш ярко виявляється на високих частотах перетворення, обумовлена наявністю неоднакового часу розсмоктування зарядів у напівпровідникових структурах транзисторів при їх закритті, що призводить до неоднакової тривалості робочих імпульсів передачі енергії. Інша причина обумовлена електричною несиметрією плечей схеми, що викликає інтегрування потоку і наступне зміщення робочої точки на кривій намагнічування до позитивного або негативного значення B_m . Комутаційний імпульс струму, викликаний підмагнічуванням осердя трансформатора, має місце тільки в одному з плечей двотактної схеми. Якщо не приймати спеціальних заходів, то амплітуда струму може бути значною і призводити до відмови транзисторів.

У мостових схемах для зменшення несиметрії плечей силового каскаду інколи послідовно з первинною обмоткою w_1 вмикають роздільний конденсатор.

Очевидно, що суть перетворення енергії постійної напруги в двотактному ІППН якісно ідентична процесам в одноктактному ІППН з прямим ввімкненням діода, але з подвійною частотою і з подвійною кількістю імпульсів на протязі періоду частоти f . Тому вихідна напруга ІППН у режимі безперервного струму дорівнює подвійному значенню цієї напруги для одноктактного ІППН з прямим ввімкненням діода

$$U_H = 2K_T \gamma U_d, \quad (1.198)$$

а в режимі переривчастого струму

$$U_H = K_T^2 \gamma^2 U_d^2 / (K_T \gamma^2 U_d + f L I_H), \quad (1.199)$$

де для схеми (див. рис. 1.47,а) — $K_T = w_{21}/w_{11}$; для схеми (див. рис. 1.47,б) — $K_T = w_{21}/w_1$; для схеми (див. рис. 1.47,в) — $K_T = w_{21}/2w_1$.

Вихідна напруга двотактного ІППН в режимі безперервного струму на відміну від режиму переривчастого струму не залежить від струму навантаження.

Амплітуда імпульсу колекторного струму транзисторів при відсутності одностороннього підмагнічування магнітопроводу TV для режимів відповідно безперервного та переривчастого струмів

$$I_{K\max} = \frac{K_T I_H}{2} \left[1 + \frac{r_H}{2fL} (1 - 2\gamma) \right]; \quad (1.200)$$

$$I_{K\max} = K_T U_H (1 - 2\gamma) / (2fL). \quad (1.201)$$

При заданому рівні пульсації ΔU_H вихідної напруги потрібна ємність конденсатора C для тих же режимів роботи

$$C = U_H (1 - 2\gamma) / (32\Delta U_H f^2 L); \quad (1.202)$$

$$C = \frac{I_H}{2\Delta U_H f} \left(1 - \sqrt{fL / [r_H (1 - 2\gamma)]} \right)^2 \quad (1.203)$$

Вирази (1.198), (1.200) і (1.202) показують, що в режимі безперервного струму при $\gamma = 0.5$ (випадок, що відповідає $\gamma = \gamma_{\max}$) ІППН перетворюється в нерегульований з максимальним коефіцієнтом передачі напруги. Через те що $\Delta t = 0$, ємність C , яка потрібна для згладжування пульсації, стає рівною нулю. Струм колектора транзисторів $I_{Km} = K_T I_H / 2$.

Режим безперервного струму має місце, якщо індуктивність дроселя

$$L > K_T \gamma (1 - 2\gamma) U_d / (2fI_H). \quad (1.204)$$

Як і у попередніх ІППН, збільшення L призводить до зменшення амплітуди імпульсу I_{Km} та ємності C . Якщо не приймати до уваги вплив комутаційних процесів перемикання напівпровідникових приладів, то доцільно збільшувати L , проте при цьому зростають маса і розміри дроселя.

У значній мірі вказані вище недоліки двотактних перетворювачів можна усунути, якщо дросель L перенести з виходу перетворювача на вхід послідовно з U_d (рис. 1.49,а). Залежно від алгоритму керування силовими ключами можливі три режими роботи перетворювача. Ці режими за характером протікання електромагнітних процесів подібні до режимів трьох основних видів ІППН (знижувального, підвищувального, підвищувально-знижувального) або відповідних одноктактних перетворювачів.

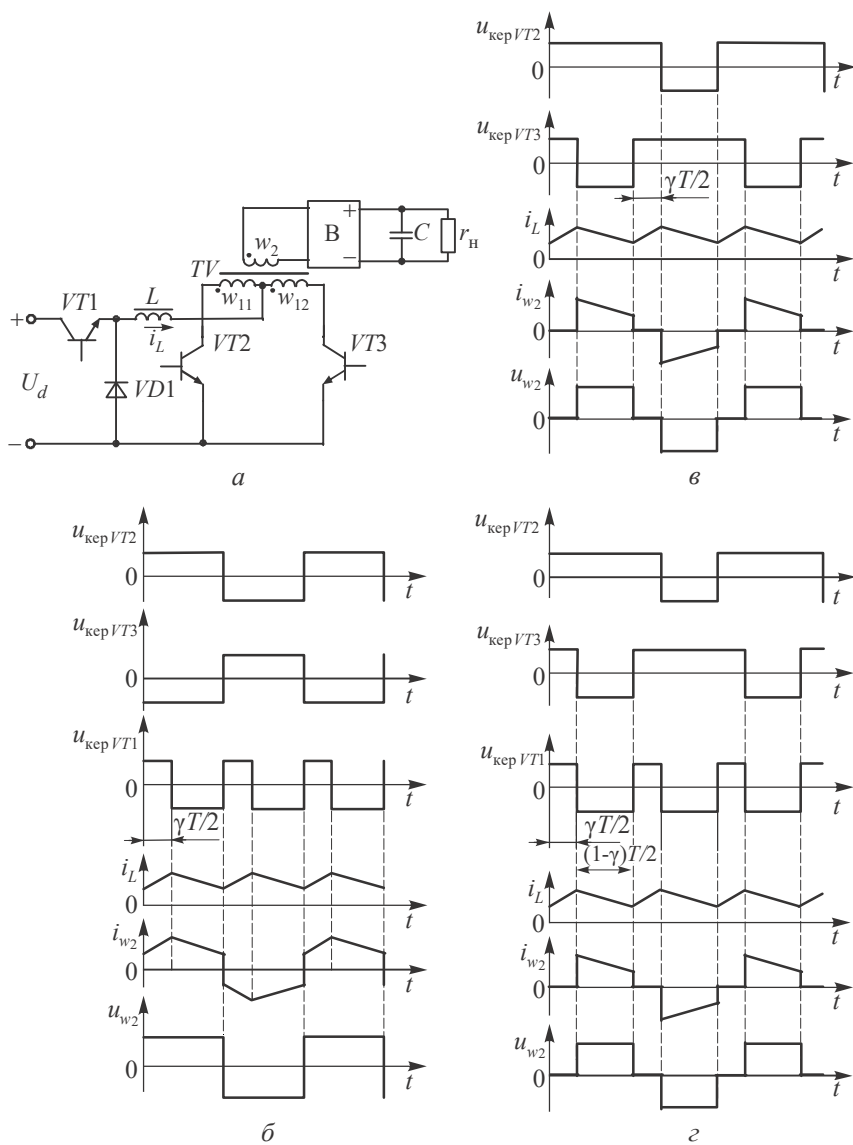


Рис.1.49

Розглянемо роботу перетворювача у трьох режимах, припускаючи, що ємність вихідного фільтра велика і пульсаціями напруги на ній можна знехтувати, а величина індуктивності L забезпечує роботу перетворювача в режимі безперервного струму.

У першому режимі транзистори $VT2$ та $VT3$ відкриті по черзі на протязі півперіоду, а транзистор $VT1$ працює як широтно-імпульсний модулятор на подвійній частоті і відкритий на протязі часу $\gamma T/2$ у кожній половині періоду (рис. 1.49,б). При цьому в інтервалі відкритого стану транзистора $VT1$ відбувається передача енергії в навантаженні та одночасно її накопичення в дроселі L . При закритті $VT1$ за рахунок ЕРС самоіндукції струм дроселя L замикається через зворотний діод $VD1$, одну з первинних півобмоток трансформатора TV та відкритий транзистор $VT2$ або $VT3$. Таким чином сумарний струм первинних, а також вторинних обмоток трансформатора i_{w2} виявляється безперервним на протязі всього періоду роботи перетворювача (у схемі можливий режим переривчастого струму дроселя L , подібний режиму знижувального ІППН, проте, зважаючи на погані енергетичні характеристики, цей режим перетворювача не розглядається). Змінна напруга вторинної обмотки u_{w2} (рис. 1.49,б) випрямляється двоівіперіодним випрямлячем B і згладжується конденсатором вихідного фільтра C . У цілому, характер протікання електромагнітних процесів у дроселі L та конденсаторі C аналогічний процесам у знижувальному ІППН.

У другому режимі роботи перетворювача транзистор $VT1$ постійно відкритий, діод $VD1$ постійно знаходиться у закритому стані і тому вони можуть бути виключені зі схеми. При цьому транзистори $VT2$ та $VT3$ відкриті більше ніж півперіод, тобто працюють з взаємним перекриттям (рис. 1.49,в). На інтервалі $\gamma T/2$, коли відкриті обидва транзистори, відбувається накопичування енергії у дроселі, до якого через закорочення обмоток трансформатора прикладається повна напруга живлення перетворювача. Передача енергії від джерела живлення в навантаження не відбувається і струм вторинної обмотки трансформатора дорівнює нулю. Діоди випрямляча B виявляються закритими. При закритті одного з транзисторів енергія, накопичена в індуктивності, через

трансформатор передається в навантаження. Електромагнітні процеси в даному режимі подібні процесам у підвищувальному ІППН.

У третьому режимі на інтервалі часу $\gamma T/2$ відкриті всі транзистори, а на інтервалі часу $(1-\gamma)T/2$ транзистор $VT1$ закритий, а $VT2$ або $VT3$ відкриті відповідно з півперіодом їх роботи (рис. 1.49,з). На інтервалі $\gamma T/2$ накопичується енергія в дроселі L , який підімкнений до джерела живлення перетворювача, а на інтервалі $(1-\gamma)T/2$ здійснюється передача накопиченої енергії в навантаження. Робота перетворювача в даному режимі подібна роботі підвищувально-знижувального ІППН.

Як витікає з розгляду роботи перетворювача, наявність примусового перекриття в роботі транзисторів $VT2$ та $VT3$ в другому та третьому режимах не призводить до появи аварійних режимів його роботи, тобто як і в першому режимі відсутні проблеми захисту транзисторів від наскрізних струмів. Крім цього, можливе однобічне підмагнічування осердя трансформатора позначиться практично тільки на викривленні форми напруги на обмотках трансформатора. Неабиякою перевагою перетворювача є те, що дросель у вхідному колі виконує функції, аналогічні функціям дроселя фільтра після випрямляча у вторинній обмотці трансформатора. Це дозволяє істотно спростити конструкцію дроселя при побудові перетворювача з високовольним виходом.

Із розгляду основних типів ІППН, а також відповідних їм однотактних перетворювачів, очевидно, що і для перетворювачів з дроселем у колі живлення найкращий коефіцієнт використання силових елементів досягається при роботі перетворювача у першому режимі, тому цей режим є основним і практично завжди використовується у перетворювачах з дроселем у колі живлення.

Вважаючи, що дросель L виконує ті ж самі функції, що і дросель у знижувальному ІППН, напруга на навантаженні у першому режимі може бути визначена з виразу

$$U_n = K_T \gamma U_d ,$$

де $K_T = w_2 / w_{11} = w_2 / w_{12}$.

Оскільки струм у вторинній обмотці силового трансформатора

безперервний і якась пара діодів мостового випрямляча (рис. 1.49,а) завжди буде у провідному стані, то напруги u_{w_2} , u_{w_1} на вторинній і первинній обмотках трансформатора визначаються напругою навантаження

$$U_{w_2} = U_n; U_{w_{11}} = U_{w_{12}} = U_n / K_T = \gamma U_d.$$

Максимальна напруга $U_{KE \max}$ на закритому транзисторі VT2 або VT3 дорівнює сумі напруг $U_{w_{11}}$ та $U_{w_{12}}$ на первинних півомотках трансформатора

$$U_{KE \max} = U_{w_{11}} + U_{w_{12}} = 2\gamma U_d$$

і залежить від тривалості інтервалу провідного стану γT транзистора VT1.

Максимальне значення напруги на діоді VD1 і транзисторі VT1 дорівнює напрузі джерела живлення U_d .

До вад перетворювачів з дроселем у колі живлення треба віднести підвищену напругу на напівпровідникових елементах схеми, збільшення кількості елементів.

1.3.6. Характерні особливості імпульсних перетворювачів постійної напруги на повністю керованих вентилях

Широко застосовуються всі види перетворювачів. Їх точна порівняльна оцінка за надійністю, масо-габаритними характеристиками і ККД є достатньо складною. У літературі не сформульований достатньо точний критерій оптимальності використання того чи іншого типу перетворювача. Дуже часто приводяться суперечливі дані, які можуть бути оправдані обмеженнями при розробці. Розглянемо характерні особливості ППН, які можуть бути визначаючими при їх розробці.

Найкращим використанням силового транзистора за струмом володіють схеми двотактних ППН (див. рис. 1.47). У відповідності з виразом (1.200) при коефіцієнті заповнення $\gamma_{\max} = 0,5$ та достатній індуктивності L маємо $I_{K_m} = K_T I_n / 2$, а в однотактних перетворювачах з

прямим і зворотним ввімкненням діода відповідно $I_{Km} = K_T I_H$ і $I_{Km} = 2K_T I_H$. Таким чином, якщо в якості силового ключа розробник використовує транзистор з відносно малими максимально допустимими струмами колектора, то можливості застосування одноктактних ІППН обмежені. Двотактний напівмостовий ІППН (див. рис. 1.47,в) має, як і одноктактний з прямим ввімкненням діода (див. рис. 1.43), у два рази більший струм I_{Km} , тому що для нього коефіцієнт трансформації в два рази більший, ніж для схем двотактних з середньою точкою та мостової (див. рис. 1.45,а, б) через те, що напруга, яка прикладається до первинної обмотки TV , дорівнює $U_d / 2$.

Мінімальною напругою на закритому транзисторі характеризуються мостова та напівмостова схеми двотактних перетворювачів (див. рис. 1.47,б, в). Для них U_{Km} не перевищує напругу U_d . Схеми двотактного перетворювача з середньою точкою (див. рис. 1.47,а) і одноктактного з прямим ввімкненням діода мають $U_{Km} = 2U_d$. Одноктактний перетворювач зі зворотним ввімкненням діода (див. рис. 1.40) залежно від значення коефіцієнта трансформації K_T має значення напруги $U_{Km} = (1,3...1,8)U_d$. Отже, одноктактний перетворювач зі зворотним ввімкненням діода має перевагу перед одноктактним ІППН з прямим ввімкненням діода та двотактним з середньою точкою. При цьому слід урахувати, що внаслідок великої індуктивності розсіювання первинної обмотки TV в одноктактному ІППН зі зворотним ввімкненням діода та більший амплітуді імпульсу струму I_{Km} імпульс колекторної напруги $U_{Ki m}$ має більшу амплітуду, ніж у схемах двотактних ІППН і одноктактному перетворювачі з прямим ввімкненням діода.

Конденсатор C мінімальної ємності потрібен для всіх двотактних ІППН, а конденсатор найбільшої ємності — для одноктактного зі зворотним ввімкненням діода, де незмінність U_H на інтервалі часу відкритого стану транзистора VT підтримується тільки завдяки наявності C .

Кількість індуктивних елементів, які важко піддаються мікромініа-

тюризації, мінімальна в одноктачному перетворювачі зі зворотним ввімкненням діода, тому що функції трансформатора та згладжувального дроселя в ньому поєднані. В інших типах перетворювачів присутні два окремих елементи — силовий трансформатор і дросель.

Мінімальну кількість силових напівпровідникових елементів вміщує одноктачний перетворювач зі зворотним ввімкненням діода. Якщо ІППН виконується конструктивно на дискретних силових транзисторах і діодах, то різниця в їх кількості може бути суттєвою і визначати вибір ІППН. При використанні сучасних силових транзисторів і діодів у безкорпусному виконанні їх число може не грати визначальної ролі. Збільшення числа силових напівпровідникових елементів не завжди призводить до зростання потужності, що розсіюється ними. Зокрема, для двотактних ІППН збільшення числа транзисторів і діодів, якщо це не призводить до збільшення потужності, дає можливість зменшити розміри струмовідвідних пристроїв завдяки більшій поверхні охолодження самих транзисторів.

Розміри трансформаторів TV суттєво залежать від режимів їх роботи, ступеня використання магнітного матеріалу за значенням зміни робочої індукції ΔB . Найкращими за цим параметром є трансформатори двотактних перетворювачів, в яких відбувається різнополярне симетричне перемагнічування магнітопроводу. До них наближаються трансформатори одноктачних перетворювачів з прямим ввімкненням діода з примусовим перемагнічуванням осердя від джерела напруги зворотної полярності. В одноктачних ІППН зі зворотним ввімкненням діода, особливо в режимі безперервного струму, розмах пульсації в магнітопроводі невеликий, тому неможливо застосування магнітних матеріалів, що використовуються в інших типах перетворювачів. Режим перемагнічування магнітопроводу в трансформаторі одноктачних ІППН зі зворотним ввімкненням діода ідентичний режиму перемагнічування магнітопроводів традиційних згладжувальних дроселів. Тому в них треба використовувати матеріали з лінійною петлею перемагнічування та малою залишковою індукцією B_r . Розрахунок подібних трансформаторів суттєво відрізняється від розрахунку традиційних трансформаторів (напруги або імпульсних).

Для симетричної роботи двотактних перетворювачів потрібно формування такої тривалості керуючих імпульсів струму бази, щоб тривалість імпульсів струму колектора протилежних плечей ІППН була строго симетрична. У деяких випадках використовуються порівняно складні автономні пристрої регулювання тривалості керуючих імпульсів. В однотактних перетворювачах існує лише один канал керування транзистором VT , в якому допускаються зміни тривалості робочого імпульсу, інколи значні. Це дозволяє спростити схему керування ІППН та підвищити надійність роботи силового каскаду. Час розсмоктування зарядів $t_{\text{роз}}$ у напівпровідниковій структурі насиченого силового транзистора суттєво впливає на енергетичні показники двотактних перетворювачів, надійність їх роботи та можливості підвищення частоти перетворення. В однотактних ІППН час $t_{\text{роз}}$ не впливає на ці показники.

Однотактний перетворювач зі зворотним ввімкненням діода може правити ефективним фільтром для придушення пульсацій первинної напруги U_d . Це обумовлено (див. рис. 1.40) почерговою, рознесеною у часі передачею енергії від джерела U_d у трансформатор TV , а потім від нього навантаження. Така принципова відмінна властивість однотактного ІППН зі зворотним ввімкненням діода дозволяє уникати явищ типу «захоплення» частоти у складних системах електроживлення з великим числом ІППН, що працюють на різних частотах перетворення f .

Недолік однотактних ІППН, що міститься у великій ємності конденсаторів C вихідних фільтрів, може стати несуттєвим. Якщо струм навантаження I_n змінюється з великою швидкістю та у широких межах, то для згладжування пульсацій напруги на навантаженні (виході ІППН) необхідні конденсатори великої ємності, тому що будь-який стабілізуючий перетворювач має кінцеву швидкодію кола зворотного зв'язку, яка у багатьох випадках недостатня. Для навантажень типу цифрових обчислювальних пристроїв, ємнісних накопичувачів та їм подібних ємність вихідних конденсаторів C , яка потрібна для згладжування пульсацій від комутації струму навантаження, звичайно в декілька разів

(іноді в десятки разів) перевищує значення, яке необхідне для нормального функціонування двотактних перетворювачів у випадку постійного навантаження. Велике значення ємності C , яка необхідна для роботи одноктних перетворювачів, одночасно допомагає згладжуванню пульсацій вихідної напруги U_H . У зазначених цифрових обчислювальних структурах, особливо при наявності довгих кіл живлення, на платах обов'язково встановлюються власні фільтрувальні конденсатори, іноді значної ємності. Ці конденсатори повинні бути враховані при розробці джерел вторинного електроживлення, що призведе до зменшення ємності C в ІППН.

Підвищення частоти перетворення f тягне за собою зменшення маси та розмірів реактивних елементів ІППН (трансформатора, дроселя та конденсаторів). Одночасно з цим зростає потужність, що розсіюється елементами джерела вторинного електроживлення, тому що збільшується тривалість комутаційних процесів перемикання по відношенню до тривалості робочого періоду. Це призводить до збільшення маси та розмірів тепловідвідних пристроїв. Сумарна маса та розміри перетворювачів при збільшенні частоти f спочатку зменшуються, а потім зростають. Для кожного конкретного ІППН, як правило, є визначена оптимальна частота f , при якій маса або об'єм мають мінімальні значення.

Залежності маси (об'єму) ІППН від частоти перетворення можуть бути визначені аналітично для конкретного перетворювача або знайдені в результаті експериментальних досліджень. Проте вони є окремим випадком для конкретної елементної бази, схеми перетворювача та кваліфікації розробника і конструктора. Зміна елементної бази, конструкторсько-технологічних засобів, типу ІППН призводить до кількісної зміни параметрів перетворювача, проте загальний характер залежностей їх об'єму (маси) від частоти перетворення не змінюється.

У двотактних ІППН є дві складові потужності втрат на комутаційні процеси, обумовлені імпульсом струму I_{Km} (інерційність діода) та імпульсом струму $I_{Ki m}$ (залежність від несиметрії роботи схеми). В одноктних перетворювачах імпульс струму $I_{Ki m}$ відсутній, що призво-

дить до зменшення розмірів теплові двідних пристроїв. Менша кількість напівпровідникових та індуктивних елементів одноктного перетворювача зі зворотним ввімкненням діода сприяє зменшенню об'єму напівпровідникових елементів та тепловідводів. Це дає підставу вважати, що оптимальна частота $f_{\text{опт}}$ в одноктних перетворювачах повинна бути вище, а ніж у двоктних.

У ряді зарубіжних країн визначили та стандартизували оптимальні області застосування перетворювачів постійної напруги. Ці дані ґрунтуються не на аналітичному порівнянні, а на комплексному (експериментальному та теоретичному) дослідженні макетних та серійних розробок. Результати цих досліджень приведені в зарубіжній літературі у вигляді оптимальних областей тих або інших перетворювачів постійної напруги (рис. 1.50).

В області малих значень P_n доцільно застосування одноктних перетворювачів зі зворотним ввімкненням діода (*Fliback*), причому зі зростанням U_d зростає і P_n . При збільшенні P_n доцільно використання одноктних перетворювачів з прямим ввімкненням діода (*Forward*), а при подальшому збільшенні P_n — двоктних перетворювачів (*Push-Pull*).

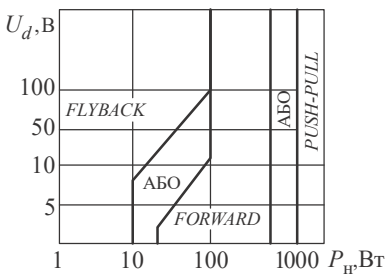


Рис. 1.50

Області, позначені на рисунку словом *АБО*, відповідають приблизно рівноцінному застосуванню обох суміжних (за рисунком) типів перетворювачів. Такий розподіл областей застосування напівпровідникових перетворювачів можна пояснити так.

Сучасні досягнення напівпровідникової технології призвели до того, що створення силових імпульсних транзисторів на великі допустимі колекторні струми та напруги не є нерозв'язаною проблемою. Це відноситься і до випрямних діодів. Проблемою є створення транзистора (діода) з малим часом перемикавання, зокрема з малим часом розсмоктування $t_{\text{роз}}$ збиткового заряду в напівпровідниковій структурі при переході з відкритого стану в закритий. Схеми двоктних перетворювачів, які

критичні до несиметрії силового каскаду через нерівність часів відкритого стану силових транзисторів (через нестабільності $t_{\text{роз}}$), застосовувати на високих частотах перетворення важко. У тих же випадках, коли потужність, що віддається перетворювачем у навантаження, велика і струм колектора силових транзисторів наближається до десятків ампер, застосування двотактних перетворювачів стає неминучим, тому що в однотоктних перетворювачах при рівних вихідних потужностях струми $I_{\text{Кт}}$ у 2 або 4 рази більші, ніж у двотактних схемах. Тому застосування двотактних перетворювачів (див. рис. 1.50) доцільно при потужності навантаження, рівній одиницям кіловат або більше. Тому стає виправданим суттєве ускладнення схем керування для примусового симетризування роботи плечей силового каскаду. Це досягається, наприклад, у результаті відслідковування миттєвих значень струмів колекторів силових транзисторів і наступного зведення амплітуди імпульсу $I_{\text{Кім}}$ до нормованого значення за допомогою зміни тривалості імпульсів у різних плечах силового каскаду.

Область застосування однотоктних перетворювачів зі зворотним ввімкненням діода при малій (одиниці ват) потужності $P_{\text{н}}$ визначається тим, що в такому перетворювачі, на відміну від однотоктного перетворювача з прямим ввімкненням діода, відсутній дросель L . При зменшенні маси та розмірів реактивних елементів, що закономірно при малій потужності $P_{\text{н}}$, стає нераціональною наявність додаткового силового індуктивного елемента. Розширення області доцільного використання однотоктних перетворювачів зі зворотним ввімкненням діода при збільшенні U_d обумовлено більш повним використанням силового транзистора за напругою, тому що в цьому перетворювачі напругу $U_{\text{Кт}}$ можна зменшити у порівнянні з однотоктним перетворювачем з прямим ввімкненням діода.

Прогрес в області елементної бази перетворювачів сприяє зсуву праворуч характеристик (див. рис. 1.50), тобто в область більших значень $P_{\text{н}}$, що і спостерігається з появою нових високоефективних польових транзисторів, які мають нульове електроспоживання по керу-

ючому колу в статичному режимі, або діодів Шотткі, а також більш досконалих магнітних матеріалів і конденсаторів.

1.4. РЕВЕРСИВНІ ІМПУЛЬСНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ В ПОСТІЙНУ НА ПОВНІСТЮ КЕРОВАНИХ ВЕНТИЛЯХ

Реверсивні ІППН дозволяють здійснювати безконтактне регулювання та реверсування вихідної напруги. Реверсивний ІППН звичайно виконується за мостовою схемою (рис. 1.51,а). цій схемі можливі декілька способів керування транзисторами. При симетричному керуванні транзистори в схемі відкриваються попарно $VT1$ і $VT2$ або $VT3$ і $VT4$. Коли відкриті транзистори $VT1$ і $VT2$ (інтервал $0 \leq t \leq t_i$), від джерела живлення споживається енергія (рис. 1.51,б). При закритті транзисторів $VT1$, $VT2$ і відкритті транзисторів $VT3$, $VT4$ (момент $t = t_i$) напруга на навантаженні реверсується, а струм навантаження за

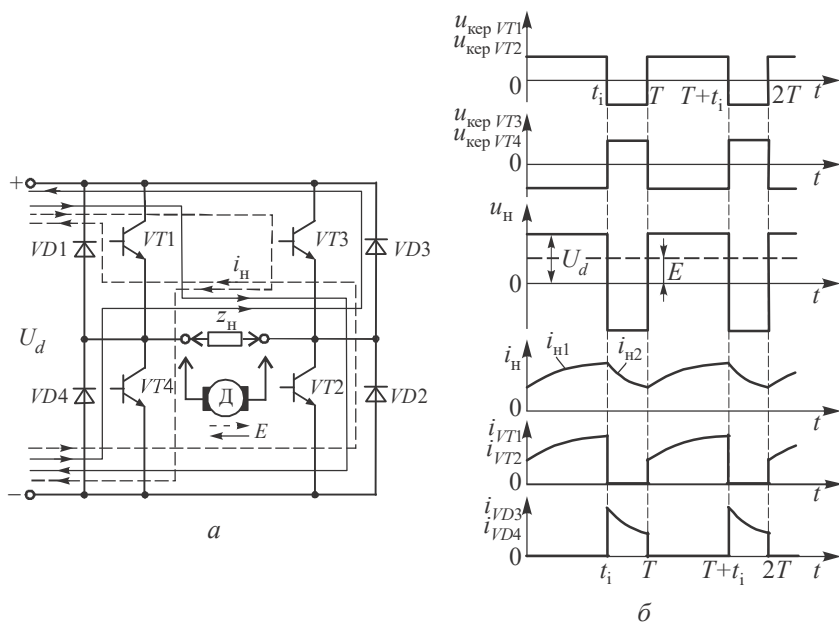


Рис. 1.51

рахунок ЕРС самоіндукції (навантаження активно-індуктивне) зберігає свій попередній напрямок, замикаючись через діоди $VD3$, $VD4$ і джерело живлення.

Середнє значення напруги на навантаженні

$$U_H = U_d (2\gamma - 1),$$

тобто вихідна напруга дорівнює нулю при $\gamma = 0,5$, є позитивною при $\gamma > 0,5$ і негативною — при $\gamma < 0,5$.

Середнє значення напруги на навантаженні при роботі на двигун постійного струму (проти ЕРС)

$$U_H = U_d [2\gamma - 1 - (E/U_d)].$$

Недоліком ІППН з симетричним керуванням є зміна знака напруги на навантаженні та підвищений коефіцієнт пульсацій. Тому схема реверсивного ІППН з симетричним керуванням застосовується у малопотужних системах.

При несиметричному керуванні транзистори однієї стійки моста $VT1$ та $VT4$ (або $VT2$ і $VT3$ при реверсі вихідної напруги) керуються у протифазі, а транзистори іншої стійки — один ($VT2$) весь час відкритий, а інший ($VT3$) — закритий (рис. 1.52,а). На навантаженні формується напруга, яка має форму знакопостійних імпульсів. Якщо навантаження ІППН активно-індуктивне, то на інтервалі $0 \dots t_1$ струм споживається від джерела живлення і протікає через транзистори $VT1$ і $VT2$. Коли транзистор $VT1$ закривається (момент часу t_1), струм

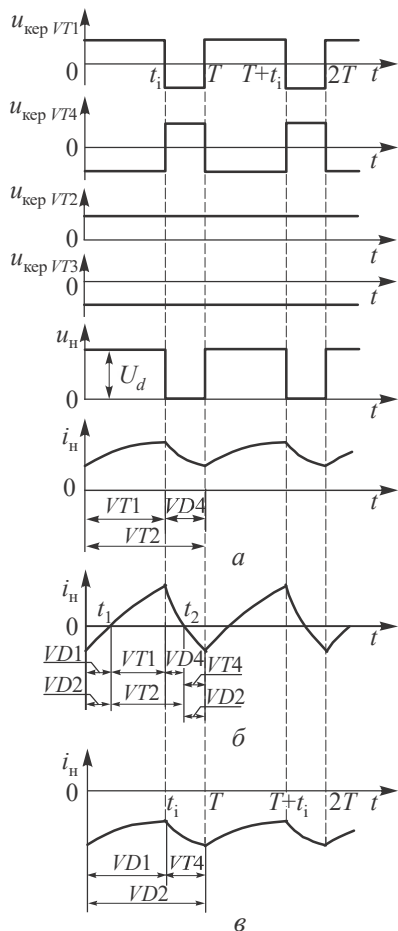


Рис. 1.52

навантаження i_n протікає через відкритий транзистор $VT2$ і зворотний діод $VD4$ (інтервал $t_i \dots T$).

Якщо навантаженням є двигун постійного струму, то при $\gamma U_d > E$ енергія споживається від джерела живлення. Струм навантаження при цьому на інтервалі $0 \dots t_i$ протікає через транзистори $VT1$ і $VT2$, а на інтервалі $t_i \dots T$ — через транзистор $VT2$ і зворотний діод $VD4$ (рис. 1.52,а). Якщо при цьому ж значенні γ швидкість двигуна збільшиться і E стане більше за γU_d , то напрямок струму навантаження змінюється. При цьому, коли відкритий транзистор $VT4$, енергія в індуктивності якоря накопичується під дією проти ЕРС, а при закритті транзистора $VT4$ віддається в джерело живлення через зворотні діоди $VD1$ і $VD2$ (рис. 1.52,б).

При $\gamma U_d \approx E$ в схемі можливий режим змінних струмів навантаження: на інтервалі $0 \dots t_1$, струм протікає через зворотні діоди $VD1$ і $VD2$; на інтервалі $t_1 \dots t_i$ — через транзистори $VT1$ і $VT2$; на інтервалі $t_i \dots t_2$ — через транзистор $VT2$ і зворотний діод $VD4$; на інтервалі $t_2 \dots T$ — через транзистор $VT4$ і зворотний діод $VD2$ (рис. 1.52,б). З часових діаграм рис. 1.52 видно, що при навантаженні з проти ЕРС в режимі споживання найбільш завантаженими є транзистори, а в режимі рекуперації — діоди. При несиметричному керуванні транзисторами коефіцієнт пульсацій вихідної напруги у два рази менший, ніж при симетричному керуванні.

При почерговому керуванні частота перемикавання кожного з транзисторів вдвічі менша за частоту вихідної напруги. При одній полярності вихідної напруги на навантаженні почергово відкриваються транзистори $VT1$ і $VT2$ (транзистори $VT3$ і $VT4$ при цьому весь час закриті). При зворотній полярності вихідної напруги комутуються транзистори $VT3$ і $VT4$, а транзистори $VT1$ і $VT2$ постійно закриті. При такому способі керування вихідна напруга має форму знакопостійних імпульсів (рис. 1.53). При закритті транзистора $VT1$ (момент часу t_i) струм навантаження під дією ЕРС самоіндукції замикається через транзистор $VT2$ і

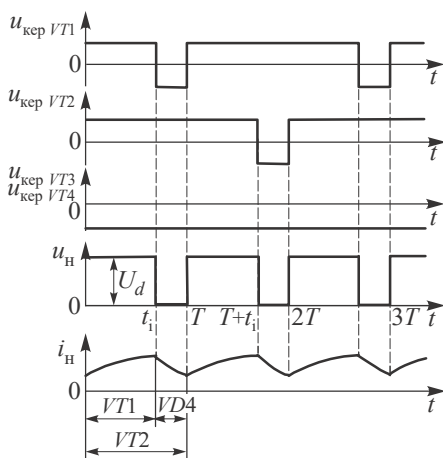


Рис. 1.53

зворотний діод $VD4$. При цьому навантаження закорочене через $VT2$ і $VD4$ і вихідна напруга дорівнює нулю на інтервалі $t_i \dots T$.

З розгляду способів керування транзисторами реверсивного ІППН видно, що при симетричному та несиметричному керуванні забезпечується двосторонній обмін енергією між джерелом живлення і навантаженням, а при почерговому керуванні — не забезпечується.

1.5. ІМПУЛЬСНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ НА НЕ ПОВНІСТЮ КЕРОВАНИХ ВЕНТИЛЯХ (ТИРИСТОРАХ)

Розглянуті вище імпульсні перетворювачі постійної напруги побудовані на повністю керованих вентилях (транзисторах, ГТО-тиристорах). У той же час звичайні тиристори, які є неповністю керованими, при додаванні до них пристроїв *штучної (примусової) комутації*, які забезпечують кероване закриття тиристорів у колах постійної напруги, можуть набути властивості повністю керованих вентилів. Джерелом енергії у вузлі примусової комутації, як правило, є попередньо заряджений конденсатор. Всі відомі схеми примусової комутації можуть бути зведені до схем з паралельною або послідовною комутацією. На сьогодні найбільш поширені схеми ІППН з двоступеневою комутацією. У таких імпульсних перетворювачах комутуючі елементи підмикаються до робочого тиристора за допомогою допоміжних (комутуючих) тиристорів у визначені моменти часу, і струм з робочих тиристорів переводиться на допоміжні на короткий проміжок часу. Тут треба враховувати ту обставину, що тиристори вибираються за середнім значенням стру-

му, а транзистори — за максимальним значенням. Так як вартість тиристорів суттєво нижче вартості транзисторів і GTO тиристорів такої ж потужності, а надійність і перевантажувальна здатність вище, такі схеми на основі техніко-економічного аналізу можуть знаходити застосування і зараз.

В імпульсних перетворювачах постійної напруги застосовується широтно-імпульсний і частотно-імпульсний способи регулювання вихідної напруги.

Схеми з паралельною комутацією поділяються на наступні види: комутуючий конденсатор C при комутації підмикається або паралельно робочому тиристорі $VS1$ (рис. 1.54,а), або паралельно навантаженню; послідовний резонансний LC - контур при комутації підмикається або паралельно робочому тиристорі $VS1$ (рис. 1.55,а), або паралельно навантаженню.

Розглянемо роботу схеми на рисунку 1.54,а. Припустимо, що в результаті попередньої роботи схеми конденсатор C зарядився (полярність вказана без дужок). У момент часу $t=0$ відкривається робочий тиристор $VS1$ (рис. 1.54,б) і через навантаження починає протікати струм, зростаючий за експонентою (навантаження активно-індуктивне). Одночасно конденсатор C розряджається по контуру $C - VS1 - L - VD1 - C$. Через половину періоду власних коливань контуру (момент t_1) конденсатор вияв-

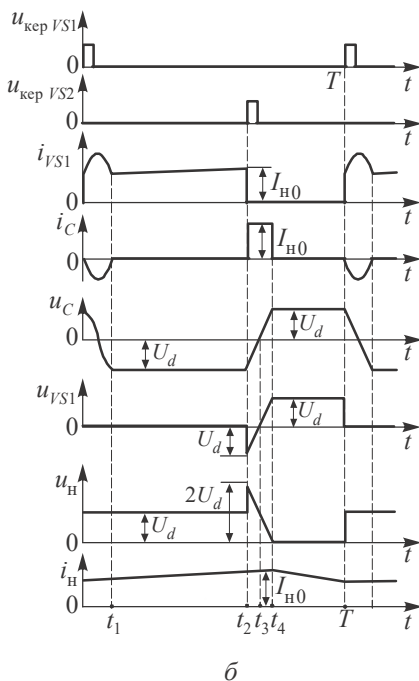
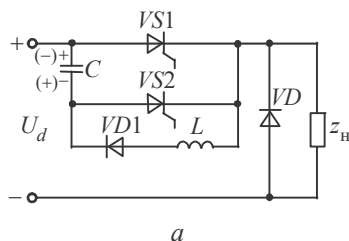


Рис. 1.54

ляється перезарядженням до напруги $-U_d$ (полярність вказана в дужках). Подальший перезаряд конденсатора неможливий, тому що цьому перешкоджає діод $VD1$ і закритий тиристор $VS2$. У момент часу t_2 відкривається тиристор $VS2$ і за рахунок розрядного струму конденсатора C , що протікає назустріч анодному струму тиристора $VS1$, останній закривається в момент рівності нулю сумарного струму. Струм навантаження протікає через тиристор $VS2$ і конденсатор C , перезаряджаючи останній постійним струмом навантаження I_{H0} (змінюючи струм навантаження в період комутації нехтуємо). Конденсатор C перезаряджається за лінійним законом, набуваючи вихідну полярність. В інтервалі часу $t_2...t_3$ до тиристора $VS1$ прикладена зворотна напруга і він відновлює свої запірні властивості. Напруга на навантаженні в момент відкриття тиристора $VS2$ стрибком збільшується до $2U_d$, а потім по мірі перезаряду конденсатора C лінійно спадає до нуля (момент t_4). У момент часу t_4 відкривається зворотний діод VD , через який замикається струм навантаження, і перезаряд конденсатора припиняється. При відкритті тиристора $VS1$ всі процеси повторюються.

Внаслідок того, що в кривій вихідної напруги є імпульси напруги, які залежать від струму навантаження, зменшується жорсткість зовнішньої характеристики імпульсного перетворювача. Для нормальної роботи схеми потрібно, щоб від системи керування спочатку надходив імпульс на відкриття тиристора $VS2$, який забезпечує попередній заряд конденсатора C з полярністю, що вказана без дужок. Недолік схеми — зменшення часу для відновлення запірних властивостей тиристора при збільшенні струму навантаження. Заряд комутуючого конденсатора C в схемі відбувається через навантаження, тому схема в режимі холостого ходу та при малих навантаженнях не працюватиме.

Ємність конденсатора, що необхідна для нормальної комутації,

$$C = \left(I_{H0} t_{\text{вим}} \right) / U_{C0},$$

де $t_{\text{вим}} = t_3 - t_2$ — тривалість дії зворотної напруги на робочому тиристорі; U_{C0} — початкова напруга на конденсаторі; I_{H0} — струм наван-

таження перед комутацією.

Для нормальної роботи схеми час вимикання повинен бути не менший, ніж $t_{\text{вим}}$ тиристора, тобто $t_{\text{вим}} > t_{\text{вим}}/VS$. Недоліки схеми ІППН: відміна форми вихідної напруги від прямокутної (рис. 1.54,б), малий діапазон регулювання та жорсткість зовнішніх характеристик, низька частота комутації.

У схемі рис. 1.55,а для прискорення процесу перезаряду конденсатора робочий тиристор $VS1$ шунтують діодом $VD2$. Цей спосіб широко застосовується і тому розглянемо його докладніше. У схемі, як і в схемі рис. 1.54,а, потрібен попередній заряд конденсатора C (з полярністю, вказаною в дужках). Конденсатор C перезаряджається при відкритті комутуючого тиристора $VS2$ по колу $(+U_d) - L1 - C - VS2 - z_H - (-U_d)$. При відкритті тиристора $VS1$ (момент часу $t = 0$ на рис. 1.55,б) до навантаження прикладається напруга джерела живлення U_d . Конденсатор C перезаряджається по контуру $C - L1 - VS1 - VD1 - C$ до напруги U_C (з полярністю, вказаною в дужках), а струм діода $VD1$ спадає до нуля (момент часу t_1). У момент часу t_2 відкривається комутуючий тиристор $VS2$ і конденсатор перезаряджається по контуру $C - VS2 - VS1 - L1 - C$. При

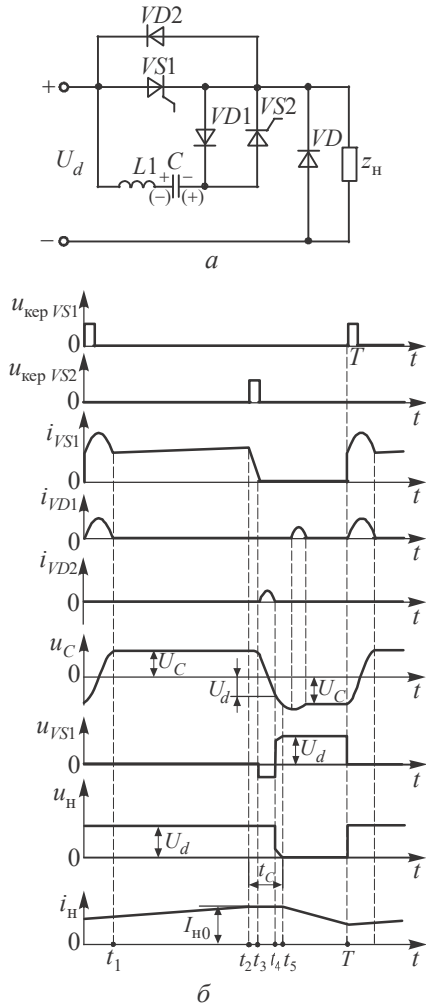


Рис. 1.55

цьому струм перезаряду конденсатора зменшує струм тиристора $VS1$. Для нормальної комутації треба, щоб максимальний струм коливального контуру був більше струму навантаження в момент комутації, тобто $i_{C\max} \geq I_{H0}$. У момент часу t_3 струм тиристора $VS1$ стає рівним нулю, відкривається діод $VD2$ і конденсатор перезаряджається по контуру $C - VS2 - VD2 - L1 - C$ струмом $i_C = i_{VD2} + I_{H0}$, тобто через діод $VD2$ протікає струм $i_{VD2} = i_C - I_{H0}$.

При цьому до тиристора $VS1$ прикладена зворотна напруга і він відновлює запірні властивості ($t_{\text{вим}} = t_4 - t_3$). У момент часу t_4 струм перезаряду конденсатора стає рівним струму навантаження I_{H0} , діод $VD2$ закривається, а конденсатор C перезаряджається струмом I_{H0} до напруги U_d (момент часу t_5). У момент часу t_5 відкривається зворотний діод VD , через який протікає струм навантаження. Внаслідок того, що в дроселі $L1$ до моменту відкривання діода VD протікав струм I_{H0} , конденсатор продовжує перезаряджатися до тих пір, поки струм у дроселі $L1$ (за рахунок накопиченої в ньому енергії) не зменшиться до нуля. Напруга на конденсаторі C при цьому досягне максимальної величини, яка перевищує напругу джерела живлення U_d , що призводить до відкриття діода $VD1$ та розрядки конденсатора до напруги $U_C < U_d$. Це зменшує комутаційну здатність конденсатора. Для усунення цього недоліку замість діода $VD1$ можна поставити тиристор. Максимальна напруга на навантаженні не перевищує напруги джерела живлення.

Відкриття діода $VD2$ прискорює перезаряд конденсатора, а час, t_C на протязі якого навантаженню віддається частка енергії, накопиченої в конденсаторі, зменшується. Це призводить до збільшення жорсткості зовнішніх характеристик, діапазону регулювання вихідної напруги, робочої області струмів навантаження.

Кут вимикання β для схеми, в якій робочий тиристор $VS1$ шунтується у зворотному напрямку діодом $VD2$ (рис. 1.55,а),

$$\beta = \omega_0 t_{\text{вим}} = 2 \arctg \sqrt{(\varepsilon / \chi)^2 - 1}, \quad (1.206)$$

де $\omega_0 = 1/\sqrt{L_1 C}$ — власна колова частота контуру; $\chi = z_c I_{H0}/U_d$ — коефіцієнт навантаження комутаційного вузла; $z_c = \sqrt{L_1/C}$ — хвильовий опір контуру; $\varepsilon = U(0)/U_d$; $U(0) \geq 0,5U_d$ — напруга на конденсаторі в момент комутації.

Недолік схеми з діодом, який шунтує робочий тиристор, — близька до нуля зворотна напруга на робочому тиристорі на інтервалі вимикання, що збільшує реальний час закриття тиристора у 2...5 разів. Для усунення цієї вади послідовно з діодом $VD2$ можна увімкнути дросель з індуктивністю, меншою, ніж $L1$.

Схеми з паралельною комутацією не забезпечують плавне регулювання вихідної напруги від нуля, тому що нерегульована складова вихідної напруги і мінімально допустимий струм навантаження завжди більше нуля. Діапазон регулювання обмежений як зверху, так і знизу і залежить від частоти комутації. Таким чином, ІППН з паралельною комутацією застосовують у тих випадках, коли не потрібен широкий діапазон зміни вихідної напруги.

У схемах з послідовною комутацією імпульс запірної напруги подається послідовно в коло, що вміщує робочий тиристор, навантаження та джерело живлення. Це виконується або введенням дроселя в коло робочого струму (рис. 1.56,а), або введенням обмотки трансформатора (рис. 1.56,б) та подачею на них імпульсу напруги при перезаряджанні комутуючого конденсатора. Контур перезаряду конденсатора на інтервалі комутації відокремлений від кола навантаження закритим робочим тиристором $VS1$, і струм цього кола не приймає участі у перезаряді

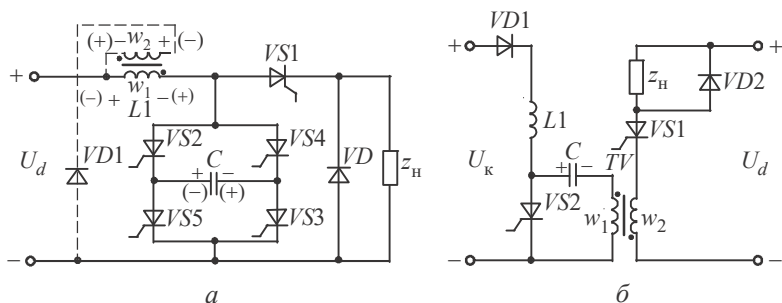


Рис. 1.56

конденсатора. Форма кривої вихідної напруги така ж, як і в ІППН на транзисторах. Зовнішня характеристика імпульсного перетворювача з послідовною комутацією більш жорстка, ніж у перетворювача з паралельною комутацією.

У схемі рис. 1.56,а комутуючий конденсатор C ввімкнений у діагональ моста з тиристорів $VS2...VS5$. Для вимикання робочого тиристора $VS1$ комутуючі тиристори пристрої відкриваються попарно. Якщо полярність напруги на конденсаторі C така, як вказана на рисунку без дужок, то для закриття робочого тиристора $VS1$ відкриваються комутуючі тиристори $VS4$, $VS5$ (при полярності, вказаній у дужках, відкриваються тиристори $VS2$, $VS3$). Такий алгоритм перемикання комутуючих тиристорів виключає підготовчі перезаряди конденсатора і дозволяє використовувати обидва періоди перезаряду конденсатора для закриття робочого тиристора. При відкритті тиристорів $VS4$, $VS5$ (для полярності напруги на конденсаторі, вказаної в дужках, тиристорів $VS2$, $VS3$) конденсатор перезаряджається по колу $C - VS5 - U_d - L1 - VS4 - C$, і до робочого тиристора $VS1$ через зворотний діод VD прикладається зворотна напруга $U(0)$, яка дорівнює напрузі на конденсаторі перед комутацією, під дією якої він закривається. Струм дроселя $L1$ переходить з кола робочого тиристора в коло конденсатора C , який перезаряджається до напруги, що перевищує початкову, тому що при цьому енергія в конденсатор надходить від джерела живлення та від дроселя $L1$, в якому енергія накопичилася перед комутацією (за рахунок струму навантаження, що протікає через $L1$ та $VS1$). При наступній комутації конденсатор перезаряджається ще до більшої напруги і т. д., тобто спостерігається ефект накопичення енергії в конденсаторі, який проявляється в цій схемі в більшій мірі, ніж у схемах з паралельною комутацією. Напруга, до якої може заряджатися конденсатор (вона відповідає рівності енергій, одержаних та витрачених у комутаційному вузлі), складає $U(0) = (5...10)U_d$ і більше. Від виникаючих перенапруг елементи схеми можуть вийти з ладу. Для усунення цього недоліку в схему вмикають енергопоглинач (кола скиду), показаний на рис. 1.56,а пунктиром і який складається з додаткової об-

мотки w_2 дроселя $L1$ та діода $VD1$. При цьому коефіцієнт трансформації K_T вибирається більшим за одиницю (на практиці $K_T = w_2/w_1 = 1,5 \dots 3$, зворотна напруга при цьому на діоді $VD1$ дорівнює $(5 \dots 8)U_d$, а напруга на конденсаторі $U(0) = (1,33 \dots 1,67)U_d$. Принцип роботи енергопоглинача міститься в наступному. При відкритті тиристорів $VS4$, $VS5$ до первинної обмотки w_1 дроселя $L1$ прикладається напруга $u_L = u_C - U_d$ з полярністю, що вказана на рисунку без дужок. Діод $VD1$ при цьому закритий, тому що до нього прикладена зворотна напруга $K_T u_L + U_d$, і він не впливає на процеси в схемі. Конденсатор перезаряджається до зворотної полярності. Коли напруга на первинній обмотці w_1 досягне величини U_d/K_T , що відповідає напрузі U_d на вторинній обмотці w_2 , діод $VD1$ відкривається і створюється коло віддачі енергії, накопиченої в дроселі $L1$, у джерело живлення. Якщо знехтувати активним опором та індуктивністю розсіювання обмоток дроселя, такий перехід можна вважати миттєвим. Напруга на обмотці дроселя в період віддачі енергії у джерело живлення не змінюється ($u_{w_2} = U_d$, $u_{w_1} = U_d/K_T$). При зменшенні струму діода $VD1$ до нуля останній закривається, а напруга на конденсаторі C , досягнувши значення $(1 + K_T)U_d/K_T$, залишається незмінною. Тиристиори $VS4$, $VS5$ закриваються. Таким чином, напруга на конденсаторі при перезарядках залишається на рівні $U(0) = (1 + K_T)U_d/K_T$ (при врахуванні активних опорів і індуктивностей розсіювання обмоток дроселя ця напруга дещо вища).

Кут вимикання

$$\beta = \omega_0 t_{\text{вим}} = \arctg \frac{\varepsilon \sqrt{\varepsilon^2 + \chi^2 - 1} - \chi}{\chi \sqrt{\varepsilon^2 + \chi^2 - 1} - \varepsilon}, \quad (1.207)$$

де $\varepsilon = [U(0) + U_d]/U_d$.

У схемі рис. 1.56,б коло комутуючого тиристора $VS2$ відокремлено від силового кола і живиться від окремого джерела живлення U_K .

При відкритті робочого тиристора $VS1$ до навантаження прикладається напруга U_d . Комутуючий конденсатор C заряджається від джерела U_k до напруги $U(0)$ з полярністю, указаній на рисунку. Робочий тиристор $VS1$ закривається при відкритті комутуючого тиристора $VS2$, коли конденсатор розряджається через первинну обмотку імпульсного трансформатора TV . Імпульс напруги, що індукується на вторинній обмотці трансформатора, за величиною перевищує напругу джерела живлення U_d , і тиристор $VS1$ закривається під дією зворотної напруги $u_{w2} - U_d$. При спаданні струму конденсатора до нуля тиристор $VS2$ закривається, а конденсатор C заряджається від джерела U_k , набуваючи вхідну полярність. Діод $VD1$ перешкоджає коливальному перезаряджанню конденсатора через джерело U_k . Імпульсний перетворювач з трансформаторною комутацією доцільно застосовувати або в установках з високою вхідною напругою та невеликим струмом навантаження, або в низьковольтних установках з великими струмами навантаження. При цьому живлення вузла комутації від іншого джерела живлення забезпечує краще використання комутуючих тиристорів і діодів за струмом і напругою, зменшення маси та габаритів допоміжних елементів імпульсного перетворювача.

Імпульсні перетворювачі з послідовною комутацією доцільно застосовувати у тому випадку, коли діапазон зміни напруги та струму навантаження великий.

Існує клас схем імпульсних перетворювачів, в основі яких лежить принцип періодичної передачі в навантаження обмежених порцій електричної енергії, визначених ємністю конденсатора та амплітудою напруги на його обкладинках, — $W = CU_m^2$. Такий пристрій еквівалентний дозатору, а конденсатор можна назвати дозувальним елементом. Енергія попередньо накопичується у проміжному конденсаторі, а потім за допомогою коливального процесу передається в навантаження. У цьому класі схем найбільш широким діапазоном регулювання вихідної напруги володіє схема, наведена на рис. 1.57,а.

Перетворювач вміщує міст з тиристорів $VS1 \dots VS4$ з дозувальним і одночасно комутуючим конденсатором C_k , дросель L , виконуючий роль проміжного накопичувача енергії, та конденсатор C , підімкнений через діод VD до дроселя L і виконуючий функцію накопичувача енергії, до якого паралельно підмикається навантаження r_n . Схема подібна підвищувально-знижувальному ППН (див. рис. 1.19,а), у якого транзистор замінений тиристорно-конденсаторним мостом.

Принцип роботи перетворювача полягає в наступному. Припустимо, що конденсатор C_k заряджений з полярністю, вказаній на рисунку без дужок, до напруги $U_d + U_H$ (рис. 1.57,а, б). У момент часу t_0 подаються імпульси керування на тиристори $VS1$, $VS3$, при відкритті яких починається коливальний перезаряд конденсатора по контуру $+C_k - VS3 - U_d - L - VS1 - C_k$. Електромагнітні процеси на етапі перезаряду конденсатора C_k описуються рівняннями

$$i_1 = i_L = (2U_d + U_H) \sqrt{C_k/L} \sin \omega_0 t,$$

$$u_L = (2U_d + U_H) \cos \omega_0 t,$$

де $\omega_0 = 1/\sqrt{LC_k}$ — власна колова частота контуру.

У процесі перезаряду конденсатора C_k напруга на дроселі L змі-

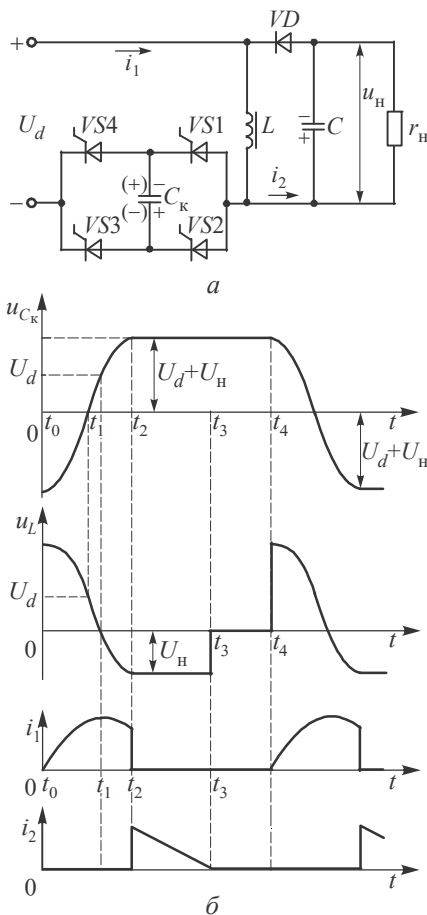


Рис. 1.57

нює свою полярність і зростає далі (див. рис. 1.57,б). Коли напруга u_L зрівняється з вихідною напругою U_H (момент часу t_2) відкривається діод VD , тому що на ньому з'являється напруга прямої полярності, а напруга на дроселі L обмежується на рівні $u_L = u_H$. Тиристори $VS1$, $VS3$ закриваються, тому що напруга на конденсаторі C_K більше не змінюється. Струм i_1 в момент часу $t = t_2$ стрибком змінює своє значення до нуля у зв'язку з переходом струму i_L у контур навантаження. Починаючи з моменту часу t_2 , струм $i_2 = i_L$, який підтримується за рахунок енергії, накопиченої у дроселі L , тече через діод VD у вихідний накопичувальний конденсатор C і навантаження r_H . Під дією напруги U_H струм у дроселі L спадає за лінійним законом до нуля і діод VD закривається в момент часу t_3 (якщо перетворювач працює в режимі переривчастого струму реактора).

У момент часу $t = t_4$ відкриваються тиристори $VS2$ та $VS4$ і процеси повторюються.

Середнє значення напруги на навантаженні можна визначити, урахувавши прийняті припущення про ідеальність елементів схеми, з балансу активних потужностей на вході та виході перетворювача

$$P_d = U_d I_{1cp} = P_H = U_H^2 / r_H, \quad (1.208)$$

де I_{1cp} — середнє значення вхідного струму (струму джерела живлення);

$$I_{1cp} = \frac{2}{T} \int_0^{t_2} i_1(t) dt = 4fC_K(U_d + U_H). \quad (1.209)$$

Розв'язання рівнянь (1.208) і (1.209) дозволяє визначити вихідну напругу перетворювача

$$U_H = 2r_H C_K f U_d \left[1 \pm \sqrt{1 + 1/(r_H C_K f)} \right]. \quad (1.210)$$

З (1.210) випливає, що середнє значення вихідної напруги у першому наближенні при заданих параметрах схеми та навантаження прямо пропорційне частоті перемикання тиристорів, тобто частоті передачі

енергії, накопиченої на кожному інтервалі в конденсаторі C_K .

У схемі відсутні додаткові інтервали підготовчого перезаряду конденсатора, які визначають граничну частоту перетворювача. Перетворювач стійкий до перевантажень і короткого замикання. Згідно виразу (1.210) регулювання вихідної напруги здійснюється частотно-імпульсним методом.

Реверсивні тиристорні імпульсні перетворювачі постійної напруги виконують за мостовою схемою з пристроями примусової комутації: паралельними або послідовними. Коли потрібно одержати широкий діапазон регулювання вихідної напруги при несиметричному або по черговому керуванні, застосовують ІППН з послідовною комутацією. При симетричному способі керування застосовуються перетворювачі як з послідовною, так і з паралельною комутацією.

На рис. 1.58 зображена схема реверсивного тиристорного імпульсного перетворювача з послідовною комутацією та по черговим способом керування (див. рис. 1.53). Імпульси керування подаються одночасно на два робочих тиристори $VS1$ і $VS2$ (або $VS3$ і $VS4$) у моменти часу $t = 0, T, 2T, 3T, K, nT$. Імпульси керування для відкриття комутуючого тиристора $VS5$ подаються в моменти часу $t_i, t_i + 2T, K, t_i + 2nT$, а імпульси керування для відкриття комутуючого тиристора $VS6$ — у моменти часу $t_i + T, t_i + 3T, \dots, t_i + (2n + 1)T$. Для нормальної роботи в режимі переривчастих струмів навантаження та запуску ІППН імпульси керування треба подавати одночасно на два робочих тиристори. При закритті одного з робочих тиристорів струм навантаження замикається через інший (відкритий) тиристор і один із зворотних діодів.

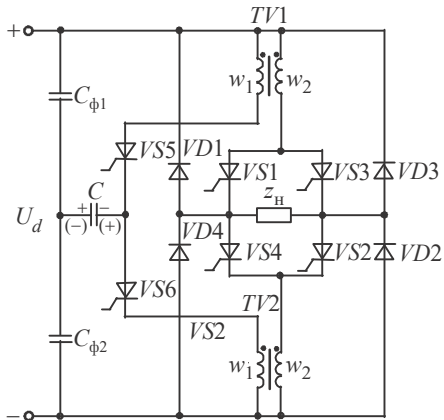


Рис. 1.58

Приклади

Приклад 1.1. Визначити індуктивність фільтра L_Φ , яка ввімкнена послідовно з двигуном постійного струму (рис. 1.2,а), щоб максимальна частота комутації транзистора VT дорівнювала $f_{\max} = 5 \text{ кГц}$, напруга джерела живлення $U_d = 100 \text{ В}$, пульсації струму якоря $\Delta I_n = 2 \text{ А}$, індуктивність обмотки двигуна $L_\gamma = 0,1 \text{ мГн}$, коефіцієнт заповнення $\gamma = 0,8$.

Розв'язання: 1. З виразу (1.8) знаходимо:

$$L = \frac{\gamma (1 - \gamma) U_d}{\Delta I_n f_{\max}} = \frac{0,8(1 - 0,8) \cdot 100}{2 \cdot 5 \cdot 10^3} = 0,0016 \text{ Гн} = 1,6 \text{ мГн}.$$

2. Індуктивність згладжувального дроселя

$$L_\Phi = L - L_\gamma = 1,6 - 0,1 = 1,5 \text{ мГн}.$$

Приклад 1.2. Двигун постійного струму з незалежним збудженням живиться від ППН (рис. 1.2,а). Напруга джерела живлення $U_d = 100 \text{ В}$, опір якоря $r_{\text{дв}} = 0,3 \text{ Ом}$, індуктивність якоря $L_\gamma = 5 \text{ мГн}$, стала двигуна $c_e \Phi = 0,4 \text{ В} \cdot \text{с}$, струм якоря двигуна 15 А . Знайти діапазони регулювання швидкості та коефіцієнта заповнення, вважаючи струм якоря безперервним.

Розв'язання: 1. При мінімальній швидкості ($\omega_{\min} = 0$) $E_\gamma = 0$ і з виразу (1.14)

$$U_n = I_n r_{\text{дв}} = 15 \cdot 0,3 = 4,5 \text{ В}.$$

2. Коефіцієнт заповнення $\gamma_{\min}$ з виразу (1.1,а)

$$\gamma_{\min} = U_n / U_d = 4,5 / 100 = 0,045.$$

3. Максимальна швидкість відповідає $\gamma_{\max} = 1$, при якому

$$U_n = U_d = 100 \text{ В}, \text{ тому}$$

$$E_\gamma = U_n - I_n r_{\text{дв}} = 100 - 15 \cdot 0,3 = 95,5 \text{ В}.$$

4. З виразу (1.14) знаходимо швидкість двигуна

$$\omega_{\max} = E_\gamma / c_e \Phi = 95,5 / 0,4 = 238,75 \text{ рад/с}.$$

Таким чином, діапазон регулювання швидкості складає $0 < \omega < 238,75 \text{ рад/с}$, а діапазон регулювання коефіцієнта заповнення $0,045 < \gamma < 1$.

Приклад 1.3. Для регулювання швидкості двигуна з незалежним збудженням використовується схема ППН з вхідним фільтром (рис. 1.6,а). Двигун розганяється з постійним пусковим струмом, тобто з постійним моментом. Визначити параметри вхідного фільтра $L_{\text{ф1}}$ і C ; амплітуду пульсацій вхідного струму ΔI_d , середнє значення струму I_d , що споживається від мережі, та три перші гармонічні складові цього струму при коефіцієнті заповнення $\gamma = 0,5$, при наступних умовах: напруга живлення $U_d = 100 \text{ В}$, пусковий струм двигуна $I_n = 50 \text{ А}$, частота перемикання транзистора $f = 5 \text{ кГц}$, розмах пульсацій на конденсаторі $\Delta U_C \leq 1,5 \text{ В}$. Діюче значення основної гармоніки струму, що споживається від мережі, не повинно перевищувати 10 % постійної складової споживаного струму.

Р о з в' я з а н н я: 1. Середнє значення струму, що споживається від мережі I_d , згідно рис. 1.6,б дорівнює:

$$I_d = I_{n0} = \gamma I_n = 0,5 \cdot 50 = 25 \text{ А}.$$

2. Ємність конденсатора фільтра згідно (1.19)

$$C = I_n / (4 f \Delta U_C) = 50 / (4 \cdot 5 \cdot 10^3 \cdot 1,5) = 1666 \cdot 10^{-6} \text{ Ф}.$$

Вибираємо конденсатор типу ALS3 – 223KE200 ємністю 2200 мкФ з $U_{\text{роб}} = 200 \text{ В}$.

3. Діючі значення першої, третьої та п'ятої гармонік струму на виході фільтра згідно (1.30):

$$I_{VT(1)} = 4 I_{n0} / (\sqrt{2} \cdot 2\pi \cdot 1) = 4 \cdot 25 / (\sqrt{2} \cdot 2\pi \cdot 1) = 11,3 \text{ А},$$

$$I_{VT(3)} = 4 I_{n0} / (\sqrt{2} \cdot 2\pi \cdot 3) = 4 \cdot 25 / (\sqrt{2} \cdot 2\pi \cdot 3) = 3,76 \text{ А},$$

$$I_{VT(5)} = 4 I_{n0} / (\sqrt{2} \cdot 2\pi \cdot 5) = 4 \cdot 25 / (\sqrt{2} \cdot 2\pi \cdot 5) = 2,26 \text{ А}.$$

4. Через те, що конденсатор не пропускає постійну складову струму, її значення для мережі та перетворювача однакові і дорівнюють $I_d = I_{n0} = 25 \text{ А}$.

5. Через те, що за умовами прикладу діюче значення першої гармоніки струму, який споживається з мережі, не повинно перевищувати 10 % постійної складової, $I_{d(1)} = 2,5 \text{ А}$.

6. Згідно (1.25)

$$I_{d(1)} = \frac{x_C}{x_L - x_C} I_{VT(1)},$$

$$2,5 = \frac{x_C}{x_L - x_C} 11,3 \text{ або } x_L = 5,52x_C.$$

Діюче значення першої гармоніки струму конденсатора складає

$$I_{C(1)} = \frac{x_L}{x_L - x_C} I_{VT(1)} = \frac{5,52x_C}{5,52x_C - x_C} 11,3 = 13,8 \text{ А}.$$

7. Опори конденсатора та дроселя фільтра

$$x_C = 1/(2\pi fC) = 1/(2\pi \cdot 5 \cdot 10^3 \cdot 2200 \cdot 10^{-6}) = 0,045 \text{ Ом},$$

$$x_L = 5,52x_C = 5,52 \cdot 0,045 = 0,248 \text{ Ом}.$$

8. Індуктивність фільтра

$$L_{\Phi 1} = x_L / (2\pi f) = 0,248 / (2\pi \cdot 5 \cdot 10^3) = 7,9 \text{ мкГн}.$$

9. Резонансна частота фільтра

$$f_p = 1 / (2\pi \sqrt{L_{\Phi 1} C}) = 1 / (2\pi \sqrt{7,9 \cdot 10^{-6} \cdot 2200 \cdot 10^{-6}}) = 1208 \text{ Гц},$$

що відповідає кратності частоти перемикання транзистора

$$f / f_p = 5 \cdot 10^3 / 1,208 \cdot 10^3 = 4,14 \geq 2.$$

10. 3 (1.25) обчислюємо гармонічні складові струму мережі:

$$I_{d(1)} = I_{VT(1)} / \left[\left(1 \cdot f / f_p \right)^2 - 1 \right] = 11,3 / \left[\left(1 \cdot 4,14 \right)^2 - 1 \right] = 0,7 \text{ А},$$

$$I_{d(3)} = I_{VT(3)} / \left[\left(3 \cdot f / f_p \right)^2 - 1 \right] = 3,76 / \left[\left(3 \cdot 4,14 \right)^2 - 1 \right] = 0,025 \text{ А},$$

$$I_{d(5)} = I_{VT(5)} / \left[\left(5 \cdot f / f_p \right)^2 - 1 \right] = 2,26 / \left[\left(5 \cdot 4,14 \right)^2 - 1 \right] = 0,005 \text{ А}.$$

Приклад 1.4. Розрахувати транзисторний стабілізатор постійної напруги. Початкові дані: номінальне значення напруги на виході стабілізатора $U_H = 27 \text{ В}$; номінальна потужність $P_H = 400 \text{ Вт}$; діапазон зміни вхідної напруги $U_d = 40 \dots 70 \text{ В}$; допустиме значення коефіцієнта пульсацій вихідної напруги $K_H = 0,1\%$; допустиме відхилення вихідної напруги при комутації навантаження ($\Delta U_{H\max} = 0,5 U_H$) $\Delta U_{H\max} = 1,5 \text{ В}$.

Р о з в' я з а н н я: 1. Найбільш повно вихідним даним задовольняє схема знижувального ІППН, працюючого в імпульсному режимі з ШІР (див. рис. 1.8, а, 1.9, а, б та 1.11).

2. Для сучасної елементної бази регуляторів середньої потужності оптимальним за масо-габаритними показниками є режим роботи біполярних транзисторів з частотою комутації $f = 5 \dots 10 \text{ кГц}$ з безперервним струмом i_L при номінальному навантаженні P_H . Вибираємо $f = 10 \text{ кГц}$.

3. Діапазон зміни коефіцієнта заповнення імпульсів у режимі безперервного струму (рис. 1.9, а):

$$\gamma_{\max} = \frac{U_H t_i}{T} = \frac{U_H}{U_{d\min}} = \frac{27}{40} = 0,675,$$

$$\gamma_{\min} = \frac{U_H}{U_{d\max}} = \frac{27}{70} = 0,385.$$

4. З умови збереження режиму безперервного струму дроселя L (1.47) визначаємо його мінімальну індуктивність

$$L_{\min} \geq \frac{U_{d\max} \gamma_{\min} (1 - \gamma_{\min})}{2 I_{H\min} f} = \frac{70 \cdot 0,385 (1 - 0,385) \cdot 27}{2 \cdot 400 \cdot 10 \cdot 10^3} = 56 \cdot 10^{-6} \text{ Гн},$$

де $I_H = P_H / U_H = 400 / 27 = 14,8 \text{ А}$.

Вибираємо $L \geq L_{\min} = 100 \cdot 10^{-6} \text{ Гн}$.

5. Ємність конденсатора фільтра, що забезпечує потрібний коефіцієнт пульсацій у режимі безперервного струму дроселя, з (1.52)

$$C = \frac{T^2 (1 - \gamma_{\min})}{16 L K_{\min}} = \frac{(1 - 0,385) \cdot 100}{16 \cdot 100 \cdot 10^{-6} \cdot 0,1 (10 \cdot 10^3)^2} = 3843 \cdot 10^{-6} \text{ Ф}.$$

6. Розраховані параметри фільтра L і C забезпечують потрібний рівень пульсацій вихідної напруги K_H , у той же час їх співвідношення повинно задовольняти вимогам за допустимим динамічним відхиленням при комутації навантаження, що перевіряється співвідношенням

$$\Delta U_{H\max} \leq \Delta_{H\max} \sqrt{L/C} = 0,5 (400/27) \sqrt{100 \cdot 10^{-6} / 3843 \cdot 10^{-6}} = 1,19 \text{ В},$$

що менше 1,5 В. Тобто, параметри фільтра розраховані правильно.

Якщо наведене співвідношення не виконується, то треба збільшити ємність конденсатора C . Додаткові обмеження можуть бути викликані допусти-

мими значеннями пульсацій, вимогами до якості регулювання та ін. У цих випадках теж необхідна корекція параметрів фільтра.

7. Амплітудне значення струму конденсатора C

$$I_{C\max} = U_{d\max} \gamma_{\min} (1 - \gamma_{\min}) / 2Lf = \\ = 70 \cdot 0,385(1 - 0,385) / (2 \cdot 100 \cdot 10^{-6} \cdot 10 \cdot 10^3) = 8,3 \text{ А} .$$

Діюче значення струму конденсатора

$$I_C = I_{C\max} / \sqrt{3} = 4,79 \text{ А} .$$

8. Максимальна робоча напруга на конденсаторі фільтра на холостому ході

$$U_{C\max} = U_{d\max} = 70 \text{ В} .$$

9. За результатами розрахунку вибираємо з довідника конденсатор електrolітичний алюмінієвий компанії EPCOS AG типу B41456/B41458 з робочою напругою $U_{C\text{ роб}} = 100 \text{ В}$, ємністю $C = 4700 \text{ мкФ}$, амплітуда струму пульсацій $I_{C\max\text{ доп}} = 20 \text{ А}$.

10. Визначаємо середнє, мінімальне та максимальне значення струмів, що протікають через дросель, при $U_{d\max}$ і $I_{H\max}$,

$$I_{L\text{ ср}} = I_{H\max} = 14,8 \text{ А} , \\ I_{L\min} = I_{H\max} - I_{C\max} = 14,8 - 8,3 = 6,5 \text{ А} , \\ I_{L\max} = I_{H\max} + I_{C\max} = 14,8 + 8,3 = 23,1 \text{ А} .$$

11. Вибираємо значення коефіцієнта кратності струму $K_i = I_{C\max} / I_{L\text{ ср}} = 1,6$ (для режиму безперервного струму дроселя $1 \leq K_i \leq 2$; для режиму переривчастого струму $K_i \geq 2$).

$$I_{K\max} = K_i I_{L\text{ ср}} = 1,6 \cdot 14,8 = 23,68 \text{ А} .$$

12. Вибираємо транзистор VT за струмом та напругою

$$I_{Km} > I_{K\max} > I_{L\max} = 24 \text{ А} ;$$

$$U_{KEm} > U_{d\max} = 70 \text{ В} .$$

З довідника вибираємо кремнієвий транзистор $n-p-n$ типу ТК235-40 з $I_{Km} = 40 \text{ А}$; $U_{KEm} = 90 \text{ В}$; $U_{KE\text{ нас}} = 1,5 \text{ В}$; $t_{\text{відкр}} = 2,2 \text{ мкс}$; $t_{\text{закр}} = 7 \text{ мкс}$.

13. Середнє значення струму діода

$$I_{VD} = I_H (1 - \gamma_{\min}) = 14,8(1 - 0,385) = 9,1 \text{ А}.$$

Максимальне значення напруги на діоді

$$U_{звVD} = U_{d \max} = 70 \text{ В}.$$

Вибираємо діод Д112-16, який з охолоджувачем типу 0111-60 при природному охолодженні допускає струм 10 А; зворотна напруга $U_{зв} = 100 \text{ В}$; прямий спад напруги $U_{пр} = 1,35 \text{ В}$; час зворотного відновлення $t_{розVD} = 6,3 \text{ мкс}$.

14. Діюче значення струму дроселя фільтра

$$I_L = I_H \sqrt{\frac{(K_I - 1)^2 + 3}{3}} = 14,8 \sqrt{\frac{(1,6 - 1)^2 + 3}{3}} = 15,7 \text{ А}.$$

15. Втрати потужності у транзисторі складаються з втрат у режимі насичення

$$P_{K \text{ нас}} = I_{H \max} U_{KE \text{ нас}} \gamma_{\max} = 14,8 \cdot 1,5 \cdot 0,675 \approx 15 \text{ Вт}$$

і втрат у динамічному режимі (при перемиканні)

$$\begin{aligned} P_{K \text{ дин}} &= 0,5 f U_{d \max} (I_{K \max} t_{\text{відкр}} + I_{L \max} t_{\text{закр}}) = \\ &= 0,5 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 70 (23,68 \cdot 2,2 \cdot 10^{-6} + 23,1 \cdot 7 \cdot 10^{-6}) = 74,8 \text{ Вт}. \end{aligned}$$

$$P_{VT} = P_{K \text{ нас}} + P_{K \text{ дин}} = 15 + 74,8 = 89,8 \text{ Вт}.$$

16. Втрати потужності на діоді визначаються втратами у прямому напрямку та динамічними при його закритті

$$\begin{aligned} P_{VD} &= I_{H \max} U_{пр} (1 - \gamma_{\min}) + f U_{d \max} (I_{K \max} - I_{L \min}) t_{розVD} / 6 = \\ &= 14,8 \cdot 1,35 (1 - 0,385) + 10 \cdot 10^3 \cdot 70 (23,68 - 6,5) 6,3 \cdot 10^{-6} / 6 = \\ &= 12,3 + 12,63 = 24,93 \text{ Вт}. \end{aligned}$$

17. ККД перетворювача без урахування втрат у дроселі фільтра та системі керування

$$\begin{aligned} \eta &= U_H I_{H \max} / (U_H I_{H \max} + P_{VT} + P_{VD}) = \\ &= 27 \cdot 14,8 / (27 \cdot 14,8 + 89,8 + 24,93) = 0,69. \end{aligned}$$

Приклад 1.5. Розрахувати вхідний фільтр ІППН (рис. 1.8,а) за наступними даними: напруга джерела живлення $U_d = 27 \text{ В}$, границя зміни вхідної напруги $\Delta U_d = +7 \text{ В}; -4 \text{ В}$; середнє значення струму навантаження за час γT

$I_H = 1,5 \text{ А}$; пульсації струму дроселя ІППН $\Delta I_L = 0,2 \text{ А}$; частота перетворення $f = 20 \text{ кГц}$; максимальний та мінімальний коефіцієнт заповнення $\gamma_{\max} = 0,9$; $\gamma_{\min} = 0,6$; допустима амплітуда пульсацій струму, що тече через дросель вхідного фільтра $I_{L\sim} = 0,05 \text{ А}$.

Р о з в' я з а н н я . 1. Визначаємо діюче значення струму через конденсатор C_Φ

$$I_C = I_d \sqrt{\gamma_{\min} (1 - \gamma_{\min})} = 1,5 \sqrt{0,6(1 - 0,6)} \approx 0,73 \text{ А} .$$

2. З урахуванням $f = 20 \text{ кГц}$ і $U_{C \max} > U_{d \max} = 31 \text{ В}$ вибираємо конденсатор типу К52-1-68 мкФ - 50В з допустимим імпульсним струмом $I_{C1 \max} = 4 \text{ А}$ і діючим струмом $I_{C1} = 0,25 \text{ А}$, опором $r_H = 0,12 \text{ Ом}$ і фактичною ємністю на частоті $f = 20 \text{ кГц}$ $C_\Phi = 0,6 \cdot 68 \approx 40 \text{ мкФ}$.

3. Визначаємо число конденсаторів

$$N_C = I_C / I_{C1} = 0,73 / 0,25 = 3 \text{ шт} .$$

4. Обчислюємо амплітуду імпульсного струму через один конденсатор на інтервалах часу γT та $(1 - \gamma)T$:

$$\begin{aligned} I_{C \max} [\gamma T] &= [I_H (1 - \gamma_{\min}) + \Delta I_L] / N_C = \\ &= [1,5(1 - 0,6) + 0,2] / 3 = 0,27 \text{ А} < I_{C \max} = 4 \text{ А} , \end{aligned}$$

$$I_{C \max} [(1 - \gamma)T] = I_H \gamma_{\max} / N_C = 1,5 \cdot 0,9 / 3 = 0,45 \text{ А} < 4 \text{ А} .$$

5. Амплітуда пульсацій напруги на конденсаторі

$$\begin{aligned} U_{C\sim} &= 0,5 I_H \left[r_H / N_C + \gamma_{\min} (1 - \gamma_{\min}) / (C_\Phi f N_C) \right] = \\ &= 0,5 \cdot 1,5 \left[0,12 / 3 + 0,6(1 - 0,6) / (40 \cdot 10^{-6} \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 3) \right] = 0,78 \text{ В} . \end{aligned}$$

6. Індуктивність дроселя фільтра

$$L_\Phi = U_{C\sim} / (2\pi f I_{L\sim}) = 0,78 / (2 \cdot \pi \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 0,05) = 0,124 \text{ мГн} .$$

Приклад 1.6. Розрахувати прямоходовий ІППН(рис. 1.43) за наступними даними: вхідна напруга $U_d = 240 \dots 340 \text{ В}$; вихідна потужність $P_{H \max} = 100 \text{ Вт}$; $P_{H \min} = 50 \text{ Вт}$; вихідна напруга $U_H = 110 \text{ В}$; робоча частота $f = 25 \text{ кГц}$; коефіцієнт пульсацій на навантаженні $K_H = 0,1\%$; температура навколишнього середовища $T_{nc} = (-40^\circ\text{C}, +70^\circ\text{C})$.

Р о з в' я з а н н я. 1. При рівності витків первинної обмотки трансформатора TV w_1 і обмотки розмагнічування w_p визначаємо допустиме значення $\gamma_{\text{доп}}$ (з виразу 1.185), яке не повинно перевищувати половини періоду (у протилежному випадку відбудеться насичення осердя трансформатора),

$$\gamma_{\text{доп}} = 1/(1 + K'_T) = 1/(1 + 1) = 0,5,$$

де $K'_T = w_p/w_1 = 1$. З урахуванням запасу вибираємо $\gamma_{\text{max}} = 0,45$.

2. Для $U_{d \text{ min}} = 240 \text{ В}$, $U_H = 110 \text{ В}$ визначаємо коефіцієнт трансформації трансформатора $K_T = w_2/w_1$ з виразу (1.181)

$$K_T = U_H / (\gamma_{\text{max}} U_{d \text{ min}}) = 110 / (0,45 \cdot 240) \approx 1.$$

3. Мінімальний коефіцієнт заповнення

$$\gamma_{\text{min}} = \frac{U_{d \text{ min}} \gamma_{\text{max}}}{U_{d \text{ max}}} = \frac{240 \cdot 0,45}{340} = 0,32.$$

4. Максимальне значення струму навантаження

$$I_H = P_{H \text{ max}} / U_H = 100 / 110 = 0,9 \text{ А}.$$

5. Середнє значення струму навантаження, при якому настає граничний режим роботи перетворювача,

$$I'_H = P_{H \text{ min}} / U_d = 50 / 110 = 0,45 \text{ А}.$$

6. Визначаємо індуктивність дроселя фільтра, при якій спостерігається режим безперервних струмів дроселя, з виразу (1.47)

$$L \geq L_{\text{min}} = \frac{K_T U_{d \text{ max}} \gamma_{\text{min}} (1 - \gamma_{\text{min}})}{2 I'_H f} = \frac{1 \cdot 340 \cdot 0,32 (1 - 0,32)}{2 \cdot 0,45 \cdot 25 \cdot 10^3} = 3,3 \text{ мГн}.$$

Приймаємо $L = 10 \text{ мГн}$.

7. Індуктивність вторинної обмотки трансформатора

$$L_2 = \lambda L = 4 \cdot 10 = 40 \text{ мГн},$$

де $\lambda = L_2/L = 2 \dots 6$.

8. Ємність конденсатора фільтра з виразу (1.52)

$$C \geq \frac{T^2 (1 - \gamma_{\text{min}})}{16 L K_{H \text{ min}}} = \frac{(40 \cdot 10^{-6})^2 (1 - 0,32)}{16 \cdot 10 \cdot 10^{-3} \cdot 0,001} = 6,8 \text{ мкФ}.$$

З урахуванням зменшення ємності при температурі ($\Delta C_T = 20\%$) і частоті ($\Delta C_f = 20\%$)

$$C \geq 6,8 / (0,8 \cdot 0,8) = 10,6 \text{ мкФ}.$$

9. Діюче і максимальне значення струму конденсатора фільтра

$$I_{Cд} \approx 0,6I'_H = 0,6 \cdot 0,45 = 0,27 \text{ А}; I_{Cм} = \sqrt{2}I_{Cд} = \sqrt{2} \cdot 0,27 = 0,382 \text{ А}.$$

Для електролітичних конденсаторів максимально допустимі струми пульсацій, якщо не обумовлено окремо, визначаються при температурі $+85^\circ\text{C}$ та на частоті 120Гц. При іншій температурі навколишнього середовища та іншій частоті пульсацій в якості максимально допустимого струму пульсації застосовується струм пульсації, збільшений на наступні коефіцієнти:

$$T_{\text{нс}} = 40^\circ\text{C} - k_1 = 1,9; \quad T_{\text{нс}} = 60^\circ\text{C} - k_1 = 1,5; \quad T_{\text{нс}} = 70^\circ\text{C} - k_1 = 1,3;$$
$$T_{\text{нс}} = 85^\circ\text{C} - k_1 = 1,0; \quad T_{\text{нс}} = 105^\circ\text{C} - k_1 = 0,6; \quad f = 60 \text{ Гц} - k_2 = 0,7;$$
$$f = 120 \text{ Гц} - k_2 = 1,0; \quad f = 300 \text{ Гц} - k_2 = 1,1; \quad f = 1 \text{ кГц} - k_2 = 1,3;$$
$$f = 10 \text{ кГц} - k_2 = 1,4; \quad f = 100 \text{ кГц} - k_2 = 1,4.$$

У нашому випадку температура навколишнього середовища $T_{\text{нс}} = 40^\circ\text{C}$, а частота пульсацій $f = 25 \text{ кГц}$, тому максимальний струм конденсатора

$$I'_{Cм} = k_1 \cdot k_2 \cdot I_{Cм} = 1,9 \cdot 1,4 \cdot 0,382 = 1,02 \text{ А}.$$

З довідника вибираємо електролітичний алюмінієвий конденсатор серії ELP корпорації HITANO ємністю 220 мкФ і робочою напругою 160 В. При цьому коефіцієнт запасу за напругою $K_{zu} = 110/160 = 0,69$.

Максимальний струм пульсацій 1,2 А.

При стрибкоподібному зменшенні струму навантаження від номінального I_H до мінімального I'_H в LC- фільтрі відбувається перехідний процес, який може супроводжуватись значними перенапругами на конденсаторі. Амплітуда викиду вихідної напруги $\Delta U_{\text{н вик}}$ при комутації кола навантаження може бути обчислена за формулою

$$\Delta U_{\text{н вик}} = \frac{L(I_H - I'_H)^2}{2CU_H} = \frac{10 \cdot 10^{-3} (0,9 - 0,45)^2}{2 \cdot 220 \cdot 10^{-6} \cdot 110} = 0,042 \text{ В}.$$

Максимальне значення напруги на навантаженні (конденсаторі фільтра) у перехідному режимі

$$U_{\text{н м}} = U_{Cм} = U_H + \Delta U_{\text{н вик}} = 110 + 0,042 = 110,042 \text{ В}.$$

При зменшенні C та збільшенні L амплітуда виду $\Delta U_{\text{н вик}}$ зростає. Тому величину ємності C треба вибирати не тільки з умов одержання заданого коефіцієнта пульсацій, а й умови обмеження величини $\Delta U_{\text{н вик}}$ на безпечному для кола навантаження рівні.

Таким чином обраний конденсатор задовольняє всім вимогам.

10. Перевіряємо фільтр на відсутність резонансу згідно виразу (1.53)

$$f_{\Pi(1)} > 1/(2\pi\sqrt{LC}) = 1/\left(2\pi\sqrt{10 \cdot 10^{-3} \cdot 220 \cdot 10^{-6}}\right) = 107,3 \text{ Гц}.$$

Умова виконується, тому що $f_{\Pi(1)} = f = 25 \text{ кГц}$.

11. Визначаємо індуктивність первинної обмотки трансформатора

$$\begin{aligned} L_1 &= w_1^2 \mu_{\text{еф}} S_M / l_c = U_{d \max} \gamma_{\min} T / I_{\mu 1} = \\ &= 340 \cdot 0,32 \cdot 40 \cdot 10^{-6} / (45 \cdot 10^{-3}) = 0,097 \text{ А}, \end{aligned}$$

де $I_{\mu 1} \approx (0,1 \dots 0,2) I'_{\text{н КТ}} = 0,1 \cdot 0,45 \cdot 1 = 0,045 \text{ А} = 45 \cdot 10^{-3} \text{ А}$ — струм намагнічування первинної обмотки; $\mu_{\text{еф}} = \mu_d / \left[1 + \mu_d l_3 / (\mu_0 l_c)\right]$ — ефективна магнітна проникність; μ_d — диференційна магнітна проникність матеріалу осердя на робочій ділянці кривої намагнічування; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Гн/м}$ — магнітна проникність вакууму; l_c — середня довжина магнітної силової лінії осердя; l_3 — довжина немагнітного зазору, що вводиться в осердя для виключення магнітного насичення, яке може статися внаслідок підмагнічування постійною складовою струму первинної обмотки; немагнітний зазор також стабілізує величину індуктивності L_1 при зміні струму i_1 ; S_M — активна площа перерізу магнітопроводу.

12. Вибираємо діоди $VD1$ і $VD2$ за середнім струмом і максимально допустимій зворотній напрузі з відповідним коефіцієнтом запасу $K_{zu} = 0,2 \dots 0,8$; $K_{zi} = 0,2 \dots 0,8$:

$$\begin{aligned} I_{VD2} &= I_{\text{н}} (1 - \gamma_{\min}) = 0,9(1 - 0,32) = 0,6 \text{ А}, \\ I_{VD1} &= I_{\text{н}} - I_{VD2} = \gamma_{\min} I_{\text{н}} = 0,32 \cdot 0,9 = 0,3 \text{ А}, \\ U_{VD1\max} &= U_{\text{н}} / (K'_T \gamma_{\min}) = 110 / (1 \cdot 0,32) = 343,75 \text{ В}, \\ U_{VD2\max} &= K_T U_{d \min} = 1 \cdot 340 = 340 \text{ В}. \end{aligned}$$

Вибираємо діоди типу 2Д253Г, які мають $I_{\text{а доп}} = 1 \text{ А}$; $U_{\text{зв доп}} = 600 \text{ В}$; $F_{\text{роб}} = 100 \text{ кГц}$. Тоді $K_{zu} = 0,6/1 = 0,6$, $K_{zi} = 340/600 = 0,56$.

13. Вибираємо транзистор $VT1$ перетворювача за максимальним струмом колектора, напругою $U_{\text{КЕ max}}$ та потужністю, що розсіюється на колекторі,

$$I_{\text{К max}} = I_{1\max} = K_T (I_{\text{н}} + I'_{\text{н}}) + I_{\mu 1} = 1(0,9 + 0,45) + 0,045 \approx 1,4 \text{ А};$$

$$U_{KE \max} = U_{d \max} (1 + 1/K'_T) = 340(1 + 1/1) = 680 \text{ В}.$$

Потужність, що розсіюється на транзисторі VT1 складається з 4-х складових:

$$\text{потужність втрат у режимі відсічки } P_{\text{від}} = 0,5 I_{KB0} U_{KE \max};$$

$$\text{потужність втрат у режимі насичення } P_{\text{нас}} = 0,5 I_{K \max} U_{KE \text{ нас}};$$

$$\text{потужність втрат на «фронті» імпульсу } P_{\text{вт1}} = U_{KE \max} I_{K \max} t_{\text{н}}/6T;$$

$$\text{потужність втрат на «спаді» імпульсу } P_{\text{вт2}} = U_{KE \max} I_{K \max} t_{\text{сп}}/6T.$$

Сумарна потужність розсіювання на транзисторі VT1 складає

$$\begin{aligned} P_{VT1} &= 0,5(I_{KB0} U_{KE \max} + I_{K \max} U_{KE \text{ нас}}) + \frac{I_{K \max} U_{KE \max}}{6T} (t_{\text{н}} + t_{\text{сп}}) = \\ &= 0,5(5 \cdot 10^{-3} \cdot 680 + 1,4 \cdot 0,6) + \frac{680 \cdot 1,4}{6 \cdot 40 \cdot 10^{-6}} (2 \cdot 10^{-6}) \approx 10 \text{ Вт}. \end{aligned}$$

де I_{KB0} — тепловий струм колекторного переходу; $U_{KE \text{ нас}}$ — напруга насичення колектор-емітер; $t_{\text{н}}$, $t_{\text{сп}}$ — час зростання та час спаду струму колектора.

Для потужних перемикаючих транзисторів $t_{\text{н}} < (0,1 \dots 0,2) \text{ мкс}$ $t_{\text{сп}}$ є функцією від U_{KE} та $I_{\text{Б}}$ і лежить в межах від 3 до 1,6 мкс. Розрахунок наведено для вибраного транзистора 2Т506А, який має $I_{K \text{ м доп}} = 5 \text{ А}$; $U_{KE \text{ м доп}} = 800 \text{ В}$; $U_{KE \text{ нас}} = 0,6 \text{ В}$; $P_{K \text{ м доп}} = 15 \text{ Вт}$.

14. Вибираємо діод рекуперації VD3 за максимальним струмом і максимальною зворотною напругою

$$\begin{aligned} I_p &= \frac{U_{d \max} \gamma_{\min} T}{L_p} \left(\frac{w_p}{w_1} + 1 \right) = \frac{2 U_{d \max} \gamma_{\min} T}{L_1} = \\ &= \frac{2 \cdot 340 \cdot 0,32 \cdot 40 \cdot 10^{-6}}{97 \cdot 10^{-3}} = 89,7 \cdot 10^{-3} \text{ А} \end{aligned}$$

при $w_1 = w_p$ і $L_1 = L_p$;

$$U_{зв \text{ м VD3}} = \left(\frac{w_p}{w_1} + 1 \right) U_{d \max} = 2 \cdot 340 = 680 \text{ В}.$$

Вибираємо діод КД209В з $U_{зв \text{ м доп}} = 800 \text{ В}$; $I_{\text{а доп}} = 0,5 \text{ А}$, тобто $K_{3u} = 680/800 = 0,85$; $K_{3i} = 89,7 \cdot 10^{-3}/0,5 \approx 0,2$.

15. Діюче значення струму вторинної обмотки трансформатора

$$I_{w2} = I_{HM} / \sqrt{\gamma_{\min}} = 0,9 / \sqrt{0,32} \approx 1,6 \text{ A}.$$

16. Середнє значення вхідного струму

$$I_d = K_T \gamma_{\max} I_H = 1 \cdot 0,45 \cdot 0,9 = 0,4 \text{ A}.$$

Приклад 1.7. Розрахувати зворотногоходовий ІППН (рис. 1.41,*a*) за наступними даними: вхідна напруга $U_d = 240 \dots 340 \text{ В}$; вихідна напруга $U_H = 200 \text{ В}$; вихідна потужність $P_{H \max} = 100 \text{ Вт}$, $P_{H \min} = 50 \text{ Вт}$; робоча частота $f = 25 \text{ кГц}$; коефіцієнт пульсацій на навантаженні $K_H = 0,1\%$; температура навколишнього середовища $T_{\text{nc}} = (-40^\circ\text{C}, +70^\circ\text{C})$.

Р о з в' я з а н н я. 1. З метою обмеження напруги на транзисторі вибираємо $\gamma_{\max} = 0,45$.

2. Вихідна напруга згідно виразу (1.170)

$$U_H = \frac{K_T U_{d \min} \gamma_{\max}}{1 - \gamma_{\max}} = \frac{K_T \cdot 240 \cdot 0,45}{1 - 0,45} \approx K_T \cdot 200 \text{ В},$$

звідки коефіцієнт трансформації $K_T = U_H / 200 = 200 / 200 = 1$ і $w_1 = w_2$.

3. Мінімальний коефіцієнт заповнення

$$\gamma_{\min} = U_H / (U_{d \max} + U_H) = 200 / (340 + 200) = 0,37.$$

4. Максимальне значення струму навантаження

$$I_H = P_{H \max} / U_H = 100 / 200 = 0,5 \text{ A}.$$

5. Середнє значення струму навантаження, при якому настає граничний режим роботи перетворювача

$$I'_H = P_{H \min} / U_H = 50 / 200 = 0,25 \text{ A}.$$

6. Визначаємо мінімальне значення індуктивності L_2 з умови (1.173)

$$\begin{aligned} L_{2 \min} &> \frac{K_T U_{d \max} \gamma_{\min} (1 - \gamma_{\min}) T}{2 I'_H} = \\ &= \frac{1 \cdot 340 \cdot 0,37 (1 - 0,37) \cdot 40 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 0,25} = 6340,3 \cdot 10^{-6} \text{ Гн} \approx 6,3 \text{ мГн} \end{aligned}$$

(безперервність магнітного потоку в осерді трансформатора).

7. Визначаємо величину індуктивності L_1 зі співвідношення $L_1 =$

$$= L_2 / K_T^2 = 6,3 / 1^2 = 6,3 \text{ мГн}.$$

8. Визначаємо ємність конденсатора фільтра C з (1.95)

$$C \geq \frac{\gamma_{\max} T I_{\text{н}}}{2 U_{m\sim}} = \frac{0,45 \cdot 40 \cdot 10^{-6} \cdot 0,5}{2 \cdot 0,001 \cdot 200} = 22,5 \cdot 10^{-6} \text{ Ф} = 22,5 \text{ мкФ},$$

де $U_{m\sim} = K_{\text{п}} U_{\text{н}}$.

З урахуванням зменшення ємності при температурі ($\Delta C_{\text{т}} = 20\%$) і частоті ($\Delta C_{\text{ф}} = 20\%$)

$$C \geq 22,5 / (0,8 \cdot 0,8) = 35,15 \text{ мкФ}.$$

9. Діюче та максимальне значення струму конденсатора фільтра

$$I_{C_{\text{д}}} \approx I_{\text{н}} = 0,9 \text{ А}; I_{C_{\text{м}}} = \sqrt{2} I_{C_{\text{д}}} = \sqrt{2} \cdot 0,9 = 1,27 \text{ А}.$$

Ураховуючи рекомендації п.9 прикладу 1.7, визначаємо максимальний струм конденсатора

$$I'_{C_{\text{м}}} = k_1 k_2 I_{C_{\text{м}}} = 1,9 \cdot 1,4 \cdot 1,27 = 3,38 \text{ А}.$$

З довідника вибираємо електролітичний алюмінієвий конденсатор типу В43566 - А4687 - Q компанії EPCOS AG ємністю 680 мкФ і робочою напругою 350 В, максимальний струм пульсації 5 А. При цьому коефіцієнт запасу за напругою $K_{3u} = 200 / 350 = 0,57$.

10. Максимальний струм вторинної обмотки трансформатора

$$I_{2\text{max}} = (I_{\text{н}} + I'_{\text{н}}) / (1 - \gamma_{\max}) = (0,5 + 0,25) / (1 - 0,45) = 1,36 \text{ А}.$$

11. Амплітуда пульсації струму вторинної обмотки

$$\Delta I_2 = I_{2\text{max}} - I_{2\text{min}} = 2 I'_{\text{н}} / (1 - \gamma_{\max}) = 2 \cdot 0,25 / (1 - 0,45) = 0,9 \text{ А}.$$

12. Середнє значення вхідного струму перетворювача

$$I_d = \frac{K_{\text{т}} I_{\text{н}} \gamma_{\max}}{1 - \gamma_{\max}} = \frac{1 \cdot 0,5 \cdot 0,45}{1 - 0,45} = 0,4 \text{ А}.$$

13. Максимальний колекторний струм транзистора

$$I_{K\text{max}} = I_{1\text{max}} = K_{\text{т}} (I_{\text{н}} + I'_{\text{н}}) / (1 - \gamma_{\max}) = 1 \cdot (0,5 + 0,25) / (1 - 0,45) = 1,36 \text{ А}.$$

14. Максимальна напруга на закритому транзисторі

$$U_{K_{\text{Е max}}} = U_{d\text{max}} + U_{\text{н}} / K_{\text{т}} = 340 + 200 / 1 = 540 \text{ В}.$$

15. Потужність, що розсіюється на транзисторі, визначається як і в прикладі 1.6.

$$\begin{aligned} P_{I\text{T}} &= 0,5 \left(I_{K_{\text{Б0}}} U_{K_{\text{Е max}}} + I_{K\text{max}} U_{K_{\text{Е нас}}} \right) + \frac{I_{K\text{max}} U_{K_{\text{Е max}}}}{6T} (t_{\text{н}} + t_{\text{сп}}) = \\ &= 0,5 \left(5 \cdot 10^{-3} \cdot 540 + 1,36 \cdot 0,6 \right) + \frac{540 \cdot 1,36}{6 \cdot 40 \cdot 10^{-6}} \left(2 \cdot 10^{-6} \right) \approx 7,9 \text{ Вт}. \end{aligned}$$

Розрахунок проведено для вибраного транзистора 2Т506А, який має $I_{K \max \text{ доп}} = 5 \text{ А}$; $U_{KE \max \text{ доп}} = 800 \text{ В}$; $U_{KE \text{ нас}} = 0,6 \text{ В}$; $P_{K \max \text{ доп}} = 15 \text{ Вт}$.

16. Вибираємо діод $VD1$ за середнім, максимальним струмами та максимальною зворотною напругою:

$$I_{VD1} = I_H = 0,5 \text{ А};$$

$$I_{VD1 \max} = I_{2 \max} = I_{K \max} / K_T = 1,36 / 1 = 1,36 \text{ А};$$

$$U_{VD1 \max} = K_T U_{d \max} + U_H = 1 \cdot 340 + 200 = 540 \text{ В}.$$

Вибираємо діод 2Д254Б, який має $I_{a \text{ доп}} = 1 \text{ А}$; $U_{зв \text{ доп}} = 800 \text{ В}$; $F_{\text{роб}} = 150 \text{ кГц}$. Тоді $K_{zi} = 0,5 / 1 = 0,5$; $K_{zu} = 540 / 800 = 0,675$.

17. Вибираємо діод рекуперації $VD2$ за струмом і максимальною зворотною напругою

$$\begin{aligned} I_{VD2} &= \frac{U_{d \max} \gamma_{\min} T}{L_p} \left(\frac{w_p}{w_l} + 1 \right) = \\ &= \frac{2 U_{d \max} \gamma_{\min} T}{L_1} = \frac{2 \cdot 340 \cdot 0,37 \cdot 40 \cdot 10^{-6}}{6,3 \cdot 10^{-3}} = 1,6 \text{ А} \end{aligned}$$

при $w_l = w_p$ і $L_1 = L_p$;

$$U_{зв VD2} = \left(\frac{w_p}{w_l} + 1 \right) U_{d \max} = 2 \cdot 340 = 680 \text{ В}.$$

Вибираємо діод 2Д230В з $U_{зв m \text{ доп}} = 800 \text{ В}$; $I_{a \text{ доп}} = 3 \text{ А}$; робоча частота $F_p = 50 \text{ кГц}$, тобто $K_{zu} = 680 / 800 = 0,85$; $K_{zi} = 1,6 / 3 = 0,53$.

Приклад 1.8. Розрахувати двотактний ІППН з середньою точкою (рис. 1.47,а) за наступними даними: вхідна напруга $U_d = 240 \dots 340 \text{ В}$; вихідна напруга $U_H = 220 \text{ В}$; вихідна потужність $P_{H \max} = 1000 \text{ Вт}$; $P_{H \min} = 50 \text{ Вт}$; робоча частота $f = 20 \text{ кГц}$; коефіцієнт пульсацій на навантаженні $K_H = 0,1\%$; температура навколишнього середовища $T_{nc} = (-40^\circ\text{C}, +70^\circ\text{C})$

Розв'язання. 1. З метою запобігання короткого замикання первинних обмоток трансформатора через транзистори, коефіцієнт заповнення $\gamma_{\max}$ повинен бути меншим за 0,5. Приймаємо $\gamma_{\max} = 0,45$.

2. Вихідна напруга при $U_{d \min} = 240 \text{ В}$ і $\gamma_{\max} = 0,45$

$$U_H = 2 K_T \gamma_{\max} U_{d \min} = 2 K_T \cdot 240 \cdot 0,45 \approx K_T \cdot 220.$$

Звідки коефіцієнт трансформації $K_T = U_H / 220 = 1$ і $w_{11} = w_{12} = w_{21} = w_{22}$.

3. Визначаємо значення мінімального коефіцієнта заповнення

$$\gamma_{\min} = U_H / (2K_T U_{d \max}) = 220 / (2 \cdot 1 \cdot 340) = 0,32.$$

4. Максимальне значення струму навантаження

$$I_H = P_{H \max} / U_H = 1000 / 220 = 4,5 \text{ А}.$$

5. Середнє значення струму навантаження, при якому настає граничний режим роботи перетворювача

$$I'_H = P_{H \min} / U_H = 50 / 220 = 0,28 \text{ А}.$$

6. Мінімальне значення індуктивності фільтра, при якому перетворювач працює з безперервним струмом дроселя L ,

$$\begin{aligned} L_{\min} &> K_T \gamma_{\min} (1 - 2\gamma_{\min}) U_{d \max} / (2fI'_H) = \\ &= 1 \cdot 0,32(1 - 2 \cdot 0,32)340 / (2 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 0,28) = 3,5 \text{ мГн}. \end{aligned}$$

Приймаємо $L = 4 \text{ мГн}$.

7. Визначаємо індуктивність вторинної і первинної обмотки трансформатора

$$L_2 = (4 \dots 8)L = 5L = 5 \cdot 4 = 20 \text{ мГн};$$

$$L_1 = L_2 / K_T^2 = 20 / 1^2 = 20 \text{ мГн}.$$

8. Визначаємо ємність конденсатора фільтра

$$\begin{aligned} C &\geq U_H (1 - 2\gamma_{\min}) / (32\Delta U_H f^2 L) = \\ &= 220(1 - 2 \cdot 0,32) / (32 \cdot 0,22 \cdot 20^2 \cdot 10^6 \cdot 4 \cdot 10^{-3}) = 7 \cdot 10^{-6} \text{ Ф} = 7 \text{ мкФ}, \end{aligned}$$

де $\Delta U_H = 2U_{m\sim} = K_H U_H = 0,001 \cdot 220 = 0,22 \text{ В}$.

З урахуванням зменшення ємності при температурі ($\Delta C_T = 20\%$) і частоті ($\Delta C_f = 20\%$)

$$C \geq 7 / (0,8 \cdot 0,8) = 11 \text{ мкФ}.$$

9. Діюче та максимальне значення струму конденсатора фільтра

$$I_{Cд} \approx 0,6I'_H = 0,6 \cdot 0,28 = 0,17 \text{ А}; I_{Cm} = \sqrt{2}I_{Cд} = \sqrt{2} \cdot 0,17 = 0,24 \text{ А}.$$

Ураховуючи рекомендації п.9 прикладу 1.7, визначаємо максимальний струм конденсатора

$$I'_{Cm} = k_1 \cdot k_2 \cdot I_{Cm} = 1,9 \cdot 1,4 \cdot 0,24 = 0,64 \text{ А}.$$

З довідника вибираємо електролітичний алюмінієвий конденсатор серії ЕНР корпорації НІТАНО ємністю 220 мкФ, робочою напругою 250 В і максимальним струмом 1 А. При цьому коефіцієнт запасу за напругою $K_{zu} = 200/250 = 0,88$.

10. Середнє значення вхідного струму перетворювача

$$I_d = 2K_T \gamma_{\max} I_H = 2 \cdot 1 \cdot 0,45 \cdot 4,5 = 4 \text{ А}.$$

11. Максимальний колекторний струм транзисторів

$$I_{K \max} = \frac{K_T I_H}{2} \left[1 + \frac{r_H}{2fL} (1 - 2\gamma_{\min}) \right] =$$

$$= \frac{1 \cdot 4,5}{2} \left[1 + \frac{48,9}{2 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 4 \cdot 10^{-3}} (1 - 2 \cdot 0,32) \right] = 2,5 \text{ А},$$

де $r_H = U_H / I_H = 220/4,5 = 48,9 \text{ Ом}$.

12. Максимальна напруга на закритому транзисторі

$$U_{KE \max} = 2U_{d \max} = 2 \cdot 340 = 680 \text{ В}.$$

13. Потужність, що розсіюється на транзисторі, визначається як і в прикладі 1.6.,

$$P_{VT} = 0,5(I_{KB0} U_{KE \max} + I_{K \max} U_{KE \text{ нас}}) + \frac{I_{K \max} U_{KE \max}}{6T} (t_H + t_{\text{сп}}) =$$

$$= 0,5(5 \cdot 10^{-3} \cdot 680 + 2,5 \cdot 0,6) + \frac{680 \cdot 2,5}{6 \cdot 50 \cdot 10^{-6}} (2 \cdot 10^{-6}) \approx 13,78 \text{ Вт}.$$

Розрахунок проведено для вибраного транзистора 2Т506А, який має $I_{K \max \text{ доп}} = 5 \text{ А}$; $U_{KE \max \text{ доп}} = 800 \text{ В}$; $U_{KE \text{ нас}} = 0,6 \text{ В}$; $P_{K \max \text{ доп}} = 15 \text{ Вт}$.

14. Вибираємо діоди VD1, VD2, VD3 за середнім струмом та максимальною зворотною напругою:

$$I_a = I_H / 2 = 4,5 / 2 = 2,25 \text{ А}.$$

$$U_{зв \max} = 2E_{2m} = 2 \cdot 340 = 680 \text{ В}.$$

Вибираємо діод 2Д230 Ж, який має $I_{a \text{ доп}} = 3 \text{ А}$; $U_{зв \text{ доп}} = 800 \text{ В}$; $F_p = 20 \text{ кГц}$. Тоді $K_{zi} = 2,25/3 = 0,75$; $K_{zu} = 680/800 = 0,85$.

Приклад 1.9. Розрахувати тиристорний переривник постійного струму (рис. 1.54,а) за наступними даними: діапазон зміни вхідної напруги $U_d = 170 \dots 250 \text{ В}$; діапазон зміни середнього значення струму навантаження $I_H = 20 \dots 60 \text{ А}$; робоча частота перемикання $f_H = 100 \text{ Гц}$; коефіцієнт запов-

нення при максимальному значенні напруги $\gamma = 0,5$; допустиме максимальне значення прямого струму через робочий тиристор $I_{VS1} = 100 \text{ А}$. Навантаження являє собою послідовно з'єднані дросель з індуктивністю $L_n \rightarrow \infty$ та активний опір.

Переривник може бути також використаний як контактор, який комутує активне навантаження P_n . Визначити допустиме значення P_n та максимальне значення струму тиристора $I_{VS1 \text{ max}}$ при комутації активного навантаження.

Р о з в' я з а н н я. 1. Ураховуючи максимальне значення прямого струму $I_{VS1 \text{ max}} = 100 \text{ А}$, частоту комутації $f_n = 100 \text{ Гц}$, а також з урахуванням напруги $U_{d \text{ макс}} = 250 \text{ В}$, вибираємо попередньо як робочий тиристор $VS1$ тиристор типу Т161-125 3 класу з часом відновлення вентиляльних властивостей $t_{\text{від}} = 250 \text{ мкс}$, який з охолоджувачем типу 0171-80 допускає струм 105 А .

2. Для забезпечення часу відновлення вентиляльних властивостей тиристора $VS1$ ємність конденсатора повинна задовольняти співвідношенню

$$C \geq \frac{K_3 I_{n \text{ max}} t_{\text{від}}}{U_{d \text{ min}}} = \frac{2 \cdot 60 \cdot 250 \cdot 10^{-6}}{170} = 176,4 \cdot 10^{-6} \text{ Ф},$$

де $I_{n \text{ макс}} = 60 \text{ А}$ — максимальне значення струму навантаження; $t_{\text{відн}} = 250 \text{ мкс}$ — час відновлення вентиляльних властивостей тиристора; $U_{d \text{ min}} = 170 \text{ В}$ — мінімальна вхідна напруга; $K_3 = 2$ — коефіцієнт запасу. З довідника вибираємо конденсатори типу К75-3 з $U_{\text{роб}} = 300 \text{ В}$ та ємністю 10 мкФ у кількості 18 штук.

3. Індуктивність L повинна визначатися з одного боку максимальним значенням струму I_{VS1} , а з іншого боку — максимальною частотою перемикавання переривника. При цьому треба враховувати, що для цілей мінімізації масо-габаритних показників контуру комутації LC треба прагнути виконати його більш високочастотним. Таким чином, визначення величини L є оптимізаційною задачею. У той же час необхідною і достатньою умовою принципової працездатності переривника є забезпечення перезарядження конденсатора C до моменту вимикання переривника t_2 (рис. 1.54,б).

Ця умова може бути записана співвідношенням

$$T_0/2 < T_n \gamma,$$

де γ — коефіцієнт заповнення.

Наведена вище нерівність виконується, якщо

$$L \geq \frac{\gamma_{\max}^2}{\pi^2 C f_{\Pi \max}^2},$$

де $f_{\Pi \max}$ та $\gamma_{\max}$ — максимальні значення частоти та коефіцієнта заповнення переривника.

4. При низькій частоті перемикання $f_{\Pi} < 400$ Гц величина L може бути розрахована за співвідношенням

$$L = C \frac{U_{d \max}^2}{(I_{VS1 \max} - I_{H \max})^2} = 180 \cdot 10^{-6} \frac{250^2}{(100 - 60)^2} = 7 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}.$$

5. Власна частота коливного кола LC ω_0 буде мати значення

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{7 \cdot 10^{-3} \cdot 1,8 \cdot 10^{-4}}} = 0,9 \cdot 10^4 \text{ рад/с}.$$

6. Діюче значення струму комутуючого дроселя

$$\begin{aligned} I_L &= \sqrt{\frac{1}{T_{\Pi}} \int_0^{T_0/2} \left(\frac{U_{d \max}}{\omega_0 L} \sin \omega_0 t \right)^2 dt} = \frac{U_{d \max}}{2\omega_0 L} \sqrt{\frac{T_0}{2T_{\Pi}}} = \\ &= \frac{250}{2 \cdot 0,9 \cdot 10^4 \cdot 7 \cdot 10^{-3}} \sqrt{\frac{2\pi}{0,01 \cdot 2 \cdot 0,9 \cdot 10^4}} = 0,37 \text{ А}. \end{aligned}$$

7. Максимальна напруга на дроселі L $U_{L \max} = 250$ В.

8. Середнє значення стуму діода $VD1$

$$I_{VD1 \text{ cp}} = 2 \frac{I_{VS1 \max} - I_{H \max}}{\omega_0 T_{\Pi}} = 2 \frac{100 - 60}{0,9 \cdot 10^4 \cdot 0,01} = 0,89 \text{ А}.$$

Ураховуючи максимальне значення струму $I_{VD1 \max} = I_{VS1 \max} = 100$ А та напруги $U_{VD \max} = 250$ В, вибираємо діод типу Д161-200-3, який з охолоджувачем типу 0171-8 допускає при природному охолодженні струм 100А.

9. Приймаючи середнє значення спаду напруги на діоді $\Delta U_{VD1} = 1,35$ В, визначимо середню потужність активних втрат у ньому за період

$$P_{VD1} = I_{VD1 \text{ cp}} \Delta U_{VD1} = 0,89 \cdot 1,35 = 1,2 \text{ Вт}.$$

10. Величиною динамічних втрат у нашому прикладі можна знехтувати, тому що вони відносно малі.

11. Середнє значення струму тиристора $VS1$

$$I_{VS1 \text{ cp}} = \gamma I_{H \max} + I_{VD1 \text{ cp}} = 0,5 \cdot 60 + 0,89 = 30,89 \text{ А},$$

де $\gamma = 0,5$ — коефіцієнт заповнення .

12. Для вибраного типу тиристора $VS1$ середній спад напруги на відкритому тиристорі ΔU_{VS1} можна прийняти рівним 1,75 В. Тоді середня потужність активних втрат, (нехтуючи втратами при перемиканні),

$$P_{VS1} = I_{VS1 \text{ ср}} \Delta U_{VS1} = 30,89 \cdot 1,75 = 54,06 \text{ Вт} .$$

Знайдене значення потужності відповідає допустимому навантаженню тиристора Т161-125 з охолоджувачем типу 0171-80; отже, тип тиристора вибрано вірно.

13. Струм через комутуючий тиристор $VS2$ тече в інтервалі $t_2 \dots t_4$, який у два рази більший, ніж час відновлення вентиляльних властивостей $t_{\text{від}}$.

Ураховуючи коефіцієнт запасу K_3 , середнє значення струму тиристора $VS2$

$$I_{VS2 \text{ ср}} = I_{\text{н max}} \frac{2K_3 t_{\text{відн}}}{T_{\text{п}}} = \frac{60 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 2,5 \cdot 10^{-4}}{0,01} = 6 \text{ А} .$$

14. Середнє значення струму через зворотний діод VD

$$I_{VD \text{ ср}} \approx I_{\text{н max}} (1 - \gamma) = 60(1 - 0,5) = 30 \text{ А} .$$

15. Ураховуючи коефіцієнт запасу $K_3 = (1,2 \dots 1,4)$ та максимальну напругу $U_{VS2 \text{ max}} = 250 \text{ В}$ та $U_{VD \text{ max}} = 2 \cdot 250 = 500 \text{ В}$, вибираємо тиристор типу Т112-16 4 класу з охолоджувачем типу 0111-60 та діод типу Д132-63 7 класу з охолоджувачем типу 0231-80.

16. Активні потужності втрат визначаємо, нехтуючи втратами при комутації та враховуючи спад напруги на вентилях:

$$\Delta P_{VS2} = I_{VS2 \text{ ср}} \cdot \Delta U_{VS2} = 6 \cdot 1,75 = 10,5 \text{ Вт} ;$$

$$\Delta P_{VD} = I_{VD \text{ ср}} \cdot \Delta U_{VD0} = 30 \cdot 1,35 = 40,5 \text{ Вт} .$$

17. Недоліком схеми є залежність часу перезаряду конденсатора C від струму навантаження $I_{\text{н}}$, що обмежує частоту $f_{\text{п}}$ перемикання переривника в режимі мінімального навантаження $I_{\text{н min}}$. При цьому час відмикання зростає до величини

$$t_{\text{відн}}^{\text{max}} = 2 \frac{CU_{d \text{ max}}}{I_{\text{н min}}} = 2 \frac{180 \cdot 10^{-6} \cdot 250}{20} = 4,50 \cdot 10^{-3} \text{ с} .$$

18. Максимальне значення частоти перемикання

$$f_{\text{п max}} = \frac{1}{t_{\text{вм}}^{\text{min}} + t_{\text{відм}}} = \frac{1}{4,5 \cdot 10^{-3} + 3,52 \cdot 10^{-3}} = 0,125 \cdot 10^{-3} \text{ Гц},$$

$$\text{де } t_{\text{вм}}^{\text{min}} = \pi \sqrt{LC} = \pi \sqrt{7 \cdot 10^{-3} \cdot 1,8 \cdot 10^{-4}} = 3,52 \cdot 10^{-3} \text{ с}.$$

19. При комутації активного навантаження для забезпечення часу відновлення вентильних властивостей тиристора V_{S1} ємність конденсатора C повинна вибиратись зі співвідношення

$$C \geq \frac{K_3 t_{\text{відн}}}{r_{\text{н}} \ln 2}$$

або

$$r_{\text{н}} \geq \frac{K_3 t_{\text{відн}}}{C \ln 2} = \frac{2 \cdot 2,5 \cdot 10^{-4}}{1,8 \cdot 10^{-4} \cdot \ln 2} = 4 \text{ Ом}.$$

20. При цьому максимальне значення струму в тиристорі буде дорівнювати

$$I'_{V_{S1} \text{ max}} = \frac{U_{d \text{ max}}}{r_{\text{н}}} + U_{d \text{ max}} \sqrt{\frac{C}{L}} = \frac{250}{4} + 250 \sqrt{\frac{1,8 \cdot 10^{-4}}{7 \cdot 10^{-3}}} = 102,5 \text{ А}.$$

Визначене значення струму $I'_{V_{S1} \text{ max}}$ при рідких комутаціях допускається для тиристора типу T161-125.

Отже, переривник може бути використаний як контактор навантаження з $r_{\text{н}} \geq 4 \text{ Ом}$ без зміни параметрів схеми.

Приклад 1.10. Розрахувати тиристорний перетворювач постійної напруги з дозувальною передачею енергії в навантаження (рис. 1.57,а) за наступними даними: номінальне середнє значення напруги на виході $U_{\text{н}} = 200 \text{ В}$; номінальна потужність $P_{\text{н}} = 4 \text{ кВт}$; допустиме короткочасне ($< 1 \text{ с}$) перевантаження без зниження вихідної напруги $P_{\text{н max}} = 8 \text{ кВт}$; діапазон зміни вхідної напруги $U_d = 150 \dots 250 \text{ В}$; коефіцієнт пульсацій $K_{\text{п}} = 3\%$. Первинне джерело живлення — акумуляторна батарея, яка не критична до пульсації струму навантаження. Перетворювач не повинен втрачати працездатність при короткочасних коротких замиканнях у колі навантаження.

Розв'язання. 1. Згідно з початковими даним вибираємо схему тиристорного перетворювача з дозованою передачею енергії в навантаження та регулюванням способом ЧІМ.

2. Орієнтуючись на використання сучасної елементної бази, зокрема тиристорів серії ТЧ, які мають $t_{\text{відн}} \leq 20 \text{ мкс}$, вибираємо $f_{\text{к max}} = 2,5 \text{ кГц}$.

Нехтуючи пульсацією вихідної напруги завдяки її відносній малості та вважаючи, що втрати у схемі дорівнюють нулю, напругу на навантаженні $U_{\text{н}}$ можна визначити з енергетичного балансу активних складових вхідної та вихідної потужностей

$$P_d = U_d I_{\text{лр}} = P_{\text{н}} = U_{\text{н}}^2 / r_{\text{н}},$$

де $I_{\text{лр}} = \frac{2}{T_{\text{к}}} \int_0^{t_2} i_1(t) dt = 4 f_{\text{к}} C_{\text{к}} (U_d + U_{\text{н}})$ — середнє значення вхідного струму;

$$U_{\text{н}} = 2 r_{\text{н}} C_{\text{к}} f_{\text{к}} U_d \left(1 + \sqrt{1 + \frac{1}{r_{\text{н}} C_{\text{к}} f_{\text{к}}}} \right).$$

З останнього виразу можна зробити висновок, що середнє значення вихідної напруги при заданих параметрах схеми та навантаженні прямо пропорційне частоті перемикаання тиристорів $f_{\text{к}}$. Тому для його регулювання звичайно використовують спосіб частотно-імпульсної модуляції (ЧІМ) або близький до нього в даному випадку релейний режим регулювання, який забезпечує відкриття тиристорів за відхиленням вихідної напруги.

При збільшенні навантаження частота $f_{\text{к}}$ зростає. Значення ємності конденсатора $C_{\text{к}}$, який забезпечує комутацію тиристорів при максимальній потужності навантаження $P_{\text{н max}}$, також визначається з балансу активних потужностей у схемі і дорівнює

$$C_{\text{к}} = \frac{P_{\text{н max}}}{4(U_{d \text{ min}} + U_{\text{н}})U_{d \text{ min}} f_{\text{к max}}},$$

де $f_{\text{к max}}$ — найбільше допустиме верхнє значення робочої частоти $f_{\text{к}}$.

Найбільше допустиме значення частоти $f_{\text{к max}}$ визначається з урахуванням частотних властивостей тиристорів і діода VD з умов забезпечення часу відновлення вентиляних властивостей $t_{\text{відн}}$ тиристорів і режиму роботи з переривчастим струмом i_L . Через те, що на вибір $f_{\text{к max}}$ впливає також і на ряд інших факторів, пов'язаних з роботою інших силових елементів схеми, задача визначення $C_{\text{к}}$ є типовою оптимізаційною і тут не розглядається.

$$C_{\text{к}} = \frac{8000}{4(150 + 200)150 \cdot 2500} = 15,2 \cdot 10^{-6} \text{ Ф}.$$

3. З урахуванням напруги $U_{C \max} = U_{d \max} + U_H = 250 + 200 = 450 \text{ В}$ вибираємо конденсатор типу К72-11-500В 1мкФ в кількості 16 шт.

4. Власна частота коливань контуру LC_K безпосередньо визначає тривалість інтервалу $t_0 \dots t_1$ (рис. 1.57,б), тобто мінімальний час відновлення вентильних властивостей з урахуванням коефіцієнту запасу $K_3 = 2 \dots 3$ може бути визначений з виразу

$$\frac{\pi}{2} \sqrt{LC_K} \geq (2 \dots 3) t_{\text{відн}},$$

де $t_{\text{відн}}$ — час відновлення вентильних властивостей тиристорів $VS1 \dots VS4$.

Приймаючи коефіцієнт запасу $K_3 = 3$, а також ураховуючи, що $t_{\text{відн}} = 20 \text{ мкс}$, визначаємо значення індуктивності дроселя

$$L \geq \frac{36 t_{\text{відн}}^2}{\pi^2 C_K} = \frac{36 (20 \cdot 10^{-6})^2}{\pi^2 \cdot 16 \cdot 10^{-6}} = 91,3 \cdot 10^{-6} \text{ Гн}.$$

5. Робота перетворювача в режимі переривчастого струму i_L забезпечується, якщо виконується умова

$$\begin{aligned} \frac{1}{f_{K \max}} &\geq 2 \left[\frac{\pi}{2} \sqrt{LC_K} + \frac{L(2U_{d \max} + U_H)}{U_H \sqrt{L/C_K}} \right] = \\ &= 2 \left[\frac{\pi}{2} \sqrt{91,3 \cdot 10^{-6} \cdot 16 \cdot 10^{-6}} + \frac{91,3 \cdot 10^{-6} (2 \cdot 250 + 200)}{200 \sqrt{91,3 \cdot 10^{-6} / (16 \cdot 10^{-6})}} \right] = 0,267 \cdot 10^{-3} \text{ с}. \end{aligned}$$

Ураховуючи, що $1/f_{K \max} = 0,4 \cdot 10^{-3} \text{ с}$, умова забезпечення переривчастості струму виконана. Якщо ця умова не виконується, то необхідно зменшити значення $f_{K \max}$ та провести перерахунок значень C_K і L .

6. При номінальному навантаженні r_H робоча частота, згідно виразу для C_K , буде у два рази менша, тобто $f_{KH} = 1,25 \text{ кГц}$.

7. Максимальні значення вхідного струму $I_{1 \max}$, струму дроселя $I_{L \max}$ та тиристорів $I_{VS \max}$ однакові між собою і визначаються зі співвідношення

$$I_{1 \max} = \frac{2U_{d \max} + U_H}{\sqrt{L/C_K}} = \frac{2 \cdot 250 + 200}{\sqrt{91,3 \cdot 10^{-6} / (16 \cdot 10^{-6})}} = 293 \text{ А}.$$

8. Діюче та середнє значення струму дроселя можуть бути з достатньою для практичних цілей точністю визначені з наступних приблизних співвідношень:

$$I_L = I_{L \max} \sqrt{\frac{2}{3} \cdot \frac{I_{L \max} L f_{\text{кн}}}{U_{\text{н}}}} = 293 \sqrt{\frac{2}{3} \cdot \frac{293 \cdot 91,3 \cdot 10^{-6} \cdot 1250}{200}} = 97,8 \text{ А};$$

$$I_{L \text{ ср}} \approx \frac{I_{L \max}^2 L f_{\text{кн}}}{U_{\text{н}}} = \frac{293^2 \cdot 91,3 \cdot 10^{-6} \cdot 1250}{200} = 49 \text{ А}.$$

9. Максимальне значення напруги на дроселі L дорівнює

$$U_{L \max} = 2U_{d \max} + U_{\text{н}} = 2 \cdot 250 + 200 = 700 \text{ В}.$$

10. Максимальне та середнє значення струму тиристорів $VS1 \dots VS4$ та діода VD (при номінальному навантаженні) відповідно дорівнюють

$$I_{VS \max} = I_{1 \max} = 293 \text{ А};$$

$$I_{VS \text{ ср}} = 2(U_{d \max} + U_{\text{н}}) C_{\text{к}} f_{\text{кн}} = 2(250 + 200) 16 \cdot 10^{-6} \cdot 1250 = 18 \text{ А};$$

$$I_{VD \max} = \frac{\sqrt{(2U_{d \max} + U_{\text{н}})^2 - U_{\text{н}}^2}}{\sqrt{L/C_{\text{к}}}} = \frac{\sqrt{(2 \cdot 250 + 200)^2 - 200^2}}{\sqrt{91,3 \cdot 10^{-6} / (16 \cdot 10^{-6})}} = 280,8 \text{ А};$$

$$I_{VD \text{ ср}} = \frac{P_{\text{н}}}{U_{\text{н}}} = \frac{4 \cdot 10^3}{200} = 20 \text{ А}.$$

11. Максимальне значення напруги на тиристорах

$$U_{VS1 \max} = U_{d \max} + U_{\text{н}} = 250 + 200 = 450 \text{ В},$$

а на діоді VD

$$U_{VD \max} = 2(U_{d \max} + U_{\text{н}}) = 2(250 + 200) = 900 \text{ В}.$$

12. Імпульсна робоча напруга тиристора в закритому стані $U_{\text{р.пр}}$ та імпульсна робоча зворотна напруга $U_{\text{р.зв}}$ повинні бути більше за $U_{VS \max}$ та $U_{VD \max}$ (умова 1). Значення $U_{\text{р.пр}}$ та $U_{\text{р.зв}}$ зв'язані з повторною імпульсною напругою в закритому стані $U_{\text{п.пр}}$ та з повторною імпульсною зворотною напругою $U_{\text{п.зв}}$ співвідношеннями

$$U_{\text{р.пр}} = 0,8U_{\text{п.пр}}; U_{\text{р.зв}} = 0,8U_{\text{п.зв}}.$$

При згоранні запобіжників, що захищають тиристори, на останніх виникають перенапруги. При цьому максимальна напруга на тиристорі $U_{VS \text{ пер}}$ до-

рівнює $(1,5\dots2)U_{VS\max}$.

Неповторна імпульсна напруга в закритому стані $U_{н.пр}$ та неповторна імпульсна зворотна напруга $U_{н.зв}$ повинні з коефіцієнтом запасу $K_3 = 1,2\dots1,4$ перевищувати напругу $U_{VS\text{пер}}$ (умова 2)

$$U_{н.пр} = U_{н.зв} = (1,5\dots2)K_3U_{VS\max}.$$

Значення неповторних імпульсних напруг $U_{н.пр}$ та $U_{н.зв}$ пов'язані зі значеннями повторних імпульсних напруг $U_{п.пр}$ та $U_{п.зв}$ коефіцієнтами, що обумовлені підприємствами, які виготовляють напівпровідникові прилади,

$$U_{н.пр} = K_{нел}U_{п.пр}; U_{н.зв} = K_{нел}U_{п.зв}.$$

При розрахунках можна прийняти $K_{нел} = 1,12$ для не лавинних приладів та $K_{нел} = 1,2$ для лавинних приладів.

У нашому прикладі імпульсна робоча напруга тиристорів в закритому стані та імпульсна зворотна напруга повинні бути більше, ніж $U_{VS\max}$,

$$U_{р.пр} = U_{р.зв} \geq 450 \text{ В}.$$

Тоді повторна імпульсна напруга в закритому стані та повторна імпульсна зворотна напруга будуть

$$U_{п.пр} = U_{п.зв} = U_{р.пр}/0,8 = 450/0,8 = 562,5 \text{ В};$$

$$U_{п.зв} = U_{р.зв}/0,8 = 900/0,8 = 1125 \text{ В}.$$

Таким чином, згідно умови 1 можна вибрати тиристор шостого класу, а діод 12 класу.

Неповторна імпульсна напруга в закритому стані та неповторна імпульсна зворотна напруга згідно умови 2

$$U_{н.пр} = U_{н.зв} = (1,5\dots2)K_3U_{VS\max} = 2 \cdot 1,3 \cdot 450 = 1170 \text{ В}.$$

Тобто, повторна імпульсна напруга для не лавинних приладів

$$U_{п.пр} = U_{п.зв} = 1170/1,12 = 1044,6 \text{ В}.$$

Ураховуючи умови 1 та 2, вибираємо тиристори одинадцятого класу та діоди дванадцятого класу.

13. Максимально допустимий середній струм при обумовлених вимогах роботи $I_{VD\text{ср}}$ пов'язаний з найбільшим струмом $I_{а.гр}$ співвідношенням

$$I_{VS\text{ср}} = K_\lambda K_f K_T K_V I_{а.гр},$$

де K_λ — коефіцієнт, який урахує відміну кута провідності від 180 ел. град. та відміну форми струму від синусоїдної; у разі прямокутної та трапецеїдальної форми струму з кутом провідності, меншим, ніж 120 ел. град. можна прийняти $K_\lambda = 0,7 \dots 0,9$; K_f — коефіцієнт, який урахує вплив частоти; у разі частоти 50 Гц $K_f = 1$; у разі $f > 2000$ Гц $K_f = 0,95 \dots 0,8$; K_T — коефіцієнт, який урахує температуру навколишнього середовища T_a ; у разі $T_a \leq 40^\circ\text{C}$ можна прийняти $K_T = 1$; K_v — коефіцієнт, який урахує швидкість охолоджуючого повітря; у разі номінальної швидкості $K_v = 1$; у разі природного охолодження без обдуву K_v знижується до $0,25 \dots 0,4$.

У нашому прикладі потрібний найбільший струм тиристорів та діода:

$$I_{a \text{ гр}} = \frac{I_{VS \text{ ср}}}{K_\lambda K_f K_T K_v} = \frac{18}{0,8 \cdot 0,9 \cdot 1 \cdot 0,25} = 100 \text{ А},$$

$$I_{a \text{ гр}} = \frac{I_{VD \text{ ср}}}{K_\lambda K_f K_T K_v} = \frac{20}{0,8 \cdot 0,9 \cdot 1 \cdot 0,3} = 92,6 \text{ А}.$$

З довідника вибираємо тиристиори ТЧ125-11 та діод ДЧ151-100-12.

14. Приймаючи середні значення спаду напруги на відкритому тиристорі $\Delta U_{VS} = 1,92 \text{ В}$ та на діоді $\Delta U_{VD} = 1,55 \text{ В}$, отримуємо такі величини квазістатичних втрат потужності:

– у тиристорах $P_{VS \text{ ст}} = I_{VS \text{ ср}} \Delta U_{VS} = 18 \cdot 1,92 = 34,6 \text{ Вт}$;

– у діодах $P_{VD \text{ ст}} = I_{VD \text{ ср}} \Delta U_{VD} = 20 \cdot 1,55 = 31 \text{ Вт}$.

15. Приймаючи частку динамічних втрат потужності $P_d = (10 \dots 15) \% P_{\text{ст}}$, отримуємо наступні значення сумарних активних втрат потужності:

– у тиристорах $P_{VS \text{ вт}} = 39,8 \text{ Вт}$;

– у діодах $P_{VD \text{ вт}} \approx 35,7 \text{ Вт}$.

16. Величина ємності конденсатора C вихідного фільтра визначається заданим значенням коефіцієнта пульсацій K_Π , максимальне значення якого має місце при холостому ході, а отже, може бути розрахована зі співвідношення

$$C = \frac{U_{d \text{ max}} (U_{d \text{ max}} + U_H) C_K}{K_\Pi U_H^2} = \frac{250(250 + 200) \cdot 16 \cdot 10^{-6}}{0,03 \cdot 200^2} = 1500 \text{ мкФ}.$$

З урахуванням того, що напруга на конденсаторі C $U_C = U_n = 200$ В, вибираємо електролітичний конденсатор типу К50-32 470 мкФ 250 В у кількості 4 штук.

17. Первинним джерелом живлення розглянутого перетворювача найчастіше використовується акумуляторна батарея (АБ). Тому необхідність у вхідному фільтрі, як правило, відпадає через невеликий внутрішній опір АБ. При необхідності вхідним фільтром може бути LC - фільтр, при розрахунку якого необхідно врахувати принцип дозованого споживання енергії від джерела живлення.

Треба відмітити, що позитивною властивістю схеми з дозованою передачею енергії в навантаження є стійкість до перевантажень та коротких замикань.

РЕГУЛЯТОРИ ЗМІННОЇ НАПРУГИ

2.1. ЗАГАЛЬНІ ВІДОМОСТІ

Регулятором змінної напруги зветься перетворювач змінної напруги в змінну напругу тієї ж частоти, але з регульованою величиною. Тобто він може виконувати функції регулятора змінного струму і комутуючого апарату, який виконує функції вмикання та вимикання електричного кола змінного струму. Регулятори змінної напруги можуть бути побудовані на неповністю керованих вентилях (тиристорах) і на повністю керованих вентилях (транзисторах, запірних тиристорах).

Імпульсні способи регулювання змінної напруги можна розділити на:

- 1) регулювання зміною кута відкриття або закриття вентилів з $k = \omega_m / \omega = 2$, де $\omega_m = k\omega$ — кутова частота модуляції (регулювання зсувом за основною гармонікою, рис. 2.1, а, б, е, ж);
- 2) регулювання без порушення симетрії кривої напруги з $k = 2$ (регулювання без зсуву за основною гармонікою, рис 2.1, в, з, з, і);
- 3) широтно-імпульсне регулювання (ШІР) з $k > 2$ (рис 2.1, д, і);
- 4) комбіноване регулювання.

Напругу на навантаженні (рис. 2.1, е, ... і) можна зобразити сумою напруг мережі та модульованого вольтододатку. Модульований вольтододаток являє собою напругу мережі, помножену на комутаційну функцію $\psi(t)$, — послідовність однополярних прямокутних імпульсів (на рис. 2.1, д пауза відповідає закритому стану вентиля, імпульс — відкритому)

$$u_n(t) = u_m(t) \pm u_{вдм}(t),$$

$$u_{вдм}(t) = \mu u_m(t) \psi(t),$$

де $u_n(t)$ — модульована напруга на навантаженні; $u_m(t)$ — напруга живильної мережі; $u_{вдм}(t)$ — напруга модульованого вольтододатку;

$\mu = (U_{\max} - U_{\min}) / U_{\max} = 0 \dots 1$ — коефіцієнт глибини модуляції; знак

«плюс» відповідає додаванню вольтододатку, а знак «мінус» — його відніманню.

Амплітуду та кут зсуву напруги q -ї гармоніки відносно напруги мережі $u_m(t)$ можна визначити з розкладу модульованої напруги $u_n(t)$ в ряд Фур'є

$$U_{(q)mm} = \mu U_{mm} \sqrt{\delta_{(q)z}^2 + \delta_{(q)p}^2} = \mu U_{mm} \delta_{(q)}, \quad (2.1)$$

$$\cos \varphi_{(q)m} = \delta_{(q)p} / \delta_{(q)}, \quad (2.2)$$

де — $\delta_{(q)z} = A_{(q)m} / U_{mm}$ степінь зсуву q -ї гармоніки;

$\delta_{(q)p} = B_{(q)m} / U_{mm}$ — степінь регулювання q -ї гармоніки;

$\delta_{(q)} = \sqrt{\delta_{(q)z}^2 + \delta_{(q)p}^2}$ — коефіцієнт регулювання q -ї гармоніки;

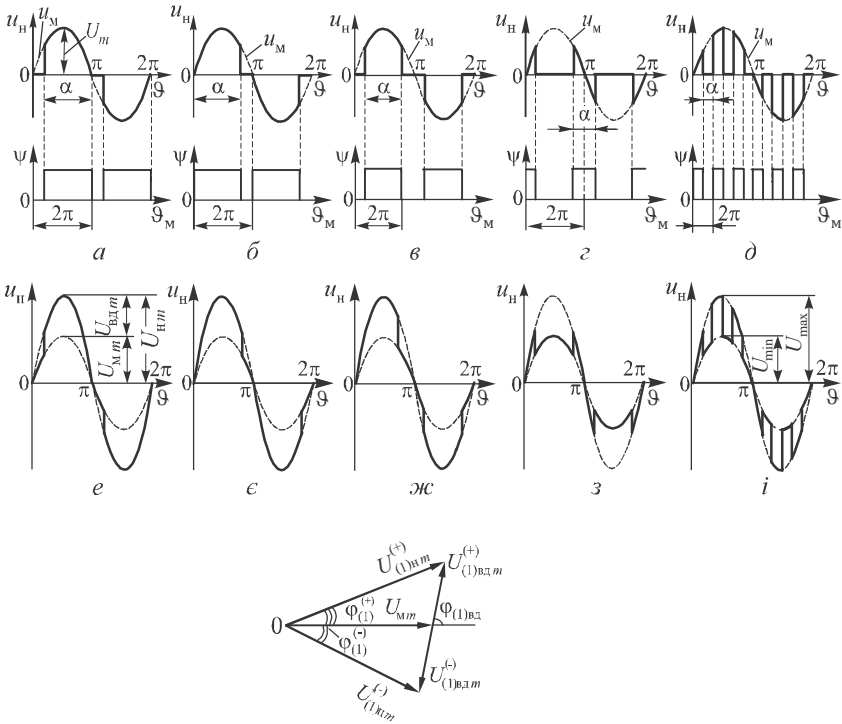


Рис. 2.1.

Таблиця 2.1

Значення коефіцієнтів δ_3 і δ_p для різних форм напруги на навантаженні

Спосіб регулювання	Крива рис. 2.1,а	Крива рис. 2.1,б	Крива рис. 2.1,в	Крива рис. 2.1,г	Крива рис. 2.1,д
$\delta_{(1)3}$	$\frac{\cos \alpha - 1}{2\pi}$	$\frac{1 - \cos \alpha}{2\pi}$	0	0	0
$\delta_{(1)p}$	$\frac{\alpha - \sin \alpha}{2\pi}$		$\frac{\alpha + \sin \frac{\alpha}{2}}{\pi}$	$\frac{\alpha - \sin \frac{\alpha}{2}}{\pi}$	$\frac{\alpha}{2\pi}$
$\delta_{(q)3}$	$\left[\frac{[1 - (-1)^q]}{2\pi} \times \frac{\alpha}{1 - \cos(q-1)\frac{\alpha}{2}} - \frac{\alpha}{1 - \cos(q+1)\frac{\alpha}{2}} \right] \times$	$\left[\frac{[1 - (-1)^q]}{2\pi} \times \frac{\alpha}{1 - \cos(q+1)\frac{\alpha}{2}} - \frac{\alpha}{1 - \cos(q-1)\frac{\alpha}{2}} \right] \times$	0	0	$\pm \frac{1 - \cos n\alpha}{2\pi n},$ $n = \frac{q \mp 1}{k} = 1, 2, 3, \dots$
$\delta_{(q)p}$	$\left[\frac{[(-1)^q + 1]}{2\pi} \times \frac{\alpha}{\sin(q+1)\frac{\alpha}{2}} - \frac{\alpha}{q+1} \right] \times \frac{\sin(q-1)\frac{\alpha}{2}}{q-1}$	$\left[\frac{[1 - (-1)^q]}{\pi} \times \frac{2\pi - \alpha}{4} - \frac{2\pi - \alpha}{\sin(q-1)\frac{\alpha}{2}} \right] \times \frac{\pi}{q-1}$	$\left[\frac{[1 - (-1)^q]}{\pi} \times \frac{2\pi - \alpha}{4} - \frac{2\pi - \alpha}{\sin(q-1)\frac{\alpha}{2}} \right] \times \frac{\pi}{q+1}$	$\left[\frac{[1 - (-1)^q]}{\pi} \times \frac{\alpha}{\sin(q+1)\frac{\alpha}{4}} - \frac{\alpha}{\sin(q+1)\frac{\alpha}{4}} \right] \times \frac{\alpha}{q-1}$	$\pm \frac{\sin n\alpha}{2\pi n},$ $n = \frac{q \mp 1}{k} = 1, 2, 3, \dots$

$A_{(q)m}, B_{(q)m}$ — амплітуда q -ї гармоніки відповідно при косинусних і синусних складових розкладу в ряд Фур'є.

У табл. 2.1 наведені залежності $\delta_3 = f_1(\alpha)$ та $\delta_p = f_2(\alpha)$ для різних способів регулювання.

Діюче значення модульованої напруги на навантаженні $U_{\text{нм}} = \mu U_{\text{м}} \sqrt{\delta_{(1)\text{p}}}$. При активному навантаженні коефіцієнти спотворення, потужності та гармонік визначаються відповідно виразами:

$$v_{\text{м}} = \frac{U_{(1)\text{н}}}{U_{\text{нм}}} = \frac{\mu U_{\text{мм}} \delta_{(1)}}{\sqrt{2}} : \frac{\mu U_{\text{мм}} \sqrt{\delta_{(1)\text{p}}}}{\sqrt{2}} = \frac{\delta_{(1)}}{\sqrt{\delta_{(1)\text{p}}}}; \quad (2.3)$$

$$\lambda_{\text{м}} = v_{\text{м}} \cos \varphi_{(1)\text{м}} = \sqrt{\delta_{(1)\text{p}}}; \quad (2.4)$$

$$K_{\text{гм}} = \sqrt{\frac{[U_{\text{нм}}]^2 - [U_{(1)\text{м}}]^2}{[U_{(1)\text{м}}]^2}} = \sqrt{\frac{\delta_{(1)\text{p}}^2}{\delta_{(1)}^2} - 1}. \quad (2.5)$$

За допомогою одержаних співвідношень можна визначити напругу і для кривих рис. 2.1,е, ...,і. З векторної діаграми (рис. 2.1,к) знаходимо амплітуду напруги на навантаженні та коефіцієнт зсуву першої гармоніки напруги на навантаженні відносно напруги мережі

$$U_{(1)\text{нм}} = \sqrt{U_{\text{мм}}^2 + U_{(1)\text{вдм}}^2 \pm 2U_{\text{мм}} \cos \varphi_{(1)\text{вд}} U_{(1)\text{вдм}}} = \\ = U_{\text{мм}} \sqrt{1 + \mu^2 \delta_{(1)}^2 \pm 2\mu \delta_{(1)\text{p}}}, \quad (2.6)$$

$$\cos \varphi_{(1)} = \frac{1 \pm \mu \delta_{(1)\text{p}}}{\sqrt{1 + \mu^2 \delta_{(1)}^2 \pm 2\mu \delta_{(1)\text{p}}}}. \quad (2.7)$$

Діюче значення вихідної напруги

$$U_{\text{н}} = \sqrt{U_{(1)\text{н}}^2 + (U_{\text{вд}}^2 - U_{(1)\text{вд}}^2)} = U_{\text{м}} \sqrt{1 + (\mu^2 \pm 2\mu) \delta_{(1)\text{p}}}. \quad (2.8)$$

Коефіцієнти спотворення, потужності та гармонік визначаються відповідно виразами

$$v = \frac{U_{(1)\text{н}}}{U_{\text{н}}} = \frac{\sqrt{1 + \mu^2 \delta_{(1)}^2 \pm 2\mu \delta_{(1)\text{p}}}}{\sqrt{1 + (\mu^2 \pm 2\mu) \delta_{(1)\text{p}}}}, \quad (2.9)$$

$$\lambda = v \cos \varphi_{(1)} = \frac{1 \pm \mu \delta_{(1)p}}{\sqrt{1 + (\mu^2 \pm 2\mu) \delta_{(1)p}}}, \quad (2.10)$$

$$K_r = \frac{\sqrt{U_{вд}^2 - U_{(1)вд}^2}}{U_{(1)н}} = \frac{\sqrt{\mu^2 \delta_{(1)p} (1 - \delta_{(1)p}) - \mu^2 \delta_{(1)з}^2}}{\sqrt{[1 \pm \mu^2 \delta_{(1)p}]^2 + \mu^2 \delta_{(1)з}^2}}. \quad (2.11)$$

З аналізу виразів (2.4) та (2.10) випливає, що коефіцієнт потужності при регулюванні без зсуву за основною гармонікою і ШПР при будь-якій глибині модуляції вище, ніж зі зсувом при однакових напругах першої гармоніки на виході, а вміст вищих гармонік менший.

Верхня границя оптимального співвідношення частот $k = \omega_m / \omega$, при якому в більшому степені реалізуються переваги ШПР, лежить в межах 20...30. При подальшому збільшенні частоти модуляції характеристики змінюються несуттєво.

За способом регулювання вихідної напруги регулятори змінної напруги можна розділити на чотири типи.

1. *З фазовим регулюванням і природною комутацією.* Такі регулятори виконуються на вентилях з неповним керуванням (тиристорах). Вони найпростіші і мають меншу вартість, проте якість вихідної напруги та струму, що споживається з мережі, низька.

2. *З вольтододатком,* коли послідовно з джерелом змінної вхідної напруги вводиться додаткова напруга так, що напруга на навантаженні визначається векторною сумою вказаних напруг. Напруга вольтододатку вводиться, як правило, за допомогою трансформатора. Існує два різновиди пристроїв вольтододатку. У першому, побудованому, як правило, на неповністю керованих вентилях, він пропускає через себе активну та реактивну потужності, що створюються від взаємодії напруги вольтододатку зі струмом навантаження. Діапазон регулювання напруги невеликий. У другому, побудованому на повністю керованих вентилях, він пропускає через себе тільки реактивну потужність, що зменшує втрати в ньому та не потребує для його живлення джерела активної потужності.

3. *З широтно-імпульсним регулюванням змінної напруги.* Такі регулятори виконуються на повністю керованих вентилях або на тиристорах з пристроями примусової комутації. Вони більш складні і мають більшу

вартість, але можуть забезпечувати високу якість вихідної напруги та струму, що споживається з мережі, у всьому діапазоні регулювання.

4. *З керованим високочастотним обміном енергією між накопичувальними елементами.* У безтрансформаторному варіанті вони дозволяють одержувати вихідну напругу як більшу, так нижчу за вхідну при високій якості вихідної напруги та струму, що споживається з мережі, і призначені для живлення відповідальних електроспоживачів.

2.2. РЕГУЛЯТОРИ З ФАЗОВИМ СПОСОБОМ РЕГУЛЮВАННЯ

Два зустрічно-паралельно ввімкнених тиристора (рис. 2.2,а) дозволяють комутувати однофазну мережу змінного струму та регулювати величину струму у колі та напругу на навантаженні. Якщо навантаженням регулятора є активний опір, то струм повторює за формою напругу (змінюється за синусоїдою) і припиняється при зміні знака напруги на аноді тиристора (рис. 2.2,б).

Якщо замінити один з тиристорів діодом (рис. 2.2,в), то такий регулятор дозволяє здійснювати регулювання струму тільки на протязі одного з півперіодів прикладеної напруги.

Замість двох зустрічно-паралельно ввімкнених тиристорів можна застосувати один симетричний тиристор.

Активна потужність, що споживається з мережі,

$$P_{\alpha} = \frac{P}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) = P \lambda^2,$$

де P — активна потужність, що споживається з мережі при повністю відкритих тиристорах.

Реактивна потужність, що визначається зсувом за фазою першої гармоніки струму відносно напруги живлення,

$$Q_{\alpha} = P \frac{\sin^2 \alpha}{\pi}.$$

Потужність спотворення, яка обумовлена протіканням у мережі струму вищих гармонік,

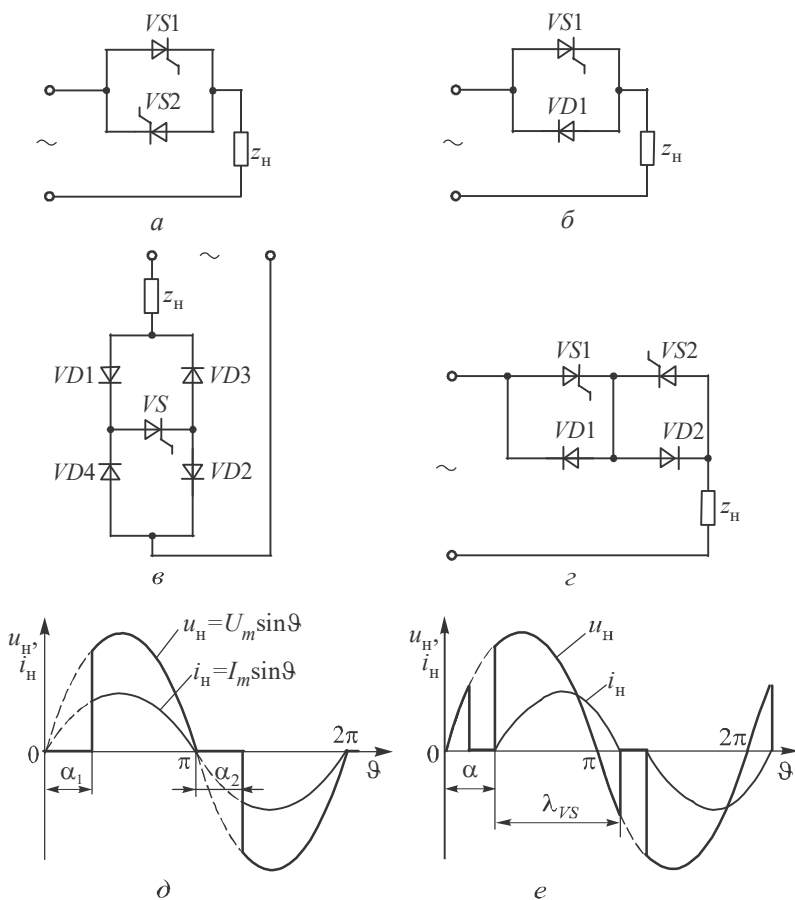


Рис. 2.2

$$T = \frac{P}{\pi} \sqrt{\pi \left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) - \left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right)^2 - \sin^4 \alpha}.$$

Діюче значення струму тиристорів

$$I_{VS\alpha_d} = \frac{I}{\sqrt{2\pi}} \sqrt{\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2}},$$

де I — діюче значення струму при повністю відкритих тиристорах.

Середнє значення струму тиристора

$$I_{VS\alpha} = \frac{I}{\sqrt{2}} \frac{1 + \cos \alpha}{\pi}.$$

Коефіцієнт форми кривої струму тиристора

$$K_{\phi} = \frac{I_{VS\alpha_d}}{I_{VS\alpha}} = \sqrt{\pi} \frac{\sqrt{\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2}}}{1 + \cos \alpha}.$$

Коефіцієнт форми вихідної напруги

$$K_{\phi u} = \frac{U_{н\alpha_d}}{U_{н\text{ср}}} = \frac{1}{1 + \cos \alpha} \sqrt{\frac{\pi}{2} \left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right)}, \quad (2.12)$$

де $U_{н\text{ср}} = \frac{U\sqrt{2}}{\pi}(1 + \cos \alpha)$ — середнє значення напруги на навантаженні за півперіод напруги живлення $u(t)$.

З виразу (2.12) видно, що регулятор, який розглядається, не забезпечує одночасної стабілізації діючої та середньої напруги на навантаженні. При необхідності одночасної стабілізації середнього та діючого значень напруги на навантаженні стабілізацію здійснюють за першою гармонікою напруги, яку виділяють з вихідної напруги за допомогою фільтра.

Якщо навантаження регулятора носить активно-індуктивний характер, то форма струму в колі не повторює форму напруги (рис. 2.2,е), тому що виникає ЕРС самоіндукції, яка перешкоджає зростанню та спаду струму. Тому струм через вентиль протікає на протязі деякого часу після зміни знака напруги живлення.

Закон зміни струму тиристора може бути знайдений з рівняння рівноваги кола, яке справедливе для струму через тиристор в інтервалі $\alpha \leq \vartheta \leq \alpha + \lambda_{VS}$ поза яким струм не існує

$$U_m \sin \vartheta = ir_{\text{н}} + \omega L_{\text{н}} \frac{di}{d\vartheta}.$$

Розв'язання рівняння для струму

$$i(\vartheta) = \frac{U_m}{z_{\text{н}}} \sin(\vartheta - \varphi) + A e^{\frac{\vartheta - \alpha}{\text{tg} \varphi}},$$

де $z_{\text{н}} = \sqrt{r_{\text{н}}^2 + (\omega L_{\text{н}})^2}$; $\varphi = \arctg \omega L / r_{\text{н}}$; A — стала інтегрування, для знаходження якої треба враховувати, що при $\vartheta = \alpha$ $i = 0$.

Вираз для струму навантаження

$$i(\vartheta) = \frac{U_m}{z_H} \left[\sin(\vartheta - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{-\frac{\vartheta - \alpha}{\operatorname{tg} \varphi}} \right]. \quad (2.13)$$

Кут провідності тиристорів λ_{VS} , на протязі якого в навантаженні тече струм, може бути визначений з трансцендентного рівняння

$$\sin(\lambda_{VS} + \alpha - \varphi) = \sin(\alpha - \varphi) e^{-\frac{\lambda_{VS}}{\operatorname{tg} \varphi}},$$

яке одержується з рівняння (2.13) за умови $i = 0$ при $\vartheta = \lambda_{VS} + \alpha$.

З (2.13) витікає, що при $\alpha = \varphi$ вільна складова струму не виникає, і струм визначається тільки вимушеною складовою. Цей кут керування зветься критичним $\alpha_{кр}$, тому що початок імпульсу струму через один тиристор співпадає з кінцем імпульсу струму через другий. При $\alpha > \alpha_{кр}$ струм навантаження носить переривчастий характер, а при $\alpha < \alpha_{кр}$ — безперервний.

Таким чином, при використанні двох тиристорів, увімкнених зустрічно-паралельно, регулювання напруги та струму навантаження виявляється можливим при зміні кута керування тиристорів у межах

$$\varphi = \alpha_{кр} < \alpha < \pi.$$

У процесі регулювання до навантаження прикладена несинусоїдальна напруга і протікає переривчастий струм. Їх гармонічний склад залежить від величин α і φ .

Якщо навантаження чисто індуктивне ($r_H = 0$), то $T_H = L_H / r_H \rightarrow \infty$, а $\varphi = 90^\circ$. Тобто через тиристор тече синусоїдальний струм, який відстає від напруги на 90° . При цьому треба забезпечити зміну кута керування тиристорами в діапазонах від $\pi/2$ до π для $VS1$ і від $3\pi/2$ до 2π для $VS2$. Для спрощення співвідношень між кутом керування і струмом в індуктивності (реакторі) L_H будемо вважати, що відлік кута керування α_p здійснюється від значень π і 2π у бік випередження. При цьому кут керування α_p може змінюватися в межах $0 < \alpha_p < \pi/2$.

Діюче значення першої гармоніки струму, який протікає в реакторі $L_H = L_0$, при такому керуванні

$$I_L = \frac{2}{\pi} I_{\max} \left[\alpha_p - \frac{1}{2} \sin 2\alpha_p \right], \quad (2.14)$$

де $I_{\max} = U_m / (\omega L_H) = U_m / (\omega L_0)$.

З виразу (2.14) видно, що зі збільшенням кута керування α_p від нуля до $\pi/2$ діюче значення першої гармоніки струму зменшується, що еквівалентно збільшенню індуктивного опору кола навантаження. Таким чином, регулятор з індуктивністю L_0 на виході можна розглядати як індуктивність, що може змінюватися за допомогою системи керування в діапазоні від $x_0 = \omega L_0$ до $x_{\text{екв}} = \infty$. При цьому еквівалентна індуктивність

$$L_{\text{екв}} = \frac{L_0}{2 \left(\alpha_p - \frac{1}{2} \sin \alpha_p \right)}. \quad (2.15)$$

Для регулювання напруги на навантаженні в обидва півперіоди живильної напруги можна використовувати і комбіновані регулятори, які складаються з тиристорів і діодів (рис. 2.2, в, г). У схемі рис. 2.2, в застосований один тиристор, ввімкнений у діагональ діодного моста. Струм у навантаженні протікає тільки тоді, коли діагональ мостової схеми випрямлення замкнена накоротко тиристором VS . Через те, що тиристор VS у схемі знаходиться весь час під напругою однієї полярності, зворотна напруга на ньому дорівнює нулю. Максимальна зворотна напруга на діодах моста дорівнює прямій максимальній робочій напрузі тиристора ($U_{VD_{\text{звм}}} = U_{VS_{\text{прм}}} = \sqrt{2}U$). Максимальна величина середнього значення струму тиристора VS та діодів моста відповідно визначається виразами: $I_{VS} = 0,9I_{\text{нд}}$; $I_{VD} = 0,45I_{\text{нд}}$. Ця схема має суттєвий недолік: протікання струму в кожному півперіод у двох діодах і тиристорі з урахуванням реальних ВАХ цих елементів призводить до збільшення спаду напруги на елементах схеми та зростанню потужності втрат. Схема не застосовується при низьких значеннях напруги та малих струмах навантаження.

У схемі рис. 2.2, г для керування тиристорами $VS1$ і $VS2$ можна використати одне джерело керування. Зворотна напруга на тиристорах

дорівнює спаду напруги на діодах, які шунтують тиристори. Середнє значення струму через тиристор і діод дорівнює

$$I_{VS} = I_{VD} = 0,45 I_{нд}.$$

Збільшення кута керування α призводить до зменшення λ_{VS} і зростання спотворення кривої напруги на навантаженні u_H , а за рахунок цього і до зміни діючого значення першої гармоніки. При цьому погіршується і якість споживаного з мережі струму через зростання зсуву фази струму відносно напруги (збільшення споживання реактивної потужності), а також за рахунок погіршення його форми внаслідок зменшення тривалості протікання λ_{VS} .

У розглянутих схемах можливо широтно-імпульсне регулювання змінної напруги при природній комутації. На рис. 2.3 наведені часові діаграми вхідних напруг і струму такого регулятора (а) та вихідної напруги (б) при роботі на активне навантаження (термопіді опору). Регулювання діючого значення напруги на активному навантаженні для перетворення електричної енергії у теплову здійснюється зміною періоду циклу вхідного струму регулятора $T_{ц}$ по відношенню до періоду напруги мережі T_1 . При цьому у вхідному струмі з'являються субгармоніки (гармоніки з частотою нижче частоти мережі живлення), що при малопотужній мережі може викликати в ній низькочастотні коливання рівня напруги, які призводять до блимання освітлення (флікер-ефект),

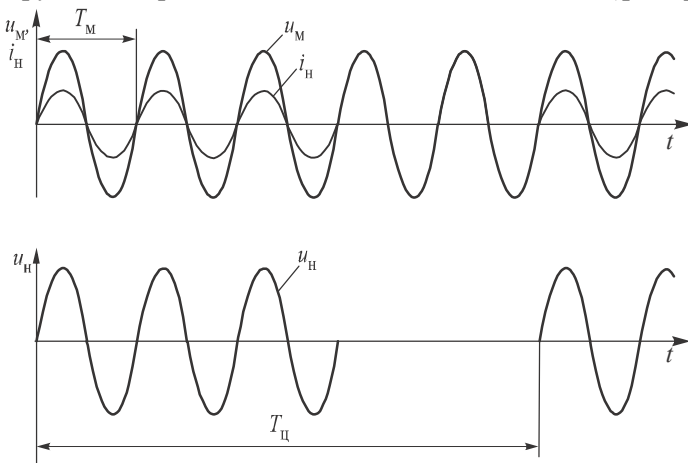


Рис. 2.3

норми якого встановлюються державними стандартами на якість електроенергії).

Поліпшити якість вихідної напруги можна, якщо застосувати трифазні регулятори змінної напруги, основні схеми яких наведені на рис. 2.4, *а, б, в*. Такі регулятори знаходять застосування у нагрівальних пристроях, для керування асинхронними двигунами та ін. При комутації трифазних кіл форма напруги та струму навантаження залежить від величини кута керування α і від схеми з'єднання тиристорних елементів. Якщо взяти три однофазні схеми із зустрічно-паралельними тиристорами та ввімкнути їх у кожен фазу трифазної мережі з нульовим проводом (на рис. 2.4, *а* нульовий провід показаний пунктиром), то одержимо трифазний тиристорний регулятор змінної напруги. При цьому струм через тиристорний елемент у кожній фазі не залежить від струму інших фаз і характеризується тими ж співвідношеннями між кутами α , λ_{TS} , φ , що і для однофазної схеми.

При збільшенні кута керування α зменшується тривалість протікання струму через тиристор, і при певному значенні α імпульс струму в одній фазі припиняється раніше, ніж відкривається тиристор наступної фази. Таким чином, можливі інтервали часу, коли струм у навантаженні не протікає. Кут провідності λ_{TS} кожного з тиристорів при цьому зменшується до величини, меншої 60° .

У схемі рис 2.4, *а* без нульового проводу процеси значно відрізняються від розглянутих вище, тому що робота всіх фаз взаємопов'язана і для протікання струму навантаження необхідно одночасно відкривати тиристори в декількох (двох або трьох) фазах.

На рис 2.4, *з, д* наведені часові діаграми напруг на навантаженні (навантаження активне) відповідно в схемах рис. 2.4, *а* без нульового проводу та схемі 2.4, *б* при різних кутах керування α .

Середнє та діюче значення напруги на навантаженні у схемі рис. 2.4, *а* без нульового проводу при активному навантаженні визначається відповідно виразами

$$U_{\text{нсп}} = \begin{cases} \frac{U_m}{\pi} (1 + \cos \alpha), & (0 < \alpha < 60^\circ); \\ \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{U_m}{\pi} (\sin \alpha + \sqrt{3} \cos \alpha), & (60^\circ < \alpha < 90^\circ); \\ \sqrt{3} \frac{U_m}{\pi} \left(1 + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \alpha - \frac{1}{2} \sin \alpha \right), & (90^\circ < \alpha < 150^\circ), \end{cases}$$

$$U_{\text{нд}} = \begin{cases} U_m \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\frac{\pi}{2} - \frac{3}{4} \left(\alpha - \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) \right]}, & (0 < \alpha < 60^\circ); \\ U_m \sqrt{\frac{3}{4\pi} \left(\frac{\pi}{3} + \frac{3}{4} \sin 2\alpha + \frac{\sqrt{3}}{4} \cos 2\alpha \right)}, & (60^\circ < \alpha < 90^\circ); \\ \frac{U_m}{2} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\frac{5}{2} \pi - 3\alpha + \frac{3\sqrt{3}}{4} \cos 2\alpha + \frac{3 \sin 2\alpha}{4} \right)}, & (90^\circ < \alpha < 150^\circ). \end{cases}$$

При активно-індуктивному навантаженні в схемі рис. 2.4,а без нульового проводу в залежності від співвідношення кутів α і φ можливі три характерні режими роботи, наприклад, фази A .

1. Якщо $\alpha < \varphi$, то в навантаженні тече безперервний синусоїдальний струм, так як при цьому кожна пара тиристорів ($VS1, VS2; VS3, VS4; VS5, VS6$) незалежно комує фазну напругу. При цьому тривалість протікання струму через кожний тиристор $\lambda_{VS} = \pi$ і фазна напруга $u'_A = u_A$ (рис. 2.4,є)

$$u'_A = U_m \sin \vartheta, \quad i_A = (U_m / z_{\text{н}}) \sin(\vartheta - \varphi).$$

2. Якщо $\alpha < \alpha_{\text{гр}}$, де $\alpha_{\text{гр}}$ — певний граничний кут відкриття тиристорів, що розділяє можливі режими, то за півперіод у кривій фазної напруги u'_A є шість ділянок. При цьому на трьох ділянках $u'_A = u_A$ (відкриті тиристори всіх трьох фаз); на двох — $u'_A = u_{AB}/2$ або $u_{AC}/2$ (відкриті тиристори в двох фазах); на одному $u'_A = 0$ (закриті тиристори у всіх фазах) (рис. 2.4,є).

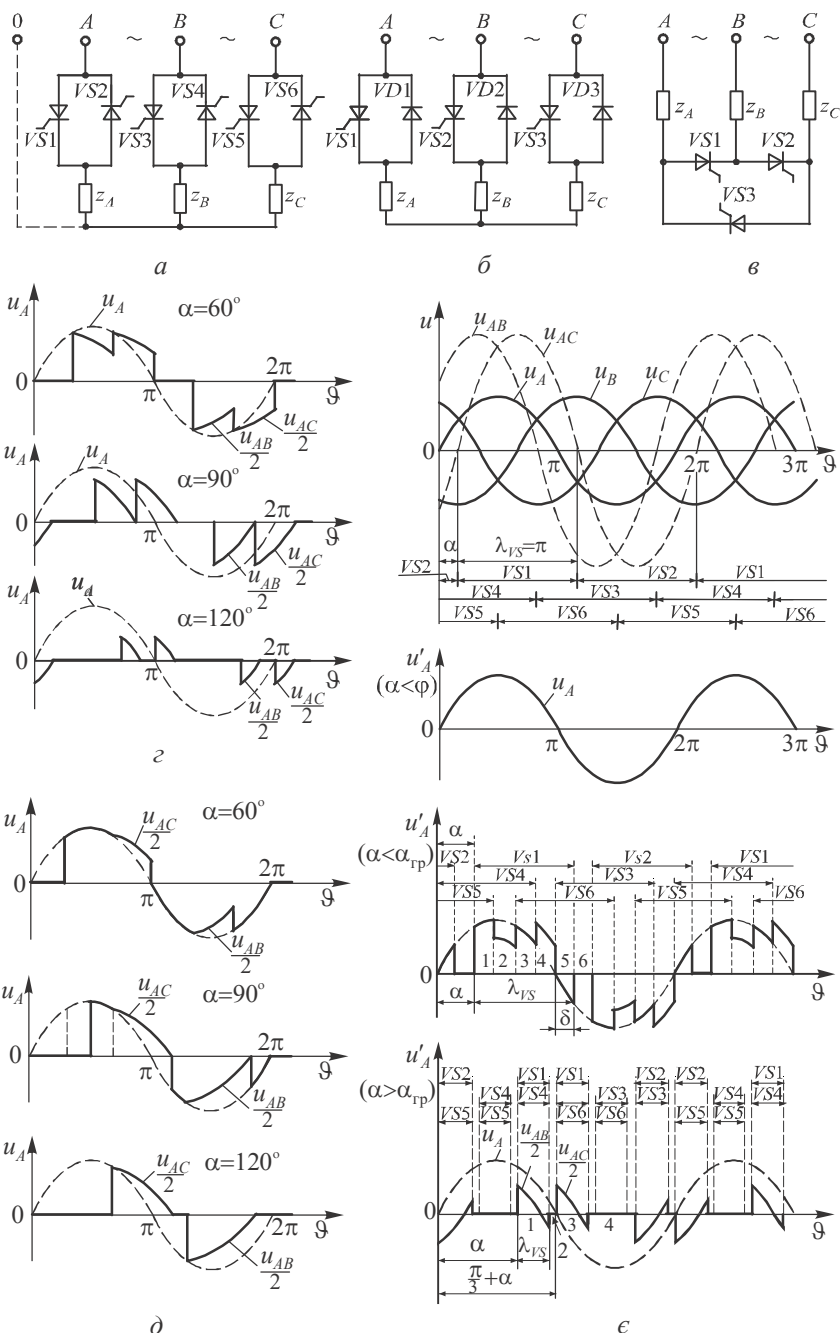


Рис. 2.4

3. Якщо $\alpha > \alpha_{\text{тр}}$, то нема інтервалів одночасної роботи тиристорів всіх трьох фаз. При цьому на двох ділянках $u'_A = u_{AB}/2$ або $u_{AC}/2$ і на двох інших $u'_A = 0$ (рис. 2.4,ε). Третій режим реалізується при $\alpha_{\text{тр}} < \alpha < 150^\circ$, тобто максимальний кут $\alpha_{\text{max}} = 150^\circ$.

Процес регулювання напруги від максимального значення до нуля для даної схеми відбувається при зміні α у межах $\varphi < \alpha < 150^\circ$.

Для визначення закону зміни струму у другому режимі на всіх інтервалах треба скласти та розв'язати диференціальні рівняння для відкритих тиристорів всіх трьох фаз

$$u'_A = U_{m\phi} \sin \vartheta = \omega L_H \frac{di_A}{d\vartheta} + i_A r_H;$$

для відкритих тиристорів у фазах A і B

$$u'_A = \frac{u_{AB}}{2} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_{m\phi} \sin(\vartheta + 30^\circ) = \omega L_H \frac{di_A}{d\vartheta} + i_A r_H;$$

для відкритих тиристорів у фазах A і C

$$u'_A = \frac{u_{AC}}{2} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_{m\phi} \sin(\vartheta - 30^\circ) = \omega L_H \frac{di_A}{d\vartheta} + i_A r_H;$$

для закритих тиристорів у фазі A

$$u'_A = 0.$$

Розв'язання наведених рівнянь може бути записано для будь-якої ділянки у загальному вигляді

$$i_n = \frac{K'_n U_\phi}{z_H} \sin(\vartheta - \varphi + \beta) + A e^{\frac{\vartheta - \alpha_n}{\text{tg}\varphi}}, \quad (2.16)$$

де n — номер ділянки; A — стала інтегрування; $K'_n = \sqrt{2}$ або $K'_n = \sqrt{3/2}$; β — кут, що дорівнює $0, +\pi/6, -\pi/6$; α_n — початкове значення ϑ на n -й ділянці.

Сталу інтегрування можна знайти з (2.16), враховуючи, що початкове значення струму на n -й ділянці дорівнює кінцевому значенню струму на $n-1$ ділянці, тобто $i_{nH} = i_{(n-1)H}$.

$$A = i_{(n-1)k} - \frac{K'_n U_\phi}{z_H} \sin(\alpha_n - \varphi + \beta). \quad (2.17)$$

Використовуючи вирази (2.16) та (2.17), можна записати рівняння струмів для будь-якої ділянки:

для першої ділянки

$$i_1 = \frac{U_{m\phi}}{z_H} [\sin(\vartheta - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi)] e^{-\frac{\vartheta - \alpha}{\operatorname{tg}\varphi}}; \quad (2.18)$$

для другої ділянки $(\pi/3) + \delta \leq \vartheta \leq (\pi/3) + \alpha$

$$i_2 = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_{\phi}}{z_H} \sin\left(\vartheta + \frac{\pi}{6} - \varphi\right) - \left[\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_{\phi}}{z_H} \sin\left(\frac{\pi}{3} + \delta - \varphi\right) - i_{1k} \right] e^{-\frac{\vartheta - \frac{\pi}{3} - \delta}{\operatorname{tg}\varphi}}; \quad (2.19)$$

для третьої ділянки $(\pi/3) + \alpha \leq \vartheta \leq (2\pi/3) + \delta$

$$i_3 = \frac{U_{m\phi}}{z_H} \sin(\vartheta - \varphi) - \left[\frac{U_{m\phi}}{z_H} \sin\left(\frac{\pi}{3} + \alpha - \varphi\right) - i_{2k} \right] e^{-\frac{\vartheta - \frac{\pi}{3} - \delta}{\operatorname{tg}\varphi}}; \quad (2.20)$$

для четвертої ділянки $(2\pi/3) + \delta \leq \vartheta \leq (2\pi/3) + \alpha$

$$i_4 = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_{\phi}}{z_H} \sin\left(\vartheta - \frac{\pi}{6} - \varphi\right) - \left[\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_{\phi}}{z_H} \sin\left(\frac{2\pi}{3} + \delta - \varphi\right) - i_{3k} \right] e^{-\frac{\vartheta - \frac{2\pi}{3} - \delta}{\operatorname{tg}\varphi}}; \quad (2.21)$$

для п'ятої ділянки $(2\pi/3) + \alpha \leq \vartheta \leq \pi + \delta$

$$i_5 = \frac{U_{m\phi}}{z_H} \sin(\vartheta - \varphi) - \left[\frac{U_{m\phi}}{z_H} \sin\left(\frac{2\pi}{3} + \alpha - \varphi\right) - i_{4k} \right] e^{-\frac{\vartheta - \frac{2\pi}{3} - \alpha}{\operatorname{tg}\varphi}}; \quad (2.22)$$

для шостої ділянки $\pi + \delta \leq \vartheta \leq \pi + \alpha$

$$i_6 = 0.$$

Ураховуючи, що в кінці п'ятої ділянки струм дорівнює нулю ($i_{5k} = 0$), то підставляючи у вирази (2.18)...(2.22) кінцеві значення струмів на попередніх ділянках, знаходимо δ з трансцендентного рівняння

$$k \sin(\alpha - \varphi) e^{\frac{\alpha - \delta}{\operatorname{tg} \varphi}} = \sin(\delta - \varphi),$$

де

$$k = \frac{\frac{1}{2} e^{-\frac{\pi}{3 \operatorname{tg} \varphi}} - \frac{1}{2} e^{-\frac{2\pi}{3 \operatorname{tg} \varphi}} - e^{-\frac{\pi}{\operatorname{tg} \varphi}}}{\frac{1}{2} e^{-\frac{\pi}{3 \operatorname{tg} \varphi}} - \frac{1}{2} e^{-\frac{2\pi}{3 \operatorname{tg} \varphi}} + 1}.$$

Аналогічно можна визначити рівняння для струмів для випадку $\alpha_{\text{гр}} < \alpha < 150^\circ$.

Граничний кут відкриття тиристорів

$$\alpha_{\text{гр}} = \arctg \frac{2}{\sqrt{3}} \left(e^{-\frac{\pi}{3 \operatorname{tg} \varphi}} - \frac{1}{2} \right) + \varphi.$$

На рис. 2.4,б наведена схема трифазного тиристорного регулятора з трьома діодами. У випадку активного навантаження для зміни струму навантаження від максимального значення до нуля кут керування повинен змінюватися від 0° до 240° (рис. 2.4,д). При активно-індуктивному навантаженні цей діапазон зменшується.

У схемі рис. 2.4,в є тільки три тиристори. Проте у цій схемі всі кола знаходяться під лінійною напругою. У ній, так як і в попередній схемі, при активному навантаженні та повній зміні струму необхідна змінювати кут керування від 0° до 210° .

Треба відмітити, що якщо у трифазному навантаженні є всі шість виводів, то в цьому випадку також застосовуються схеми рис. 2.4,а, б. Проте в цьому випадку тиристори та навантаження міняються місцями.

При використанні трансформатора в регуляторі можливо більш якісне регулювання змінної напруги за рахунок комбінації фазового та амплітудного способів регулювання.

2.3. РЕГУЛЯТОРИ З ВОЛЬТОДОДАТКОМ

Якщо напруга на навантаженні змінюється в незначних межах, то доцільно застосування регуляторів з регульованим вольтододатком вверх або вниз від вхідної напруги (рис. 2.5, 2.6).

У схемі рис. 2.5,а дросель L виконує роль баластного резистора, який періодично закорочується тиристорами $VS1$ і $VS2$. Форма напруги на навантаженні відповідає рис. 2.1,е.

На рис. 2.5,б наведені схема з вольтодобатковим автотрансформатором, алгоритм роботи тиристорів і часова діаграма вихідної напруги (рис. 2.5,в). Тиристиори $VS3$ і $VS4$ відкриваються на початку кожного півперіоду напруги живлення ($VS3$ — при позитивній півхвилі, $VS4$ — при негативній) і до навантаження (навантаження активне) прикладається напруга $u_H = u_M = U_{mm} \sin \vartheta$. При відкритті тиристора $VS1$ (або $VS2$) (момент часу $\vartheta = \alpha$) до тиристора $VS3$ (або $VS4$) прикладається зворотна напруга і тиристор $VS3$ (або $VS4$) закривається, а до навантаження прикладається напруга $u_H = (1 + \mu)U_{mm} \sin \vartheta$, де $\mu = w_1 / w_2$.

У схемі рис. 2.5,б тиристиори $VS3$ і $VS4$ можуть бути відсутніми. При цьому, коли тиристиори $VS1$ і $VS2$ закриті, обмотка w_1 автотрансформатора виконує функцію реактора, ввімкненого послідовно у коло навантаження. При відкритті тиристорів автотрансформатор працює як підвищувальний.

Підвищення або зниження вихідної напруги регулятора відносно вхідної можна реалізувати не тільки введенням послідовно ввімкненого

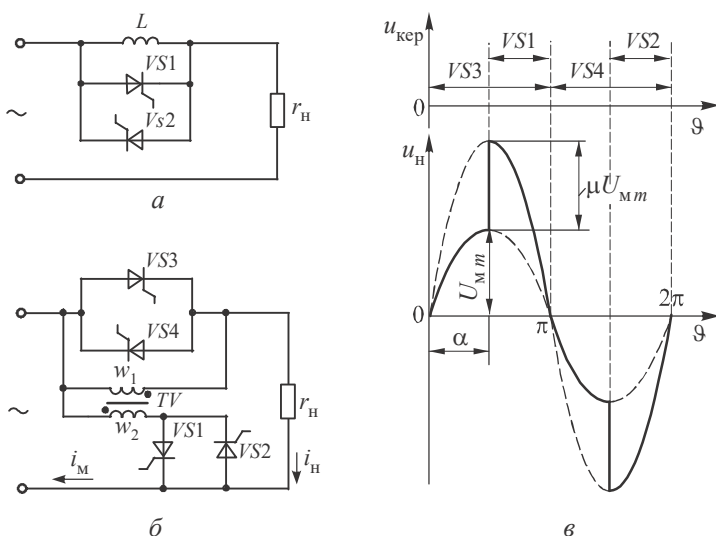


Рис. 2.5

джерела напруги (рис. 2.5,б без тиристорів $VS3$, $VS4$), але і за допомогою зсуву фаз вхідної та вихідної напруг, який створюється ввімкненням між ними реактивним елементом, наприклад, реактором з індуктивністю L (рис. 2.6,а). Функцію регулювального органа виконує регулятор змінного струму (рис. 2.2,а) з навантаженням у вигляді реактора L_0 , який часто називають компенсатором реактивної потужності (КРП). Такий КРП споживає індуктивний струм I_{KL} або генерує ємнісний струм I_{KC} від нуля до усталеного значення. Залежно від значення та характеру струму, що споживається з мережі, рівного сумі струмів навантаження I_H і компенсатора I_K , змінюється вхідна напруга. Таким чином можна забезпечити стабільність напруги на навантаженні при зміні вхідної напруги або z_H (рис. 2.5,б, в).

Регулятор з реактивною напругою вольтодобатку можна побудувати також і на основі автономного інвертора напруги або струму. Варіант з автономним інвертором напруги наведений на рис. 2.7,а. Фільтр $L_\phi C_\phi$ виділяє першу гармоніку напруги інвертора (50 Гц), працюючо-

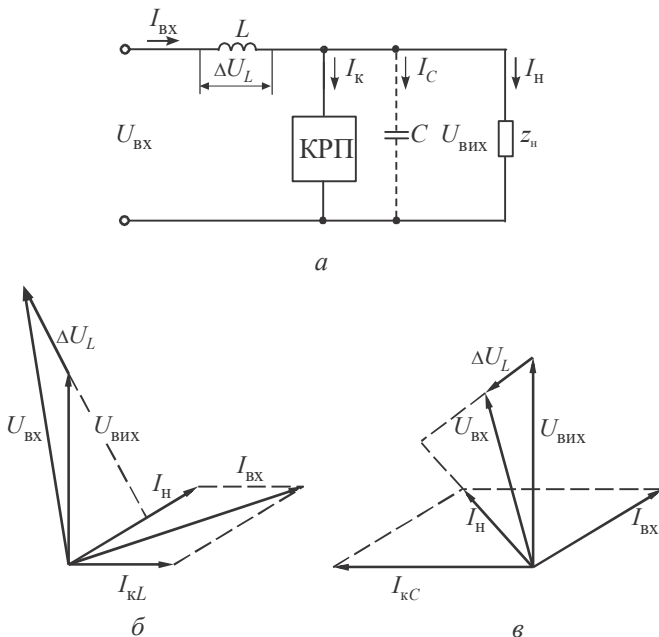


Рис. 2.6

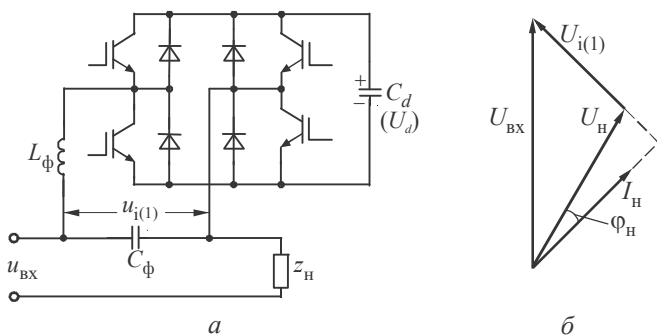


Рис. 2.7

го з синусоїдальною ШІМ . Якщо фазу напруги інвертора (напруга вольтододатку) встановлювати весь час зсунутою на 90° від струму інвертора, тобто струму навантаження I_H , то через інвертор не буде проходити активна потужність. Векторна діаграма напруг і струму регулятора для такого режиму наведена на рис. 2.7,б. В інверторі при цьому не потрібне джерело активної потужності на вході кола постійної напруги. Початковий рівень напруги на ємності фільтра C_d можна задати, зсунувши фазу напруги $U_{H(1)}$ інвертора відносно струму на величину трошки, меншу 90° . При цьому інвертор буде споживати від вхідного джерела невелику активну потужність, яка компенсує втрати в інверторі при визначеному рівні постійної напруги на ємності фільтра C_d .

На рис. 2.8 наведена схема трифазного регулятора з вольтододатком. Трансформатор TV має основну вторинну обмотку w_2 і вольтододатну обмотку w_3 . Тиристори $VS1 \dots VS3$ відкриваються на початку відповідного півперіоду фазної напруги. При відкритті тиристорів $VS1 \dots VS3$ забезпечується еквіпотенціальність точок a, b, c трансформатора TV і $U_H = U_2 = U_1 (w_2/w_1)$. Для закриття тиристорів $VS1 \dots VS3$ відкриваються тиристори $VS4 \dots VS6$. При цьому забезпечується еквіпотенціальність точок a', b', c' і до тиристорів $VS1 \dots VS3$ прикладаються зворотні напруги $U_{зв} = U_3 = U_1 (w_3/w_1)$. Фазна напруга на на-

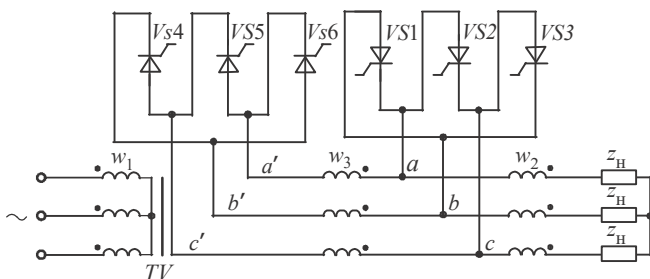


Рис. 2.8.

вантаженні $U_H = U_1 (w_3 + w_2) / w_1$. При активному навантаженні кут α може змінюватися в межах від нуля до 210° .

Розглянуті регулятори мають низький коефіцієнт потужності при регулюванні напруги на навантаженні за рахунок збільшення фазового зсуву першої гармоніки струму та зменшення коефіцієнта спотворення. Крім того, форма напруги на навантаженні з збільшенням кута керування α погіршується, що призводить до появи у спектральному складі струму високочастотних складових, які мають низький порядок. Електричні фільтри при цьому мають великі габарити.

2.4. РЕГУЛЯТОРИ З ШИРОТНО-ІМПУЛЬСНИМ СПОСОБОМ РЕГУЛЮВАННЯ ВИХІДНОЇ НАПРУГИ

Схеми регуляторів з ШІР вихідної напруги будуються на повністю керованих вентилях або на неповністю керованих вентилях (тиристорах) з вузлами примусової комутації. Ключі S для кіл змінного струму реалізуються або зустрічно-паралельним ввімкненням ГТО-тиристорів, або діодно-транзисторними комбінаціями (рис. 2.9).

На рис. 2.10 наведені схеми регуляторів однофазної напруги з ШП змінної напруги. Ці схеми регуляторів дозволяють одержувати на навантаженні будь-яку з форм напруг, наведених на рис. 2.1,а, ..., і. Підвищення частоти перемикання ключів дозволяє усунути зсув основної гармоніки струму мережі в процесі регулювання і зменшити масу та габарити фільтрів.

Схема регулятора (рис. 2.10,а) дозволяє понижувати вихідну напругу. При цьому ключі $S1$ та $S2$ працюють у протифазі для того, щоб існував шлях для протікання струму активно-індуктивного навантаження. При замиканні ключа $S2$ у кривій вихідної напруги з'являється нульова пауза (див., наприклад, рис. 2.1,д).

Схема рис. 2.10,б дозволяє виконувати комбіноване регулювання змінної напруги за рахунок як амплітудної, так і широтно-імпульсної модуляції. Протифазне перемикання ключів $S1$ і $S2$ забезпечує перемикання миттєвого значення вихідної напруги регулятора між рівнями u_1 і u_2 (рис. 2.1,і). У випадках, коли треба одержати напругу, нижчу за u_2 , у протифазі перемикаються ключі $S2$ та $S3$ (рис. 2.3,д).

Особливістю всіх регуляторів з ШП вихідної напруги є імпульсний характер вхідного струму. При наявності у джерела вхідної напруги власної індуктивності (індуктивності лінії, індуктивності розсіювання трансформатора і електричного генератора) це потребує встановлення вхідного LC -фільтра. При багатократній комутації ключів і частоті комутації в декілька кілогерц форма струму навантаження $i_{\text{вих}}$ буде практично синусоїдальною (рис. 2.11,б). ШП не вносить додаткового фазового зсуву першої гармоніки струму на вході регулятора, а цей зсув залежить тільки від фазового кута активно-індуктивного навантаження.

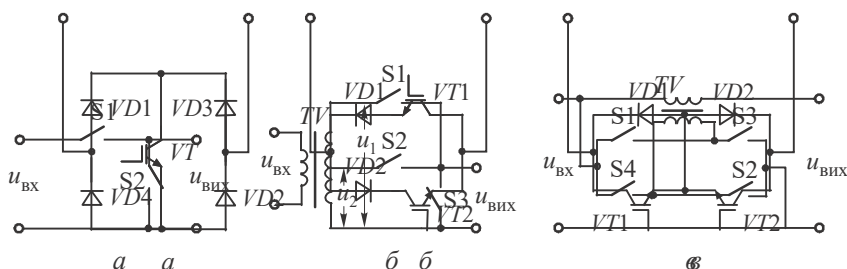


Рис. 2.90

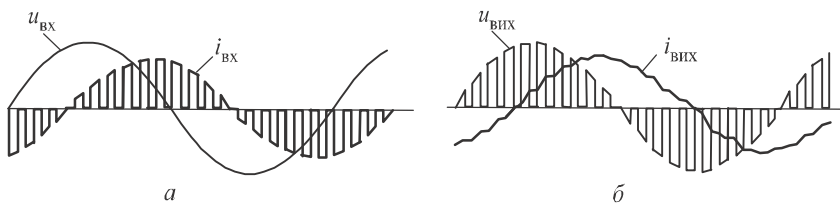


Рис. 2.11

При цьому форма струму на вході регулятора буде мати вигляд, наведений на рис. 2.11,*а*.

На рис. 2.12,*а* наведений однофазний тиристорний регулятор змін-

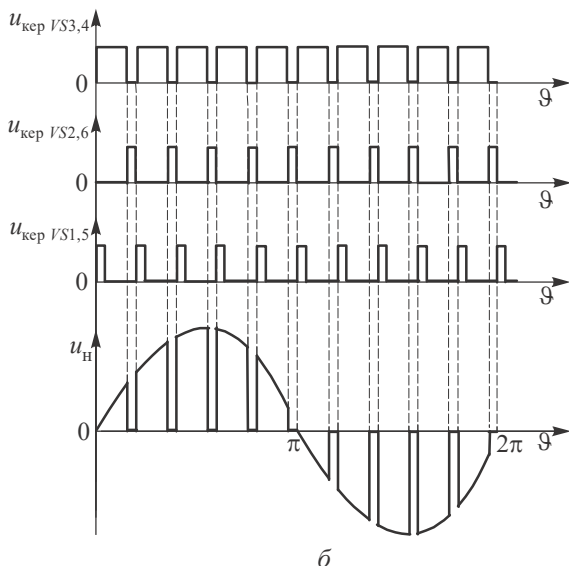
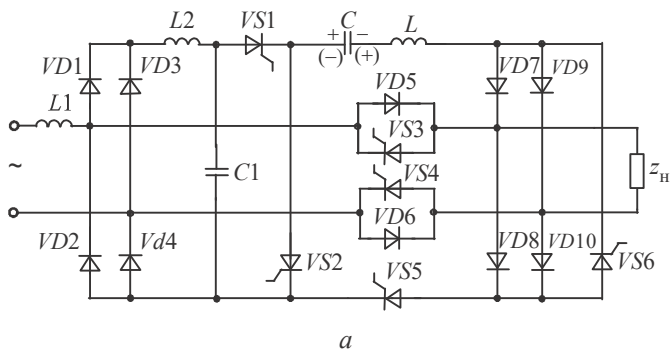


Рис. 2.12

ної напруги з примусовою комутацією, що забезпечує будь-яку з форм вихідних напруг (див. рис. 2.1,а, ..., д). На рис. 2.12,б наведений алгоритм роботи тиристорів і часова діаграма вихідної напруги однофазного регулятора. Якщо тиристори $VS3$, $VS4$ закриті, то струм у навантаженні не тече. Імпульси керування надходять одночасно на робочі тиристори $VS3$, $VS4$ і зарядні тиристори $VS1$, $VS5$. До навантаження при цьому прикладається напруга через відкриті тиристори $VS3$, $VS4$ і діоди $VD5$, $VD6$. Комутуючий конденсатор C заряджається від джерела постійної напруги (випрямний міст $VD1...VD4$ і фільтр $L2C1$) через тиристори $VS1$, $VS5$, дросель L та діодний міст $VD7...VD10$, набуваючи полярність, вказану на рисунку без дужок. Для закриття робочих тиристорів $VS3$, $VS4$ відкриваються тиристори $VS2$ і $VS6$ і конденсатор C перезаряджається по колу $VS2 - VD2, VD4 - VD5, VD6 - VD8, VD10 - VS6 - L$, набуваючи полярність, вказану у дужках. Тиристори $VS3$, $VS4$ закриваються, а струм навантаження (якщо останнє активно-індуктивне) замикається через діодний міст $VD7...VD10$ і тиристор $VS6$, тобто навантаження виявляється закороченим. При наступному відкритті тиристорів $VS3$, $VS4$ і $VS1$, $VS5$ закривається тиристор $VS6$, навантаження підмикається до живильної мережі, а конденсатор C перезаряджається по колу $L - VD7...VD10 - VS5 - C1 - VS1$. Дросель $L1$ обмежує струм короткого замикання, що виникає при перезаряді конденсатора C через діодний міст $VD7...VD10$.

Трифазний регулятор можна побудувати з трьох однофазних. Проте при цьому треба шість ключів змінного струму, що ускладнює схему регулятора. Схему можна спростити, якщо міжфазне закорочування навантаження здійснювати за допомогою трифазного діодного моста і спільного односпрямованого ключа — транзистора (рис. 2.13). При цьому форми напруг та струмів у фазах регулятора такі самі, як у однофазного регулятора (див. рис. 2.11), тільки з відповідним часовим зсувом між фазами.

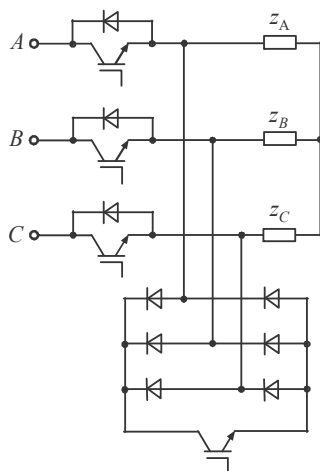


Рис. 2.13

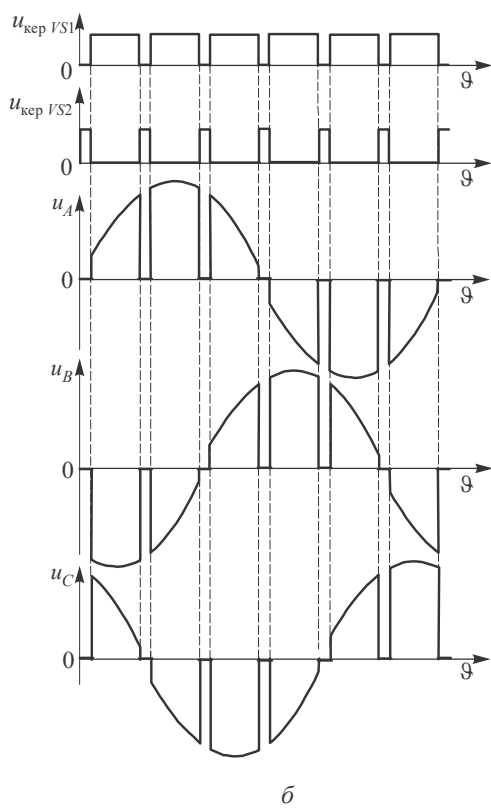
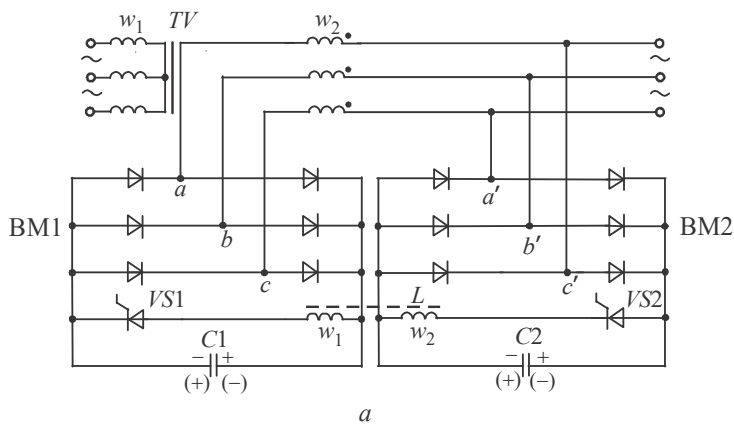


Рис. 2.14

Трифазний регулятор з ШПР можна побудувати і на тиристорах з вузлом примусової комутації (рис. 2.14,а). Він вміщує два діодних мости $BM1$ і $BM2$, навантажених на тиристори $VS1$, $VS2$ і конденсатори $C1$, $C2$. Алгоритм роботи тиристорів $VS1$, $VS2$ і часові діаграми вихідної напруги для цієї схеми наведені на рис. 2.14,б. При подачі напруги живлення комутуючі конденсатори $C1$ і $C2$ заряджаються від обмоток w_2 трансформатора TV через діодні мости $BM1$ і $BM2$ з полярністю, вказаною на рис. 2.14,а без дужок. При відкритті тиристора $VS1$ забезпечується еквіпотенціальність точок a, b, c трансформатора TV і до навантаження прикладається напруга $u_2 = U_{2m} \sin \vartheta$. Конденсатор $C1$ перезаряджається через тиристор $VS1$ і обмотку w_1 дроселя L , набуваючи полярність, вказану на рисунку в дужках. Для закриття тиристора $VS1$ відкривається тиристор $VS2$ і конденсатор $C2$ перезаряджається через тиристор $VS2$ і обмотку w_2 дроселя L . На обмотці w_1 дроселя наводиться ЕРС, під дією якої тиристор $VS1$ закривається. При відкритті тиристора $VS2$ забезпечується еквіпотенціальність точок a', b', c' , тобто навантаження виявляється закороченим через діодний міст $BM2$ та тиристор $VS2$ і забезпечується безперервність струму навантаження, якщо останнє є активно-індуктивним. Для закриття тиристора $VS2$ відкривається тиристор $VS1$ і т.д.

Розглянуті трифазні регулятори забезпечують синхронне регулювання напруги в усіх трьох фазах навантаження.

2.5. РЕГУЛЯТОРИ З ВИСОКОЧАСТОТНИМ ОБМІНОМ ЕНЕРГІЄЮ МІЖ НАКОПИЧУВАЛЬНИМИ ЕЛЕМЕНТАМИ

Побудова регуляторів змінної напруги, які б дозволяли регулювати та стабілізувати напругу на виході на номінальному рівні при зниженні вхідної напруги без трансформатора, є актуальною задачею. Підвищити вихідну напругу регулятора над вхідною дозволяє використання керованого за допомогою ШПР на високій частоті обміну енергією між комутуючим реактором і конденсатором, що введені в схему регулятора аналогічно тому, як це робилось у перетворювачах постійної напруги в

постійну (див. розділ 1). Схеми таких регуляторів змінної напруги одержують шляхом модернізації відповідних схем перетворювачів постійної напруги з урахуванням знакозмінності вхідної та вихідної напруг.

На рис. 2.15 наведені схеми однофазних підвищувального (а) і підвищувально-знижувального (б) регуляторів змінної напруги, аналогічних перетворювачам постійної напруги (див. рис. 1.17,а та 1.19,а).

Транзистори і діоди у перетворювачах постійної напруги замінені на ключі змінного струму за однією з схем, наведених на рис. 2.9.

Принцип дії регулятора змінної напруги такий самий, як і принцип дії відповідного перетворювача постійної напруги. При цьому зміна за синусоїдою вхідної напруги регулятора призводить до відтворення синусоїди (з пульсаціями від ШПР) на виході регулятора. На відміну від перетворювачів постійної напруги тут можлива наявність не тільки вітки з активним опором r_H , але й вітки з індуктивністю L_H .

Ключі $S1$ і $S2$ в схемах працюють у протифазі. У схемі рис. 2.15,а при замкненому ключі $S1$ у накопичувальному реакторі L струм зростає під дією напруги живильної мережі і накопичується енергія. При замкненому ключі $S2$ (ключ $S1$ розімкнений) енергія накопичувального дроселя L передається в накопичувальний конденсатор C і навантаження. Зміною співвідношення замкнених станів ключів $S1$ і $S2$ у високочастотному такті T_T можна регулювати вихідну напругу вище нижнього значення вхідної напруги. Чим вище частота тактів, тим менше ємність накопичувального конденсатора, який виконує також функцію згладжування вищих гармонік вихідної напруги. Величина індуктивності накопичувального дроселя практично не залежить від частоти комутації, а визначається потужністю, що споживається в навантаженні. Від джерела живлення споживається безперервний струм. Для регулювання вихідної напруги вниз від вхідної тут можна застосувати фазовий спосіб регулювання, який висвітлений у § 2.2

Схема рис.2.15,б забезпечує регулювання вихідної напруги як ви-

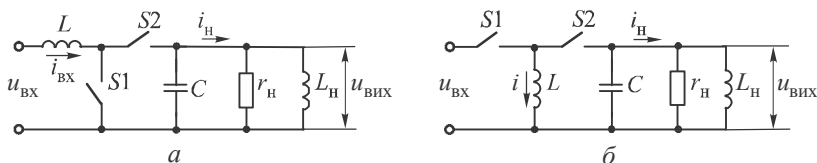


Рис. 2.15

ще, так і нижче вхідної. Недоліком підвищувально-знижувального регулятора, як і регуляторів з ШПР, є імпульсний характер вхідного струму регулятора. Тому для забезпечення споживання з живильної мережі практично синусоїдального струму на вході ставлять згладжувальний LC -фільтр.

Забезпечити безперервний струм у вхідному колі можна, застосувавши підвищувально-знижувальний регулятор на базі підвищувально-знижувального перетворювача постійної напруги Кука (див. рис. 1.21). На рис. 2.16 наведені схема (а) та часові діаграми струмів і напруг (б) у схемі. Ключі $S1$ і $S2$ працюють у протифазі. При замиканні ключа $S1$ у накопичувальному дроселі $L1$ накопичується енергія. Одночасно від накопичувального конденсатора $C1$ через ключ $S1$ живиться вихідне коло, що складається з вихідного $L2C2$ -фільтра та кола навантаження r_H, L_H . При розмиканні $S1$ та замиканні $S2$ накопичена в дроселі $L1$ енергія передається у накопичувальний конденсатор $C1$ і одночасно через ключ $S2$ енергія реактивних елементів вихідного фільтра забезпечує продовження живлення кола навантаження r_H, L_H .

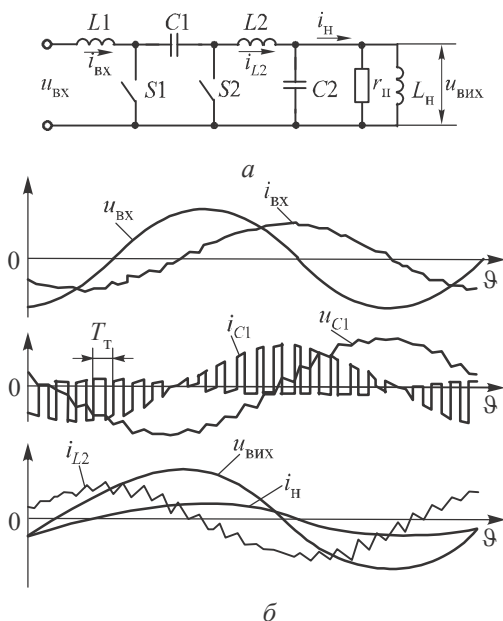


Рис. 2.16

Приклади

Приклад 2.1. Однофазний регулятор змінної напруги (рис. 2.2,*а*) живить активне навантаження. Визначити середнє та діюче значення струму тиристорів і навантаження, втрати у тиристорах, а також коефіцієнт форми струму. Напруга живлення $U_m = 220\text{ В}$; опір навантаження $r_n = 3\text{ Ом}$; $U_{T0} = 1\text{ В}$; $R_T = 2\text{ мОм}$; $\alpha = 60^\circ$.

Розв'язання. 1. Середнє значення струму тиристорів

$$I_{VS\alpha} = \frac{\sqrt{2}U_m}{2\pi r_n}(1 + \cos \alpha) = \frac{\sqrt{2} \cdot 220}{2\pi \cdot 3}(1 + \cos 60^\circ) = 24,8\text{ А}.$$

2. Діюче значення струму тиристорів

$$I_{VS\alpha d} = \frac{\sqrt{2}U_m}{\sqrt{2\pi}r_n} \sqrt{\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2}} = \frac{\sqrt{2} \cdot 220}{\sqrt{2\pi} \cdot 3} \sqrt{\pi - 1,047 + \frac{\sin 120^\circ}{2}} = 71,2\text{ А}.$$

3. Коефіцієнт форми струму

$$K_\phi = I_{VS\alpha d} / I_{VS\alpha} = \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{\pi}} / (1 + \cos \alpha) = 2,87.$$

4. Середнє значення струму навантаження

$$I_{ncp} = 0.$$

5. Діюче значення струму навантаження при $\alpha = 60^\circ$

$$I_n = \sqrt{2}I_{VS\alpha d} = \sqrt{2} \cdot 71,2 = 100,7\text{ А}.$$

6. Втрати потужності в одному тиристорі при $\alpha = 60^\circ$

$$P_{VS} = U_{T0}I_{VS\alpha} + R_T I_{VS\alpha d}^2 = 1 \cdot 24,8 + 2 \cdot 10^{-3} \cdot 71,2^2 = 34,9\text{ Вт}.$$

Приклад 2.2. Однофазний регулятор змінної напруги (рис. 2.2,*б*) живить активне навантаження. Визначити середнє та діюче значення струмів, що протікають через тиристор, діод і навантаження. Напруга мережі живлення $U_m = 115\text{ В}$; опір навантаження $r_n = 2\text{ Ом}$; $\alpha = 90^\circ$.

Розв'язання. 1. Середнє значення струму тиристора

$$I_{VS\alpha} = \frac{U_m}{\sqrt{2\pi}r_n}(1 + \cos \alpha) = \frac{115}{\sqrt{2\pi} \cdot 2}(1 + \cos 90^\circ) = 13\text{ А}.$$

2. Діюче значення струму тиристора

$$I_{VS\alpha d} = \frac{U_m}{r_n} \sqrt{\frac{1}{2} \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} \right)} = \frac{115}{2} \sqrt{\frac{1}{2} \left(1 - \frac{1,57}{\pi} + \frac{\sin 180^\circ}{2\pi} \right)} = 28,75\text{ А}.$$

3. Середнє значення струму діода

$$I_{VD} = 2I_{VS\alpha} = 2 \cdot 13 = 26 \text{ A}.$$

4. Діюче значення струму діода

$$I_{VDд} = \sqrt{2}I_{VS\alpha д} = \sqrt{2} \cdot 28,75 = 40,5 \text{ A}.$$

5. Середнє значення струму навантаження

$$I_{н ср} = I_{VD} - I_{VS} = 40,5 - 13 = 27,5 \text{ A}.$$

6. Діюче значення струму навантаження

$$I_{н} = \sqrt{I_{VDд}^2 + I_{VS\alpha д}^2} = \sqrt{40,5^2 + 28,75^2} = 49,7 \text{ A}.$$

Приклад 2.3. Визначити середнє та діюче значення струмів діодів і тиристора регулятора (рис. 2.2,в). Напруга мережі живлення $U_{м} = 115 \text{ В}$; опір навантаження $r_{н} = 3 \text{ Ом}$; $\alpha = 30^\circ$.

- Р о з в' я з а н н я. 1. Середнє значення струму діодів

$$I_{VD} = \frac{\sqrt{2}U_{м}}{2\pi r_{н}}(1 + \cos \alpha) = \frac{\sqrt{2} \cdot 115}{2\pi \cdot 3}(1 + \cos 30^\circ) = 16 \text{ A}.$$

2. Діюче значення струму діодів

$$I_{VDд} = \frac{U_{м}}{r_{н}} \sqrt{\frac{1}{2} \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} \right)} = \frac{115}{2} \sqrt{\frac{1}{2} \left(1 - \frac{0,523}{\pi} + \frac{\sin 60^\circ}{2\pi} \right)} = 37,8 \text{ A}.$$

3. Середнє значення струму тиристора

$$I_{VS\alpha} = 2I_{VD} = 2 \cdot 16 = 32 \text{ A}.$$

4. Діюче значення струму тиристора

$$I_{VS\alpha д} = \sqrt{2}I_{VDд} = 2 \cdot 37,8 = 53,3 \text{ A}.$$

5. Середнє значення струму навантаження

$$I_{н ср} = 0.$$

6. Діюче значення струму навантаження

$$I_{н} = I_{VS\alpha д} = 53,3 \text{ A}.$$

Приклад 2.4. Однофазний регулятор (рис. 2.2,а) живить індуктивне навантаження. Визначити середнє та діюче значення струму навантаження, струму тиристорів при широкому та вузькому імпульсах керування, якщо: а) $\alpha = 120^\circ$; б) $\alpha = 60^\circ$. Напруга мережі $U_{м} = 115 \text{ В}$; $f = 400 \text{ Гц}$; $L_{н} = 1,5 \text{ мГн}$.

Р о з в' я з а н н я. а) 1. Діюче значення струму навантаження при симетричному керуванні

$$I_H = \frac{2U_M}{\omega L_M} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[(\pi - \alpha) \left(\cos^2 \alpha + \frac{1}{2} \right) + \frac{3}{2} \sin \alpha \cos \alpha \right]} =$$

$$= \frac{2 \cdot 115}{2\pi \cdot 400 \cdot 1,5 \cdot 10^{-3}} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\left(\pi - \frac{2\pi}{3} \right) \left(\cos^2 120^\circ + \frac{1}{2} \right) + \frac{3}{2} \sin 120^\circ \cos 120^\circ \right]} =$$

$$= 12,75 \text{ A} .$$

2. Середнє значення струму тиристора

$$I_{VS\alpha} = \frac{\sqrt{2}U_M}{\pi\omega L_H} [(\pi - \alpha) \cos \alpha + \sin \alpha] =$$

$$= \frac{\sqrt{2} \cdot 115}{\pi \cdot 2\pi \cdot 400 \cdot 1,5 \cdot 10^{-3}} \left[\left(\pi - \frac{2\pi}{3} \right) \cos 120^\circ + \sin 120^\circ \right] = 4,67 \text{ A} .$$

3. Діюче значення струму тиристора

$$I_{VS\alpha d} = I_H / \sqrt{2} = 12,75 / \sqrt{2} = 9 \text{ A} .$$

б) 1. Для забезпечення безперервної провідності треба на керуючий електрод подавати широкі імпульси керування. Завдяки малим активним опорам, які обов'язково є у будь-якому колі, напруга відстає від струму менше, ніж на 90° .

2. Середнє значення струму навантаження

$$I_{Hcp} = 0 .$$

3. Діюче значення струму навантаження

$$I_H = \frac{U_M}{\omega L_H} = \frac{115}{2\pi \cdot 400 \cdot 1,5 \cdot 10^{-3}} = 30,5 \text{ A} .$$

4. Середнє значення струму тиристорів можна одержати зі співвідношення для випадку «а» шляхом підстановки $\alpha = 90^\circ$

$$I_{VS\alpha} = \frac{\sqrt{2}U_M}{\pi\omega L_H} = \frac{\sqrt{2} \cdot 115}{\pi \cdot 2\pi \cdot 400 \cdot 1,5 \cdot 10^{-3}} = 13,7 \text{ A} ,$$

а діюче значення струму тиристорів буде

$$I_{VS\alpha d} = I_H / \sqrt{2} = 30,5 / \sqrt{2} = 21,6 \text{ A} .$$

При керуванні вузькими імпульсами проводити струм буде тільки один тиристор, той, на який надходить імпульс керування першим. Тоді в навантаженні будуть протікати односпрямовані імпульси струму.

Середнє значення струму навантаження

$$I_{Hcp} = \frac{\sqrt{2}U_M}{\pi\omega L_H} [(\pi - \alpha) \cos \alpha + \sin \alpha] =$$

$$= \frac{\sqrt{2} \cdot 115}{\pi \cdot 2\pi \cdot 400 \cdot 1,5 \cdot 10^{-3}} \left[\left(\pi - \frac{\pi}{3} \right) \cos 60^\circ + \sin 60^\circ \right] = 26,2 \text{ A} .$$

Діюче значення струму навантаження

$$I_H = \frac{\sqrt{2} U_M}{\omega L_H} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\left(\pi - \alpha \right) \left(\cos^2 \alpha + \frac{1}{2} \right) + \frac{3}{2} \sin \alpha \cos \alpha \right]} =$$

$$= \frac{\sqrt{2} \cdot 115}{2\pi \cdot 400 \cdot 1,5 \cdot 10^{-3}} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\left(\pi - \frac{\pi}{3} \right) \left(\cos^2 60^\circ + \frac{1}{2} \right) + \frac{3}{2} \sin 60^\circ \cos 60^\circ \right]} = 29,1 \text{ A} .$$

Струми тиристорів

$$I_{VS1} = I_{Hcp} = 26,2 \text{ A} ,$$

$$I_{VS1д} = I_H = 29,1 \text{ A} ,$$

$$I_{VS2} = I_{VS2д} = 0 .$$

Приклад 2.5. Однофазний регулятор (рис. 2.2,*а*) працює на послідовно з'єднанні резистор і реактор. Визначити діюче значення напруги на навантаженні. Напруга мережі $U_M = 110 \text{ В}$; $f = 50 \text{ Гц}$; $r_H = 2 \text{ Ом}$; $L_H = 10 \text{ мГн}$; $\alpha = 90^\circ$.

Розв'язання. 1. Кут зсуву першої гармоніки струму

$$\varphi = \arctg(\omega L_H / r_H) = \left(\arctg(2\pi \cdot 50 \cdot 10 \cdot 10^{-3} / 2) \right) = 57,5^\circ .$$

2. У зв'язку з тим, що $\alpha > \varphi$, тому струм носить переривчастий характер (див. рис. 2.2,*е*).

3. Кут провідності тиристорів знаходимо з виразу

$$\sin(\lambda_{VS} + \alpha - \varphi) = \sin(\alpha - \varphi) e^{-\frac{\lambda_{VS}}{\text{tg}\varphi}} ;$$

$$\sin(\lambda_{VS} + 90^\circ - 57,5^\circ) = \sin(90^\circ - 57,5^\circ) e^{-\frac{\lambda_{VS}}{1,57}} ;$$

$$\sin(\lambda_{VS} + 32,5^\circ) = \sin 32,5^\circ e^{-\frac{\lambda_{VS}}{1,57}} .$$

Розв'язуючи останнє рівняння, знаходимо

$$\lambda_{VS} = 141^\circ .$$

4. Кут вимикання тиристорів (див. рис. 2.2,*е*)

$$\alpha_{\text{вим}} = \alpha + \lambda_{VS} = 90^\circ + 141^\circ = 231^\circ .$$

5. Діюче значення напруги на навантаженні

$$U_H = U_M \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\alpha_{\text{вим}} - \alpha + \frac{\sin 2\alpha - \sin 2\alpha_{\text{вим}}}{2} \right]} =$$

$$= 110 \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\frac{231^\circ - 90^\circ}{180^\circ} \pi + \frac{\sin 2 \cdot 90^\circ - \sin 2 \cdot 231^\circ}{2} \right]} = 87,2 \text{ В}.$$

Приклад 2.6. Трифазний регулятор (рис. 2.4,а) без нульового проводу працює на активне навантаження. Визначити середнє та діюче значення струмів, що протікають через один тиристор, якщо фазна напруга мережі $U_\phi = 220 \text{ В}$; опір навантаження $r_H = 4 \text{ Ом}$; а); $\alpha = 30^\circ$; б) $\alpha = 90^\circ$.

Р о з в' я з а н н я. а) 1. Середнє значення напруги за півперіод при $0 < \alpha < 60^\circ$

$$U_{\text{нсп}} = \frac{\sqrt{2}U_\phi}{\pi}(1 + \cos \alpha) = \frac{\sqrt{2} \cdot 220}{\pi}(1 + \cos 30^\circ) = 184,3 \text{ В}.$$

2. Середнє значення струму тиристора

$$I_{VS} = U_{\text{нсп}} / r_H = 184,3 / 4 = 46 \text{ А}.$$

3. Діюче значення напруги на навантаженні

$$\begin{aligned} U_H &= \sqrt{2}U_\phi \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\frac{\pi}{2} - \frac{3}{4} \left(\alpha - \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) \right]} = \\ &= \sqrt{2} \cdot 220 \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\frac{\pi}{2} - \frac{3}{4} \left(\frac{\pi}{6} - \frac{\sin 2 \cdot 30^\circ}{2} \right) \right]} = 214,5 \text{ В}. \end{aligned}$$

4. Діюче значення струму в навантаженні

$$I_H = U_H / r_H = 214,5 / 4 = 53,6 \text{ А}.$$

б) 1. Середнє значення напруги за півперіод при $60^\circ < \alpha < 90^\circ$

$$\begin{aligned} U_{\text{нсп}} &= \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{\sqrt{2}U_\phi}{\pi} (\sin \alpha + \sqrt{3} \cos \alpha) = \\ &= \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{\sqrt{2} \cdot 220}{\pi} (\sin 90^\circ + \sqrt{3} \cos 90^\circ) = 85,4 \text{ В}. \end{aligned}$$

2. Середнє значення струму тиристора

$$I_{VS} = U_{\text{нсп}} / r_H = 85,4 / 4 = 21,4 \text{ А}.$$

3. Діюче значення напруги на навантаженні

$$\begin{aligned} U_H &= \sqrt{2}U_\phi \sqrt{\frac{3}{4\pi} \left(\frac{\pi}{3} + \frac{3}{4} \sin 2\alpha + \frac{\sqrt{3}}{4} \cos 2\alpha \right)} = \\ &= \sqrt{2} \cdot 220 \sqrt{\frac{3}{4\pi} \left(\frac{\pi}{3} + \frac{3}{4} \sin 180^\circ + \frac{\sqrt{3}}{4} \cos 180^\circ \right)} = 118,8 \text{ В}. \end{aligned}$$

4. Діюче значення струму в навантаженні

$$I_{\text{н}} = U_{\text{н}} / r_{\text{н}} = 118,8 / 4 = 29,7 \text{ А}.$$

Приклад 2.7. Розрахувати тиристорний переривник (комутатор) з природною комутацією за наступними даними: номінальне значення комутованого активного навантаження $r_{\text{н}} = 5 \text{ Ом}$; номінальне значення кута керування $\alpha = 30^\circ$; діюче значення напруги живлення $U_{\text{м}} = 220 \text{ В}$; частота напруги живлення $f_{\text{м}} = 50 \text{ Гц}$; час вимикання переривника $t_{\text{вим}} = 0,01 \text{ с}$.

Р о з в' я з а н н я. 1. Оскільки допустимий час вимикання перетворювача відповідає половині періоду напруги мережі, вибираємо в якості переривника схему рис. 2.2,а.

2. Струм у тиристорах $VS1$ і $VS2$ у номінальному режимі переривника має наступні значення:

$$- \text{максимальний } I_{VS \text{ max}} = \sqrt{2} U_{\text{м}} / r_{\text{н}} = \sqrt{2} \cdot 220 / 5 = 62 \text{ А}.$$

$$- \text{середнє } I_{VS} = \sqrt{2} U_{\text{м}} / (2\pi r_{\text{н}}) = \sqrt{2} \cdot 220 / (2\pi \cdot 5) = 9,88 \text{ А}.$$

- діючий

$$I_{VS \text{ д}} = \frac{U_{\text{м}}}{r_{\text{н}}} \sqrt{\frac{1}{2} \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} \right)} = \frac{220}{5} \sqrt{\frac{1}{2} \left(1 - \frac{\pi}{6\pi} + \frac{\sin 2 \cdot 30^\circ}{2\pi} \right)} = 30,7 \text{ А}.$$

3. Максимальне значення прямої та зворотної напруги на тиристорах

$$U_{VS \text{ пр max}} = \sqrt{2} U_{\text{м}} \sin \alpha = \sqrt{2} \cdot 220 \cdot \sin 30^\circ = 155,1 \text{ В};$$

$$U_{VS \text{ зв max}} = \sqrt{2} U_{\text{м}} = \sqrt{2} \cdot 220 = 310,2 \text{ В}.$$

Вибираємо тиристор типу $T142 - 32 \text{ 6}$ класу.

4. Потужність втрат, що виділяється в одному тиристорі (приймаємо $\Delta U_{VS} = 2,1 \text{ В}$),

$$P_{VS1} = P_{VS2} = I_{VS} \cdot \Delta U_{VS} = 9,88 \cdot 2,1 = 20,75 \text{ Вт}.$$

Приклад 2.8. Розрахувати стабілізатор змінної напруги за наступними даними: номінальне діюче значення вихідної напруги $U_{\text{н}} = 220 \text{ В}$; номінальна повна потужність $S_{\text{н}} = 1,5 \text{ кВА}$; коефіцієнт зсуву струму навантаження $\cos \varphi_{\text{н}} = 0,8$; діапазон зміни діючого значення вхідної напруги $U_{\text{вх}} = 190 \dots 240 \text{ В}$; частота вхідної напруги $f = 50 \text{ Гц}$; коефіцієнт спотворення вихідної напруги не більше 10%; вміст гармонік у вхідному струмі стабілізатора мінімальний.

Р о з в' я з а н н я. 1. На основі аналізу вихідних даних вибираємо схему стабілізатора з компенсатором реактивної потужності рис. 2.6,а.

2. Визначаємо мінімальне та максимальне значення струмів конденсатора C

$$I'_C = I_H \left(\sin \varphi_H + \cos \varphi_H \frac{\sqrt{U_H^2 - U_{\text{ВХ min}}^2}}{U_{\text{ВХ min}}} \right) =$$

$$= \frac{1500}{220} \left(0,6 + 0,8 \frac{\sqrt{220^2 - 190^2}}{190} \right) = 7,3 \text{ А} ;$$

$$I''_C = I_H \left(\sin \varphi_H + \cos \varphi_H \frac{U_H}{U_{\text{ВХ min}}} \right) = \frac{1500}{220} \left(0,6 + 0,8 \frac{220}{190} \right) = 10,4 \text{ А} .$$

3. Оптимальне значення струму конденсатора I_C (звичайно з достатньою для практики точністю) в номінальному режимі можна визначити як

$$I_C = (I'_C + I''_C) / 2 = (7,3 + 10,4) / 2 = 8,85 \text{ А} .$$

4. Номінальна потужність конденсаторів Q_C та їх ємність C

$$Q_C = U_H I_C = 220 \cdot 8,85 = 1947 \text{ ВАР} ;$$

$$C = I_C / (\omega U_H) = 8,85 / (2\pi \cdot 50 \cdot 220) = 128 \cdot 10^{-6} \text{ Ф} = 128 \text{ мкФ} .$$

3 урахуванням напруги та частоти вибираємо конденсатори типу К75 – 10 – 250 – 10 у кількості 13 шт. і вмикаємо їх паралельно.

5. Максимальне значення струму, що споживається з мережі в номінальному режимі

$$I_{\text{ВХ max}} = \sqrt{I_H^2 + I_C^2 - 2 I_H I_C \sin \varphi_H} =$$

$$= \sqrt{\left(\frac{1500}{220} \right)^2 + 8,85^2 - 2 \frac{1500}{220} 8,85 \cdot 0,6} = 7,2 \text{ А} .$$

6. Максимальне значення напруги на вхідному реакторі $L1$

$$\Delta U_{L \text{ max}} = U_H \frac{I_C - I_H \sin \varphi_H}{I_{\text{ВХ max}}} - \sqrt{\left(U_{\text{ВХ min}}^2 - U_H^2 \frac{I_H \cos^2 \varphi_H}{I_{\text{ВХ max}}} \right)} =$$

$$= 220 \frac{8,85 - (1500/220) \cdot 0,6}{7,2} \sqrt{\left(190^2 - 220^2 \frac{(1500/220) 0,8^2}{7,2} \right)} = 63,1 \text{ В} .$$

7. Розрахункова потужність вхідного реактора $L1$

$$Q_{L1} = \Delta U_{L \text{ max}} I_{\text{ВХ max}} = 63,1 \cdot 7,2 = 454,3 \text{ ВАР} .$$

8. Індуктивність вхідного реактора

$$L_1 = \Delta U_{L \max} / (\omega I_{\text{вх max}}) = 63,1 / (314 \cdot 7,2) = 0,028 \text{ Гн}.$$

9. Розрахункова потужність реактора L компенсатора (компенсатор реактивної потужності виконаний за схемою рис. 2.2,а з індуктивним навантаженням L)

$$\begin{aligned} Q_L &= Q_C + \frac{(U_{\text{вх max}} - U_{\text{н}}) I_{\text{вх max}}^2 U_{\text{н}}}{Q_{L1}} = \\ &= 1947 + \frac{(240 - 220) \cdot 7,2^2 \cdot 220}{454,3} = 2449,1 \text{ ВАР}. \end{aligned}$$

10. Індуктивність реактора компенсатора

$$L = U_{\text{н}}^2 / (\omega Q_L) = 220^2 / (314 \cdot 2449,1) = 0,063 \text{ Гн}.$$

11. Середнє значення струму в тиристорах

$$I_{VS} = \frac{\sqrt{2} Q_L}{\pi U_{\text{н}}} = \frac{\sqrt{2} \cdot 2449,1}{\pi \cdot 220} = 5 \text{ А}.$$

12. З урахуванням максимального значення напруги на тиристорах

$$U_{VS \max} = \sqrt{2} U_{\text{вх}} = \sqrt{2} \cdot 220 = 310,2 \text{ В}$$

вибираємо тиристор типу Т112 – 10 6 класу.

КОМПЕНСАТОРИ РЕАКТИВНОЇ ПОТУЖНОСТІ Й АКТИВНІ ФІЛЬТРИ

Як показано вище, всі класичні схеми перетворення змінної напруги (випрямлячі, регулятори змінної напруги, безпосередні перетворювачі частоти) мають несинусоїдальний вхідний струм, зсунутий за фазою у бік відставання від напруги мережі. Це означає, що вентильні перетворювачі, споживаючи з мережі активну потужність, яка потрібна для навантаження, завантажують мережу реактивною потужністю та потужністю спотворення, які є паразитними для мережі. Коливання реактивної потужності призводять до коливань рівня напруги в мережі, а спотворення струму викликають спотворення форми напруги в мережі.

Послаблення негативного зворотного впливу вентильних перетворювачів на мережу живлення можна досягти: а) побудовою нових схем перетворювачів або модернізацією раніше відомих з метою поліпшення форми струму, що споживається перетворювачами з мережі; б) за допомогою спеціальних перетворювальних пристроїв, які дозволяють керовано генерувати окремі або всі разом неактивні складові повної потужності, що є в мережі живлення в точці під'єднання нелінійного навантаження, які треба частково або повністю компенсувати.

Пристроями, які послаблюють негативний вплив на мережу, є компенсатори реактивної потужності, компенсатори потужності спотворень (активні фільтри) і компенсатори всіх неактивних складових повної потужності.

3.1. КОМПЕНСАТОРИ РЕАКТИВНОЇ ПОТУЖНОСТІ

3.1.1. Реактори, керовані тиристорами

У випадках, коли в мережах або лініях електропередач необхідна компенсація їх ємнісних (зарядних) струмів, використовують компенсатор індуктивної реактивної потужності у вигляді реактора із зустрічно-паралельними тиристорами (регулятор змінної напруги, див. § 2.2). На рис. 3.1 наведені схема (а) і часові діаграми струмів та напруг (б). При $\alpha \neq 0$ тиристори відкриті весь період і до реактора прикладена синусоїдальна напруга, а струм (синусоїдальний) зсунутий у бік відставання на $\pi/2$. При $\alpha = 0$ струм буде протікати тільки частину періоду і при розкладі в ряд Фур'є слушні вирази для діючого значення основної та вищих гармонік:

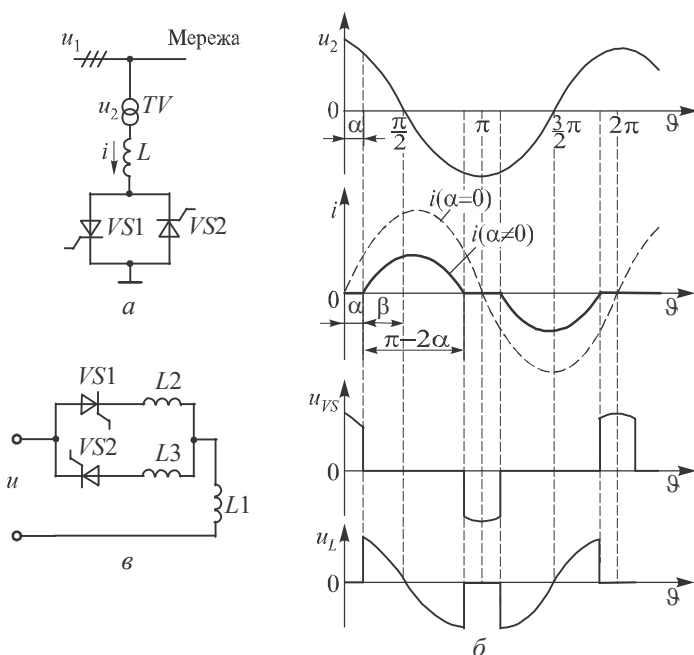


Рис. 3.1

$$I_{(1)} = \frac{U_2}{\omega_M L} \left(1 - \frac{2\alpha}{\pi} - \frac{\sin 2\alpha}{\pi} \right), \quad (3.1)$$

$$I_{(q)} = \frac{4}{\pi} \frac{U_2}{\omega_M L} \left[\frac{\sin(q+1)\alpha}{2(q+1)} - \frac{\sin(q-1)\alpha}{2(q-1)} - \sin \alpha \frac{\cos q\alpha}{q} \right], \quad (3.2)$$

де $q = 2k + 1$ — номер гармоніки; $k = 1, 2, 3, \dots$

Як видно з виразу (3.2) у кривій струму реактора присутні тільки непарні гармоніки 3, 5, 7, 9, 11, 13, ...

При зміні кута α від 0 до $\pi/2$ величина першої гармоніки монотонно зменшується, а величини інших гармонік зростають і зменшуються. При великих кутах α основна гармоніка та вищі гармоніки струму стають сумірними. Наприклад, при $\alpha = \pi/4$ $I_{(3)}/I_{(1)} = 0,65$.

Основна гармоніка струму відстає за фазою від напруги живлення на кут $\pi/2$ і при цьому виникає реактивна потужність зсуву (за основною гармонікою)

$$Q = UI_{(1)} = \frac{U_2^2}{\omega_M L} \left(1 - \frac{2\alpha}{\pi} - \frac{\sin 2\alpha}{\pi} \right). \quad (3.3)$$

Треба відмітити, що Q — реактивна потужність зсуву, обумовлена спільною дією тиристорного ключа і реактора. Реактивна потужність зсуву за основною гармонікою, що споживається реактором, може бути розрахована за виразом

$$Q_{p(1)} = U_{p(1)} I_{(1)},$$

де $U_{p(1)} = U_2 \left(1 - \frac{2\alpha}{\pi} - \frac{\sin 2\alpha}{\pi} \right)$ — діюче значення основної гармоніки напруги на реакторі (рис. 3.1,б).

З урахуванням (3.3)

$$Q_{p(1)}/Q = U_{p(1)}/U_2 = 1 - \frac{2\alpha}{\pi} - \frac{\sin 2\alpha}{\pi}.$$

Типова (габаритна) потужність реактора

$$S_p = I^2 \omega_M L = \frac{U_2^2}{\omega_M L} \left[1 - \frac{2\alpha}{\pi} - \frac{3 \sin 2\alpha}{\pi} + \frac{2(\pi - 2\alpha) \sin^2 \alpha}{\pi} \right], \quad (3.4)$$

де I — діюче значення струму реактора.

З виразів (3.3) і (3.4) видно, що для зменшення габаритів реактора доцільно найбільшу реактивну потужність одержувати при деякому куті $\alpha_{\min} \neq 0$. При цьому, проте, зростають струми вищих гармонік і пов'язані з цим втрати електроенергії.

Рівень вищих гармонік можна знизити додаванням реакторів L_2 , L_3 , ввімкнених послідовно з кожним тиристором ключа (рис. 3.1, в).

На практиці знаходять застосування трифазні компенсатори, побудовані за схемами трифазних регуляторів змінної напруги (див. рис. 2.4, а, б, в), в яких замість навантаження z_n ввімкнені реактори L (тиристори і реактори можуть бути поміняні місцями).

У трифазному компенсаторі з трьох однофазних з нульовим проводом (показаний на рис. 2.4, а пунктиром) є можливість роздільного регулювання реактивних потужностей у кожній фазі мережі живлення, тобто компенсатор має властивість компенсувати реактивні потужності кожної фази (за першими гармоніками). При з'єднанні однофазних компенсаторів у зірку без нульового проводу форма струму компенсатора стає в кожній півхвилі двохімпульсною (див. рис. 2.4, е).

Керувати напругою на реакторі, а отже, і його струмом можна, якщо ввімкнути його у коло постійного струму на виході випрямляча, як показано на рис. 3.2, а для випадку трифазного компенсатора. Один реактор для кола постійного струму виконати дешевше, а ніж три реактори для кола змінного струму, але при цьому зникає можливість пофазного регулювання реактивних потужностей у трифазній мережі. Якщо реактор має малий активний опір, то випрямляч повинен працювати з кутом $\alpha \approx \pi/2$. У цьому випадку випрямлена напруга приблизно дорівнює нулю, а випрямляч споживає з мережі реактивну потужність зсуву. Регулювання реактивної потужності у всьому діапазоні від нуля до максимального значення здійснюється за рахунок незначної зміни кута α , тому що у всьому діапазоні $\alpha \approx \pi/2$.

Діюче значення змінного струму на вході моста, його основної гармоніки та q -ої гармоніки відповідно дорівнюють

$$I = \sqrt{2/3} I_d; \quad I_{(1)} = (\sqrt{6}/\pi) I_d; \quad I_{(q)} = I_{(1)}/q,$$

де $q = 6k \pm 1, k = 1, 2, 3, \dots$

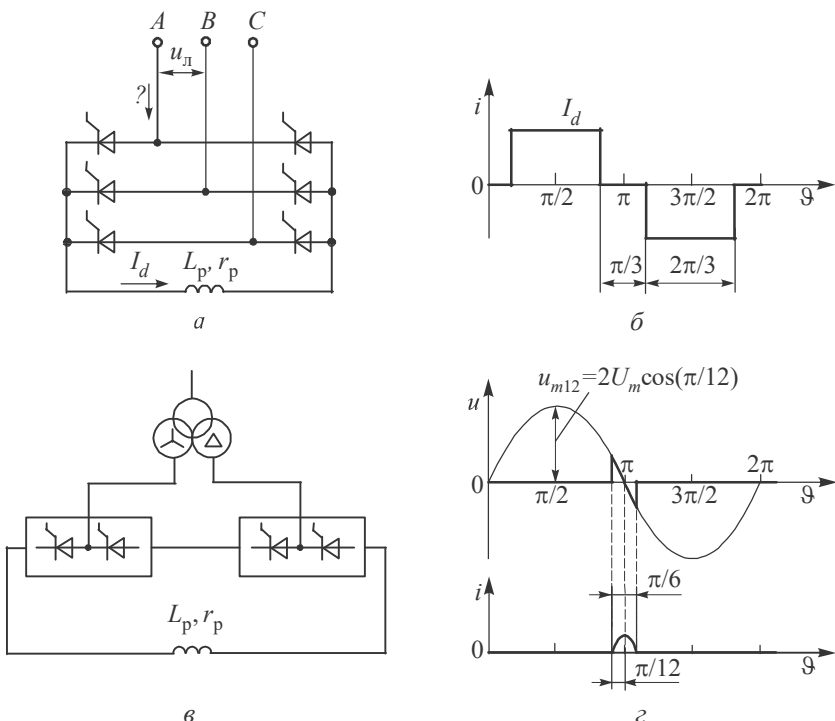


Рис. 3.2

Реактивна потужність зсуву при синусоїдальній напрузі живлення

$$Q = \sqrt{3} U_{\text{л}} I_{(1)} \sin \varphi_{(1)} = \sqrt{3} U_{\text{л}} I_{(1)} \sin \alpha =$$

$$= 3 \left(\sqrt{2} / \pi \right) U_{\text{л}} I_d \sin \alpha = U_{d0} I_d \sin \alpha$$

пропорційна випрямленому струму, який визначається величиною випрямленої напруги та активним опором реактора r_p ,

$$I_d = U_d / r_p = U_{d0} \cos \alpha / r_p,$$

звідки

$$I_d r_p / U_{d0} = \cos \alpha.$$

Звичайно спад напруги на реакторі $I_d r_p$ при номінальному струмі складає величину не більше 2% від U_{d0} . Тоді $\cos \alpha = 0,02$ і $\alpha = 88,85^\circ$. Якщо $I_d = 0$, то $\cos \alpha = 0$ і $\alpha = 90^\circ$.

Таким чином, для зміни струму у всьому діапазоні необхідна зміна кута α лише приблизно на 1° , тобто потрібна високоточна система керування випрямлячем.

У реальних установках в анодному колі тиристорів є індуктивність, тому при безперервному струмі у випрямлячі буде мати місце спад напруги від перекриття фаз. У середньому ця величина складає біля 4%. Тоді з урахуванням спаду напруги на реакторі $\cos \alpha = 0,06$, $\alpha = 86,5^\circ$, і для зміни струму в усьому діапазоні потрібні зміни кута α приблизно на $3,5^\circ$.

З наведеного прикладу витікає, що у всьому діапазоні регулювання струму можна прийняти $\sin \alpha \approx 1$, тому

$$Q \approx \sqrt{3} U_{\text{л}} I_{(1)} = U_{d0} I_d. \quad (3.5)$$

Реактивна потужність, як впливає з (3.5), не залежить в явній формі від величини індуктивності реактора L_p .

Величину L_p слід вибирати такою, щоб мінімальний випрямлений струм $I_{d\text{гр}}$, який відповідає мінімальній реактивній потужності, був гранично-безперервним

$$\sin(\alpha - \varphi) + \sin(\alpha - \varphi) \frac{2e^{\frac{r_d}{L_d} \frac{\pi}{\omega_M}}}{1 - e^{\frac{r_d}{L_d} \frac{\pi}{\omega_M}}} \geq 0$$

(ця умова для гранично-безперервного режиму виконується тоді, коли $\varphi \geq \alpha$, тобто $\alpha \leq \arctg \frac{\omega_M L_d}{r_d}$).

Мінімальна індуктивність реактора в колі випрямленого струму для одержання гранично-безперервного струму

$$L_p = \frac{1}{\omega_M} \left(0,126 \frac{U_{\text{л}}}{I_{d\text{гр}}} \sin \alpha - x_a \right).$$

При $x_a = 0$

$$L_p = 0,126 U_d / (\omega_M I_{d\text{гр}}).$$

Якщо прийняти, що $L_{d\text{гр}}$ складає 10% від номінального струму

$I_{d\text{ном}}$, то

$$L_p = 1,26 U_d / (\omega_m I_{d \text{ ном}}). \quad (3.6)$$

Ураховуючи вираз (3.5), маємо

$$L_p = 1,26 \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \frac{U_{\text{л}}^2}{\omega_m Q_{\text{ном}}} \approx 1,7 \frac{U_{\text{л}}^2}{\omega_m Q_{\text{ном}}}, \quad (3.7)$$

Типова потужність реактора

$$S_p = I_{d \text{ ном}}^2 \omega_m L_p \approx 0,93 Q_{\text{ном}}$$

приблизно дорівнює реактивній потужності установки за умови, що забезпечується гранично-безперервний режим при струмі, який складає 10 % від номінального.

Витрати на реактор еквівалентні витратам на реактори в схемах рис. 2.4, а, в.

Для зниження витрат на реактори треба збільшувати пульсність випрямлення. У схемі дванадцятипульсного випрямляча (рис. 3.2, в), утвореного послідовним з'єднанням двох трифазних мостових схем (із з'єднанням у зірку і трикутник), напруги яких зсунуті за фазою на 30° , реактивна потужність повинна бути такою самою, як і для 6-пульсної схеми. Це здійснюється зменшенням у два рази або номінального випрямленого струму $I_{d \text{ ном}}$, або лінійної напруги $U_{\text{л}}$ вентильних обмоток трансформатора.

Індуктивність реактора в 12-пульсній схемі можна визначити за допомогою часової діаграми рис. 3.2, з, де $U_{m12} = U_m \cos 15^\circ \approx 0,966 U_m$ — амплітуда еквівалентної напруги в 12-пульсній схемі, а U_m — амплітуда лінійної напруги одного з послідовно ввімкнених 6-пульсних випрямлячів

$$L_p = 0,46 \frac{U_m}{\omega_m I_{d \text{ ном}}} = 0,649 \frac{U_{\text{л}}}{\omega_m I_{d \text{ ном}}}. \quad (3.8)$$

Типова потужність реактора

$$S_p = I_{d \text{ ном}}^2 \omega_m L_p = 0,24 Q_{\text{ном}}.$$

Таким чином у 12-пульсній схемі типова потужність реактора зменшується приблизно у 4 рази в порівнянні з 6-пульсною схемою при однаковій реактивній потужності. Проте декілька ускладнюється трансформатор.

Наведені вище вирази для індуктивності та типової потужності реактора одержані за умови, що $I_{d\text{гр}}/I_{d\text{ном}} = 0,1$. При зменшенні цього співвідношення збільшуються індуктивність і типова потужність реактора.

Достоїнством 12-пульсної схеми є також зменшення вмісту 5-ої і 7-ої гармонік струму. Це особливо суттєво для установок, в яких використовуються 12-пульсні тиристорні електроприводи.

3.1.2. Конденсатори, комутовані тиристорами

Схема компенсатора з тиристорними ключами в колі конденсаторних батарей (секцій), які ввімкнені паралельно з навантаженням (паралельна, поперечна компенсація), наведена на рис. 3.3,а. При збільшенні споживаної навантаженням реактивної потужності підмикається тиристорними ключами все більша кількість секцій конденсаторних батарей. Чим більше вибрано секцій, тим більш плавним буде регулювання реактивної потужності. Такий компенсатор має дві особливості: підмикання конденсаторів тиристорними ключами без перехідних процесів і зміну полярності напруги на вимкнених конденсаторах. Виключення перехідних процесів досягається тим, що підмикання конденсаторів здійснюється в той момент часу, коли напруги мережі та конденсаторів рівні одній іншій при амплітудному значенні напруги мережі. Це відповідає переходу через нуль синусоїдальної кривої струму конденсатора в усталеному режимі (рис. 3.3,б).

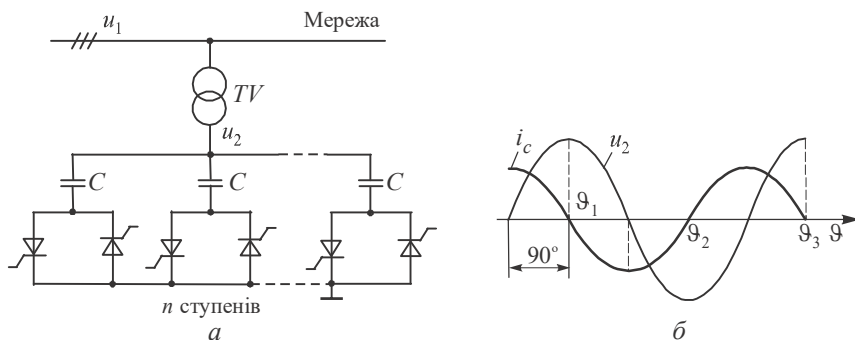


Рис. 3.3

Інший спосіб зменшення перехідного струму при відкритті тиристорних ключів, що не потребує попередньої зарядки конденсаторів, полягає в контролі напруги на ключі та дозволі на їх відкриття, коли напруга на них близька до нуля.

Відмикання конденсаторів здійснюється шляхом зняття імпульсів керування з тиристорів та їх закриттям при проходженні струму через нульове значення. Конденсатори залишаються зарядженими до максимальної напруги, і пристрій готовий для нового ввімкнення без перехідного процесу.

Відімкнені конденсатори будуть повільно розряджатися. Для підтримки напруги конденсаторів здійснюється короткочасне ввімкнення тиристорів.

У схемі рис. 3.3,а тиристорний ключ у вимкненому стані може знаходитися під дією суми напруг мережі та конденсатора, тобто максимальна напруга може дорівнювати подвійному амплітудному значенню напруги мережі. Так як відкриття ключів відбувається тільки в моменти, що відповідають амплітуді напруги мережі (рис. 3.3,б), при використанні одного ступеня максимальна затримка при вмиканні може складати один період (0,02 с при частоті 50 Гц), (моменти ϑ_1 або ϑ_3).

Затримка на вимикання не перевищує половини періоду.

Якщо в ключі застосувати зустрічно-паралельне з'єднання тиристора і діода, то затримка на вимикання збільшиться, але не буде перевищувати один період.

У деяких випадках послідовно з конденсаторами вмикають реактори для зменшення швидкості зростання струму.

Послідовна (поздовжня) конденсаторна компенсація застосовується в лініях електропередач змінного струму за допомогою схеми рис. 3.4, в якій конденсаторні секції шунтуються зустрічно-паралельними тиристорами, з'єднаними послідовно. Для запобігання ви-

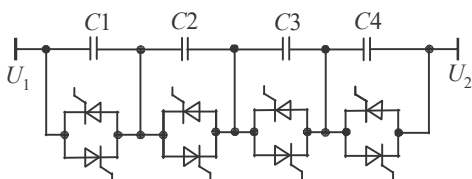


Рис. 3.4

ходу з ладу тиристорів під дією розрядних струмів конденсаторів вони відкриваються при переході через нуль напруги комутованої секції конденсаторів.

Недоліком розглянутого компенсатора є ступеневе регулювання реактивної потужності.

3.1.3. Конденсаторно-реакторні компенсатори реактивної потужності

Розглянуті компенсатори компенсують або випереджаючий реактивний струм мережі (рис. 3.1,*a*), або відстаючий реактивний струм мережі (рис. 3.3,*a*, 3.4). На основі розглянутих схем можна створити конденсаторно-реакторні компенсатори, які дозволяють регулювати величину та вид вхідної реактивної потужності за рахунок виконання регульованих (конденсаторної або реакторної) частин. На рис. 3.5 наведена схема (*a*) такого компенсатора та векторна діаграма (*б*) для перших гармонік напруги та струмів компенсатора. Фаза реактивного струму на вході компенсатора $+90^\circ$ або -90° визначається співвідношенням величин нерегульованого струму конденсатора та регульованого струму реактора.

Реактивна потужність компенсатора визначається за формулами

$$Q_C = U^2 \omega_m C_\Sigma; \quad Q_L = U^2 / (\omega_m L_p).$$

При компенсації реактивної потужності здійснюється плавне регулювання потужності за допомогою фазового керування тиристорами, послідовно з'єднаними з реактором. Компенсатор є швидкодіючим ($t < 0,1\text{с}$ при $f = 50\text{Гц}$) і надійним. Основними недоліками

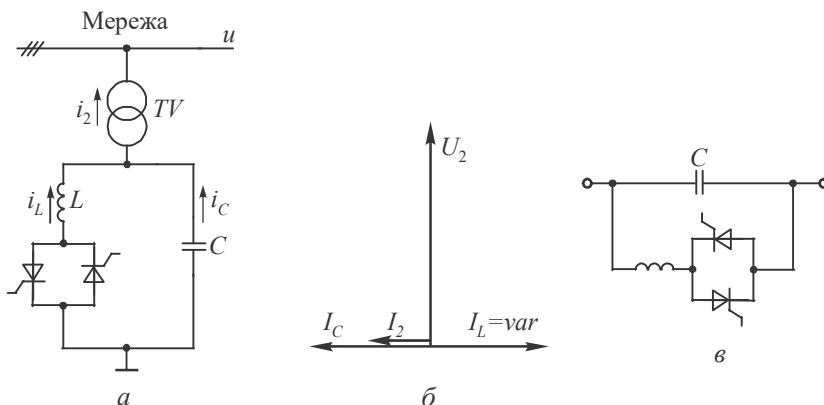


Рис. 3.5

його є низькі питомі масо-габаритні показники, обумовлені необхідністю використовувати тиристори, які розраховані на керування повною потужністю компенсації, а також значне спотворення форми струму в реакторі.

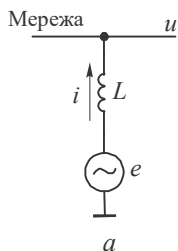
На рис. 3.5,в наведена схема однієї чарунки схеми з послідовною компенсацією (див. рис. 3.4), в якій конденсатори і реактори із зустрічно-паралельними тиристорами підмикаються послідовно. Реактори виконують функції аналогічні тим, що виконують реактори в схемі з паралельною компенсацією. Значення струму регулюється за допомогою фазового керування тиристорами. Залежно від значення кута керування тиристорами реактори компенсують ємність послідовних конденсаторів у мережі. При відсутності конденсаторної компенсації тиристори відкриті і шунтують конденсатори, а при повній компенсації — закриті.

3.1.4. Компенсатори з вентильним джерелом реактивної напруги

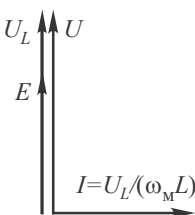
Для компенсації реактивної потужності в лініях електропередач змінного струму широке застосування знаходять синхронні компенсатори, які можуть генерувати реактивну потужність ємнісного або індуктивного характеру. Синхронний компенсатор має схему заміщення у вигляді послідовно ввімкненого джерела ЕРС і відповідного реактнса синхронної машини (рис. 3.6,а). Залежно від величини ЕРС синхронного компенсатора у порівнянні з напругою мережі струм компенсатора може мати відстаючий або випереджуючий характер по відношенню до напруги мережі (рис. 3.6,б, в).

Повністю керовані прилади великої потужності: запірні тиристорні

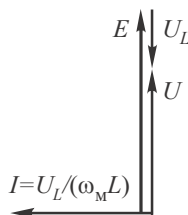
силові
зистори



а



б



в

(GTO-
тори),
тран-
ри

Рис. 3.6

(*IGBT*-транзистори) дозволили створити перетворювачі з ШІМ високої напруги, які замінюють електромашинний синхронний компенсатор. З'явилися схеми перетворювачів змінного струму з ШІМ з властивостями джерел струму (інвертор струму) (*а*) або напруги (інвертор напруги) (*б*), на основі яких створені статичні компенсатори реактивної потужності (рис. 3.7).

Через те що обидва інвертори працюють в режимі з вихідними струмами, зсунутими на 90° відносно своєї напруги, тобто в режимі джерел реактивної напруги, у колі постійної напруги (струму) джерело живлення не потрібне. Тобто, враховуючи, що реактивна потужність носить обмінний характер, в якості тимчасового накопичувача енергії використовують реактор L_d (рис. 3.7,*а*) або електролітичний конденсатор C_d (рис. 3.7,*б*).

Втрати активної потужності в інверторах компенсуються споживанням невеликої активної потужності з мережі за рахунок зсуву фази струму відносно напруги інвертора на кут, трохи менший 90° . Цим задаються потрібні рівні постійного струму в згладжувальному реакторі L_d інвертора струму та напруги на конденсаторі C_d фільтра інвертора напруги, які визначаючи реактивну потужність компенсаторів.

Реактори L не тільки визначають величину першої гармоніки струму компенсатора у відповідності з векторною діаграмою рис. 3.6,*б*, *в*, але і згладжують вищі гармоніки, обумовлені несинусоїдальністю вихідних напруг інвертора струму та інвертора напруги компенсатора.

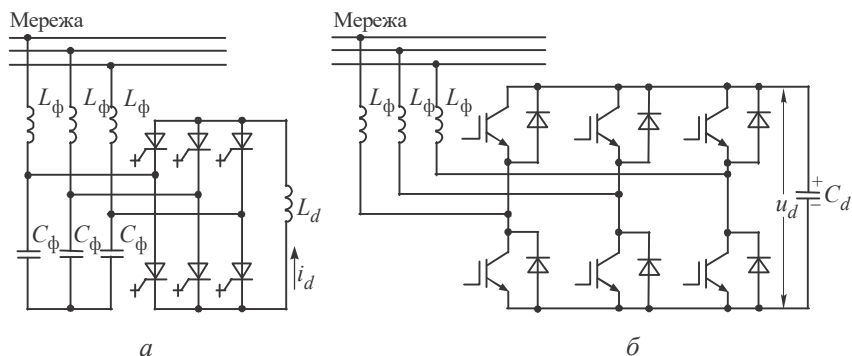


Рис. 3.7

Можливо використання в якості джерела реактивної напруги в компенсаторі реактивної потужності і безпосереднього перетворювача частоти на повністю керованих вентилях.

3.2. АКТИВНІ ФІЛЬТРИ — КОМПЕНСАТОРИ ПОТУЖНОСТІ СПОТВОРЕННЯ

Активним (силовим) фільтром (АФ) називають перетворювач змінного/постійного струму (з ємнісним або індуктивним накопичувачем електричної енергії на стороні постійного струму), формуючий методами імпульсної модуляції усереднене значення струму (напруги), яке дорівнює різниці нелінійного (що фільтрується) струму або напруги і синусоїдального струму (напруги) його основної гармоніки.

Залежно від схеми та принципів керування АФ поділяються на джерела напруги і джерела струму.

На рис. 3.8 наведені структурні схеми ввімкнення АФ у вигляді джерел напруги $u_{\text{АФ}}$ (а) та джерела струму $i_{\text{АФ}}$ (б). Якщо напруга мережі несинусоїдальна (на рисунку прямокутник), а напруга на навантаженні повинна бути синусоїдальною, то джерело компенсувальної напруги $u_{\text{АФ}}$ повинно повторювати у протифазі різницю миттєвої кривої напруги мережі $u_{\text{м}}$ та її першої гармоніки $u_{\text{м(1)}}$ (рис. 3.8,а)

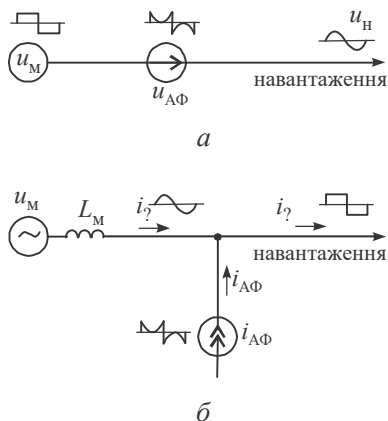


Рис. 3.8

$$\left. \begin{aligned} u_{\text{н}}(\vartheta) &= U_{m(1)} \sin(\vartheta - \varphi_{(1)}); \\ u_{\text{м}}(\vartheta) &= \sum_{q=1}^{\infty} U_{m(q)} \sin(q\vartheta - \varphi_{(q)}); \\ u_{\text{АФ}}(\vartheta) &= \sum_{q \neq 1}^{\infty} U_{m(q)} \sin(q\vartheta - \varphi_{(q)}); \\ u_{\text{н}}(\vartheta) &= u_{\text{м}}(\vartheta) - u_{\text{АФ}}(\vartheta), \end{aligned} \right\} \quad (3.9)$$

де $\varphi_{(1)}$, $\varphi_{(q)}$ — відповідно фаза напруги першої та q -ої гармоніки напруги.

Якщо знехтувати втратами потужності в елементах, а навантаження вважати лінійним, то активна потужність АФ на інтервалі періоду основної гармоніки

$$\begin{aligned} P_{\text{АФ}} &= \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left[\sum_{q \neq 1}^{\infty} U_{m(q)} \sin(q\vartheta - \varphi_{(q)}) \right] I_{\text{н}m(1)} \sin(\vartheta - \varphi_{i(1)}) d\vartheta = 0, \end{aligned} \quad (3.10)$$

де $I_{\text{н}m(1)}$ і $\varphi_{i(1)}$ — амплітуда та фаза струму першої гармоніки навантаження.

З (2.10) випливає, що при прийнятих припущеннях АФ не впливає на баланс активної потужності у системі джерело – навантаження. У той же час АФ безпосередньо приймає участь в обміні потужністю спотворення з джерелом несинусоїдальної напруги. Потужність спотворення є неактивною і передається по контуру джерело спотворення – ділянка електричної лінії, що з'єднує джерело та АФ. Останнім елементом АФ, що накопичує та віддає енергію, обумовлену спотворенням напруги, є накопичувач електричної енергії — конденсатор або реактор.

Для фільтрації несинусоїдального струму $i_{\text{н}}$, що створюється, як правило, нелінійним навантаженням, використовуються АФ, що формують несинусоїдальний струм, який дорівнює різниці струму навантаження $i_{\text{н}}$ і струму його основної гармоніки $i_{\text{н}(1)}$. Такий АФ підмикається паралельно нелінійному навантаженню як можна ближче до нього (рис. 3.8,б). При відсутності втрат

$$\left. \begin{aligned}
 i_{\text{н}}(\vartheta) &= \sum_{q=1}^{\infty} I_{m(q)} \sin(q\vartheta - \varphi_{i(q)}); \\
 i_{\text{АФ}}(\vartheta) &= \sum_{q \neq 1}^{\infty} I_{m(q)} \sin(q\vartheta - \varphi_{i(q)}); \\
 i_{\text{м}}(\vartheta) &= i_{\text{н}}(\vartheta) - i_{\text{АФ}}(\vartheta) = I_{m(1)} \sin(\vartheta - \varphi_{i(1)}); \\
 P_{\text{АФ}} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left[\sum_{q \neq 1}^{\infty} I_{m(q)} \sin(q\vartheta - \varphi_{i(q)}) \right] U_{m(1)} \sin(\vartheta - \varphi_{u(1)}) d\vartheta = 0,
 \end{aligned} \right\} \quad (3.11)$$

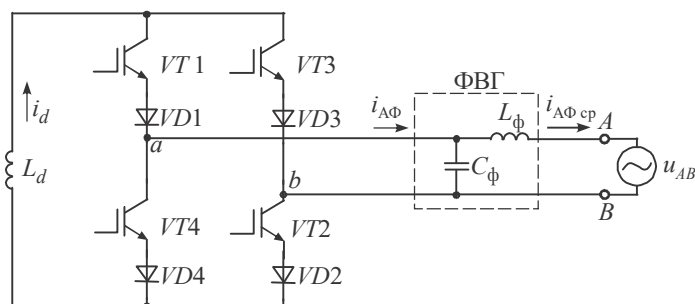
де $U_{m(1)}$ і $\varphi_{u(1)}$ — амплітуда та фаза напруги першої гармоніки мережі.

З (3.11) видно, що паралельний АФ, що працює в режимі формування струму, який компенсує спотворення струму навантаження, також не впливає на баланс активної потужності в системі джерело — навантаження. Обмін потужністю спотворення відбувається між нелінійним навантаженням і паралельним АФ.

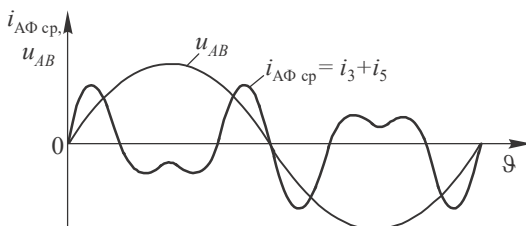
В якості АФ використовуються перетворювачі змінного/постійного струму з ШІМ, що можуть формувати на стороні змінного струму несинусоїдальний струм або напругу за заданим законом. Для обміну енергією неактивної потужності для мережі з джерелами спотворення на стороні постійного струму перетворювача можуть бути ввімкнені ємнісні або індуктивні накопичувачі енергії. У загальному випадку такі АФ виконують функції обміну неактивної потужності, що вміщує в собі реактивну потужність основної гармоніки. У зв'язку з тим, що середнє значення потужності на стороні змінного струму АФ за період основної гармоніки при прийнятих припущеннях дорівнює нулю, потреба у джерелі або споживачі активної потужності на стороні постійного струму АФ відсутня.

Залежно від виду накопичувача в якості схем АФ використовуються перетворювачі з властивостями джерела струму (накопичувач у вигляді реактора) (рис. 3.9,а) або джерела напруги (накопичувач у вигляді конденсатора) (рис. 3.10,а).

На рис. 3.9, наведена схема (а) інвертора з властивостями джерела струму (інвертора струму), обумовленого реактором L_d ($L_d \rightarrow \infty$), і часові діаграми (б) струму та напруги (мережі). Методами імпульсної модуляції на виході АФ ключами $VT1...VT4$ формуються модульовані імпульси $i_{A\Phi}$ за заданим системою керування законом. Після фільтрації цього струму фільтром вищих гармонік ФВГ в мережу змінної напруги u_{AB} надходить усереднений (відфільтрований) струм $i_{A\Phi \text{ ср}}$, миттєве значення якого змінюється у відповідності з функцією модуляції струму i_d . Струм $i_{A\Phi \text{ ср}}$ на часовій діаграмі дорівнює, наприклад, сумі струмів 3-ї та 5-ї гармонік по відношенню до основної частоти напруги мережі. Змінюючи функцію модуляції, можна одержати вихідні струми з різними миттєвими значеннями у часі. Точність відтворення на виході струму $i_{A\Phi \text{ ср}}$ залежить від точної передачі спектра цієї кривої до частоти її верхньої гармоніки, яка визначається у відповідності з теоремою відліків Котельникова половиною



а



б

Рис. 3.9

частоти комутації при ШІМ.

Схема АФ з ємнісним накопичувачем (інвертор напруги), що володіє властивостями джерела напруги, наведена на рис. 3.10,а. Процеси формування вихідної напруги u_{ab} подібні формуванню струму $i_{\text{АФ}}$ у схемі рис. 3.9,а. АФ з ємнісним накопичувачем — конденсатор C_d ($C_d \rightarrow \infty$) — може формувати на виході напругу заданої форми. На рис. 3.10,б наведені часові діаграми вихідної напруги і струмів у АФ з модулюючою функцією, що визначається сумою 3-ї та 5-ї гармонік вихідного струму.

Активні фільтри (рис. 3.9,а, 3.10,а) вмикаються паралельно шинам мережі, що відповідає зображенню їх еквівалентними джерелами несинусоїдального струму потрібної форми. Ці ж схеми можуть бути ввімкнені в мережу послідовно та розглядатися як еквівалентні джерела несинусоїдальної напруги. При послідовному ввімкненні АФ (рис. 3.11) з індуктивним накопичувачем (звичайно через трансформатор) на виході фільтра підмикають опір $z_{\text{АФ}}$, що забезпечує протікання

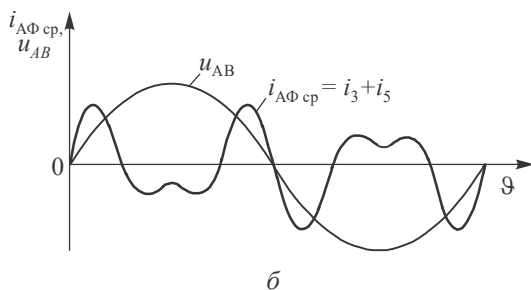
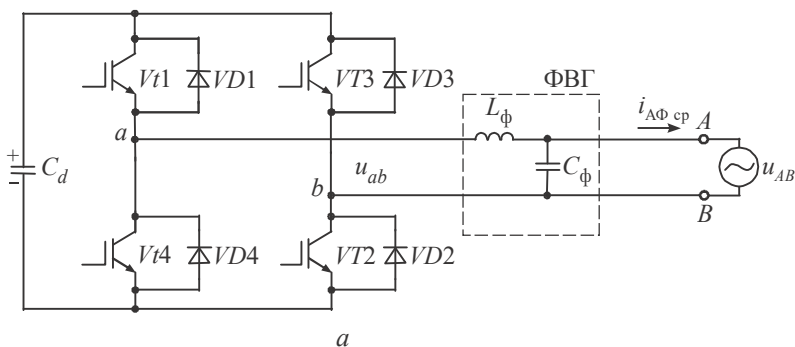


Рис. 3.10

основної гармоніки струму навантаження i_H у колі: джерело напруги мережі — навантаження. Це необхідно тому, що АФ з індуктивним накопичувачем володіє великим внутрішнім опором. Опір z_{AF} дещо знижує напругу основної гармоніки мережі. АФ з ємнісним накопичувачем володіє малим внутрішнім опором і тому його застосування краще.

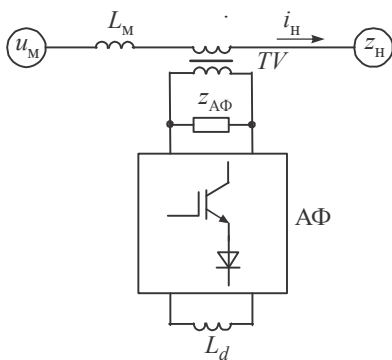


Рис. 3.11

З урахуванням виду накопичувача можна виділити чотири схеми АФ: з паралельним і послідовним підмиканням до мережі при індуктивному або ємнісному накопичувачі. Найбільше практичне застосування одержали схеми АФ з ємнісним накопичувачем завдяки їх більшій швидкодії та кращим техніко-економічним показникам.

Активні фільтри можуть бути виконані за однофазною або трифазною схемами.

На рис. 3.12 наведена схема (а) і часові діаграми струмів (б) АФ з ємнісним накопичувачем, підімкненим паралельно до мережі. Такий

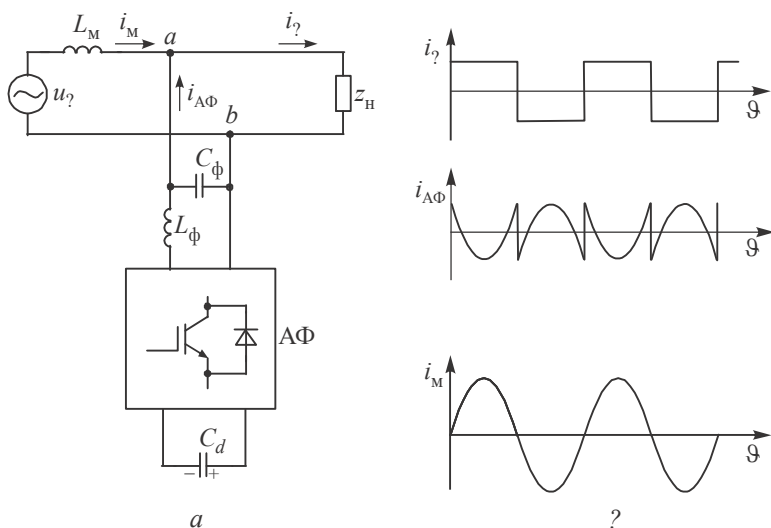


Рис. 3.12

АФ використовується для усунення спотворень струмів, що створюються нелінійним навантаженням (наприклад, випрямлячем з великою індуктивністю на стороні постійного струму), і підключається безпосередньо до шин нелінійного навантаження. При відсутності АФ спотворений струм навантаження викликає спад напруги на вихідному опорі мережі. Це призводить до того, що напруга на шинах різних споживачів стає несинусоїдальною. АФ створює струм $i_{\text{АФ}}$, який у сумі зі спотвореним струмом навантаження $i_{\text{н}}$ забезпечує надходження в мережу синусоїдального струму, який дорівнює струму основної гармоніки $i_{\text{н}(1)}$.

Як відмічалось вище, АФ одночасно з функцією фільтрації вищих гармонік струму може виконувати функції компенсатора реактивної потужності основної гармоніки струму нелінійного навантаження. Максимальне значення потужності АФ при цьому визначається максимальними значеннями суми компенсуючого та фільтрувального струмів.

На рис. 3.13 наведена схема (а) та часові діаграми напруг (б) АФ з ємнісним накопичувачем, послідовно підімкненим до мережі з несинусоїдальною напругою $u_{\text{м}}$ і який забезпечує синусоїдальну напругу на навантаженні. Такий АФ є високочастотним додатним

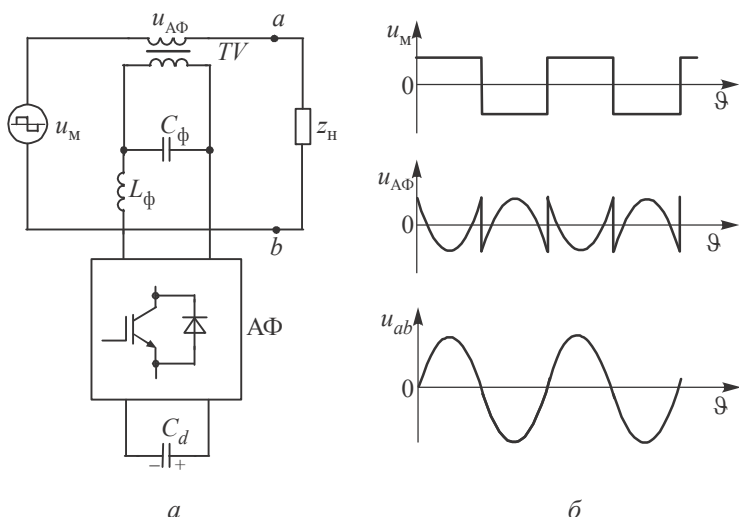


Рис. 3.13

пристроєм, що дозволяє одержати напругу заданої форми та значення. Проте треба враховувати, що АФ з накопичувачем електричної енергії не може на протязі тривалого часу керувати або приймати активну потужність через відсутність її джерел або приймачів. Послідовний АФ може усувати низькочастотні коливання напруги або короткочасні його провали.

Більш радикальним способом поліпшення якості електропостачання та усунення зворотного впливу нелінійного споживача на живильну мережу є сумісне використання АФ напруги та струму. Можливі два варіанти їх об'єднання: паралельно-послідовне та послідовно-паралельне. На рис. 3.14 наведена структура однофазної схеми, що складається з послідовно і паралельно ввімкнених АФ.

Використання вихідних трансформаторів в АФ дозволяє об'єднати їх кола постійної напруги спільним конденсатором C_d фільтра. Якщо на таку структуру покласти ще функцію регулювання реактивної потужності (у тому числі її знака), то можна підтримувати синусоїдальну напругу стабільної величини при коливаннях напруги в мережі, що

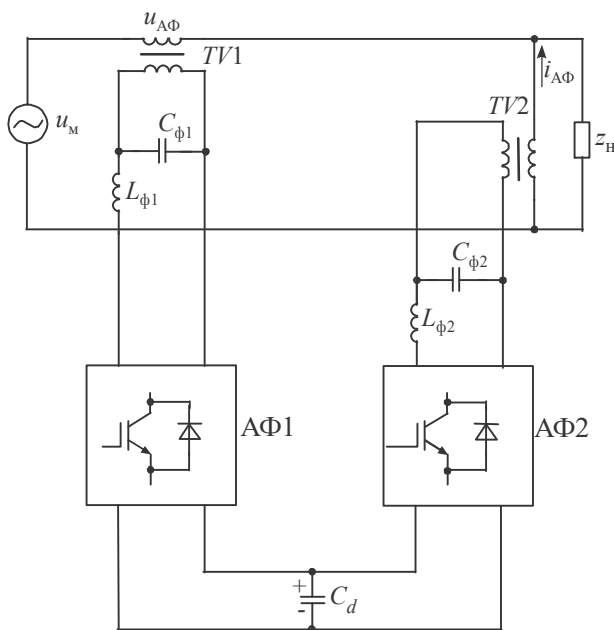


Рис. 3.14

викликані спершу всього коливаннями навантаження. У цьому випадку послідовний фільтр напруги виконує ще функцію вольтододатного регулятора змінної напруги (див. розділ 2). Такі системи призначені для великої електроенергетики і одержали назву *гнучких ліній електропередачі (FACTS–Flexible Alternative Current Transmission System)*.

На рис. 3.15,а наведена структурна схема гнучкої лінії електропередачі змінного струму. Основою цього пристрою є активні фільтри АФ1 і АФ2. На стороні постійного струму вони об'єднані. Тому що активні фільтри виконані на основі інверторів напруги з ШІМ, вони можуть працювати у чотирьох квадрантах комплексної площини на стороні змінного струму. У цьому випадку можна уявити, що АФ1 є споживачем або генератором першої гармоніки струму (рис.3.15,б). АФ2, вторинні обмотки якого ввімкнені послідовно, генерують або споживають електроенергію за допомогою послідовного додавання напруги ΔU , перша гармоніка якої також може знаходитися у будь-якому квадранті комплексної площини відносно струму в обмотці трансформатора (рис.3.15,в). Очевидно, що при знехтуванні втратами потужності в активних фільтрах і трансформаторах активні потужності АФ повинні бути однаковими. Інакше буде виникати збиток або недостача активної потужності в конденсаторі, ввімкненому на стороні постійного струму, що призведе до нестабільності середнього значення напруги на конденсаторі. Це не розповсюджується на неактивні потужності (реактивні та потужності спотворення), обмін якими АФ

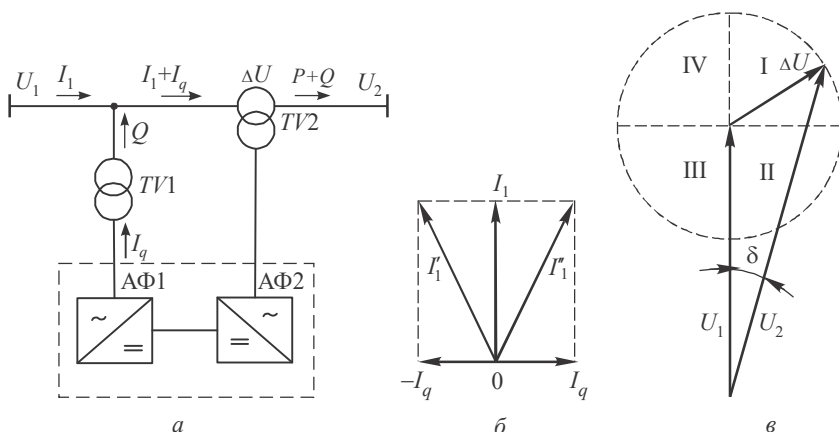


Рис. 3.15

здійснюють між конденсатором на стороні постійного струму та лінією передачі, викликаючи на конденсаторі пульсації напруги. Наведена схема є не тільки пристроєм компенсації реактивної потужності, але і править для створення додаткової напруги, яка змінюється за фазою. Зміна величини та фази цієї напруги дозволяє змінювати кут δ між напругами на кінцях лінії. Таким чином можливе ефективне керування потоком потужності в лінії.

Якщо в графіку споживання реактивної потужності є не тільки динамічна, але й статична складові, то останню можна компенсувати пасивними реактивними елементами, які зможуть відфільтрувати і частину гармонік струму. У цих випадках використовують комбінований фільтр, який складається з сукупності активного і пасивного фільтрів. Типові схеми підімкнення активної частини фільтра до пасивної наведені на рис. 3.16 (а, в — паралельне підімкнення; б, г — послідовне підімкнення). Найбільше розповсюдження одержали паралельні способи підімкнення активної частини до пасивної.

Наявність у комбінованому фільтрі регулятора на основі схеми АФ дозволяє:

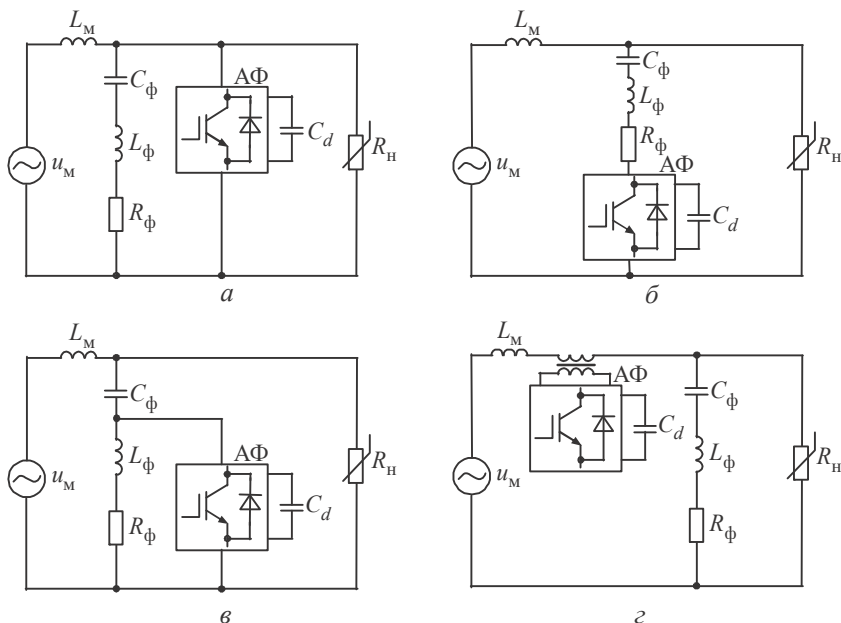


Рис. 3.16

- підвищити ефективність фільтрації за допомогою корекції його частотної характеристики;
- зменшити негативний вплив зміни параметрів фільтра та відхилення частоти гармоніки, що фільтрується, у процесі експлуатації;
- демпфірувати небажані резонансні явища, обумовлені пасивними елементами фільтрів;
- знизити гармонічні складові струму мережі, обумовлені різними джерелами вищих гармонік.

Задачі, що розв'язуються комбінованим фільтром, пов'язані з спектральним складом вхідного сигналу регулятора. Для підвищення якості фільтрації пасивним фільтром на частоті його настроювання достатньо «відслідковувати» тільки гармоніку вхідного сигналу цієї частоти. У цьому випадку установлена потужність активної частини фільтра значно менша, ніж при відпрацюванні сигналу у всьому його частотному спектрі. Крім того, спрощується процедура модуляції сигналу. У той же час демпфірування активним опором фільтра резонансних явищ у системі можливе тільки при використанні широкого спектра вхідного сигналу регулятора комбінованого фільтра.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Автономные инверторы / Ю.П. Гончаров, В.В. Ермуратский, Э.И. Заика, А.Ю. Штейнберг. – Кишинев: Штиинца, 1974. – 336 с.
2. Артым А.Д. Ключевые генераторы гармонических колебаний. – М. – Л.: Энергия, 1972. – 168 с.
3. Бабак В.П., Білецький А.Я., Гуржій А.М. Сигнали і спектри. – К.: Книжкове вид-во НАУ, 2005. – 492 с.
4. Бадер М.П. Электромагнитная совместимость. – М.: УМК МПС, 2002. – 638 с.
5. Баланс энергий в электрических цепях / В.Е. Тонкаль, А.В. Новосельцев, С.П. Денисюк и др. – К.: Наук. думка, 1992. – 312 с.
6. Белов В.Ф. Автоматизация проектирования электромагнитной совместимости автономных преобразовательных систем. – Саранск : Изд-во Мордов. ун-та, 1993. – 340 с.
7. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники . Электрические цепи : Учебник. – 10-е изд. – М.: Гардарики, 2001. – 638 с.
8. Березин О.К., Костиков В.Г., Шахнов В.А., Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры. – М.: Три Л, 2000. – 400 с.
9. Бирзникс Л.В. Импульсные преобразователи постоянного тока. – М.: Энергия, 1974. – 256 с.
10. Булатов О.Г., Царенко А.И. Тиристорно-конденсаторные преобразователи. – М.: Энергоиздат, 1982. – 216 с.
11. Бурков А.Т. Электронная техника и преобразователи. – М.: Транспорт, 1999. – 464 с.
12. Векслер Г.С., Пилинский В.В. Электропитающие устройства электроакустической и кинотехнической аппаратуры. – К.: Вищ. шк. Головное изд-во, 1986. – 386 с.
13. Вентильные преобразователи переменной структуры / В.Е. Тонкаль, В.С. Руденко, В.Я. Жуйков и др. – К.: Наук. думка, 1989. – 336 с.
14. Воронин П.А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение. – М.: Издательский дом Додэка-XXI, 2001. – 384 с.
15. Высокочастотные транзисторные преобразователи / Э.М. Ромаш, Ю.И. Драбович, Н.Н. Юрченко, П.Н. Шевченко. – М.: Радио и связь, 1988. – 288 с.
16. Гельман М.В., Лохов С.П. Тиристорные регуляторы переменного напряжения. – М.: Энергия, 1975. – 104 с.

17. Голубев В.В. Импульсное преобразование переменного напряжения. — К.: Наук. Думка, 2014. — 247 с.
18. Демирчян К.С., Нейман Л.Р., Коровкин Н.В., Чечурин В.Л. Теоретические основы электротехники: В 3-х т. Уч. для вузов. Том 2. — СПб.: Питер, 2006. — 576 с.
19. Денисов А.И., Зволинский В.М., Руденко В.С. Вентильные преобразователи в системах точной стабилизации. — К. Наук. думка, 1977. — 249 с.
20. Електроніка і мікросхемотехніка: Підручник для вищ. навч. закл. освіти: У 4-х т./ В.І. Сенько, М.В. Панасенко, Є.В. Сенько та ін.; Під ред. В.І. Сенька. — К.: ТВО "Видавництво Обереги", 2000. — Т.1. Елементна база електронних пристроїв. — 309 с.
21. Жежеленко И.В. Высшие гармоники в системах электроснабжения промпредприятия. — М.: Энергоатомиздат, 1994. — 272 с.
22. Жуйков В.Я., Павлов В.Б., Стржелецки Р.Г. Системы упреждающего управления вентильными преобразователями. — К.: Наук. думка, 1991. — 240 с.
23. Забродин Ю.С. Промышленная электроника. — М.: Высш. шк., 1982. — 496 с.
24. Зиновьев Г.С. Основы силовой электроники: Учеб. пособие. — Изд. 2-е, испр. и доп. — Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2003. — 664 с.
25. Зиновьев Г.С. Прямые методы расчета энергетических показателей вентильных преобразователей. — Новосибирск: Изд-во Новосиб. ун-та, 1990. — 220 с.
26. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры: Справочник / Г.С. Нейвельт, К.Б. Мазель, Ч.И. Хусаинов и др., Под ред. Г.С. Нейвельта. — М.: Радио и связь, 1983. — 576 с.
27. Каганов И.Л. Электронные и ионные преобразователи. — М.: Госэнергоиздат, 1956. — 528 с.
28. Кириленко О.В., Жуйков В.Я., Денисюк С.П., Рибіна О.Б. Системы силовой електроніки та методи їх аналізу. — К.: "Текст", 2006. — 488 с.
29. Коссов О.А. Усилители мощности на транзисторах в режиме переключений. — Изд. 2-е, перераб и доп. — М.: Энергия, 1971. — 432 с.
30. Костиков В.Г., Парфенов Е.М., Шахнов В.А. Источники электропитания электронных средств. Схемотехника и конструирование : Учебник для вузов. — 2-е изд. — М.: Горячая линия. — Телеком, 2001. — 344 с.
31. Комплектные тиристорные электроприводы: Справочник. — М.: Энергоатомиздат, 1988. — 396 с.

32. Лабунцов В.А., Ривкин Г.А., Шевченко Г.И. Автономные тиристорные инверторы. – М.: Энергия, 1967. – 159 с.
33. Липковский К.А. Трансформаторно-ключевые исполнительные структуры преобразователей переменного напряжения. – К.: Наук. думка, 1983. – 216 с.
34. Маевский О.А. Энергетические показатели вентильных преобразователей. – М.: Энергия, 1978. – 320 с.
35. Милях А.Н., Волков И.В. Системы неизменного тока на основе индуктивно-емкостных преобразователей. – К.: Наук.думка, 1974. – 216 с.
36. Милях А.Н., Шидловский А.К., Кузнецов В.Г. Схемы симметрирования однофазных нагрузок в трехфазных цепях. – К.: Наук. думка, 1973. – 219 с.
37. Мойн В.С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 376 с.
38. Немцев Г.А., Ефремов Л.Г. Энергетическая электроника. – М.: Пресс-сервис, 1994. – 320 с.
40. Олещук В.И., Чаплыгин Е.Е. Вентильные преобразователи с замкнутым контуром управления. – Кишинев: Штиинца, 1982. – 146 с.
41. Перетворювальна техніка. Частина 1: Підручник / В.С. Руденко, В.Я. Ромашко, В.Г. Морозов. – К.: ІСДО, 1996. – 262 с.
42. Перетворювальна техніка. Підручник : Ч. 2/ Ю.П. Гончаров , О.В. Будьонний, В.Г. Морозов та ін., За ред.. В.С. Руденка. – Харків: Фоліо, 2000. – 360 с.
43. Подавление электромагнитных помех в цепях электропитания / Г.С. Векслер, В.С. Недочетов, В.В. Пилинский и др. – К.: Техника, 1990. – 167 с.
44. Поликарпов А.Г., Сергиенко Е.Ф. Однотактные преобразователи напряжения в т электропитания РЭА. – М.: Радио и связь, 1989. – 160 с.
45. Поликарпов А.Г., Сергиенко ЕФ. Импульсные регуляторы и преобразователи постоянного напряжения. – М.: Изд-во МЭИ, 1998. – 80с.
46. Полупроводниковые преобразователи электрической энергии / А. Крогерис, К. Рашевиц, Л. Рутманис и др. – Рига: Зикатне, 1969. – 531 с.
47. Промислова електроніка: Підручник / В.С. Руденко, В.Я. Ромашко, В.В. Трифонюк, К.: – Либідь, 1993. – 432 с.
48. Розанов Ю.К. Полупроводниковые преобразователи со звеном повышенной частоты – М.: Энергоатомиздат, 1987 – 184 с.

49. Розанов Ю.К. Основы силовой электроники. – М.: Энергоатомиздат, 1992. – 296 с.
50. Розанов Ю.К., Рябчицкий М.В., Квасюк А.А. Силовая электроника: Учебник для вузов. – М.: Издательский дом МЭИ, 2007. – 632 с.
51. Ромаш Э.М. Источники вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры. – М.: Радио и связь, 1981. – 224 с.
52. Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М. Основы преобразовательной техники. – 2-е изд. перераб. и доп. – М.: Высшая школа, 1980. – 424 с.
53. Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М. Преобразовательная техника. – К.: Вища школа, 1983. – 424 с.
54. Руденко В.С., Сенько В.И., Трифонюк В.В. Основы промышленной электроники. – К.: Вища школа, 1985. – 400 с.
55. Руденко В.С., Сенько В.И., Трифонюк В.В. Приборы и устройства промышленной электроники. – К.: Техніка, 1990. – 368 с.
56. Северс Р., Блум Г. Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 294 с.
57. Сен П. Тиристорные электроприводы постоянного тока. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 232 с.
58. Сергеев Б.С. Схемотехника функциональных узлов источников вторичного электропитания: Справочник. – М.: Радио и связь, 1992. – 224 с.
59. Сергеев Б.С., Чечулина А.Н. Источники электропитания электронной аппаратуры железнодорожного транспорта. – М.: Транспорт, 1998. – 280 с.
60. Силовая электроника. Примеры и расчеты. – М.: Энергоатомиздат, 1982. – 384 с.
61. Силовая электроника: Словарь терминов русско-английский. – М.: ОСЭ, 2001. – 80 с.
62. Силова електроніка: Словник термінів українсько-англійський. – К.: Інститут електродинаміки НАН України, 2003. – 87 с.
63. Солодухо Я.Ю. Тенденции компенсации реактивной мощности. Ч. 1: Реактивная мощность при несинусоидальных режимах работы. – М.: Информэлектро, 1987. – 50 с.
64. Справочник по преобразовательной технике. – К.: Техника, 1978. – 447 с.
65. Стабилизаторы постоянного напряжения с широтно-импульсными и частотно-импульсными квазирезонансными преобра-

зователями / Денисов Ю.А. – К.: Изд. Института электродинамики НАН Украины, 2001. – 146 с.

66. Тодоров Т., Алексеев Д., Маджаров Н, Иванов П. Автономные инверторы / Под ред. Т.С. Тодорова. – Габрово, 1996. – 210 с.

67. Толстов Ю.Г. Автономные инверторы тока. – М.: Энергия, 1978. – 208 с.

68. Транзисторные преобразователи с улучшенной электромагнитной совместимостью / А.К. Шидловский, А. В. Козлов, Н.С. Комаров, Г.А. Москаленко. – К.: Наук. думка, 1993. – 271 с.

69. Фред К. Ли. Высокочастотные квазирезонансные преобразователи: Пер. с английского. М.: Мир, 1988. Том 76.

70. Хохлов Ю.И. Компенсированные выпрямители. – Челябинск: Изд-во ЧГТУ, 1995. – 355 с.

71. Чиженко И.М., Руденко В.С., Сенько В.И. Основы преобразовательной техники. – М.: Высш. шк., 1974. – 430 с.

72. Шваб А. Электромагнитная совместимость. – М.: Энергоатомиздат, 1995. – 480 с.

73. Шидловский А.К., Кузнецов В.Г. Повышение качества энергии в электрических сетях. – К.: Наук. думка, 1985. – 268 с.

74. Шидловский А.К., Федий В.С. Частотно-регулируемые источники реактивной мощности. – К.: Наук. думка, 1980. – 304 с.

75. Электрические и электронные аппараты / Под ред. Ю.К. Розанова. – М.: Информэлектро, 2001. – 752 с.

76. Электромагнитная совместимость электроприемников промышленных предприятий / А.К. Шидловский, Б.П. Борисов, Г.И. Вагин и др. – К.: Наук. думка, 1992. – 236 с.

77. Электротехническая совместимость электрооборудования автономных систем / Под ред. А.П. Булекова. – М.: Энергоатомиздат, 1995. – 352 с.

78. Энергетическая электроника : Справ. пособие. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 464 с.

Наукове видання

М.Я. Островерхов, В.І. Сенько, В.І. Чибеліс

ІМПУЛЬСНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ СТАБІЛІЗОВАНОЇ НАПРУГИ

Монографія

Відповідальний за випуск *В.І. Зарицький*
Авторська редакція

Підписано до друку 6.11.2019. Формат 60×84 ¹/₁₆.
Папір офсетний. Друк офсетний. Гарнітура Times New Roman.
Умовн. друк. аркушів – 14,06. Обл.-вид. аркушів – 12,34.

«Видавництво Ліра-К»
Свідоцтво № 3981, серія ДК.
03115, м. Київ, вул. В. Стуса, 22/1.
тел./факс (044) 247-93-37; 228-81-12
Сайт: lira-k.com.ua, редакція: zv_lira@ukr.net