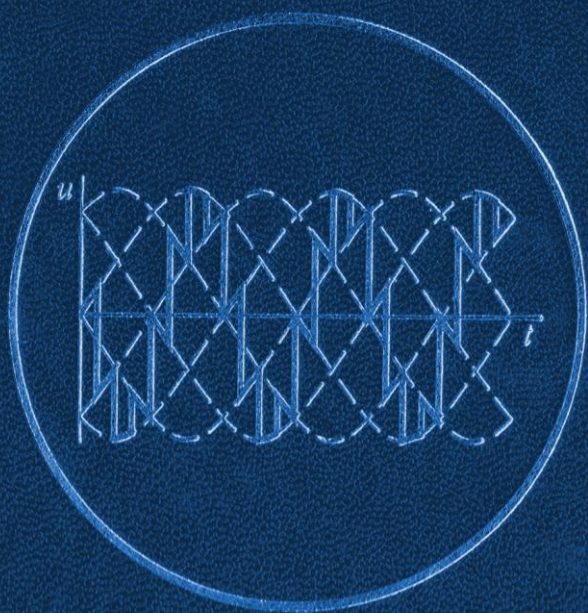


В.І. СЕНЬКО, М.В. ПАНАСЕНКО, Є.В. СЕНЬКО,  
М.М. ЮРЧЕНКО, Л.І. СЕНЬКО, В.В. ЯСІНСЬКИЙ

# ЕЛЕКТРОНІКА І МІКРОСХЕМОТЕХНІКА



4  
ТОМ

**В.І. Сенько, М.В. Панасенко, Є.В. Сенько,  
М.М. Юрченко, Л.І. Сенько, В.В. Ясінський**

# **ЕЛЕКТРОНІКА і МІКРОСХЕМОТЕХНІКА**

У 4-х томах

Том 4

# **СИЛОВА ЕЛЕКТРОНІКА**

Книга 2

За редакцією  
доктора технічних наук, професора  
В.І. Сенька

*Рекомендовано*

*Міністерством освіти і науки, молоді та спорту України  
як навчальний посібник для студентів вищих навчальних закладів,  
що навчаються за напрямками “Електромеханіка”,  
“Електронні пристрої та системи”,  
“Електротехніка та електротехнології”*

**Київ “Каравела” 2013**

УДК 621.314.632  
ББК 39.33-04я73  
С 31

*Гриф надано Міністерством  
освіти і науки, молоді та спорту України  
(лист № 1/11-17596 від 12.11.2012 р.)*

**Рецензенти:**

**Є.І. Сокол,**

член-кореспондент НАН України, доктор технічних наук, професор,  
завідувач кафедри промислової та біомедичної електроніки  
Національного технічного університету  
“Харківський політехнічний інститут”;

**А.А. Зорі,**

доктор технічних наук, професор, завідувач кафедри електронної  
техніки Донецького національного технічного університету;

**М.В. Загірняк,**

доктор технічних наук, професор, ректор Кременчуцького  
національного університету імені Михайла Остроградського

**В.І. Сенько, М.В. Панасенко, Є.В. Сенько, М.М. Юрченко,  
Л.І. Сенько, В.В. Ясінький**

**С31 Електроніка і мікросхемотехніка: У 4-х т. Том 4. Книга 2. Сило-  
ва електроніка: Навч. посібник / За ред. В.І. Сенька. – К.: Кара-  
вела, 2013. – 316 с.**

**ISBN 978-966-2229-39-4**

У книзі 2 розглянуто регулятори змінної напруги, перетворювачі частоти, компенсатори реактивної потужності та активні фільтри, джерела вторинного електроживлення електронної апаратури, системи керування напівпровідниковими перетворювачами, електромагнітна сумісність пристроїв силової електроніки.

Матеріал супроводжується прикладами розрахунків і контрольними запитаннями.

Для студентів вищих навчальних закладів, що навчаються за напрямками “Електромеханіка”, “Електронні пристрої та системи”, “Електротехніка та електротехнології”. Посібник може бути використаний також спеціалістами з різним рівнем підготовки в області силової електроніки для підвищення кваліфікації.

**УДК 621.314.632  
ББК 39.33-04я73**

**ISBN 978-966-2229-39-4** © Сенько В.І., Панасенко М.В. та ін., 2013  
© Видавництво «Каравела», 2013

ЗМІСТ  
КНИГА 2

<b>Розділ 5. РЕГУЛЯТОРИ ЗМІННОЇ НАПРУГИ</b>	
5.1. Загальні відомості.....	8
<b>5.2. Регулятори з фазовим способом регулювання вихідної напруги.....</b>	<b>13</b>
5.3. Регулятори з вольтодатком.....	24
<b>5.4. Регулятори з широтно-імпульсним способом регулювання вихідної напруги.....</b>	<b>28</b>
5.5. Регулятори з високочастотним обміном енергією між накопичувальними елементами.....	34
Приклади.....	36
Контрольні запитання.....	43
<b>Розділ 6. ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЧАСТОТИ</b>	
6.1. Перетворювачі частоти з проміжною ланкою постійного струму (напруги).....	45
<b>6.2. Перетворювачі частоти з безпосереднім зв'язком.....</b>	<b>47</b>
6.2.1. Перетворювачі частоти з безпосереднім зв'язком на неповністю керованих вентилях (тиристорах).....	47
6.2.2. Перетворювачі частоти з безпосереднім зв'язком на повністю керованих вентилях.....	75
6.2.3. Підвищувальні перетворювачі частоти із безпосереднім зв'язком на повністю керованих вентилях.....	105
Контрольні запитання.....	107
<b>Розділ 7. КОМПЕНСАТОРИ РЕАКТИВНОЇ ПОТУЖНОСТІ ТА АКТИВНІ ФІЛЬТРИ</b>	
7.1. Компенсатори реактивної потужності.....	109
7.1.1. Реактори, керовані тиристорами.....	109
7.1.2. Конденсатори, комутовані тиристорами.....	115
7.1.3. Конденсаторно-реакторні компенсатори реактивної потужності.....	117
7.1.4. Компенсатори з вентиляним джерелом реактивної напруги.....	119
7.2. Активні фільтри-компенсатори потужності спотворення.....	120
Контрольні запитання.....	

## Розділ 8. ДЖЕРЕЛА ВТОРИННОГО ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ ЕЛЕКТРОННОЇ АПАРАТУРИ

8.1. Класифікація джерел вторинного електроживлення електронної апаратури.....	132
8.2. Загальні вимоги до джерел вторинного електроживлення електронної апаратури.....	135
8.3. Джерела первинного електроживлення .....	138
8.3.1. Системи автономного електроживлення .....	138
8.3.2. Хімічні джерела живлення.....	140
8.3.3. Деякі інші джерела живлення.....	143
8.4. Джерела безперебійного електропостачання .....	145
8.5. Транзисторні згладжувальні фільтри .....	147
8.5.1. Фільтри типу ФК .....	148
8.5.2. Фільтри типу ФЕ.....	153
8.5.3. Фільтри типу ФШ .....	157
8.6. Безперервні (лінійні) напівпровідникові стабілізатори напруги та струму .....	161
8.6.1. Загальні відомості.....	161
8.6.2. Параметричні стабілізатори напруги.....	165
8.6.3. Компенсаційні лінійні стабілізатори напруги.....	171
8.6.4. Стабілізатори на інтегральних мікросхемах .....	182
8.7. Транзисторні перетворювачі напруги з самозбудженням .....	196
Приклади.....	202
Контрольні запитання.....	225

## Розділ 9. СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ НАПІВПРОВІДНИКОВИМИ ПЕРЕТВОРЮВАЧАМИ

9.1. Призначення та основні вимоги до систем керування .....	227
9.2. Системи керування перетворювачами з природною комутацією.....	231
9.3. Системи керування перетворювачами з примусовою комутацією .....	245
9.4. Системи керування з елементами штучного інтелекту.....	259
9.4.1. Загальні принципи побудови нечітких систем керування .....	259
9.4.2. Нейронні мережі в системах керування .....	270
Контрольні запитання.....	273

## Розділ 10. ЕЛЕКТРОМАГНІТНА СУМІСНІСТЬ ПРИСТРОЇВ СИЛОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ

10.1. Кондуктивні завади та спотворення напруги в мережах електроживлення загального призначення.....	275
10.1.1. Індустріальні завади .....	277
10.1.2. Імпульсні завади та перехідні процеси .....	279
10.1.3. Спотворення напруги в мережі електроживлення.....	280
10.2. Кондуктивні ЕМЗ та шляхи їх розповсюдження і способи проникнення в пристроях силової електроніки.....	282
10.2.1. Джерела кондуктивних ЕМЗ.....	282
10.2.2. Шляхи розповсюдження і способи проникнення кондуктивних ЕМЗ .....	285
10.2.3. Вимірювання кондуктивних завад .....	286
10.3. ЕМЗ випромінювання пристроїв силової електроніки.....	289
10.3.1. Джерела ЕМЗ випромінювання .....	289
10.3.2. Поля ЕМЗ випромінювання та їх розповсюдження.....	289
10.3.3. Вимірювання ЕМЗ випромінювання.....	292
10.4. Основні шляхи та способи зменшення кондуктивних завад і ЕМЗ випромінювання.....	294
10.5. Основні шляхи та способи зменшення імпульсних завад.....	302
Приклади.....	305
Контрольні запитання.....	306
Список літератури.....	307

### ЗМІСТ

### КНИГА 1

Передмова

Вступ

#### Розділ 1. ВИПРЯМЛЯЧІ

1.1. Загальні відомості

1.2. Однофазні випрямлячі

1.2.1. Робота випрямлячів на активне навантаження

1.2.2. Згладжувальні фільтри

1.2.3. Вплив згладжувальних фільтрів на роботу випрямляча

1.3. Трифазні випрямлячі

1.3.1. Трифазний випрямляч з середньою точкою

1.3.2. Шестифазний випрямляч з середньою точкою

- 1.3.3. Шестифазний випрямляч з з'єднанням вторинних обмоток трансформатора зірка – обернена зірка зі зрівняльним реактором (дроселем)
  - 1.3.4. Трифазний мостовий випрямляч
  - 1.3.5. Компенсаційні випрямлячі
  - 1.4. Керовані випрямлячі з ступеневим регулюванням вторинної напруги
  - 1.5. Керовані випрямлячі із зустрічно-паралельним ввімкненням тиристорів у первинну обмотку трансформатора
  - 1.6. Випрямлячі, що живлять двигуни постійного струму
  - 1.7. Складені (багатофазні еквівалентні) випрямлячі
  - 1.8. Випрямлячі на повністю керованих вентилях
  - 1.9. Випрямлячі, що живляться від джерел з прямокутною напругою
- Приклади  
Контрольні запитання

## Розділ 2. ЗАЛЕЖНІ ІНВЕРТОРИ

- 2.1. Загальні відомості
  - 2.2. Однофазний однопівперіодний інвертор
  - 2.3. Однофазний інвертор з середньою точкою
  - 2.4. Трифазний інвертор з середньою точкою
  - 2.5. Трифазний мостовий інвертор
  - 2.6. Коефіцієнт потужності інвертора
  - 2.7. Аварійні режими роботи інверторів
  - 2.8. Реверсивні перетворювачі постійного струму
- Приклади  
Контрольні запитання

## Розділ 3. ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ В ПОСТІЙНУ

- 3.1. Загальні відомості
- 3.2. Нереверсивні імпульсні перетворювачі постійної напруги в постійну на повністю керованих вентилях без гальванічного розв'язання між входом і виходом
  - 3.2.1. Нереверсивні знижувальні імпульсні перетворювачі постійної напруги (*Buck Converter*)
  - 3.2.2. Нереверсивні підвищувальні імпульсні перетворювачі постійної напруги (*Boost Converter*)
  - 3.2.3. Нереверсивні підвищувально-знижувальні імпульсні перетворювачі постійної напруги (*Buck-Boost Converter*)
  - 3.2.4. Квадратичні перетворювачі постійної напруги
  - 3.2.5. Безіндуктивні перетворювачі постійної напруги
  - 3.2.6. Перетворювачі, що забезпечують на виході дві напруги різної полярності

- 3.2.7. Перетворювачі з частковою модуляцією вхідної напруги
- 3.2.8. Багатофазні ІППН
- 3.2.9. Нереверсивні квазірезонансні перетворювачі постійної напруги
- 3.2.10. Нереверсивні імпульсні перетворювачі постійної напруги з двостороннім обміном енергією
- 3.3. Імпульсні перетворювачі постійної напруги в постійну на повністю керованих вентилях з гальванічним розв'язанням між входом і виходом
  - 3.3.1. Однотактний перетворювач постійної напруги зі зворотним ввімкненням випрямного діода і незалежним збудженням
  - 3.3.2. Однотактний перетворювач постійної напруги зі зворотним ввімкненням випрямного діода з самозбудженням
  - 3.3.3. Однотактний перетворювач постійної напруги з прямим ввімкненням випрямного діода
  - 3.3.4. Однотактний перетворювач постійної напруги з передачею енергії в імпульсі та паузі
  - 3.3.5. Двотактні імпульсні перетворювачі постійної напруги
  - 3.3.6. Характерні особливості імпульсних перетворювачів постійної напруги на повністю керованих вентилях
- 3.4. Реверсивні імпульсні перетворювачі постійної напруги в постійну на повністю керованих вентилях
- 3.5. Імпульсні перетворювачі постійної напруги на неповністю керованих вентилях (тиристорах)

Приклади

Контрольні запитання

## Розділ 4. АВТОНОМНІ ІНВЕРТОРИ

- 4.1. Загальні відомості
- 4.2. Автономні інвертори струму
  - 4.2.1. Інвертори струму на неповністю керованих вентилях
  - 4.2.2. Інвертори струму на повністю керованих вентилях
- 4.3. Автономні резонансні інвертори
  - 4.3.1. Резонансні інвертори без зворотних діодів
  - 4.3.2. Резонансні інвертори зі зворотними діодами
- 4.4. Автономні інвертори напруги
  - 4.4.1. Інвертори напруги на повністю керованих вентилях
  - 4.4.2. Інвертори напруги з однополярним струмом
  - 4.4.3. Інвертори напруги на неповністю керованих вентилях

Приклади

Контрольні запитання

Список літератури



## РЕГУЛЯТОРИ ЗМІННОЇ НАПРУГИ

## 5.1. 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 та 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, запирих 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. 5.1,а, б, е, жс);
- 2) регулювання без порушення симетрії кривої напруги з  $k = 2$  (регулювання без зсуву за основною гармонікою, рис 5.1,в, з, з, і);
- 3) широтно-імпульсне регулювання (ШІР) з  $k > 2$  (рис 5.1,д, і);
- 4) комбіноване регулювання.

Напругу на навантаженні (рис 5.1,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. 5.1,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

ку;  $\mu = (U_{\max} - U_{\min}) / U_{\max} = 0 \dots 1$  — коефіцієнт глибини модуляції; знак «плюс» відповідає додаванню вольтододатку, а знак «мінус» — його відніманню.

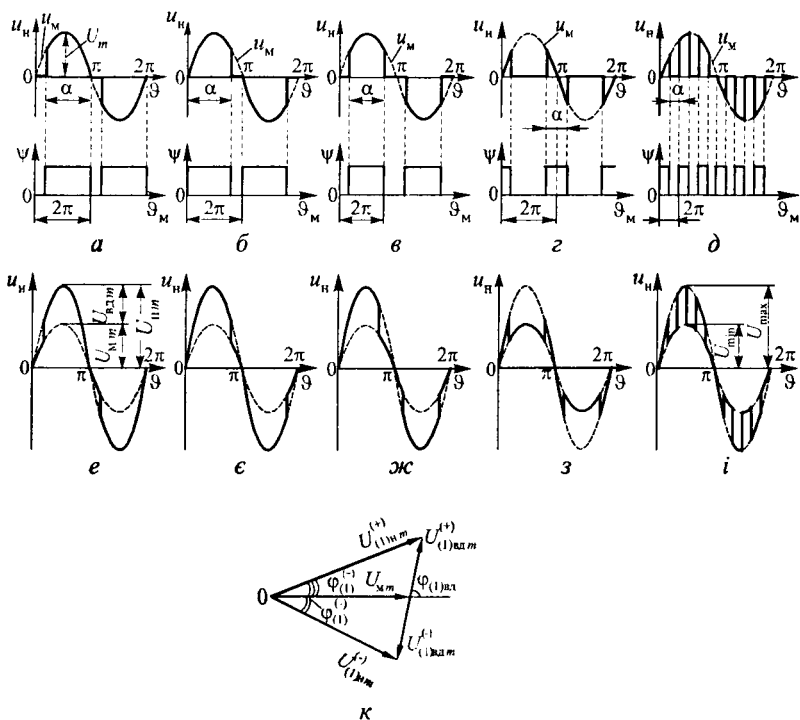


Рис. 5.1.

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

$$U_{(q)мт} = \mu U_{мт} \sqrt{\delta_{(q)з}^2 + \delta_{(q)р}^2} = \mu U_{мт} \delta_{(q)}, \quad (5.1)$$

$$\cos \varphi_{(q)м} = \delta_{(q)р} / \delta_{(q)}, \quad (5.2)$$

де —  $\delta_{(q)з} = A_{(q)т} / U_{мт}$  степінь зсуву  $q$ -ї гармоніки;

$\delta_{(q)р} = B_{(q)т} / U_{мт}$  — степінь регулювання  $q$ -ї гармоніки;

$\delta_{(q)} = \sqrt{\delta_{(q)з}^2 + \delta_{(q)р}^2}$  — коефіцієнт регулювання  $q$ -ї гармоніки;

Значення коефіцієнтів  $\delta_3$  і  $\delta_p$  для різних форм навантаження

Спосіб регулювання	Крива рис. 5.1.а	Крива рис. 5.1.б	Крива рис. 5.1.в	Крива рис. 5.1.г	Крива рис. 5.1.д	Крива рис. 5.1.е
$\delta_{(1)3}$	$\frac{\cos\alpha - 1}{2\pi}$	$\frac{1 - \cos\alpha}{2\pi}$	0	0	0	0
$\delta_{(1)p}$	$\frac{\alpha - \sin\alpha}{2\pi}$	$\frac{\alpha - \sin\alpha}{2\pi}$	$\frac{\alpha}{2} + \sin\frac{\alpha}{2}$ $\pi$	$\frac{\alpha}{2} - \sin\frac{\alpha}{2}$ $\pi$	$\frac{\alpha}{2} - \sin\frac{\alpha}{2}$ $\pi$	$\frac{\alpha}{2\pi}$
$\delta_{(q)3}$	$\left[ \frac{1 - (-1)^q}{2\pi} \right] \times \left[ \frac{1 - \cos(q-1)\frac{\alpha}{2}}{q-1} - \frac{1 - \cos(q+1)\frac{\alpha}{2}}{q+1} \right]$	$\left[ \frac{1 - (-1)^q}{2\pi} \right] \times \left[ \frac{1 - \cos(q-1)\frac{\alpha}{2}}{q-1} - \frac{1 - \cos(q+1)\frac{\alpha}{2}}{q+1} \right]$	0	0	0	$\pm \frac{1 - \cos\alpha}{2\pi n}$ , $n = \frac{q+1}{k} = 1, 2, 3, \dots$
$\delta_{(q)p}$	$\left[ \frac{1 - (-1)^q}{2\pi} \right] \times \left[ \frac{\sin(q+1)\frac{\alpha}{2}}{q+1} - \frac{\sin(q-1)\frac{\alpha}{2}}{q-1} \right]$	$\left[ \frac{1 - (-1)^q}{2\pi} \right] \times \left[ \frac{\sin(q+1)\frac{\alpha}{2}}{q+1} - \frac{\sin(q-1)\frac{\alpha}{2}}{q-1} \right]$	$\left[ \frac{1 - (-1)^q}{2\pi} \right] \times \left[ \frac{\sin(q+1)\frac{2\pi - \alpha}{4}}{q+1} - \frac{\sin(q-1)\frac{2\pi - \alpha}{4}}{q-1} \right]$	$\left[ \frac{1 - (-1)^q}{2\pi} \right] \times \left[ \frac{\sin(q+1)\frac{\alpha}{4}}{q+1} - \frac{\sin(q+1)\frac{\alpha}{4}}{\sin(q+1)\frac{\alpha}{4}} \right]$	$\left[ \frac{1 - (-1)^q}{2\pi} \right] \times \left[ \frac{\sin(q+1)\frac{\alpha}{4}}{q+1} - \frac{\sin(q+1)\frac{\alpha}{4}}{\sin(q+1)\frac{\alpha}{4}} \right]$	$\pm \frac{\sin\alpha}{2\pi n}$ , $n = \frac{q+1}{k} = 1, 2, 3, \dots$

$A_{(q)m}, B_{(q)m}$  — амплітуда  $q$ -ї гармоніки відповідно при косинусних і синусних складових розкладу в ряд Фур'є.

У табл. 5.1 наведені залежності  $\delta_3 = f_1(\alpha)$  та  $\delta_p = f_2(\alpha)$  для різних способів регулювання.

Діюче значення модульованої напруги на навантаженні  $U_{\text{нм}} = \mu U_{\text{м}} \sqrt{\delta_{(1)\text{р}}}$ . При активному навантаженні коефіцієнти спотворення, потужності та гармонік визначаються відповідно виразами

$$v_{\text{м}} = \frac{U_{(1)\text{н}}}{U_{\text{нм}}} = \frac{\mu U_{\text{мм}} \delta_{(1)}}{\sqrt{2}} : \frac{\mu U_{\text{мм}} \sqrt{\delta_{(1)\text{р}}}}{\sqrt{2}} = \frac{\delta_{(1)}}{\sqrt{\delta_{(1)\text{р}}}}; \quad (5.3)$$

$$\lambda_{\text{м}} = v_{\text{м}} \cos \varphi_{(1)\text{м}} = \sqrt{\delta_{(1)\text{р}}}; \quad (5.4)$$

$$K_{\text{ГМ}} = \sqrt{\frac{[U_{\text{нм}}]^2 - [U_{(1)\text{м}}]^2}{[U_{(1)\text{м}}]^2}} = \sqrt{\frac{\delta_{(1)\text{р}}^2}{\delta_{(1)}^2} - 1}. \quad (5.5)$$

За допомогою одержаних співвідношень можна визначити напругу і для кривих рис. 5.1, *e...i*. З векторної діаграми (рис. 5.1, *к*) знаходимо амплітуду напруги на навантаженні та коефіцієнт зсуву першої гармоніки напруги на навантаженні відносно напруги мережі

$$U_{(1)\text{нм}} = \sqrt{U_{\text{мм}}^2 + U_{(1)\text{вдм}}^2 \pm 2U_{\text{мм}} \cos \varphi_{(1)\text{вд}} U_{(1)\text{вдм}}} = \\ = U_{\text{мм}} \sqrt{1 + \mu^2 \delta_{(1)}^2 \pm 2\mu \delta_{(1)\text{р}}}, \quad (5.6)$$

$$\cos \varphi_{(1)} = \frac{1 \pm \mu \delta_{(1)\text{р}}}{\sqrt{1 + \mu^2 \delta_{(1)}^2 \pm 2\mu \delta_{(1)\text{р}}}}. \quad (5.7)$$

Діюче значення вихідної напруги

$$U_{\text{н}} = \sqrt{U_{(1)\text{н}}^2 + (U_{\text{вд}}^2 - U_{(1)\text{вд}}^2)} = U_{\text{м}} \sqrt{1 + (\mu^2 \pm 2\mu) \delta_{(1)\text{р}}}. \quad (5.8)$$

Коефіцієнти спотворення, потужності та гармонік визначаються відповідно виразами

$$v = \frac{U_{(1)H}}{U_H} = \frac{\sqrt{1 + \mu^2 \delta_{(1)}^2 \pm 2\mu \delta_{(1)P}}}{\sqrt{1 + (\mu^2 \pm 2\mu) \delta_{(1)P}}}, \quad (5.9)$$

$$\lambda = v \cos \varphi_{(1)} = \frac{1 \pm \mu \delta_{(1)P}}{\sqrt{1 + (\mu^2 \pm 2\mu) \delta_{(1)P}}}, \quad (5.10)$$

$$K_r = \frac{\sqrt{U_{вд}^2 - U_{(1)вд}^2}}{U_{(1)H}} = \frac{\sqrt{\mu^2 \delta_{(1)P} (1 - \delta_{(1)P}) - \mu^2 \delta_{(1)з}^2}}{\sqrt{[1 \pm \mu^2 \delta_{(1)P}]^2 + \mu^2 \delta_{(1)з}^2}}. \quad (5.11)$$

З аналізу виразів (5.4) і (5.10) випливає, що коефіцієнт потужності при регулюванні без зсуву за основною гармонікою і ШІР при будь-якій глибині модуляції вище, ніж з 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 ШІР, лежить у 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.

## 5.2. РЕГУЛЯТОРИ З ФАЗОВИМ СПОСОБОМ РЕГУЛЮВАННЯ ВИХІДНОЇ НАПРУГИ

Два зустрічно-паралельно ввімкнених тиристри (рис. 5.2,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. 5.2,д).

Якщо замінити один з тиристорів діодом (рис. 5.2,б), 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,

$$Q_{\alpha} = P \frac{\sin^2 \alpha}{\pi}.$$

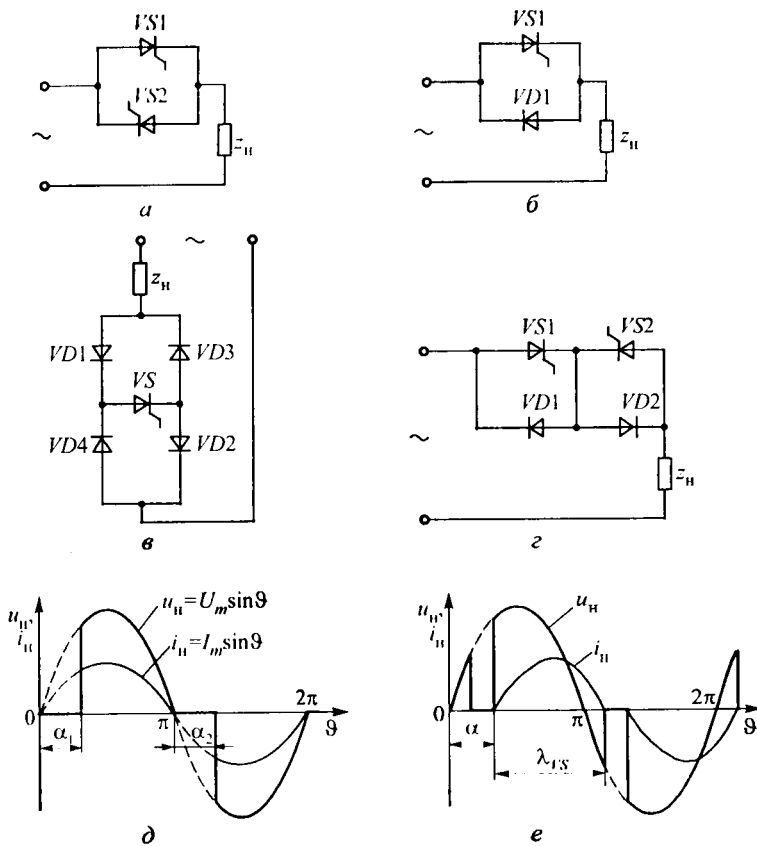


Рис. 5.2

Потужність спотворення, що обумовлена протіканням у мережі струму вищих гармонік,

$$T = \frac{P}{\pi} \sqrt{\pi \left( \pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) - \left( \pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right)^2 - \sin^4 \alpha}.$$

Діюче значення струму тиристорів

$$I_{VS\alpha д} = \frac{I}{\sqrt{2\pi}} \sqrt{\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2}},$$

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

$$K_{\phi u} = \frac{U_{н\alpha d}}{U_{н\text{ср}}} = \frac{1}{1 + \cos \alpha} \sqrt{\frac{\pi}{2} \left( \pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right)}, \quad (5.12)$$

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 (5.12) видно, що регулятор, який розглядається, не забезпечує одночасної стабілізації діючої та середньої напруги на навантаженні. При необхідності одночасної стабілізації середнього та діючого значення 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. 5.2,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

$$U_m \sin \vartheta = i r_n + \omega L_n \frac{di}{d\vartheta}.$$

Розв'язання для струму

$$i(\vartheta) = \frac{U_m}{z_n} \sin(\vartheta - \varphi) + A e^{\frac{\vartheta - \alpha}{\tau}},$$

де  $z_n = \sqrt{r_n^2 + (\omega L_n)^2}$ ;  $\varphi = \arctg \omega L / r_n$ ;  $A$  — стала інтегрування, для



знаходження якої треба враховувати, що при  $\vartheta = \alpha$   $i = 0$ .

Вираз для струму навантаження

$$i(\vartheta) = \frac{U_m}{z_H} \left[ \sin(\vartheta - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{-\frac{\vartheta - \alpha}{\tau}} \right]. \quad (5.13)$$

Кут провідності тиристорів  $\lambda_{VS}$ , на протязі якого в навантаженні тече струм, може бути визначений з трансцендентного рівняння

$$\sin(\lambda_{VS} + \alpha - \varphi) = \sin(\alpha - \varphi) e^{-\frac{\lambda_{VS}}{\tau}},$$

яке одержується з рівняння (5.13) за умови  $i = 0$  при  $\vartheta = \lambda_{VS} + \alpha$ .

З (5.13) 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, ввімкнених 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  $\alpha$  і  $\varphi$ .

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  $90^\circ$ . При цьому треба забезпечити зміну кута керування тиристорами в діапазонах від  $\pi/2$  до  $\pi$  для  $VS1$  і від  $3\pi/2$  до  $2\pi$  для  $VS2$ . Для спрощення співвідношень між кутом керування і струмом в індуктивності (реакторі)  $L_H$  будемо вважати, що відлік кута керування  $\alpha_p$  здійснюється від значень  $\pi$  і  $2\pi$  у бік випередження. При цьому кут керування  $\alpha_p$  мо-

же змінюватися в межах  $0 < \alpha_p < \pi/2$ .

Діюче значення першої гармоніки струму, що протікає в реакторі  $I_{\text{н}} = L_0$ , при такому керуванні

$$I_L = \frac{2}{\pi} I_{\text{max}} \left[ \alpha_p - \frac{1}{2} \sin 2\alpha_p \right], \quad (5.14)$$

де  $I_{\text{max}} = U_m / (\omega L_{\text{н}}) = U_m / (\omega L_0)$ .

З виразу (5.14) видно, що зі збільшенням кута керування  $\alpha_p$  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

$$L_{\text{екв}} = \frac{L_0}{2 \left( \alpha_p - \frac{1}{2} \sin \alpha_p \right)}. \quad (5.15)$$

Для регулювання напруги на навантаженні в обидва півперіоди живильної напруги можна використовувати і комбіновані регулятори, що складаються з тиристорів і діодів (рис. 5.2, в, г). У схемі рис. 5.2, 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 ( $U_{VD_{звм}} = U_{VS_{прм}} = \sqrt{2}U$ ). Максимальна величина середнього значення струму тиристора  $VS$  та діодів моста відповідно визначається виразами:  $I_{VS} = 0,9I_{\text{нд}}$ ;  $I_{D} = 0,45I_{\text{нд}}$ . Ця схема має суттєвий недолік: протікання струму в кожний півперіод у двох діодах і тиристорі з урахуванням реальних ПАХ цих елементів призводить до збільшення спаду напруги на елементах схеми та зростанню потужності втрат. Схема не застосо-

вугється при низьких значеннях напруги та малих струмах навантаження.

У схемі рис. 5.2,з 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  $I_{VS} = I_{VD} = 0,45I_{нд}$ .

Збільшення кута керування  $\alpha$  призводить до зменшення  $\lambda_{VS}$  і зростання спотворення кривої напруги на навантаженні  $u_n$ , а за рахунок цього до зміни діючого значення і 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  $\lambda_{VS}$ .

У розглянутих схемах можливо широтно-імпульсне регулювання змінної напруги при природній комутації. На рис. 5.3 наведені часові діаграми вхідних напруг і струму такого регулятора (а) та вихідної напруги (б) при роботі на активне навантаження (термопичі 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

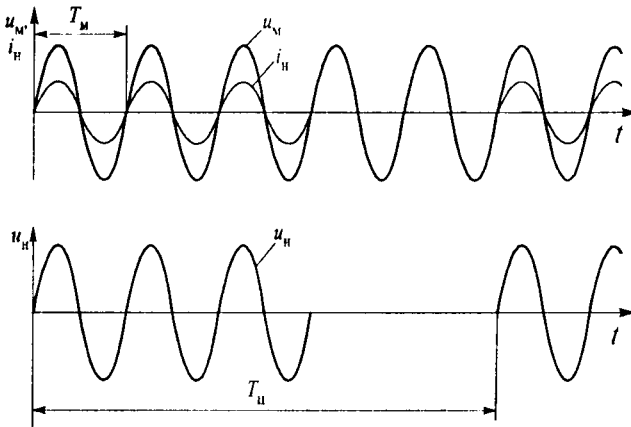


Рис. 5.3

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), норми якого встановлюються державними стандартами на якість електроенергії (див. розділ 10).

Поліпшити якість вихідної напруги можна, якщо застосувати трифазні регулятори змінної напруги, основні схеми яких наведені на рис. 5.4, *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  $\alpha$  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. 5.4, *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  $\alpha$ ,  $\lambda_{1S}$ ,  $\varphi$ , що і для однофазної схеми.

При збільшенні кута керування  $\alpha$  зменшується тривалість протікання струму через тиристор, і при певному значенні  $\alpha$  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  $\lambda_{1S}$  кожного з тиристорів при цьому зменшується до величини, меншої  $60^\circ$ .

У схемі рис. 5.4, *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. 5.4, *з, д* наведені часові діаграми напруг на навантаженні (навантаження активне) відповідно в схемах рис. 5.4, *а* без нульового проводу та схемі 5.4, *б* при різних кутах керування  $\alpha$ .

Середнє та діюче значення напруги на навантаженні у схемі рис. 5.4, *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. 5.4,а без нульового проводу в залежності від співвідношення кутів  $\alpha$  і  $\varphi$  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 комутує фазну напругу. При цьому тривалість протікання струму через кожний тиристор  $\lambda_{VS} = \pi$  і фазна напруга  $u'_A = u_A$  (рис. 5.4,с)

$$u'_A = U_m \sin \vartheta, \quad i_A = (U_m / z_n) \sin(\vartheta - \varphi).$$

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. 5.4,с).

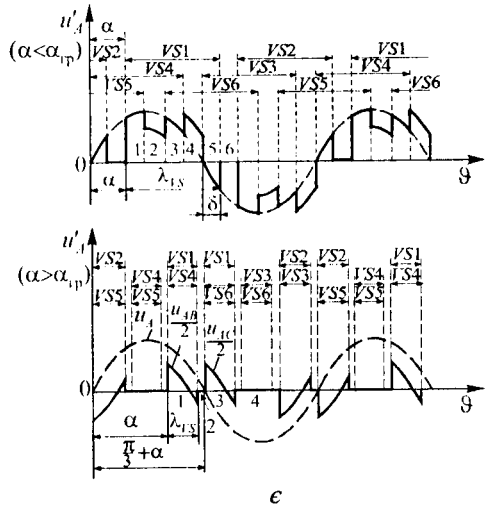
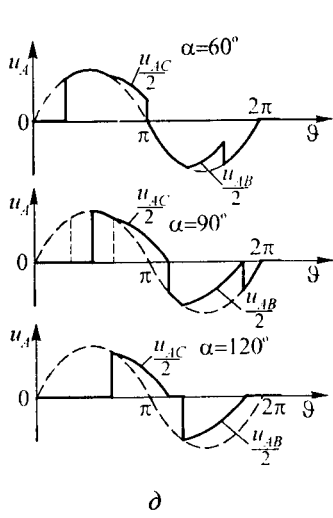
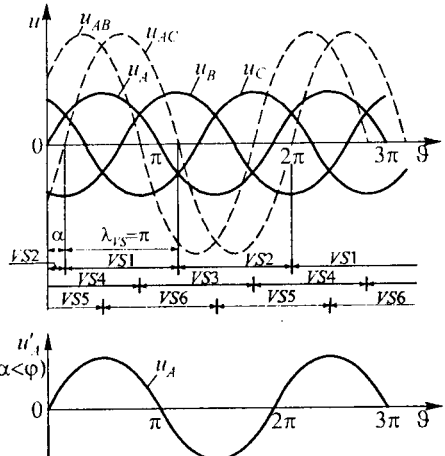
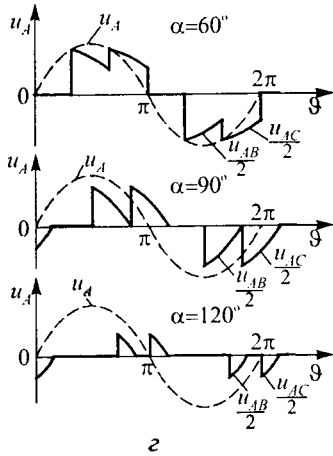
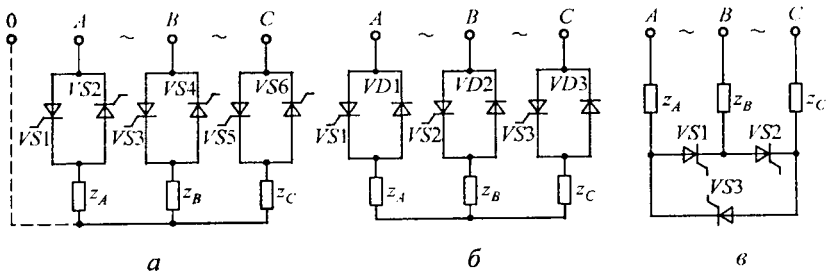


Рис. 5.4.

3. Якщо  $\alpha > \alpha_{\text{пр}}$ , 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. 5.4,ε). Третій режим реалізується при  $\alpha_{\text{пр}} < \alpha < 150^\circ$ , тобто максимальний кут  $\alpha_{\text{max}} = 150^\circ$ .

Процес регулювання напруги від максимального значення до нуля для даної схеми відбувається при зміні  $\alpha$  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

$$u'_A = U_{m\phi} \sin \vartheta = \omega L_n \frac{di_A}{d\vartheta} + i_A r_n;$$

для відкритих тиристорів у фазах  $A$  і  $B$

$$u'_A = \frac{u_{AB}}{2} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_{m\phi} \sin(\vartheta + 30^\circ) = \omega L_n \frac{i_A}{d\vartheta} + i_A r_n;$$

для відкритих тиристорів у фазах  $A$  і  $C$

$$u'_A = \frac{u_{AC}}{2} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_{m\phi} \sin(\vartheta - 30^\circ) = \omega L_n \frac{i_A}{d\vartheta} + i_A r_n;$$

для закритих тиристорів у фазі  $A$

$$u'_A = 0.$$

Розв'язання наведених рівнянь може бути записано для будь-якої ділянки у загальному вигляді

$$i_n = \frac{K'_n U_\phi}{z_n} \sin(\vartheta - \varphi + \beta) + A e^{\frac{\vartheta - \alpha_n}{\tau_n}}, \quad (5.16)$$

де  $n$  — номер ділянки;  $A$  — стала інтегрування;  $K'_n = \sqrt{2}$  або  $K'_n = \sqrt{3}/2$ ;  $\beta$  — кут, що дорівнює  $0, +\pi/6, -\pi/6$ ;  $\alpha_n$  — початкове значення  $\vartheta$  на  $n$ -й ділянці.

Сталу інтегрування можна знайти з (5.16), враховуючи, що початкове значення струму на  $n$ -й ділянці дорівнює кінцевому значенню струму на  $n-1$  ділянці, тобто  $i_{n_n} = i_{(n-1)_n}$ .

$$A = i_{(n-1)_k} - \frac{K'_n U_\phi}{z_n} \sin(\alpha_n - \varphi + \beta). \quad (5.17)$$

Використовуючи вирази (5.16) та (5.17), можна записати рівняння струмів для будь-якої ділянки:

для першої ділянки

$$i_1 = \frac{U_{m\phi}}{z_H} [\sin(\vartheta - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi)] e^{\frac{\vartheta - \alpha}{\text{tg}\varphi}}; \quad (5.18)$$

для другої ділянки  $(\pi/3) + \delta \leq \vartheta \leq (\pi/3) + \alpha$

$$i_2 = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_{m\phi}}{z_H} \sin\left(\vartheta + \frac{\pi}{6} - \varphi\right) - \left[ \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_{m\phi}}{z_H} \sin\left(\frac{\pi}{3} + \delta - \varphi\right) - i_{1k} \right] e^{\frac{\vartheta - \frac{\pi}{3} - \delta}{\text{tg}\varphi}}; \quad (5.19)$$

для третьої ділянки  $(\pi/3) + \alpha \leq \vartheta \leq (2\pi/3) + \delta$

$$i_3 = \frac{U_{m\phi}}{z_H} \sin(\vartheta - \varphi) - \left[ \frac{U_{m\phi}}{z_H} \sin\left(\frac{\pi}{3} + \alpha - \varphi\right) - i_{2k} \right] e^{\frac{\vartheta - \frac{\pi}{3} - \delta}{\text{tg}\varphi}}; \quad (5.20)$$

для четвертої ділянки  $(2\pi/3) + \delta \leq \vartheta \leq (2\pi/3) + \alpha$

$$i_4 = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_{m\phi}}{z_H} \sin\left(\vartheta - \frac{\pi}{6} - \varphi\right) - \left[ \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_{m\phi}}{z_H} \sin\left(\frac{2\pi}{3} + \delta - \varphi\right) - i_{3k} \right] e^{\frac{\vartheta - \frac{2\pi}{3} - \delta}{\text{tg}\varphi}}; \quad (5.21)$$

для п'ятої ділянки  $(2\pi/3) + \alpha \leq \vartheta \leq \pi + \delta$

$$i_5 = \frac{U_{m\phi}}{z_H} \sin(\vartheta - \varphi) - \left[ \frac{U_{m\phi}}{z_H} \sin\left(\frac{2\pi}{3} + \alpha - \varphi\right) - i_{4k} \right] e^{\frac{\vartheta - \frac{2\pi}{3} - \alpha}{\text{tg}\varphi}}; \quad (5.22)$$

для шостої ділянки  $\pi + \delta \leq \vartheta \leq \pi + \alpha$

$$i_6 = 0.$$

Враховуючи, що в кінці п'ятої ділянки струм дорівнює нулю ( $i_{5k} = 0$ ), то підставляючи у вирази (5.18)...(5.22) кінцеві значення струмів на попередніх ділянках, знаходимо  $\delta$  з трансцендентного рівняння



$$k \sin(\alpha - \varphi) e^{\frac{\alpha - \delta}{\text{tg}\varphi}} = \sin(\delta - \varphi),$$

де

$$k = \frac{\frac{1}{2} e^{-\frac{\pi}{3\text{tg}\varphi}} - \frac{1}{2} e^{-\frac{2\pi}{3\text{tg}\varphi}} - e^{-\frac{\pi}{\text{tg}\varphi}}}{\frac{1}{2} e^{-\frac{\pi}{3\text{tg}\varphi}} - \frac{1}{2} e^{-\frac{2\pi}{3\text{tg}\varphi}} + 1}.$$

Аналогічно можна визначити рівняння для струмів для випадку  $\alpha_{\text{тр}} < \alpha < 150^\circ$ .

Граничний кут відкриття тиристорів

$$\alpha_{\text{тр}} = \arctg \frac{2}{\sqrt{3}} \left( e^{-\frac{\pi}{3\text{tg}\varphi}} - \frac{1}{2} \right) + \varphi.$$

На рис. 5.4,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  $0^\circ$  до  $240^\circ$  (рис. 5.4,д). При активно-індуктивному навантаженні цей діапазон зменшується.

У схемі рис. 5.4,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  $0^\circ$  до  $210^\circ$ .

Треба відмітити, що якщо у трифазному навантаженні є всі шість виводів, то в цьому випадку також застосовуються схеми рис. 5.4,а, б. Проте у 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.

### 5.3. 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. 5.5, 5.6).

У схемі рис. 5.5,*а* дросель  $L$  виконує роль баластного резистора, який періодично закорочується тиристорами  $VS1$  і  $VS2$ . Форма напруги на навантаженні відповідає рис. 5.1,*е*.

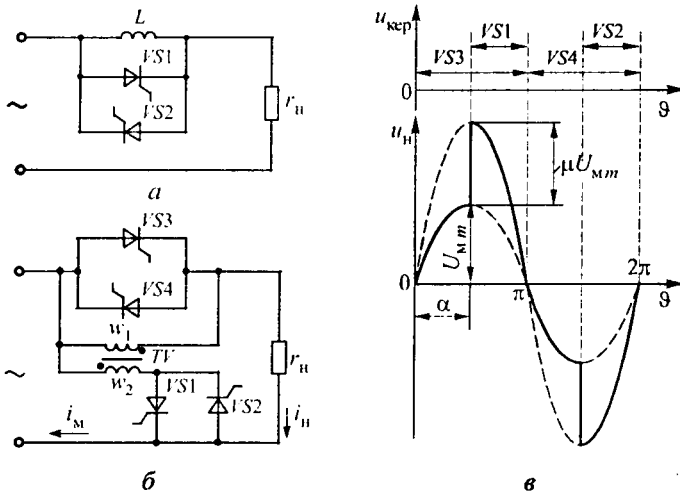


Рис. 5.5

На рис. 5.5,*б* наведені схема з вольтододатковим автотрансформатором, алгоритм роботи тиристорів і часова діаграма вихідної напруги (рис. 5.5,*в*). Тиристри  $VS3$  і  $VS4$  відкриваються на початку кожного півперіоду напруги живлення ( $VS3$  — при позитивній півхвилі,  $VS4$  — при негативній) і до навантаження (навантаження активне) прикладається напруга  $u_n = u_m = U_{mm} \sin \vartheta$ . 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  $u_n = (1 + \mu)U_{mm} \sin \vartheta$ , де  $\mu = w_1 / w_2$ .

У схемі рис. 5.5,*б* тиристри  $VS3$  і  $VS4$  можуть бути відсутніми. При цьому, коли тиристри  $VS1$  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 віднос-

но вхідної можна реалізувати не тільки введенням послідовно ввімкненого джерела напруги (рис. 5.5,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. 5.6,а). Функцію регулювального органа виконує регулятор змінного струму (рис. 5.2,а) з навантаженням у вигляді реактора  $L_0$ , який часто називають компенсатором реактивної потужності (КРП). Такий КРП споживає індуктивний струм  $I_{кL}$  або генерує ємнісний струм  $I_{кC}$  від нуля до усталеного значення. У залежності 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. 5.5,б, в).

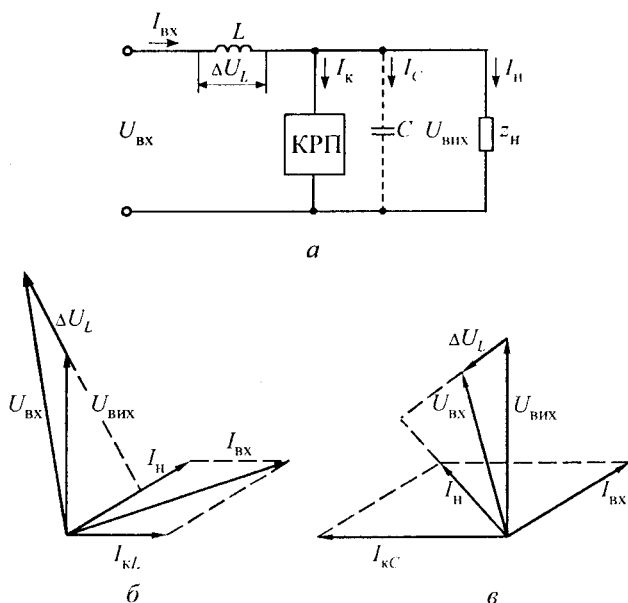


Рис. 5.6

Регулятор з реактивною напругою вольтододатку можна побудувати також і на основі автономного інвертора напруги або струму.

Варіант з автономним інвертором напруги наведений на рис. 5.7,а. Фільтр  $L_\phi C_\phi$  виділяє першу гармоніку напруги інвертора (50 Гц), що працює з синусоїдальною ШІМ. Якщо фазу напруги інвертора (напруга вольтододатку) встановлювати весь час зсунутою на  $90^\circ$  від струму інвертора, тобто струму навантаження  $I_n$ , то через інвертор не буде проходити активна потужність. Векторна діаграма напруг і струму регулятора для такого режиму наведена на рис. 5.7,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  $U_{i(1)}$  інвертора відносно струму на величину трошки, меншу  $90^\circ$ . При цьому інвертор буде споживати від вхідного джерела невелику активну потужність, яка компенсує втрати в інверторі при визначеному рівні постійної напруги на ємності фільтра  $C_d$ .

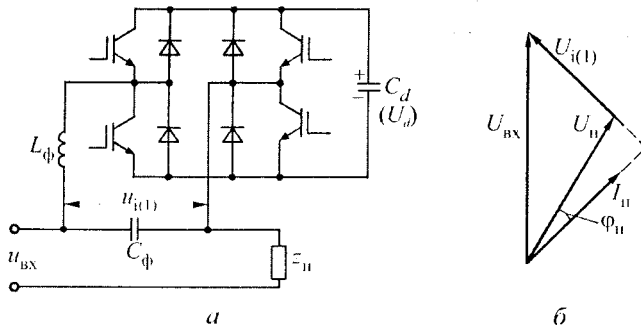


Рис. 5.7

На рис. 5.8 наведена схема трифазного регулятора з вольтододатком. Трансформатор  $TB$  має основну вторинну обмотку  $w_2$  і вольтододатну обмотку  $w_3$ . Тиристри  $VS1 \dots VS3$  відкриваються на початку відповідного півперіоду фазної напруги. При відкритті тиристорів  $VS1 \dots VS3$  забезпечується еквіпотенціальність точок  $a, b, c$  трансформатора  $TB$  і  $U_n = U_2 = U_1 (w_2/w_1)$ . Для закриття тиристорів  $VS1 \dots VS3$  відкриваються тиристри  $VS4 \dots VS6$ . При цьому забезпечується еквіпотенціальність точок  $a', b', c'$  і до тиристорів

$V/S1 \dots V/S3$  прикладаються зворотні напруги  $U_{зв} = U_3 = U_1 (w_3/w_1)$ .

Фазна напруга на навантаженні  $U_H = U_1 (w_3 + w_2)/w_1$ . При активному навантаженні кут  $\alpha$  може змінюватися в межах від нуля до  $210^\circ$ .

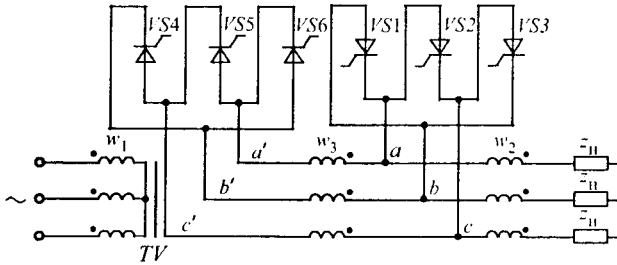


Рис. 5.8.

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  $\alpha$  погіршується, що призводить до появи у спектральному складі струму високочастотних складових, які мають низький порядок. Електричні фільтри при цьому мають великі габарити.

#### 5.4. 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. 5.9).

На рис. 5.10 наведені схеми регуляторів однофазної напруги з ШІР змінної напруги. Ці схеми регуляторів дозволяють одержувати на навантаженні будь-яку з форм напруг, наведених на рис. 5.1,  $a, \dots, i$ . Підвищення частоти перемикання ключів дозволяє усунути зсув

основної гармоніки струму мережі в процесі регулювання та зменшити масу та габарити фільтрів.

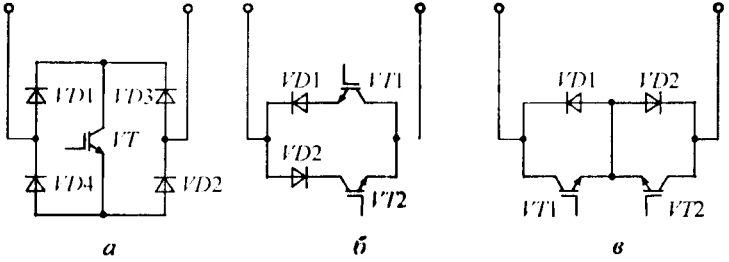


Рис. 5.9

Схема регулятора (рис. 5.10,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 одержується нульова пауза (див. наприклад, рис. 5.1,д).

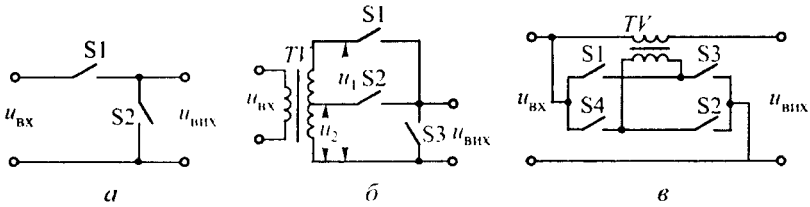


Рис. 5.10

Схема рис. 5.10,б дозволяє виконувати комбіноване регулювання змінної напруги за рахунок як амплітудної, так і широтно-імпульсної модуляції. Протифазне перемикавання ключів *S1* і *S2* забезпечує перемикавання миттєвого значення вихідної напруги регулятора між рівнями  $u_1$  і  $u_2$  (рис. 5.1,і). У випадках, коли треба одержати напругу, нижчу за  $u_2$ , у протифазі перемикаються ключі *S2* та *S3* (рис. 5.3,д).

Особливістю всіх регуляторів з ШПР вихідної напруги є імпульсний характер вхідного струму. При наявності у джерела вхідної напруги власної індуктивності (індуктивності лінії, індуктивності розсіювання трансформатора і електричного генератора) це потре-

бує встановлення вхідного  $LC$ - фільтра. При багатократній комутації ключів і частоті комутації в декілька кілогерц форма струму навантаження  $i_{\text{вих}}$  буде практично синусоїдальною (рис. 5.11,б). ШПР не вносить додаткового фазового зсуву першої гармоніки струму на вході регулятора, а цей зсув залежить тільки від фазового кута активно-індуктивного навантаження. При цьому форма струму на вході регулятора буде мати вигляд, наведений на рис. 5.11,а.

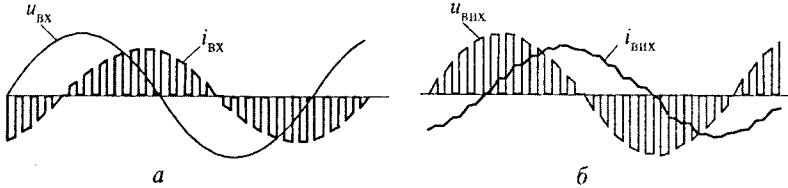
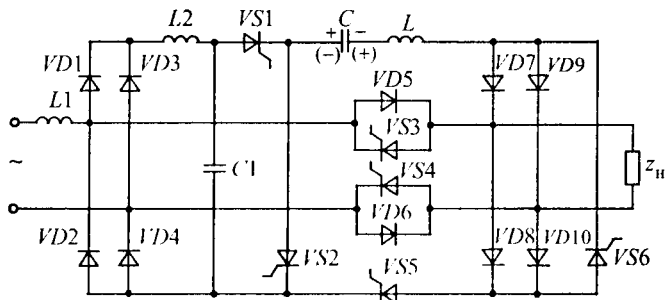


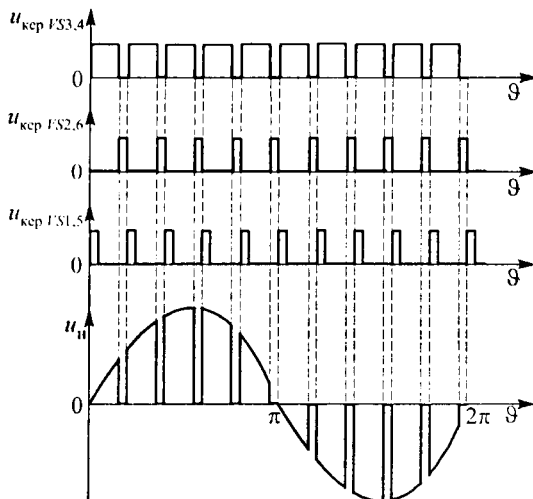
Рис. 5.11

На рис. 5.12,а наведений однофазний тиристорний регулятор змінної напруги з примусовою комутацією, що забезпечує будь-яку з форм вихідних напруг (див. рис. 5.1,а, ..., д). На рис. 5.12,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  $C$  пере-

заряджається по колу  $L-VD7...VD10-VS5-C1-VS1$ . Дросель  $L1$  обмежує струм короткого замикання, що виникає при перезаряді конденсатора  $C$  через діодний міст  $VD7...VD10$ .



а



б

Рис. 5.12

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. 5.13). При цьому форми напруг та струмів у фазах регулятора



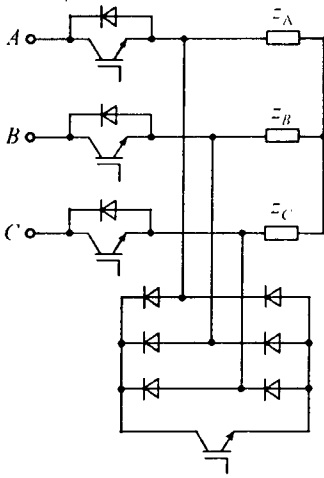


Рис. 5.13

такі самі, як у однофазного регулятора (див. рис. 5.11), тільки з відповідним часовим зсувом між фазами.

Трифазний регулятор з ШПР можна побудувати і на тиристорах з вузлом примусової комутації (рис. 5.14,а). Він вміщує два діодних моста  $BM1$  і  $BM2$ , навантажених на тиристор  $VS1$ ,  $VS2$  і конденсатори  $C1$ ,  $C2$ . Алгоритм роботи тиристорів  $VS1$ ,  $VS2$  і часові діаграми вихідної напруги для цієї схеми наведені на рис. 5.14,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. 5.14,а без дужок. При відкритті тиристора  $VS1$  забезпечується еквіпотенціальність точок  $a, b, c$  трансформатора  $TV$  і до навантаження прикладається напруга  $u_2 = U_{2m} \sin \theta$ . 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  $BM2$  і 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.

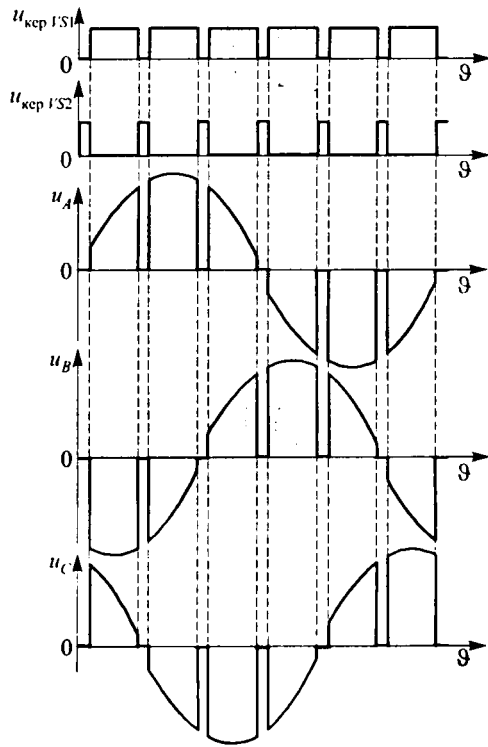
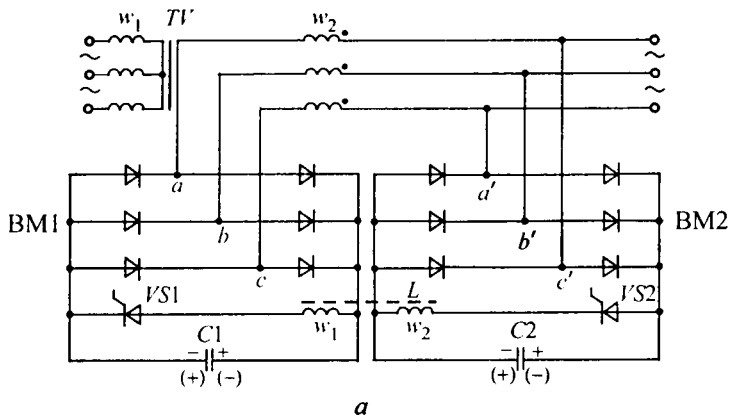


Рис. 5.14

## 5.5. 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 ШІР 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 3). Схеми таких регуляторів змінної напруги одержують шляхом модернізації відповідних схем перетворювачів постійної напруги з урахуванням знакозмінності вхідної та вихідної напруг.

На рис. 5.15 наведені схеми однофазних підвищувального (а) і підвищувально-знижувального (б) регуляторів змінної напруги, аналогічних перетворювачам постійної напруги (див. рис. 3.17,а і 3.19,а). Транзистори та діоди в перетворювачах постійної напруги замінені на ключі змінного струму за однією із схем, наведених на рис. 5.9.

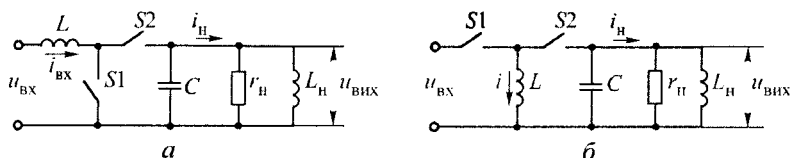


Рис. 5.15

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 ШІР) на виході регулятора. На відміну від перетворювачів постійної напруги тут можлива наявність не тільки вітки з активним опором  $r_{\text{н}}$ , але й вітки з індуктивністю  $L_{\text{н}}$ .

Ключі  $S1$  і  $S2$  в схемах працюють у протифазі. У схемі рис.

5.15,*a* 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 станив ключів  $S1$  і  $S2$  у височастотному 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 § 5.2

Схема рис. 5.15,*б* забезпечує регулювання вихідної напруги як вище, так і нижче вхідної. Недоліком підвищувально-знижувального регулятора, як і регуляторів з ШІР, 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. 3.21). На рис. 5.16 наведені схема (*a*) та часові діаграми струмів і напруг (*б*) у схемі. Ключі  $S1$  і  $S2$  працюють у протифазі. При замиканні

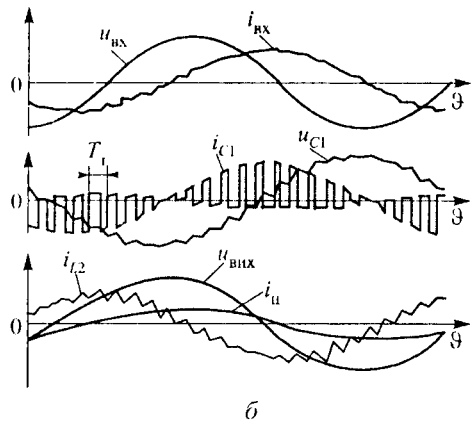
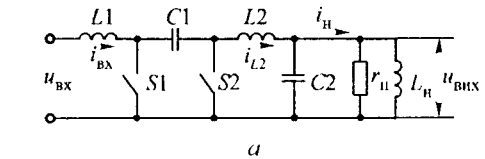


Рис. 5.16

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  $r_n, L_n$ . 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  $r_n, L_n$ .

## Приклади

**Приклад 5.1.** Однофазний регулятор змінної напруги (рис. 5.2,а) живить активне навантаження. Визначити середнє та діюче значення струму тиристорів і навантаження, втрати у тиристорах, а також коефіцієнт форми струму. Напруга живлення  $U_m = 220$  В; опір навантаження  $r_n = 3$  Ом;  $U_{T0} = 1$  В;  $R_T = 2$  мОм;  $\alpha = 60^\circ$ .

Р о з в' я з а н н я. 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 5.2.** Однофазний регулятор змінної напруги (рис. 5.2,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

$$I_{VD} = 2I_{VS\alpha} = 2 \cdot 13 = 26\text{ А}.$$

4. Діюче значення струму діода

$$I_{VDd} = \sqrt{2} I_{VS\alpha d} = \sqrt{2} \cdot 28,75 = 40,5\text{ А}.$$

5. Середнє значення струму навантаження

$$I_{нсп} = I_{VD} - I_{VS} = 40,5 - 13 = 27,5\text{ А}.$$

6. Діюче значення струму навантаження

$$I_n = \sqrt{I_{VDd}^2 + I_{VS\alpha d}^2} = \sqrt{40,5^2 + 28,75^2} = 49,7\text{ А}.$$

**Приклад 5.3.** Визначити середнє та діюче значення струмів діодів і тиристора регулятора (рис. 5.2,в). Напруга мережі живлення  $U_m = 115\text{ В}$ ; опір навантаження  $r_n = 3\text{ Ом}$ ;  $\alpha = 30^\circ$ .

Розв'язання. 1. Середнє значення струму діодів

$$I_{VD} = \frac{\sqrt{2} U_m}{2\pi r_n} (1 + \cos \alpha) = \frac{\sqrt{2} \cdot 115}{2\pi \cdot 3} (1 + \cos 30^\circ) = 16\text{ А}.$$

2. Діюче значення струму діодів

$$I_{VDd} = \frac{U_m}{r_n} \sqrt{\frac{1}{2} \left( 1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} \right)} = \frac{115}{2} \sqrt{\frac{1}{2} \left( 1 - \frac{0,523}{\pi} + \frac{\sin 60^\circ}{2\pi} \right)} = 37,8\text{ А}.$$

3. Середнє значення струму тиристора

$$I_{VS\alpha} = 2I_{VD} = 2 \cdot 16 = 32\text{ А}.$$

4. Діюче значення струму тиристора

$$I_{VS\alpha d} = \sqrt{2} I_{VDd} = 2 \cdot 37,8 = 75,6\text{ А}.$$

5. Середнє значення струму навантаження

$$I_{нсп} = 0.$$

6. Діюче значення струму навантаження

$$I_n = I_{VS\alpha d} = 53,3 \text{ A} .$$

**Приклад 5.4.** Однофазний регулятор (рис. 5.2,*a*) 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  $U_m = 115 \text{ В}$ ;  $f = 400 \text{ Гц}$ ;  $L_n = 1,5 \text{ мГн}$ .

Розв'язання. а) 1. Діюче значення струму навантаження при симетричному керуванні

$$\begin{aligned} I_n &= \frac{2U_m}{\omega L_m} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[ (\pi - \alpha) \left( \cos^2 \alpha + \frac{1}{2} \right) + \frac{3}{2} \sin \alpha \cos \alpha \right]} = \\ &= \frac{2 \cdot 115}{2\pi \cdot 400 \cdot 1,5 \cdot 10^{-3}} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[ \left( \pi - \frac{2\pi}{3} \right) \left( \cos^2 120^\circ + \frac{1}{2} \right) + \frac{3}{2} \sin 120^\circ \cos 120^\circ \right]} = \\ &= 12,75 \text{ A} . \end{aligned}$$

2. Середнє значення струму тиристора

$$\begin{aligned} I_{VS\alpha} &= \frac{\sqrt{2}U_m}{\pi \omega L_n} [(\pi - \alpha) \cos \alpha + \sin \alpha] = \\ &= \frac{\sqrt{2} \cdot 115}{\pi \cdot 2\pi \cdot 400 \cdot 1,5 \cdot 10^{-3}} \left[ \left( \pi - \frac{2\pi}{3} \right) \cos 120^\circ + \sin 120^\circ \right] = 4,67 \text{ A} . \end{aligned}$$

3. Діюче значення струму тиристора

$$I_{VS\alpha d} = I_n / \sqrt{2} = 12,75 / \sqrt{2} = 9 \text{ A} .$$

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  $90^\circ$ .

2. Середнє значення струму навантаження

$$I_{ncp} = 0 .$$

3. Діюче значення струму навантаження

$$I_n = \frac{U_m}{\omega L_n} = \frac{115}{2\pi \cdot 400 \cdot 1,5 \cdot 10^{-3}} = 30,5 \text{ A} .$$

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

$$\begin{aligned} I_{Hcp} &= \frac{\sqrt{2}U_m}{\pi\omega L_H} [(\pi - \alpha) \cos \alpha + \sin \alpha] = \\ &= \frac{\sqrt{2} \cdot 115}{\pi \cdot 2\pi \cdot 400 \cdot 1,5 \cdot 10^{-3}} \left[ \left( \pi - \frac{\pi}{3} \right) \cos 60^\circ + \sin 60^\circ \right] = 26,2 \text{ A}. \end{aligned}$$

Діюче значення струму навантаження

$$\begin{aligned} I_H &= \frac{\sqrt{2}U_m}{\omega L_H} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[ (\pi - \alpha) \left( \cos^2 \alpha + \frac{1}{2} \right) + \frac{3}{2} \sin \alpha \cos \alpha \right]} = \\ &= \frac{\sqrt{2} \cdot 115}{2\pi \cdot 400 \cdot 1,5 \cdot 10^{-3}} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[ \left( \pi - \frac{\pi}{3} \right) \left( \cos^2 60^\circ + \frac{1}{2} \right) + \frac{3}{2} \sin 60^\circ \cos 60^\circ \right]} = 29,1 \text{ A}. \end{aligned}$$

Струми тиристорів

$$I_{VS1} = I_{Hcp} = 26,2 \text{ A},$$

$$I_{VS1d} = I_H = 29,1 \text{ A},$$

$$I_{VS2} = I_{VS2d} = 0.$$

**Приклад 5.5.** Однофазний регулятор (рис. 5.2,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. 5.2,е).

3. Кут провідності тиристорів знаходимо з виразу

$$\sin(\lambda_{VS} + \alpha - \varphi) = \sin(\alpha - \varphi) e^{-\frac{\lambda_{VS}}{\tau} \text{tg}\varphi};$$



$$\sin(\lambda_{VS} + 90^\circ - 57,5^\circ) = \sin(90^\circ - 57,5^\circ) e^{\frac{\lambda_{VS}}{1,57}};$$

$$\sin(\lambda_{VS} + 32,5^\circ) = \sin 32,5^\circ e^{\frac{\lambda_{VS}}{1,57}}.$$

Розв'язуючи останнє рівняння, знаходимо

$$\lambda_{VS} = 141^\circ.$$

4. Кут вимикання тиристорів (див. рис. 5.2,е)

$$\alpha_{\text{вим}} = \alpha + \lambda_{VS} = 90^\circ + 141^\circ = 231^\circ.$$

5. Діюче значення напруги на навантаженні

$$\begin{aligned} U_n &= U_m \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[ \alpha_{\text{вим}} - \alpha + \frac{\sin 2\alpha - \sin 2\alpha_{\text{вим}}}{2} \right]} = \\ &= 110 \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[ \frac{231^\circ - 90^\circ}{180^\circ} \pi + \frac{\sin 2 \cdot 90^\circ - \sin 2 \cdot 231^\circ}{2} \right]} = 87,2 \text{ В}. \end{aligned}$$

**Приклад 5.6.** Трифазний регулятор (рис. 5.4,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  $r_n = 4 \text{ Ом}$ ; а)  $\alpha = 30^\circ$ ; б)  $\alpha = 90^\circ$ .

Розв'язання. 1. Середнє значення напруги за півперіод при  $0 < \alpha < 60^\circ$

$$U_{\text{н ср}} = \frac{\sqrt{2}U_\phi}{\pi} (1 + \cos \alpha) = \frac{\sqrt{2} \cdot 220}{\pi} (1 + \cos 30^\circ) = 184,3 \text{ В}.$$

2. Середнє значення струму тиристора

$$I_{VS} = U_{\text{н ср}} / r_n = 184,3 / 4 = 46 \text{ А}.$$

3. Діюче значення напруги на навантаженні

$$\begin{aligned} U_n &= \sqrt{2}U_\phi \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[ \frac{\pi}{2} - \frac{3}{4} \left( \alpha - \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) \right]} = \\ &= \sqrt{2} \cdot 220 \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[ \frac{\pi}{2} - \frac{3}{4} \left( \frac{\pi}{6} - \frac{\sin 2 \cdot 30^\circ}{2} \right) \right]} = 214,5 \text{ В}. \end{aligned}$$

4. Діюче значення струму в навантаженні

$$I_n = U_n / r_n = 214,5 / 4 = 53,6 \text{ А}.$$

б) 1. Середнє значення напруги за півперіод при  $60^\circ < \alpha < 90^\circ$

$$U_{\text{н ср}} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{\sqrt{2}U_\phi}{\pi} (\sin \alpha + \sqrt{3} \cos \alpha) =$$

$$= \frac{\sqrt{3} \sqrt{2} \cdot 220}{2 \pi} (\sin 90^\circ + \sqrt{3} \cos 90^\circ) = 85,4 \text{ В}.$$

2. Середнє значення струму тиристора

$$I_{VS} = U_{\text{нсп}} / r_{\text{н}} = 85,4 / 4 = 21,4 \text{ А}.$$

3. Діюче значення напруги на навантаженні

$$U_{\text{н}} = \sqrt{2} U_{\phi} \sqrt{\frac{3}{4\pi} \left( \frac{\pi}{3} + \frac{3}{4} \sin 2\alpha + \frac{\sqrt{3}}{4} \cos 2\alpha \right)} =$$

$$= \sqrt{2} \cdot 220 \sqrt{\frac{3}{4\pi} \left( \frac{\pi}{3} + \frac{3}{4} \sin 180^\circ + \frac{\sqrt{3}}{4} \cos 180^\circ \right)} = 118,8 \text{ В}.$$

4. Діюче значення струму в навантаженні

$$I_{\text{н}} = U_{\text{н}} / r_{\text{н}} = 118,8 / 4 = 29,7 \text{ А}.$$

**Приклад 5.7.** 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  $t_{\text{вим}} = 0,01 \text{ с}$ .

Розв'язання. 1. Оскільки допустимий час вимикання перетворювача відповідає половині періоду напруги мережі, вибираємо в якості переривника схему рис. 5.2,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 Т142 – 32 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 5.8.** Розрахувати стабілізатор змінної напруги за наступними даними: номінальне діюче значення вихідної напруги  $U_n = 220 \text{ В}$ ; номінальна повна потужність  $S_n = 1,5 \text{ кВА}$ ; коефіцієнт зсуву струму навантаження  $\cos \varphi_n = 0,8$ ; діапазон зміни діючого значення вхідної напруги  $U_{вх} = 190 \dots 240 \text{ В}$ ; частота вхідної напруги  $f = 50 \text{ Гц}$ ; коефіцієнт спотворення вихідної напруги не більше 10%; вміст гармонік у вхідному струмі стабілізатора мінімальний.

Розв'язання. 1. На основі аналізу вихідних даних вибираємо схему стабілізатора з компенсатором реактивної потужності рис. 5.6,а.

2. Визначаємо мінімальне та максимальне значення струмів конденсатора  $C$

$$\begin{aligned} I'_C &= I_n \left( \sin \varphi_n + \cos \varphi_n \frac{\sqrt{U_n^2 - U_{вх \min}^2}}{U_{вх \min}} \right) = \\ &= \frac{1500}{220} \left( 0,6 + 0,8 \frac{\sqrt{220^2 - 190^2}}{190} \right) = 7,3 \text{ А}; \end{aligned}$$

$$I''_C = I_n \left( \sin \varphi_n + \cos \varphi_n \frac{U_n}{U_{вх \min}} \right) = \frac{1500}{220} \left( 0,6 + 0,8 \frac{220}{190} \right) = 10,4 \text{ А}.$$

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  $C$

$$Q_C = U_n I_C = 220 \cdot 8,85 = 1947 \text{ ВАР};$$

$$C = I_C / (\omega U_n) = 8,85 / (2\pi \cdot 50 \cdot 220) = 128 \cdot 10^{-6} \text{ Ф} = 128 \text{ мкФ}.$$

З 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

$$I_{вх \max} = \sqrt{I_n^2 + I_C^2 - 2I_n I_C \sin \varphi_n} =$$

$$= \sqrt{\left(\frac{1500}{220}\right)^2 + 8,85^2} - 2 \cdot \frac{1500}{220} \cdot 8,85 \cdot 0,6 = 7,2 \text{ А.}$$

6. Максимальне значення напруги на вхідному реакторі  $L_1$

$$\Delta U_{L_{\max}} = U_{\text{н}} \frac{I_C - I_{\text{н}} \sin \varphi_{\text{н}}}{I_{\text{вх max}}} - \sqrt{\left( U_{\text{вх min}}^2 - U_{\text{н}}^2 \frac{I_{\text{н}} \cos^2 \varphi_{\text{н}}}{I_{\text{вх max}}} \right)} =$$

$$= 220 \frac{8,85 - (1500/220) \cdot 0,6}{7,2} \sqrt{\left( 190^2 - 220^2 \frac{(1500/220) \cdot 0,8^2}{7,2} \right)} = 63,1 \text{ В.}$$

7. Розрахункова потужність вхідного реактора  $L_1$

$$Q_{L_1} = \Delta U_{L_{\max}} I_{\text{вх max}} = 63,1 \cdot 7,2 = 454,3 \text{ ВАР.}$$

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. 5.2,а з індуктивним навантаженням  $L$ )

$$Q_L = Q_C + \frac{(U_{\text{вх max}} - U_{\text{н}}) I_{\text{вх max}}^2 U_{\text{н}}}{Q_{L_1}} =$$

$$= 1947 + \frac{(240 - 220) \cdot 7,2^2 \cdot 220}{454,3} = 2449,1 \text{ ВАР.}$$

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

$$I_{\text{TS}} = \frac{\sqrt{2} Q_L}{\pi U_{\text{н}}} = \frac{\sqrt{2} \cdot 2449,1}{\pi \cdot 220} = 5 \text{ А.}$$

12. З урахуванням максимального значення напруги на тиристорах

$$U_{\text{VS max}} = \sqrt{2} U_{\text{вх}} = \sqrt{2} \cdot 220 = 310,2 \text{ В}$$

вибираємо тиристор типу Т112 – 10 6 класу.

### Контрольні запитання

1. Які існують типи вентильних регуляторів змінної напруги?
2. Який вид комутації використовується у тиристорних регуляторах?
3. Які властивості у тиристорного регулятора змінної напруги з фазовим регулюванням?

4. Як впливає коефіцієнт потужності навантаження на діапазон регулювання кута  $\alpha$  у тиристорному регуляторі змінного струму?
5. Чи можна використовувати один тиристор у схемах регуляторів змінного струму?
6. У чому полягає основний недолік регулятора реактивної потужності на основі схеми із зустрічно-паралельними тиристорами?
7. Яку максимальну швидкість мають контактори змінного струму на основі зустрічно-паралельних тиристорів?
8. Якими перевагами володіє схема регулятора із зустрічно-паралельними тиристорами, що перемикають обмотки автотрансформатора, у порівнянні зі схемою, яка вміщує тільки зустрічно-паралельні тиристири?
9. Які властивості у транзисторного регулятора змінної напруги з широтно-імпульсним способом регулювання?
10. Яка нова якість у регулятора з вольтододатком у порівнянні з регуляторами з фазовим і широтно-імпульсним регулюванням?
11. У чому особливість регулятора з вольтододатком реактивної напруги?
12. У яких безтрансформаторних регуляторах можна одержати напругу на виході більшу за вхідну?
13. У яких регуляторах можна одержати одиничний коефіцієнт зсуву в усьому діапазоні регулювання?
14. Схеми яких регуляторів з можливим підвищенням вихідної напруги над вхідною мають безперервний вхідний струм?

## **ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЧАСТОТИ**

Перетворювачі частоти — це пристрої, що перетворюють змінний струм (напругу) однієї частоти (постійної або регульованої) у змінний струм (напругу) іншої частоти (постійної або регульованої).

Розрізняють два типи перетворювачів частоти:

- 1) перетворювачі частоти з проміжною ланкою постійного струму (напруги);
- 2) перетворювачі частоти з безпосереднім зв'язком (циклоконвертори).

Перший тип перетворювачів частоти будується за структурою «випрямляч – автономний інвертор (струму або напруги)».

Другий тип перетворювачів частоти ділиться на два класи:

- перетворювачі на неповністю керованих вентилях (тиристорах) з фазовим регулюванням і формуванням кривої вихідної напруги;
- перетворювачі на повністю керованих вентилях (транзисторах, двоопераційних тиристорах — ГТО, тиристорах з вузлами примусової комутації).

Основу будь-якого перетворювача частоти з безпосереднім зв'язком складає реверсивний випрямляч (див. § 2.8), тому що він живиться від джерела змінної напруги і володіє здатністю працювати з будь-яким (з чотирьох можливих) сполученням полярностей вихідної напруги та струму, періодична по черговість яких притаманна змінному струму (два сполучення зі збіжними полярностями напруги і струму та два — з протилежними полярностями, обумовленими зсувом струму за фазою по відношенню до напруги).

### **6.1. ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЧАСТОТИ З ПРОМІЖНОЮ ЛАНКОЮ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ (НАПРУГИ)**

На рис. 6.1 наведена структурна схема перетворювача частоти з проміжною ланкою постійного струму. В таких перетворювачах

змінна напруга живильної мережі випрямляється за допомогою керованого випрямляча В, згладжується фільтром Ф і подається на автономний інвертор АІ. Функції регулювання частоти вихідної напруги здійснює інвертор, а напруги — випрямляч. Інколи обидві

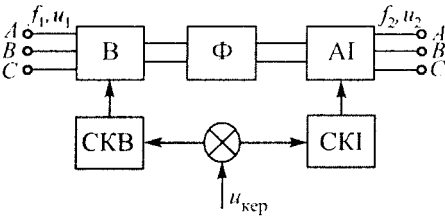


Рис. 6.1

функції суміщає інвертор, а випрямляч виконують некерувані. Перетворювачі з проміжною ланкою постійного струму дозволяють регулювати вихідну частоту за допомогою системи керування інвертора (СКИ) у широкому діапазоні як уверх, так і униз від частоти живильної мережі. В якості автономного інвертора може бути використаний будь-який з розглянутих раніше інверторів (див. розділ 4). Даний тип перетворювачів частоти має просту схему силової частини, а отже, і системи керування; вихідна частота перетворювача може бути як нижче, так і вище вхідної і не залежить від останньої.

Основним недоліком перетворювачів частоти з проміжною ланкою постійного струму є подвійне перетворення енергії — випрямлення та інвертування, що призводить до зменшення ККД і погіршенню масо-габаритних показників.

У перетворювачах частоти з проміжною ланкою постійного струму можливо здійснити двосторонній обмін електричною енергією між споживачем і живильною мережею. Для такого обміну потрібні повністю керовані вентилялі з двосторонньою провідністю (повністю керовані ключі змінного струму) (див. рис. 5.9). Обмін енергією між споживачем і живильною мережею можна здійснювати і без застосування повністю керованих ключів змінного струму шляхом схемних рішень. У наведеній на рис. 6.2 схемі однофазного перетворювача частоти керований випрямляч КВ живить

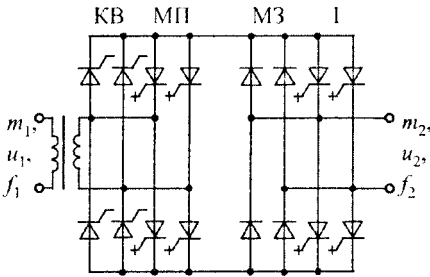


Рис. 6.2

інвертор I на повністю керованих вентилях. Мости зворотного струму МЗ і повернення реактивного струму МП виконують функцію пропуску реактивного струму навантаження. При рекуперації енергії міст МЗ виконує функцію випрямляча, а міст МП — функції інвертора.

Поліпшити гармонічний склад вихідної напруги перетворювачів частоти з проміжною ланкою постійного струму можна способами, розглянутими раніше для автономних інверторів.

## **6.2. ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЧАСТОТИ З БЕЗПОСЕРЕДНІМ ЗВ'ЯЗКОМ**

### **6.2.1. Перетворювачі частоти з безпосереднім зв'язком на неповністю керованих вентилях (тиристорах)**

Силова частина перетворювачів частоти з безпосереднім зв'язком і природною комутацією струму тиристорів (БПЧ з ПК) не відрізняється від силової частини реверсивного випрямляча і також вміщує  $2m_2$  вентильних групи ( $m_2$  — число фаз на виході перетворювача). Змінний струм у навантаженні створюється в результаті почергового відкриття вентильних груп. В середині вентильної групи струм навантаження передається від одного тиристора до іншого як і в керованому випрямлячі у межах зони природної комутації. БПЧ з ПК відрізняється від реверсивного випрямляча законом керування тиристорами.

БПЧ з ПК можуть живитися або від однофазної, або від трифазної мережі змінного струму. За числом фаз вихідної напруги їх ділять на однофазні та багатофазні. На рис. 6.3,а... ж і рис. 6.4,а, б наведені деякі структурні схеми БПЧ з ПК [ключі  $S$  являють собою або зустрічно-паралельне ввімкнення тиристорів (рис. 6.3,з), або один симетричний тиристор (рис. 6.3,і)]. Як видно з рисунків, БПЧ з ПК і однофазним виходом можуть бути застосовані для побудови багатофазних перетворювачів. При цьому їх кількість у багатофазному перетворювачі дорівнює  $m_2$ , а вихідні напруги кожної фази зсунуті на кут (на рисунках наведені структурні схеми багатофазних перетворювачів з  $m_2 = 2$  і  $m_2 = 3$ ).



БПЧ з ПК можуть бути з нульовими вентиляльними групами (див. рис. 6.3, а, б, в, д, ж, 6.4, а) або з мостовими вентиляльними групами

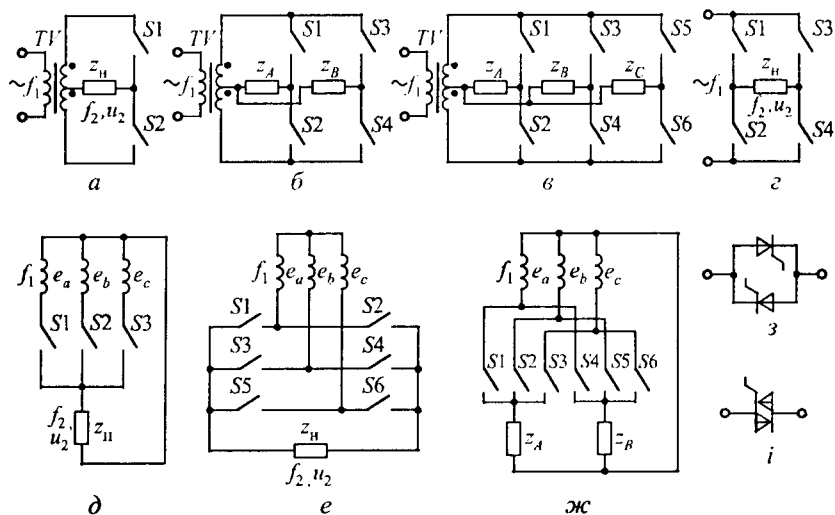


Рис. 6.3

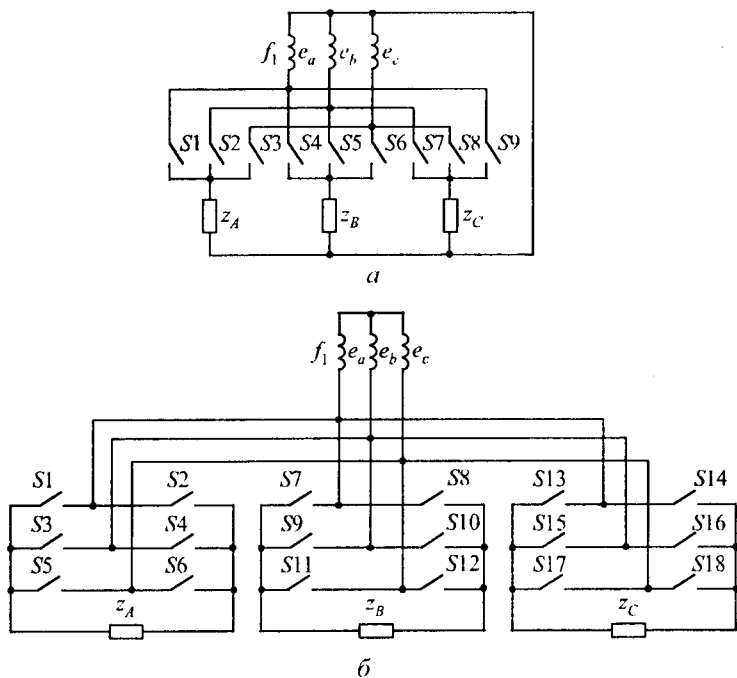


Рис. 6.4

(див. рис. 6.3,2, е, 6.4,б). У багатофазних перетворювачах частоти з мостовими вентиляними групами для виключення контурів короткого замикання треба потенціально розділення фаз навантаження.

Перетворювачі, що живляться від однофазної мережі, знаходять обмежене застосування (рухомий транспорт, що живиться від контактної мережі змінного струму) внаслідок значно більшої встановленої потужності елементів силової частини у порівнянні з перетворювачами, що живляться від трифазної мережі. Перетворювачі, що живляться від трифазної мережі, використовуються в електроприводі з двигунами змінного струму, в автономних об'єктах (літаках, суднах, колесному транспорті) — для одержання стабілізованої за частотою та амплітудою вихідної напруги, в установках для перемішування рідинного металу — в дугових сталетопних печах та ін.

Принцип формування вихідної напруги БПЧ з ПК розглянемо на прикладі трифазно-однофазної схеми з середньою точкою (рис. 6.5,а). Перетворювач складається з двох трифазних випрямлячів, перший з яких підімкнений до фаз трансформатора анодами (група I), а другий — катодами (група II). Позитивний півперіод (навантаження активне, втрати у тиристорах і трансформаторі відсутні) вихідної напруги формується при почерговому (циклічному) перемиканні за допомогою тиристорів групи I ( $VS1...VS3$ ) навантаження з однієї фази живильної мережі на іншу. Таке перемикання можливе при умові, що потенціал фази, на яку підмикається навантаження, більше за потенціал фази, на яку вона була підімкнена (рис. 6.5,б). Негативний півперіод вихідної напруги формується при почерговому перемиканні тиристорів групи II ( $VS4...VS6$ ). Відкриваючи по чергово тиристори груп I і II, одержимо на виході змінну напругу з частотою  $f_2$ . З рис. 6.5,б видно, що частота вихідної напруги  $f_2$  нижче за частоту живильної мережі  $f_1$ , і що

$$\frac{T_2}{2} = \frac{T_1}{2} + k \frac{T_1}{m_1} = T_1 \left( \frac{1}{2} + \frac{k}{m_1} \right),$$

де  $k = 0, 1, 2, 3, \dots$

Оскільки

$$p = \frac{f_1}{f_2} = \frac{T_2}{T_1} = \frac{2k + m_1}{m_1},$$

ТО

$$f_2 = \frac{f_1 m_1}{2k + m_1}. \quad (6.1)$$

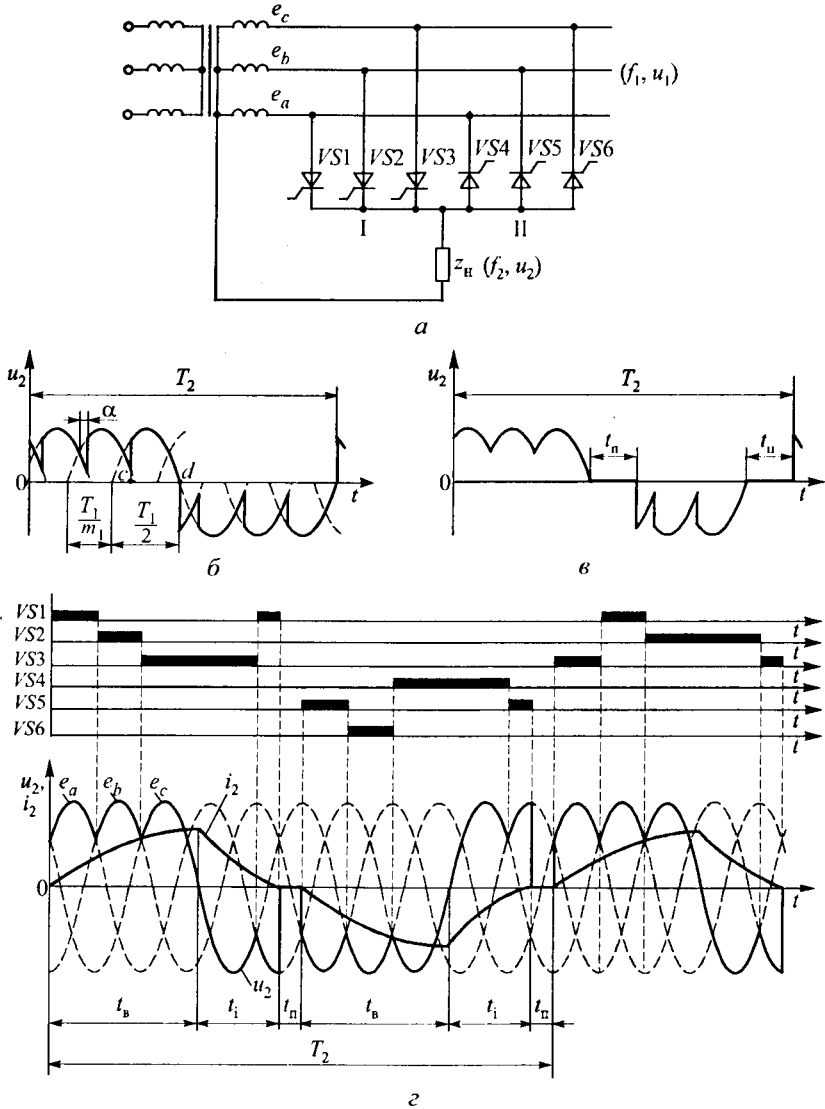


Рис. 6.5

З виразу (6.1) видно, що частота  $f_2$  залежить від частоти живильної мережі  $f_1$ , кількості півхвиль живильної напруги  $(k+1)$  та числа фаз  $m_1$  живильної напруги. При цьому зміна частоти  $f_2$  здійснюється дискретно. Для одержання плавного регулювання частоти перетворювача необхідна пауза  $\varphi_{\text{п}} = \omega_1 t_{\text{п}}$  між закриттям і відкриттям груп I і II тиристорів (рис. 6.5,в). При цьому частота вихідної напруги

$$f_2 = \frac{f_1 m_1 \pi}{\pi(2k + m_1) + \varphi_{\text{п}} m_1} \quad (6.2)$$

Через неможливість закрити тиристор на ділянці між подачею відкриваючого імпульсу і моментом природного закриття останнього тиристора, що проводив (ділянка  $cd$  на рис. 6.5,б), виникає відхилення (похибка) дійсного півперіоду вихідної напруги  $\Delta t_3$  (час затримки закриття) від заданого. Максимальне значення цієї похибки за півперіод вихідної напруги  $t_2$  складає  $\Delta t_3 = \frac{T_1}{2} \left( \frac{1}{2} + \frac{1}{m_1} \right)$ . Відносна величина похибки

$$\gamma_3 = \frac{2\Delta t_3}{T_2} = \frac{1}{p} \left( \frac{1}{m_1} + \frac{1}{2} \right) \quad (6.3)$$

З виразу (6.3) випливає, що з збільшенням  $m_1$  і  $p$  можливе відхилення дійсного півперіоду від задавального зменшується.

При виконанні трифазно-однофазного перетворювача за мостовою схемою (див. рис. 6.3,е) і такому ж законі керування, як і для попередньої схеми, частота вихідної напруги визначається співвідношеннями

$$f_2 = \frac{2m_1 f_1}{4m_1 k + m_1 + 2} \quad (6.4)$$

— для парних значень  $m_1$ ;

$$f_2 = \frac{2f_1}{4k + f_1} \quad (6.5)$$

— для непарних значень  $m_1$ . Відносна похибка півперіоду частоти вихідної напруги складає

$$\gamma_3 = \frac{1}{p} \cdot \frac{2 + m_1}{2m_1} \quad (6.6)$$

— для парних значень;

$$\gamma_3 = \frac{1}{2p} \quad (6.7)$$

— для непарних значень  $m_1$ .

При роботі перетворювача на активно-індуктивне навантаження енергія, що накопичена в магнітному полі навантаження, може бути повернена назад у первинну мережу. Для передачі цієї енергії у первинну мережу тиристри груп I і II переводять у режим інвертування: перші — при негативній, другі — при позитивній напрузі (рис. 6.5,з, на якому струм навантаження  $i_2$  показаний у спрощеному вигляді). Переведення груп тиристорів з режиму випрямлення у режим інвертування здійснюється системою керування при збільшенні кута керування  $\alpha$  до значень, більших за  $90^\circ$ .

Форма кривої вихідної напруги БПЧ з ПК залежить від кількості фаз живильної мережі  $m_1$ , відношення частоти живильної мережі до вихідної частоти перетворювача  $p$ , кута відкриття тиристорів і способів керування. Тому що у конкретній установці завжди задані  $m_1$  і  $p_{\min}$ , вплинути на форму кривої вихідної напруги можна тільки за допомогою модуляції кута відкриття тиристорів. При постійному куті відкриття крива вихідної напруги наближається за формою до прямокутної (рис. 6.5,б).

Система керування БПЧ з ПК вміщує фазозсувний пристрій який, як правило, синхронізується живильною мережею і виробляє опорні напруги  $u_{\text{оп}}$  (модульовані), та формувач напруги керування  $u_{\text{кер}}$  (модулюючі). Вихід формувача напруги керування підімкнений до входу фазозсувного пристрою, де відбувається порівняння в нуль-органах (НО) модульованої  $u_{\text{оп}}$  і модулюючої  $u_{\text{кер}}$  напруг. У момент рівності модульованої та модулюючої напруг, коли різниця  $u_{\text{оп}} - u_{\text{кер}}$  змінює знак з негативного значення на позитивне, нуль-орган формує керуючий імпульс, який відкриває відповідний тиристор. Застосовуючи різні за формою криві модульованої і модулюю-

ючої напруг можна одержати різні за формою криві вихідної напруги БПЧ з ПК.

Як відомо (див. розділ 1), середнє значення вихідної напруги керованого випрямляча за інтервал провідності тиристора при будь-якому законі модуляції визначається виразом (кут комутації  $\gamma=0$ )

$$U_d = K_B \frac{2U_{2m}}{\lambda_{VS}} \sin \frac{\lambda_{VS}}{2} \cos \left( \frac{\pi}{m_{\Pi}} - \frac{\lambda_{VS}}{2} - \alpha \right), \quad (6.8)$$

де  $K_B$  — коефіцієнт схеми ( $K_B = 1$  — для випрямлячів з середньою точкою;  $K_B = 2 \cos \pi(m_1 - 2)/(2m_1)$  — для мостових випрямлячів;  $m_1 \geq 2$ ;  $U_{2m}$  — амплітудне значення фазної живильної напруги (на вторинній обмотці трансформатора);  $\lambda_{VS}$  — кут провідності тиристора;  $\alpha$  — кут керування;  $m_{\Pi}$  — кількість тактів випрямлення, що залежить від числа фаз  $m_1$  і схеми випрямлення.

З наведеного виразу можна знайти закон зміни кута  $\alpha$ , що забезпечує одержання заданої форми кривої вихідної напруги БПЧ з ПК. При  $\lambda_{VS} = \text{const}$  і лінійній зміні у часі кута  $\alpha$  від 0 до  $\pi$  і від  $\pi$  до 0 середнє за інтервал провідності тиристора значення вихідної напруги БПЧ з ПК буде змінюватися за синусоїдальним законом.

Аналогічний закон зміни вихідної напруги БПЧ з ПК можна одержати, коли кут відкриття тиристорів змінюється за арккосинусоїдальним законом,

$$\alpha = \arccos(u_{\text{кер}}/U_{\text{опт}}) = \arccos u_{\text{кер}}^*. \quad (6.9)$$

При  $\lambda_{VS}$  з виразів (6.8) і (6.9) одержуємо

$$\begin{aligned} U_d &= K_B \frac{m_{\Pi}}{\pi} U_{2m} \sin \frac{\pi}{m_{\Pi}} \cos \left( \arccos \frac{u_{\text{кер}}}{U_{\text{опт}}} \right) = \\ &= K_B \frac{m_{\Pi}}{\pi} U_{2m} \frac{u_{\text{кер}}}{U_{\text{опт}}} \sin \frac{\pi}{m_{\Pi}}. \end{aligned} \quad (6.10)$$

З виразу (6.10) видно, що для забезпечення зміни середнього значення випрямленої напруги за інтервал провідності тиристора за синусоїдальним законом модулююча напруга повинна змінюватися також за синусоїдальним законом.

У зв'язку з тим, що одержання трифазної синусоїдальної модулюючої напруги  $u_{кер}$  з незалежним регулюванням частоти та амплітуди відносно важке, на практиці часто використовують напруги інших форм, реалізація яких простіша, а форма вихідної напруги БПЧ з ПК задовільна.

Позитивний і негативний півперіоди вихідної напруги БПЧ з ПК формуються відповідно тиристорами анодної I і катодної II груп (див. рис. 6.10,а, б) з ряду ділянок синусоїдальної напруги живильної мережі.

Залежність  $u_2 = f(u_{кер})$  зветься *характеристикою вхід - вихід* БПЧ з ПК і визначається головним чином формою фазової характеристики фазозсувного пристрою. Зараз застосовують фазозсувні пристрої з арккосинусоїдальною або лінійною фазовою характеристикою. У першому випадку в якості модульованої використовують синусоїдальну напругу мережі, у другому — модульована напруга лінійна.

У БПЧ з ПК, так як і в реверсивних випрямлячах, можливо узгоджене та роздільне керування роботою вентилях груп. Принцип роботи БПЧ з ПК при різних способах керування розглянемо на прикладах однофазно-однофазної (рис. 6.6.а) і трифазно-однофазної мостових схем (див. рис. 6.9).

При узгодженому керуванні тиристори однієї групи (наприклад, I) працюють у режимі випрямлення (В) з кутом відкриття  $\alpha \leq \pi/2$  (кут відраховується від моменту природного відкриття тиристорів), а тиристори іншої групи (наприклад, II) — у режимі інвертування (І) з кутом відкриття  $\beta \geq \pi/2$ . Змінюючи кути відкриття тиристорів з визначеною частотою в режимах випрямлення та інвертування, на навантаженні БПЧ одержуємо змінну напругу, амплітуда та частота основної гармоніки якої визначається амплітудою і частотою сигналу керування  $u_{кер}$ . БПЧ з ПК при узгодженому керуванні може працювати на навантаження з будь-яким коефіцієнтом потужності, тому що імпульси керування подаються одночасно на тиристори обох груп, причому на одну — працюючу в режимі випрямлення, а на іншу — у режимі інвертування (рис. 6.7 і 6.10). При цьому відсутня перерва в роботі БПЧ з ПК при циклі-

чному переході струму з однієї групи тиристорів до іншої. При відкритті тиристорів групи I формується позитивна півхвиля струму навантаження ( на рис. 6.7 і 6.10 показана крива першої гармоніки струму навантаження  $i_{2(1)}$ ), а тиристорів групи II — негативна.

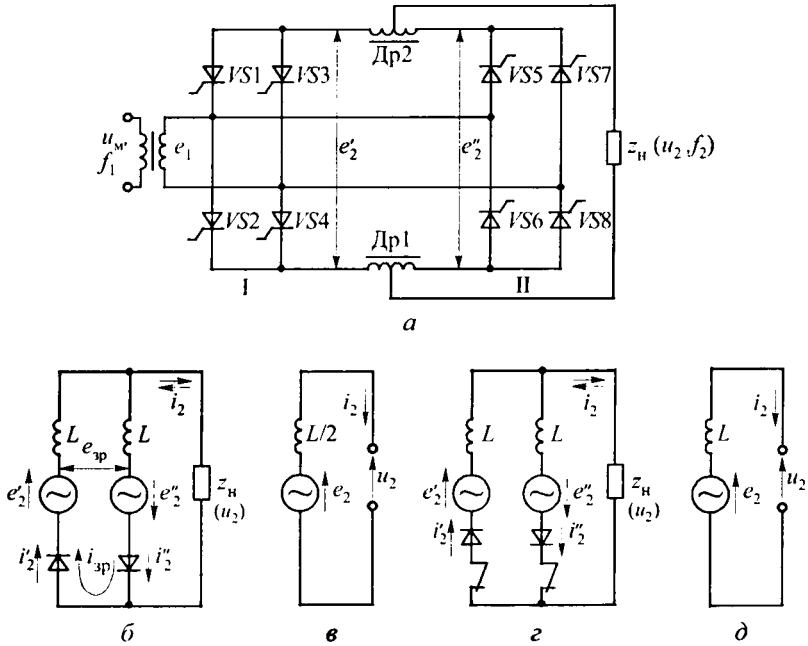


Рис. 6.6

Відзначимо, що в залежності від фази низькочастотної напруги задавального генератора (сигналу керування  $u_{\text{кер}}$ ) високочастотна (опорна) напруга  $u_{\text{оп}}$ , що подається на нуль-орган  $i$ -го тиристора і зв'язана з  $i$ -ю фазою напруги живлення, повинна бути зсунута по відношенню до напруги цієї фази на кут  $\pi/m_1$  у бік випередження або відставання. У складі внутрішніх ЕРС тиристорів I ( $e_2'$ ) і II ( $e_2''$ ) груп крім низькочастотних складових, що визначаються законом зміни  $\alpha(t)$ , вміщуються також високочастотні складові. При узгодженому керуванні обома групами тиристорів у будь-який момент часу середні значення внутрішніх ЕРС рівні між собою, тобто



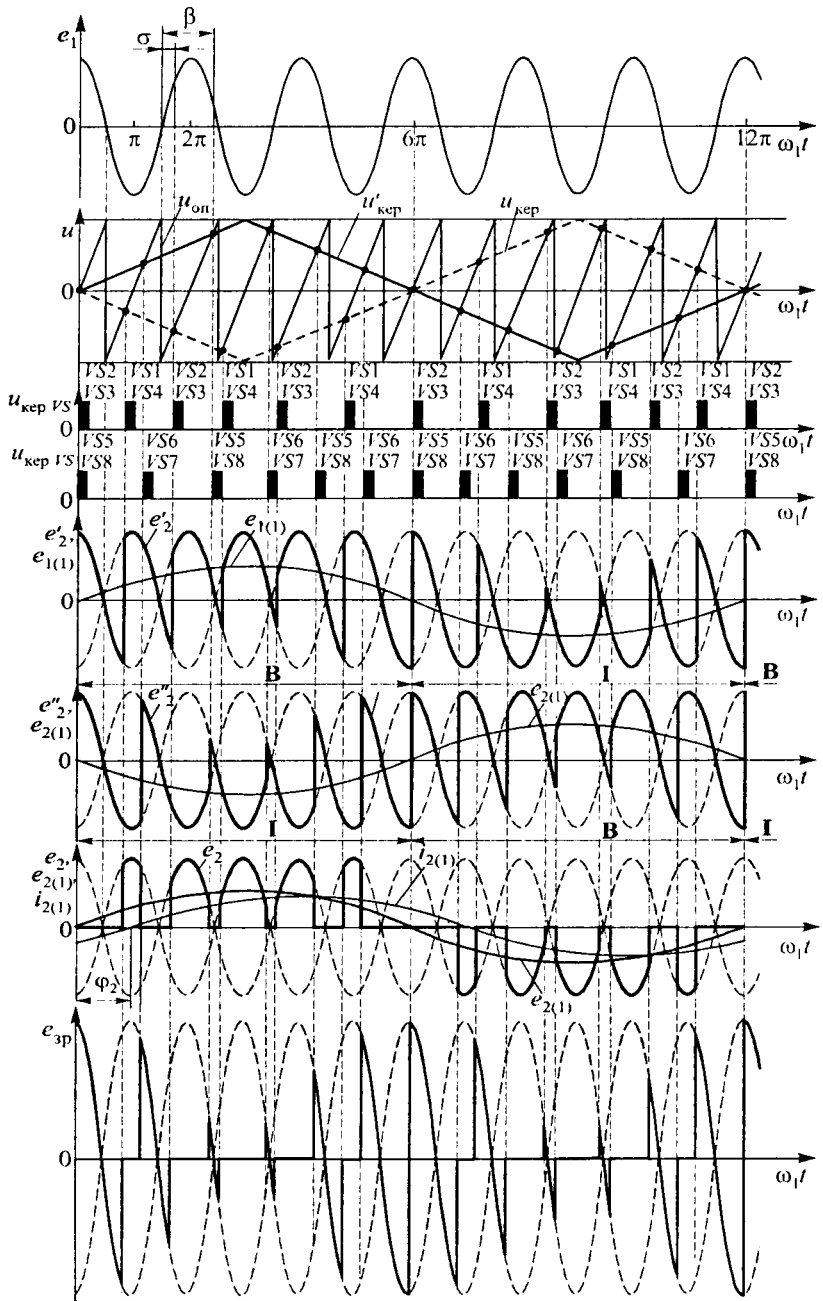


Рис. 6.7

$E'_{2cp} = E''_{2cp}$ . Проте миттєві значення цих ЕРС різні, внаслідок чого у внутрішньому контурі, минаючи навантаження, під дією зрівнювальної ЕРС  $e_{зр} = e'_2 + e''_2$  протікає зрівнювальний струм  $i_{зр}$ , який збільшує втрати, додатково завантажує тиристори та зменшує коефіцієнт потужності. Величину зрівнювального струму можна обмежити за рахунок зрівнювальних дроселів  $Др1$ ,  $Др2$ , які також згладжують високочастотні складові в кривій вихідної напруги.

БПЧ з ПК при узгодженому керуванні можна зобразити еквівалентною лінійною схемою (див. рис. 6.6,б), в якій діють несинусоїдальні ЕРС  $e'_2$  і  $e''_2$ . Цю схему можна звести до схеми рис. 6.6,в з несинусоїдальною ЕРС  $e_2$  (внутрішній ЕРС БПЧ з ПК) шляхом заміни двох паралельних віток однією еквівалентною так, щоб струм  $i_2$  і напруга  $u_2$  у перетвореній схемі, а отже, струми та напруги в іншій частині схеми були б такими, як у заданій,

$$e_2 = \frac{1}{g} \sum_{h=1}^{h=m} e_h g_h,$$

де  $g = g_1 + g_2 + \dots + g_h + \dots + g_m$  — провідність віток;  $g = 2/(\omega_1 L)$  (зрівнювальні дроселі  $Др1$ ,  $Др2$  мають індуктивність однієї половини котушки  $L_1 = L/2$ ).

Таким чином,

$$e_2 = \frac{1}{2}(e'_2 - e''_2).$$

Нехтуючи індуктивністю розсіювання обмоток трансформатора, а також активними опорами обмоток трансформатора та тиристорів, зрівнювальний струм можна визначити з рівняння (див. рис. 6.6,б)

$$2\omega_1 L \frac{di_{зр}}{d(\omega_1 t)} = e_{зр},$$

Звідки

$$i_{зр} = \frac{1}{2\omega_1 L} \int_0^{\omega_1 t} e_{зр} d(\omega_1 t), \quad (6.11)$$

де за початок відліку часу  $\omega_1 t = 0$  приймається момент відкриття одного з тиристорів випрямної групи.

Найбільше значення зрівнювального струму одержимо при  $\alpha_{\max} = \pi/2$  незалежно від фазності перетворювача та взаємного фазування напруг, що живлять групи тиристорів (див. рис. 6.7 і 6.10). З рівняння (6.11) одержуємо

$$\frac{1}{\omega_1} \int_{\alpha_{\max} + \frac{\pi}{2}}^{\alpha_{\max} + \frac{\pi}{2}} e_{зр} d(\omega_1 t) = 2LI_{зр\max}. \quad (6.12)$$

Враховуючи, що різниця напруг між групами тиристорів виникає під дією двох протифазних ЕРС (див. рис. 6.7, 6.10), можна записати

$$e_{зр} = E_{1m} \sin \omega_1 t - E_{1m} \sin(\omega_1 t + \pi) = 2E_{1m} \sin \omega_1 t, \quad (6.13)$$

де  $E_{1m}$  — амплітудне значення фазної ЕРС.

З рівнянь (6.12) і (6.13) знаходимо

$$I_{зр\max} = \frac{E_{1m}}{\omega_1 L} \left( 1 - \cos \frac{\pi}{m} \right). \quad (6.14)$$

З виразу (6.14) видно, що при збільшенні  $m$  зменшується зрівнювальний струм. Це дозволяє обирати дросель з меншою індуктивністю та більш повно використовувати тиристори за струмом.

Зрівнювальні струми можна виключити за рахунок роздільного керування тиристорними групами. При роздільному керуванні імпульси керування подаються тільки на працюючу групу тиристорів, а тиристори непрацюючої групи закриваються. Закрита група тиристорів починає роботу тільки після того, як закінчила проводити струм працююча група.

Розрізняють роздільне програмне та не програмне керування. У БПЧ з ПК при роздільному керуванні зрівнювальні дроселі Др1,

Др2 (див. рис. 6.6,а, 6.9) можуть бути відсутніми. Іноді їх можна зберігати для згладжування пульсацій у кривій вихідної напруги ( індуктивність  $L$  таких дроселів значно менша, ніж при узгодженому керуванні).

При роздільному програмному керуванні система керування здійснює затримку в часі відкриття чергової групи тиристорів. На рис. 6.8 і 6.11 наведені часові діаграми струмів і напруг однофазно-однофазного (рис. 6.6,а) і трифазно-однофазного (рис. 6.9) БПЧ з ПК при роздільному керуванні (рис. 6.10) та лінійною фазовою характеристикою фазозсувного пристрою. У момент часу  $\omega_1 t_2$  імпульси керування, що відповідають режиму випрямлення (В), починають подаватися на тиристори групи I. У момент часу  $\omega_1 t_3$  за допомогою системи керування тиристори групи I переводяться у режим інвертування (І), в якому вони знаходяться до моменту часу  $\omega_1 t_4$ , що відповідає спаданню струму навантаження до нуля (на рисунках показана тільки перша гармоніка струму навантаження

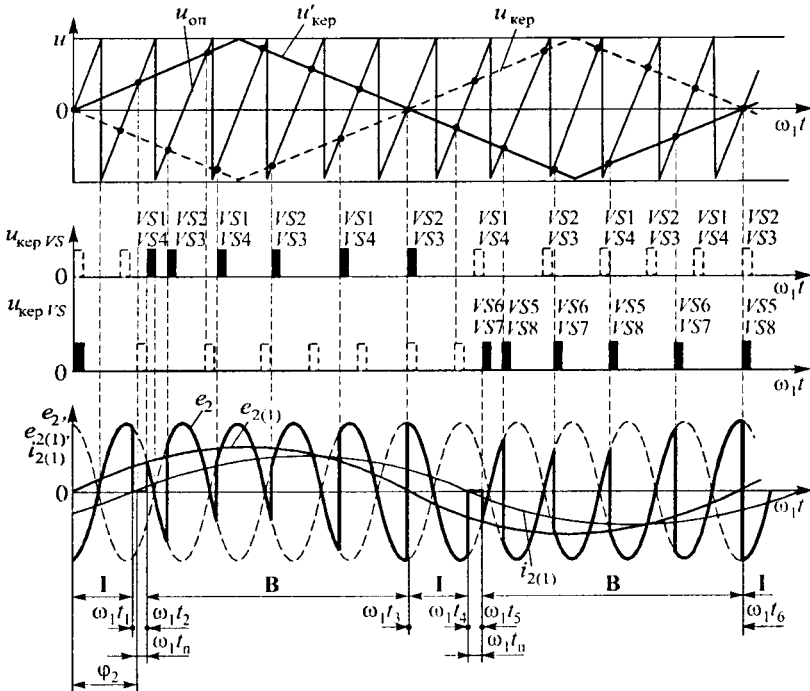


Рис. 6.8

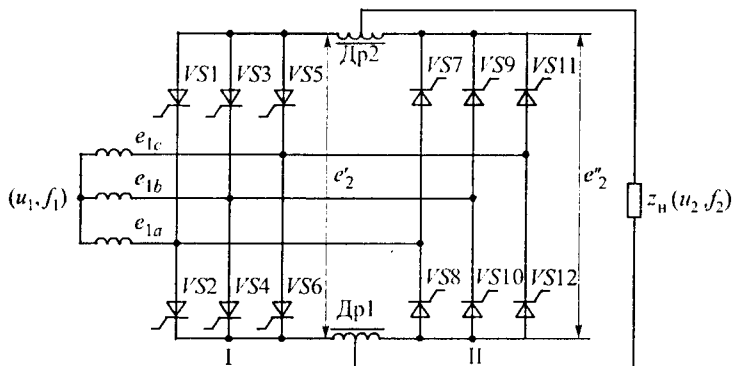


Рис. 6.9

$i_{2(1)}$ ; реальний струм навантаження, якщо останнє активно-індуктивне, спадає до нуля раніше, ніж його перша гармоніка — момент часу ( $\omega_1 t_4$ ). З цього моменту часу імпульси керування знімаються з тиристорів групи I. Після спаду струму навантаження до нуля витримується пауза  $\omega_1 t_{п}$ , яка необхідна для відновлення запірних властивостей тиристорів групи I. У момент часу  $\omega_1 t_5$  імпульси керування, що відповідають режиму випрямлення, подаються на тиристори групи II і т.д. Таким чином, тиристори групи I формують позитивну півхвилю вихідної напруги, а тиристори групи II — негативну. БПЧ з ПК при роздільному керуванні можна зобразити еквівалентною лінійною схемою рис. 6.6,2, в якій діють несинусоїдальні внутрішні ЕРС  $e'_2$  і  $e''_2$ . Цю схему можна замінити схемою рис. 6.6,д, в якій діє несинусоїдальна внутрішня ЕРС  $e_2$ .

У системі керування з роздільним програмним керуванням нема необхідності в пристроях, що реагують на перехід струму навантаження через нуль, тому що система повинна бути попередньо налаштована на заданий коефіцієнт потужності навантаження, який визначає потрібний час затримки подачі імпульсів керування. Зміна коефіцієнта потужності навантаження (у бік збільшення) погіршує форму кривої вихідної напруги та коефіцієнт потужності перетворювача. При зменшенні коефіцієнта потужності навантаження струм навантаження до моменту часу  $\omega_1 t_4$  може не досягнути нуля,

що призводить до стрибка зрівнювального струму у внутрішньому контурі БПЧ.

Роздільне непрограмне керування передбачає при протіканні струму через одну групу тиристорів (наприклад, I) заборону подачі імпульсів керування на тиристори іншої групи (наприклад, II).

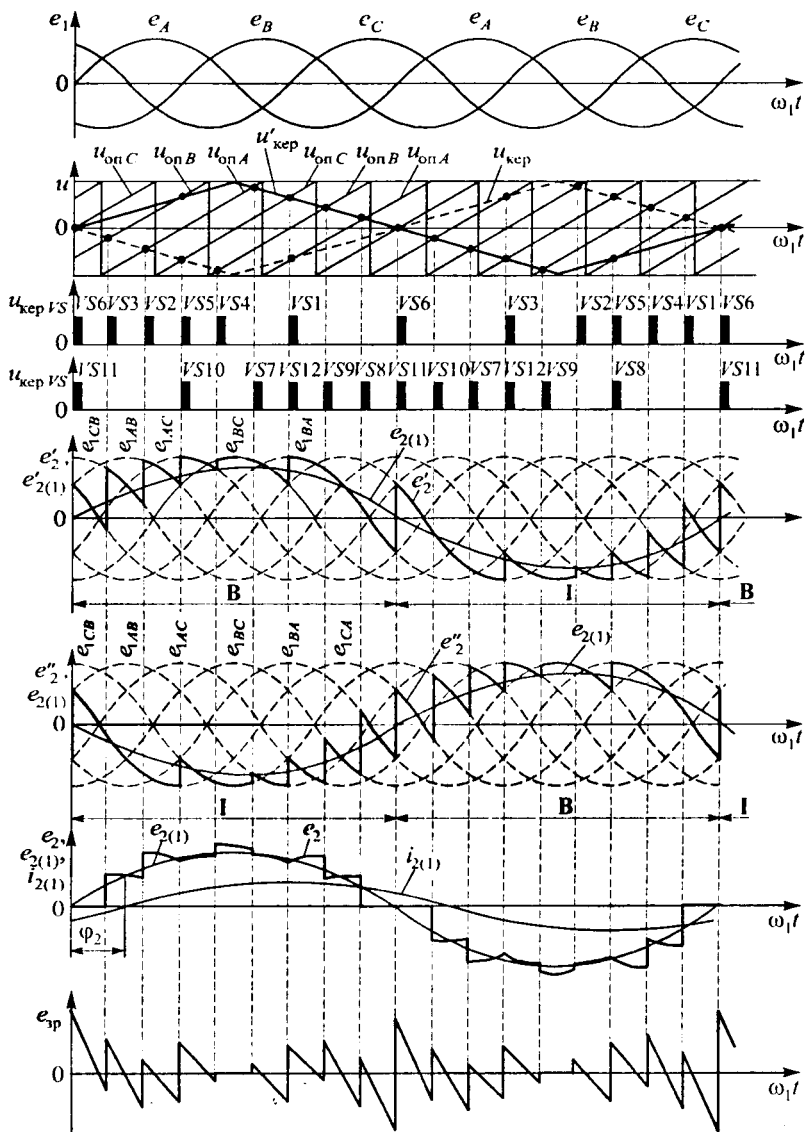


Рис. 6.10

Для цього необхідно контролювати струми в тиристорних групах перетворювача. Контроль струмів і пристрої заборони повинні бути надійними, тому що в протилежному випадку між групами тиристорів може виникнути зрівнювальний струм, що обмежується тільки внутрішнім опором джерела живлення. При спаданні струму до нуля потрібна затримка для відновлення запірних властивостей тиристорів, які проводили струм.

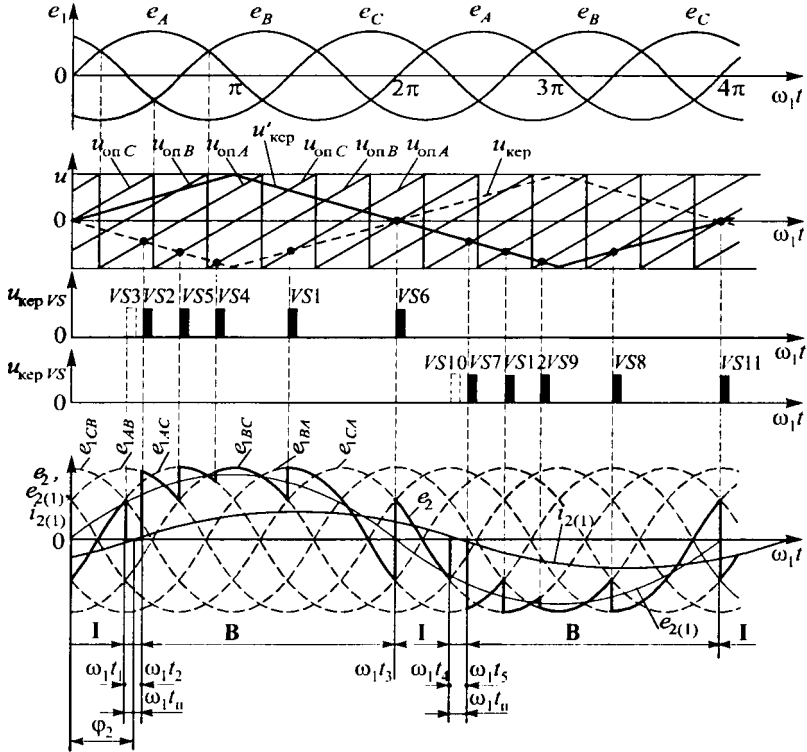


Рис. 6.11

Аналіз процесів у БПЧ з ПК дуже складний і звичайно його проводять при припущенні нескінченно великої кількості пульсацій у кривій вихідної напруги ( $m \rightarrow \infty$ ), що дозволяє одержати загальні закономірності, які не залежать від числа комутацій струму в тиристорах за період вихідної частоти. При нескінченній кількості пульсацій крива вихідної напруги являє собою гладку

криву, а високочастотними складовими (задавою) нехтуємо. Крім зробленого припущення будемо вважати, що: трансформатор ідеальний ( $r_a = 0; L_a = 0$ ); живильна мережа має нескінчену потужність ( $r_{вн} = 0$ ); тиристори ідеальні; у перетворювачі з узгодженим керуванням зрівнювальний струм дорівнює нулю, а у перетворювачі з роздільним керуванням дорівнює нулю пауза при перемиканні вентильних груп. Останнє припущення дозволяє вважати перетворювачі з узгодженим і роздільним керуванням повністю еквівалентними.

При нескінченній кількості пульсацій вихідна напруга перетворювача визначається співвідношеннями

$$u_2 = U_{d0} \cos \alpha \quad \text{або} \quad u_2^* = u_2 / U_{d0} = \cos \alpha, \quad (6.15)$$

де  $U_{d0}$  — напруга холостого ходу некерованого випрямляча (при  $m_2 \rightarrow \infty \quad U_{d0} = E_{2m}$ ).

З виразів (6.9) і (6.15) одержуємо, що при арккосинусоїдальній фазовій характеристиці фазозсувного пристрою миттєве значення вихідної напруги БПЧ з ПК дорівнює миттєвому значенню напруги керування

$$u_2^* = u_{\text{кер}}^*. \quad (6.16)$$

У випадку арккосинусоїдальної фазової характеристики форма вихідної напруги перетворювача не змінюється при регулюванні амплітуди модулюючої напруги  $u_{\text{кер}}$ , а коефіцієнт підсилення перетворювача залишається постійним, тобто

$$K = u_2 / u_{\text{кер}} = E_{2m} / U_{\text{опт}}.$$

При лінійній фазовій характеристиці миттєве значення вихідної напруги перетворювача

$$u_2^* = \sin \left( \frac{\pi}{2} u_{\text{кер}}^* \right). \quad (6.17)$$

Фазну напругу на навантаженні трифазно-трифазного перетворювача можна легко визначити, використовуючи еквівалентні схеми з'єднання навантаження (рис. 6.12, а, б) і вираз (6.16):

а) з'єднання навантаження зіркою з нульовим проводом



$$u_{нА\lambda 0}^* = u_{2A}^*, \quad u_{нВ\lambda 0}^* = u_{2B}^*, \quad u_{нС\lambda 0}^* = u_{2C}^*; \quad (6.18)$$

б) з'єднання навантаження трикутником

$$u_{нА\Delta}^* = u_{2A}^* - u_{2C}^*, \quad u_{нВ\Delta}^* = u_{2B}^* - u_{2A}^*, \quad u_{нС\Delta}^* = u_{2C}^* - u_{2B}^*; \quad (6.19)$$

в) з'єднання навантаження зіркою без нульового проводу

$$\left. \begin{aligned} u_{нА\lambda}^* &= \frac{2u_{2A}^* - u_{2B}^* - u_{2C}^*}{3}, \\ u_{нВ\lambda}^* &= \frac{2u_{2B}^* - u_{2A}^* - u_{2C}^*}{3}, \\ u_{нС\lambda}^* &= \frac{2u_{2C}^* - u_{2A}^* - u_{2B}^*}{3}. \end{aligned} \right\} \quad (6.20)$$

На рис. 6.12,в наведені криві фазних напруг при трикутній напрузі керування, побудовані за виразами (6.18)...(6.20).

Гармонічний склад фазних напруг при трикутній напрузі керування можна одержати, розкладаючи криві рис. 6.12, в у ряд Фур'є:

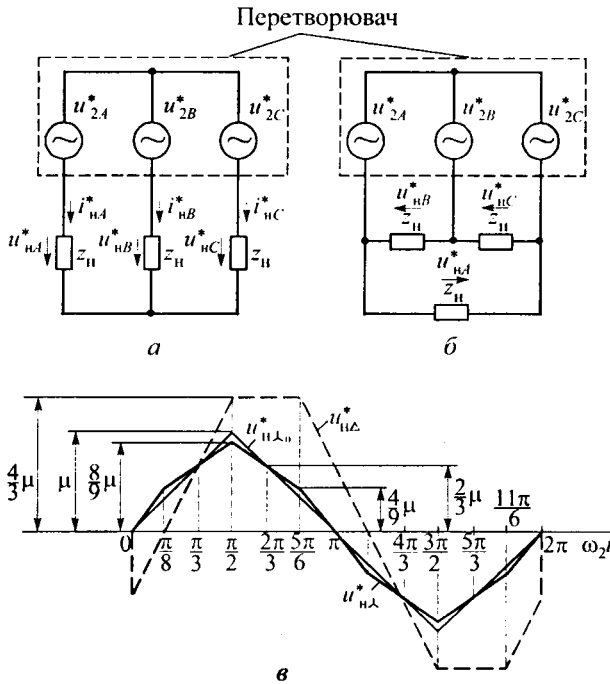


Рис. 6.12

$$u_{\text{н} \searrow 0}^*(q) = \frac{8}{\pi^2} \mu \left[ \sin \vartheta + (-1)^q \sum_{q=1}^{\infty} \frac{1}{(2q+1)^2} \sin(2q+1)\vartheta \right], \quad (6.21)$$

$$u_{\text{н} \nearrow}^*(q) = \frac{8}{\pi^2} \mu \left[ \sin \vartheta + (-1)^q \sum_{q=1}^{\infty} \frac{1}{(6q-1)^2} \sin(6q-1)\vartheta + \right. \\ \left. + (-1)^q \sum_{q=1}^{\infty} \frac{1}{(6q+1)^2} \sin(6q+1)\vartheta \right], \quad (6.22)$$

$$u_{\text{н} \Delta}^*(q) = \frac{8\sqrt{3}}{\pi^2} \mu \left[ \sin \vartheta - \sum_{q=1}^{\infty} \frac{1}{(6q-1)^2} \sin(6q-1)\vartheta + \right. \\ \left. + \sum_{q=1}^{\infty} \frac{1}{(6q+1)^2} \sin(6q+1)\vartheta \right]. \quad (6.23)$$

З виразів (6.21)...(6.23) видно, що при трикутній напрузі керування у кривій фазної напруги присутні гармоніки кратні трьом (навантаження з'єднане зіркою з нульовим проводом). Найбільш близька до синусоїди вихідна напруга при трикутній напрузі керування ( $K_r = 4,6\%$ ).

Аналіз виразів (6.21)...(6.23) показує, що при одній і тій же напрузі на вторинних обмотках трансформатора перші гармоніки вихідної напруги мають різні значення. Амплітуда першої гармоніки вихідної напруги при трикутній напрузі керування на 19 % нижча, ніж при синусоїдальній.

У БПЧ з ПК форма струмів у первинних обмотках трансформатора залежить від зміни кута керування і струму навантаження на протязі півперіода низької частоти. Первинні струми у трифазно- $m_2$ - фазному перетворювачі зв'язані з фазними струмами навантаження наступними співвідношеннями:

$$i_{1A} = \frac{2K_T}{3} \sum_{k=1}^{m_2} |i_{2k}| \cos \sigma_k,$$

$$i_{1B} = \frac{2K_T}{3} \sum_{k=1}^{m_2} |i_{2k}| \cos\left(\sigma_k - \frac{2\pi}{3}\right), \quad (6.24)$$

$$i_{1C} = \frac{2K_T}{3} \sum_{k=1}^{m_2} |i_{2k}| \cos\left(\sigma_k + \frac{2\pi}{3}\right),$$

де  $K_T = U_{2m}/U_{1m}$  — коефіцієнт трансформації;  $|i_2| = I_{2m} \left| \sin \frac{\omega_1 t}{p} \right|$  — абсолютне миттєве значення струму на виході перетворювача;  $i_{2k}$  — миттєве значення струму навантаження  $k$ -ої фази;  $\sigma$  — кут зсуву між анодною напругою, що відповідає струму тиристора, який проводить струм у  $k$ -ій фазі, та напругою фази  $A$  живильної мережі.

При синусоїдальній напрузі керування

$$u_{\text{кер}}^* = \mu \sin\left(\frac{\omega_1 t}{p} + \varphi_2\right), \quad (6.25)$$

використовуючи вирази (6.24) і (6.25), одержуємо миттєве значення первинних струмів трифазно-однофазного перетворювача:

$$\begin{aligned} i_{1A} &= \frac{2K_T}{3} I_{2m} \left| \sin \frac{\omega_1 t}{p} \right| \sin \left[ \sigma_1 + p\varphi_2 + \omega_1 t + \right. \\ &\quad \left. + \arcsin \mu \sin \left( \frac{\omega_1 t}{p} + \varphi_2 + \pi - \pi s \right) \right], \\ i_{1B} &= \frac{2K_T}{3} I_{2m} \left| \sin \frac{\omega_1 t}{p} \right| \sin \left[ \sigma_1 + p\varphi_2 + \omega_1 t + \right. \\ &\quad \left. + \arcsin \mu \sin \left( \frac{\omega_1 t}{p} + \varphi_2 + \pi - \pi s - \frac{2\pi}{3} \right) \right], \\ i_{1C} &= \frac{2K_T}{3} I_{2m} \left| \sin \frac{\omega_1 t}{p} \right| \sin \left[ \sigma_1 + p\varphi_2 + \omega_1 t + \right. \\ &\quad \left. + \arcsin \mu \sin \left( \frac{\omega_1 t}{p} + \varphi_2 + \pi - \pi s + \frac{2\pi}{3} \right) \right], \end{aligned} \quad (6.26)$$

де  $s$  — номер півперіоду струму навантаження;  $\varphi_2$  — кут зсуву фаз між напругою  $u_2^*$  і струмом  $i_2$ .

Миттєві значення первинних струмів у трифазно-трифазному перетворювачі можуть бути одержані аналогічно

$$i_{A,B,C} = \frac{2K_r}{3} I_{2m} \left\{ \left| \sin \frac{\omega_1 t}{p} \right| \sin [\sigma_1 + p\varphi_2 + \omega_1 t + \arcsin \mu \sin \left( \frac{\omega_1 t}{p} + \varphi_2 + \pi - \pi s_1 \right) - \frac{2\pi}{3} n_1] + \left| \sin \left( \frac{\omega_1 t}{p} + \frac{\pi}{3} \right) \right| \times \right. \\ \times \sin [\sigma_1 + p\varphi_2 + \omega_1 t + \arcsin \mu \sin \left( \frac{\omega_1 t}{p} + \varphi_2 + \frac{4\pi}{3} - \pi s_2 \right) - \frac{2\pi}{3} n_1] + \\ \left. + \left| \sin \left( \frac{\omega_1 t}{p} + \frac{2\pi}{3} \right) \right| \sin [\sigma_1 + p\varphi_2 + \omega_1 t + \arcsin \mu \sin \left( \frac{\omega_1 t}{p} + \varphi_2 + \frac{5\pi}{3} - \pi s_3 \right) - \frac{2\pi}{3} n_1] \right\},$$

де  $s_1, s_2, s_3$  — номери півперіоду струмів навантаження відповідно фаз 1, 2, 3;  $n_1 = 0$  — при визначенні струму фази  $A$  мережі;  $n_1 = 1$  — при визначенні струму фази  $B$  мережі;  $n_1 = 2$  — при визначенні струму фази струму  $C$  мережі.

Період повторюваності струмів навантаження  $T_{2c}$  (найменший відрізок часу, в якому укладається ціле число періодів вихідної напруги) у трифазно -  $m_2$  - фазному перетворювачі зв'язаний з періодом вихідної напруги  $T_2$  співвідношенням

$$T_{2c} = T_2 / (2m_2). \quad (6.28)$$

Період повторюваності первинних струмів  $T$  зв'язаний з періодом живильної мережі  $T_1$  та періодом повторюваності струмів навантаження  $T_{2c}$  співвідношенням

$$T = gT_1 = hT_{2c}, \quad (6.29)$$

де  $g$  — ціле число періодів напруги живильної мережі;  $h$  — ціле число періодів повторюваності струмів навантаження.

З виразів (6.29 і (6.28) одержуємо

$$h = 2m_2g/p. \quad (6.30)$$

Визначаючи період повторюваності струмів навантаження  $h$  при заданому значенні  $p$ , у вираз (6.30) підставляємо цілі значення  $g$ , починаючи з 1, до тих пір, поки не одержимо ціле значення  $h$ . Знайдені числа  $g$  і  $h$  визначають період повторюваності первинних струмів.

У трифазно-однофазному перетворювачі форма первинних струмів може бути сильно спотворена, і при визначених параметрах вони мають постійні складові, а у трифазно-трифазному перетворювачі форма первинних струмів близька до синусоїдальної. На форму, амплітуду та фазу первинних струмів впливають параметри  $\mu$  і  $\varphi_2$ .

Середнє за період повторюваності значення (постійна складова) первинного струму трифазно -  $m_2$  - фазного перетворювача

$$I_{1cp} = \frac{m_2}{p\pi h} \sum_{s=1}^h \int_{\frac{p\pi}{m_2}(s-1)}^{\frac{p\pi}{m_2}s} i_1 d(\omega_1 t), \quad (6.31)$$

де  $s$  — номер періоду повторюваності струмів навантаження у відповідності з виразом (6.28).

Одержати вираз для середнього значення первинних струмів у загальному випадку неможливо. Розрахунок можна провести за залежностями (6.31), (6.26) і (6.27) тільки за допомогою ЕОМ.

При постійному куті керування, що дорівнює  $\pi/2$ , тобто  $\mu = 0$ , середнє значення первинного струму  $m_2$  - фазного перетворювача

$$I_{1A,B,Ccp} = \frac{4m_2 I_{2m} K_T}{3\pi(1-p^2)} \sin\left(\sigma_1 + p\varphi_2 - \frac{2\pi}{3}n_1\right) \quad (6.32)$$

(при  $p = 2m_2k$ ,  $k = 1, 2, 3, \dots$ ).

З виразу видно, що постійна складова первинного струму з'являється тільки, якщо  $p$  кратне  $2m_2$ . При  $\mu \neq 0$  умови появи постійної складової первинного струму такі ж, як і при  $\mu = 0$ . Пос-

тійні складові первинного струму викликають намагнічування осердя живильного трансформатора, що необхідно враховувати при розрахунку перетворювача. Як видно з виразу (6.31), постійні складові первинних струмів з'являються тільки при визначених співвідношеннях вхідної і вихідної частот. Усунути намагнічування осердя живильного трансформатора можна, якщо в усталеному режимі при регулюванні вихідної частоти будуть відсутні частоти, що дорівнюють  $f_1/(2m_2k)$ .

Діюче значення первинного струму у трифазно -  $m_2$  - фазному перетворювачі

$$I_{1д} = \sqrt{\frac{m_2}{p\pi h} \sum_{s=1}^h \int_{p\frac{\pi}{m_2}(s-1)}^{p\frac{\pi}{m_2}s} i^2 d(\omega_1 t)}. \quad (6.33)$$

Розрахунок діючих значень струмів перетворювача для  $\mu \neq 0$  може бути виконаний тільки за допомогою ЕОМ. Відмітимо, що діючі значення первинних струмів різних фаз трифазно -  $m_2$  - фазного перетворювача неоднакові, якщо  $p$  кратне числу вторинних фаз:  $p = km_2$ , де  $k = 1, 2, 3, \dots$ . При  $p \neq km_2$  діючі значення первинних струмів всіх трьох фаз однакові.

При прийнятих припущеннях втрати у перетворювачі дорівнюють нулю, тому активна потужність на первинній стороні дорівнює активній потужності на виході

$$P_1 = P_2 = m_2 U_{2д} I_{2д} \cos \varphi_2 = \frac{m_2}{\sqrt{2}} \mu E_{2m} I_{2д} \cos \varphi_2, \quad (6.34)$$

де  $U_{2д} = \mu E_{2m} / \sqrt{2}$  — діюче значення вихідної напруги з нескінченним числом пульсацій.

Реактивну потужність на первинній стороні перетворювача знаходять як середню за півперіод потужність, що створюється струмом навантаження  $i_2$  і напругою  $u_2'$ , що одержана в результаті зсуву всіх кривих анодних напруг на кут  $\pi/2$  у бік відставання

$$\begin{aligned}
 Q_1 &= \frac{m_2}{\pi} \int_0^\pi u_2' i_2 d\left(\frac{\omega_1 t}{p}\right) = \\
 &= \frac{m_2}{\pi} E_{2m} I_{2m} \left\{ \sqrt{1 - \mu^2 \sin^2 \varphi_2} + \frac{\sin \varphi_2}{\mu} \arcsin \mu \sin \varphi_2 + \right. \\
 &\quad \left. + |\cos \varphi_2| \frac{1 - \mu^2}{2\pi} \ln \frac{[\cos \varphi_2 + \sqrt{1 - \mu^2 \sin^2 \varphi_2}]^2}{1 - \mu^2} \right\}. \quad (6.35)
 \end{aligned}$$

З виразу (6.35) випливає, що перетворювач завжди споживає з мережі реактивну потужність, тому що при будь-якому значенні  $\varphi_2$  реактивна потужність на первинній стороні позитивна і збільшується при зменшенні параметрів  $\mu$  і  $\cos \varphi_2$  незалежно від  $p$ .

За допомогою виразів (6.34) і (6.35) можна одержати коефіцієнт зсуву основної гармоніки первинного струму відносно напруги мережі

$$\cos \varphi_1 = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{Q_1}{P_1}\right)^2}}. \quad (6.36)$$

Коефіцієнт зсуву завжди менше одиниці і не залежить від параметрів  $p$  і  $m_2$  ( $\cos \varphi_{1\max} \approx 0,85$  при  $\mu = 1$  і  $\varphi_2 = 0$ ).

Потужність спотворення, що характеризує вміст вищих гармонік і субгармонік (гармонік з частотами нижче  $f_2$ ) у кривій первинного струму визначається виразом

$$T_1 = \frac{\sqrt{1 - v_1^2}}{v_1} \sqrt{P_1^2 + Q_1^2},$$

де  $v_1 = I_{1(1)}/I_{1д}$  — коефіцієнт спотворення;

$I_{1(1)} = \sqrt{2} |P_1| / (3U_{(1)m} \cos \varphi_1) = m_2 \mu K_T |\cos \varphi_2| I_{2д} / (3 \cos \varphi_1)$  — діюче значення основної гармоніки первинного струму.

Коефіцієнт спотворення у трифазно-трифазному перетворювачі близький до одиниці ( $v_1 = 0,999\dots 0,9999$ ), а у трифазно-однофазному він суттєво відрізняється від одиниці ( $v_1 = 0,75\dots 0,9$ ).

Повна потужність на первинній стороні БПЧ з ПК

$$S_1 = \sqrt{P_1^2 + Q_1^2 + T_1^2 + H_1^2} = \sqrt{3}U_{2л} \sqrt{I_{1Ал}^2 + I_{1Вл}^2 + I_{1Сл}^2},$$

де  $H_1$  — потужність несиметрії, що з'являється на первинній стороні, коли діючі значення первинних струмів у різних фазах неоднакові, тобто при  $p = km_2$ .

Потужність несиметрії виникає при зміні  $p$  за рахунок зменшення потужності спотворення, тому що активна, реактивна та повна потужності не залежать від  $p$ .

При  $m \neq \infty$  в кривій випрямленої напруги є кінцеве число пульсацій, тобто миттєве значення вихідної напруги являє собою складну функцію

$$u_2^* = f(u_{ксп}^*, \varphi_2, m, x, \delta, t_{п}).$$

Тут  $x$  — параметр, що враховує індуктивність розсіювання обмоток живильного трансформатора та струм навантаження перетворювача;  $\delta$  — кут зсуву нуля напруги керування відповідно анодної напруги;  $t_{п}$  — час паузи при перемиканні вентиляльних груп.

Період повторюваності вихідної напруги в загальному випадку не дорівнює півперіоду вихідної частоти. При парному  $m$ , коли співпадають анодні напруги позитивної і негативної вентиляльних груп, у періоді повторюваності укладається ціле число  $h'$  півперіодів напруги керування та  $g/m$  періодів напруги мережі

$$h' \frac{T_2}{2} = g \frac{1}{m} T_1,$$

або

$$h' = 2g / (pm). \quad (6.37)$$

При непарному  $m$  період повторюваності вихідної напруги визначають як найменший відрізок часу, в якому укладається ціле число  $h'$  півперіодів напруги керування і  $g/m$  періодів напруги мережі плюс  $1/(2m)$  частина періоду мережі



$$h' \frac{T_2}{2} = g \frac{T_1}{m} + \frac{T_1}{2m},$$

або

$$h' = \frac{2g + 1}{pm}. \quad (6.38)$$

Після визначення періоду повторюваності порядок розрахунку вихідної напруги наступний:

- 1) визначення моментів відкриття тиристорів як точок перетину кривої напруги керування з опорними синусоїдальними напругами;
- 2) розрахунок кутів комутації, що відповідають моментам відкриття тиристорів;
- 3) розрахунок миттєвих значень напруг на виході перетворювача;
- 4) розрахунок середнього, діючого значень і основної гармоніки вихідної напруги в окремі півперіоди;
- 5) розрахунок усереднених за період повторюваності значень вихідних напруг.

Вирази, одержані в результаті розрахунку, дуже складні та громіздкі та потребують застосування ЕОМ. Тому наведемо деякі найбільш прості співвідношення.

При  $pm \geq 30$  вихідна напруга практично не залежить від параметрів  $\delta$ ,  $\varphi_2$ ,  $\omega_1 t_n$ , а залежить тільки від параметрів  $m$  і  $\mu$ . Інші параметри суттєво впливають на  $u_2$  лише при значеннях  $p$ , не набагато більших за одиницю.

Миттєве значення основної гармоніки вихідної напруги

$$u_{2(1)}(\omega_2 t) = U_{2(1)m} \sin \omega_2 t, \quad (6.39)$$

де  $U_{d0} = U_{1m} \sin(\pi/m) / (\pi/m)$  — амплітуда основної гармоніки вихідної напруги в режимі холостого ходу;  $U_{1m}$  — амплітуда напруги на вторинній обмотці живильного трансформатора.

Діюче значення основної гармоніки вихідної напруги в режимі холостого ходу

$$U_{2(1)x}^* = U_{2(1)x} / U_{d0} = \mu / \sqrt{2}, \quad (6.40)$$

де  $U_{d0} = U_{1m} \sin \pi/m / (\pi/m)$  — напруга холостого ходу некерованого випрямляча.

Діюче значення вихідної напруги при  $\mu = 0$

$$U_{2д}^* = \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{m}{4\pi} \sin \frac{2\pi}{m}} \cdot U_{1m}^*,$$

де  $U_{1m}^* = \pi/m / (\sin \pi/m)$ .

При  $\mu = 1$

$$U_{2д}^* = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\pi/m}{\sin \pi/m}.$$

Тому що крива вихідної напруги  $u_2$  перетворювача формується з відрізків синусоїд напруги живлення, то в ній вміщується широкий спектр вищих гармонік, який визначається параметрами  $p$ ,  $\mu$ ,  $\delta$ ,  $\varphi_2$ ,  $\omega_1 t_n$ .

При довільних значеннях вказаних параметрів гармонічний аналіз кривої напруги дуже громіздкий і може бути доведений до чисельного результату тільки за допомогою ЕОМ.

При формуванні кривої вихідної напруги на одних ділянках куту провідності тиристорів  $\lambda_{VS}$  більші за  $2\pi/m$ , а на інших менше  $2\pi/m$ .

При  $\lambda_{VS} > 2\pi/m$  порядок і величина вищих гармонік визначається виразами:

$$q_1 = km \frac{(p-1)}{p} \pm \frac{1}{p}, \quad (6.41)$$

$$\frac{U_{(a)m}}{U_{2(1)m}} = \frac{1}{q_1 m \pm 1} f(\mu, \varphi_2), \quad (6.42)$$

а при  $\lambda_{VS} < 2\pi/m$  — виразами:

$$q_2 = km \frac{(p+1)}{p} \pm \frac{1}{p}, \quad (6.43)$$

$$\frac{U_{(a)m}}{U_{2(1)m}} = \frac{1}{q_2 m \pm 1} f(\mu, \varphi_2), \quad (6.44)$$

де  $k = 1, 2, 3, \dots$ ,  $0 \leq f(\mu, \varphi_2) \leq 1$ ,

тобто в кривій  $u_2$  вміщується два ряди вищих гармонік.

У виразах (6.41)...(6.44) треба вибирати або верхні, або нижні знаки.

У кривій вихідної напруги субгармоніки відсутні, якщо період повторюваності напруги  $u_2 = f(t)$  дорівнює півперіоду вихідної напруги, тобто при  $h' = 1$  зі співвідношення (6.37) знаходимо

$$f_2 = f_1 m / (2g). \quad (6.45)$$

Якщо вихідна частота не задовольняє умові (6.45), то в кривій вихідної напруги вміщуються субгармоніки. Вихідна напруга може мати постійну складову при  $h' = 2$ .

У перетворювачі з кінцевим числом пульсацій зв'язок між первинними та вторинними струмами описується також виразами (6.24). При цьому необхідно враховувати, що кут  $\sigma$  приймає лише деякі фіксовані значення, число яких пропорційне числу пульсацій  $m$  вентильної групи.

Миттєве значення первинного струму являє собою складну функцію

$$i_1^* = f(\vartheta, m, \sigma_0, m_2, p, \delta_0, \mu, f_2, u_k, I_2^*),$$

де  $\sigma_0$  — кут, на який зсунута опорна синусоїдальна напруга з номером  $k = 0$  відносно напруги фази  $A$  живильної мережі;  $\sigma_0$  — кут зсуву між нулем напруги керування та опорною синусоїдальною напругою з номером  $k = 0$ ;  $u_k$  — напруга короткого замикання живильного трансформатора;  $\vartheta = \omega_1 t$ .

Відмітимо, що оскільки при парному числі  $m$  пульсацій вентильної групи позитивний та негативний півперіоди струму навантаження еквівалентні, період повторюваності первинних струмів визначається виразом (6.30). При непарному  $m$  еквівалентність позитивного та негативного півперіодів струму навантаження порушується і період повторюваності продовжується (для трифазно-однофазного перетворювача  $h = 2g / p$ , для трифазно-трифазного перетворювача  $h = 3g / p$ , де  $h$  — число періодів струму навантаження, що вміщується в періоді повторюваності).

Розрахунок первинних струмів і енергетичних співвідношень, зважаючи на складність, доцільно виконувати за допомогою ЕОМ. Як показує аналіз, закономірності, які притаманні перетворювачу з нескінченним числом пульсацій, залишаються в силі і для перетворювача з кінцевим числом пульсацій. Число пульсацій не впливає на середні та діючі значення первинних струмів, а також повну потужність, а впливає тільки на коефіцієнт і потужність спотворення на стороні живильної мережі, яка збільшується при зменшенні числа пульсацій.

### **6.2.2. Перетворювачі частоти з безпосереднім зв'язком на повністю керованих вентилях**

Перетворювачі частоти з безпосереднім зв'язком на повністю керованих вентилях (БПЧ на ПКВ) будують за такими ж структурними схемами, як і БПЧ з ПК (див. рис. 6.3 і 6.4), і в них можуть застосовуватися різні типи повністю керованих ключів, що володіють двонапрямовою провідністю. Такі ключі реалізуються або зустрічно-паралельним ввімкненням GTO-тиристорів, або зустрічно-паралельним ввімкненням звичайних тиристорів з вузлами примусової комутації, або однією з можливих транзисторно - діодних комбінацій, які наведені на рис. 5.9. Використання діодів обумовлено необхідністю запобігання зміни полярності напруг на транзисторах, які неприпустимі для них.

БПЧ з ПКВ дозволяють перетворювати напругу однієї частоти (незмінної або змінної) в іншу (нижче або вище вхідної, незмінну або регульовану). Вони дозволяють здійснювати перетворення частоти різними способами, тобто з різними законами перемикання керованих вентилів, різним ступенем наближення кривої вихідної напруги до бажаної або заданої форми. Є декілька способів формування вихідної частоти  $f_2$  з  $m_1$  - фазної системи напруг з частотою  $f_1$ :

1. *Спосіб поперемінного підмикання фаз навантаження до позитивних і негативних обвідних  $m_1$  - фазної випрямленої напруги.* При цьому фази навантаження підмикають з необхідною частотою до тих вхідних фаз, які мають максимальні позитивні або негативні

потенціали. На рис. 6.13,а наведені часові діаграми, що ілюструють одержання вихідної напруги  $u_2$  трифазно-однофазного перетворювача (див. рис. 6.3,д). Як видно з рисунку, вихідна напруга формується з окремих ділянок позитивних і негативних обвідних вхідної напруги перетворювача. Зміна вихідної частоти здійснюється зміною частоти комутаційних функцій  $\psi_1$  і  $\psi_2$ . Збільшення числа фаз живильної мережі наближає криву вихідної частоти напруги до прямокутної форми. Даний спосіб простий у реалізації і забезпечує найбільший вміст основної гармоніки у вихідній напрузі. Регулювання вихідної напруги здійснюється або за рахунок затримки відкриття вентилів, або за рахунок введення паузи  $t_n$  між півперіодами, яку можна регулювати. При плавній зміні відношення частот  $f_1/f_2$  у вихідній напрузі з'являються субгармоніки, які зростають із зменшенням числа фаз  $m_1$ .

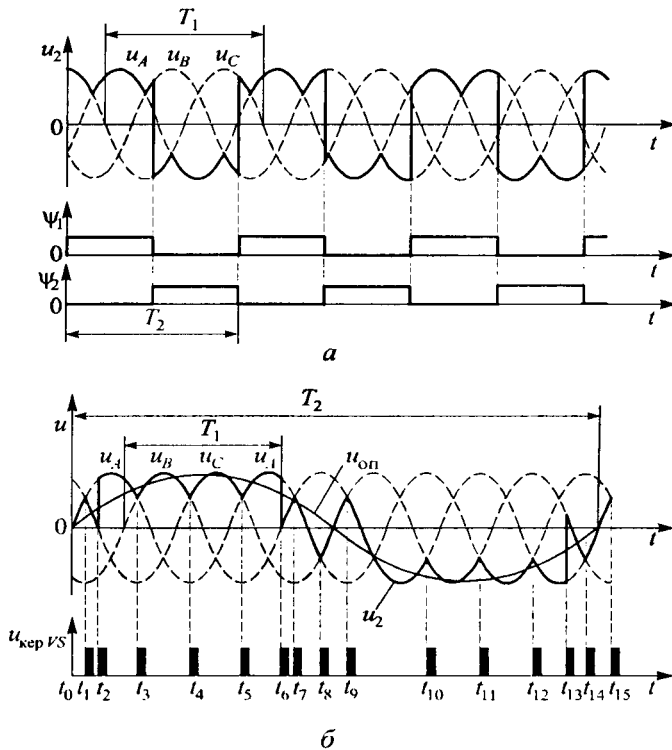


Рис. 6.13

2. *Спосіб безпосереднього наближення миттєвих значень вихідної напруги до миттєвих значень опорної напруги.* При цьому кожну фазу навантаження підмикають до тієї фази живильної мережі, миттєве значення напруги якої найбільш близьке до миттєвого значення опорної (задавальної) напруги. Форма вихідної напруги відрізняється від форми опорної напруги на значення вхідної напруги, яка в даний момент часу підімкнена до навантаження перетворювача, та опорної. Степінь наближення вихідної напруги до опорної залежить від числа миттєвих значень вхідних напруг. Таким чином, форма кривої опорної напруги визначає форму кривої дійсної вихідної напруги перетворювача. Опорна напруга може бути будь-якої форми — синусоїдальної, прямокутної, трапецеїдальної та ін. На рис. 6.13,б наведені часові діаграми напруг і послідовність імпульсів керування, що подаються на відкриття вентилів трифазно-однофазного перетворювача (див. рис. 6.3,д). У момент часу  $t_0 \dots t_1$  найменшу різницю з опорною напругою  $u_{оп}$  має напруга фази  $A$ , тому ця фаза підмикається до навантаження. У момент часу  $t_1$  найбільш близькою до опорної напруги стає напруга фази  $C$ . При цьому фаза  $A$  відмикається, а фаза  $C$  підмикається до навантаження. У момент часу  $t_2$  до виходу підмикається фаза  $A$ , у момент часу  $t_3$  — фаза  $B$ , у момент часу  $t_4$  — фаза  $C$ , у момент часу  $t_5$  — фаза  $A$ , у момент часу  $t_6$  — фаза  $B$ , у момент часу  $t_7$  — фаза  $A$ , у момент часу  $t_8$  — фаза  $C$  і т.д.

Вихідну частоту перетворювача можна плавно регулювати, регулюючи частоту опорної напруги, а величину вихідної напруги можна змінювати, змінюючи амплітуду опорної напруги. При зменшенні опорної напруги зменшується основна гармоніка вихідної напруги та зростають вищі гармоніки.

3. *Спосіб відповідності потенціальних зон опорної напруги та напруги вихідних фаз перетворювача.* При цьому весь діапазон зміни вхідної і опорної напруг розбивають на потенціальні зони, число та взаємне розташування яких залежить від вхідної системи напруг, і до навантаження підмикають ту фазу живильної мережі, миттєве значення напруги якої знаходиться в зоні, однакової з миттєвим значенням опорної напруги. На рис. 6.14,а наведений приклад пере-

творювача частоти при наявності трьох вхідних напруг  $u_A, u_B, u_C$ , підімкнених до фаз навантаження для одержання вихідної напруги  $u_2$  (для схем 6.3,д, 6.4,а). Діапазон зміни миттєвих значень ЕРС розбивають на таку кількість потенціальних зон, щоб у будь-який момент часу в зоні було лише одне значення вхідної напруги (у прикладі, що розглядається, три зони I, II, III). Наявність двох або більше вхідних напруг в одній зоні призводить до невизначеності підмикання. Перша потенціальна зона (I) — зона найбільших позитивних напруг — відповідає рівню, більшому половини амплітудного значення вхідних напруг перетворювача. Третя потенціальна зона (III) — зона найбільших негативних напруг — відповідає абсолютному рівню, більшому половини амплітудного значення вхідних напруг перетворювача. Друга потенціальна зона (II) — зона проміжних напруг — знаходиться між зонами I і III. Як видно з рисунку 6.14,а, у будь-який момент часу є всі три потенціальні зони. Кожна вхідна фаза навантаження підмикається на визначений час до вхідної фази, потенціальна зона якої однакова з потенціальною зоною опорної напруги. Наприклад, на інтервалі  $t_0...t_1$  до фази навантаження підмикається фаза  $A$ , тому що вона відповідає потенціальним зонам  $I_{u_A}$  і  $I_{u_{оп}}$ . У момент часу  $t_1$  порушується відповідність потенціальних зон: миттєве значення напруги  $u_A$  входить у потенціальну зону II ( $II_{u_A}$ ), а миттєве значення опорної напруги  $u_{оп}$  все ще знаходиться у потенціальній зоні I ( $I_{u_{оп}}$ ), тому відбувається перемикання вхідних фаз з метою відновлення цієї рівноваги, тобто до фази навантаження підмикається фаза  $B$ . У момент часу  $t_2$  підмикається фаза  $C$ , тому що на інтервалі  $t_2...t_3$  у потенціальній зоні II знаходяться напруга  $u_{оп}$  ( $II_{u_{оп}}$ ) і напруга  $u_C$  ( $II_{u_C}$ ) і т.д. Таким чином, у перетворювачі перемикання вентилів відбувається при переходах через межі зон напруг як вхідної, так і опорної.

Поліпшити форму кривої вихідної напруги  $u_2$  перетворювача можна за допомогою трифазної мостової схеми (див. рис. 6.3,е, 6.4,б), в якій збільшується кількість напруг, що підмикаються, для створення вихідної напруги ( $u_{AB}, u_{AC}, u_{BC}, u_{BA}, u_{CA}, u_{CB}$ ). Тут

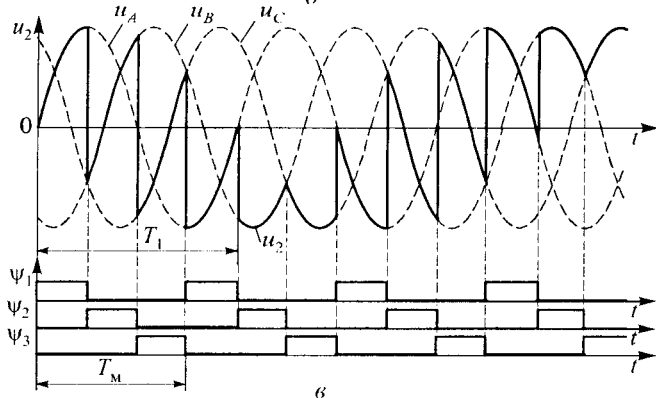
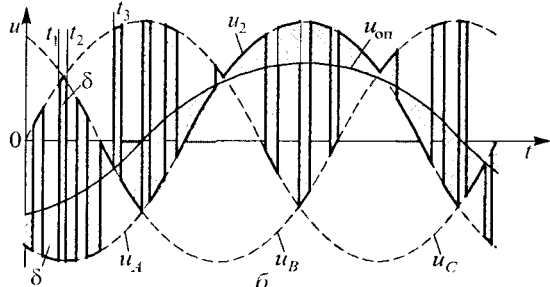
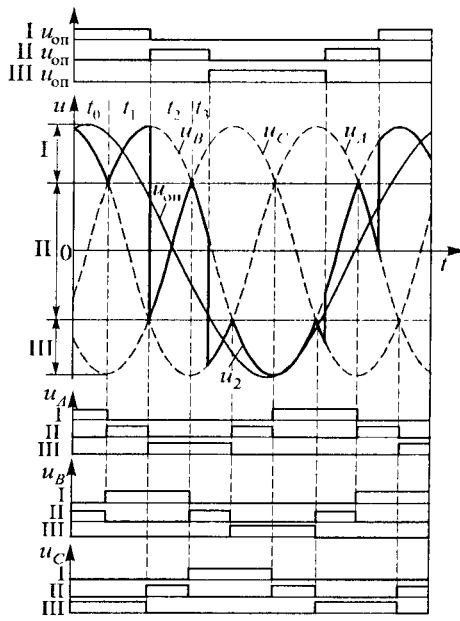


Рис. 6.14



можна одержати шість потенціальних зон.

Як видно з рис. 6.14,а при даному способі перетворення частоти не обов'язково застосування спеціального задавального генератора вихідної напруги, тому що тут достатньо мати дискретні сигнали  $I_{u_{оп}}$ ,  $II_{u_{оп}}$ ,  $III_{u_{оп}}$ . Плавне регулювання вихідної частоти здійснюють зміною частоти задавальних дискретних сигналів, а регулювання вихідної напруги — зміною співвідношень тривалості потенціальних зон опорної напруги (звичайно збільшують або зменшують тривалість проміжної потенціальної зони по відношенню до найбільш позитивним або негативним потенціальним зонам). При регулюванні вихідної напруги збільшується склад вищих гармонік.

4. *Спосіб регулювання інтегрального відхилення вихідної напруги перетворювача від опорної.* При цьому вихідну фазу почергово підмикають до двох вхідних фаз, миттєві значення напруги яких найбільш близькі до миттєвого значення опорної напруги та напруга однієї з яких більша, а іншої — менша за опорну напругу (рис. 6.14,б). Час підмикання кожної з двох вхідних фаз визначається інтегральним відхиленням вихідної напруги від опорної

$$\delta = \int_{t_1}^{t_2} [u_2(t) - u_{оп}(t)] dt.$$

При такому перетворенні кожне відхилення інтеграла, більше або менше опорного, обмежується заданим допустимим значенням

$$|\delta| \leq \delta_{доп}.$$

Інтегральні відхилення заданої величини  $\delta_{доп}$  на рис. 6.14,б зображені заштрихованими площами між кривими  $u_{оп}$  і  $u_2$ . Крива вихідної напруги  $u_2$  при даному способі формування забезпечує середнє наближення вихідної напруги до опорної в більшому степені, ніж при способі безпосереднього наближення миттєвих значень вихідної напруги до миттєвих значень опорної напруги. Перемикання ключів, тобто перемикання вихідної фази навантаження, наприклад, від вхідної фази А до вхідної фази С, відбувається в момент часу  $t_1$ , коли інтеграл різниці  $\delta$  знову досягає значення  $\delta_{доп}$  і відбувається зворотнє перемикання — до вхідної фази А і

т.д. При вказаному способі формування необхідна додаткова (друга) комутація, коли знак різниці підімкненої вхідної напруги, найбільш близької до опорної, змінюється раніше завершення  $\delta_{\text{доп}}$  (момент часу  $t_3$  на рис. 6.14,б).

При другому, третьому та четвертому способах формування вихідної частоти прагнення збільшити вміст основної гармоніки у кривій вихідної напруги викликає зміщення спектра частот неосновних гармонік до частоти основної гармоніки, а також появу субгармонік і постійної складової, а прагнення відсунути спектр вищих гармонік в область високих частот при інших рівних умовах — зменшення вмісту основної гармоніки.

*5.Спосіб формування вихідної напруги за допомогою циклічного керування вентилями перетворювача.* Алгоритм керування силовими вентилями (в найпростішому випадку) забезпечує циклічне підмикання через рівні інтервали часу  $T_m = 1/(f_m m_1) = 1/[(f_1 \pm f_2) m_1]$ , де  $f_m$  — частота перемикання ключів (частота модуляції), фаз живильної мережі до фаз навантаження (рис 6.14,в). При цьому в кривій вихідної напруги відсутні субгармоніки у широкому діапазоні зміни співвідношення  $f_1/f_2$ ; легко реалізується система керування; регулювання вихідної напруги здійснюється за рахунок введення регульованої паузи між двома послідовними перемиканнями ключів або підмикання на інтервалі регулювання (замість паузи) іншої фази. Даний спосіб знаходить широке застосування, тому в подальшому будемо розглядати тільки його. У технічній літературі для безпосередніх перетворювачів частоти (циклоконверторів) на повністю керованих вентилях (БПЧ на ПКВ) використовують ще такі назви: перетворювач частоти з однократною модуляцією, перетворювач частоти з квазіодносмуговою модуляцією, перетворювач частоти фазорізницевого типу, фазовий демодулятор, матричний перетворювач, інвертор напруги з безпосереднім зв'язком та інші в залежності від того, яку з особливостей такого циклоконвертора прийняти за домінуючу. Уявляється більш зручним у назві перетворювача не використовувати будь-яку особливість його керування, як це робиться зараз, а зберегти його специфіку — безпосередній зв'язок (через вентилі) входу та виходу, а особливість керування

відмічати додаванням способу формування кривої вихідної напруги. З урахуванням цього до циклічного керування віднесемо алгоритми керування, коли комутації вентилів у вихідних фазах перетворювача здійснюється одночасно, що забезпечує простоту керування та аналізу електромагнітних процесів у перетворювачі. Принципові схеми безпосередніх перетворювачів залишаються незмінними при різних алгоритмах формування їх кривих вихідних напруг.

Вихідна напруга потрібної частоти БПЧ на ПКВ отримується шляхом підсумовування декількох модульованих з відповідним фазовим зсувом напруг у спільному вузлі, коли струм навантаження дорівнює сумі струмів на виході кожного ступеня (див. рис. 6.3,а, ... ж, 6.4); у спільному контурі, коли струм навантаження дорівнює вихідному струму кожного ступеня (див. рис 6.20), або комбінованим способом.

Аналіз вихідних напруг і струмів, коефіцієнта гармонік і т.д. зручно проводити, використовуючи комутаційні (перемикальні, комутуючої) функції, які характеризують закони перемикання ключів БПЧ на ПКВ.

Якщо порядки чергування фаз живильної мережі та перемикання ключів співпадають (прямий порядок чергування фаз), тобто фаза *A* підмикається до навантаження за законом  $\psi_1$  (комутаційна функція), фаза *B* — за законом  $\psi_2$ , фаза *C* — за законом  $\psi_3$ , то миттєве значення напруги на навантаженні для фази *A* (див. рис. 6.4,а) може бути записано у вигляді

$$u_{2A}(t) = u_A(t)\psi_1 + u_B(t)\psi_2 + u_C(t)\psi_3.$$

Для будь-якого числа  $m_1$  вхідних фаз миттєве значення вихідної напруги

$$u_{2A}(t) = \sum_{i=1}^{m_1} u_i(t)\psi_i. \quad (6.46)$$

Щоб одержати миттєве значення вихідної напруги для наступних фаз, необхідно підсумувати добутки кожної з первинних напруг на ту комутаційну функцію, різниця у фазовому куті з якою відносно початку координат складає  $(i-1)2\pi/m_2$

$$u_{2B}(t) = u_A(t)\psi'_1 + u_B(t)\psi'_2 + \dots + u_i(t)\psi'_i, \quad (6.47)$$

де  $u_i(t) = U_{1\phi m} \cos[\omega_1 t + (i-1)(2\pi/m_1)]$  — миттєве значення напруги живлення  $i$ -ї фази;  $U_{1\phi m}$  — амплітудне значення фазної напруги на вторинній стороні живильного трансформатора;  $\psi'_1 \dots \psi'_i$  — комутаційні функції другої фази, що відрізняються від комутаційних функцій  $\psi_1 \dots \psi_i$  фазовим кутом  $2\pi/m_1$ .

При  $m_1/m_2$ , що дорівнює цілому числу, напругу всіх фаз навантаження записують з використанням комутаційних функцій тільки першої фази. При  $m_1/m_2 = 1$  маємо

$$u_{2B}(t) = u_B(t)\psi_1 + u_C(t)\psi_2 + \dots + u_i(t)\psi_{i-1} + \dots + u_A(t)\psi_{m_1}. \quad (6.48)$$

При зворотному чергуванні фаз, порядки чергування живильної мережі та перемикання ключів не співпадають, і миттєве значення вихідної напруги

$$u_{2A}(t) = u_A(t)\psi_1 + u_C(t)\psi_2 + u_B(t)\psi_3. \quad (6.49)$$

На рис. 6.15 наведені комутаційні функції, що застосовуються при формуванні вихідних напруг перетворювача частоти. Наведені комутаційні функції можна зобразити у вигляді гармонічного ряду:

для рис. 6.15,а

$$\psi(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{k} \sin \frac{k\pi}{2} \cos k\omega_m t, \quad (6.50)$$

для рис. 6.15,б

$$\psi(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{k} \sin \frac{k\pi}{2} \cos k\omega_m t, \quad (6.51)$$

для рис. 6.15,в

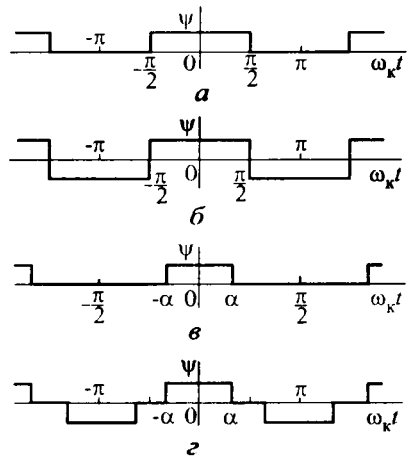


Рис. 6.15

$$\psi(t) = \frac{\alpha}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{k} \sin k\alpha \cos k\omega_m t, \quad (6.52)$$

для рис. 6.15,з

$$\psi(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{k} \sin k\alpha \cos k\omega_m t. \quad (6.53)$$

У трифазному БПЧ на ПКВ, побудованому за схемами рис. 6.3,д, 6.4,а, комутаційну функцію (див. рис. 6.14,в) можна визначити з виразу (6.52) при  $\alpha = \pi/3$ . Для довільного початку відліку комутаційної функції і будь-якого числа вхідних фаз

$$\psi_{m1}(t) = \frac{1}{m_1} + \frac{2}{\pi} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{k} \sin \frac{k\pi}{m_1} \cos k \left[ \omega_m t + \theta_m - (i-1) \frac{2\pi}{m_1} \right], \quad (6.54)$$

де  $\theta$  — кут, який характеризує початок відліку функції  $\psi_1$ .

Для схем рис. 6.3,е і 6.4,б комутаційну функцію (див. рис. 6.15,б) можна визначити з виразу (6.54) при  $\alpha = \pi/6$

$$\psi_{m1}(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{k} \sin \frac{k\pi}{6} \cos k \left[ (\omega_m t + \theta_m - (i-1) \frac{2\pi}{3}) \right]. \quad (6.55)$$

Вихідну напругу (див. рис. 6.14,в) перетворювача з середньою точкою (див. рис. 6.3,д, 6.4,а) можна знайти з виразів (6.46) і (6.55) при  $\theta_m = 0$

$$u_2(t) = \frac{3U_{1m}}{2\pi} \sum_{s=-\infty}^{s=\infty} \frac{(-1)^s}{3s+1} \cos \left\{ [(3s+1)\omega_m \mp \omega_1] t - (m_2 - 1) \frac{2\pi}{3} \right\}, \quad (6.56)$$

де  $U_{1m}$  — амплітуда лінійної напруги;  $s = \dots - 2, -1, 0, +1, +2, \dots$ , верхній знак відповідає прямому порядку чергування фаз, нижній — зворотному.

Вихідну напругу (рис. 6.16,в) перетворювача, побудованого за мостовою схемою (див. рис. 6.3,е, 6.4,б), визначають з виразів (6.46) і (6.55) при  $\theta_m = 0$

$$u_2(t) = \frac{3U_{1m}}{\pi} \sum_{s=-\infty}^{s=\infty} \frac{(-1)^s}{6s+1} \cos \left\{ [(6s+1)\omega_m \mp \omega_1] t - (m_2 - 1) \frac{2\pi}{3} \right\}. \quad (6.57)$$

Формули (6.56) і (6.57) дозволяють записати загальний вираз для вихідної напруги трифазних перетворювачів — мостового та з середньою точкою

$$u_2(t) = \frac{3(4-l)}{2\pi(5-2l)} U_{1m} \sum_{s=-\infty}^{s=\infty} \frac{(-1)^s}{3ls+1} \cos \left\{ [(3ls+1)\omega_m \mp \omega_1] t - (m_2-1) \frac{2\pi}{3} \right\}, \quad (6.58)$$

де  $l=1$  — для перетворювача з середньою точкою;  $l=2$  — для мостового перетворювача.

Як видно з виразу (6.58), при прямому порядку чергування фаз перетворювач працює в режимі віднімання частот, а при зворотному — в режимі підсумовування частот. При цьому в першому режимі основна гармоніка вихідної напруги  $\omega_{2(1)} = \omega_m - \omega_1$ , а у другому —  $\omega_{2(1)} = \omega_m + \omega_1$ . У вихідній напрузі окрім основної гармоніки з частотою  $\omega_{2(1)}$  вміщується ряд комбінаційних частот  $(3ls+1)\omega_m \mp \omega_1$ , які можуть бути як кратними, так і не кратними по відношенню до основної частоти і складають симетричні трифазні системи прямої або зворотної послідовності (при трифазному виході).

При прямому порядку чергування фаз і  $\omega_m > \omega_1$  порядок вищих гармонік визначають з виразу (6.58)

$$k = \left| \frac{(3ls+1)\chi + 3ls}{\chi} \right|, \quad (6.59)$$

де  $\chi = \omega_{2(1)}/\omega_m$  — відносне значення вихідних частот;  $s = \dots -2, -1, +1, +2, \dots$

У випадку, що розглядається, у вихідній напрузі відсутні постійні складові та субгармоніки в усьому діапазоні вихідних частот; при зниженні вихідної частоти збільшується порядок гармонічних складових, що дозволяє при активно-індуктивному навантаженні одержувати струм, близький до синусоїдального.

При прямому порядку чергування фаз і  $\omega_m < \omega_1$  відбувається зміна знака частоти вихідної напруги перетворювача. При трифазному виході перетворювача це призводить до зміни порядку чергу-

вання фаз вихідної напруги, що при живленні асинхронного двигуна дозволяє здійснити динамічне гальмування за рахунок зміни відношення частот  $\omega_1/\omega_m$ . При  $\omega_m < \omega_1$  і визначених значеннях  $\chi$  у вихідній напрузі з'являються постійні складові та субгармоніки. Постійні складові у вихідній напрузі з'являються, якщо  $(3ls + 1)\omega_m - \omega_1 = 0$ , що відповідає  $\chi = 3ls/(3ls + 1)$ . Для перетворювача з середньою точкою постійні складові у вихідній напрузі з'являються при відносному значенні вихідних частот  $0,75 \leq \chi \leq 1$ , для мостового перетворювача  $0,875 \leq \chi \leq 1$ .

Субгармоніки у вихідній напрузі з'являються, якщо  $(3ls + 1)\omega_m - \omega_1 < \omega_{2(1)}$ . При цьому відносно значення вихідних частот з урахуванням того, що в даному режимі  $\omega_m = \omega_1 - \omega_{2(1)}$ , визначається співвідношенням  $\chi > 3ls/(2 + 3ls)$  (для перетворювача з середньою точкою  $0,6 < \chi < 1$ , для мостового перетворювача  $0,75 < \chi < 1$ ).

Наявність постійних складових і субгармонік у вихідній напрузі є небажаним, тому при  $\omega_m < \omega_1$  і прямому порядку чергування фаз вихідні частоти для перетворювача з середньою точкою не повинні перевищувати  $0,6\omega_{2(1)}$ , а для мостового перетворювача —  $0,75\omega_{2(1)}$ . Порядок вищих гармонік у даному випадку з урахуванням того, що  $\omega_m = \omega_1 - \omega_{2(1)}$ , визначають з виразу (6.59)

$$k = \left| \frac{3ls - (3ls + 1)\chi}{\chi} \right|.$$

При зворотному чергуванні фаз, частота основної гармоніки  $\omega_{2(1)} = \omega_m + \omega_1$ , тому завжди  $\omega_{2(1)} > \omega_1$ . Порядок вищих гармонік при цьому визначають з виразу (6.59)

$$k = \left| \frac{(3ls + 1)\chi - 3ls}{\chi} \right|.$$

У кривій вихідної напруги перетворювача при зворотному чергуванні фаз з'являються постійні складові та субгармоніки, діапазон яких визначають так, як і в попередньому випадку. Для перетворювача з середньою точкою вони знаходяться відповідно в діапазоні

відносних значень вихідних частот  $1 < \chi < 1,5$  і  $1 < \chi < 3$ , а для мостового перетворювача —  $1 < \chi < 1,2$  і  $1 < \chi < 1,5$ .

Таким чином, аби виключити появу постійних складових і субгармонік, доцільно приймати  $\omega_m > \omega_1$ .

Період повторюваності кривої вихідної напруги БПЧ на ПКВ, так як і в БПЧ з ПК, у загальному випадку не дорівнює півперіоду вихідної частоти. У періоді повторюваності вихідної напруги уміщується ціле число періодів вихідної частоти ( $T_n = nT_{2(1)}$ , де  $n = 1, 2, 3, \dots$ ), і ціле число відрізків синусоїд напруги живлення ( $T_n = kT/(lm_1)$ , де  $k = 1, 2, 3, \dots$ )

$$T_n = nT_{2(1)} = kT/(lm_1).$$

При активно-індуктивному навантаженні вихідний струм БПЧ на ПКВ визначається виразом

$$i_2(t) = \frac{3(4-l)U_{1m}}{2\pi(5-2l)} \sum_{s=-\infty}^{s=\infty} \frac{(-1)^s}{(3ls+1)z_s} \cos\{[(3ls+1)\omega_m \mp \omega_1]t - \varphi_s\}, \quad (6.60)$$

де  $r_n$ ,  $L_n = r_n \operatorname{tg} \varphi_n / \omega_{2(1)}$  — параметри навантаження для основної гармоніки струму;

$$\varphi_s = \arctg \frac{[(3ls+1)\omega_m \mp \omega_1]L_n}{r_n} = \arctg \frac{[(3ls+1)\chi \pm 3ls] \operatorname{tg} \varphi_n}{\chi}$$

фазовий кут для кожної гармоніки струму навантаження;

$$z_s = \sqrt{r_n^2 + [(3ls+1)\omega_m \mp \omega_1]^2 L_n^2} = r_n \sqrt{1 + [(3ls+1)\chi \pm 3ls]^2 \operatorname{tg}^2 \varphi_n / \chi^2}$$

— опір навантаження для основної та вищих гармонік.

Аналогічно БПЧ з ПК первинний струм кожної фази БПЧ на ПКВ дорівнює сумі струмів у всіх фазах навантаження

$$i_{1A} = \sum_{m_2=1}^{\infty} i_{2m_2} \Psi_{m_2}, \quad (6.61)$$

де  $m_2$  — число фаз навантаження;  $i_{2m_2}$  — миттєве значення вторинного струму у фазі;  $\Psi_{m_2}$  — комутаційна функція, вигляд якої визначається типом силової частини перетворювача.



У зв'язку з тим, що в мостовому перетворювачі при підмиканні почергово до лінійних напруг (наприклад, для фази  $A$  — до  $u_{AB}$  і  $u_{CA}$ ) струм у фазі живильної мережі дорівнює різниці двох струмів, систему комутаційних функцій для всіх трьох фаз можна зобразити у вигляді (рис. 6.16, а, б, з)

$$\left. \begin{aligned} \psi'_1(t) &= \psi_1(t) - \psi_3(t) = -\frac{2\sqrt{3}}{\pi} \sum_{q=-\infty}^{q=\infty} \frac{(-1)^q}{(6q+1)} \sin\left[(6q+1)(\omega_M t - 120^\circ)\right], \\ \psi'_2(t) &= \psi_2(t) - \psi_1(t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \sum_{q=-\infty}^{q=\infty} \frac{(-1)^q}{(6q+1)} \sin\left[(6q+1)(\omega_M t - 60^\circ)\right], \\ \psi'_3(t) &= \psi_3(t) - \psi_2(t) = -\frac{2\sqrt{3}}{\pi} \sum_{q=-\infty}^{q=\infty} \frac{(-1)^q}{(6q+1)} \sin\left[(6q+1)\omega_M t\right]. \end{aligned} \right\} \quad (6.62)$$

Таким чином, для трифазно-трифазного та трифазно-однофазного мостових перетворювачів струм у фазі живильної мережі знаходять відповідно з виразів

$$i_{1A}(t) = i_{2A}(t)\psi'_1(t) + i_{2B}(t)\psi'_2(t) + i_{2C}(t)\psi'_3(t), \quad (6.63)$$

$$i_{1A} = i_2(t)\psi'_1(t) \quad (6.64)$$

За допомогою виразів (6.60), (6.62) і (6.63) можна визначити первинний струм фази  $A$  трифазно-трифазного мостового перетворювача

$$\begin{aligned} i_{1A}(t) &= -\frac{9\sqrt{3}}{\pi^2} U_{1m} \sum_{s=-\infty}^{s=\infty} \sum_{q=-\infty}^{q=\infty} \frac{(-1)^s (-1)^q}{(6s+1)(6q+1)z_s} \times \\ &\times \sin\left[(6q-6s)\omega_M t \mp \omega_1 t + \varphi_s - 120^\circ\right]. \end{aligned} \quad (6.65)$$

Для трифазно-трифазного перетворювача з середньою точкою первинний струм фази  $A$  знаходять за виразами (6.54), (6.60) і (6.63)

$$\begin{aligned} i_{1A}(t) &= \frac{9\sqrt{3}}{4\pi^2} U_{1m} \sum_{s=-\infty}^{s=\infty} \sum_{q=-\infty}^{q=\infty} \frac{(-1)^s (-1)^q}{(3s+1)(3q+1)z_s} \times \\ &\times \cos\left[(3q-3s)\omega_M t \mp \omega_1 t + \varphi_s\right]. \end{aligned} \quad (6.66)$$

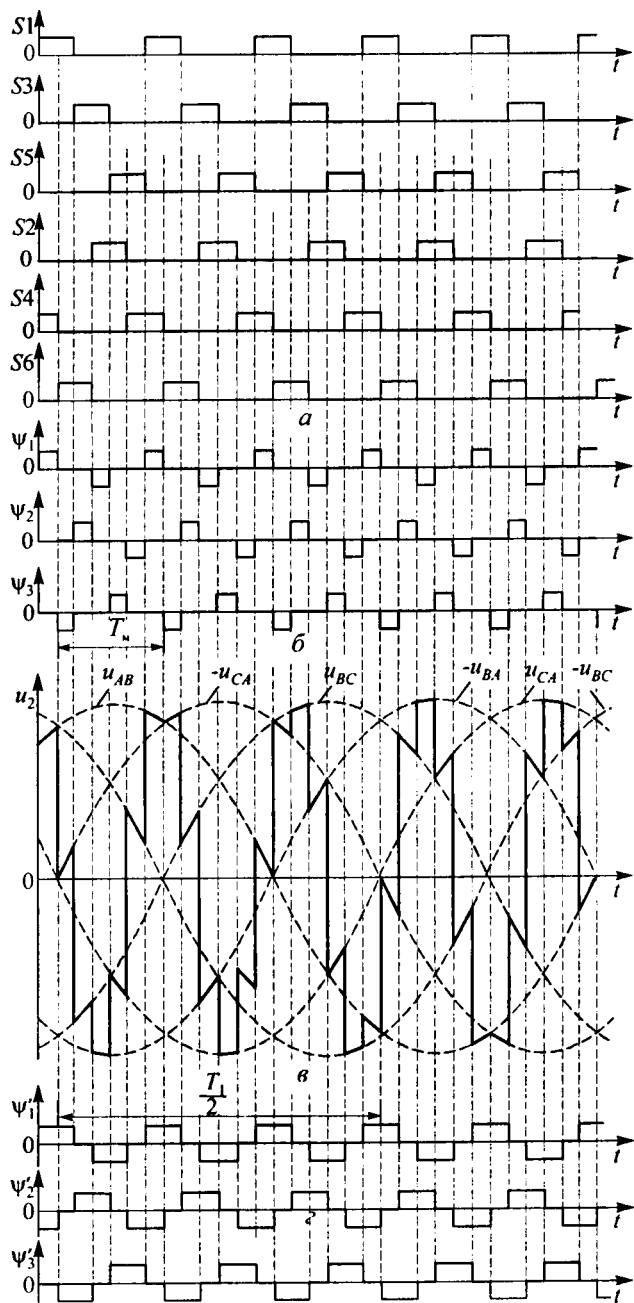


Рис. 6.16

Формули (6.65) і (6.66) дозволяють визначити загальний вираз для первинного струму фази  $A$  трифазно-трифазного перетворювача(мостового та з середньою точкою)

$$i_{1A}(t) = \left(\frac{3I}{2\pi}\right)^2 \sqrt{3}U_{1m} \sum_{s=-\infty}^{\infty} \sum_{q=-\infty}^{\infty} \frac{(-1)^s (-1)^q}{(3ls+1)(3lq+1)z_s} \times \\ \times \cos[(3lq-3ls)\omega_m t \mp \omega_1 t + \varphi_s] . \quad (6.67)$$

Аналогічно знаходять первинні струми фаз  $B$  і  $C$  .

З виразів (6.60), (6.62) і (6.64) одержуємо первинний струм фази  $A$  трифазно-однофазного перетворювача, побудованого за мостовою схемою (див. рис. 6.3,е),

$$i_{1A}(t) = -\frac{3\sqrt{3}}{\pi^2} U_{1m} \sum_{s=-\infty}^{\infty} \sum_{q=-\infty}^{\infty} \frac{(-1)^s (-1)^q}{(6q+1)(6s+1)z_s} \left\{ \sin[(6q+6s+2)\omega_m t - \omega_1 t - 120^\circ + \varphi_s] + \sin[(6q-6s)\omega_m t + \omega_1 t - 120^\circ - \varphi_s] \right\} . \quad (6.68)$$

Основну гармоніку первинного струму фази  $A$  з частотою  $\omega_1$  для трифазно-трифазного та трифазно-однофазного перетворювачів можна визначити відповідно з виразів (6.67) і (6.68) при  $s = q$

$$i_{1(1)A}(t) = \left(\frac{3I}{2\pi}\right)^2 \sqrt{3}U_{1m} \sum_{s=-\infty}^{\infty} \frac{1}{(3ls+1)^2 z_s} \cos(\omega_1 t + \varphi_s) , \quad (6.69)$$

$$i_{1(1)A}(t) = -\frac{3\sqrt{3}}{\pi^2} U_{1m} \sum_{s=-\infty}^{\infty} \frac{1}{(6s+1)^2 z_s} \sin(\omega_1 t - 120^\circ - \varphi_s) . \quad (6.70)$$

При  $s = q = 0$  одержуємо найбільшу складову основної гармоніки первинного струму, яку визначають з виразів (6.69) і (6.70) відповідно для трифазно-трифазного та трифазно-однофазного перетворювачів,

$$i_{1(1)A\max}(t) = \left(\frac{3I}{2\pi}\right)^2 \frac{\sqrt{3}U_{1m}}{z_H} \cos(\omega_1 t + \varphi_H) , \quad (6.71)$$

$$i_{1(1)A\max}(t) = -\frac{3\sqrt{3}U_{1m}}{\pi^2 z_H} \sin(\omega_1 t - 120^\circ - \varphi_H) . \quad (6.72)$$

Як видно з виразу (6.71), у трифазно-трифазному БПЧ з ПКВ при прямому чергуванні фаз і  $\omega_m > \omega_1$  найбільша складова основної гармоніки первинного струму випереджує фазну напругу на кут  $\varphi_n$ , тобто перетворювач генерує в мережу реактивну потужність. При прямому порядку чергування фаз і  $\omega_m < \omega_1$ , а також при зворотному порядку чергування фаз знак фазового кута  $\varphi_n$  зміниться на протилежний, тобто перетворювач буде споживати з мережі реактивну потужність.

При прямому ( $\omega_m > \omega_1$  і  $\omega_m < \omega_1$ ), а також при зворотному порядку чергування фаз порядок вищих гармонічних складових у первинному струмі трифазно-трифазного перетворювача визначається з виразу (6.66)

$$k = |(3lq - 3ls)(1 - \chi) + 1| \quad (\omega_m > \omega_1), \quad (6.73)$$

$$k = |(3lq - 3ls)(\chi - 1) + 1| \quad (\omega_m < \omega_1), \quad (6.74)$$

$$k = |(3lq - 3ls)(\chi - 1) - 1|. \quad (6.75)$$

Як видно зі співвідношень (6.73) і (6.75), порядок гармонічних складових у первинному струмі зменшується, а у вихідній напрузі (див. вираз (6.59)) — збільшується зі зменшенням вихідної частоти. При прямому порядку чергування фаз і  $\omega_m < \omega_1$  зі зменшенням вихідної частоти порядок вищих гармонічних складових у первинному струмі збільшується.

У трифазно-трифазному перетворювачі при прямому порядку чергування фаз і  $\omega_m > \omega_1$  у кривій первинного струму відсутні постійні складові та субгармоніки.

Постійні складові та субгармоніки у первинному струмі при прямому порядку чергування фаз і  $\omega_m < \omega_1$  з'являються відповідно, якщо  $(3lq - 3ls)\omega_m - \omega_1 = 0$  і  $(3lq - 3ls)\omega_m - \omega_1 < \omega_1$ . При цьому постійні складові з'являються при відносному значенні вихідних частот  $\chi = (3lq - 3ls - 1)/(3lq - 3ls)$  (для перетворювача з середньою точкою  $0,666 < \chi < 1$ , для мостового перетворювача  $0,833 < \chi < 1$ ), а субгармоніки — при  $\chi < 1$ , тобто у всьому діапазоні вихідних частот.

При зворотному порядку чергування фаз постійні складові та субгармоніки у первинному струмі з'являються, якщо  $(3lq - 3ls)\omega_M + \omega_1 = 0$  і  $(3lq - 3ls)\omega_M + \omega_1 < \omega_1$ , що відповідає для перетворювача з середньою точкою діапазону відносних значень вихідних частот  $1 < \chi < 1,33$  і  $1 < \chi < 1,66$ , а для мостового перетворювача —  $1 < \chi < 1,66$  і  $1 < \chi < 1,33$ . Таким чином, зони постійних складових і субгармонік у первинному струмі охоплюють більшу область вихідних частот, чим у вихідній напрузі.

З виразу (6.68) можна визначити діапазон відносних значень вихідних частот для трифазно-однофазного мостового перетворювача, при якому у первинному струмі з'являються постійні складові ( $0,5 < \chi < 1,25$ ) і субгармоніки ( $0 < \chi < 1,5$ ). Таким чином, і в трифазно-однофазному перетворювачі діапазони постійних складових і субгармоніки у первинному струмі охоплюють більшу область вихідних частот, ніж у вихідній напрузі. Крива первинного струму в трифазно-однофазному перетворювачі має значно гірший гармонічний склад у порівнянні з трифазно-трифазним перетворювачами.

Регулювання (стабілізацію) вихідної напруги БПЧ на ПКВ можна забезпечити широтно-імпульсним способом за рахунок зміни, наприклад, у схемі 6.3,е або 6.4,б часу підмикання вхідної лінійної напруги до навантаження. При цьому так само, як і в інверторах напруги, повинен бути створений шлях для протікання струму навантаження (навантаження активно-індуктивне), тобто навантаження повинно бути закорочено двома ключами, підімкненими до даної фази. На рис. 6.17 наведений алгоритм підмикання ключів у трифазно-однофазному перетворювачі (див. рис. 6.3,е) і крива вихідної напруги при широтно-імпульсному регулюванні.

Комутаційна функція для фази  $A$  та вихідна напруга перетворювача оцінюються виразами

$$\psi_1(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} \sin k \left( \frac{\pi}{6} - \frac{\alpha}{2} \right) \cos k \left[ \omega_M t - \left( \frac{\pi}{6} + \frac{\alpha}{2} \right) \right],$$

$$u_2(t) = \frac{6U_{1m}}{\pi} \sum_{s=-\infty}^{\infty} \frac{\sin(6s+1) \left( \frac{\pi}{6} - \frac{\alpha}{2} \right)}{6s+1} \times$$

$$\times \sin \left\{ \left[ (6s+1)\omega_M - \omega_1 \right] t - (6s+1) \left( \frac{\pi}{6} + \frac{\alpha}{2} \right) \right\}.$$

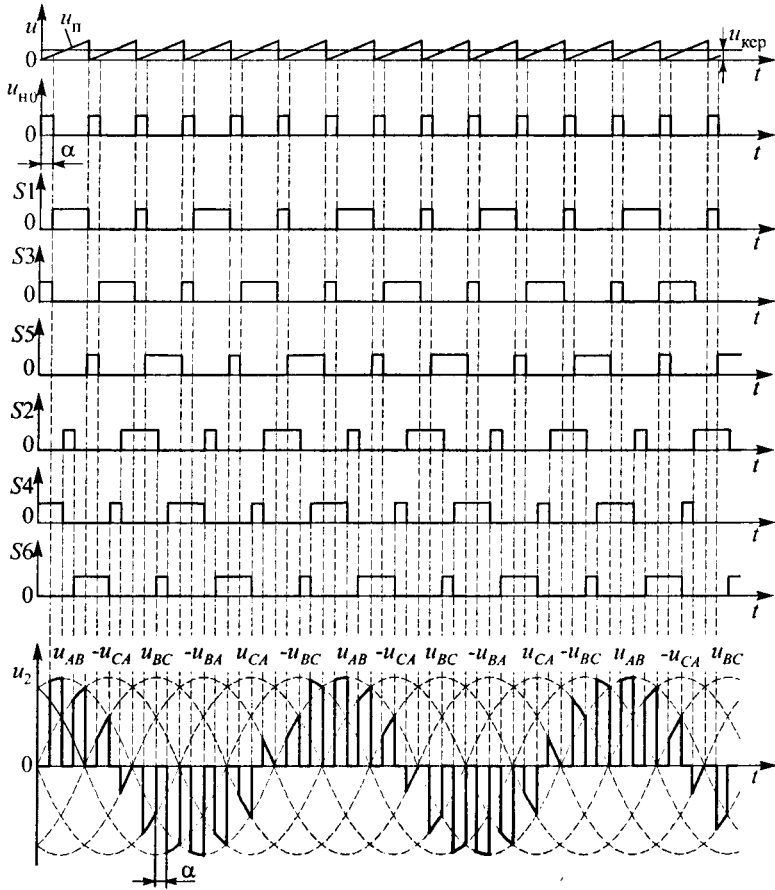


Рис. 6.17

Як видно з рис. 6.17 у кривій вихідної напруги є нульові паузи (однополярна модуляція), що викликає також появу нульових пауз у кривій вхідного струму. Ця обставина потребує ввімкнення на вході перетворювача або  $LC$ -фільтра, що забезпечує можливість стрибків вхідного струму, аналогічного вхідному фільтру імпульсного перетворювача постійної напруги (див. рис. 3.6,а), або пристрою скиду енергії з індуктивностей живильної мережі  $L_M$  при

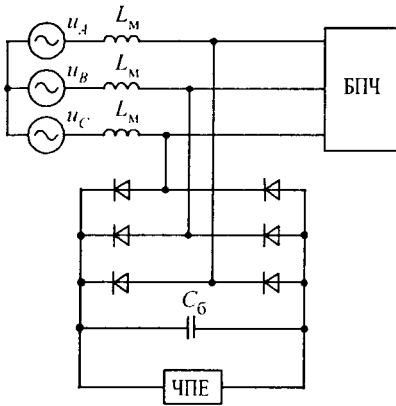


Рис. 6.18

залежний інвертор, підімкнений до тієї ж живильної мережі, та повертаючий енергію скиду з конденсатора  $C_6$  знову в мережу. Тому що залежний інвертор у ЧПЕ буде працювати з кутом регулювання  $\beta_{\min}$ , потрібна наявність підвищуючого трансформатора на виході цього інвертора для узгодження рівня напруги на конденсаторі  $C_6$  з напругою живильної мережі (див. вхідну характеристику залежного інвертора рис. 2.2,2). Потужність цього трансформатора у відсотках від вихідної потужності перетворювача частоти визначається напругою короткого замикання (у відсотках) живильної мережі.

На рис. 6.19 наведений алгоритм перемикання фаз живильної мережі в схемі рис. 6.3,д, який забезпечує регулювання вихідної напруги за рахунок підмикання на інтервалі регулювання (замість паузи) іншої фази (двополярна модуляція). Алгоритм  $i$ -го ключа перетворювача або  $i$ -а комутаційна функція при цьому записується у вигляді

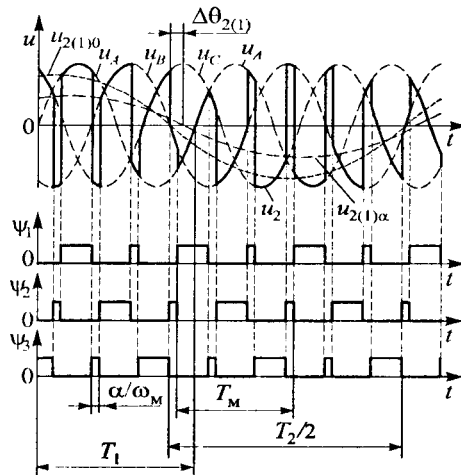


Рис. 6.19

обриванні струму в них для виключення перенапруг. Пристрій скиду енергії складається з трифазного мостового випрямляча, накопичувального (буферного) конденсатора  $C_6$ , чарунки поглинання енергії (ЧПЕ) (рис. 6.18).

Чарунка поглинання енергії у найпростішому випадку (при малопотужному перетворювачі) являє собою активний опір, а у випадку потужного перетворювача —

$$\psi_i(t) = \frac{1}{3} + \frac{4}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} \cos k \left( \frac{2\pi}{3} - \frac{\alpha}{2} \right) \sin k \left( -\frac{\pi}{3} \right) \cos k (\omega_m t + \theta_m).$$

Вихідна напруга при симетричному керуванні (з двобічним розсуванням фронтів імпульсів)

$$u_2(t) = \frac{6U_{1m}}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} \cos k \left( \frac{2\pi}{3} - \frac{\alpha}{2} \right) \sin k \left( -\frac{\pi}{3} \right) \times \\ \times \sin \left\{ \left[ \omega_1 + (-1)^l k \omega_m \right] + \theta_1 + k(-1)^l \theta_m \right\},$$

де  $\theta_1$  — кут, що характеризує початок відліку напруги  $u_A$ ;  $l$  — порядковий номер членів ряду ( $l = 1, 2, 3, \dots$ ).

Регулювання вихідної напруги при такому способі можливо і при несиметричному керуванні (з одnobічним розсуванням фронтів імпульсів). При даному способі регулювання відбувається зсув основної гармоніки напруги  $[\Delta\theta_{2(1)}]$  (рис. 6.19). Аналогічно можна регулювати вихідну напругу і у трифазно-трифазному перетворювачі.

При такому способі регулювання вхідний струм перетворювача частоти є безперервним і слабшає потреба введення вхідного фільтра або пристрою скиду енергії з індуктивностей мережі. Якість вихідної напруги перетворювача гірша, ніж при однополярній модуляції.

На рис.6.20 наведена схема трифазно-однофазного перетворювача з підсумовуванням у спільному контурі. Схема вміщує три ідентичних інвертора на ключах з двосторонньою провідністю ( $S1...S4$ ), що навантажені на силові трансформатори  $TV1...TV3$ , вторинні обмотки яких з'єднані послідовно і утворюють спільний вихід. Для одержання трифазної вихідної напруги треба мати три ідентичних комплекти. Як і в перетворювачах з підсумовуванням у

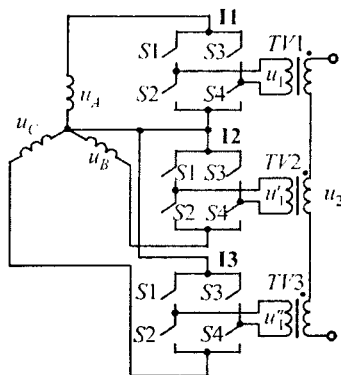


Рис. 6.20



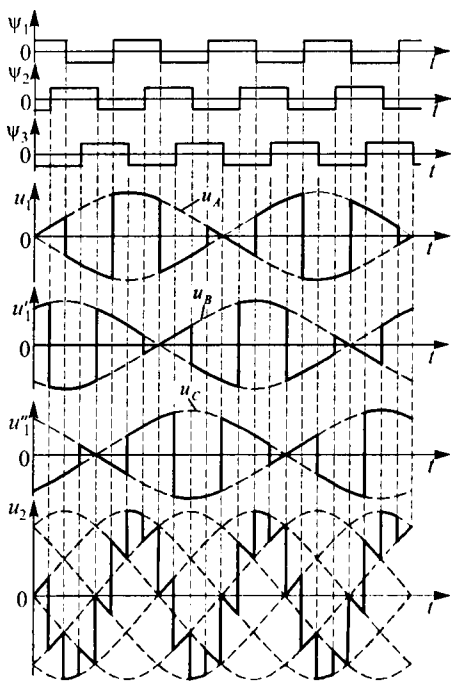


Рис. 6.21

спільному вузлі, так і у перетворювачах з підсумовуванням у спільному контурі доцільно використовувати режим роботи, коли частота основної гармоніки вихідної напруги  $\omega_{2(1)}$  дорівнює різниці частоти модуляції (керування)  $\omega_M$  і частоти живильної мережі  $\omega_1$ . На керуючі входи ключів інверторів II...I3 надходить відповідно керуюча напруга  $\psi_1... \psi_3$  (рис. 6.21), що зображає собою комутаційну функцію, яка визначається виразом (6.51). Вихідна напруга перетворювача визначається виразами (6.46) і (6.51)

$$u_2(t) = \frac{6U_{1\phi m}}{\pi} \sum_{s=-\infty}^{\infty} \frac{(-1)^s}{(6s+1)} \sin[(6s+1)\omega_M - \omega_1]t,$$

де  $U_{1\phi m}$  — амплітудне значення фазної напруги живильної мережі.

Незважаючи на подвійну кількість ключів, перетворювачі з підсумовуванням у спільному контурі мають перевагу перед перетворювачами з підсумовуванням у спільному вузлі за рахунок спрощення системи керування, особливо при регулюванні вихідної напруги широтно-імпульсним способом.

Як було вказано вище БПЧ на ПКВ у зарубіжній літературі називають *матричними перетворювачами*. Наприклад, схему трифазно-трифазного перетворювача рис. 6.4,а можна зобразити у вигляді схеми рис. 6.22, яка нагадує матрицю. Ключі S1.1...S3.3 з двосторонньою провідністю (рис. 5.9). Схема рис. 6.22 вміщує дев'ять ключів і в ній існує  $3^3=27$  можливих коректних варіантів підімкнення фаз живлення до фаз навантаження (у порівнянні з 8 АІН).

При цьому кожного моменту часу ввімкнено три ключі — по одному на вихідну фазу навантаження, що забезпечує шлях для протікання безперервного струму кожної вихідної фази і одночасно відсутня можливість протікання струму короткого замикання через входні фази. Проте вхідне джерело, що підмикається до перетворювача, має індуктивний опір, значення якого обумовлено різними факторами. Тому «жорстка» комутація силових ключів перетворювача може створювати імпульсні перенапрugi.

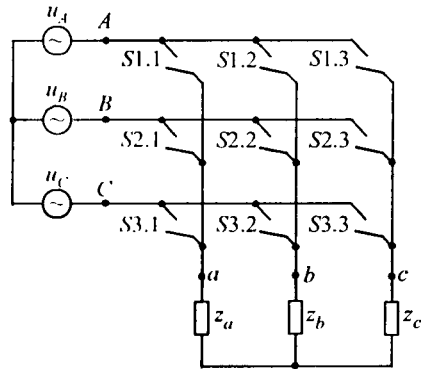


Рис. 6.22

Для їх заглушення, а також згладжування пульсацій вхідних струмів звичайно використовують вхідні  $LC$ -фільтри, конденсатори яких заглушують перенапрugi. При необхідності для заглушення перенапруг можуть бути використані спеціальні діодно-конденсаторні накопичувачі, твердотілі обмежувачі перенапруг (варистори) та ін.

З табл. 6.1 видно, що шість комбінацій (22...27) забезпечують циклічне підмикання до навантаження трьох прямих і трьох зворотних послідовностей напруг мережі живлення, при цьому спектр вихідної напруги містить складові з комбінаційними частотами, у тому числі частота основної гармоніки дорівнює сумі або різниці частот модуляції і мережі живлення.

Існує багато алгоритмів керування матричного перетворювача. Розглянемо один з них, при якому формування вихідної напруги перетворювача здійснюється при «інверторному» алгоритмі керування. Такому алгоритму відповідають перші 18 комбінацій ввімкнених ключів перетворювача (табл. 6.1), при яких до трифазного навантаження (навантаження з'єднане зіркою, рис. 6.22) підмикаються дві з трьох фаз мережі живлення. При такому алгоритмі керування вихідна напруга генерується на некомбінаційних частотах. Кожній з цих комбінацій можна поставити у відповідність згідно виразу (4.132) просторовий вектор вихідної напруги перетворювача

частоти, який зветься ненульовим стаціонарним вектором. При цьому на кожній фазі навантаження формується фазна напруга ( $u_a$ ,  $u_b$ ,  $u_c$ ), що відповідає цьому вектору. Три комбінації відкритих ключів (у табл. 6.1 позначені як  $O_A, O_B, O_C$ ) відповідають підімкненню всіх трьох фаз навантаження до однієї й тієї ж фази мережі живлення. При такому підімкненні на виході перетворювача формуються нульові стаціонарні вектори, що відповідають нульовим паузам у вихідній напрузі.

Таблиця 6.1

Стаціонарні стани ключів перетворювача

№ п/п	Ввімкнені ключі			Вихідна лінійна напруга			Стаціонарні стани ключів
				$u_{ab}$	$u_{bc}$	$u_{ca}$	
1	S1.1	S2.2	S2.3	$u_{AB}$	0	$-u_{AB}$	$+1(S_{1U})$
2	S2.1	S1.2	S1.3	$-u_{AB}$	0	$u_{AB}$	$-1(S_{4U})$
3	S2.1	S3.2	S3.3	$u_{BC}$	0	$-u_{BC}$	$+2(S_{1U})$
4	S3.1	S2.2	S2.3	$-u_{BC}$	0	$u_{BC}$	$-2(S_{4U})$
5	S3.1	S1.2	S1.3	$u_{CA}$	0	$-u_{CA}$	$+3(S_{1U})$
6	S1.1	S3.2	S3.3	$-u_{CA}$	0	$u_{CA}$	$-3(S_{4U})$
7	S2.1	S1.2	S2.3	$-u_{AB}$	$u_{AB}$	0	$+4(S_{3U})$
8	S1.1	S2.2	S1.3	$u_{AB}$	$-u_{AB}$	0	$-4(S_{6U})$
9	S3.1	S2.2	S3.3	$-u_{BC}$	$u_{BC}$	0	$+5(S_{3U})$
10	S2.1	S3.2	S2.3	$u_{BC}$	$-u_{BC}$	0	$-5(S_{6U})$
11	S1.1	S3.2	S1.3	$-u_{CA}$	$u_{CA}$	0	$+6(S_{3U})$
12	S3.1	S1.2	S3.3	$u_{CA}$	$-u_{CA}$	0	$-6(S_{6U})$
13	S2.1	S2.2	S1.3	0	$-u_{AB}$	$u_{AB}$	$+7(S_{5U})$
14	S1.1	S1.2	S2.3	0	$u_{AB}$	$-u_{AB}$	$-7(S_{2U})$
15	S3.1	S3.2	S2.3	0	$-u_{BC}$	$u_{BC}$	$+8(S_{5U})$
16	S2.1	S2.2	S3.3	0	$u_{BC}$	$-u_{BC}$	$-8(S_{2U})$
17	S1.1	S1.2	S3.3	0	$-u_{CA}$	$u_{CA}$	$+9(S_{5U})$
18	S3.1	S3.2	S1.3	0	$u_{CA}$	$-u_{CA}$	$-9(S_{2U})$
19	S1.1	S1.2	S1.3	0	0	0	$0_A$
20	S2.1	S2.2	S2.3	0	0	0	$0_B$
21	S3.1	S3.2	S3.3	0	0	0	$0_C$

Вирази для просторових векторів вхідної і вихідної лінійних напруг, вхідного і вихідного струмів (4.132) мають вид

$$\begin{aligned}\bar{U}_{\text{вх л}} &= U_{\text{вх л м}} e^{j\omega_1 t}; & \bar{U}_{\text{вих л}} &= U_{\text{вих л м}} e^{j\omega_2 t}; \\ \bar{I}_{\text{вх л}} &= I_{\text{вх м}} e^{j(\omega_1 t - \pi/6)}; & \bar{I}_{\text{вих л}} &= I_{\text{вих м}} e^{j(\omega_2 t - \varphi_{\text{вих}})},\end{aligned}$$

де  $U_{\text{вх л}}$ ,  $U_{\text{вих л}}$  — амплітудні значення вхідної і вихідної напруг;  $\omega_1 t$  — поточний кут, утворений вектором  $\bar{U}_{\text{вх л}}$  і дійсною віссю комплексної площини;  $\omega_2 t$  — поточний кут, утворений вектором  $\bar{U}_{\text{вих л}}$  і дійсною віссю комплексної площини;  $I_{\text{вх м}}$ ,  $I_{\text{вих м}}$  — амплітудні значення вхідного та вихідного струмів;  $\omega_1 t - \pi/6$  — кут, утворений вектором  $\bar{I}_{\text{вх л}}$  і дійсною віссю комплексної площини;  $\omega_2 t - \varphi_{\text{вих}}$  — кут, утворений вектором  $\bar{I}_{\text{вих л}}$  і дійсною віссю комплексної площини;  $\varphi_{\text{вих}}$  — фазовий зсув між фазними вихідною напругою і струмом.

Просторові вектори вхідної і вихідної фазних напруг менші за величиною, ніж відповідні лінійні напруги, у  $\sqrt{3}$  разів і зсунуті відносно них на  $30^\circ$  у бік відставання

$$\bar{U}_{\text{вх ф}} = (\bar{U}_{\text{вх л}} / \sqrt{3}) e^{-j\pi/6}, \quad \bar{U}_{\text{вих ф}} = (\bar{U}_{\text{вих л}} / \sqrt{3}) e^{-j\pi/6}.$$

Миттєві значення вихідних фазних напруг  $u_A, u_B, u_C$ , на відміну від АІН (див. рис. 4.76), формуються не з постійної напруги, а з миттєвих значень лінійних напруг мережі живлення, що змінюються у часі на кожному інтервалі періоду.

На рис. 6.23 наведені часові діаграми симетричної трифазної мережі (фазні та лінійні напруги), на яких період мережі живлення розбито на шість інтервалів, межами яких є моменти зміни полярності фазних напруг. Позначення інтервалів (100, 110, 010, 011, 001, 101) прив'язані до полярності фазних напруг усередині кожного інтервалу. Наприклад, на інтервалі 100 фазна напруга  $u_A > 0$  (позначимо її полярність "1"), а фазні напруги  $u_B < 0$  і  $u_C < 0$  (позначимо їх полярність "0") і т.д. Інтервал 100 обраний першим, виходячи з того, що при зображенні миттєвих значень трифазної системи

лінійних вхідних напруг протягом одного періоду початок координат  $\omega_1 t = 0$  на часовій вісі відповідає початковому положенню просторового вектора на комплексній площині  $\bar{U}_{\text{вх.л}}$ .

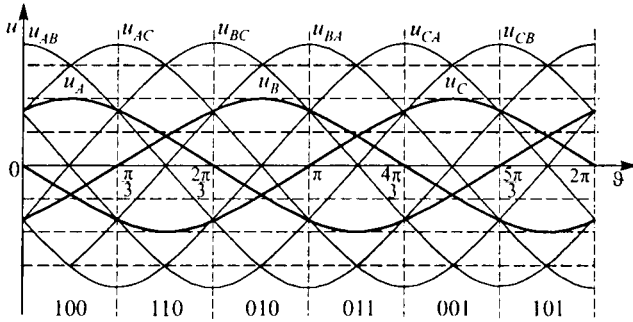


Рис. 6.23

На рис. 6.24 наведена векторна діаграма, що відображує процес формування вихідної напруги з використанням 21 стаціонарного стану ключів перетворювача (табл. 6.1, стани 1...21). Три нульових стани відповідають нульовому значенню просторового вектора  $\bar{U}_{\text{вих.л}}$ . Кожен з інших 18 станів ключів відповідає 18 ненульовим стаціонарним векторам (див. рис. 4.76).

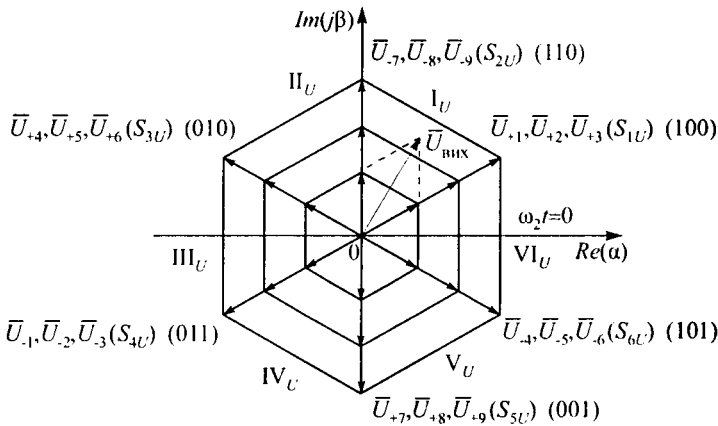


Рис. 6.24

Конфігурація підмикання навантаження до фаз мережі живлення дозволяє завдяки перемиканню ключів реалізувати шість

можливих стаціонарних векторів вихідної напруги з будь-якої лінійної напруги мережі.

На рис. 6.25 наведені часові діаграми вихідної напруги (*a, b, c*) (без застосування ШІМ) з максимальної на даний момент часу вхідної лінійної напруги. Якщо припустити, що напруга мережі живлення за період вихідної напруги залишається незмінною, тобто  $f_2 \gg f_1$ , то вихідна напруга має східчасту форму аналогічно АІН (див. рис. 4.64, 4.65), а годограф її просторового вектора набуває форми шестикутника (рис. 6.24).

На рис. 6.25,г показані 60-градусні сектори формування  $\bar{U}_{\text{вих}}$ , що відповідають аналогічним секторам  $I_U \dots VI_U$  векторної діаграми

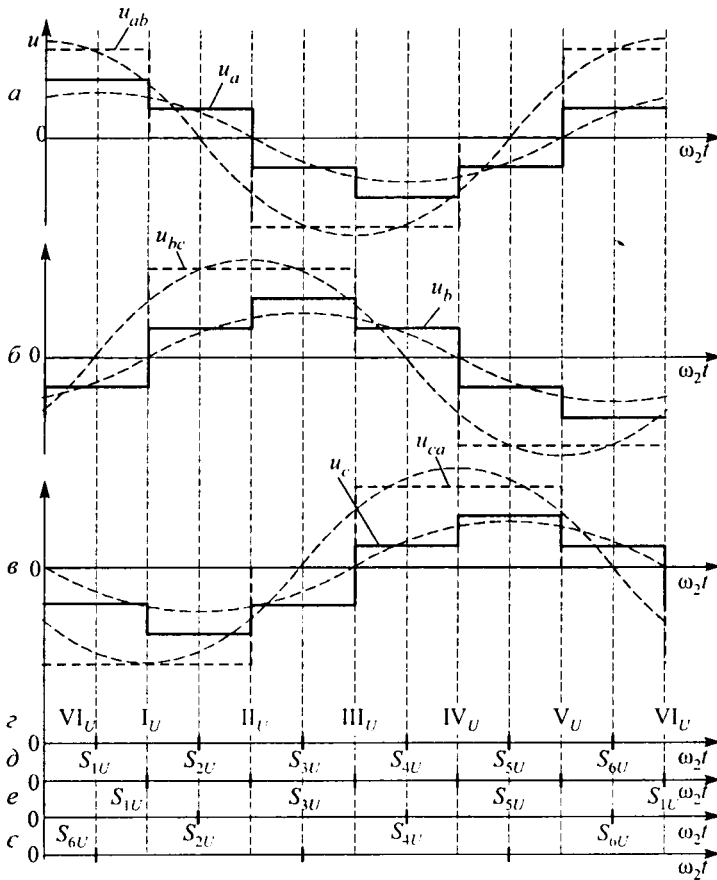


Рис. 6.25

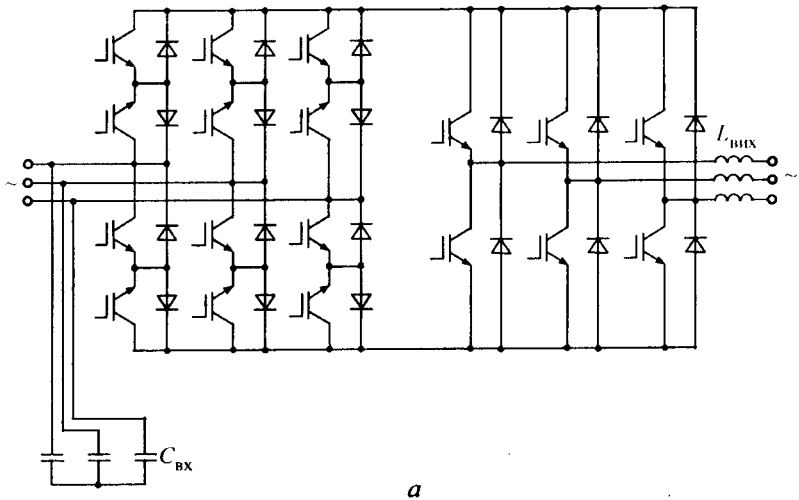
рис. 6.24. Діаграма на рис. 6.25,д зображує чергування станів ключів перетворювача при формуванні східчастих кривих вихідної фазної напруги без ШІМ. Діаграми на рис. 6.25,е, є показують чергування станів ключів при застосуванні ШІМ. У табл. 6.2 приведені у відповідність стани  $S_{1u} \dots S_{6u}$  і стаціонарні стани ключів  $\pm 1 \dots \pm 9$  (табл. 6.1), кожен з яких визначає ненульові стаціонарні вектори вихідної напруги і вхідного струму. Зображення схем підмикання з'єднаних у «зірку» фаз навантаження «а», «b» і «с», почергово до вхідних фаз  $A, B, C$  у різних конфігураціях наведено для більш повного уявлення про метод модуляції просторового вектора (див. рис. 4.76, 4.77) при формуванні просторових векторів  $\bar{U}_{\text{вих}}$  і  $\bar{I}_{\text{вх}}$ . Наприклад,

для формування просторового вектора  $\bar{U}_{\text{вих}}$  у секторі I (рис. 6.24) у перетворювачі повинні чергуватися стани  $S_{1u}(+1,+2,+3$  у табл. 6.1 і

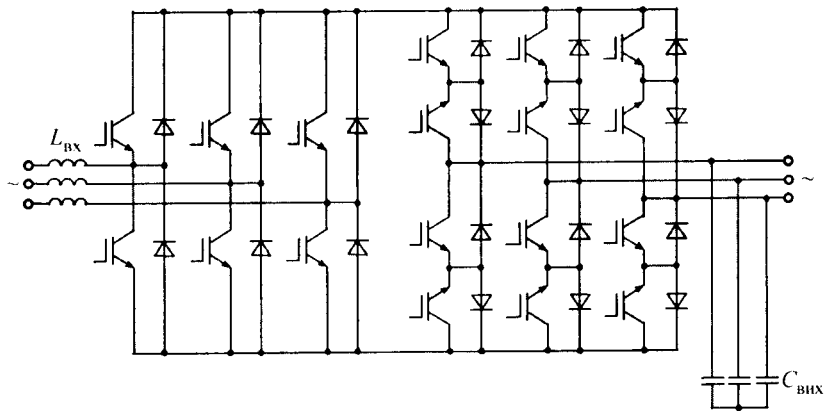
Таблиця 6.2

	Стани ключів для формування вихідної напруги МП з лінійних напруг мережі					
	$S_{1U}$ (100)	$S_{4U}$ (011)	$S_{3U}$ (010)	$S_{6U}$ (101)	$S_{5U}$ (001)	$S_{2U}$ (101)
Стаціонарні стани ключів	+1	-1	+4	-4	+7	-7
Схеми з'єднання фаз навантаження						
Стаціонарні стани ключів	+2	-2	+5	-5	+8	-8
Схеми з'єднання фаз навантаження						
Стаціонарні стани ключів	+3	-3	+6	-6	+9	-9
Схеми з'єднання фаз навантаження						

6.2) і  $S_{2u}$  (-7,-8,-9 у табл. 6.1, 6.2) для позитивних полярностей вхідних лінійних напруг  $u_{AB}$ ,  $u_{BC}$ ,  $u_{CA}$  або стани  $S_{4u}$  (-1,-2,-3 у табл. 6.1, 6.2) та  $S_{5u}$  (+7,+8,+9 в табл. 6.1, 6.2) для негативних полярностей вхідних лінійних напруг. Як показує практика застосування метода модуляції просторового вектора (векторна ШІМ) дозволяє знизити втрати потужності на 15...30% в залежності від навантаження у порівнянні з втратами в схемах з традиційним керуванням,



а



б

Рис. 6.26



що свідчить про перспективність цього напрямку у перетворювальній техніці.

Перетворювач частоти з проміжною ланкою постійного струму (рис. 6.2), в якому включені реактивні елементи з проміжної ланки постійної напруги (струму) ( $C_d, L_d$ ) може бути віднесений до безпосереднього двоступеневого перетворювача — розподіленого матричного циклоконвертора (*sparse matrix converters*), що побудований за структурою: обернений інвертор струму (напруги) — обернений інвертор напруги (струму), як показано на рис. 6.26,а, б відповідно. У першій схемі обернений інвертор струму виконаний реверсивним за струмом, що забезпечує можливість зміни напрямку струму у ланці постійного струму (в лінії між першим і другим перетворювачами). Це дає можливість для прямого (безпосереднього) обміну потужностями між зовнішніми електричними мережами, підімкненими до входу та виходу перетворювальної системи, що стало підставою віднести такий перетворювач до безпосередніх перетворювачів частоти. Функцію реактора  $L_d$  (див. рис. 4.7,а) у ланці постійного струму інвертора струму виконують високочастотні реактори  $L_{\text{вих}}$  на виході інвертора напруги (вони значно меншої величини, чим  $L_d$ , тому що призначені для обмеження пульсацій струму інвертора на частоті комутації при ШІМ). Функцію конденсатора  $C_d$  (див. рис. 4.63,а) у колі постійної напруги перетворювача виконують конденсатори  $C_{\text{вх}}$  високочастотного фільтра напруги на вході інвертора струму, обмежуючи величину пульсацій струму на ньому.

У другій схемі двоступеневого безпосереднього перетворювача частоти (рис. 6.26,б) автономні інвертори помінялися місцями. В такому перетворювачі з'явилась додаткова якість — можливість підвищити вхідну напругу за рахунок «підсилювальних» властивостей за напругою, як в інверторі струму, так і в оберненому інверторі напруги.

### 6.2.3. Підвищувальні перетворювачі частоти з безпосереднім зв'язком на повністю керованих вентилях

Одним зі способів підвищення вихідної напруги є застосування підвищувально-знижувальних перетворювачів, схеми яких використовуються в імпульсних перетворювачах постійного струму в постійний (див. § 3.2.2, 3.2.3).

На рис 6.27,а наведена схема трифазно-однофазного перетворювача частоти. Циклічне перемикання ключів  $S1...S3$  з широтно-імпульсним регулюванням дозволяє змінювати полярність напруги на реакторі  $L$  з урахуванням знака півхвилі напруги, що формується на виході. Часові діаграми рис. 6.27,б ілюструють процес формування вихідної напруги і струму реактора  $L$ . Передача накопиченої в реакторі енергії у навантаження здійснюється «порціями» при періодичній комутації ключа  $S4$ . Імпульси керування ключем  $S4$  є такими, що доповняють за тривалістю імпульси ключів  $S1...S3$  до такту  $T_T$ . Частота перемикання ключа  $S4$  у декілька разів перевищує частоту вихідної напруги. При визначених сполученнях параметрів на виході одержуємо напругу вищу за вхідну. Вхідний струм, як видно з часових діаграм, є імпульсним і вміщує субгармоніку, яка викликана низькою частотою вихідного струму. Використовуючи імпульсну модуляцію струму

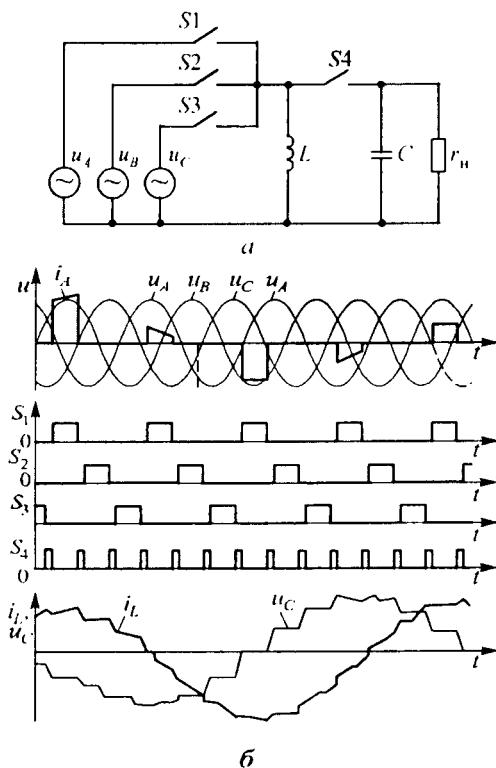


Рис. 6.27

керуванням ключем  $S4$  є такими, що доповняють за тривалістю імпульси ключів  $S1...S3$  до такту  $T_T$ . Частота перемикання ключа  $S4$  у декілька разів перевищує частоту вихідної напруги. При визначених сполученнях параметрів на виході одержуємо напругу вищу за вхідну. Вхідний струм, як видно з часових діаграм, є імпульсним і вміщує субгармоніку, яка викликана низькою частотою вихідного струму. Використовуючи імпульсну модуляцію струму

$i_L$ , який є безперервним у реакторі, можна сформувати на виході змінну напругу, форма якої близька до синусоїдальної.

Субгармоніка у вхідному струмі може бути усунена у трифазно-трифазному підвищувально-знижувальному перетворювачі, побудованому з трьох трифазно-однофазних. Для одержання синусоїдального струму перетворювача вмикають вхідний LC - фільтр.

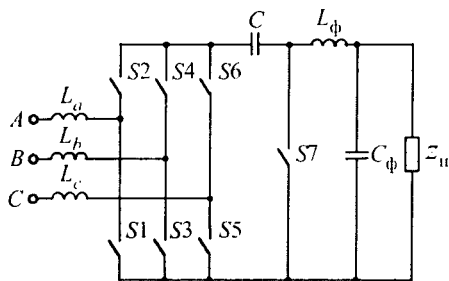


Рис. 6.28

На рис 6.28 наведений мостовий трифазно-однофазний підвищувально-знижувальний циклоконвертор з регулятором на основі схеми Кука, в якому накопичувальний реактор  $L$  розщеплений на три реактори, внесені у фази вхідної напруги. Ключі  $S1...S6$  виконані за

схемою рис. 5.9,в. Міст на ключах  $S1...S6$  еквівалентний зустрічно-паралельному ввімкненню двох трифазних мостових схем на ключах з односторонньою провідністю, і напруга на виході моста може мати будь-яку з двох полярностей в залежності від того, якими транзисторами ключів і коли ними керувати. Таким чином, ключі  $S1...S6$  дозволяють жити такий перетворювач від трифазної мережі змінного струму, а не постійного. При цьому на першому інтервалі такту перетворення повинна накопичуватися енергія в накопичувальних реакторах  $L$  у колі трифазного змінного струму та одночасно забезпечується живлення вихідного кола від накопичувального конденсатора  $C$ . Це здійснюється відкриттям на першому інтервалі всіх ключів  $S1...S6$  моста, що призводить до з'єднання накопичувальних реакторів у зірку, і підмиканням конденсатора до вихідного кола.

На другому інтервалі такту залишаються відкритими тільки три ключі моста ключів  $S1...S6$ , а саме ті з ключів, які забезпечують протікання струму в накопичувальних реакторах у попередніх напрямках і задану полярність вихідної напруги моста. При цьому відкривається і ключ  $S7$ , що призводить до передачі енергії з накопичувальних реакторів  $L$  у накопичувальний конденсатор  $C$  і од-

ночасно живлення навантаження від енергії реактивних елементів вихідного  $L_{\phi}C_{\phi}$  - фільтра.

Рівень вихідної напруги регулятора Кука (див. § 3.2.3) залежить від коефіцієнта заповнення, причому достатньо лінійно до рівня відносної тривалості  $\gamma \approx 0,7$ . Якщо модулювати  $\gamma$  за синусоїдальним законом з урахуванням можливості зміни знака вихідної напруги моста ключів  $S1...S6$ , а отже, і перетворювача, то можна сформувати на виході перетворювача синусоїдальну напругу із заданими амплітудою і частотою.

Вхідний струм перетворювача синусоїдальний (без вхідного  $LC$ - фільтра) і може встановлюватися у фазі з живильною напругою.

### Контрольні запитання

1. Які Ви знаєте перетворювачі частоти?
2. Які переваги та недоліки перетворювачів частоти з проміжною ланкою постійного струму?
3. Що дає проміжне підвищення частоти у перетворювачі?
4. Які Ви знаєте структурні схеми БПЧ з ПК?
5. Який принцип формування кривої вихідної напруги БПЧ з ПК?
6. Від чого залежить форма кривої вихідної напруги БПЧ з ПК?
7. Які способи керування БПЧ з ПК?
8. Які існують типи безпосередніх перетворювачів частоти?
9. Які основні властивості безпосередніх перетворювачів частоти?
10. Назвіть умову узгодження кутів керування вентильними групами в БПЧ на тиристорах.
11. Яке граничне значення частоти вихідної напруги в БПЧ на тиристорах?
12. Які припущення приймають при аналізі процесів у БПЧ з ПК?
13. Які енергетичні показники перетворювачів частоти можуть бути поліпшені методами ШІМ?
14. Які існують способи формування кривої вихідної напруги БПЧ на ПКВ?
15. Які комутаційні функції застосовуються при формуванні вихідної напруги БПЧ на ПКВ?
16. Як визначити миттєве значення вихідної напруги БПЧ на ПКВ?

17. За яких умов у кривій вихідної напруги БПЧ на ПКВ відсутні постійні складові та субгармоніки?
18. Як визначають первинний струм БПЧ на ПКВ?
19. За яких умов у кривій первинного струму БПЧ на ПКВ з'являються постійні складові та субгармоніки?
20. Як здійснюється регулювання вихідної напруги в БПЧ на ПКВ?
21. Яку основну перевагу має схема БПЧ на ПКВ перед перетворювачем частоти з проміжною ланкою постійного струму?
22. Якими способами можна забезпечити підвищення вихідної напруги відносно вхідної в схемі БПЧ на ПКВ?
23. Що таке матричний БПЧ на ПКВ?
24. Від яких параметрів підвищувально-знижувальних БПЧ залежить граничне значення коефіцієнта перетворення за напругою?
25. У якому типі БПЧ можливий практично синусоїдальний вхідний струм, співпадаючий за фазою з вхідною напругою?
26. Якими пристроями можна усунути перенапруги, що виникають при обриві струму у мережі живлення?

## **КОМПЕНСАТОРИ РЕАКТИВНОЇ ПОТУЖНОСТІ ТА 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.

### **7.1. КОМПЕНСАТОРИ РЕАКТИВНОЇ ПОТУЖНОСТІ**

#### **7.1.1. 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. § 5.2). На рис. 7.1 наведені схема (а) та часові діаграми струмів та напруг (б). При  $\alpha \neq 0$  тиристри 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

$$I_{(1)} = \frac{U_2}{\omega_M L} \left( 1 - \frac{2\alpha}{\pi} - \frac{\sin 2\alpha}{\pi} \right), \quad (7.1)$$

$$I_{(q)} = \frac{4}{\pi} \frac{U_2}{\omega_M L} \left[ \frac{\sin(q+1)\alpha}{2(q+1)} - \frac{\sin(q-1)\alpha}{2(q-1)} - \sin \alpha \frac{\cos q\alpha}{q} \right], \quad (7.2)$$

де  $q = 2k + 1$  — номер гармоніки;  $k = 1, 2, 3, \dots$

Як видно з виразу (7.2) у кривій струму реактора присутні тільки непарні гармоніки 3, 5, 7, 9, 11, 13, ...

При зміні кута  $\alpha$  від 0 до  $\pi/2$  величина першої гармоніки монотонно зменшується, а величини інших гармонік зростають і змен-

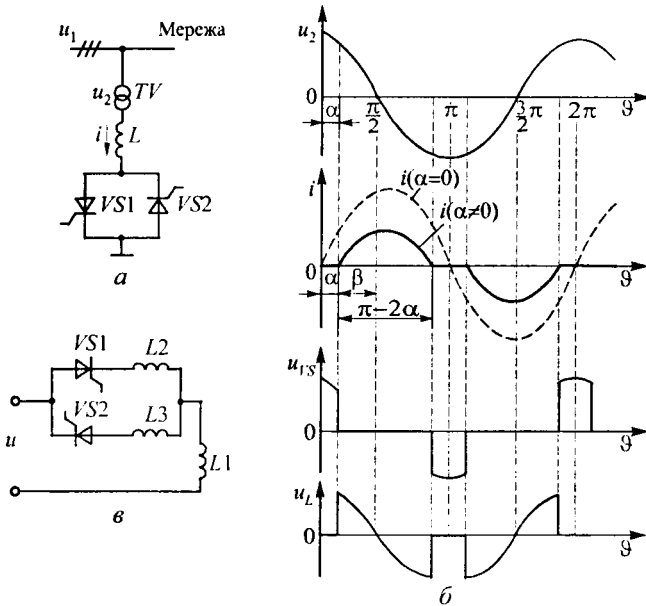


Рис. 7.1

шуються. При великих кутах  $\alpha$  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)

$$Q = UI_{(1)} = \frac{U_2^2}{\omega_M L} \left( 1 - \frac{2\alpha}{\pi} - \frac{\sin 2\alpha}{\pi} \right). \quad (7.3)$$

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. 7.1,б).

З урахуванням (7.3)

$$Q_{p(1)}/Q = U_{p(1)}/U_2 = 1 - \frac{2\alpha}{\pi} - \frac{\sin 2\alpha}{\pi}.$$

Типова (габаритна) потужність реактора

$$S_p = I^2 \omega_M L = \frac{U_2^2}{\omega_M L} \left[ 1 - \frac{2\alpha}{\pi} - \frac{3 \sin 2\alpha}{\pi} + \frac{2(\pi - 2\alpha) \sin^2 \alpha}{\pi} \right], \quad (7.4)$$

де  $I$  — діюче значення струму реактора.

З виразів (7.3) і (7.4) видно, що для зменшення габаритів реактора доцільно найбільшу реактивну потужність одержувати при декотрому 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. 7.1,в).

На практиці знаходять застосування трифазні компенсатори, побудовані за схемами трифазних регуляторів змінної напруги (див. рис. 5.4,а, б, в), в яких замість навантаження  $z_n$  ввімкнені реактори  $L$  (тиристори і реактори можуть бути змінені місцями).



У трифазному компенсаторі з трьох однофазних з нульовим проводом (показаний на рис. 5.4,*a* 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 двоімпульсною (див. рис. 5.4,*e*).

Керувати напругою на реакторі, а отже, і його струмом можна, якщо ввімкнути його у коло постійного струму на виході випрямляча, як показано на рис. 7.2,*a* 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 (див. рис. 1.39,*z*), а випрямляч

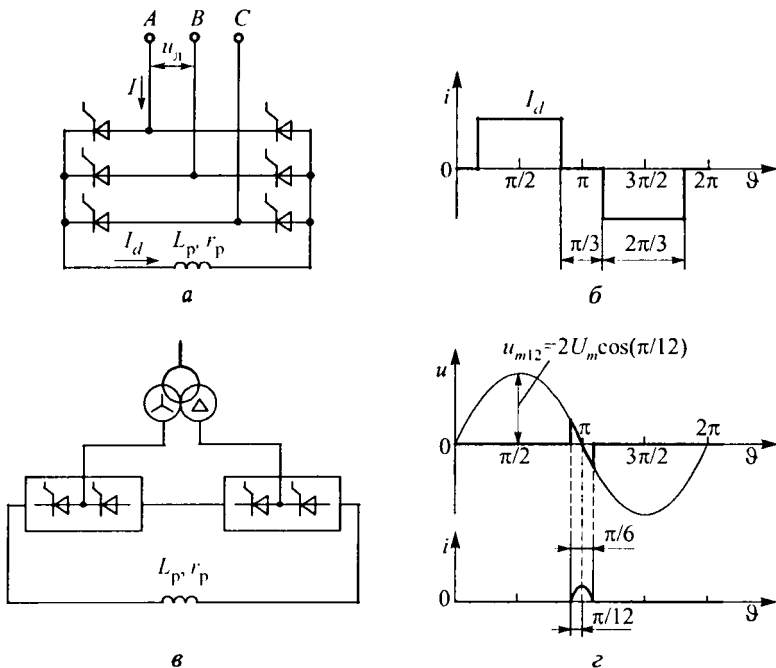


Рис. 7.2

споживає з мережі реактивну потужність зсуву. Регулювання реактивної потужності у всьому діапазоні від нуля до максимального значення здійснюється за рахунок незначної зміни кута  $\alpha$ , 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

$$I = \sqrt{2/3} I_d; I_{(1)} = (\sqrt{6}/\pi) I_d; I_{(q)} = I_{(1)}/q,$$

де  $q = 6k \pm 1, k = 1, 2, 3, \dots$

Реактивна потужність зсуву при синусоїдальній напрузі живлення

$$\begin{aligned} Q &= \sqrt{3} U_{\pi} I_{(1)} \sin \varphi_{(1)} = \sqrt{3} U_{\pi} I_{(1)} \sin \alpha = \\ &= 3 \left( \sqrt{2}/\pi \right) U_{\pi} I_d \sin \alpha = U_{d0} I_d \sin \alpha \end{aligned}$$

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  $\alpha$  лише приблизно на  $1^\circ$ , 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  $\alpha$  приблизно на  $3,5^\circ$ .

З наведеного прикладу витікає, що у всьому діапазоні регулювання струму можна прийняти  $\sin \alpha \approx 1$ , тому

$$Q \approx \sqrt{3}U_{\text{л}}I_{(1)} \doteq U_{d0}I_d. \quad (7.5)$$

Реактивна потужність, як випливає з (7.5), не залежить у явній формі від величини індуктивності реактора  $L_p$ .

Величину  $L_p$  слід вибрати так, щоб мінімальний випрямлений струм  $I_{d\text{гр}}$ , що відповідає мінімальній реактивній потужності, був гранично-безперервним (див. (1.99)).

Мінімальна індуктивність реактора у 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

$$L_p = 1,126 U_d / (\omega_M I_{d\text{ном}}) \quad (7.6)$$

Враховуючи вираз (7.5), отримуємо

$$L_p = 1,26 \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \frac{U_{\text{л}}^2}{\omega_M Q_{\text{ном}}} \approx 1,7 \frac{U_{\text{л}}^2}{\omega_M Q_{\text{ном}}}, \quad (7.7)$$

де  $I_{d\text{гр}}$  — максимальне значення реактивної потужності, що відповідає струму  $I_{d\text{ном}}$ .

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 при умові, що забезпечується гранично-безперервний режим при струмі, що складає 10 % від номінального.

Витрати на реактор еквівалентні витратам на реактори у схемах рис. 5.4, а, в.

Для зниження витрат на реактори треба збільшувати пульсність випрямлення. У схемі дванадцятипульсного випрямляча (рис. 7.2, в),

утвореного послідовним з'єднанням двох трифазних мостових схем, напруги яких зсунуті за фазою на  $30^\circ$  (з з'єднанням у зірку і трикутник), реактивна потужність повинна бути такою ж, як і для 6-пульсної схеми, що здійснюється зменшенням у два рази або номінального випрямленого струму  $I_{d\text{ном}}$ , або лінійної напруги  $U_\Delta$  вентильних обмоток трансформатора.

Індуктивність реактора у 12-пульсній схемі можна визначити за допомогою часової діаграми рис. 7.2,с, де  $U_{m12} = U_m \cos 15^\circ \approx 1,932U_m$  — амплітуда еквівалентної напруги в 12-пульсній схемі, а  $U_m$  — амплітуда лінійної напруги одного з послідовно ввімкнених 6-пульсних випрямлячів

$$L_p = 0,46 \frac{U_m}{\omega_M I_{d\text{ном}}} = 0,649 \frac{U_\Delta}{\omega_M I_{d\text{ном}}}. \quad (7.8)$$

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 у порівнянні з 6-пульсною схемою при однаковій реактивній потужності. Проте декілька ускладнюється трансформатор.

Наведені вище вирази для індуктивності та типової потужності реактора одержані при умові, 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.

### 7.1.2. Конденсатори, комутовані тиристорами

Схема компенсатора з тиристорними ключами в колі конденсаторних батарей (секцій), які ввімкнені паралельно з навантаженням (паралельна, поперечна компенсація), наведена на рис. 7.3,а. При збільшенні споживаної навантаженням реактивної потужності під-

микається 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 напруга мережі та конденсаторів рівні одна іншій при амплітудному значенні напруги мережі. Це відповідає переходу через нуль синусоїдальної кривої струму конденсатора в усталеному режимі (рис. 7.3,б).

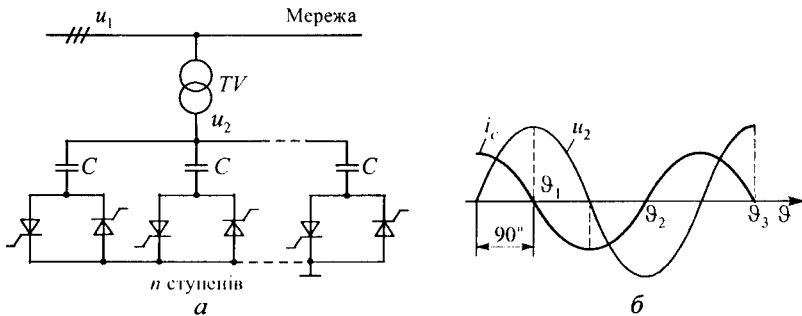


Рис. 7.3

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, а їх закриття відбувається 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 короточасне ввімкнення тиристорів.

У схемі рис. 7.3,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. 7.3,б), при використанні однієї ступені максимальна затримка при вмиканні може складати один період (0,02с при частоті 50Гц), (моменти  $\vartheta_1$  або  $\vartheta_2$ ).

Затримка на вимкання не перевищує половини періоду.

Якщо в ключі застосувати зустрічно-паралельне з'єднання тиристора та діода, то затримка на вимкання 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. 7.4, в якій конденсаторні секції шунтуються зу-

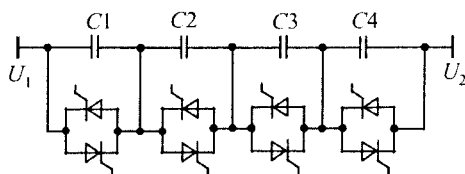


Рис. 7.4

стрічно-паралельними тиристорами, з'єднаними послідовно. Для запобігання виходу 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.

### 7.1.3. Конденсаторно-реакторні компенсатори реактивної потужності

Розглянуті компенсатори компенсують або випереджаючий реактивний струм мережі (рис. 7.1,а), або відстаючий реактивний струм мережі (рис. 7.3,а, 7.4). На основі розглянутих схем можна створити конденсаторно-реакторні компенсатори, які дозволяють регулювати величину та вид вхідної реактивної потужності за раху-

нок виконання регульованих (конденсаторної або реакторної) частин. На рис. 7.5 наведена схема (а) такого компенсатора та векторна діаграма (б) для перших гармонік напруги та струмів компенсатора. Фаза реактивного струму на вході компенсатора  $+90^\circ$  або  $-90^\circ$  визначається співвідношенням величин нерегульованого струму конденсатора та регульованого струму реактора.

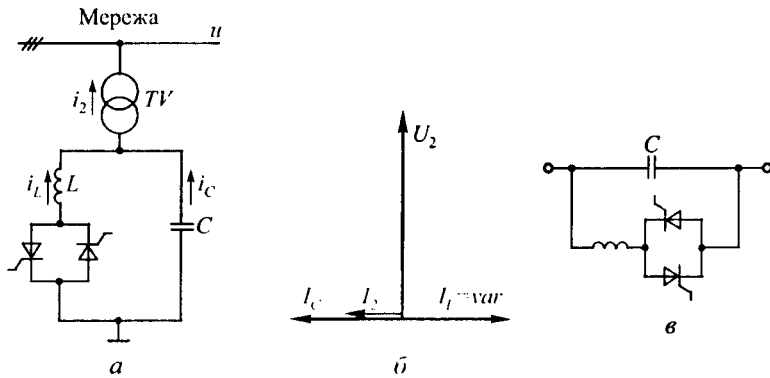


Рис. 7.5

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 його є низькі питомі масо-габаритні показники, обумовлені необхідністю використовувати тиристори, що розраховані на керування повною потужністю компенсації, а також значне спотворення форми струму в реакторі.

На рис. 7.5,в наведена схема однієї чарунки схеми з послідовною компенсацією (див. рис. 7.4), в якій конденсатори і реактори зустрічно-паралельними тиристорами підмикаються послідовно. Реактори виконують функції аналогічні тим, що виконують реактори у схемі з паралельною компенсацією. Значення струму регулюється за допомогою фазового керування тиристорами. У залежності від значення кута керування тиристорами реактори компенсують

емність послідовних конденсаторів у мережі. При відсутності конденсаторної компенсації тиристри відкриті і шунтують конденсатори, а при повній компенсації — закриті.

#### 7.1.4. 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 реактанса синхронної машини (рис. 7.6). У залежності від величини ЕРС синхронного компенсатора у порівнянні з напругою мережі струм компенсатора може мати відстаючий або випереджуючий характер по відношенню до напруги мережі (рис. 7.6, б, в).

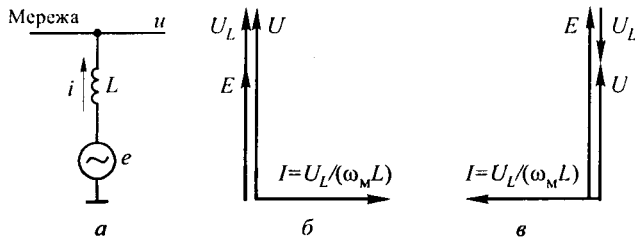


Рис. 7.6

Повністю керовані прилади великої потужності: запірні тиристри (*GTO* – тиристри), силові транзистори (*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. 7.7).

Тому що обидва інвертори працюють в режимі з вихідними струмами, зсунутими на  $90^\circ$  відносно своєї напруги, тобто в режимі джерел реактивної напруги, у колі постійної напруги (струму) дже-



рело живлення не потрібне. Тобто, враховуючи, що реактивна потужність носить обмінний характер, в якості тимчасового накопичувача енергії використовують реактор  $L_d$  (рис. 7.7,а) або електролітичний конденсатор  $C_d$  (рис. 7.7,б).

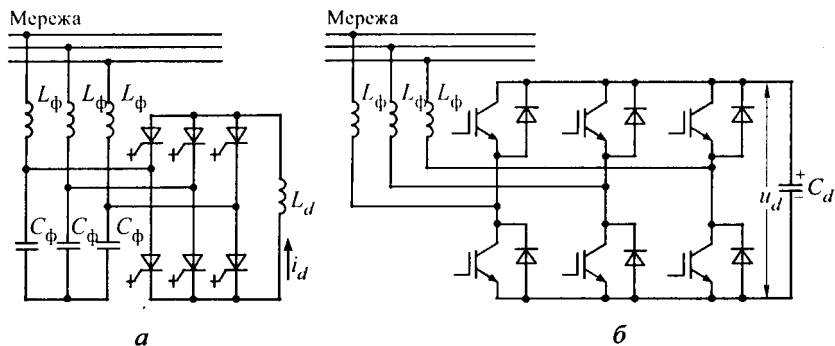


Рис. 7.7

Втрати активної потужності в інверторах компенсуються споживанням невеликої активної потужності з мережі за рахунок зсуву фази струму відносно напруги інвертора на кут, трохи менший  $90^\circ$ . 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. 7.6,б, в, але і згладжують вищі гармоніки, обумовлені несинусоїдальністю вихідних напруг інвертора струму та інвертора напруги компенсатора.

Можливо використання в якості джерела реактивної напруги у компенсаторі реактивної потужності і безпосереднього перетворювача частоти на повністю керованих вентилях (див. § 6.2.2).

## 7.2. АКТИВНІ ФІЛЬТРИ — КОМПЕНСАТОРИ ПОТУЖНОСТІ СПОТВОРЕННЯ

*Активним (силовим) фільтром (АФ)* називають перетворювач змінного/постійного струму (з ємнісним або індуктивним накопичу-

вачем електричної енергії на стороні постійного струму), формуючий методами імпульсної модуляції усереднене значення струму (напруги), що дорівнює різниці нелінійного (що фільтрується) струму або напруги та синусоїдального струму (напруги) його основної гармоніки.

У залежності від схеми та принципів керування АФ поділяються на джерела напруги і джерела струму.

На рис. 7.8 наведені структурні схеми ввімкнення АФ у вигляді джерел напруги  $u_{AF}$  (а) та джерела струму  $i_{AF}$  (б). Якщо напруга мережі несинусоїдальна (на рисунку прямокутник), а напруга на навантаженні повинна бути синусоїдальною, то джерело компенсувальної напруги  $u_{AF}$  повинно повторювати у протифазі різницю миттєвої кривої напруги мережі  $u_m$  та її першої гармоніки  $u_{m(1)}$  (рис. 7.8,а)

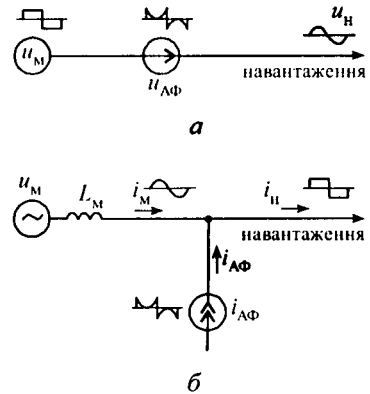


Рис. 7.8

$$\left. \begin{aligned} u_n(\vartheta) &= U_{m(1)} \sin(\vartheta - \varphi_{(1)}); \\ u_m(\vartheta) &= \sum_{q=1}^{\infty} U_{m(q)} \sin(q\vartheta - \varphi_{(q)}); \\ u_{AF}(\vartheta) &= \sum_{q \neq 1}^{\infty} U_{m(q)} \sin(q\vartheta - \varphi_{(q)}); \\ u_n(\vartheta) &= u_m(\vartheta) - u_{AF}(\vartheta), \end{aligned} \right\} (7.9)$$

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

$$P_{\text{АФ}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left[ \sum_{q \neq 1}^{\infty} U_{m(q)} \sin(q\vartheta - \varphi_{i(q)}) \right] I_{nm(1)} \sin(\vartheta - \varphi_{i(1)}) d\vartheta = 0, \quad (7.10)$$

де  $I_{nm(1)}$  і  $\varphi_{i(1)}$  — амплітуда та фаза струму першої гармоніки навантаження.

З (7.10) 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  $i_n$ , що створюється, як правило, нелінійним навантаженням, використовується АФ, що формує несинусоїдальний струм, який дорівнює різниці струму навантаження  $i_n$  і струму його основної гармоніки  $i_{n(1)}$ . Такий АФ підмикається паралельно нелінійному навантаженню як можна ближче (рис. 7.8,б). При відсутності втрат

$$\left. \begin{aligned} i_n(\vartheta) &= \sum_{q=1}^{\infty} I_{m(q)} \sin(q\vartheta - \varphi_{i(q)}); \\ i_{\text{АФ}}(\vartheta) &= \sum_{q \neq 1}^{\infty} I_{m(q)} \sin(q\vartheta - \varphi_{i(q)}); \\ i_m(\vartheta) &= i_n(\vartheta) - i_{\text{АФ}}(\vartheta) = I_{m(1)} \sin(\vartheta - \varphi_{i(1)}); \\ P_{\text{АФ}} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left[ \sum_{q \neq 1}^{\infty} I_{m(q)} \sin(q\vartheta - \varphi_{i(q)}) \right] U_{m(1)} \sin(\vartheta - \varphi_{u(1)}) d\vartheta = 0, \end{aligned} \right\} \quad (7.11)$$

де  $U_{m(1)}$  і  $\varphi_{u(1)}$  — амплітуда та фаза напруги першої гармоніки мережі.

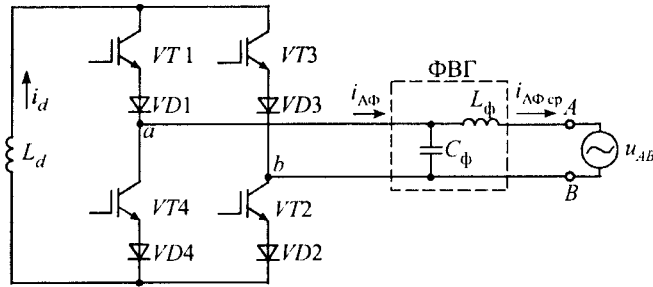
З (7.11) видно, що паралельний АФ, що працює в режимі формування струму, який компенсує спотворення струму навантаження, також не впливає на баланс активної потужності в системі джерело – навантаження. Обмін потужністю спотворення відбувається між нелінійним навантаженням і паралельним АФ.

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 у 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.

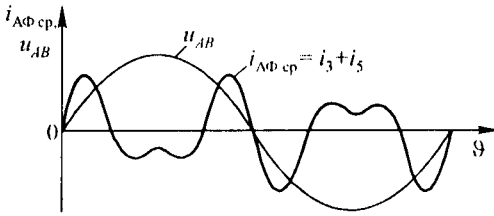
У залежності від виду накопичувача в якості схем АФ використовуються перетворювачі з властивостями джерела струму (накопичувач у вигляді реактора) (рис. 7.9,*a*) або джерела напруги (накопичувач у вигляді конденсатора) (рис. 7.10,*a*).

На рис. 7.9, наведена схема (*a*) інвертора з властивостями джерела струму (інвертора струму), обумовленого реактором  $L_d$  ( $L_d \rightarrow \infty$ ), і часові діаграми (*b*) струму та напруги (мережі). Методами імпульсної модуляції на виході АФ ключами  $VT1...VT4$  формуються модульовані імпульси  $i_{\Lambda\Phi}$  за заданим системою керування законом. Після фільтрації цього струму фільтром вищих гармонік ФВГ в мережу змінної напруги  $u_{AB}$  надходить усереднений (відфільтрований) струм  $i_{\Lambda\Phi\text{ср}}$ , миттєве значення якого змінюється у відповідності з функцією модуляції струму  $i_d$ . Струм  $i_{\Lambda\Phi\text{ср}}$  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  $i_{\Lambda\Phi\text{ср}}$  залежить від точності передачі спектра кривої  $i_{\Lambda\Phi\text{ср}}$  до часто-

ти їх верхньої гармоніки, що визначається у відповідності з теоремою відліків Котельникова половинною частоти комутації при ШІМ.



a



б

Рис. 7.9

Схема АФ з ємнісним накопичувачем (інвертор напруги), що володіє властивостями джерела напруги, наведена на рис. 7.10,а. Процеси формування вихідної напруги  $u_{ab}$  подібні формуванню струму  $i_{\Lambda\Phi}$  у схемі рис. 7.9,а. АФ з ємнісним накопичувачем — конденсатор  $C_d$  ( $C_d \rightarrow \infty$ ) — може формувати на виході напругу заданої форми. На рис. 7.10,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. 7.9,а, 7.10,а) вмикаються паралельно шинам мережі, що відповідає уявленню їх еквівалентними джерелами несинусоїдального струму потрібної форми. Ці ж схеми можуть бу

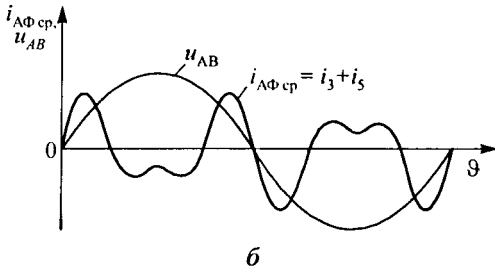
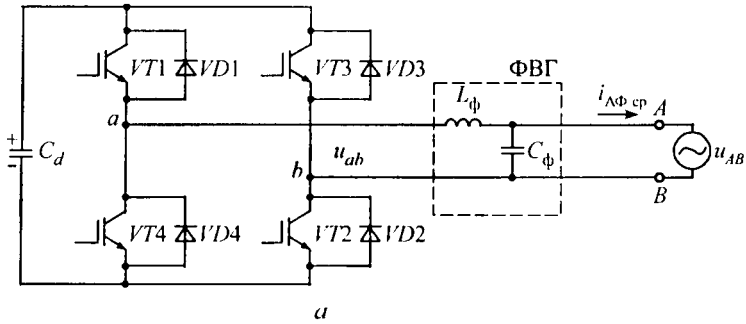


Рис. 7.10

ти ввімкнені в мережу послідовно та розглядатися як еквівалентні джерела несинусоїдальної напруги. При послідовному ввімкненні АФ (рис. 7.11) з індуктивним накопичувачем (звичайно через трансформатор) на виході фільтра підмикають опір  $z_{\Lambda\Phi}$ , що забезпечує протікання основної гармоніки струму навантаження  $i_n$  у колі: джерело напруги мережі — навантаження. Це необхідно тому, що АФ з індуктивним накопичувачем володіє великим внутрішнім опором. Опір  $z_{\Lambda\Phi}$  дещо знижує напругу основної гармоніки мережі. АФ з ємнісним накопичувачем володіє малим внутрішнім опором і тому його застосування краще.

З урахуванням виду накопичувача можна виділити чотири схеми АФ: з паралельним і послідовним підмиканням до мережі при індуктивному або ємнісному накопичувачі. Найбільше практичне застосування

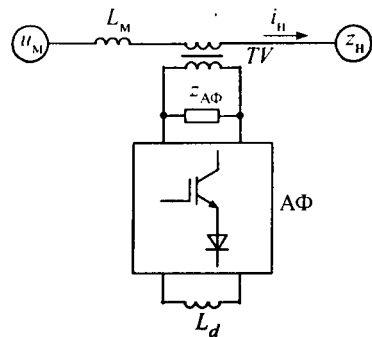


Рис. 7.11

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. 7.12 наведена схема (а) і часові діаграми струмів (б) АФ з ємнісним накопичувачем, підімкненим паралельно до мережі. Такий 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  $i_{АФ}$ , який у сумі зі спотвореним струмом навантаження  $i_n$  забезпечує надходження в мережу синусоїдального струму, який дорівнює струму основної гармоніки  $i_{n(1)}$ .

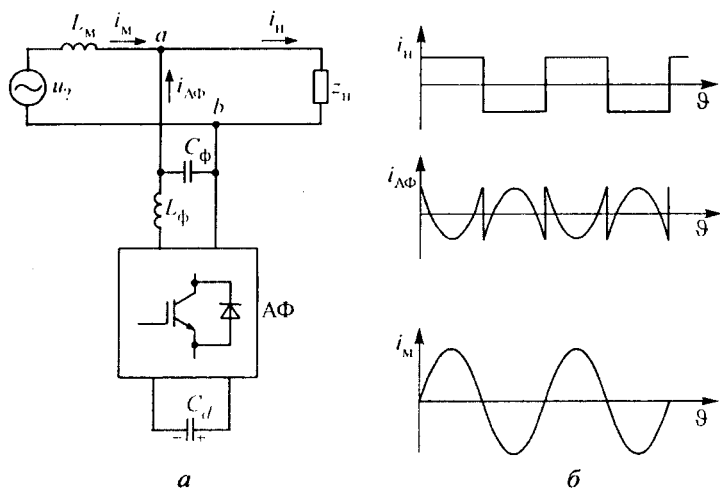


Рис. 7.12

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 визнача-

ється максимальними значеннями суми компенсуючого та фільтрувального струмів.

На рис. 7.13 наведена схема (а) та часові діаграми напруг (б) АФ з ємнісним накопичувачем, послідовно підімкненим до мережі з несинусоїдальною напругою  $u_M$  і який забезпечує синусоїдальну напругу на навантаженні. Такий АФ є високочастотним додатним 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.

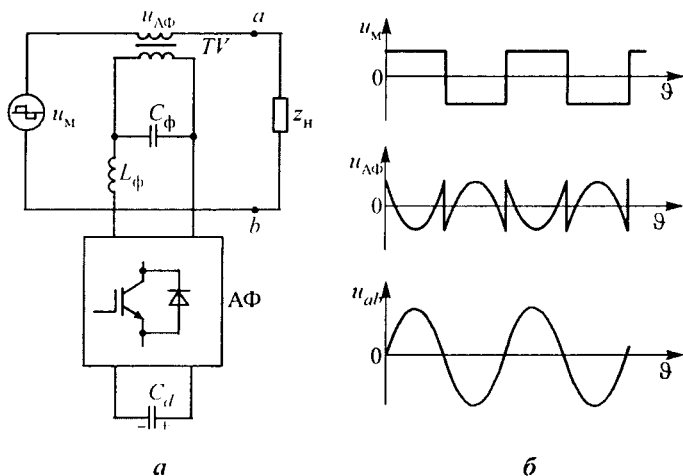


Рис. 7.13

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. 7.14 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 викликані спершу всього коливаннями навантаження. У цьому випадку послідовний фільтр напруги виконує ще функцію вольтододатного регулятора змінної напруги (див. розділ 5). Такі системи призначені для великої електроенергетики і одержали назву *гнучких ліній електропередачі (FACTS—Flexible Alternative Current Transmission System)*.

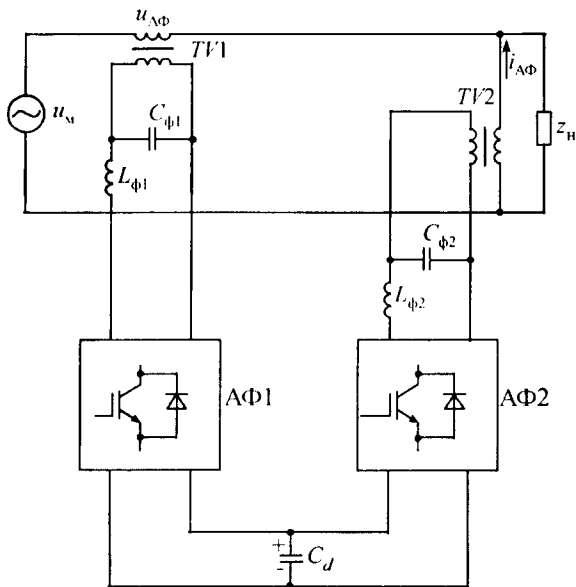


Рис. 7.14

На рис. 7.15,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.7.15,б). АФ2, вторинні обмотки якого ввімкнені послідовно, генерують або споживають електроенергію за допомогою послідов-

ного додавання напруги  $\Delta U$ , перша гармоніка якої також може знаходитися у будь-якому квадранті комплексної площини відносно струму в обмотці трансформатора (рис.7.15,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, який ввімкнений на стороні постійного струму, що приведе до нестабільності середнього значення напруги на конденсаторі. Це не розповсюджується на неактивні потужності (реактивні та потужності спотворення), обмін якими АФ 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 правилом для створення додаткової напруги, яка змінюється за фазою. Зміна величини та фази цієї напруги дозволяє змінювати кут  $\delta$  між напругами на кінцях лінії. Таким чином можливе ефективне керування потоком потужності в лінії.

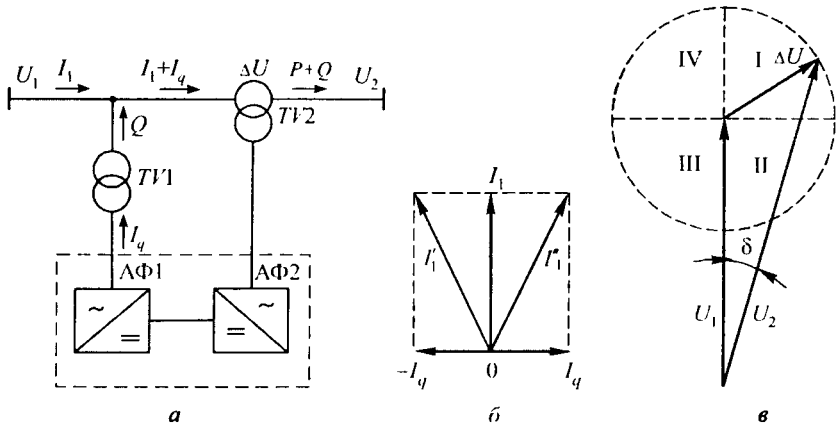


Рис. 7.15

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. 7.16 (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: підвищити ефективність фільтрації за допомогою корекції його частотної характеристики; зменшити негативний вплив зміни параметрів фільтра та відхилення частоти гармоніки, що фільтрується, у процесі експлуатації; демпфувати небажані резонансні явища, обумовлені пасивними елементами фільтрів; зменшити гармонічні складові струму мережі, обумовлені різними джерелами вищих гармонік.

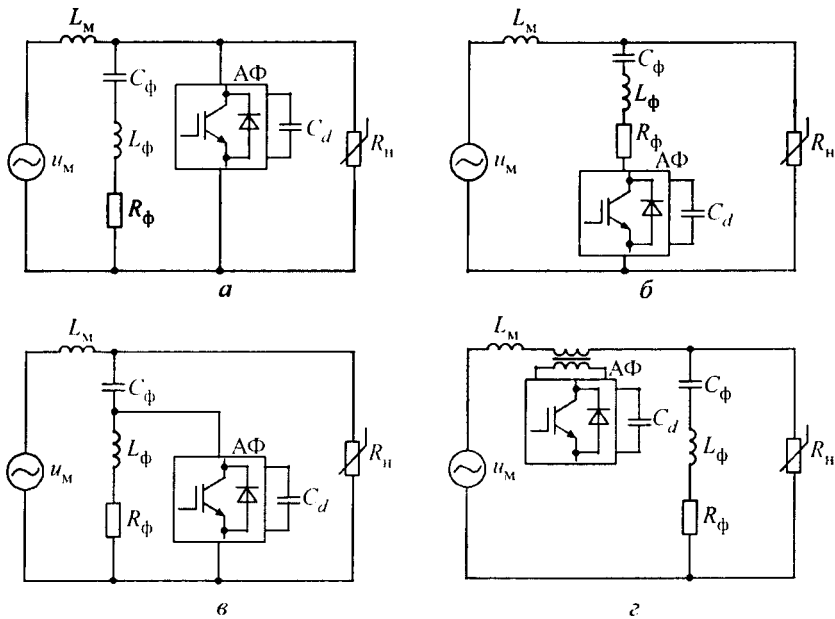


Рис. 7.16

Задачі, що розв'язуються комбінованим фільтром, пов'язані з спектральним складом вхідного сигналу регулятора. Для підвищення якості фільтрації пасивним фільтром на частоті його налаштування достатньо «відслідковувати» тільки гармоніку вхідного сигналу цієї гармоніки. У цьому випадку установлена потужність активної частини фільтра значно менша, ніж при відпрацюванні сигналу в

уському 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.

### Контрольні запитання

1. Які пристрої називають компенсаторами неактивних складових повної потужності?
2. Які існують типи вентильних пристроїв компенсації неактивних складових повної потужності?
3. Які відомі типи вентильних компенсаторів реактивної потужності?
4. Які пристрої та елементи лежать в основі силової частини активних фільтрів?
5. Чим визначається величина реактивної потужності реактора, керуваного тиристорами?
6. Як регулюється реактивна потужність у компенсаторі з вентильним джерелом реактивної напруги?
7. Які відомі типи активних фільтрів?
8. На яку максимальну потужність елементів повинен бути розрахований активний фільтр?
9. Як виключаються кидки струму в конденсаторах, комутованих тиристорами?
10. Які компенсатори утворюють гнучку лінію електропередачі?

## ДЖЕРЕЛА ВТОРИННОГО ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ ЕЛЕКТРОННОЇ АПАРАТУРИ

### 8.1. КЛАСИФІКАЦІЯ ДЖЕРЕЛ ВТОРИННОГО ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ ЕЛЕКТРОННОЇ АПАРАТУРИ

Джерела вторинного електроживлення (ДВЕЖ) електронної апаратури в залежності від призначення забезпечують зміну рівня вхідної напруги, випрямлення, інвертування, стабілізацію, фільтрацію, захист або комбінацію цих функцій. У зв'язку з різницею призначення, умов експлуатації і широким діапазоном параметрів електронної апаратури ДВЕЖ повинні забезпечувати широкий діапазон варіювання своїх параметрів.

ДВЕЖ можна класифікувати за наступними основними характеристиками.

1. За видом вхідної електроенергії такі, що працюють: від мережі змінного струму (одно- або трифазного); від мережі постійного струму; від мереж змінного і постійного струмів.

2. За вихідною потужністю: мікропотужні  $P_{\text{вих}} \leq 1 \text{ Вт}$ ; малої потужності  $P_{\text{вих}} = 1 \dots 10 \text{ Вт}$ ; середньої потужності  $P_{\text{вих}} = 10 \dots 100 \text{ Вт}$ ; підвищеної потужності  $P_{\text{вих}} = 100 \dots 1000 \text{ Вт}$ ; великої потужності  $P_{\text{вих}} \geq 1000 \text{ Вт}$ .

3. За видом вихідної електроенергії: з вихідною напругою змінного струму (одно- або трифазного); з вихідною напругою постійного струму; комбіновані (з вихідними напругами змінного та постійного струмів).

4. За номінальним значенням вихідної напруги  $U_{\text{вих}}$ : низької  $U_{\text{вих}} < 100 \text{ В}$ ; середньої  $U_{\text{вих}} = 100 \dots 1000 \text{ В}$ ; високої  $U_{\text{вих}} > 1000 \text{ В}$ . Джерела живлення з рівнем вихідної напруги більше  $1000 \text{ В}$  називають високовольтними. У цих джерелах робочі ланцюги знаходять-

ся під потенціалом відносно «землі» вище робочої напруги і в цьому випадку такі джерела називають високопотенціальними.

5. За стабільністю напруги на навантаженні: нестабілізуючі та стабілізуючі. Стабілізуючі джерела електроживлення забезпечують стабільність вихідної напруги (струму) на заданому рівні при дії дестабілізуючих факторів (зміни вхідної напруги, вихідного струму, температури навколишнього середовища, а також під впливом іонізуючих випромінювань, часу безперервної роботи, вологості навколишнього повітря, механічної дії). Вони мають у своєму складі стабілізатор напруги (струму): параметричний, компенсаційний, комбінований.

6. За принципом регулювання (стабілізації): безперервний (лінійний); імпульсний (ключовий).

7. За допустимим відхиленням номіналу вихідної напруги (рівню нестабільності): низької точності ( $>5\%$ ); середньої точності ( $1 \dots 5\%$ ); високої точності ( $0,1 \dots 1\%$ ); прецизійні ( $<0,1\%$ ).

8. За рівнем пульсацій (змінної складової) вихідної напруги постійного струму: малий рівень ( $<0,1\%$ ); середній рівень ( $0,1 \dots 1\%$ ); великий рівень ( $>1\%$ ).

9. За числом виходів: одноканальні (один вихід) та багатоканальні (два і більше).

На рис. 8.1 наведені типові структурні схеми джерел живлення, які вміщують наступні функціональні вузли: трансформатор  $TU$ , випрямляч  $B$ , згладжувальний фільтр  $\Phi$ , стабілізатор напруги  $C$ , датчик напруги (подільник напруги  $ДН$ , заводозахисний фільтр  $ЗЗ\Phi$ , регульований інвертор  $IP$ , нерегульований інвертор  $I$ ).

Трансформатор на вході ДВЕЖ (рис. 8.1, *a, б*) розраховується на частоту струму системи електропостачання. Такі схеми використовуються при малій вихідній потужності, тому що трансформатор при роботі на частоті струму мережі має підвищені габаритні розміри та масу.

У схемах рис. 8.1, *в, г, д, е* у вихідних колах використовуються вузли  $ЗЗ\Phi$  (заводозахисні фільтри), які здійснюють фільтрацію високочастотних завод як з боку мережі, так і з боку інвертора в мережу.

У схемах рис. 8.1, *в, г* застосовується інвертор, що регулює вихідну напругу джерела за сигналом зворотного зв'язку з датчика напруги  $ДН$ . У схемі рис. 8.1, *д* інвертор  $I$  виконує лише функцію

перетворення постійного струму в змінний, а стабілізацію напруги здійснює стабілізатор С за сигналом зворотного зв'язку з трансформатора (від додаткової обмотки).

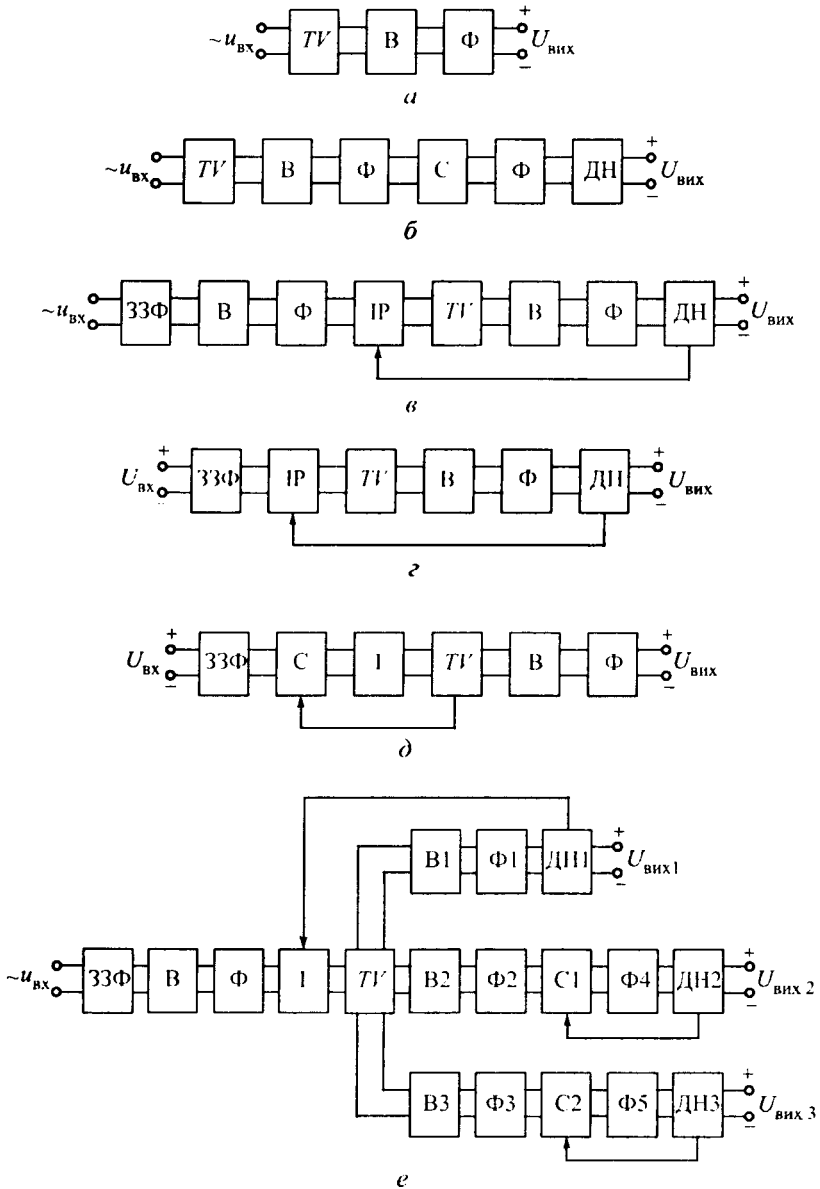


Рис. 8.1

На рис. 8.1,*е* наведена схема багатоканального ДВЕЖ. Зворотний зв'язок на регулювальний інвертор може бути поданий тільки з одного входу, тому інші канали при необхідності стабілізації їх вихідних напруг повинні бути обладнані вузлами стабілізації С1 і С2. Зворотний зв'язок на інвертор звичайно подається з виходу каналу, розрахованого на більший струм.

Випрямлячами у ДВЕЖ можуть бути випрямлячі однофазного та трифазного струмів з різною реакцією навантаження (див. розділ 1).

## 8.2. ЗАГАЛЬНІ ВИМОГИ ДО ДЖЕРЕЛ ВТОРИННОГО ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ ЕЛЕКТРОННОЇ АПАРАТУРИ

ДВЕЖ електронної апаратури характеризується наступними основними параметрами:

- показниками надійності роботи;
- значенням та відхиленням напруги та струму вхідної мережі;
- значеннями, нестабільністю і пульсацією вихідної напруги при дії дестабілізуючих факторів;
- наявністю захисту при аварійних режимах;
- коефіцієнтом корисної дії;
- габаритними розмірами та масою.

Степінь важливості окремих показників визначається конкретним типом навантаження та умовами експлуатації, але для будь-якого джерела надійність роботи є його важливішою характеристикою. Вона оцінюється часом наробки на відмову та імовірністю безвідмовної роботи. Вибір показників надійності визначається призначенням електронної апаратури. Так, найбільшу наробку на відмову повинна забезпечити апаратура, що розміщується на об'єктах, що не обслуговуються (космічні апарати, буї і т.п.). Найбільша імовірність безвідмовної роботи вимагається від електронної апаратури, функціонування якої на протязі заданого (порівняно невеликого) часу повинно бути гарантовано. До таких об'єктів відносяться медична апаратура, ракетна техніка та т.п. Наробка на відмову окремих складових частин (функціональних вузлів) ДВЕЖ звичайно знаходиться в межах  $(50...100) \cdot 10^3$  год, а наробка на відмову ДВЕЖ в межах



$(20...70) \cdot 10^3$  год. Імовірність безвідмовної роботи ДВЕЖ та їх функціональних вузлів складає приблизно 0,95 за 1000 год безперервної роботи.

Значення пульсацій вихідної напруги ДВЕЖ визначає її електромагнітну сумісність з навантаженням. Електронна апаратура, виконана на цифрових компонентах, пред'являє помірні вимоги до пульсацій ДВЕЖ. Так, для живлення цифрових мікросхем допустима напруга постійного струму з змінною складовою не більше 1%. Для аналогової апаратури в більшості випадків допустима пульсація  $(0,1...0,2) \%$  від рівня вихідної напруги.

Зміна вхідного струму ДВЕЖ при динамічному характері навантаження визначає можливість його електромагнітної сумісності з системою електропостачання, особливо з системою обмеженої потужності. Рівень електромагнітних завад з боку ДВЕЖ у систему електропостачання в суттєвому степені залежить від значення реактивної складової вхідного струму, а при комутації змінного струму також від миттєвого значення вхідної напруги. Застосування вхідного фільтра зменшує пульсації на вході ДВЕЖ як з боку системи електропостачання, так і з боку самого джерела. Завади від ДВЕЖ не повинні перевищувати значень, встановлених у нормативно технічній документації.

Нестабільність вихідної напруги стабілізуючого ДВЕЖ до 2% від номінальної напруги для багатьох видів навантажень може бути прийнятною. В окремих випадках вимоги можуть бути більш жорсткими і відхилення напруги від номінальної не повинно перевищувати 1%. Найбільший вплив на нестабільність вихідної напруги виявляють діапазони зміни температури навколишнього середовища та вихідного струму. При імпульсному характері та широкому діапазоні зміни струму, що споживається навантаженням, забезпечення вимог за нестабільністю вихідної напруги може викликати значне ускладнення схеми та конструкції. Нестабільність вихідної напруги на протязі заданого проміжку часу (наприклад, на протязі 24 год) може бути задана не більше 0,02 %.

Нестабільність вихідної напруги високовольтних ДВЕЖ повинна забезпечуватися не тільки схемними, але і конструктивно-технологічними мірами. Це викликано тим, що наявність високої

напруги є передумовою для збільшення струмів витоку. У малопотужних пристроях під дією дестабілізуючих факторів (у першу чергу — підвищеної вологості) струми витоку можуть бути порівняні з вихідним струмом, що призводить до зміни вихідної напруги.

В аварійних режимах ДВЕЖ повинні забезпечувати: електричний захист навантаження від перевищення допустимого рівня вихідної напруги; самозахист від перевантаження або короткого замикання в навантажувальному колі, а також від перенапруг на виході.

Обов'язковим є гальванічне розв'язання вихідних кіл ДВЕЖ і первинного джерела.

Коефіцієнт корисної дії ДВЕЖ визначається сполученням вихідних напруги і струму. При однаковій вихідній потужності ДВЕЖ з більш високою вихідною напругою, як правило, мають більш високий ККД. Проте в малопотужних ДВЕЖ високої напруги (наприклад, джерелах електроживлення електронно-променевих трубок) одержання високого ККД утруднено, тому що режим їх роботи близький до режиму холостого ходу. У ДВЕЖ з великими вихідними струмами ККД визначається в основному потужністю теплових втрат і можливістю її відводу від джерела при заданих умовах охолодження та конструктивному виконанні. У низьковольтних ДВЕЖ ККД звичайно складає при безперервному перетворенні 45...55 %, при імпульсному перетворенні 75...80 %. У джерелах високої напруги при вихідній потужності до 1кВт оптимальний ККД складає приблизно 55...70% .

Технічні вимоги до характеристик ДВЕЖ повинні виконуватися в заданих умовах експлуатації електронної апаратури. Ці умови визначаються призначенням апаратури, в якій використовуються джерела, та можуть суттєво розрізняватися. Якщо електронна апаратура розміщується в опалюваному приміщенні, то вона розраховується на температуру навколишнього середовища від +5 до +40°C, атмосферний тиск не нижче 460 мм рт. ст. і відносну вологість повітря 95 % при температурі 30°C. Якщо електронна апаратура розміщується на рухомих носіях (колісних і гусеничних самоходах), то діапазон зміни температури розширюється від -50 до +65°C, а відносна вологість повітря підвищується до 98...100 %.

ДВЕЖ повинні витримувати циклічну зміну температури навколишнього середовища. Особливо критичні до такого режиму гер-

метизуючі конструкції, а також пристрої високої напруги, для конструкції яких характерна велика товщина шару ізолювального компунду. Значний перепад температур звичайно має місце при підніманні і наступному спуску апаратури. Так при підніманні на висоту більше 9000 м температура навколишнього середовища за короткий час досягає  $-60^{\circ}\text{C}$ . При експлуатації у складі літакової апаратури джерела електроживлення повинні зберігати працездатність в умовах атмосферного тиску 5 мм рт. ст.

До ДВЕЖ електронної апаратури пред'являються також вимоги стійкості до дії проникної радіації. У цьому випадку треба враховувати оборотні і необоротні зміни, що відбуваються у напівпровідникових структурах, конденсаторах, електромагнітних компонентах та ін. Найбільш критичним параметром для високовольтної конструкції ДВЕЖ є опір ізоляції. При густині потоку нейтронів  $10^{11} \text{ см}^2 \cdot \text{с}^{-1}$  і потужності дози  $\gamma$ - випромінювання  $10^3 \text{ Р/с}$  опір ізоляції може зменшуватися на декілька порядків.

Конструкції ДВЕЖ (крім допустимих значень маси і об'єму) повинні забезпечувати заданий температурний режим, рівень технологічності, рівень уніфікації, рівень мініатюризації, а також зручність обслуговування та безпеку роботи обслуговуючого персоналу.

### **8.3. ДЖЕРЕЛА ПЕРВИННОГО ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ**

Показники джерел електроживлення в значній мірі визначаються їх електричною та конструктивною сумісністю з системою електропостачання, вихідна напруга якої є вхідною для ДВЕЖ. Якщо джерела електроживлення є складовою частиною стаціонарної електронної апаратури, то в якості системи електропостачання використовується стаціонарна промислова мережа напругою 380/220 В і частотою 50 Гц.

#### **8.3.1. Системи автономного електроживлення**

При розміщенні електронної апаратури на рухомому носії повинна бути забезпечена сумісність джерел електроживлення з системою автономного електропостачання (САЕП) з транспортним

засобом. При цьому може використовуватися акумуляторна батарея транспортного засобу для роботи у буферному режимі з САЕП або генератор транспортного засобу в якості САЕП.

До системи автономного електропостачання пред'являються наступні вимоги: забезпечення заданими значеннями напруг і потужності постійного і змінного струмів, стабільність вихідних напруг, безперебійність електропостачання, висока наробка на відмову, можливість розташування у безпосередній близькості до джерел електроживлення, мінімальний час готовності до роботи, мінімальна витрата палива.

САЕП у різних видах електронної апаратури мають схожі структурні схеми, які відрізняються видом приводного двигуна, вихідними потужністю і напругою, способом підключення джерел електроенергії, числом каналів і способом їх перемикання, конструкторським виконанням. Найбільш розповсюдженими на тепер є САЕП, побудовані за схемою генератора змінного струму стабільної частоти з відбором потужності від двигуна транспортного засобу, а також вбудовані електроагрегати з бензиновими, дизельними, газотурбінними та іншими двигунами.

Довговічність, стабільність параметрів генерованого струму та інші важливіші характеристики САЕП багато в чому визначаються типом приводного двигуна, який повинен працювати на паливі, ідентичному паливу двигунів транспортних засобів.

У САЕП електронної апаратури рухомих об'єктів зв'язку застосовуються в основному бензинові електроагрегати потужністю 0,5...8 кВт, напругою 30 і 230 В змінного струму та частотою 400 Гц. У меншому ступені розповсюджені САЕП постійного струму. Всі електроагрегати забезпечують електроенергією електронну апаратуру як на стоянці, так і при русі автошасі. Час безперервної роботи САЕП не менше 24 год з дозаправкою паливом.

Для апаратури середньої і великої споживаної потужності та при роботі групи рухомої електронної апаратури в якості джерел електроенергії застосовуються в основному автомобільні та причіпні електростанції. Автомобільні електростанції здійснюють тривале електропостачання на стоянці. Причіпні електростанції використовують для тієї електронної апаратури, до якої не пред'являються вимоги по безперебійності електропостачання. Випускаються такі

електростанції трифазного струму частотою 50 або 400 Гц, потужністю  $8 \dots (2 \times 100)$  кВт і напругою 400 або 230 В.

Основним недоліком розглянутих САЕП є велике споживання електроенергії за постійним струмом при запуску; ненадійний запуск при температурі  $-50^\circ\text{C}$ ; велика витрата палива; малий ресурс; критичність до марки палива.

Для усунення відмічених недоліків провадиться удосконалення силових установок по шляху створення приводного двигуна вільнопоршневого типу. Рухома частина такого двигуна здійснює зворотно-поступальний рух, що перетворюється потім в обертальний за допомогою гідромотора. В якості джерела електроенергії може бути використаний електричний генератор будь-якого типу. Силова установка з вільно-поршневим двигуном і гідромотором має наступні переваги: суттєво більшу довговічність; підвищений ККД; зменшений розхід палива; меншу масу, віднесену до потужності. Крім того, вільно-поршневий двигун з гідромотором має мінімальну температуру пуску без підігріву  $-50^\circ\text{C}$ , що забезпечує запуск агрегату в жорстких умовах експлуатації виробу. Важливим експлуатаційним параметром є також не критичність до виду застосованого палива.

### 8.3.2. Хімічні джерела струму

У хімічних джерелах струму хімічна енергія закладених у них активних речовин безпосередньо перетворюється в електричну енергію при протіканні електрохімічних реакцій. До таких джерел відносяться гальванічні елементи, активні матеріали яких (електроліти та електроди) використовуються одноразово. Гальванічні елементи звичайно об'єднуються в батареї.

Найбільш розповсюдженими сухими елементами є марганцевоцинкові (МЦ) гальванічні елементи. Вони працюють у широкому діапазоні температур і мають малий внутрішній опір (0,1...10 Ом). При збільшенні струму розряду ємність (кількість електрики в ампер-годинах (А·год), яку хімічне джерело струму може віддати при розряді від початку розряду до його кінця — коли джерело вважається розрядженим) зменшується, а при підвищенні температури електроліту ємність спочатку збільшується, а потім зменшується.

Ртутно-цинкові (РЦ) елементи відрізняються високою стабільністю ЕРС, яка на протязі року змінюється на 0,2%. Внутрішній опір значно вищий у порівнянні з марганцево-цинковими елементами. Ртутно-цинкові елементи відрізняються від інших хімічних джерел струму найбільшою питомою ємністю на одиницю об'єму. До недоліків ртутно-цинкових елементів слід віднести низьку працездатність при негативних температурах.

Марганцево-цинкові елементи з лужним електролітом випускаються з ємністю від 0,06 до 11,2 А·год на струм відповідно від 0,3 до 270 мА.

На відміну від гальванічних елементів акумулятор може використовуватися багатократно за рахунок відновлення хімічної енергії речовини зарядом (пропусканням електричного струму в напрямку, протилежному напрямку струму при розряді). Застосування знаходять наступні типи акумуляторів і складених з них батарей: свинцево-кислотні; нікелево-кадмієві (*Ni-Cd*); нікелево-залізни (*Ni-Fe*); нікелево-цинкові (*Ni-Zn*); цинково-хлорні (*Zn-Cl<sub>2</sub>*); цинково-бромні (*Zn-Br<sub>2</sub>*); нікелево-металогідридні (*Ni-MH*); натрієво-сіркові (*NaS*); натрієво-нікельхлоридні (*Na-NiCl*); літієво-залізосульфідні (*LiAl-FeS*).

У табл. 8.1 наведені основні показники зазначених вище акумуляторів.

Свинцево-кислотні акумулятори мають малий внутрішній опір (порядку соті частини ома), що при ємностях декілька ампер-годин дає можливість одержати в імпульсному режимі дуже великі струми, але, з іншого боку, робить дуже небезпечним коротке замикання акумулятора, при цьому можуть пожолобитися пластини та спостерігатися випадання активної маси. До недоліків кислотних акумуляторів відносяться: недостатня міцність, шкідливі випарування, підвищена чутливість до коротких замикань та перевантажень. Кислотні акумулятори не можна розміщувати в середині апаратури або в одній упаковці з нею, тому що випаровування акумулятора шкодять деталям апаратури.

З табл. 8.1 видно, що за техніко-економічними показниками доцільно використовувати лужні акумулятори: нікелево-кадмієві, нікелево-залізни, нікелево-цинкові, натрієво-нікельхлоридні.

Таблиця 8.1

Тип джерела струму	Питома енергія (Вт·год/кг)	Питома потужність (Вт/кг)	Номінальна напруга одного елемента (В)	Кількість циклів заряду-розряду
Свинцево-кислотні	30–60	150	2	250–500
Нікелево-кадмієві	40–300	210	1,2	800–2000
Нікелево-залізні	50–200	140	1,2	500–1100
Нікелево-цинкові	60–200	200	1,2	500
Нікелево-металогідридні	50–200	100–140	1,2	800–2000
Цинково-бромні	65–75	138	1,8	200–400
Цинково-хлорні	113	60	2,1	200
Натрієво-сіркові	70–200	100–150	1,6	900
Натрієво-нікельхлоридні	130	100	1,6	1000
Літійєво-залізусульфідні	130	240	2,55	1000
Літійєво-алюмінієві	180	140	2,55	1000

Звичайні акумулятори, у тому числі і нікелево-кадмієві, перед зарядом треба повністю розрядити, інакше їх характеристики погіршуються. У нікелево-металогідридних (*Ni-MH*) акумуляторів відсутній «ефект пам'яті», їх можна підзаряджати в будь-який момент часу без погіршення параметрів. У цьому їх основна перевага і причина використання їх в якості буферного джерела живлення в ЕОМ, де вони можуть працювати безперервно на протязі 10 років і більше з безперервним підзарядом під час ввімкненого стану ЕОМ. При цьому кількість циклів «ввімкнення - вимкнення» ЕОМ («зарядка - розрядка» акумулятора) на порядок і більше перевищує гарантоване значення, а напруга акумуляторної батареї знаходиться в межах, що забезпечує стійку роботу електронної апаратури.

Літійєві акумулятори мають високу і стабільну напругу під навантаженням, малий внутрішній опір. Вони допускають роботу при низьких температурах навколишнього середовища.

Натрієво-сіркові (*NaS*) акумулятори відносяться до високотемпературних і є перспективними високоенергетичними акумуляторами. Конструктивно натрієво-сірковий акумулятор представляє со-

бою посудину, в якій знаходиться електролітна керамічна трубка, заповнена рідким натрієм, навколо трубки розплав сірки з вуглицем. Функціонування цієї електрохімічної системи засновано на проникності керамічного електроліту для іонів натрію, електронів і нейтральних частинок. Батареї практично не потребують обслуговування, за винятком розігріву до робочих температур при введенні в експлуатацію. Батареї мають високоефективне термостатування і зберігають робочу температуру на протязі 48 годин. Якщо за цей час батарея не використовувалася, то є необхідність у примусовому розігріві. Фактор безпеки батарей є достатньо суттєвим, тому що висока температура та наявність високоактивних (натрій) і токсичних (розплав сірки) компонентів створюють потенційні передумови експлуатаційних аварій.

### 8.3.3. Деякі інші джерела живлення

#### Морські батареї (гідронні)

Морські батареї призначені для живлення електронної апаратури, що використовується для океанографічних досліджень. Анод такого елемента виконаний з магнію, алюмінію або літію, інертний катод — із сталі або нікелю, електролітом служить морська вода. У процесі роботи втрачається матеріал анода (саморозчиняється), що визначає термін служби джерела струму. ЕРС гідронних елементів складає 0,3...0,7 В, що потребує застосування підвищувальних перетворювачів напруги. Вони мають тривалий строк дії (від декількох місяців до кількох років).

#### Сонячні батареї

Сонячні батареї використовують для перетворення енергії сонячного випромінювання в електричну енергію. Сонячні елементи є напівпровідниковими приладами великої площі з неглибоким  $p-n$  - переходом. Вони виготовляються на основі кристалічного або аморфного кремнію. Питома вартість елемента на основі кристалічного кремнію вище у порівнянні з елементом на основі аморфного кремнію, але останній має менший ККД і гірші експлуатаційні можливості. З метою зменшення частки відбитого світла на лицьову поверхню кремнієвої пластини наносять оптично освітлювальний шар,



наприклад, двооксиду кремнію, або полімерний рельєфний шар для забезпечення ефективного поглинання світла в напівпровіднику при великих кутах падіння. Іншим способом вирішення цієї задачі є формування на поверхні комірчастої призматичної структури шляхом рельєфного травлення або надання поверхні кремнію бархатистої структуру шляхом спеціального травлення. Омичні контакти та струмознімальні шини розташовують звичайно з протилежних боків пластини. При цьому для зменшення затемнювання напівпровідника та збільшення перерізу струмознімальних шин останні розміщуються у попередньо протравлені канавки. Конфігурація кремнієвих пластин обирається або у вигляді круглої форми, або з відрізаними краями (у вигляді псевдо квадрата) для збільшення густини заповнення при компонуванні панелі.

В умовах освітлення спостерігається деградація сонячних елементів, для зниження якої елементи покривають шаром захисного скла. Скло закріплюється до елементів за допомогою клею, стійкого до ультрафіолетового проміння. Іноді використовують сонячні елементи з інтегрованим захисним покриттям з кварцового або сапфірного скла. Таке захисне покриття вміщує антивідбивний шар на фронтальній поверхні елемента. Для досягнення кращих характеристик температури сонячних елементів треба підтримувати по можливості низькою.

Серійні сонячні елементи мають струм короткого замикання  $I_{кз} = 20...25 \text{ мА/см}^2$  і напругу холостого ходу  $U_{хх} = 0,5...0,55 \text{ В}$ ; коефіцієнт корисної дії 11...15 %.

З метою збільшення вихідної напруги елементи, узгоджені за струмом, з'єднують послідовно. Для забезпечення потрібного струму елементи, узгоджені за напругою, з'єднують паралельно.

Механічна міцність панелей забезпечується застосуванням міцного скла для кріплення кремнієвих пластин і профільної металевої рамки. Герметизація здійснюється звичайно кліматостійкими полімерними термосплавами. У всіх варіантах конструкції герметиком заповнюються також і проміжки між кремнієвими пластинами та склом. Конкретні матеріали панелі (метал, скло, герметик) та технологічні режими її виготовлення вибираються з урахуванням конкретних вимог за умовами експлуатації.

У більшості випадків сонячні батареї використовуються разом з акумуляторами, які заряджуються при наявності освітлення. Між сонячною батареєю, яка працює в буферному режимі, та акумулятором вмикається роздільний діод, що захищає акумулятор від розряду на сонячну батарею при недостатній освітленості.

#### 8.4. ДЖЕРЕЛА БЕЗПЕРЕБІЙНОГО ЕЛЕКТРОПОСТАЧАННЯ

Деяка електронна апаратура або інші споживачі повинні забезпечуватися електроенергією без перерви на протязі заданого часу. У залежності від тривалості цього часу та потрібної потужності застосовуються різні джерела безперебійного електропостачання (живлення) (*UPS — Uninterruptable Power Supply*). Джерелом (електронним) безперебійного живлення (ДБЖ) зветься сукупність напівпровідникових перетворювачів і накопичувача електроенергії, які забезпечують безперервне електропостачання споживача при виході за задані параметри основної мережі живлення. У залежності від роду вихідного струму розрізняють ДБЖ змінного або постійного струму. Найбільш широке застосування мають ДБЖ змінного струму.

Вимоги по узгодженню ДБЖ з навантаженням регламентують параметри якості електроенергії на виході джерела. До таких вимог відносяться: значення, нестабільність і пульсації вихідної напруги; діапазон змін вихідного струму; значення і нестабільність частоти вихідного струму. Особливість навантаження потребує від ДБЖ збереження заданого значення коефіцієнта гармонік вихідної напруги для лінійного та нелінійного навантажень.

Вплив ДБЖ на мережу визначає вимоги до якості електроенергії на його вході. Ці вимоги регламентують коефіцієнт потужності на вході ДБЖ та коефіцієнт гармонік споживаного їм струму.

Найбільш розповсюдженими структурними схемами ДБЖ є: з постійним живленням навантаження (*on-line*) (рис. 8.2,а); з ввімкненням ДБЖ при виході параметрів мережі за номінальні (*off-line*) (рис. 8.2,б); з живленням навантаження через регулятори якості електроенергії та перемиканням живлення навантаження на ДБЖ при виході параметрів мережі за норму (*line interactive*) (рис. 8.2,в).

У схемі рис. 8.2,а навантаження постійно одержує живлення від ДБЖ. При цьому якість електроенергії визначається інвертором І, який живиться від випрямляча В. При зникненні напруги в мережі електроенергія надходить від акумуляторної батареї АБ через інвертор І. Для виводу в ремонт ДБЖ при короткочасних перевантаженнях і різних аварійних випадках може бути використана обвідна мережа змінного струму резервного джерела живлення. ДБЖ може забезпечувати безперебійне електропостачання споживача електроенергією високої якості. Короткочасні провали напруги на шинах споживача повністю виключаються за рахунок автоматичного вводу в роботу АБ, що працює в режимі «гарячого» резерву. Недоліком такого ДБЖ є подвійне перетворення електроенергії, а отже, зменшення надійності та ККД.

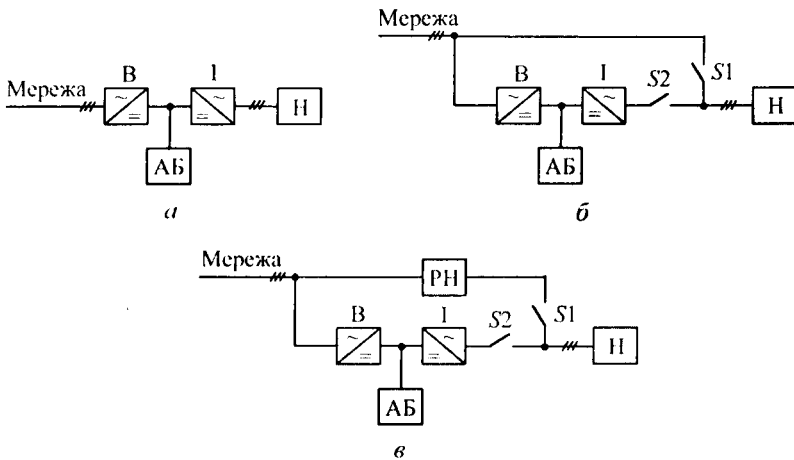


Рис. 8.2

У схемі рис. 8.2,б постійне електропостачання здійснюється від мережі змінного струму. При зміні параметрів відбувається ввімкнення інвертора І, що працює у черговому режимі. Час ввімкнення залежить від інерційності датчиків напруги мережі та часу перемикавання навантаження від мережі на інвертор. При застосуванні безінерційних датчиків і статичних комутаційних ключів S1 і S2 цей час може не перевищувати половини періоду напруги мережі. Такий ДБЖ має меншу вартість у порівнянні з першою структурою. Якість

електропостачання визначається якістю електроенергії в мережі. Крім того, перемикання навантаження від мережі на інвертор вимагає часу, який може виявитися для споживача неприпустимим.

На відміну від схеми рис. 8.2,б у схемі рис. 8.2,в забезпечується стабілізація напруги мережі при її незначному відхиленні від заданих величин. Звичайно тривале відхилення вхідної напруги не повинно перевищувати 15...20% номінального значення. З цією метою вмикається регулятор напруги РН. Перехід на живлення від АБ відбувається практично при зникненні напруги мережі. У такій структурі підвищується надійність системи за рахунок постійного функціонування інвертора та забезпечується перехід навантаження від мережі на інвертор практично без значної зміни напруги. Така структура забезпечує живлення споживача від мережі з регулятором напруги. При зникненні напруги мережі живлення споживача здійснюється від інвертора.

ДБЖ використовуються для безперебійного живлення найбільш критичних до зникнення електроенергії засобів зв'язку та автоматики, наприклад, крупних аеропортів і атомних електростанцій, комп'ютерів, засобів керування та інших споживачів.

## 8.5. АКТИВНІ ЗГЛАДЖУВАЛЬНІ ФІЛЬТРИ НА ТРАНЗИСТОРАХ

Фільтри на пасивних елементах (*RLC*- фільтри) мають ряд недоліків — великі масо-габаритні показники, особливо для потужних навантажень, зміна (зменшення) індуктивності дроселя внаслідок насичення його осердя постійною складовою випрямленого струму (див. §§ 1.2.2, 1.2.3). Для ослаблення цього впливу в осердя дроселя вводять немагнітний (повітряний) проміжок. Але при цьому електромагнітні поля розсіювання створюють електромагнітні завади, які негативно впливають на електронну апаратуру.

У транзисторних фільтрах замість дроселя використовують транзистор. Такі фільтри не мають недоліків, які характерні для *RLC*-фільтрів. Транзистор аналогічно дроселю може виконувати фільтрувальні функції. Це можна пояснити, розглянувши вихідні характеристики транзистора (рис. 8.3,а). Якщо робоча точка  $O'$  транзистора вибрана в активній області, то опір транзистора змінному струму

пропорційний  $R_{\text{дин}} \equiv \text{tg } \alpha_1$ , а постійному струму  $R_{\text{ст}} \equiv \text{tg } \alpha_2$ . Але  $\alpha_1 \gg \alpha_2$ , отже  $R_{\text{дин}} \gg R_{\text{ст}}$ . Таким чином, транзистор може виконувати функції дроселя — створювати великий опір для змінної складової струму і малий опір для постійної складової.

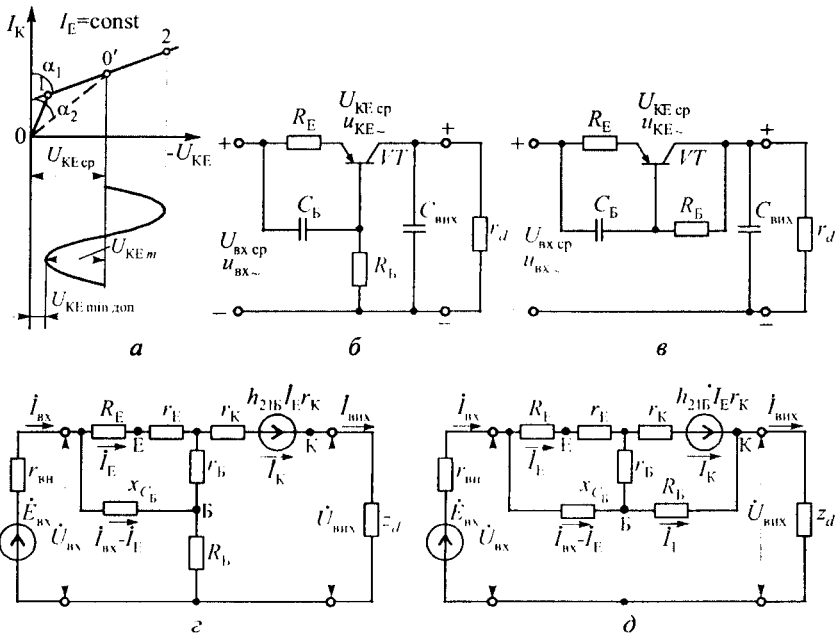


Рис. 8.3

У залежності від способу підключення транзистора до навантаження розрізняють схеми зі споживачем у колі колектора (схеми типу ФК), у колі емітера (схеми типу ФЕ) і з споживачами, які ввімкнені паралельно транзистору (схеми типу ФШ, в яких транзистор виконує роль конденсатора).

### 8.5.1. Фільтри типу ФК

Схема фільтра з фіксованим зміщенням наведена на рис. 8.3,б. Зміщення напруги на базі транзистора забезпечується постійною складовою випрямленої напруги, яка не залежить від режиму роботи транзистора (фіксоване зміщення).

З еквівалентної схеми для змінних складових струмів та напруг фільтра з фіксованим зміщенням (рис. 8.3,з) випливає, що у фільтрі пульсації на виході є наслідком дії напруги  $\dot{U}_{\text{вх}}$  і залежної ЕРС  $h_{21Б} \dot{I}_E r_K$ . У схемі ємність  $C_{\text{вих}}$  об'єднана з  $r_d$  в елементі  $z_d$ , інші елементи відповідають Т-подібній еквівалентній схемі транзистора (див. т. 1, § 1.4).

Ввімкнення навантаження у колекторне коле транзистора з спільною базою без елементів  $C_B$ ,  $R_B$ ,  $R_E$  викликає підсилення пульсацій, що враховується у колі навантаження у вигляді ЕРС  $h_{21Б} \dot{I}_E r_K$ , практично співпадаючих за фазою з вхідною напругою  $\dot{U}_{\text{вх}}$ . Для цього у вхідному колі транзистора встановленні дві фільтрувальних ланки: одна з  $C_B$  і  $R_B$ , інша з  $R_E$  і  $r_{\text{вх}}$  транзистора ( $r_{\text{вх}}$  — вхідний опір змінному струму в точках Е і Б). Такий фільтр послаблює частку  $\dot{U}_{\text{вх}}$ , що надходить на вхід транзистора, а згладжувальна дія схеми в основному визначається співвідношеннями  $r_K/z_d$  і  $r_{\text{Кст}}/r_d$  ( $r_{\text{Кст}}$  — опір ділянки емітер - колектор постійному струму).

Враховуючи, що  $R_B \gg r_E$ ,  $R_E \gg r_E$ ,  $x_{C_B} \ll R_B$ ,  $r_K \gg x_{C_B}$ ,  $z_d \ll R_B$  і що  $R_E \gg (1 - h_{21Б}) \sqrt{r_B^2 + x_{C_B}^2}$ , коефіцієнт фільтрації визначається виразом

$$K_{\phi} = \frac{r_K \omega_{\text{п}} C_{\text{вих}}}{\sqrt{\left(1 + \frac{r_B}{R_E}\right)^2 + \left(1 + \frac{h_{21Б} r_K}{R_B}\right)^2 \left(\frac{1}{R_E \omega_{\text{п}} C_B}\right)^2}}, \quad (8.1)$$

де  $\omega_{\text{п}} = m_{\text{п}} \omega_{\text{М}}$  — колова частота пульсацій випрямленої напруги, що надходить на вхід фільтра.

Враховуючи, що у більшості випадків величини опорів  $r_E$  і  $r_B$  малі ( $r_E \approx 0$ ,  $r_B \approx 0$ ) і ними можна знехтувати, коефіцієнт передавання постійної складової напруги з входу на вихід схеми (див. рис. 8.3,в)

$$\chi = U_{\text{вих ср}} / U_{\text{вх ср}} = r_d I_{\text{вих}} / (R_E I_{\text{вх}} + R_B I_B) =$$

$$= h_{21B0} r_d / \left[ R_E + (1 - h_{21B0}) R_B \right], \quad (8.2)$$

де  $h_{21B0}$  — коефіцієнт передавання постійного струму з колекторного кола в емітерне (статичний коефіцієнт передавання).

Враховуючи вирази (1.45), (8.1) та (8.2), одержимо вираз для коефіцієнта згладжування

$$K_{зг} = \frac{m_{п} \omega_{м} C_{вих} r_K h_{21B0} r_d}{\sqrt{\left(1 + \frac{r_B}{R_E}\right)^2 + \left(1 + \frac{h_{21B} r_K}{R_B}\right)^2 \left(\frac{1}{m_{п} \omega_{м} R_E C_B}\right)^2}} \times \frac{1}{R_E + (1 - h_{21B0}) R_B}. \quad (8.3)$$

У залежності від струму навантаження  $K_{зг} \approx 50 \dots 200$  і більше. Еквівалентна індуктивність, що вноситься транзистором у фільтрі ФК, складає одиниці і сотні Гн.

Опір  $R_E$  з одного боку покращує фільтрацію змінної складової, зменшуючи струм  $I_E$ , а відтак і внесу ЕРС  $h_{21B} r_K I_E$ , але з іншого боку, послаблює постійну складову вихідної напруги. Як впливає з (8.3) є значення опору  $R_{Eopt}$ , при якому  $K_{зг} \rightarrow K_{зг max}$ . Воно визначається з умови  $dK_{зг}/dR_E = 0$

$$R_{Eopt} = \sqrt[3]{(1 - h_{21B0}) R_B \left[ \frac{1}{m_{п} \omega_{м} C_B} \left(1 + \frac{h_{21B} r_K}{R_B}\right) \right]^2}. \quad (8.4)$$

Підставляючи (8.4) в (8.3), одержимо

$$K_{зг max} = \frac{m_{п} \omega_{м} C_{вих} h_{21B0} r_K r_d}{R_B (1 - h_{21B0})}. \quad (8.5)$$

У виразі (8.3) для  $K_{зг}$  у підкорінний вираз знаменника входить значення ємності  $C_B$ . Щоб одержати прийнятні величини  $C_B$ , підкорінний вираз не повинен бути меншим за число 1,2. За такої умови  $K_{зг}$  буде відрізнятися від  $K_{зг max}$  на 10 %, а також враховуючи, що  $R_E = R_{Eopt}$ , одержимо вирази для ємності конденсатора фільтрувального ланцюжка на вході та опору резистора  $R_B$

$$C_B = \frac{8 \left( 1 + \frac{h_{21B} r_K}{R_B} \right)}{m_{п} \omega_M (1 - h_{21B0}) R_B}, \quad (8.6)$$

$$R_B = \frac{h_{21B0} (U_{KEcp} + U_{вихcp})}{(1 - h_{21B0}) I_{Kcp}}, \quad (8.7)$$

де

$U_{KEcp} \approx (1,5 \dots 3) U_{KEmin} + K_{п(1)} U_{вихmax}$ ;  $U_{вихmax} = U_{вихcp} (1 + a)$ ;  $a$  — відносна зміна входної напруги вгору від номінального значення;  $U_{KEmin}$  — напруга насичення транзистора, яка приблизно пропорційна  $I_{Kcp}$ .

Оптимальну величину опору резистора  $R_E$  емітерного кола можна визначити з приблизного співвідношення

$$R_{Eopt} \approx 0,25 (1 - h_{21B0}) R_B. \quad (8.8)$$

Аналіз режиму роботи фільтра з фіксованим зміщенням за постійним струмом показує, що напруга зміщення

$$U_{EBcp} \approx U_{вихcp} - \left( U_{вихcp} - U_{KEcp} \right) \frac{R_E + R_B (1 - h_{21B0})}{R_E + r_d h_{21B0}} + I_{KB0} \frac{R_B}{h_{21B0}}. \quad (8.9)$$

З виразу (8.9) випливає, що напруга зміщення в основному залежить від  $U_{вихcp}$  і мало залежить від режиму колекторного кола транзистора. Тому зі зміною навантаження та температури, а також при заміні транзистора змінюється вихідна напруга  $U_{вихcp}$ . Це є причиною того, що фільтр ФК з фіксованим зміщенням застосовується тільки при невеликих коливаннях температури навколишнього середовища і вимагає індивідуального настроювання при заміні транзистора.

Фільтр ФК з автоматичним зміщенням (рис. 8.3,в) стійко працює при зміні температури навколишнього середовища в широкому діапазоні. Він мало чутливий до зміни навантаження і не потребує



індивідуального настроювання при зміні транзистора. Але коефіцієнт фільтрації  $K_\phi$  набагато менший, ніж у фільтра з фіксованим зміщенням.

Для такого фільтра

$$U_{\text{ЕБср}} \approx U_{\text{КЕср}} - U_{\text{вхср}} \frac{R_B(1-h_{21\text{Б0}})}{r_d + R_E} + I_{\text{КБ0}}R_B. \quad (8.10)$$

З виразу (8.10) випливає, що  $U_{\text{ЕБср}}$  в основному залежить від  $U_{\text{КЕср}}$  і тому зміна режиму роботи (незалежно від причини) призведе до зміни  $U_{\text{КЕср}}$ , яка, у свою чергу, впливаючи на  $U_{\text{ЕБср}}$ , автоматично робить корекцію режиму. Наприклад, при зростанні температури зростає колекторний струм  $I_{\text{Кср}}$ , що призводить до зростання  $U_{\text{вхср}}$  і зменшення напруги  $U_{\text{КЕср}}$ . Зменшення  $U_{\text{КЕср}}$  призводить до зменшення  $U_{\text{ЕБср}}$ , внаслідок чого зменшується струм  $I_{\text{Кср}}$ , повертаючись приблизно до його значення до зростання. Тому схема, наведена на рис. 8.3,в, зветься схемою з автоматичним зміщенням, або з колекторною стабілізацією режиму роботи.

Розглядаючи еквівалентну схему фільтра (рис. 8.3,д), можна одержати коефіцієнт згладжування при  $R_E = R_{\text{Еорт}}$

$$K_{\text{зг max}} \approx \frac{r_K R_B}{r_K + R_B} \cdot \frac{m_\pi \omega_m C_{\text{вих}} r_d}{r_d + (1-h_{21\text{Б0}})R_B}. \quad (8.11)$$

З рис. 8.3,д видно, що послідовний елемент фільтра складається з паралельно з'єднаних опорів  $R_B$  і  $r_K$ . Резистор  $R_B$  у схемі рис. 8.3,в має опір значно менший, ніж у схемі 8.3,б (де базовий струм одержується від напруги  $U_{\text{вхср}} \gg U_{\text{КЕср}}$ ), тому у фільтрі ФК з автоматичним зміщенням значення  $K_\phi$  і  $K_{\text{зг}}$  значно менші, ніж при фіксованому зміщенні. При струмах, починаючи з десятих часток ампера і вище, фільтрація різко зменшується, тому що вона практично визначається невеликим значенням  $R_B$ , яке у 10...30 разів менше за  $r_K$ .

Збільшити значення  $K_{\text{зг}}$  можна, зменшивши струм бази  $I_{\text{Бср}}$ ,

застосовуючи складені транзистори, а також, якщо замість резистора  $R_B$  поставити нелінійний опір у вигляді транзисторного високоомного двополосника або польовий транзистор. При такій заміні еквівалентні параметри будуть задовольняти нерівності  $R_{Бст} \ll R_B$ ; у результаті режим за постійним струмом не зміниться, а шунтуюча дія  $R_B$  на  $r_K$  практично не буде відбиватися.

Вихідний опір фільтрів ФК

$$z_{внх} \approx -jx_{C_{внх}} \quad (8.12)$$

### 8.5.2. Фільтри типу ФЕ

Фільтри зі споживачем у колекторному колі застосовують при малих навантаженнях, коли  $r_d \gg 1/(m_n \omega_m C_{внх})$ , тобто коли опір навантаження значно більший за вихідний опір фільтра. При цьому за рахунок збільшення втрат в опорі  $R_E$  ККД фільтра типу ФК стає низьким.

Для зменшення вихідного опору транзисторний фільтр доцільно будувати на основі емітерного повторювача з вмиканням споживача в емітерне коло (рис. 8.4,а) (фільтр типу ФЕ). В результаті вихідний опір фільтра стає мінімальним, при цьому коефіцієнт підсилення за напругою практично дорівнює одиниці. Тому в таких фільтрах немає потреби ослаблювати дію ЕРС ( $h_{21Б} r_K \dot{I}_E$ ) у колекторному колі, що вноситься емітерним струмом.

У схемі (рис. 8.4,а) має місце автоматичне зміцнення постійної складової напруги, що подається на базу транзистора. Тому фільтр може стійко працювати при зміні температури навколишнього се-

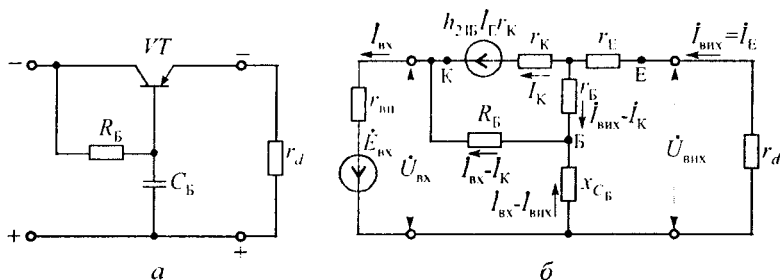


Рис. 8.4

редовища і не потребує індивідуального настроювання при зміні транзистора.

З еквівалентної схеми фільтра (рис. 8.4,б) видно, що змінна складова вхідної напруги проходить через  $\Gamma$ - подібний  $RC$ - фільтр, у якого  $R \approx r_K R_B / (r_K + R_B)$ ,  $r_B \approx 0$ ,  $C = C_B$ . Напруга, відфільтрована цим фільтром, передається з кола бази в емітерне коло навантаження без підсилення.

Максимальний коефіцієнт фільтрації (при  $r_B \approx 0$ )

$$K_{\text{фmax}} \approx \frac{r_K R_B}{(r_K + R_B) x_{C_B}}. \quad (8.13)$$

Збільшувати ємність  $C_B$  доцільно тільки до такого значення, при якому  $x_{C_B} \approx r_B R_B / (r_B + R_B)$ . При цьому оптимальний коефіцієнт фільтрації

$$K_{\text{фopt}} \approx \frac{R_B r_K}{R_B + r_K} \cdot \frac{1}{\sqrt{2} x_{C_B}}. \quad (8.14)$$

Коефіцієнт передавання постійної напруги

$$\begin{aligned} \chi &= \frac{U_{\text{вих.ср}}}{U_{\text{вих.ср}} + U_{\text{КЕср}}} \approx \frac{I_{\text{вих.ср}} r_d}{I_{\text{вих.ср}} r_d + I_{\text{вих.ср}} (1 - h_{21Б0}) R_B} = \\ &= \frac{r_d}{(1 - h_{21Б0}) R_B + r_d}. \end{aligned} \quad (8.15)$$

Максимальний коефіцієнт згладжування

$$K_{\text{зг max}} = \chi K_{\text{фmax}} = \frac{r_K R_B}{x_{C_B} (R_B + r_K)} \cdot \frac{r_d}{r_d + R_B (1 - h_{21Б0})}. \quad (8.16)$$

Вважаючи, що  $r_B \approx 0$ ,  $r_E \approx 0$ ,

$$U_{\text{КЕср}} = (I_{\text{вих.ср}} - I_{\text{Кср}}) R_B = I_{\text{вих.ср}} (1 - h_{21Б0}) R_B,$$

звідки

$$R_B = \frac{U_{\text{КЕср}}}{I_{\text{вих.ср}} (1 - h_{21Б0})}, \quad (8.17)$$

де  $U_{\text{КЕср}}$  визначається, як і у (8.7).

Вихідний опір фільтра з урахуванням величин  $r_B$  та  $r_E$

$$z_{\text{вих}} = r_E + (1 - h_{21B0})r_B - j(1 - h_{21B0})x_{C_B}. \quad (8.18)$$

Вихідний опір фільтра має комплексний характер. Його дійсна частина при зростанні струму різко падає, отже,  $z_{\text{вих}}$  визначається реактивною частиною  $(1 - h_{21B})x_{C_B}$

$$z_{\text{вих}} = (1 - h_{21B}) / (m_{\text{п}} \omega_{\text{м}} C_B). \quad (8.19)$$

З виразу (8.19) випливає, що ємність в колі бази  $C_B$  еквівалентна ємності, підімкненій паралельно навантаженню, величина якої значно більша за величину  $C_B$  і дорівнює  $C_B / (1 - h_{21B})$ . Оскільки для силових транзисторів  $h_{21B} = 0,97 \dots 0,98$ , то  $C_{\text{вих}}$  більша за  $C_B$  у десятки разів, і на виході немає необхідності ставити конденсатор  $C_{\text{вих}}$ . Конденсатор  $C_{\text{вих}}$  виявляється корисним тільки для збільшення стійкості фільтра при самозбудженні.

При малих струмах навантаження вихідний опір практично визначається дійсною частиною, тобто має активний характер. Коефіцієнт згладжування фільтра типу ФЕ менший, ніж у фільтра типу ФК. З виразу (8.13) видно, що коефіцієнт фільтрації зростає при збільшенні  $R_B$ . Проте, збільшення опору  $R_B = R_{B\text{ст}}$  призводить до підвищення напруги на транзисторі  $U_{\text{КЕрп}} = U_{R_B} + U_{E_B}$ , збільшення потужності  $P_K$  та зменшення ККД фільтра ( $R_{B\text{ст}}$  — статичний опір резистора  $R_B$ ). Для збільшення диференціального опору у вхідному колі послідовно з резистором  $R_B$  можна увімкнути дросель  $L$  (рис. 8.5,а). При цьому повинна задовольнятися умова  $\sqrt{(m_{\text{п}} \omega_{\text{м}} L)^2 + R_B^2} \geq 3r_K$ . Тоді  $I_K \approx 0,95 I_{\text{вх}}$ , тобто  $I_{\text{вх}} \approx I_K$  і гілку з елементами  $R_B, L$  можна не враховувати. При цьому  $K_{\text{ф}} \approx r_K / x_{C_B}$ , де  $r_K$  має велике значення. Цей спосіб не одержав значного поширення, тому що застосування дроселя веде до значного збільшення габаритних розмірів фільтра, особливо при значних струмах навантаження.

Підвищити коефіцієнт фільтрації можна за допомогою дволанкового фільтрувального ланцюжка (рис. 8.5,б), застосуванням складеного транзистора (рис. 8.5,в) або застосуванням дволанкових (ба-

гатоланкових) транзисторних фільтрів з однаковими вхідними ланцюжками (рис. 8.5,з).

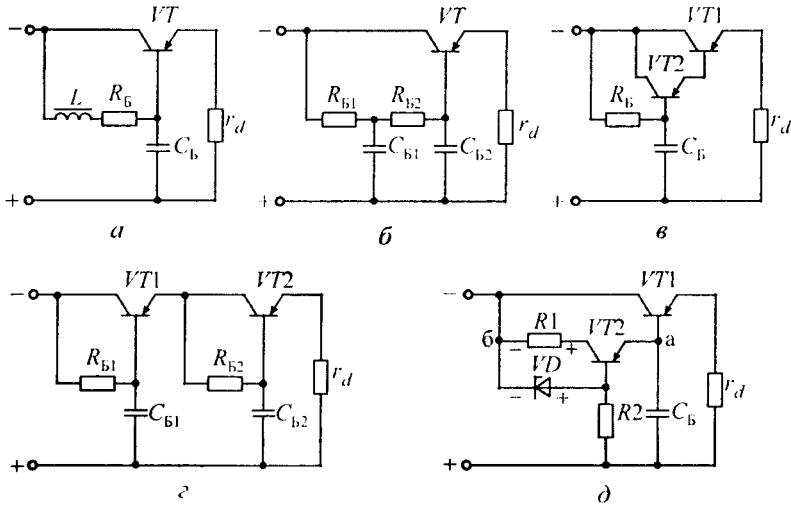


Рис. 8.5

Ефективним способом підвищення коефіцієнта згладжування є ввімкнення у фільтрі типу ФЕ замість резистора  $R_{\text{б}}$  високоомного транзисторного двополюсника (рис. 8.5,д). Коло із стабілітрона  $VD$  і резистора  $R_2$  утворює стабільне джерело напруги зміщення для транзистора  $VT_2$ . Через транзистор  $VT_2$  тече практично постійний струм, тому що будь-яка зміна струму через транзистор  $VT_2$  призводить до зміни спаду напруги на резисторі  $R_1$ , а отже, і на базі транзистора  $VT_2$ , і струм у колі емітера повертається практично до початкового значення. В якості діода  $VD$  застосовують один або декілька звичайних діодів або стабілітронів, ввімкнених у пряму напругу. Внаслідок того, що диференціальний опір стабілітрона  $VD$  малий, на ньому буде малий спад напруги від  $u_{\text{вх}}$ , і можна вважати, що база транзистора  $VT_2$  і точка б екіпотенціальні. Тому вихідний опір транзисторного двополюсника (диференціальний опір між точками а і б у схемі рис. 8.5,д), що дорівнює диференціальному опору  $R_{\text{Бдиф}}$ , визначається виразом

$$R_{\text{Бдиф}} = R_{\text{вк2}} = r_{\text{к2}} \left( 1 - \frac{h_{21\text{Б2}}}{1 + R_1/r_{\text{Б2}}} \right). \quad (8.20)$$

Статичний опір для постійної складової струму двополюсника  $R_{\text{Бст}} = U_{\text{КЕ2ср}} / I_{\text{К2ср}}$  значно менший за диференціальний.

Коефіцієнти фільтрації та згладжування, а також коефіцієнт передавання постійної напруги можна визначити з виразів (8.13)...(8.16) при підстановці виразу (8.20) замість  $R_{\text{Б}}$ . Використання високоомного двополюсника замість резистора  $R_{\text{Б}}$  збільшує коефіцієнт згладжування приблизно в десять разів у порівнянні зі схемою рис. 8.4,а. Лінійний подільник напруги замість діода  $VD$  і резистора  $R_2$  застосувати не можна, тому що при цьому погіршується коефіцієнт згладжування внаслідок потрапляння на базу транзистора  $VT_2$  частини змінної напруги  $u_{\text{вх}}$  з входу фільтра.

### 8.5.3. Фільтри типу ФШ

При відносно невеликих напругах і великих струмах (0,1 А і більше) навантаження можна застосовувати транзисторні фільтри з паралельним ввімкненням транзистора та навантаження (рис. 8.6) (фільтр типу ФШ).

Транзистор у схемах рис. 8.6 замінює ємність активно-ємнісного фільтра. Автоматичне зміщення постійної напруги на базі транзистора здійснюється за допомогою резистора  $R_{\text{Б}}$ . Змінна складова струму бази в схемі рис. 8.6,а, що керується з входу, змінюється за допомогою елементів  $R_{\text{Б1}}$ ,  $C_{\text{Б}}$ . Підсилюючись, ця складова викликає змінну напругу на резисторі  $R$ , яка виявляється у протифазі з вхідною змінною напругою. У результаті змінна складова напруги на навантаженні ослаблюється. Для компенсації напруги  $\dot{U}_{\text{вх}}$  напругою  $\dot{U}_R$  треба, щоб  $|\dot{U}_{\text{вх}}| = |\dot{U}_R|$  і фази

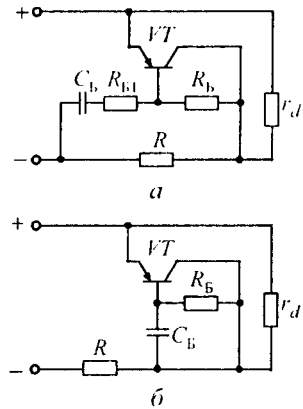


Рис. 8.6

цих напруг були однаковими, що виконується при  $R_{Б1}C_{Б} = \infty$  (практично  $R_{Б1} \gg x_{C_{Б}}$ ). Напряга  $\dot{U}_R$  визначається виразом

$$\dot{U}_R = \dot{U}_{вх} / [z_{Б} / (h_{21E} R)],$$

де  $z_{Б}$  — опір ділянки база - негативний провід за змінним струмом ( $z_{Б} \approx R_{Б1}$ ).

Коефіцієнт фільтрації фільтра

$$K_{\phi} \approx \frac{1 + R/r_{Б}}{1 - \frac{R}{R_{Б1}} \frac{h_{21Б}}{1 - h_{21Б}}}. \quad (8.21)$$

Коефіцієнт згладжування

$$K_{зг} = \frac{K_{\phi}}{1 + \frac{R}{(1 - h_{21Б0}) R_{Б}} + \frac{R}{r_d}}. \quad (8.22)$$

Вихідний опір

$$z_{вих} = r_{вих} \approx \frac{1}{\frac{1}{R} + \frac{1}{1 - h_{21Б}} \cdot \frac{1}{R_{Б1}}}, \quad (8.23)$$

тобто не залежить від частоти. Тому такий фільтр не вносить частотних спотворень у роботу споживача.

Якщо  $\frac{R}{R_{Б1}} \cdot \frac{h_{21Б}}{1 - h_{21Б}} \rightarrow 1$ , то  $K_{\phi} \rightarrow \infty$ , тобто буде відбуватися

оптимальна компенсація напруг  $\dot{U}_{вх}$  і  $\dot{U}_R$ . При такому режимі  $r_{вих} \approx R/2$ .

При  $\frac{R}{R_{Б1}} \cdot \frac{h_{21Б}}{1 - h_{21Б}} < 1$  буде недокомпенсація, а при

$\frac{R}{R_{Б1}} \cdot \frac{h_{21Б}}{1 - h_{21Б}} > 1$  — перекомпенсація. Оптимальним співвідношен-

ням опорів буде

$$\left( \frac{R}{R_{Б1}} \right)_{opt} = \frac{1 - h_{21Б}}{h_{21Б}} = \frac{1}{h_{21E}}.$$

При відхиленні  $R_{Б1}$  від оптимального значення суттєво зменшується коефіцієнт фільтрації. Крім того, при заміні транзистора треба підстроювати  $R_{Б1}$ , а при зміні температури навколишнього середовища змінюється  $h_{21E}$ , тобто фільтр можна використовувати при невеликих змінах температури навколишнього середовища.

У розглянутому фільтрі дія транзистора аналогічна дії еквівалентної ємності в  $RC$ - фільтрі

$$C_{екв} = K_{\phi} / (m_{п} \omega_{м} R_{екв}).$$

При рівних ККД і коефіцієнтах згладжування для  $RC$ - фільтрів і розглянутого фільтра одержуємо

$$R_{екв} = R \left( 1 + I_{Еср} / I_{вихср} \right), \quad (8.24)$$

$$C_{екв} = K_{\phi} / \left[ m_{п} \omega_{м} R \left( 1 + I_{Еср} / I_{вихср} \right) \right]. \quad (8.25)$$

Фільтр, виконаний на струми від 0,1 А до декількох ампер, має  $K_{зг} \approx 15 \dots 35$  при  $C_{екв} = 5000 \dots 15000$  мкФ. У таких фільтрах можна використовувати транзистори на струм менший, ніж у фільтрах ФК і ФЕ, і значно зменшити розміри тепловідводу (радіатора) або виключити його. При короткому замиканні навантаження напруга на транзисторі падає до нуля, тому він не потребує захисту від к. з.

Фільтр ФШ, що керується з виходу (рис. 8.6,б), має менший вхідний опір і більш високий коефіцієнт фільтрації і порівнянні зі схемою рис. 8.6,а.

Коефіцієнт фільтрації схеми

$$K_{\phi} \approx \frac{R}{r_{Е} + (1 - h_{21Б}) r_{Б}}. \quad (8.26)$$

Коефіцієнт згладжування

$$K_{зг} = K_{\phi} \chi \approx \frac{1}{\left[ r_{Е} + (1 - h_{21Б}) r_{Б} \right] \left[ \frac{1}{R} + \frac{1}{r_d} + \frac{1}{(1 - h_{21Б} \cdot I_{КБ0} / I_{вихср}) R_{Б}} \right]}. \quad (8.27)$$

Як впливає з (8.27), зі збільшенням  $R$  до  $r_d$   $K_{зг}$  зростає порівняно швидко. Подальше збільшення  $R$ , не призводячи до значного



приросту  $K_{зг}$ , лещо знижує ККД фільтра і призводить до зростання  $U_{вх\text{ср}}$ . Таким чином, відношення  $R/r_d \approx 1$ . Тоді для орієнтовних розрахунків (при деякому збільшенні) можна вважати

$$K_{зг} \approx \frac{R}{2[r_E + (1 - h_{21Б})r_B]} \quad (8.28)$$

Еквівалентна ємність  $C_{\text{екв}}$  визначається виразом (8.25).

Вихідний опір

$$z_{\text{вих}} \approx r_{\text{вих}} \approx \frac{1}{\frac{1}{R} + \frac{1}{r_E + r_B/h_{21Е}}} \quad (8.29)$$

практично активний і не залежить від частоти.

Як показують експерименти, не обов'язково вибирати ємність  $C_B$  з умови рівності фаз напруг  $\dot{U}_{\text{вх}}$  і  $\dot{U}_R$ , тобто

$$r_E + (1 - h_{21Б})r_B \gg (1 - h_{21Б})x_{C_B},$$

тому що вона може виявитися завеликою. Фільтр працює вже при ємності, що визначається виразом

$$C_B = \frac{1,5 \dots 2}{\omega_n} \cdot \frac{1}{r_E / (1 - h_{21Б}) + r_B} \quad (8.30)$$

Режими роботи схеми з керуванням з виходу менше залежать від зміни температури навколишнього середовища, схема не потребує додаткового настроювання при зміні транзистора.

При використанні транзисторних фільтрів треба забезпечити на їх вході такий  $K_{\text{пвх}}$ , щоб миттєве значення напруги  $u_{\text{КЕ}}$  не зменшувалось нижче за  $U_{\text{КЕ}\text{міндоп}}$  у фільтрах ФК і ФЕ, а миттєве значення  $i_{\text{К}}$  було більше нуля у фільтрах ФШ. Тому при одно- і двопі-  
вперіодному випрямленні до транзисторного фільтра треба поставити ємнісний фільтр (конденсатор  $C_0$ ).

При застосуванні транзисторних фільтрів суттєво зменшуються маса та об'єм випрямляча, при цьому ККД зменшується у порівнянні з пасивними фільтрами. Із зростанням частоти до 400 Гц і вище транзисторні фільтри втрачають цю перевагу.

## 8.6. БЕЗПЕРЕРВНІ (ЛІНІЙНІ) НАПІВПРОВІДНИКОВІ СТАБІЛІЗАТОРИ НАПРУГИ ТА СТРУМУ

### 8.6.1. Загальні відомості

Системи електроживлення здійснюють не тільки перетворення, але і стабілізацію вихідної напруги і струму. Головна задача стабілізуючих пристроїв — здійснювати стабілізацію параметрів електричної енергії в заданому діапазоні при зміні дестабілізуючих факторів у широких межах. Дестабілізуючими є наступні зовнішні фактори: зміна напруги джерела живлення (первинного джерела), зміна величини навантаження (струму, напруги), зміна частоти вхідної напруги, зміна температури навколишнього середовища, зміна вологості, дія електромагнітних полів, випромінювань, атмосферного тиску. До внутрішніх факторів відносять зміну величини напруги первинних джерел, які є в середині самого стабілізатора, зміну параметрів елементів стабілізатора — транзисторів, діодів, резисторів і ін., яка пов'язана в основному з процесами старіння елементів.

Дестабілізуючі фактори змінюються у певних межах від номінальних значень до максимальних і мінімальних значень.

При одночасній зміні декількох дестабілізуючих факторів можливі випадки, коли зміна одного з факторів компенсує дію інших.

Величинами, що стабілізуються, є значення вихідної напруги і струму. Діапазон зміни стабілізованої величини оцінюють нестабільністю напруги  $(\Delta U_{\text{вих}}/U_{\text{вих}}) \cdot 100\%$ , яка може бути різною для різних навантажень. Так, наприклад, для прецизійного електропривода магнітного запису і електронних мікроскопів нестабільність не повинна перевищувати  $10^{-3}\%$ , або у відносних одиницях  $10^{-5}$ ; вимірювальних приладів високого класу —  $10^{-4}$ ; підсилювачів постійного струму —  $10^{-6}$ .

Пристрої, що автоматично підтримують незмінними напругу або струм на стороні споживача електричної енергії з необхідною точністю (нестабільністю) при зміні дестабілізуючих факторів, називають *стабілізаторами напруги або струму*.

Розрізняють два принципи дії стабілізаторів — *параметричний*

і компенсаційний.

*Параметричний принцип* ґрунтується на тому, що дестабілізуючий фактор діє на параметр нелінійного елемента стабілізатора і змінює його таким чином, що автоматично послаблюється дія дестабілізуючого фактора.

*Компенсаційний принцип* ґрунтується на порівнянні стабілізованої величини з еталонною. Сигнал, пропорційний різниці напруг (або струмів), автоматично впливає на режим роботи регульовального елемента стабілізатора, внаслідок чого дія дестабілізуючого фактора послаблюється.

У залежності від принципу дії стабілізатори ділять на параметричні та компенсаційні.

До параметричних стабілізаторів відносять стабілізатори з кремнієвими стабілітронами, термісторами, електромагнітними дроселями, ферорезонансними контурами та ін. Параметри цих нелінійних елементів при зміні напруги або струму змінюються таким чином, що напруга або струм споживача залишаються практично незмінними. Нелінійні елементи параметричних стабілізаторів напруги мають на ВАХ ділянку, на якій виконується умова  $U \approx \text{const}$ , а в стабілізаторах струму —  $I \approx \text{const}$ .

У компенсаційних стабілізаторах (рис. 8.7) передбачається наявність вимірювального елемента 2, в якому відбувається порівняння стабілізованої величини з еталонною, і формується сигнал розузгодження. Цей сигнал у проміжному пристрої 3 перетворюється, підсилюється і передається на регульовальний елемент 1, змінюючи його стан таким чином, щоб підтримувати стабілізовану величину напруги (струму) незмінною з відповідною точністю. Регульовальний елемент 1 може працювати як у безперервному (лінійному) режимі (безперервний або лінійний стабілізатор), так і в імпульсному (імпульсний стабілізатор) режимі. В якості регульовального елемента 1 в безперервних стабілізаторах використовується транзистор, який працює у лінійному режимі; в імпульсних стабілізаторах використовуються або транзистор, працюючий в режимі ключа, або тиристор. Ключовий режим роботи цих елементів у пристроях перетворення параметрів електричної енергії розглянуто в розділах 1, 3 і 4 і тому далі буде розглядатися тільки безперервний режим роботи.

На рис. 8.7, а, б наведені структурні схеми компенсаційних ста-

білізаторів напруги та струму відповідно. Регульовальний елемент 1 (працюючий як змінний опір) може вмикатися послідовно з споживачем (рис. 8.7,а) і паралельно йому (рис. 8.7,б). При ввімкненні регульовального елемента паралельно споживачу (рис. 8.7,а) треба баластний опір  $R_б$ .

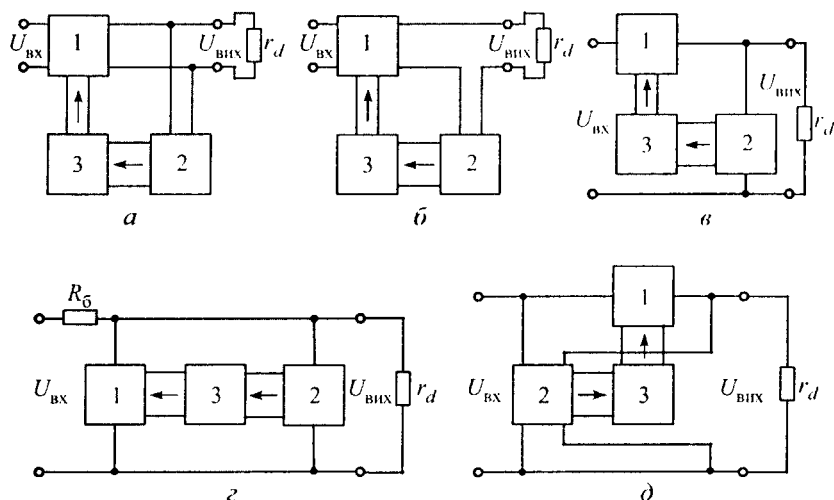


Рис. 8.7

Розглянуті схеми компенсаційних стабілізаторів добре реагують на зміну вихідної напруги, незалежно від причини, що викликали її. Ще кращі результати одержують при комбінованому керуванні з боку входу (параметричне) і з боку виходу ( компенсаційне) (рис. 8.7,д). Введенням у схему параметричного керування можна зменшити підсилення в проміжному елементі 3, що може спростити стабілізатор.

В основному використовуються стабілізатори з послідовним регульовальним елементом завдяки високому коефіцієнту стабілізації та більш високому ККД. Стабілізатори з паралельним регульовальним елементом використовується в апаратурі, де можливі перевантаження за струмом і короткі замикання в навантаженні.

Вимірювальний елемент 2 звичайно виконується у вигляді резистивного подільника напруги, з якого знімається частина напруги та подається на вхід проміжного пристрою 3 (підсилювача постійного струму), де порівнюється з опорною напругою. При низькій вихід-

дній напрузі (менше 5 В) на проміжний пристрій 3 може подаватися повне значення вихідної напруги стабілізатора.

Сигнал зворотного зв'язку з виходу стабілізатора вміщує також інформацію про змінну складову вихідної напруги, тому регульовальний пристрій зменшує рівень пульсацій на виході стабілізатора.

Стабілізатори характеризують такі параметри: коефіцієнт стабілізації, вихідний опір, температурний коефіцієнт напруги (ТКН) або струму, коефіцієнт корисної дії та ін.

Коефіцієнт стабілізації — це відношення відносної зміни дестабілізуючої величини до відносної зміни стабілізованої величини. Наприклад, коефіцієнт стабілізації струму навантаження за вхідною напругою  $K_i = \Delta U_{\text{вх}} / U_{\text{вх}} : \Delta I_{\text{вих}} / I_{\text{вих}}$ .

Розрізняють інтегральний і диференціальний коефіцієнти стабілізації. Інтегральний коефіцієнт стабілізації характеризує стабілізацію в заданому діапазоні зміни дестабілізуючої величини. Диференціальний коефіцієнт стабілізації характеризує стабілізацію в певній робочій точці (у нескінченно малому діапазоні). Звичайно дестабілізуючі фактори змінюються у широких межах, тому практичне значення має інтегральний коефіцієнт стабілізації. Так, наприклад, інтегральний (усереднений) коефіцієнт стабілізації вихідної напруги за вхідною напругою при відомій залежності  $U_{\text{вих}} = f(U_{\text{вх}})$  і відомому діапазоні зміни вхідної напруги  $U_{\text{вх ном}}$ ,  $U_{\text{вх max}}$ ,  $U_{\text{вх min}}$ ,  $\Delta U_{\text{вх}} = U_{\text{вх max}} - U_{\text{вх min}}$  з графіка  $U_{\text{вих}} = f(U_{\text{вх}})$  визначаємо величини  $U_{\text{вих ном}}$ ,  $U_{\text{вих max}}$ ,  $U_{\text{вих min}}$ ,  $\Delta U_{\text{вих}} = U_{\text{вих max}} - U_{\text{вих min}}$  і обчислюємо

$$K_u = \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх ном}}} : \frac{\Delta U_{\text{вих}}}{U_{\text{вих ном}}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{\Delta U_{\text{вих}}} \chi_{\text{ном}}, \quad (8.31)$$

де  $\chi_{\text{ном}} = U_{\text{вих ном}} / U_{\text{вх ном}}$  — коефіцієнт передавання напруги з входу стабілізатора на його вихід у номінальному режимі. Вираз (8.31) нагадує вираз для коефіцієнта згладжування для фільтрів (1.45). З цієї аналогії можна зробити висновок, що стабілізатор також забезпечує фільтрувальні функції.

Вихідним опором стабілізатора називається відношення зміни напруги на виході стабілізатора до зміни струму навантаження, яка

викликала цю зміну напруги, при постійній величині вхідної напруги

$$r_{\text{вих}} = -\Delta U_{\text{вих}} / \Delta I_{\text{вих}} \quad (8.32)$$

Знак «мінус» у виразі (8.32) вказує на те, що зі збільшенням струму навантаження вихідна напруга зменшується і навпаки. Вихідний опір стабілізаторів може мати величину меншу за 0,1 Ом. Менший вихідний опір джерела живлення є сприятливим для живлення електронної апаратури, зокрема запобігає режиму самозбудження, а також покращує частотні характеристики. У зв'язку з цим стабілізатори використовують як джерела живлення з малим вихідним опором.

Однією з основних характеристик стабілізатора є температурний коефіцієнт напруги (ТКН), який дорівнює зміні стабілізованої величини при зміні температури на один градус Цельсія. Він може бути виражений або в абсолютних, або у відносних одиницях

$$\left. \begin{aligned} \text{ТКН}_{\text{абс}} &= \frac{U_{\text{ст}2} - U_{\text{ст}1}}{T_2 - T_1}, \text{ мВ} / \text{ } ^\circ\text{C} \\ \text{ТКН}_{\text{від}} &= \frac{U_{\text{ст}2} - U_{\text{ст}1}}{U_{\text{ст.ном}} (T_2 - T_1)} \cdot 100\%, \text{ } \frac{\%}{^\circ\text{C}} \end{aligned} \right\} \quad (8.33)$$

де  $U_{\text{ст}2} - U_{\text{ст}1}$  — приріст напруги на виході стабілізатора внаслідок зміни температури на  $T_2 - T_1$ ;  $U_{\text{ст.ном}}$  — номінальна напруга стабілізації.

До стабілізаторів як до джерел вторинного електроживлення ставляться такі вимоги: забезпечення високого ККД, малих пульсацій вихідної напруги (струму), високої швидкодії, заданої величини ТКН, заданого коефіцієнта стабілізації, плавного регулювання вихідної напруги (струму), мінімальних маси та габаритів та ін.

## 8.6.2. Параметричні стабілізатори напруги

Напівпровідникові параметричні стабілізатори напруги використовують кремнієві стабілітрони, що мають ВАХ, на якій  $U \approx \text{const}$  тобто  $r_{\text{ст}} \gg r_{\text{д}}$  (див. т. 1, § 1.3). Кремнієві стабілітрони мають малу масу та розміри, вони не старіють і дають можливість для мікромініатюризації. Проте в них великий ТКН (до 0,3 %/°C), що в ряді випадків призводить до необхідності у температурній компенсації.

На рис. 8.8, *a* наведена схема параметричного стабілізатора напруги з кремнієвим стабілітроном. Діапазон стабілізованих напруг дуже широкий — від 0,63 В до декількох сотень вольт. Проте найбільший інтерес викликають стабілізатори в діапазоні низьких напруг (одиниці та десятки вольт), де вони незамінні.

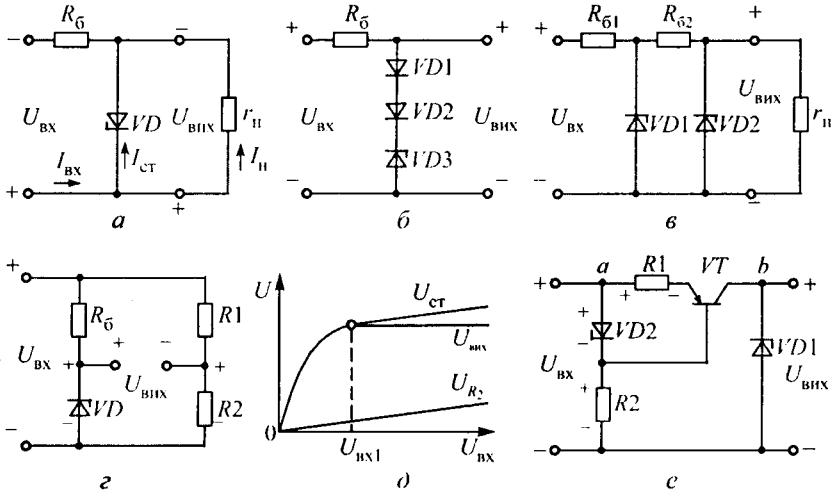


Рис. 8.8

Допускається послідовне з'єднання будь-якого числа стабілітронів. Паралельне з'єднання не допускається.

Кремнієві параметричні стабілізатори напруги широко застосовуються для живлення різного роду напівпровідникових пристроїв; як джерела еталонної напруги у вимірювальній техніці, а також як джерела опорної напруги в компенсаційних транзисторних стабілізаторах напруги.

Інтегральний коефіцієнт стабілізації

$$K_u \approx R_b \chi_{\text{ном}} / r_d, \quad (8.34)$$

де  $r_d$  — динамічний опір стабілітрона.

З виразу (8.34) випливає, що чим менше  $r_d$  і більше  $R_b$  та  $r_d$  (тобто працювати при  $I_{\text{ст min}}$ ), тим більший коефіцієнт стабілізації (при незмінному  $\chi_{\text{ном}}$ ).

Параметричний стабілізатор на кремнієвому стабілітроні во-

лодіє фільтрувальними властивостями, що видно з виразу (8.34), аналогічного виразу коефіцієнта згладжування еквівалентного  $RC$ -фільтра, у якого ємність конденсатора

$$C_{\text{екв}} = 1 / (m_{\text{II}} \omega_M r_d).$$

Тому що інтегральний коефіцієнт стабілізації безінерційного стабілізатора чисельно дорівнює коефіцієнту згладжування еквівалентного фільтра, тобто  $K_u = K_{\text{II}}$ , то при розрахунку пульсацій на виході випрямляча з кремнієвим стабілізатором треба в  $K_u$  разів зменшити коефіцієнт згладжування додаткового фільтра.

Вихідний опір стабілізатора з урахуванням того, що внутрішній опір джерела малий, складається з двох паралельно ввімкнених опорів  $R_6$  та  $r_d$  (рис. 8.8,а), з яких  $R_6 \gg r_d$ . Звідки

$$r_{\text{вих}} = R_6 r_d / (R_6 + r_d) \approx r_d. \quad (8.35)$$

Якщо стабілізатор шунтують ємністю для поліпшення фільтрувальних властивостей, то при цьому зменшується і вихідний опір стабілізатора.

При зміні температури напруга на стабілізаторі змінюється згідно значенню відносного температурного коефіцієнта напруги. Для стабілітронів із значенням  $U_{\text{ст}} = 2,4 \dots 5,6$  В ТКН має негативне значення, а для значень  $U_{\text{ст}} > 6$  В ТКН має позитивне значення. При значенні  $U_{\text{ст}}$  поблизу 6 В ТКН має змінний знак.

Для компенсації впливу температури навколишнього середовища на характеристики стабілітрона використовують термочутливі компоненти схем з негативним температурним коефіцієнтом (терморезистори) або напівпровідникові діоди, або додаткові стабілітрони, ввімкнені в провідному (прямому) напрямку послідовно зі стабілізуєчими стабілітронами (рис. 8.8,б). Необхідність в декількох діодах або стабілітронах викликана тим, що значення відносного ТКН у стабілітронів у зворотному напрямку приблизно у два, три рази менше, ніж у діодів або стабілітронів у прямому ввімкненні. Вихідна напруга схеми

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{ст}} + \sum U_{\text{пр}}, \quad (8.36)$$

де  $\sum U_{\text{пр}} = N(U_{\text{пр1}} - U_{\text{пр2}}) - \text{ТКН}_{\text{абс}}(T_1 - T_2)$ ;



$U_{ст} = U_{стном} + \text{ТКН}_{абс}(T_1 - T_2)$ ;  $N$  — число компенсуючих діодів (стабілітронів);  $U_{уп1}$ ,  $U_{уп2}$  — спад напруги на діоді (стабілітроні), ввімкненому у прямому напрямку, відповідно при температурі  $T_1$  і  $T_2$ . Як видно з (8.36) у термокомпенсованих стабілізаторів підвищується напруга стабілізації.

Поліпшити інтегральний коефіцієнт стабілізації при зміні вхідної напруги можна, застосувавши двокаскадну (рис. 8.8,в) або мостову (рис. 8.8,з) схеми стабілізаторів.

У двокаскадному стабілізаторі (рис. 8.8,в) стабілітрон  $VD1$  повинен мати робочу напругу більшу, ніж у  $VD2$ . Для уніфікації в якості  $VD1$  можна застосувати два або більше стабілітронів, однотипних з  $VD2$ . Попередня стабілізація напруги в двокаскадному стабілізаторі здійснюється за допомогою елементів  $R_{б1}$  і  $VD1$ , що дозволяє одержати достатньо високий коефіцієнт стабілізації вихідної напруги

$$K_u = K_{u1} K_{u2} \approx \frac{R_{б1} R_{б2}}{r_{д1} r_{д2}} \cdot \frac{U_{вих}}{U_{вх}}, \quad (8.37)$$

де  $K_{u1}$ ,  $K_{u2}$  — коефіцієнти стабілізації першого та другого каскадів;  $r_{д1}$ ,  $r_{д2}$  — диференціальний (динамічний) опір стабілітронів  $VD1$ ,  $VD2$ .

Температурний ухил напруги на навантаженні та вихідний опір двокаскадного стабілізатора такі самі, як і у схемі рис. 8.8,а.

У мостовій схемі (рис. 8.8,з) за допомогою подільника напруги  $R1$ ,  $R2$  підбирають напругу  $U_{R2}$  такою, щоб, починаючи з точки, що відповідає напрузі  $U_{вх1}$  (рис. 8.8,д), прямі  $U_{ст}$  і  $U_{R2}$  були паралельні одна одній. Як видно з рис. 8.8,з напруги  $U_{ст}$  і  $U_{R2}$  ввімкнені зустрічно по відношенню до виходу стабілізатора і тому  $U_{вих} = U_{ст} - U_{R2} \approx \text{const}$ . Повної компенсації підняття ВАХ стабілітрона одержати неможливо, тому що  $r_d \neq \text{const}$ . У мостовій схемі зростає вихідний опір стабілізатора до значення  $R2$ . Зменшувати  $R2$  недоцільно, тому що це викликає зменшення ККД стабілізатора.

Коефіцієнт стабілізації при  $r_d = \text{const}$

$$K_u \approx \frac{U_{\text{вих}}}{(r_d / R_6 - R_2 / R_1) U_{\text{вх}}} \quad (8.38)$$

У мостовій схемі теоретично коефіцієнт стабілізації може бути нескінченно великим, якщо вибрати елементи, виходячи з умови  $r_d / R_6 = R_2 / R_1$ . Вихідний опір  $z_{\text{вих}} = r_d + R_2$ .

Слід відмітити, що відносно висока стабільність вихідної напруги в схемах стабілізаторів рис 8.8,в, г досягається за рахунок значного погіршення ККД у порівнянні зі схемою рис. 8.8,а.

Значне збільшення коефіцієнта стабілізації без погіршення ККД можна одержати, застосувавши замість лінійного баластного резистора  $R_6$  високоомний транзисторний двополюсник (рис. 8.8,е). Ланцюжок  $VD2$  і  $R2$  утворює стабільне джерело напруги зміщення, яке, діючи зустрічно зі спадом напруги на резисторі  $R1$ , створює на базі транзистора  $VT$  негативний потенціал. Тому що диференціальний опір стабілітрона  $VD2$  малий (декілька Ом), спад напруги на ньому малий, тому можна вважати, що база транзистора  $VT$  і точка  $a$  екіпотенціальні. Звідки випливає, що опір для приростів напруги і струму між точками  $a$  і  $b$  буде визначатись виразом

$$R_{Бд} = R_{\text{вх}VT} \approx \left( 1 - \frac{h_{21Б}}{1 + R_1 / r_Б} \right) r_К \quad (8.39)$$

Величина статичного опору між точками  $a$  і  $b$

$$R_{Бст} = R_{\text{вх}VTст} \approx \left( \frac{U_{KE} + U_{VD2}}{I_{\text{нном}} + I_{VD2\text{нном}}} \right) \quad (8.40)$$

Коефіцієнт стабілізації

$$K_u = \frac{R_{\text{вх}VT}}{r_{д2}} \chi_{\text{нном}} = \frac{r_К}{r_{д2}} \cdot \frac{r_Б (1 - h_{21Б}) + R_1}{r_Б + R_1} \chi_{\text{нном}} \quad (8.41)$$

$$\text{де } \chi_{\text{нном}} = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вих}} + R_{\text{вх}VTст} (I_{\text{нном}} + I_{VD2\text{нном}})}$$

Замість стабілітрона  $VD2$  можна застосувати діод, ввімкнений у пряму напругу.

Зміщення на  $VT$  можна подавати від окремого додаткового джерела напруги  $U_{\text{дод}} \gg U_{\text{ст}VD2}$ .

Якщо треба збільшити потужність параметричного стабілізатора, то використовують схему з емітерним повторювачем (рис. 8.9). Стабілітрон  $VD$  у схемі править джерелом опорної напруги. Вихідна напруга стабілізатора

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{ст}} - U_{\text{ЕБср}} \approx U_{\text{ст}}, \quad (8.42)$$

де  $U_{\text{ЕБср}} \approx 0,3\text{В}$ .

Вхідна напруга в схемі

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{вих}} + U_{\text{КЕср}}.$$

Припустимо, що внаслідок зміни значення навантажувального опору  $r_{\text{н}}$  або напруги  $U_{\text{вх}}$  напруга  $U_{\text{вих}}$  зростає. Згідно (8.42) це викликає зменшення напруги  $U_{\text{ЕБ}}$  і зменшення базового струму, тому що  $U_{\text{ст}} = \text{const}$ . При зменшенні базового струму збільшується опір транзистора постійному струму, а напруга  $U_{\text{КЕср}}$  збільшується, що сприяє зменшенню  $U_{\text{вих}}$  практично до номінального значення.

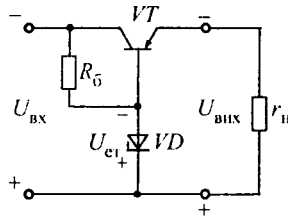


Рис. 8.9

Максимальний струм навантаження стабілізатора визначається мінімально допустимим струмом стабілітрона. Це пояснюється тим, що через баластний резистор  $R_{\text{б}}$  повинен протікати приблизно постійний струм, що дорівнює сумі струмів бази транзистора та стабілітрона. Тому зі збільшенням навантаження струм бази зростає, а струм стабілітрона зменшується, і якщо цей струм стане менше мінімально допустимого значення, стабілізація порушиться.

Аналогічно мінімальний струм навантаження визначається максимально допустимим струмом стабілітрона. Таким чином,

$$(I_{\text{нmax}} / h_{21\text{E}}) + I_{\text{стmin}} = (I_{\text{нmin}} / h_{21\text{E}}) + I_{\text{стmax}}.$$

Якщо  $I_{\text{нmin}} = 0$ , то  $I_{\text{нmax}} = h_{21\text{E}} (I_{\text{стmax}} - I_{\text{стmin}})$ , тобто максимальний струм навантаження залежить від коефіцієнта підсилення транзистора  $h_{21\text{E}}$  і максимально допустимої зміни робочого струму стабілітрона.

Для збільшення  $h_{21\text{E}}$ , а отже, і струму  $I_{\text{нmax}}$  треба ввімкнути складений транзистор.

Коефіцієнт стабілізації

$$K_u \approx \frac{r_K R_6}{r_d (R_6 + r_K) + r_K R_6} \cdot \frac{r_H}{r_H + (1 - h_{21Б0}) R_6} \quad (8.43)$$

Вихідний опір

$$r_{вих} \approx r_E + (1 - h_{21Б}) (r_B + r_d) \quad (8.44)$$

Якщо ланцюжок з двох стабілітронів, ввімкнених зустрічно, підімкнути паралельно навантаженню, то можна стабілізувати змінну напругу (рис. 8.10).

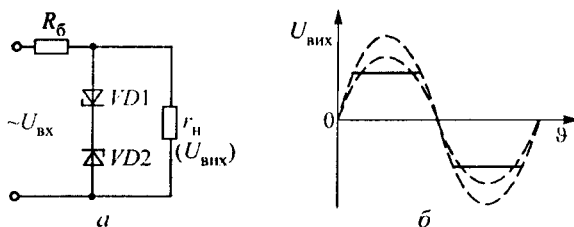


Рис. 8.10

### 8.6.3. Компенсаційні лінійні стабілізатори напруги

У залежності від струму навантаження в компенсаційних стабілізаторах (рис. 8.7) в якості регулювального елемента 1 використовується один або декілька транзисторів.

На рис. 8.11 наведені схеми регулювальних елементів, які відрізняються кількістю транзисторів і їх з'єднанням.

Мінімальний спад напруги на регулювальному елементі схеми на рис. 8.11,а визначається залежністю

$$U_{p\min} = U_{KE2\text{нас}} + U_{EB1},$$

де  $U_{KE2\text{нас}}$  — напруга колектор-емітер транзистора  $VT2$  в режимі насичення;  $U_{EB1}$  — напруга емітер-база транзистора  $VT1$ .

Для регулювального елемента рис. 8.11,б

$$U_{p\min} = U_{KE3\text{нас}} + U_{EB2} + U_{EB1}.$$

У схемах регулювальних елементів рис. 8.11,в, г, е використовується додаткове джерело напруги  $U_{\text{дод}}$ , завдяки чому зменшується мінімальний спад напруги. Для схеми рис. 8.11,в

$$U_{p\min} = U_{KE2\text{нас}} + U_{EB1} \cdot$$

Для схеми рис. 8.11,з

$$U_{p\min} = U_{KE1\text{нас}} \cdot$$

У схемі регулювального елемента з додатковою симетрією і стабілізатором струму СС рис. 8.11,д

$$U_{p\min} = U_{EB1} + U_{KE2\text{нас}} \cdot$$

У даному випадку зменшення  $U_{p\min}$  досягається завдяки тому, що при додатковій симетрії напруга насичення  $U_{KE2\text{нас}}$  менша за напругу емітер-база  $U_{EB2}$ .

Ввімкнення в схему регулювального елемента додаткового

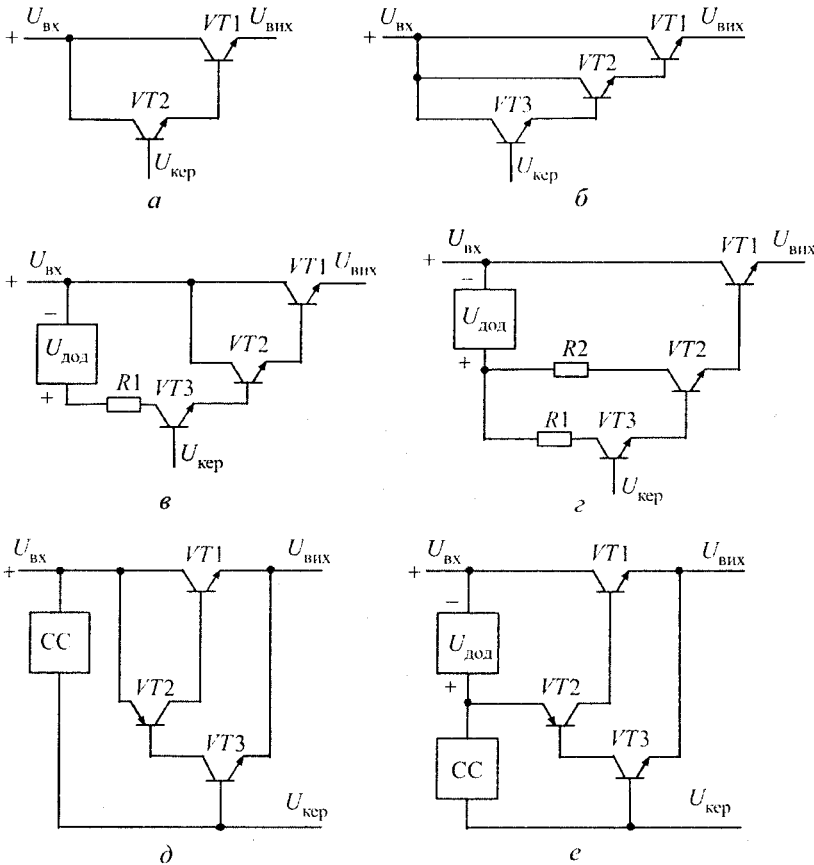


Рис. 8.11

джерела напруги  $U_{\text{дод}}$  і стабілізатора струму СС (рис. 8.11,е) зменшує спад напруги, мінімальне значення якої дорівнює

$$U_{\text{pmin}} = U_{\text{ЕБ1}} + U_{\text{КЕ2min}} - U_{\text{дод}},$$

при цьому повинна виконуватись умова

$$U_{\text{дод}} \geq U_{\text{ЕБ1}} + U_{\text{КЕ2min}} - U_{\text{КЕ1}}.$$

При виконанні цієї умови напругу  $U_{\text{pmin}}$  можна зменшити до значення, близького до  $U_{\text{КЕ2нас}}$ .

На рис. 8.12,а наведена схема компенсаційного транзисторного стабілізатора напруги з підсилювачем у колі зворотного зв'язку, який має високий коефіцієнт стабілізації.

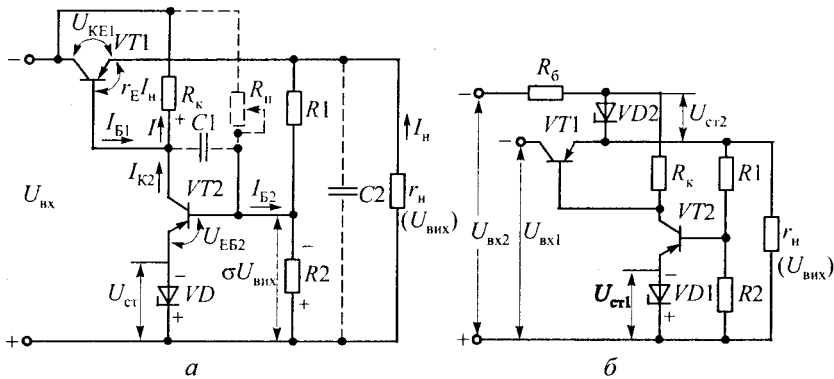


Рис. 8.12

У цьому стабілізаторі напруга на резисторі  $R_2$  подільника напруги  $R_1, R_2$  порівнюється з опорною (сталонною) напругою стабілітрона  $U_{\text{ст}}$ . Сигнал розузгодження підсилюється підсилювачем на транзисторі  $VT_2$  і надходить на базу регульовального транзистора  $VT_1$ , змінюючи його опір таким чином, що вихідна напруга стабілізатора підтримується на заданому рівні з певною стабільністю.

Схема працює наступним чином. Припустимо, що внаслідок зменшення  $U_{\text{вх}}$  або збільшення струму навантаження  $I_{\text{н}}$  вихідна напруга  $U_{\text{вих}}$  зменшилась. Тоді зменшиться напруга на резисторі  $R_2$ . Так як,  $U_{\text{ст}} \approx \text{const}$ , то зменшення напруги на резисторі  $R_2$  призведе до зменшення негативної напруги на базі  $VT_2$  і, отже, до

зменшення його базового та колекторного струмів. Зменшення  $I_{K2}$  викличе зменшення спаду напруги на резисторі  $R_K$ , внаслідок чого напруга на базі VT1 відносно його емітера стане більш негативною. Струми бази  $I_{B1}$  і емітера  $I_{E1}$  транзистора при цьому зростають, а спад напруги  $U_{KE1}$  зменшується. Внаслідок цього вихідна напруга стабілізатора збільшується до початкового значення з деякою статичною похибкою регулювання.

При збільшенні  $U_{вх}$  або при зменшенні  $I_H$  вихідна напруга стабілізатора збільшується. При цьому за рахунок дії кола зворотного зв'язку струм бази транзистора VT1 зменшиться, що призведе до збільшення спаду напруги  $U_{KE1}$  та регульовального транзисторі, і, як наслідок, до зменшення  $U_{вих}$  майже до початкового значення.

Коефіцієнт стабілізації стабілізатора визначається з виразу

$$K_u = \frac{dU_{вх}}{dU_{вих}} \cdot \frac{U_{вих.ном}}{U_{вх.ном}} \Big|_{I_H = \text{const}} = \frac{dU_{вх}}{dU_{вих}} \chi_{ном}. \quad (8.45)$$

Якщо струм подільника  $I_{под} = U_{вих} / (R_1 + R_2) \gg I_{B2}$ , а струм бази регульовального транзистора VT1  $I_{B1} \ll I_{K2}$ ,  $I_{E1} \approx I_H$ ,  $U_{ст} = \text{const}$ , то

$$U_{EB2} = R_2 U_{вих} / (R_1 + R_2) - U_{ст} = \sigma U_{вих} - U_{ст}, \quad (8.46)$$

де  $\sigma = R_2 / (R_1 + R_2) = (U_{ст} + U_{EB2}) / U_{вих} < 1$  — коефіцієнт передавання подільника вихідної напруги.

Напруга  $U_{EB2}$  підсилюється підсилювачем постійного струму на транзисторі VT2 і виділяється на навантажувальному резисторі  $R_K$

$$\begin{aligned} U_{R_K} &= U_{вх} - U_{вих} - I_{B1} r_{B1} - I_{E1} r_{E1} = \\ &= U_{вх} - U_{вих} - I_H [(1 - h_{21E1}) r_{B1} + r_{E1}], \end{aligned} \quad (8.47)$$

де  $I_{B1} = (1 - h_{21E1}) I_{E1} = (1 - h_{21E1}) I_H$ .

Динамічний коефіцієнт підсилення підсилювача постійної напруги з урахуванням виразів (8.46) і (8.47)

$$K_{\Pi 2} = \frac{U_{R_k}}{U_{\text{ЕБ}2}} = \frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{внх}} - I_{\text{н}} [(1 - h_{21\text{Е}1})r_{\text{Б}1} + r_{\text{Е}1}]}{\sigma U_{\text{внх}} - U_{\text{ст}}}. \quad (8.48)$$

З виразу (8.48) визначаємо вихідну напругу стабілізатора

$$U_{\text{внх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{K_{\Pi 2}\sigma + 1} + \frac{K_{\Pi 2}U_{\text{ст}}}{K_{\Pi 2}\sigma + 1} - \frac{I_{\text{н}} [(1 - h_{21\text{Е}1})r_{\text{Б}1} + r_{\text{Е}1}]}{K_{\Pi 2}\sigma + 1}. \quad (8.49)$$

Продиференціювавши вираз (8.49) за змінною напругою  $U_{\text{вх}}$ , вважаючи, що  $I_{\text{н}} \approx \text{const}$ ,  $U_{\text{ст}} = \text{const}$ , з урахуванням умови  $K_{\Pi 2}\sigma \gg 1$  одержуємо

$$dU_{\text{внх}}/dU_{\text{вх}} = (K_{\Pi 2}\sigma + 1) \approx K_{\Pi 2}\sigma. \quad (8.50)$$

Підставляючи (8.50) у (8.45), визначимо коефіцієнт стабілізації стабілізатора

$$K_u = K_{\Pi 2}\sigma\chi_{\text{ном}}. \quad (8.51)$$

У вираз (8.51) не входить коефіцієнт підсилення регульовального транзистора  $VT1$ . Це пояснюється тим, що відносно резистора  $R_k$  і навантаження  $r_{\text{н}}$  транзистор  $VT1$  ввімкнений за схемою емітерного повторювача, який має коефіцієнт підсилення за напругою близький до одиниці.

Вихідний опір стабілізатора визначимо, продиференціювавши вираз (8.49) за змінним струмом  $I_{\text{н}}$ , вважаючи, що  $U_{\text{ст}} = \text{const}$ ,  $U_{\text{вх}} = \text{const}$ ,

$$r_{\text{внх}} = -dU_{\text{внх}}/dI_{\text{н}} = [(1 - h_{21\text{Е}1})r_{\text{Б}1} + r_{\text{Е}1}] / (K_{\Pi 2}\sigma + 1) \approx r_{\text{вх}1} / (K_{\Pi 2}\sigma), \quad (8.52)$$

де  $r_{\text{вх}1} = (1 - h_{21\text{Е}1})r_{\text{Б}1} + r_{\text{Е}1}$  — вхідний опір регульовального транзистора у схемі з спільною базою.

З урахуванням внутрішнього опору джерела вхідної напруги  $r_{\text{вн}}$

$$r_{\text{внх}} \approx (r_{\text{вх}1} + r_{\text{вн}}) / (K_{\Pi 2}\sigma). \quad (8.53)$$

Основні показники стабілізатора тим кращі, чим стабільніша напруга  $U_{\text{ст}}$  і чим більший добуток  $K_{\Pi 2}\sigma$ . Стабільність напруги  $U_{\text{ст}}$  досягається застосуванням стабілітронів з меншим диференціальним опором  $r_{\text{д}}$ . Для збільшення  $\sigma$  треба вибрати напругу  $U_{\text{ст}}$ ,



близькою за величиною до вихідної. У практичних схемах  $U_{ст} \leq U_{вих} - (2...3) В$ .

Коефіцієнт підсилення за напругою підсилювача постійної напруги

$$K_{П2} = \frac{h_{21E2} r_{K1} R_K}{R_{вх2} (r_{K1} + R_K)}, \quad (8.54)$$

де  $h_{21E2}$  — коефіцієнт підсилення транзистора  $VT2$ ;

$R_{вх2} = r_{Б2} + (r_{E2} + r_d)(1 + h_{21E2})$  — вхідний опір підсилювача постійної напруги (впливом подільника  $R1, R2$  нехтуємо);  $r_d$  — диференціальний опір стабілітрона  $VD$ .

З виразу (8.54) видно, що для збільшення  $K_{П2}$  треба вибрати транзистори підсилювача з високим коефіцієнтом підсилення та збільшувати опір колекторного навантаження  $R_K$ . Проте зі збільшенням  $R_K$  зменшується струм бази регульовального транзистора  $I_{Б1}$ , що призводить до обмеження струму навантаження  $I_n = h_{21E1} I_{Б1}$ . З метою покращення якісних показників і підвищення навантажувальної здатності стабілізатора регульовальний елемент виконують на складеному транзисторі (рис. 8.11, *а, б*). Ввімкнення узгоджувальних транзисторів дозволяє зменшити струм бази регульовального елемента до величини  $I'_{Б1} = I_n / (h_{21E1} h_{21E2})$  для схеми рис. 8.11, *а* і до величини  $I'_{Б1} = I_n / (h_{21E1} h_{21E2} h_{21E3})$  для схеми рис. 8.11, *б*, а відтак, збільшити опір резистора  $R_K$  і коефіцієнт підсилення  $K_{П2}$ .

У розглянутому стабілізаторі опір  $R_K$  є спільним для колекторного кола транзистора  $VT2$  та базового кола транзистора  $VT1$ . У результаті в стабілізаторі існує позитивний зворотний зв'язок за вхідною напругою, який погіршує коефіцієнт стабілізації. Для усунення його впливу вводять негативний зворотний зв'язок за вхідною напругою безпосередньо на базу транзистора  $VT2$  за допомогою змінного резистора  $R_n$  (на рис. 8.12, *а* показаний пунктиром).

Необхідну величину опору встановлюють шляхом регулювання:  
 $R_{\Pi} \approx R_1 \sigma (K_{\Pi 2} - 1)$ .

Незважаючи на те, що схема регулювання являє собою схему з негативним зворотним зв'язком, в якій самозбудження повинно виключатися, проте на деяких частотах (звичайно високих) стабілізатор схильний до втрати стійкості. Цьому сприяє великий коефіцієнт підсилення схеми керування та паразитні параметри всієї схеми. Для підвищення стійкості стабілізатора застосовують корекцію його амплітудно-частотної характеристики: конденсатор  $C1$  вносить негативний зворотний зв'язок у транзистор  $VT2$ , а конденсатор  $C2$  практично закорочує високочастотні паразитні коливання, які можуть виникнути. Зворотний зв'язок за рахунок конденсатора  $C1$  призводить до частотозалежного зменшення коефіцієнта підсилення (з підвищенням частоти підсилення зменшується) і звуження частотної характеристики системи регулювання, а отже, до підвищення інерційності та погіршення динаміки. Тому значення  $C1$  не повинно бути більшим декількох тисяч пікофарад. Конденсатор  $C2$  виявляє сприятливий вплив при імпульсному навантаженні. На протязі тривалої паузи він заряджається малим струмом, а розряджається великим струмом за короткий час сигналу. Це дозволяє суттєво зменшити потужність самого стабілізатора. Ємність  $C2$  інколи виконують у вигляді електролітичного (працює до частот декілька сотень кГц) і слюдяного, або керамічного, працюючого на більш високих частотах.

Для суттєвого підвищення коефіцієнта стабілізації і зниження втрат потужності на регульовальному транзисторі застосовують живлення підсилювального каскаду від окремого стабілізованого джерела (рис. 8.12,б). У цьому стабілізаторі виключена дестабілізуюча дія вхідної напруги безпосередньо на базу транзистора  $VT1$ .

При зміні вихідної напруги стабілізатора змінюється струм бази і струм колектора підсилювального транзистора  $VT2$ . Напруга на резисторі  $R_K$  дорівнює різниці напруг  $U_{R_K} = U_{CT2} - U_{EB1}$ . Через те, що напруга  $U_{CT2} \approx \text{const}$ , а напруга  $U_{EB1}$  у процесі роботи змінюється мало, то напругу  $U_{R_K}$  можна вважати величиною постійною

$U_{R_k} = \text{const}$ . Внаслідок цього, постійною буде також сума струмів  $I_{B1} + I_{K2}$ , що протікають через резистор  $R_k$ ,  $I = I_{B1} + I_{K2} \approx \text{const}$ .

З даного рівняння випливає, що прирости струму бази регулювального транзистора рівні за величиною і протилежні за знаком приростам струму колектора транзистора  $VT2$ , які залежать лише від величини сигналу на виході вимірювального елемента.

Коефіцієнт стабілізації визначається виразом

$$K_u = \sigma K_{П2} \frac{K_{u2} \chi'_{\text{ном}} \mu_p \chi_{\text{ном}}}{K_{u2} \chi'_{\text{ном}} + \mu_p \chi_{\text{ном}}}, \quad (8.55)$$

де  $\mu_p = (r_{B1} + h_{21B} r_{K1}) / (r_{E1} + r_{B1}) \approx r_{K1} / r_{B1}$  — коефіцієнт підсилення за напругою регулювального транзистора  $VT1$  ( $\mu_p$  складає декілька сотень);  $K_{u2} = R_6 U_{\text{ст}2 \text{ ном}} / r_{д2} U_{\text{вх}2 \text{ ном}}$  — коефіцієнт стабілізації напруги  $U_{\text{ст}2}$  за вхідною напругою  $U_{\text{вх}2 \text{ ном}}$ ;  $\chi'_{\text{ном}} = U_{\text{вих ном}} / U_{\text{ст}2 \text{ ном}}$ ;  $\chi_{\text{ном}} = U_{\text{вих ном}} / U_{\text{вх}1 \text{ ном}}$ ;  $r_{д2}$  — диференціальний опір стабілітрона  $VD2$ .

Як випливає з виразу (8.55), коефіцієнт стабілізації залежить від коефіцієнта підсилення транзистора  $VT1$ , який у цьому стабілізаторі ввімкнений за схемою з спільним емітером і тому підсилює напругу, а також від коефіцієнта стабілізації додаткового джерела  $K_{u2}$ .

При високій стабільності джерела  $U_{\text{ст}2}$   $K_{u2} \chi'_{\text{ном}} \gg \mu_p \chi_{\text{ном}}$  і коефіцієнт стабілізації

$$K_u \approx \sigma K_{П2} \mu_p \chi_{\text{ном}}.$$

При низькій стабільності джерела  $U_{\text{ст}2}$   $K_{u2} \chi'_{\text{ном}} \ll \mu_p \chi_{\text{ном}}$  і коефіцієнт стабілізації

$$K_u \approx \sigma K_{П2} K_{u2} \chi'_{\text{ном}}.$$

Таким чином, при високій стабільності напруги  $U_{\text{ст}2}$  можна одержати  $K_u$ , який дорівнює декільком тисячам, тобто на порядок більший, ніж при малій стабільності. Стабільність напруги  $U_{\text{ст}2}$  можна підвищити, застосувавши двокаскадний параметричний стабілізатор або замінивши резистор  $R_6$  високоомним транзисторним (термостабілізуючим) двополюсником.

Вихідний опір стабілізатора

$$r_{\text{вих}} \approx \frac{r_{\text{Е1}} + (1 - h_{21\text{Б1}})r_{\text{Б1}}}{h_{21\text{Б1}}K_{\text{П2}}\sigma} \approx \frac{r_{\text{вх}VT1}}{h_{21\text{Б1}}K_{\text{П2}}\sigma} \quad (8.56)$$

і в практичних схемах має величину порядку тисячних частин Ома.

З виразів (8.51), (8.52), (8.55), (8.56) видно, що в схемі рис. 8.12,б коефіцієнт стабілізації збільшується в  $\mu_p$  разів, а вихідний опір зменшується за рахунок складової, зумовленої внутрішнім опором випрямляча, на величину  $r_{\text{вн}}/(K_{\text{П2}}\sigma)$ . До недоліків схеми слід віднести наявність двох джерел живлення ( $U_{\text{вх1}}; U_{\text{вх2}}$ ).

Коефіцієнт стабілізації стабілізатора можна збільшити, якщо резистор  $R_k$  у схемах рис. 8.12 замінити високоомним транзисторним (струмостабілізуючим) двополюсником (рис. 8.13) з великим опором струму, який змінюється, і малим опором постійному (незмінному) струму. Напряга  $U_{\text{ст1}}$  на базі транзистора  $VT4$  стабілізована стабілітроном  $VD1$  і мало залежить від зміни вхідної напруги. Замість стабілітрона  $VD1$  часто використовують стабістори або 1-2 діоди, ввімкнених у прямому напрямку. Відносно напруги  $U_{\text{ст1}}$  транзистор  $VT4$  ввімкнений як емітерний повторювач, тому напруга  $U_{R2}$  на опорі емітерного навантаження а, отже, і струм емітера транзистора  $VT4$  практично не залежить від змін вхідної напруги  $U_{R2} = U_{\text{ст1}} - U_{\text{ЕБ4}} \approx \text{const}$ ;  $I_{\text{Е4}} = U_{R2}/R_2 = (U_{\text{ст1}} - U_{\text{ЕБ4}})/R_2 \approx \text{const}$ .

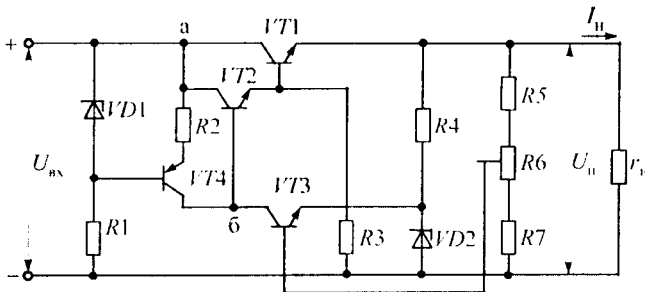


Рис. 8.13

Оскільки колекторний струм транзистора  $VT4$   $I_{\text{К4}} \approx I_{\text{Е4}}$ , то сума базового струму складеного транзистора  $VT1-VT2$  і колектор-

ного струму підсилювального транзистора  $VT3$  при зміні  $U_{вх}$  змінюється мало:  $I_{Б2} + I_{К3} = I_{К4} \approx \text{const}$ .

Отже, прирости струму бази складеного транзистора  $VT1-VT2$  рівні за величиною і протилежні за знаком приростам колекторного струму транзистора  $VT3$   $\Delta I_{Б2} = -\Delta I_{К3}$  і залежать лише від величини сигналу на виході схеми порівняння. Застосування стабілізатора струму еквівалентно вмиканню в колекторне коло підсилювального транзистора резистора  $R_{кскв}$  з дуже великим опором, який дорівнює диференціальному опору струмостабілізуючого двополосника в точках а-б,

$$R_{кскв} = \frac{h_{21E4} r_{к4} R_1 R_2}{R_1 R_2 + h_{21E4} r_{д1} r_{к4}}. \quad (8.57)$$

Для розрахунку коефіцієнта стабілізації і вихідного опору схеми використовують формули (8.51)...(8.54) з заміною  $R_k$  на  $R_{кскв}$ . Так як опір  $R_{кскв}$  дуже великий, то схема забезпечує високий коефіцієнт стабілізації ( $K_u > 500$ ) і вихідний опір порядку сотих часток Ома.

Для збільшення  $R_{кскв}$  у стабілізаторі струму використовують транзистор  $VT4$  з великим коефіцієнтом підсилення  $h_{21E4}$  та підвищують стабільність опорної напруги  $U_{ст1}$ , застосовуючи стабілітрони з малим диференціальним  $r_{д1}$ . В ідеальному випадку при  $r_{д1} = 0$  опір  $R_{кскв}$  досягає максимального значення  $R_{кскв} = h_{21E4} r_{к4}$ .

Стабілізатори струму будують за схемами, аналогічним схемам стабілізаторів напруги, з тією різницею, що замість резистора  $R1$  (рис. 8.12,а) вмикається опір навантаження  $r_n$ . При цьому напруга на резисторі  $R2$ , пропорційна струму навантаження, підтримується незмінною і рівною за величиною опорній напрузі. У результаті в стабілізаторі буде здійснюватися стабілізація струму навантаження. Через додаткові втрати потужності в резисторі  $R2$  стабілізатори струму мають низький ККД.

Для підвищення коефіцієнта стабілізації в якості підсилювачів постійного струму використовують диференціальні каскади та операційні підсилювачі. На рис. 8.14 в якості приклада наведена схема

стабілізатора напруги з операційним підсилювачем К153УД1. Особливістю схеми є наявність вхідного подільника напруги  $R_1, R_2$ , напруга з якого через діод  $VD1$  подається на неінвертувальний вхід ОП. Таке схемне рішення застосовано для забезпечення надійного вмикання стабілізатора в режим стабілізації при подачі вхідної напруги. У деяких випадках збій має місце в процесі вмикання у зв'язку з тим, що при достатньо великій напрузі зміщення операційного підсилювача його вихідний каскад входить в режим насичення і його вихідна напруга не перевищує десятих часток вольта. Ця напруга нижча рівня, потрібного для відкриття регулювального транзистора. Опір вихідного подільника напруги вибирають з умови

$$\frac{U_{\text{вх min}} R_2}{R_1 + R_2} > U_{VD1 \text{ max}} + U_{\text{зм max}}; \quad \frac{U_{\text{вх max}} R_2}{R_1 + R_2} < U_{\text{нівх}}, \quad \text{де } U_{VD1 \text{ max}} \text{ —}$$

максимальний спад напруги на діоді  $VD1$ ;  $U_{\text{вх min}}, U_{\text{вх max}}$  — мінімальна і максимальна вхідні напруги стабілізатора;  $U_{\text{зм max}}$  — максимальна напруга зміщення операційного підсилювача;  $U_{\text{нівх}}$  — напруга на неінвертувальному вході операційного підсилювача при номінальному режимі стабілізатора.

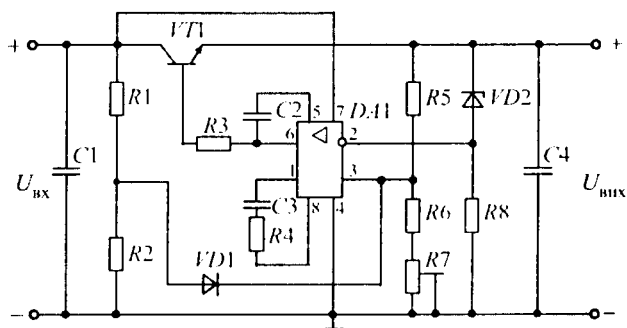


Рис. 8.14

Діод  $VD1$  вибирають з малим значенням зворотного струму.

Операційний підсилювач застосовується в основному в джерелах електроживлення з вихідною напругою вище 30 В, тому що інтегральні стабілізатори на такі напруги не випускають.

#### 8.6.4. Стабілізатори на інтегральних мікросхемах

Одним з основних напрямків мініатюризації джерел воринного електроживлення є застосування інтегральних стабілізаторів. У порівнянні з стабілізаторами в дискретному виконанні інтегральні стабілізатори володіють високими якісними і масо-габаритними показниками, універсальністю, надійністю і повторюваністю параметрів, порівняно з низькою вартістю.

В компенсаційних стабілізаторах напруги з вихідними напругами до 30 В широко використовуються інтегральні стабілізатори серії 142ЕН. Випускаються інтегральні стабілізатори двох видів для джерел електроживлення:

1) з регульованою вихідною напругою (142ЕН1А, Б; 142ЕН2А, Б; 142ЕН3, 4; 142ЕН10; 142ЕН11, 12; 142ЕН13; 142ЕН16);

2) з фіксованою вихідною напругою (142ЕН5А, Б, В, Г; 142ЕН6А, Б, В, Г; 142ЕН8А, Б, В; 142ЕН9А, Б, В).

До основних параметрів інтегральних стабілізаторів відносяться:

$U_{\text{вих}}$  — номінальна вихідна напруга і межі її технологічного відхилення від номінального значення (для стабілізаторів з фіксованою напругою);

$U_{\text{вих min}} \dots U_{\text{вих max}}$  — межі установлення вихідної напруги (для регульованих стабілізаторів);

$I_{\text{вих max}}$  — максимальний вихідний струм;

$U_{\text{вх max}}, U_{\text{вх min}}$  — мінімальне та максимальне значення вхідної напруги;

$\chi_u = \frac{\Delta U_{\text{вих}}}{\Delta U_{\text{вх}}} \frac{100}{U_{\text{вих}}} [\% / \text{В}]$  — відносна нестабільність при зміні вхідної напруги;

$\chi_i = \frac{(\Delta U_{\text{вих}})_i}{I_{\text{вих max}}} \cdot \frac{100}{U_{\text{вих}}} [\% / \text{А}]$  — відносна нестабільність вихідної напруги при зміні вихідного струму;

$U_{\text{p min}}$  — мінімальний спад напруги на регульованому елементі;

$P_{\text{p max}}$  — максимально допустима потужність розсіювання.

Коефіцієнт стабілізації стабілізатора  $K_u$  і  $\chi_u$  зв'язані між собою наступним виразом

$$K_u = \frac{100}{\chi_u} \cdot \frac{1}{U_{вх}}$$

Інтегральні стабілізатори напруги з фіксованою вихідною напругою являють собою функціонально закінчені мікросхеми. Вони відрізняються більшою потужністю у порівнянні з першим типом. В табл. 8.2 і 8.3 наведені основні параметри мікросхем серії 142 з регульованою та фіксованою вихідними напругами відповідно.

В стабілізаторах з регульованою напругою передбачені виводи для підключення зовнішнього подільника у колі зворотного зв'язку для встановлення потрібної вихідної напруги. Всі мікросхеми серії 142ЕН (за виключенням 142ЕН1, 2) наділені вмонтованими вузлами захисту від перевантаження за струмом і короткого замикання в навантаженні, а також вузлами теплового захисту. Струмівий захист спрацьовує, якщо струм навантаження перевищує гранично допустимий вихідний струм мікросхеми. При цьому регулювальний елемент переводиться в режим обмеження струму і вихідна напруга стабілізатора зменшується. Після зняття перенавантаження відбувається автоматичне повернення стабілізатора в робочий стан. Якщо перенавантаження не усунено, то внаслідок протікання струму відбувається розігрів кристала, що викликає спрацювання теплового захисту. Тепловий захист вимикає стабілізатор при нагріванні кристала до температури  $+175^{\circ}\text{C} \pm 10$ , яка відповідає гранично допустимому значенню.

Повторне ввімкнення стабілізатора можливе лише після зниження температури кристала до безпечної величини. Наявність теплового захисту дозволяє повніше використовувати мікросхему за потужністю. В мікросхемах 142ЕН3, 4 можна коригувати поріг спрацювання струмового і теплового захистів підключенням нависних резисторів. Для захисту від перенавантажень за струмом мікросхем 142ЕН1, 2 використовується внутрішній захисний транзистор, до якого підключають зовнішній датчик струму та резистивний подільник, які визначають поріг спрацювання захисного пристрою. З метою корекції частотних характеристик та усунення самозбудження в стабілізаторах 142ЕН1, 2, 3, 4, 6 передбачені виводи для підключення зовнішніх коригуючих конденсаторів. У всіх інших мікросхемах здійснена внутрішня корекція.



Таблиця 8.2

Умовне позначення	Класифікаційні параметри в нормальних кліматичних умовах						Вихідний струм, А	Діапазон вхідної напруги, В	Діапазон робочих температур, °С
	Мінімальна вхідна напруга, В	Максимальна вхідна напруга, В	Нестабільність за напругою, %/В, не більше	Нестабільність за струмом, %/А, не більш	Мінімальний спад напруги, В, не більше				
142ЕН1А	3	12	0,3	11,1					
142ЕН1В	3	12	0,1	4,4	2,5*		від 9 до 20		
142ЕН2А	12	30	0,3	11,1	4,5**		не більше 40	від -60 до +125	
142ЕН2Б	12	30	0,1	4,4					
142ЕН3	3	30	0,05	0,25	3		від 9 до 45		
142ЕН4	3	30	0,05	0,25	4		від -9 до -40	від -60 до +125	
142ЕН10	мінус 3	мінус 30	0,05	1,0	2,5		від -5 до -41,5		
142ЕН11	мінус 1,2...1,3	мінус 37	0,02	0,33	3,5		від 5 до 61,3	від -60 до +125	
142ЕН12	1,2...1,3	57	0,02	0,2	3,5		від -9 до -25,5		
142ЕН13	мінус 3	мінус 22					від 10 до 30	від -60 до +125	
142ЕН16	3	25	0,1	10	3				

\* Для схем з розділними вхідними напругами при -60°С.

\*\* Для схем з сумісною вхідною напругою при мінус -60°С.

\*\*\* При  $P_{роз} < P_{роз1р}$

Таблиця 8.3

Умовне позначення	Класифікаційні параметри в нормальних кліматичних умовах					Вихідний струм, А	Діапазон вхідної напруги, В	Діапазон робочих температур, °С
	Мінімальна вихідна напруга, В	Максимальна вихідна напруга, В	Нестабільність за напругою, %/В, не більше	Нестабільність за струмом, %/А, не більше	Мінімальний спад напруги, В, не більше			
142ЕН5А	5	±2	0,05	1,0	2,5	3	Не більше 15 В	від -60 до +125
142ЕН5Б								
142ЕН5В								
142ЕН5Г						2		
142ЕН6А	±15	±2	0,0015	1,0	2,5* 3,0**	0,2	Не більше 40 -40	від -60 до +125
142ЕН6Б								
142ЕН6В		±6,7	0,005			0,15		
142ЕН6Г								
142ЕН8А	9	±4,3	0,05	0,67	2,5	0,15	Не більше 35 В	від -60 до +125
142ЕН8Б								
142ЕН8В								
142ЕН9А	20	±2	0,05	0,67	2,5	0,15	Не більше 40 В	від -60 до +125
142ЕН9Б								
142ЕН9В								

\* На позитивному каналі

\*\* На негативному каналі

У мікросхемах 142ЕН1, 2, 3, 4, 10 є пристрої для дистанційного вимикання стабілізатора зовнішнім керуючим сигналом. При подачі керуючого імпульсу на відповідний вхід відбувається закриття регульовального елемента і вихідна напруга стабілізатора зменшується практично до нуля. Ця властивість мікросхем використовується в багатоканальних джерелах вторинного електроживлення у тих випадках, коли подача вихідних напруг окремих каналів до споживача повинна здійснюватись у певній послідовності (наприклад, у пристроях живлення ЕОМ).

Мікросхема 142ЕН6 має двополярний вихід. Обидві вихідні напруги узгоджено змінюються, що важливо для живлення операційних підсилювачів. На два входи схеми подаються дві різнополярні напруги. Напруги двох різнополярних виходів можуть регулюватися зовнішнім резистором, який підключається до відповідних виводів.

Інтегральні стабілізатори серії КР142ЕН призначені для менш жорстких умов експлуатації у порівнянні з серією 142ЕН (за діапазоном робочих температур). Основні параметри мікросхем цієї серії практично співпадають з параметрами схем серії 142ЕН.

Особливості схемотехніки інтегральних стабілізаторів серії 142ЕН розглянемо на прикладі мікросхем 142ЕН1, 2, принципова схема яких наведена на рис. 8.15. Регульовальний елемент стабілізатора виконано на складеному транзисторі  $VT6, VT7$ . Підсилювач

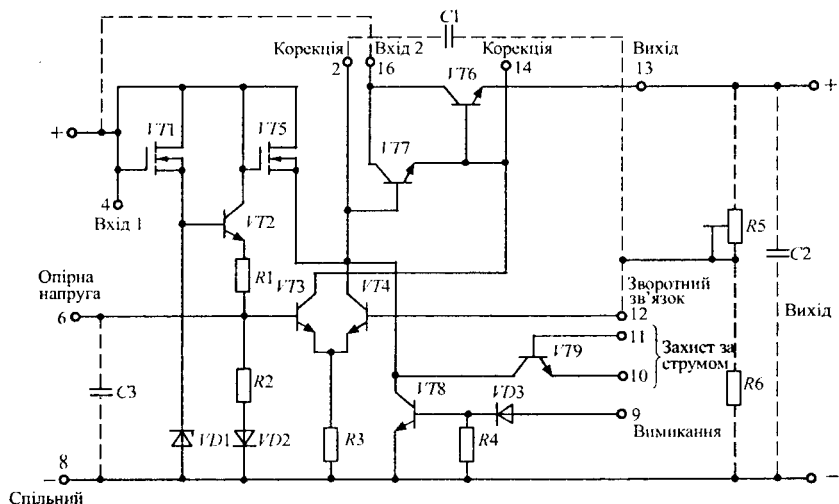


Рис. 8.15

сигналу розузгодження виконано за диференціальною схемою на транзисторах  $VT3, VT4$  і резисторі  $R3$ . Опорна напруга  $U_{оп}$ , яка знімається з резистора  $R2$  і термокомпенсувального діода  $VD2$ , стабілізується транзисторним стабілізатором напруги  $VT2$ ,  $R1$ ,  $VD1$ ,  $VT1$ . Величина опорної напруги мікросхеми  $U_{оп} = 2,4 \pm 0,36$  В. При необхідності між виводами 6 та 8 вмикають зовнішнє джерело опорної напруги з більшою напругою. Для підвищення стабільності вихідної напруги струм опорного стабілітрона  $VD1$  і струм у колі живлення підсилювального транзистора  $VT4$  стабілізуються стабілізаторами струму на польових транзисторах  $VT1$ ,  $VT5$  з ізольованим затвором. Транзистор  $VT9$  у сполученні з навісними елементами використовується для захисту стабілізатора від струмових перевантажень. Транзистор  $VT8$  призначений для вимикання стабілізатора зовнішнім керуючим сигналом, що подається на вивід 9, а також може бути використаний для пристрою захисту від перевантажень. Діод  $VD3$  запобігає подачі негативної напруги на базу транзистора  $VT8$  і збільшує завадостійкість вузла відмикання. При відкритті транзистора  $VT8$  шунтується вихід підсилювача розузгодження і регулювальний елемент закривається. Для виконання інтегральною схемою функцій стабілізатора до її виводів треба підімкнути навісні елементи, показані на рис. 8.15 пунктиром. Подільник зворотного зв'язку  $R5$ ,  $R6$  підмикають між виводами 8 і 13 паралельно навантаженню, а середню точку приєднують до виводу 12, з'єданого з базою транзистора  $VT4$ . Величину струму подільника вибирають у межах 1,5...10 мА. Чим більше  $I_{под}$ , тим вища температурна стабільність вихідної напруги. Резистори подільника розраховуються за формулами

$$R_5 = \frac{U_{вих} - U_{оп}}{I_{под}}, \quad R_6 = \frac{U_{оп}}{I_{под}}.$$

Для попередження самозбудження стабілізатора через великий коефіцієнт підсилення контуру регулювання до виводів 2, 12 і 6, 8 треба підмикати коригуючі конденсатори. Типові ємності конденсаторів при рівнях вихідної напруги менше 5В складають

$C1 = C3 > 0,1 \text{ мкФ}$ . При рівнях вихідної напруги вище 5В ємності конденсаторів можуть складати  $C1 = C3 \geq 100 \text{ пФ}$ .

З метою покращення динамічних характеристик при імпульсній зміні струму навантаження і підвищення стійкості стабілізатора, до вихідних виводів 8, 13 підключають конденсатор  $C2$  ємністю 1...10 мкФ.

Регулювання вихідної напруги досягається зміною опору резистора  $R5$  вихідного подільника.

З метою покращення стабільності вихідної напруги у склад подільника напруги вводиться стабілітрон  $VD2$  (рис. 8.16). У цьому випадку відхилення вихідної напруги  $\Delta U_{\text{вих}}$  визначається формулою

$$\Delta U_{\text{вих}} \approx \Delta U_{\text{зз}} + (r_{\text{д2}}/R_2) \Delta U_{\text{зз}},$$

де  $\Delta U_{\text{зз}}$  — напруга зворотного зв'язку, що надходить з подільника на вивід 12 мікросхеми;  $r_{\text{д2}}$  — диференціальний опір стабілітрона.

Вихідна напруга стабілізатора

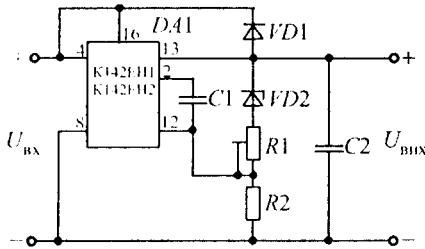


Рис. 8.16

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{ст2}} + U_{\text{оп}},$$

де  $U_{\text{ст2}}$  — напруга стабілізації стабілітрона  $VD2$ ;  $U_{\text{оп}}$  — внутрішня опорна напруга мікросхеми.

Через те, що при виготовленні стабілітрона та резистора немичий технологічний розкид параметрів, для одержання заданої вихідної напруги в подільник вмикається змінний резистор  $R1$ , опір якого  $R1 < R2$ . Опір резистора  $R2$  вибирається з урахуванням співвідношення

$$R_2 \leq U_{\text{оп min}} / I_{VD2 \text{ min}},$$

де мінімальне значення внутрішньої опорної напруги мікросхеми  $U_{\text{оп min}} \approx 2 \text{ В}$ ;  $I_{VD2 \text{ min}}$  — мінімально допустимий струм стабілітрона.

Опір резистора  $R1$  можна прийняти рівним

$$R_1 = (0,8 + \Delta U_{\text{ст}} / U_{\text{оп min}}) R_2,$$

де  $\Delta U_{\text{ст}}$  — відхилення напруги стабілізації стабілітрона.

Діод  $VD1$ , що ввімкнений між виводами 13 і 4, править для захисту мікросхеми при відімкненні вхідної напруги.

При малих спадах напруги на мікросхемі 142ЕН2 (менше 4,5 В) її стабілізуючі властивості погіршуються, тому що має місце розкид значень залишкових напруг стабілізаторів струму у колах джерела опорної напруги та диференціального підсилювача у складі мікросхеми. У цьому випадку відбувається зміщення робочої точки транзистора стабілізатора струму з активної області в область насичення, що призводить до зниження стабільності опорної напруги. Для зменшення спаду напруги на мікросхемі без погіршення її стабільності стабілізатор виконується з роздільними вхідними напругами  $U_{вх1}$  і  $U_{вх2}$  (рис. 8.17). У такій схемі різниця напруг  $U_{вх2} - U_{вх1} \approx 2,5\text{В}$ , що підвищує ККД стабілізатора. Напруга  $U_{вх1}$  попередньо стабілізується і подається на вхід опорного джерела (вивід 4). При цьому повинна виконуватися умова  $U_{вх1} \geq U_{вх2}$ .

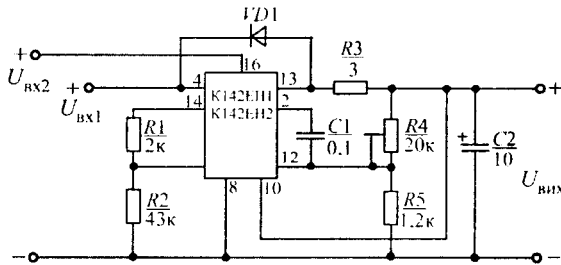


Рис. 8.17

Регулювання вихідної напруги здійснюється резистором  $R4$ , значення якого повинно складати приблизно 20 кОм. Резистор  $R5$  вибирається рівним 1,2 кОм. При його виборі треба враховувати, що в діапазоні розкиду опорної напруги  $U_{оп}$  струм вихідного подільника  $R4$ ,  $R5$  повинен бути не менше 1,5 мА.

Інтегральний стабілізатор типу 142ЕН1 (або 142ЕН2) може бути використаний для побудови схем паралельного стабілізатора, де він застосовується в якості вузла порівняння з опорною напругою і підсилення сигналу розузгодження. Регулювальний елемент у цьому випадку вміщує додатковий зовнішній транзистор  $VT1$ , резистори та

стабілітрон  $VD1$ , що дозволяє забезпечити фазовий зсув сигналу розузгодження, який потрібен для одержання негативного зворотного зв'язку у паралельному стабілізаторі (рис. 8.18).

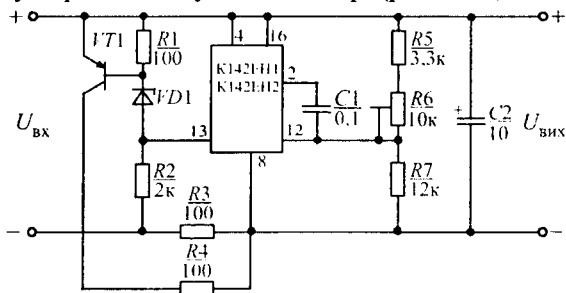


Рис. 8.18

При зміні струму на виході мікросхеми (вивід 13) під дією сигналу зворотного зв'язку, що надходить на вивід 12, відбувається зміна струму через регульовальний транзистор мікросхеми. Паралельно цьому транзистору мікросхеми ввімкнене коло зі стабілітрона  $VD1$  і переходу база-емітер транзистора  $VT1$ . Тому при зміні струму через транзистор мікросхеми змінюється струм через стабілітрон  $VD1$ , струм бази та струм колектора транзистора  $VT1$ , причому зміна струму навантаження та струму колектора транзистора  $VT1$  мають різні знаки.

Різниця напруг  $U_{вх}$  і  $U_{вих}$  виділяється на баластному резисторі  $R3$ , через який тече сумарний струм

$$I_{R3} = I_{KVT1} + I_{сн} + I_{под} + I_{вих},$$

де  $I_{KVT1}$  — струм колектора транзистора  $VT1$ ;  $I_{сн}$  — струм, що споживається інтегральним стабілізатором;  $I_{под}$  — струм подільника вихідної напруги;  $I_{вих}$  — струм навантаження.

У паралельному стабілізаторі напруги повинні виконуватися умови  $I_{R3}^2 R3 \leq P_{роздоп}$ ,  $I_{KVT1max} U_{вих} \leq P_{роздоп}$ , де  $P_{роздоп}$  — допустима потужність розсіювання резистора  $R3$  і транзистора  $VT1$ ;  $I_{KVT1max}$  — струм колектора транзистора  $VT1$  при струмі навантаження  $I_{вих} = 0$ .

Опір резистора  $R2$

$$R_2 = \frac{U_{\text{вхmin}} - U_{VD1} - U_{\text{ЕБ}}}{\left( I_{\text{вих max}} / h_{21\text{Еmin}} \right) + U_{\text{ЕБ}} / R_1},$$

де  $U_{\text{вхmin}}$  — мінімальна вхідна напруга стабілізатора;  $U_{VD1}$  — напруга стабілізації стабілітрона  $VD1$ ;  $U_{\text{ЕБ}}$  — напруга емітер - база транзистора  $VT1$ ;  $I_{\text{вих max}}$  — максимальний струм навантаження;  $h_{21\text{Еmin}}$  — мінімальне значення статичного коефіцієнта підсилення транзистора  $VT1$ .

Опір резистора  $R1$

$$R_1 = U_{\text{ЕБ}} h_{21\text{Еmin}} / \left( I_{VD1\text{min}} h_{21\text{Еmin}} - I_{\text{кmin}} \right).$$

Для мікросхеми 142ЕН1А, Б напруга стабілізації стабілітрона  $VD1$  обирається в межах

$$4\text{В} \leq U_{VD1} + U_{\text{ЕБ}} \leq 12\text{В},$$

для мікросхеми 142ЕН2А, Б — в межах

$$4\text{В} \leq U_{VD1} + U_{\text{ЕБ}} \leq 37\text{В}.$$

Опір резисторів  $R5, R6, R7$  подільника вихідної напруги вибирається з умови

$$U_{\text{вихmin}} = U_{VD1} + U_{\text{ЕБ}} + U_{\text{опmin}}.$$

$$\text{Тоді } (R_5 + R_6 + R_7)_{\text{min}} = U_{\text{вихmin}} / I_{\text{под}}.$$

При будь-яких значеннях напруги  $U_{\text{оп}}$  струм подільника  $I_{\text{под}} \geq 1,5\text{мА}$ .

Максимальна вихідна напруга

$$U_{\text{вих max}} = U_{\text{вх}} - U_{R3} = U_{\text{вх}} - R_3 \left( I_{\text{КVT1min}} + I_{\text{вих max}} + I_{\text{под}} + I_{\text{сп}} \right).$$

Максимальне значення резисторів  $R5$  і  $R6$

$$\begin{aligned} (R_5 + R_6)_{\text{max}} &= (U_{\text{вих max}} - U_{\text{оп min}}) / I_{\text{под}} = \\ &= \left[ U_{\text{вх}} - R_3 \left( I_{\text{КVT1min}} + I_{\text{вих max}} + I_{\text{под}} + I_{\text{сп}} \right) - U_{\text{оп min}} \right] / I_{\text{под}}. \end{aligned}$$

На рис. 8.19 наведена схема ввімкнення мікросхеми 142ЕН1(142ЕН2) з використанням внутрішнього захисту за струмом.

Опори резисторів  $R1, R2, R3$  визначаються виразами



$$R_1 = R_2 \left[ \frac{I_{\text{зал}} R_3}{U_{\text{ЕБМ}}} - 1 \right]; \quad R_2 = \frac{U_{\text{вих}} + U_{\text{ЕБМ}}}{I_{\text{под}}};$$

$$R_3 = \frac{U_{\text{вих}}}{I_{\text{зал}} \left[ 1 + (U_{\text{вих}}/U_{\text{ЕБМ}}) \right] - I_{\text{пор}}},$$

де  $U_{\text{вих}}$  — вихідна напруга;  
 $I_{\text{зал}}$  — залишковий струм на виході мікросхеми при короткому замиканні навантаження;  
 $I_{\text{сп}}$  — струм споживання мікросхеми у відповідності до технічних умов на неї;  $U_{\text{ЕБМ}}$  — параметр мікросхеми, що

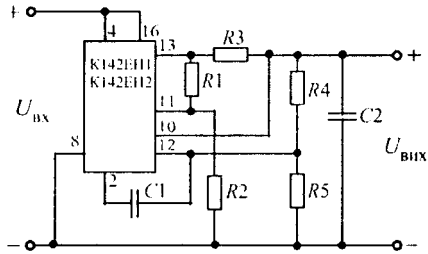


Рис. 8.19

дорівнює 0,65 В;  $I_{\text{пор}}$  — порогове значення струму в навантаженні, перевищення якого призводить до спрацювання захисту від короткого замикання;  $I_{\text{под}}$  — струм подільника  $R_1, R_2$ , рекомендоване значення якого складає приблизно 1 мА;  $I_{\text{зал}} \leq (P_{\text{роз}}/U_{\text{вих}}) - I_{\text{сп}}$  — залишковий струм на виході мікросхеми при короткому замиканні навантаження.

Значення величин  $U_{\text{вих}}$ ,  $I_{\text{пор}}$ ,  $P_{\text{роз}}$  і  $U_{\text{вх}}$  задаються у вихідних даних на розробку стабілізатора напруги. При розрахунку режимів роботи елементів схеми треба враховувати, що параметр  $U_{\text{ЕБМ}}$  змінює своє значення на 2 мВ при зміні температури кристала на 1°C (при підвищенні температури параметр  $U_{\text{ЕБМ}}$  зменшується, при зменшенні температури параметр збільшується).

Стабілізатор з ввімкненою схемою захисту від короткого замикання навантаження наведений на рис. 8.20. Опір резистора  $R_2$  визначається залежністю

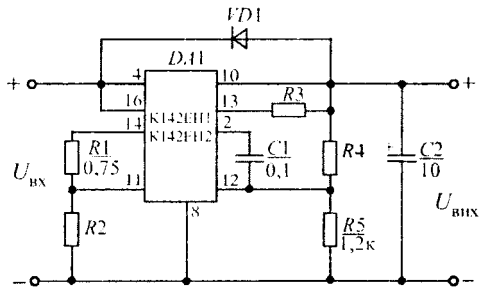


Рис. 8.20

$R_2 = U_{\text{вих}}/I_{\text{под}}$ , де  $I_{\text{под}} = 1 \text{ мА}$ .

Опір резистора  $R_3$  вибирають з умови, що струм у вихідному колі мікросхеми  $I_{\text{кз}}$  при короткому замиканні навантаження не перевищує заданого значення. У той же час резистор  $R_3$  повинен забезпечувати одержання значення струму  $I_{\text{пор}}$ , перевищення якого призведе до спрацьовування захисту від короткого замикання.

При розрахунку струму  $I_{\text{кз}}$  необхідно виконання умови

$$(I_{\text{кз}} + I_{\text{сп}})U_{\text{вх}} \leq P_{\text{роздоп}},$$

де  $P_{\text{роздоп}}$  — гранично допустима потужність, що розсіюється при заданих умовах.

В джерелах електроживлення електронної апаратури широке застосування знайшли стабілізатори напруги типу 142ЕН5 з фіксованою вихідною напругою 5 В і вихідним струмом 2 А. Основна схема вмикання цієї мікросхеми наведена на рис. 8.21,а.

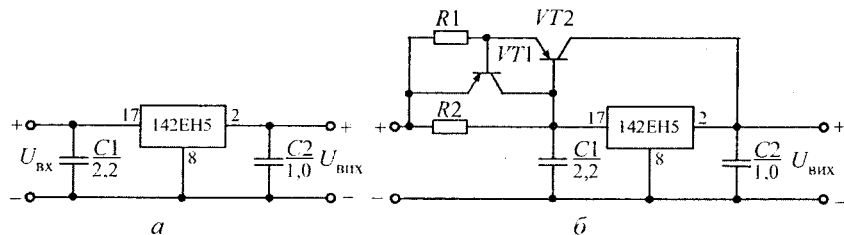


Рис. 8.21

Схема стабілізатора напруги з шунтувальним транзистором і обмеженням струму наведена на рис. 8.21,б. Максимально допустимий струм мікросхеми збільшується завдяки транзистору  $VT_2$ . Пороговий струм  $I_{\text{пор}}$  при спрацьовуванні захисту від перенавантаження за струмом має розкид, що визначається суттєвим розкидом статичного коефіцієнта підсилення транзистора  $VT_2$ . Тому для обмеження струму на визначеному рівні при перенавантаженнях в схему введені транзистор  $VT_1$  і резистор  $R_1$ .

Схема працює наступним чином. При малому значенні струму навантаження спад напруги на резисторі  $R_2$  невеликий і транзистор  $VT_2$  закритий. При збільшенні струму навантаження збільшується

спад напруги на резисторі  $R2$  і транзистор  $VT2$  відкривається причому струм у навантаження надходить двома шляхами: через мікросхему і через шунтувальний транзистор  $VT2$ . При визначеному значенні струму спад напруги на резисторі  $R1$  відкриває транзистор  $VT1$ , шунтуючи перехід емітер - база транзистора  $VT2$ . Завдяки цьому обмежується струм на заданому рівні навіть при короткому замиканні у навантаженні, а мікросхема відмикається від короткозамкненого кола власним внутрішнім захистом. Недоліком схеми є збільшення мінімальної різниці між вхідною і вихідною напругами орієнтовно на 1,3 В.

Основна схема вмикання мікросхеми 142ЕН6 наведена на рис. 8.22. При цьому допускається підмикання навантаження до одного з каналів або до двох каналів одночасно.

При підмиканні навантаження тільки до позитивного каналу вхідна напруга  $U_{вх}$  на негативному каналі повинна бути

$$\left| U_{вх}^- \right| \geq \left| U_{вих}^- \right| + \left| U_{сп\ min}^- \right|$$

де  $U_{вих}^-$  — вихідна напруга на негативному виході;  $U_{сп\ min}^-$  — мінімальний спад напруги на негативному виході.

При підмиканні навантаження тільки до негативного каналу вихідна напруга на позитивному каналі може бути зменшена до 10 В. При підмиканні навантаження одночасно до двох каналів допускається експлуатація мікросхем при несиметричній вихідній напрузі на каналах або ж при несиметричному навантаженні каналів вихідним струмом. При цьому режимі повинно виконуватися співвідношення

$$\left| U_{вих\ min} \right| = \left| U_{вих} \right| + \left| U_{сп\ min} \right|.$$

Ємності конденсаторів в схемі рис. 8.22 складають:  $C_1 \geq 1\ \mu\text{Ф}$ ,  $C_2 \geq 1\ \mu\text{Ф}$ ,  $C_3 = (0,005 \dots 0,1)\ \mu\text{Ф}$ ,  $C_4 = (0,01 \dots 0,1)\ \mu\text{Ф}$ ,  $C_5 \geq 2\ \mu\text{Ф}$ ,

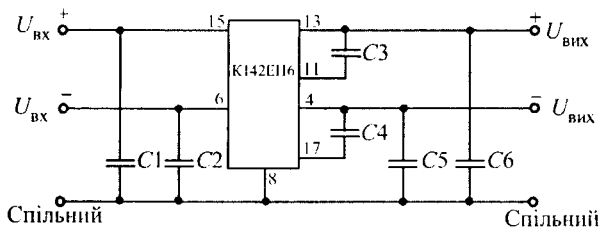


Рис. 8.22

$C_6 \geq 2 \text{ мкФ}$ . При цьому не потрібен підбір ємностей конденсаторів.

На рис. 8.23 наведена схема регулювання вихідної напруги каналів для зменшення напруги в діапазоні від  $5_{-0,5}$  до  $15_{-3}$  В або від мінус  $5_{-0,5}$  до мінус  $15_{-3}$  В. Резистор  $R1$  вмикається між виводами 2 і 8 мікросхеми.

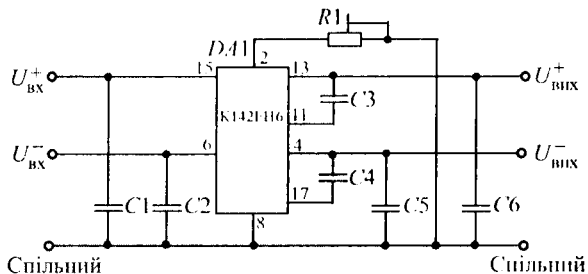


Рис. 8.23

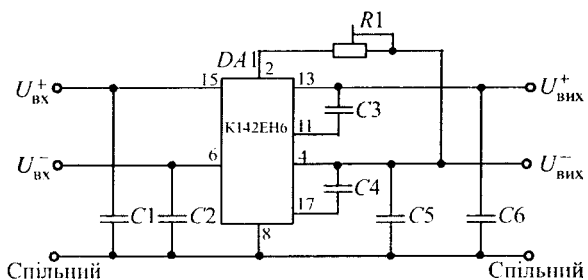


Рис. 8.24

Для регулювання вихідної напруги каналів при збільшенні напруги в діапазоні від  $15^{+3}$  до  $25^{+3}$  В або від мінус  $15^{+3}$  до мінус  $25^{+3}$  В резистор  $R1$  вмикається між виводами 2 і 4 мікросхеми (рис. 8.24).

На рис. 8.25,а наведена основна схема вмикання інтегрального

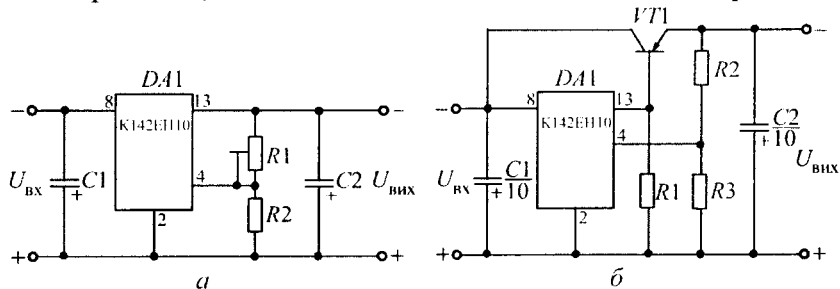


Рис. 8.25

стабілізатора негативної полярності 142ЕН10. При всіх умовах експлуатації значення ємності  $C1$  повинно бути не менше 2,2 мкФ для танталових і не менше 10 мкФ для алюмінієвих конденсаторів, а значення ємності  $C2$  повинно бути не менше 1 мкФ для танталових і не менше 10 мкФ для алюмінієвих конденсаторів. Допускається застосування тільки електролітичних конденсаторів.

Вибір подільника вихідної напруги проводиться при виконанні наступних умов:

- 1) струм подільника повинен бути не менше  $(1,5 \pm 0,25)$  мА;
- 2) опори резисторів  $R1$  і  $R2$  повинні визначатися залежністю

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{зз}} (R_1 + R_2) / R_2,$$

де  $U_{\text{зз}} = (2,3 \pm 0,23)$  В — напруга зворотного зв'язку на виводі 4.

На рис. 8.25,б наведена схема ввімкнення інтегрального стабілізатора 142ЕН10 з зовнішнім транзистором для збільшення вихідної потужності. Опори резисторів  $R1$  і  $R2$  визначаються виразами

$$R_1 = U_{\text{вих}} / 1,5 \text{ мА}, \quad R_2 = R_3 [(U_{\text{вих}} / U_{\text{оп}}) - 1],$$

де  $R_3 = 1,6$  кОм;  $U_{\text{оп}} = 2,3$  В.

## 8.7. ТРАНЗИСТОРНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ НАПРУГИ З САМОЗБУДЖЕННЯМ

Для живлення автономних електронних пристроїв, а також таких пристроїв, як електропривод саморушних об'єктів, різних засобів автоматики, звичайно використовують первинні джерела живлення — акумулятори електричної енергії і вторинні джерела, що перетворюють постійну напругу акумуляторів в інші види напруг.

На тепер в якості вторинних джерел електроживлення застосовують напівпровідникові перетворювачі, які завдяки своїм перевагам витискали вібраційні, електромашинні перетворювачі (умформери), а також перетворювачі на електронних і іонних приладах.

Напівпровідниковий перетворювач складається з переривника постійного струму і трансформатора, за допомогою яких одержують змінну напругу необхідної величини. Осердя трансформатора, як правило, виконують з матеріалу з прямокутною петлею гістерезису.

У залежності від виду вихідної напруги розрізняють: транзисторні перетворювачі постійної напруги в змінну напругу; транзисторні

перетворювачі постійної напруги однієї величини в постійну напругу іншої величини. Різниця між ними міститься в тому, що перетворювачі постійної напруги в постійну вміщують крім переривника струму і трансформатора випрямляч та згладжувальний фільтр.

Перетворювачі постійної напруги виконуються зі стабілізацією вихідної напруги та без стабілізації.

Основними типами перетворювачів постійної напруги є однотактні, двотактні, мостові та напівмостові.

У відповідності з трьома можливими схемами вмикання транзисторів кожний з згаданих типів перетворювачів може бути виконаний з транзисторами за схемою з спільним емітером, спільним колектором і спільною базою.

У перетворювачах постійної напруги найбільш широко розповсюджена схема вмикання транзисторів зі спільним емітером. Через те що корпус більшості транзисторів з'єднаний з колектором, з конструктивних міркувань інколи віддають перевагу схемі зі спільним колектором. Схема вмикання транзисторів зі спільною базою у перетворювачах постійної напруги застосовується рідко.

На рис. 8.26, 8.27, 8.28 зображені основні схеми перетворювачів напруги постійного струму. Найпростішим з них є однотактний транзисторний перетворювач (рис. 8.26,а), що являє собою релаксаційний генератор з трансформаторним зворотним зв'язком. При подачі напруги живлення  $U_d$  на базу транзистора  $VT$  через резистор  $R_2$  подається відкриваючий потенціал. Транзистор  $VT$  відкривається і через обмотку  $w_k$  трансформатора  $TV$  протікає струм, який викликає зміну потоку в осерді трансформатора. На обмотці  $w_6$  наводиться ЕРС з полярністю, що викликає повне відкриття транзистора. Коли колекторний струм транзистора  $VT$  досягне свого максимального значення  $I_k = h_{21E} I_B$ , зміна магнітного потоку в осерді трансформатора припиниться, тобто ЕРС, що наводиться на базовій обмотці  $w_6$ , стає рівною нулю, і транзистор почне закриватися. При цьому колекторний струм транзистора зменшується, полярність на обмотках трансформатора зміниться на зворотну і відбувається лавиноподібний процес закриття транзистора  $VT$ . Напруга на вторинній обмотці трансформатора має прямокутну форму. В однотактному перетворювачі існує постійне намагнічування осердя трансформатора, що значно знижує ККД перетворювача. Тому такий перетворю-

вач має обмежене застосування і використовується лише для перетворення потужності не більше 1...2 Вт.

Найбільш широко розповсюдження знайшли двотактні та мостові перетворювачі напруги (рис. 8.26,б, 8.27 і 8.28,а), які розглянемо більш докладно.

При підмиканні двотактного перетворювача напруги (див. рис. 8.26,б) до джерела постійної напруги  $U_d$  внаслідок неіdentичності параметрів транзисторів струм в одній з півобмоток колекторних кіл буде перевищувати струм у другій півобмотці. У результаті під дією більшого струму відбувається зміна магнітного потоку в осерді трансформатора (наприклад, осердя трансформатора знаходилося у положенні  $-\Phi_s$ ). Ця зміна потоку обумовлює появу ЕРС на обмотках трансформатора, в тому числі і базових, що призводить до відкриття транзистора з більшим некерованим струмом. Процес буде відбуватися лавиноподібно до тих пір, поки один з транзисторів повністю не відкриється, а інший — закритися. Після відкриття транзистора майже вся напруга джерела живлення  $U_d$  виявляється прикладеною до колекторної півобмотки трансформатора і подальша зміна магнітного потоку в осерді буде відбуватися за лінійним законом, до того ж ЕРС, що наводяться на всіх обмотках, будуть незмінними за амплітудою (рис. 8.26,в).

Регенерація перетворювача відбувається внаслідок виходу з режиму насичення відкритого транзистора. При досягненні індукції в осерді величини, близької до індукції насичення, різко збільшується струм намагнічування, який виводить відкритий транзистор з режиму насичення. Зменшення напруги на колекторній півобмотці транс-

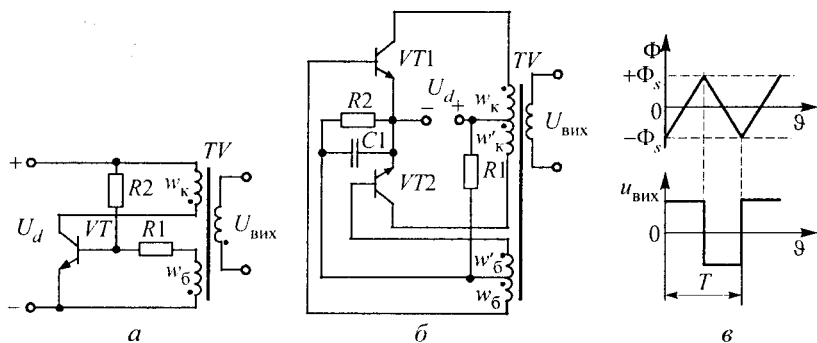


Рис. 8.26

форматора викликає зміну полярності ЕРС, що наводяться на обмотках трансформатора. До бази раніше відкритого транзистора прикладається закриваючий сигнал, а до бази раніше закритого транзистора — відкриваючий сигнал. У результаті перетворювач регенерує. У подальшому під дією прикладеної напруги до другої колекторної півобмотки трансформатора магнітний потік в осерді змінюється від величини потоку насичення одного напрямку до величини потоку насичення протилежного напрямку. При досягненні величини потоку насичення перетворювач знову регенерує. У подальшому описаний процес повторюється.

Зміна магнітного потоку в осерді відбувається під дією напруги, прикладеної до колекторної півобмотки. Згідно закону електромагнітної індукції можна записати

$$w_k \frac{d\Phi}{dt} = U_d - \Delta U_{KE} - \Delta U_R,$$

де  $U_d$ ,  $\Delta U_{KE}$ ,  $\Delta U_R$  — відповідно напруга первинного джерела, спади напруги на відкритому транзисторі і на активному опорі півобмотки  $w_k$ .

Час перемагнічування осердя від потоку насичення  $\Phi_s$  до потоку насичення  $-\Phi_s$  дорівнює півперіоду генерації перетворювача

$$w_k \int_{-\Phi_s}^{\Phi_s} d\Phi = (U_d - \Delta U_{KE} - \Delta U_R) \int_0^{T/2} dt. \quad (8.58)$$

Тому що  $T/2 = 1/(2f)$ , після інтегрування і перетворення знайдемо частоту генерації

$$f = \frac{U_d - \Delta U_{KE} - \Delta U_R}{4SB_s w_k K_3},$$

де  $B_s$  — індукція насичення матеріалу осердя трансформатора;  $S$  — площа перерізу магнітопроводу осердя;  $K_3$  — коефіцієнт заповнення вікна осердя.

У двотактному транзисторному перетворювачі напруга на закритому транзисторі дорівнює подвійній напрузі живлення. Тому такі перетворювачі використовуються при порівняно малих напругах живлення.



З виразу (8.58) видно, що частота перетворювача змінюється із зміною напруги джерела живлення. Достоїнство схеми — простота, мінімальна кількість елементів. Резистор  $R1$  править для поліпшення запуску перетворювача, забезпечуючи в момент подачі напруги живлення декілька більшу несиметрію схеми за рахунок збільшення колекторних струмів обох транзисторів. Іноді цей резистор шунтують конденсатором великої ємності. Шунтування базового резистора  $R2$  конденсатором  $C$  призводить до прискорення процесу перемикання транзисторів перетворювача, зменшенню втрат потужності в них і збільшенню ККД перетворювача. Наявність індуктивності розсіювання обмоток трансформатора та міжвиткової ємності призводить до утворення паразитних контурів у колекторному колі транзисторів, що викликає появу високочастотних коливань на вершинах імпульсів вихідної напруги та перенапруг на колекторах транзисторів. Для захисту від комутаційних перенапруг обмотки трансформатора шунтують  $RC$ -ланцюгами. Інший метод боротьби з цим явищем — ввімкнення стабілітронів паралельно транзисторам. Основним недоліком двотактного перетворювача є наявність сплесків колекторного струму в момент насичення осердя трансформатора, тобто транзистори перемикаються при максимально можливому струмі. Це призводить до поганого використання транзисторів і збільшенню втрат у них.

Для виключення насичення силового трансформатора вводять додаткові магнітні елементи, що забезпечують початок регенеративного процесу раніше, ніж відбудеться насичення силового трансформатора.

У схемі, наведеній на рис. 8.27, між вихідним трансформатором  $TV2$  і базовими колами силових транзисторів ввімкнений малопотужний (проміжний) трансформатор  $TV1$ . Вихідний трансформатор  $TV2$  не насичується і працює в лінійній області кривої намагнічування. Перемикання транзисторів здійснюється при насиченні осердя трансформатора (проміжного)  $TV1$  за рахунок зменшення базового струму транзисторів

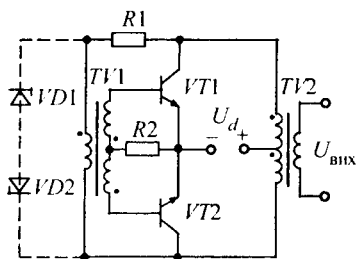


Рис. 8.27

$VT1$  і  $VT2$ , а не за рахунок збільшення їх колекторного струму, як в схемі рис. 8.26,б. Резистор  $R1$  у колі первинної обмотки трансформатора  $TV1$  обмежує кидки колекторного струму при перемиканні транзисторів. При насиченні осердя проміжного трансформатора  $TV1$  різко зростає спад напруги на резисторі  $R1$ , що призводить до зменшення базового струму відкритого транзистора і виходу його робочої точки в активну область. Для стабілізації вихідної частоти перетворювача паралельно первинній обмотці трансформатора  $TV1$  вмикають два зустрічно-послідовно з'єднаних стабілітрона  $VD1$  і  $VD2$ .

Схема мостового перетворювача напруги та його часові діаграми наведені на рис. 8.28,а, б. Процес генерації в мостовому перетворювачі відбувається аналогічно процесам генерації у двотактному перетворювачі. Відміна полягає в тому, що послідовно з первинною обмоткою трансформатора ввімкнені два транзистори. Мостові перетворювачі можуть працювати від джерела живлення з більшою напругою, ніж двотактні. Це пояснюється тим, що до транзисторів мостових перетворювачів у закритому стані прикладається напруга,

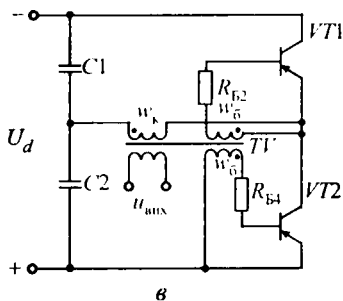
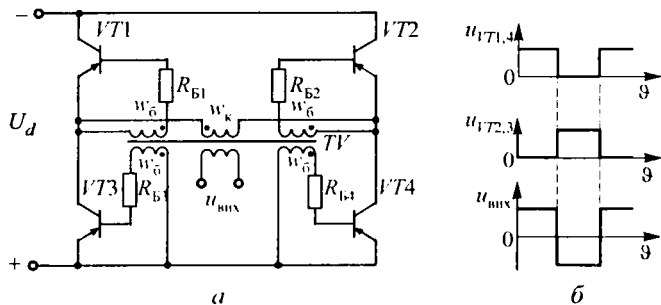


Рис. 8.28

що дорівнює напрузі джерела живлення. Мостові перетворювачі є основними при перетворенні великих потужностей. До їх недоліків слід віднести вдвічі більшу кількість транзисторів, що призводить до ускладнення схеми керування.

Напівмостові перетворювачі утворюються заміною двох транзисторів мостового перетворювача ємнісним подільником (рис. 8.28,в). Ємність конденсатора повинна бути достатньо великою; її слід вибирати з умови допустимого спаду напруги за півперіод генерації.

## Приклади

**Приклад 8.1.** Розрахувати транзисторний фільтр, в якому споживач ввімкнений у коло колектора (рис. 8.3,а). Вихідні дані для розрахунку: напруга на виході фільтра  $U_{\text{вих ср}} = 12,6 \text{ В}$ ; струм навантаження  $I_{\text{вих ср}} = 0,3 \text{ А}$ ; частота мережі  $f_{\text{м}} = 50 \text{ Гц}$ ; коефіцієнт пульсацій на виході  $K_{\text{п}} = 0,0001$ ; температура навколишнього середовища  $T = 40^\circ\text{C}$ ; ККД  $\eta_{\text{ф}} > 0,6$ ; вихідний опір  $r_{\text{вих}} = 100 \text{ Ом}$  на частоті  $f_{\text{мін}} = 100 \text{ Гц}$ ; частота основної гармоніки випрямленої напруги  $f = 100 \text{ Гц}$ .

**Р о з в' я з а н н я.** 1. В якості випрямляча вибираємо однофазну мостову схему з ємнісним фільтром (рис. 1.24,а), для якої  $m_{\text{п}} = 2$ .

2. Знаходимо орієнтовне значення напруги на виході схеми випрямлення (вихіді фільтра)

$$U_{\text{вх ср}} = U_{\text{вих ср}} / \eta_{\text{ф}} = 12,6 / 0,6 = 21 \text{ В}.$$

3. З табл. 1.1 для ємнісної реакції навантаження дістаємо  $B = 0,71$  і для індуктивної  $B = 1,11$ , звідси для ємнісної реакції

$$E_2 = BU_{\text{вх ср}} = 0,71 \cdot 21 = 14,9 \text{ В}$$

і індуктивної реакції

$$E_2 = BU_{\text{вх ср}} = 1,11 \cdot 21 = 23,3 \text{ В}.$$

4. Для ємнісної реакції робоча напруга на конденсаторі  $C$  (рис. 1.24) (напруга холостого ходу)

$$U_{\text{роб}} = U_{\text{вх ср хх}} = \sqrt{2} E_2 = \sqrt{2} \cdot 14,9 \approx 21 \text{ В}.$$

Для  $U_{\text{роб}} = 21 \text{ В}$  і  $f_{\text{п}} = m_{\text{п}} f_{\text{м}} = 2 \cdot 50 = 100 \text{ Гц}$  з довідника вибираємо конденсатор типу К53-1 з робочою напругою 30 В, який при частоті

$f_n = 100 \text{ Гц}$  допускає коефіцієнт пульсацій  $K_{\text{пвх}} = 5\%$ .

Амплітуда змінної складової  $U_{\text{твх}} = U_{\text{вх ср}} K_{\text{пвх}} = 21 \cdot 5/100 \approx 1,05 \text{ В}$ .

Амплітуда пульсацій випрямляча з індуктивною реакцією ( $K_{\text{пвх}} = 0,67$ )

$$U_{\text{твх}} = U_{\text{вх ср}} \cdot K_{\text{пвх}} = 21 \cdot 0,67 \approx 14 \text{ В}.$$

Отже, зупиняємось на  $U_{\text{твх}} = 1,05 \text{ В}$ , тобто працюємо з ємністю  $C$  на вході транзисторного фільтра (якщо застосувати трифазну мостову схему з  $K_{\text{пвх}} = 0,057\%$ , то можна працювати без  $C$ ).

5. При виборі транзистора треба враховувати, що транзистор повинен мати запас за струмом приблизно у 2 рази  $I_{\text{к доп max}} \geq 2I_{\text{вх ср}} = 2I_{\text{к ср}} = 2 \cdot 0,3 = 0,6 \text{ А}$ , і його робочий струм повинен не менше як на порядок перевищувати зворотний струм колектора  $I_{\text{КБ0}}$  ( $I_{\text{КБ0}}$  треба враховувати при максимальній  $T$ ). Транзистор повинен мати також запас за напругою в схемах з послідовним ввімкненням

$$U_{\text{КБ доп max}} > 1,6U_{\text{твх}} + U_{\text{КБ доп min}} = 1,6U_{\text{вх ср max}} K_{\text{пвх}} + U_{\text{КБ нас}}.$$

У схемах з послідовним ввімкненням бажано застосовувати транзистор з  $U_{\text{КЕ доп max}} > U_{\text{вх ср max}}$ , при цьому відпадає потреба у захисті від пере-напруг і значно підвищується надійність роботи фільтра. Бажано, щоб коефіцієнт використання транзистора за напругою  $U_{\text{КЕ ср}}/U_{\text{КЕ доп max}}$  не перевищував 0,8. Транзистори повинні мати запас не тільки за напругою  $U_{\text{КЕ ср}}$  і за струмом  $I_{\text{К ср}}$ , вони повинні також забезпечити тривале розсіювання потужності, яка (в основному) виділяється на колекторному переході. Має виконуватися умова

$$P_{\text{К}} \approx U_{\text{КЕ ср}} I_{\text{К ср}} < P_{\text{К доп max}}.$$

Для струму  $I_{\text{К ср}} = I_{\text{вх ср}} = 0,3 \text{ А}$  і  $U_{\text{вх ср}} = 21 \text{ В}$  з довідника вибираємо транзистор  $p-n-p$  типу 2Т830А з  $I_{\text{К доп max}} = 2 \text{ А}$ ,  $U_{\text{КЕ доп max}} = 30 \text{ В}$ ,  $h_{21\text{Е min}} = 25$ ,  $U_{\text{КЕ доп min}} = U_{\text{КЕ нас}} = 0,6 \text{ В}$ ,  $P_{\text{доп max}} = 10 \text{ Вт}$  (з тепловідводом при  $T = 40^\circ\text{C}$ ). Для струму  $I_{\text{вх ср}} = 0,3 \text{ А}$  опір  $r_{\text{К}} \approx 1/h_{22\text{Б}} = (1 + h_{21\text{Е}})/h_{22\text{Е}} \approx 11 \text{ кОм}$ ;  $h_{22\text{Е}} = \Delta I_{\text{К}}/\Delta U_{\text{КЕ}}|_{I_{\text{Б}}=\text{const}} = 0,0024 \text{ См}$ ;  $r_{\text{Б}} = h_{12\text{Б}}/h_{22\text{Б}} = h_{11\text{Е}} - (h_{12\text{Е}}/h_{22\text{Е}})(1 + h_{21\text{Е}}) \approx 40 \text{ Ом}$ ;  $r_{\text{Е}} = h_{12\text{Е}}/h_{22\text{Е}} \approx$

$\approx 25 \cdot 10^{-3} / I_E$ , де  $r_E$  — в Ом,  $I_E$  — у А.  $r_E = 25 \cdot 10^{-3} / 0,3 \approx 0,084$  Ом.

6. Напруга на транзисторі

$$U_{KE\text{ ср}} = 1,6U_{m\text{ вх}} + U_{KE\text{ доп min}} = 1,6 \cdot 1,05 + 0,6 = 2,3 \text{ В.}$$

7. Потужність, що розсіюється на транзисторі,

$$P_K = U_{KE\text{ ср}} I_{K\text{ ср}} = 2,3 \cdot 0,3 = 0,69 \text{ Вт.}$$

Якщо монтаж буде виконано на металевому шасі, то останнє працюватиме як тепловідвід, і ніякі радіатори не потрібні.

8. Максимальна зворотна напруга на діодах випрямляча

$$U_{зв\text{ max}} = 1,32U_{вх\text{ ср}} = 1,32 \cdot 21 = 27,6 \text{ В,}$$

середнє значення струму діода

$$I_a = 0,5I_{вих\text{ ср}} = 0,5 \cdot 0,3 = 0,15 \text{ А.}$$

9. Виходячи з  $U_{зв\text{ max}} = 27,6 \text{ В}$  та  $I_a = 0,15 \text{ А}$  з при  $T = 40^\circ\text{C}$  з довідника вибираємо діод КД202Е. Його параметри:  $U_{зв\text{ доп max}} = 200 \text{ В}$ ,  $I_{a\text{ доп}} = 1 \text{ А}$  без теплопроводу,  $I_{пр} = 1 \text{ В}$  і межа робочих температур від  $-60^\circ$  до  $125^\circ\text{C}$ . Для підвищення надійності бажано мати робочі режими:  $U_{зв\text{ max}} = 0,8 \cdot 200 = 160 \text{ В}$  та  $I_a = 0,7 \cdot 1 = 0,7 \text{ А}$ , що забезпечить для  $U_{зв\text{ max}} = 27,6 \text{ В}$  та  $I_a = 0,15 \text{ А}$  надійний режим роботи. Всього потрібно 4 діоди.

10. Прямий опір діодів, враховуючи мостову схему,

$$r_d = 2 \cdot 1,2 \frac{U_{пр}}{I_{a\text{ доп}}} = 2 \cdot 1,2 \cdot \frac{1}{1} = 2,4 \text{ Ом.}$$

Беремо броньову конструкцію трансформатора з осердям з холоднокачаної сталі.

Величина опору втрат (див. 1.52)

$$\begin{aligned} r &= r_d + r_{гр} = r_d + K_r \frac{r_H}{f_M B_m} \sqrt[4]{\frac{sfB_m}{P_{вх\text{ ср}}}} = \\ &= 2,4 + 3,5 \cdot \frac{70}{50 \cdot 1,2} \sqrt[4]{\frac{1 \cdot 50 \cdot 1,2}{6,3}} = 9,6 \text{ Ом,} \end{aligned}$$

іє  $P_{вх\text{ ср}} = U_{вх\text{ ср}} I_{вих\text{ ср}} = 21 \cdot 0,3 = 6,3 \text{ Вт}$ ;  $r_H = U_{вх\text{ ср}} / I_{вих\text{ ср}} = 21 / 0,3 = 70 \text{ Ом}$ ;

$B_m = 1,2 \text{ Тл}$ ;  $s = 1$ ;  $p = 2$ . З табл. 1.5  $K_r = 3,5$ ;  $K_L = 5,0$ .

Індуктивність розсіювання обмоток трансформатора

$$L_a = \frac{r_n \cdot 10^{-3}}{(p-1)^2 f_m B_m} \sqrt[4]{\frac{s^3 P_{вх\text{ср}}}{f_m B_m}} = 5 \frac{70 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 50 \cdot 1,2} \sqrt[4]{\frac{1^3 \cdot 6,3}{50 \cdot 1,2}} = 3,3 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}.$$

Опір індуктивності розсіювання

$$x_a = 2\pi f_m L_a = 2 \cdot \pi \cdot 3,3 \cdot 10^{-3} = 1,04 \text{ Ом}.$$

11. Визначаємо розрахункові параметри

$$\psi = \arctg \frac{x_a}{r} = \arctg \frac{1,04}{9,6} = 6,2^\circ;$$

$$A(0) = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{r}{r_n} = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{9,6}{70} = 0,215.$$

12. За визначеними величинами  $\psi$  та  $A(0)$  з графіків рис. 1.25 знаходимо  $H(\theta) = 350$ .

13. Визначаємо ємність конденсатора, виходячи з коефіцієнта пульсацій  $K_{п\text{вх}} = 5\%$ ,

$$C = \frac{H(\theta)}{K_{п\text{вх}} r} = \frac{350}{0,05 \cdot 9,6} = 729 \text{ мкФ}.$$

Конденсатор повинен працювати при  $U_{роб} = 21 \text{ В}$ .

З довідника вибираємо конденсатор К50-29 1000 мкФ 63 В. У нього  $K_{п} = 2,2\%$  на частоті  $f_{п} = 100 \text{ Гц}$ , що становить  $U_{\text{доп.макс}} = U_{роб} K_{п} = 63 \cdot 2,2/100 \approx 1,4 \text{ В}$ , а на ньому буде  $U_{m\text{вх}} = 1,05 \text{ В}$  (див. п. 4).

14. Коефіцієнт згладжування

$$K_{зг} = K_{п\text{вх}}/K_{п} = 0,05/1 \cdot 10^{-4} = 500.$$

15. Вважаючи, що  $I_{КБ0} \ll I_{\text{вих\text{ср}}}$ , знаходимо

$$R_B = (U_{КЕ\text{ср}} + U_{\text{вих\text{ср}}}) h_{21Е0} / I_{\text{вих\text{ср}}} = (2,3 + 12,6) \cdot 25/0,3 \approx 1242 \text{ Ом},$$

де  $h_{21Е0} = h_{21Е}$ .

16. Знаходимо оптимальне значення опору

$$R_{E\text{опт}} = 0,25 \cdot (1 - h_{21Б0}) R_B = 0,25 \cdot (1 - 0,96) \cdot 1242 = 12,42 \text{ Ом};$$

$$h_{21Б0} = h_{21Е0} / (1 + h_{21Е0}) = 25/(1 + 25) = 0,96.$$

Вибираємо стандартні резистори, виходячи з того, що через  $R_B$  тече струм  $I_B \approx I_{\text{вих\text{ср}}}/h_{21Е0} = 0,3/25 = 12 \cdot 10^{-3} \text{ А}$ , а через  $R_E$  — струм  $I_{\text{вих\text{ср}}} = 0,3 \text{ А}$ . З шкали Е12 вибираємо резистори  $R_B = 1,2 \text{ кОм}$ ,

$R_E = 12 \text{ Ом}$ . Потужність, яка розсіюється на них,

$$P_{R_B} = I_B^2 R_B = (12 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 1,2 \cdot 10^3 = 0,173 \text{ Вт};$$

$$P_{R_E} = I_{\text{вих ср}}^2 R_E = 0,3^2 \cdot 12 = 1,08 \text{ Вт}.$$

17. Знаходимо при оптимальному значенні  $R_{E \text{ opt}}$  ємність

$$C \approx \frac{8 \left( 1 + \frac{h_{21B} r_K}{R_B} \right)}{\omega_n (1 - h_{21B0}) R_B} = \frac{8 \left( 1 + \frac{0,96 \cdot 11 \cdot 10^3}{1242} \right)}{2 \cdot 2\pi \cdot 50 \cdot (1 - 0,96) \cdot 1242} = 2437 \cdot 10^{-6} \text{ Ф}.$$

З довідника обираємо стандартний конденсатор з  $U_{\text{роб}} = U_{\text{вх ср}} = 21 \text{ В}$ ,

враховуючи можливе ввімкнення на холостому ході, на ньому буде дуже мала і на неї можна не зважати. Маючи на увазі 20 % виробничого запасу за ємністю та уніфікацію, треба вибрати  $C$  та  $C_B$  однаковими: 3 шт. по 1000 мкФ з  $U_{\text{роб}} = 63 \text{ В}$ .

18. Визначаємо сталу часу  $\tau = R_E C_B = 12,42 \cdot 2437 \cdot 10^{-6} = 30 \text{ мс}$ .

19. Множник

$$A = 1 / \sqrt{1 + \left[ \frac{1}{\omega_n \tau} \left( 1 + \frac{r_K}{R_B} \right) \right]^2} = 1 / \sqrt{1 + \left[ \frac{10^3}{2\pi \cdot 100 \cdot 30} \left( 1 + \frac{11 \cdot 10^3}{1242} \right) \right]^2} = 0,89.$$

Не слід допускати, щоб коефіцієнт  $A$  був більшим за 0,9, бо при цьому набагато зросте величина ємності  $C_B$ .

20. Виходячи з забезпечення величини  $K_{\text{зр}}$  і беручи 20 % - ий запас, знаходимо вихідну ємність

$$C_{\text{вих}} = \frac{1,2 K_{\text{зр}} \left[ R_E + (1 - h_{21B0}) R_B \right]}{A r_K r_n \omega_n h_{21B0}} =$$

$$= \frac{1,2 \cdot 500 \left[ 12,42 + (1 - 0,96) 1242 \right]}{0,89 \cdot 11000 \cdot 70 \cdot 2 \cdot 2\pi \cdot 50 \cdot 0,96} = 90 \text{ мкФ}.$$

Ємність можна також визначити виходячи з мінімальної частоти споживача  $\omega_{\text{min}}$  за формулою

$$C_{\text{вих}} = 1 / (\omega_{\text{min}} Z_{\text{вих}}) = 1 / (2\pi \cdot 100 \cdot 100) \approx 16 \text{ мкФ}.$$

Вибираємо найбільше значення  $C_{\text{вих}}$ , яке задовольняє усі поставлені вимоги. Якщо потрібно, уточнюємо величини  $K_{\text{зр}}$  і  $K_{\text{п}}$ .

Вибираємо конденсатор типу К50-29 ємністю 100 мкФ з робочою на-

пругою 63В.

21. Уточнюємо напругу на виході схеми випрямлення

$$U_{\text{вих ср}} = U_{\text{вих ср}} + U_{\text{КЕ ср}} + I_{\text{вих ср}} R_E = 12,6 + 2,3 + 0,3 \cdot 12,42 = 18,63 \text{ В}.$$

22. Визначаємо ККД фільтра

$$\eta_{\text{ф}} = \frac{h_{21\text{Б}0} A^2}{1 + (U_{\text{КЕ ср}} / U_{\text{вих ср}})} = \frac{0,96 \cdot 0,89^2}{1 + (2,3 / 12,6)} = 0,64.$$

23. Захист від перенапруг не потрібен, бо  $U_{\text{КЕ доп max}} > U_{\text{вих ср хх}}$ .

Колекторний струм в режимі короткого замикання в навантаженні

$$I_{\text{К кз}} = h_{21\text{Б}0} U_{\text{вих ср хх}} / \left[ r_1 R_E + R_B (1 - h_{21\text{Б}0}) \right] = \\ = 0,96 \cdot 21 / [9,6 + 12,42 + 1242(1 - 0,96)] = 0,28 \text{ А}.$$

Оскільки  $I_{\text{К кз}} < I_{\text{к доп max}}$ , захист від надструму не потрібен.

**Приклад 8.2.** Розрахувати транзисторний фільтр в якому транзистор ввімкнений паралельно навантаженню — фільтр ФШ (рис. 8.6,б). Вихідні дані для розрахунку: напруга на виході фільтра  $U_{\text{вих ср}} = 6,3 \text{ В}$ ; струм навантаження  $I_{\text{вих ср}} = 0,8 \text{ А}$ ; частота мережі  $f_{\text{м}} = 400 \text{ Гц}$ ; коефіцієнт пульсацій на виході  $K_{\text{п}} = 0,7\%$ ; температура навколишнього середовища  $T = 40^\circ\text{C}$ ; ККД  $\eta_{\text{ф}} = 0,2$ ; вихідний опір на частоті  $f_{\text{мін}} = 2400 \text{ Гц}$   $Z_{\text{вих}} \leq 1 \text{ Ом}$ ; може бути використана трифазна мережа.

Розв'язання. Як було сказано у § 8.5.3, вважаємо що досяжний  $K_{\text{зг}} \approx 15$ . Тоді коефіцієнт пульсації на вході фільтра  $K_{\text{п вх}} = K_{\text{п}} K_{\text{зг}} = 0,7 \cdot 15 = 10,5\%$ . Такий коефіцієнт пульсації досягається у трифазній мостовій схемі ( $m_{\text{п}} = 6$  і  $K_{\text{п вх}} = 5,7\%$ ).

2. Вибираємо орієнтовно  $R = 1 \cdot r_{\text{п}} = 1 \cdot 7,9 = 7,9 \text{ Ом}$ ,

(для схеми рис. 8.6,а —  $R = 0,1 r_{\text{п}}$ ),

тут  $r_{\text{п}} = U_{\text{вих ср}} / I_{\text{вих ср}} = 6,3 / 0,8 \approx 7,9 \text{ Ом}$ .

3. Середнє значення струму емітера транзистора

$$I_{\text{Е ср}} \approx K_3 \frac{U_{\text{вих ср}} + I_{\text{вих ср}} R}{R(1 - K_3 K_{\text{п вх}})} K_{\text{п вх}} = 1,1 \frac{(6,3 + 0,8 \cdot 7,9) \cdot 0,057}{7,9(1 - 1,1 \cdot 0,057)} \approx 0,1 \text{ А},$$

де  $K_3$  — коефіцієнт запасу, який можна взяти (з урахуванням струму  $I_{\text{КБ}0}$



і початкового струму  $I_{K\text{поч}}$ , а також, зважаючи на можливі зміни  $T$ ) від 1,1 до 1,2. При більших струмах  $I_{\text{вих ср}}$  коефіцієнт запасу менший, для  $I_{\text{вих ср}} \geq 0,4 \text{ А}$   $K_3 = 1,1$ .

4. Знаходимо значення напруги на виході схеми випрямлення (вході фільтра)

$$U_{\text{вх ср}} = \frac{U_{\text{вих ср}} + I_{\text{вих ср}} R}{1 - K_3 K_{\text{пвх}}} = \frac{6,3 + 0,8 \cdot 7,9}{1 - 1,1 \cdot 0,057} = 13,5 \text{ В}.$$

5. Визначаємо потужність, що розсіюється на транзисторі,

$$P_K \approx 1,1 U_{\text{вих ср}} I_{E\text{ ср}} = 1,1 \cdot 6,3 \cdot 0,1 \approx 0,7 \text{ Вт}.$$

6. Виходячи з  $U_{\text{вих ср}}$ ,  $P_K$  і  $I_{K\text{ доп max}} \geq 2I_{E\text{ ср}} = 2 \cdot 0,1 = 0,2 \text{ А}$ , з довідника вибираємо *p-n-p* транзистор типу КТ639А, у якого  $I_{K\text{ доп max}} = 1,5 \text{ А}$ ;  $U_{KE\text{ доп max}} = 45 \text{ В}$ ;  $P_{K\text{ доп}} = 1 \text{ Вт}$ ;  $h_{21E\text{ min}} = 40$ ;  $r_K \approx 17 \text{ кОм}$ ;  $r_B/r_K \approx \approx 3,5 \cdot 10^{-3}$ ; звідки  $r_B \approx 60 \text{ Ом}$  і

$$r_E = 25 \cdot 10^{-3} / I_{E\text{ ср}} = 25 \cdot 10^{-3} / 0,1 = 0,25 \text{ Ом}.$$

7. Визначасмо максимальну (з деяким перевищенням) величину  $K_{зг\text{ max}}$  для даного транзистора за умови  $(1/R) + (1/r_n) + 1/(1 - h_{21E0})R_B \approx \approx 1/r_n$ ,

$$K_{зг\text{ max}} = \frac{r_n}{2 \left( r_E + \frac{r_B}{h_{21E}} \right)} = \frac{7,9}{2 \left( 0,25 + \frac{60}{40} \right)} \approx 2,3,$$

що значно менше від заданого.

Щоб підвищити  $K_{зг\text{ max}}$ , треба перейти до більшого струму  $I_{E\text{ ср}}$  і, якщо потрібно, до потужнішого транзистора.

Візьмемо транзистор 2Т818В з  $h_{21E\text{ min}} = 20$ ; виходячи з  $P_{K\text{ доп max}} = 20 \text{ Вт}$  (з тепловідводом), приймемо  $I_{E\text{ ср}} = 0,5 \text{ А}$ . При цьому  $r_E = 0,05 \text{ Ом}$ ;  $r_B = 5,6 \text{ Ом}$ ;  $K_{зг\text{ max}} \approx 12$ . Зважаючи на те, що  $K_{\text{пвх}} = 5,7\%$ , для виконання заданого  $K_{\Pi} = 0,7\%$  досить мати  $K_{\text{пвх}}/K_{\Pi} = 5,7/0,7 \approx 8,2$ .

8. Вважаючи, що  $h_{21E0} = h_{21E}$ , знаходимо

$$R_B = \left( U_{\text{вих ср}} / I_{E\text{ ср}} \right) h_{21E0} = (6,3/0,5) \cdot 20 = 252 \text{ Ом}.$$

Згідно зі стандартом

$$R_B = 270 \text{ Ом}, P_{R_B} = I_{B_{\text{ср}}}^2 R_B = (0,5/20)^2 \cdot 270 = 0,17 \text{ Вт}.$$

9. Перевіряємо коефіцієнт згладжування, що його може забезпечити фільтр,

$$K_{\text{зг}} = \frac{1}{\left( r_E + \frac{r_B}{h_{21E}} \right) \left( \frac{1}{R} + \frac{1}{r_H} + \frac{h_{21E}}{R_B} \right)} = \frac{1}{\left( 0,05 + \frac{5,6}{20} \right) \left( \frac{1}{7,9} + \frac{1}{7,9} + \frac{20}{252} \right)} \approx 9,$$

що є достатнім.

Якщо  $K_{\text{зг}}$  менший від заданого, але  $K_{\text{зг}_{\text{макс}}} > K_{\text{зг}}$ , то збільшити  $K_{\text{зг}}$  (на 15...20 %) можна, підвищивши трохи відношення  $R/r_H$  проти взятого (що дорівнює одиниці). Проте при цьому знижується  $\eta_{\text{ф}}$ .

10. Вихідний опір

$$Z_{\text{вих}} \approx \frac{1}{\frac{1}{R} + \frac{1}{r_E + \frac{r_B}{h_{21E}}}} = \frac{1}{\frac{1}{7,9} + \frac{1}{0,05 + \frac{5,6}{20}}} \approx 0,32 \text{ Ом}.$$

Було задано 1 Ом.

11. Уточнюємо величину вихідної напруги випрямляча

$$U_{\text{вих ср хх}} = U_{\text{вих ср}} + (I_{\text{вих ср}} + I_{E_{\text{ср}}})R = 6,3 + (0,8 + 0,5)7,9 = 16,6 \text{ В}.$$

Величина  $U_{\text{вих ср хх}}$  з урахуванням коефіцієнта нестабільності  $\Delta U_{\text{вих}}/U_{\text{вих}} \cdot 100\%$ , який можна орієнтовно взяти від 10 до 15 %, становитиме

$$U_{\text{вих ср хх}} = U_{\text{вих ср}}(1 + 0,15) = 16,6 \cdot 1,15 \approx 19 \text{ В}.$$

12. Визначасмо ємність

$$C_B \geq \frac{1,5}{h_{21E} \omega_H \left( r_E + \frac{r_B}{h_{21E}} \right)} = \frac{1,5}{20 \cdot 6 \cdot 2\pi \cdot 50 \cdot \left( 0,05 + \frac{5,6}{20} \right)} = 12 \cdot 10^{-6} \text{ Ф} = 12 \text{ мкФ}.$$

З довідника вибираємо конденсатор типу К52-1 ємністю 15 мкФ і  $U_{\text{роб}} = 25 \text{ В}$ .

13. Струм, який споживається від схеми випрямлення,

$$I_{\text{в ср}} = I_{\text{вих ср}} + I_{E_{\text{ср}}} = 0,8 + 0,5 = 1,3 \text{ А}.$$

14. Визначасмо ККД

$$\eta_{\phi} = \frac{U_{\text{вих ср}} I_{\text{вих ср}}}{U_{\text{вх ср}} I_{\text{в ср}}} = \frac{6,3 \cdot 0,8}{16,6 \cdot 1,3} \approx 0,23.$$

15. Точно підрахувати значення напруги холостого ходу на виході фільтра  $U_{\text{вих ср хх}}$  не варто, бо  $U_{\text{КЕ.доп max}} = 60 \text{ В}$ , а  $U_{\text{вих ср хх}} < U_{\text{вих ср}} = 16,6 \text{ В}$ . Отже, під час холостого ходу транзистор не проб'ється. Проте на холостому ході потужність  $P_{\text{к}}$  зростає. Одним з варіантів захисту може бути ввімкнення у коло колектора запобіжника, який швидше, ніж транзистор розігріється.

**Приклад 8.3.** Розрахувати параметричний стабілізатор постійної напруги (рис. 8.8,а). Вихідні дані для розрахунку: номінальна величина вихідної напруги  $U_{\text{вих}} = 8 \text{ В}$ ; допуски на розкид вихідної напруги в бік збільшення  $\Delta U_{\text{вих max}}$  і зменшення  $\Delta U_{\text{вих min}}$   $\Delta U_{\text{вих max}} = \Delta U_{\text{вих min}} = 1 \text{ В}$  (допуск може бути несиметричним); максимальний і мінімальний струми навантаження стабілізатора  $I_{\text{н max}} = 5 \text{ мА}$ ,  $I_{\text{н min}} = 3 \text{ мА}$ ; допустима відносна зміна середнього значення вхідної напруги не навантаженого випрямляча у бік збільшення  $a = E_{\text{вх max}}/E_{\text{вх}} = 1,1$  і зменшення  $b = E_{\text{вх min}}/E_{\text{вх}} = 0,9$ ; коефіцієнт пульсацій вхідної напруги  $K_{m \text{ вх}} = U_{m-}/E_{\text{вх}} = 0,1$ , де  $U_{m-}$  — амплітуда напруги пульсацій вхідної напруги; максимальна допустима відносна нестабільність вихідної напруги при зміні струму від  $I_{\text{н max}}$  до

$I_{\text{н min}}$   $\Delta U_{\text{вих i}} \Big|_{I_{\text{н max}} \dots I_{\text{н min}}} (\Delta U_{\text{вих}} = 0,4\%)$  (замість  $\Delta U_{\text{вих}}$  може задаватися  $r_{\text{вих}}$  стабілізатора); максимально допустима відносна нестабільність вихідної напруги при зміні вхідної  $\Delta U_{\text{вих u}} \Big|_{U_{\text{вх}} \dots U_{\text{вх max}}} (\Delta U_{\text{вих}} = \pm 0,3\%$ , «±» означає, що вказана зміна у бік збільшення або зменшення вхідної напруги від номінального значення) (замість  $\Delta U_{\text{вих}}$  може задаватися коефіцієнт стабілізації  $K_u$ ); максимальна допустима відносна амплітуда пульсацій вихідної напруги (коефіцієнт пульсацій  $K_{\text{п вих}} \leq 0,3\%$ ); номінальна ( $T_c = +20^\circ\text{C}$ ), мінімальна ( $T_{\text{с min}} = -10^\circ\text{C}$ ) і максимальна ( $T_{\text{с max}} = +50^\circ\text{C}$ ) робоча температура навколишнього середовища; максимально допустима відносна температурна стабільність вихідної напруги  $\Delta U_{\text{вих T}}$  при зміні температури на  $\Delta T_{\text{с min}} = T_{\text{с min}} - T_c$  і  $\Delta T_{\text{с max}} = T_{\text{с max}} - T_c$  ( $\Delta U_{\text{вих T}} = \pm 2,5\%$ ) (замість  $\Delta U_{\text{вих T}}$  може задаватися температурний коефіцієнт

напруги ТКН стабілізатора).

Треба розрахувати величину номінального значення вхідної напруги  $E_{\text{вх}}$ , величину опору  $R_6$ ; визначити потрібний для розрахунку випрямляча максимальний струм  $I_{\text{вх max}}$ , максимальну потужність  $P_{\text{вх max}}$ , ККД ( $\eta$ ) в номінальному та максимальному режимах, а також забезпечити такий струм вибраних стабілітронів, а відповідно, і потужність розсіювання, щоб їх величини не перевищували допустимих з відповідним коефіцієнтом запасу.

Р о з в' я з а н н я . 1. Вибирасмо тип і кількість стабілітронів — один або декілька послідовно — і знаходимо з довідкових даних номінальне значення  $U_{\text{ст ном}}$  і допустимий розкид  $\Delta U_{\text{ст ном}}$ . У визначених випадках

задаються  $U_{\text{ст min}}$  і  $U_{\text{ст max}}$ . Тоді  $U_{\text{ст ном}} = (U_{\text{ст min}} + U_{\text{ст max}}) / 2$ .

$$U_{\text{ст min}} = U_{\text{вих min}} = U_{\text{ст ном}} - \Delta U_{\text{ст ном}},$$

$$U_{\text{ст max}} = U_{\text{вих max}} = U_{\text{ст ном}} + \Delta U_{\text{ст ном}}.$$

Вибирасмо стабілітрон Д814А ( $U_{\text{ст ном}} = 7,75 \text{ В}$ ,  $\Delta U_{\text{ст ном}} = \pm 0,75 \text{ В}$ ,  $U_{\text{ст min}} = 7,75 - 0,75 = 7 \text{ В}$ ,  $U_{\text{ст max}} = 7,75 + 0,75 = 8,5 \text{ В}$ ,  $I_{\text{ст min}} = 3 \text{ мА}$ ,  $I_{\text{ст max}} = 40 \text{ мА}$ ). При заданому  $U_{\text{вих}} = 8 \text{ В}$  одержуємо  $\Delta U_{\text{вих min}} = 1 \text{ В}$ ,  $\Delta U_{\text{вих max}} = 0,5 \text{ В}$ , що задовольняє заданим вимогам.

2. Знаходимо середнє значення потрібного вихідного опору стабілізатора

$$r_{\text{вих}} = \frac{\Delta U_{\text{вих}} U_{\text{вих}}}{100(I_{\text{н max}} - I_{\text{н min}})} = \frac{0,4 \cdot 8}{100(5 - 3) \cdot 10^{-3}} = 16 \text{ Ом}.$$

3. Вибирасмо  $I_{\text{ст min}}$ , при якому сумарний диференціальний опір був би меншим за  $r_{\text{вих}}$ . З довідникових та експериментальних даних знаходимо:

а)  $r_{\text{д-}}$ , вказане у технічних умовах (при  $I_{\text{ст}} = 5 \text{ мА}$ ,  $r_{\text{д-}} = r_{\text{ст}} \leq 6 \text{ Ом}$ );

б) в області напруг стабілізації 6...15 В залежність абсолютного температурного коефіцієнта  $\gamma_{\text{ст}} = \Delta U_{\text{ст T}} / \Delta T_c$  може бути приблизно апроксимована залежністю  $\gamma_{\text{ст}} = 2 + 1,25(U_{\text{ст}} - 6)$ , де  $U_{\text{ст}}$  — у В,  $\gamma_{\text{ст}}$  — у мВ/°С. У залежності від типу стабілітрона величина  $\gamma_{\text{ст}}$  може бути позитивною, негативною або мати знак «±», який означає, що при визначених струмах стабілізації коефіцієнт позитивний, а при інших — негативний; для

$$U_{\text{ст max}} : \gamma_{\text{ст}} = 2 + 1,25(8,5 - 6) = 5,1 \text{ мВ/}^\circ\text{С};$$

в) диференціальний опір  $r_d$ , виміряний на постійному струмі, відрізняється в більший бік від диференціального опору  $r_{d\sim}$ , який визначається на змінному струмі, коли швидка зміна струму через теплову інерційність практично не змінює теплового режиму стабілітрона. Тому у стабілітронів з позитивним температурним коефіцієнтом до величини  $r_{d\sim}$ , яка звичайно приводиться в довідниках, треба додати величину теплової складової диференціального опору  $r_{dT} = U_{\text{ст}} R_t \gamma_{\text{ст}}$ , де  $R_t$  — тепловий опір кремнієвих стабілітронів;  $R_t$  вимірюється у  $^\circ\text{С/мВт}$ ,  $U_{\text{ст}}$  — у В,  $\gamma_{\text{ст}}$  — у мВ/ $^\circ\text{С}$  (у нашому прикладі  $R_t = 0,15^\circ\text{С/мВт}$ , тобто  $r_{dT} = 8,5 \cdot 0,15 \cdot 5,1 = 6,5 \text{ Ом}$ );

г) диференціальний опір стабілітрона

$$r_d = r_{d\sim} + r_{dT} = 6 + 6,5 = 12,5 \text{ Ом}, \text{ тобто менше } r_{\text{вих}} = 16 \text{ Ом}.$$

4. Знаходимо середнє значення допустимого коефіцієнта стабілізації

$$K_u = \frac{B \cdot 100}{\Delta U_{\text{вих}u}} = \frac{(1 - 0,9) \cdot 100}{0,3} \approx 33,$$

де  $B$  — найбільша з різниць  $(a - 1)$  або  $(b - 1)$ .

5. Визначаємо максимальний коефіцієнт стабілізації

$$K_{u\text{max}} = \frac{U_{\text{вих}} A_m}{(I_{\text{н max}} + I_{\text{ст max}}) r_d} = \frac{8 \cdot 0,8}{(5 + 5) \cdot 10^{-3} \cdot 12,5} \approx 51,$$

де  $A_m = a - K_{\text{пвх}} = 0,9 - 0,1 = 0,8$ , і переконуємося, що  $K_u < K_{u\text{max}}$ . Бажано для інженерних розрахунків, щоб  $K_{\text{ст}} \approx K_{u\text{max}}$  (0,5...0,7). Якщо  $K_u > K_{u\text{max}}$ , то однокаскадна схема не може забезпечити заданої стабільності при зміні  $U_{\text{вх}}$  і треба перейти до двокаскадної або мостової схеми.

6. Обчислюємо потрібну вхідну напругу  $E_{\text{вх}}$ , що забезпечує заданий  $K_u$ ,

$$E_{\text{вх}} \geq K_{u\text{max}} = \frac{U_{\text{вих}} / A_m}{1 - K_u / K_{u\text{max}}} = \frac{8,5 / 0,8}{1 - (33 / 51)} \approx 30 \text{ В}.$$

Обираємо  $E_{\text{вх}} = 35 \text{ В}$ .

7. Знаємо або визначаємо внутрішній опір випрямляча за приблизною формулою

$$R_{\text{вн}} \approx (0,1 \dots 0,15) E_{\text{вх}} / (I_{\text{н max}} + I_{\text{ст max}}) = 0,1 \cdot 35 / (5 + 5) \cdot 10^{-3} = 350 \text{ Ом}.$$

8. Знаходимо номінальну величину реального баластного опору  $R_6$  (без урахування внутрішнього опору випрямляча)

$$R_6 = \frac{E_{\text{вх}} A_m - U_{\text{вих max}}}{I_{\text{н max}} + I_{\text{ст max}}} - R_{\text{вн}} = \frac{35 \cdot 0,8 - 8,5}{(5 + 5) \cdot 10^{-3}} - 350 = 1600 \text{ Ом}.$$

Вибираємо резистор з мінімальним виробничим допуском. Наприклад, при  $R_6 = 1,6 \text{ кОм} \pm 5\%$  ( $R_{6 \text{ min}} = 1520 \text{ Ом}$ ,  $R_{6 \text{ max}} = 1680 \text{ Ом}$ ).

9. Уточнюємо значення коефіцієнта стабілізації

$$K_u = \frac{R_6'}{r_d} \cdot \frac{U_{\text{вих}}}{E_{\text{вх}}} = \frac{1600 + 350}{12,5} \cdot \frac{8}{35} \approx 36$$

з урахуванням, що  $R_6' = R_6 + R_{\text{вн}}$ .

10. Визначаємо коефіцієнт згладжування пульсацій стабілізатора і відносно (в відсотках) амплітуду (коефіцієнт) пульсацій на виході стабілізатора

$$K_{\text{зг}} = \frac{R_6}{r_{d\sim}} \cdot \frac{U_{\text{вих}}}{E_{\text{вх}}} = \frac{1600}{6} \cdot \frac{8}{35} \approx 61,$$

$$K_{\text{п вих}} = \frac{K_{\text{п вх}} \cdot 100}{K_{\text{зг}}} = \frac{0,1 \cdot 100}{61} \approx 0,17\%.$$

Тобто  $K_{\text{п вих}} < K_{\text{п вих}} \text{ заданого}$  ( $0,17 < 0,3$ ).

11. Уточнюємо миттєве значення мінімального струму стабілітрона

$$I_{\text{ст max}} = \frac{E_{\text{вх}} A_m - U_{\text{вих max}}}{R_{6 \text{ max}} + R_{\text{вн}}} - I_{\text{н max}} = \frac{35 \cdot 0,8 - 8,5}{1680 + 350} - 5 \approx 4,6 \text{ мА}.$$

12. Знаходимо середнє значення максимального струму стабілітрона

$$I_{\text{ст max}} = \frac{E_{\text{вх}} a - U_{\text{вих min}}}{R_{6 \text{ min}} + R_{\text{вн}}} - I_{\text{н min}} = \frac{35 \cdot 1,1 - 7}{1520 + 350} - 3 \approx 14 \text{ мА}.$$

13. Визначаємо максимальне та номінальне (або мінімальне) значення вхідного струму і максимальне та номінальне значення вхідної потужності випрямляча

$$I_{\text{вх max}} = I_{\text{ст max}} + I_{\text{н min}} = 14 + 3 = 17 \text{ мА},$$

$$I_{\text{вх}} = \frac{E_{\text{вх}} - U_{\text{вих}}}{R_6 + R_{\text{вн}}} = \frac{35 - 8}{1600 + 350} = 14 \text{ мА},$$

$$P_{\text{вх max}} = I_{\text{вх max}} E_{\text{вх}} a - I_{\text{вх max}}^2 R_{\text{вн}} = \\ = 17 \cdot 10^{-3} \cdot 35 \cdot 1,1 - 17^2 \cdot 10^{-6} \cdot 350 = 0,55 \text{ Вт},$$

$$P_{\text{вх}} = I_{\text{вх}} E_{\text{вх}} - I_{\text{вх}}^2 R_{\text{вн}} = 14 \cdot 10^{-3} \cdot 35 - 14^2 \cdot 10^{-6} \cdot 350 = 0,42 \text{ Вт}.$$

14. Обчислюємо мінімальний і номінальний ККД стабілізатора (без випрямляча)

$$\eta_{\min} = I_{\text{н max}} U_{\text{вих min}} / P_{\text{вх max}} = 5 \cdot 10^{-3} \cdot 7 / 0,55 = 0,064,$$

$$\eta = I_{\text{н max}} U_{\text{вих}} / P_{\text{вх}} = 5 \cdot 10^{-3} \cdot 8 / 0,42 \approx 0,1.$$

15. Виходячи з визначення максимального температурного коефіцієнта  $\text{ТКН} = 0,07\% / ^\circ\text{C}$  визначаємо  $\Delta U_{\text{вих}} = \text{ТКН} \cdot \Delta T_c = 0,07 \cdot 30 = 2,1\%$ , що задовольняє поставленим вимогам.

16. Якщо задана величина  $E_{\text{вх}}$ , то розрахунок ведеться аналогічно. При цьому перевіряється залежність  $E_{\text{вх}}$  п. 6. У цьому випадку  $K_u$  (при обчисленому за п. 8 значенні  $R_G$ ) буде більше заданого значення.

**Приклад 8.4.** Розрахунок стабілізаторів з оптимальним ККД. Вихідні дані прикладу 8.3.

Розв'язання. У тих випадках, коли живлення стабілізатора здійснюється від сухих або сонячних батарей і потрібен порівняно невеликий коефіцієнт стабілізації, розрахунок можна проводити для оптимального ККД наступним чином:

1. Знаходимо допоміжний коефіцієнт

$$M = 1 - A_m = 1 - 0,8 = 0,2.$$

2. Розраховуємо оптимальний струм стабілітрона

$$I_{\text{ст опт}} = \frac{I_{\text{н max}} \sqrt{M} + I_{\text{ст min}}}{1 - \sqrt{M}} = \frac{5\sqrt{0,2} + 3}{1 - \sqrt{0,2}} = 9,36 \text{ мА}.$$

3. Задаємо номінальним струмом стабілітрона

$$I_{\text{ст}} = 0,8 \cdot 9,36 \approx 7,5 \text{ мА}.$$

4. Визначаємо вхідну напругу

$$E_{\text{вх}} = U_{\text{вих}} \frac{I_{\text{ст}} - I_{\text{ст min}}}{I_{\text{ст}}(1 - M) - I_{\text{ст min}} - I_{\text{н max}} M} =$$

$$= 8 \cdot \frac{7,5 - 3}{7,5((1 - 0,2) - 3 - 5(1 - 0,2))} = 18 \text{ В}.$$

5. Далі розрахунок ведеться з п. 7 прикладу 8.3.

**Приклад 8.5.** Розрахунок мостового стабілізатора (рис. 8.8,з) за вихідними даними прикладу 8.3.

Розв'язання. 1. Вибираємо стабілітрони за умови  $U_{\text{ст}} \approx U_{\text{вих}}$  і визначаємо  $I_{\text{ст min}}$  (Д814А:  $U_{\text{вих}} = 8 \text{ В}$ ,  $I_{\text{ст min}} = 3 \text{ мА}$ ).

2. Знаходимо вхідну напругу навантаженого випрямляча

$$U_{\text{вх}} \approx (4 \dots 5) U_{\text{ст}} = 4,5 \cdot 8 = 34 \text{ В}.$$

3. Обчислюємо баластний опір

$$R_6 = \frac{U_{\text{вих}} A_m - U_{\text{ст max}}}{I_{\text{ст max}} + I_{\text{ст min}}} = \frac{36 \cdot 0,8 - 8,5}{(5 + 3) \cdot 10^{-3}} = 2,53 \text{ кОм}.$$

Обираємо номінал баластного резистора  $2,7 \text{ кОм} \pm 5\%$ .

4. Визначаємо номінальний струм стабілітрона

$$I_{\text{ст}} = \frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{ст}}}{R_6} - I_{\text{н max}} = \frac{36 - 8}{2,7} - 5 \approx 5,4 \text{ мА}.$$

5. Для струму  $I_{\text{ст}}$  знаходимо  $r_d$ ,  $r_{d-}$  (12,5 Ом, 6 Ом).

6. Обчислюємо компенсуючий опір  $R_2$

$$R_2 = \frac{r_d + r_{d-}}{2} = \frac{12,5 + 6}{2} = 9,25 \text{ Ом}.$$

7. Визначаємо опір  $R_1$

$$R_1 \approx R_6 = 2,7 \text{ кОм}.$$

8. Уточнюємо значення вихідної напруги

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{ст}} - \left( \frac{U_{\text{вх}}}{R_1} + I_{\text{н max}} \right) R_2 = 8 - \left( \frac{36}{2,7} + 5 \right) \cdot 10^{-3} = 7,83 \text{ В}.$$

9. Визначаємо коефіцієнт стабілізації

$$K_u = \frac{1}{\left( \frac{r_d}{R_6} - \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вих}}}} = \frac{1}{\left( \frac{12,5}{2,7 \cdot 10^3} - \frac{9,25}{2,7 \cdot 10^3} \right) \cdot \frac{36}{7,83}} = 181.$$

10. Визначаємо коефіцієнт згладжування

$$K_{\text{зг}} = \frac{1}{\left| \left( \frac{r_d}{R_6} - \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вих}}} \right|} = \frac{1}{\left| \left( \frac{12,5}{2,7 \cdot 10^3} - \frac{9,25}{2,7 \cdot 10^3} \right) \cdot \frac{36}{7,83} \right|} = 180.$$

11. Знаходимо вихідний опір стабілізатора

$$r_{\text{вих}} = r_d + R_2 = 12,5 + 9,25 = 21,25 \text{ Ом}.$$

12. Визначаємо вхідну ЕРС  $E_{\text{вх}}$  з наступних міркувань

$$I_{\text{вх max}} = I_{\text{ст}} + I_{\text{н max}} + U_{\text{вх}} / (R_1 + R_2),$$

$$E_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} + I_{\text{вх max}} R_{\text{вн}} = U_{\text{вх}} + (0,1 \dots 0,15) E_{\text{вх}},$$

тобто  $E_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} / (0,9 \dots 0,85) = 34 / 0,9 = 37,8 \text{ В}$ ,

де  $R_{\text{вн}} = (0,1 \dots 0,15) E_{\text{вх}} / I_{\text{вх max}}$  — внутрішній опір випрямляча;

$$I_{\text{ст}} = 5,4 \text{ мА}; \quad U_{\text{вх}} = 36 \text{ В}; \quad R_1 = 2,7 \text{ кОм}; \quad R_2 = 9,25 \text{ Ом};$$

$$R_{\text{вн}} = 0,1 \cdot 37,8 / \left[ 5,4 \cdot 10^{-3} + 5 \cdot 10^{-3} + 34 / (2,7 \cdot 10^{-3} + 9,25) \right] \approx 164 \text{ Ом}.$$



13. Далі розрахунок виконуємо аналогічно розрахунку схеми однокаскадного стабілізатора.

**Приклад 8.6.** Розрахувати транзисторний компенсаційний стабілізатор напруги (рис. 8.13). Вихідні дані для розрахунку: вихідна напруга (напруга на навантаженні)  $U_H = 5\text{ В}$ ; вихідний струм  $I_H = 1\text{ А}$ ; допустима нестабільність вихідної напруги  $\pm 1\%$ ; допустима нестабільність вхідної напруги  $\pm (\Delta U_{\text{вх}} / U_{\text{вх ном}}) 100 = \pm 20\%$ .

**Р о з в' я з а н н я .** 1. Задаємо мінімальним значенням напруги колектор - емітер регулювального транзистора  $VT1$ , рівним  $U_{\text{КЕ1 min}} = 2,5 \dots 3\text{ В}$ . При менших значеннях  $U_{\text{КЕ}}$  транзистор може виявитися в режимі насичення і втратити властивість підсилювати вхідний сигнал. При більших значеннях  $U_{\text{КЕ1 min}}$  збільшуються втрати у  $VT1$ , розсіювана потужність у ньому суттєво зростає, а ККД стабілізатора суттєво зменшується.

Визначимо потрібне значення мінімальної напруги на вході стабілізатора, при якому забезпечена нормальна робота,

$$U_{\text{вх. min}} = U_H + U_{\text{КЕ1 min}} = 5 + 3 = 8\text{ В}.$$

Враховуючи, що напруга на вході стабілізатора може змінюватися на  $\pm 20\%$  від номінального значення  $U_{\text{вх. ном}}$ , знаходимо

$$U_{\text{вх. ном}} = U_{\text{вх min}} / 0,8 = 10\text{ В}.$$

Визначаємо максимальну напругу на вході стабілізатора

$$U_{\text{вх max}} = 1,2 U_{\text{вх ном}} = 1,2 \cdot 10 = 12\text{ В}.$$

2. Обираємо тип регулювального транзистора  $VT1$ . Вибір проводимо за максимальними значеннями наступних параметрів: напруга колектор-емітер (включаючи імпульсні перенапруги), струм колектора, розсіювана транзистором потужність. Значення цих параметрів не повинні перевищувати їх допустимих норм, які вказані у довідковій літературі або технічних умовах на відповідний тип транзистора,

$$U_{\text{КЕ1 max}} = U_{\text{вх max}} - U_H = 12 - 5 = 7\text{ В}.$$

Якщо для покращення динамічних властивостей стабілізатора при імпульсному характері навантаження паралельно йому ввімкнений конденсатор достатньо великої ємності, то в момент ввімкнення стабілізатора при розрядженому конденсаторі  $U_{\text{КЕ1 max}} \approx U_{\text{вх max}} = 12\text{ В}$ .

У нашому випадку конденсатор не вмикаємо.

Через те, що у більшості практичних випадків  $I_{\text{К1}} \approx I_H$ ,

$I_{K \max} \approx 1,1 I_H = 1,1 \text{ A}$ . Коефіцієнт 1,1 враховує потрібний запас на струми подільника напруги  $R5 - R7$  і струм параметричного стабілізатора  $VD2 - R4$ .

Максимальне значення потужності, що розсіюється транзистором  $VT1$  на протязі тривалого часу,

$$P_{K1 \max} = U_{KE1 \max} I_{K \max} = 7 \cdot 1,1 = 7,7 \text{ Вт}.$$

За розрахованими даними  $I_{K \max} = 1,1 \text{ A}$ ,  $U_{KE1 \max} = 7 \text{ В}$ ,  $P_{K1 \max} = 7,7 \text{ Вт}$  з довідника вибираємо *n-p-n* транзистор типу КТ817В з наступними параметрами:  $I_{K \text{ доп}} = 3 \text{ А}$ ;  $U_{KE \text{ доп}} = 60 \text{ В}$ ;  $P_{K \text{ доп}} = 25 \text{ Вт}$  з радіатором;  $h_{21E1} = 25 \dots 275$ .

3. Вибираємо тип транзистора  $VT2$ . Його максимальний струм колектора дорівнює максимальному струму бази регульовального транзистора  $VT1$

$$I_{K2 \max} \approx I_{B1 \max} = I_{K1} / h_{21E1 \min} = 1,1 / 25 = 0,044 \text{ А} = 44 \text{ мА}.$$

Максимальне значення напруги колектор-емітер  $VT2$

$$U_{KE2 \max} = U_{KE1 \max} - U_{EB1 \min}$$

або з деяким запасом

$$U_{KE \max} \approx U_{KE1 \max} = 7 \text{ В}.$$

Враховуючи, що у тривалому режимі  $U_{KE2 \max} \approx U_{KE1 \max} = 7 \text{ В}$ , розраховуємо максимальне значення потужності, розсіювану транзистором  $VT2$ ,

$$P_{K2 \max} = U_{KE2 \max} I_{K2 \max} = 7 \cdot 44 \cdot 10^{-3} \approx 0,308 \text{ Вт}.$$

В якості  $VT2$  вибираємо *n-p-n* транзистор типу КТ342АМ з наступними допустимими параметрами:  $I_{K \text{ доп}} = 50 \text{ мА}$ ;  $U_{KE \text{ доп}} = 30 \text{ В}$ ;  $P_{K \text{ доп}} = 0,35 \text{ Вт}$ ;  $h_{21E} = 100 \dots 250$ .

Максимальний струм бази транзистора  $VT2$

$$I_{B2 \max} = I_{K2 \max} / h_{21E2 \min} = 44 \cdot 10^{-3} / 100 = 0,44 \text{ мА}.$$

4. Вибираємо тип стабілітрона  $VD2$ . Величина напруги стабілізації  $VD2$  повинна бути

$$U_{ст1} \leq (0,7 \dots 0,8) U_H.$$

При необхідності ручного регулювання величини  $U_H$  треба враховувати  $U_{ст1} \leq (0,7 \dots 0,8) U_{H \min}$ , де  $U_{H \min}$  — мінімальне значення вихідної

напруги. Тому, що межі регулювання не вказані,

$$U_{\text{ст1}} \leq (0,7 \dots 0,8)U_{\text{н}} = (0,7 \dots 0,8) \cdot 5 = 3,5 \dots 4 .$$

Допустимий струм стабілізації  $VD2$  вибирають з умови

$$I_{\text{ст1}} \gg I_{\text{Б2max}} = (4 \dots 5) \cdot 0,44 \cdot 10^{-3} = 1,76 \dots 2,2 \text{ мА} .$$

Якщо для вибраного типу стабілітрона остання умова не виконується, то у складений регулювальний транзистор  $VT1-VT2$  треба додати ще один малопотужний транзистор (див. рис. 8.11,б) або вибрати інший тип більш потужного стабілітрона з більшим струмом стабілізації. На основі довідкових даних вибираємо в якості  $VD2$  стабілітрон типу 2С119А з наступними параметрами:  $U_{\text{ст2}}$  від 1,7 до 2,1 В; максимальне та мінімальне значення струму стабілізації відповідно 100 мА і 1 мА; диференціальний опір при  $I_{\text{ст2}} = 10 \text{ мА}$  дорівнює 15 Ом .

5. Вибираємо тип транзистора  $VT3$  за наступними даними:  $I_{\text{К3max}} = , = (4 \dots 5)I_{\text{Б2max}} = 1,76 \dots 2,2 \text{ мА}$ ;  $U_{\text{н}} = 5 \text{ В}$ ;  $U_{\text{стmin}} = 1,7 \text{ В}$ ;  $U_{\text{ЕБ1max}} = U_{\text{ЕБ1max}} = U_{\text{ЕБ2max}} = 1,5 \text{ В}$ ;  $U_{\text{КЕ3max}} = U_{\text{н}} - U_{\text{стmin}} + U_{\text{ЕБ1max}} + U_{\text{ЕБ2max}} = = 5 - 1,7 + 3 = 6,3 \text{ В}$ ;  $P_{\text{К3max}} = I_{\text{К3max}}U_{\text{КЕ3max}} = 2,2 \cdot 10^{-3} \cdot 6,3 \approx \approx 14 \cdot 10^{-3} \text{ Вт} = 14 \text{ мВт}$  .

В якості  $VT3$  вибираємо  $n-p-n$  транзистор КТ315Е з наступними допустимими значеннями параметрів:  $I_{\text{К доп}} = 100 \text{ мА}$ ;  $U_{\text{КЕ доп}} = 35 \text{ В}$ ;  $P_{\text{К доп}} = 0,1 \text{ Вт} = 100 \text{ мВт}$ ;  $h_{21E 2 \text{ min}} = 50$ ;  $U_{\text{ЕБ max}} = 0,8 \text{ В}$  .

6. Задаємось робочим значенням струму стабілізації стабілітрона  $VD2$  з умов

$$\left. \begin{array}{l} I_{\text{К3max}} \leq I_{\text{ст}} \leq I_{\text{стmax}} \\ I_{\text{ст}} > I_{\text{стmin}} \end{array} \right\}$$

$$I_{\text{К3max}} = 2,2 \text{ мА}; I_{\text{стmin}} = 1 \text{ мА}; I_{\text{стmax}} = 100 \text{ мА} .$$

Вибираємо  $I_{\text{ст}} = 10 \text{ мА}$  і розраховуємо необхідні параметри резистора  $R4$

$$R_4 = \frac{U_{\text{н}} - U_{\text{стmin}}}{I_{\text{ст}} - I_{\text{К3max}}} = \frac{5 - 1,7}{(10 - 2,5) \cdot 10^{-3}} = 423 \text{ Ом} .$$

Оскільки номінал резистора 423 Ом не існує, вибираємо з ряду номіналів опорів Е12  $R_4 = 390 \text{ Ом}$ .

Розсіювана на  $R_4$  потужність  $P_{R_4} = (I_{ст} - I_{K3\max})^2 R_4 = (10 - 2,2)^2 \cdot 10^{-6} \cdot 390 \approx 24 \cdot 10^{-3} \text{ Вт} = 24 \text{ мВт}$ . В якості  $R_4$  вибираємо резистор будь-якого типу з опором 390 Ом і потужністю 0,125 Вт.

7. Вибираємо тип транзистора  $VT_4$  за наступними розрахунковими даними:

$$I_{K4\max} = I_{Б2\max} + I_{K3\max} = (0,44 + 2,2) \cdot 10^{-3} = 2,64 \text{ мА};$$

$$U_{KE4\max} \leq U_{KE1\max} = 7 \text{ В}; \quad P_{K4\max} = I_{K4\max} U_{KE4\max} = 2,64 \cdot 10^{-3} \cdot 7 = 18,5 \text{ мВт}; \quad U_{EB4\min} = 1 \text{ В}.$$

В якості  $VT_4$  виберемо  $p$ - $n$ - $p$  транзистор типу КТ312А з наступними допустимими значеннями параметрів:  $I_{K\text{ доп}} = 20 \text{ мА}; U_{KE\text{ доп}} = 40 \text{ В}; h_{2/E\min} = 15; I_{K\text{ доп}} = 100 \text{ мВт}$ .

8. В якості  $VD_1$  вибираємо стабілітрон типу КС139А з наступними параметрами:  $U_{ст1} = 3,5 \dots 4,3 \text{ В}; I_{ст1} = 3 \dots 70 \text{ мА}$ .

9. Обчислюємо опір резистора  $R_2$

$$R_2 = \frac{U_{ст1\max} - U_{EB4\min}}{I_{E4\max}} = \frac{4,3 - 1,0}{2,64 \cdot 10^{-3}} = 1,25 \cdot 10^{-3} = 1,25 \text{ кОм}.$$

Вибираємо  $R_2 = 1,2 \text{ кОм}$ .

Потужність, що розсіюється на резисторі

$$P_{R_2} = I_{K4\max}^2 R_2 = (2,64 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 1,2 \cdot 10^3 = 8,4 \text{ мВт}.$$

10. Обчислюємо струм бази  $VT_4$

$$I_{Б4\max} = U_{ст1\max} / (h_{21E4\min} R_2) = 4,3 / (15 \cdot 1,2 \cdot 10^3) = 0,24 \cdot 10^{-3} \text{ А} = 0,24 \text{ мА}.$$

11. Вибираємо значення струму через резистор  $R_1$

$$I_{R_1} \gg I_{Б4\max} = 0,24 \text{ мА},$$

$$I_{ст1\min} < I_{R_1} < I_{ст1\max} \quad (I_{ст1\min} = 3 \text{ мА}, I_{ст1\max} = 70 \text{ мА}).$$

Нехай  $I_{R_1} = 10 \text{ мА}$ .

12. Розраховуємо опір резистора  $R_1$

$$R_1 = \frac{U_{вх\max} - U_{ст1\min}}{I_{R_1}} = \frac{12 - 3,5}{10 \cdot 10^{-3}} = 0,85 \cdot 10^3 \text{ Ом} = 850 \text{ Ом}.$$

Вибираємо  $R_1 = 820 \text{ Ом}$ .

Потужність, що розсіюється на резисторі,

$$P_{R_1} = I_{R_1}^2 \cdot R_1 = (10 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 820 = 82 \text{ мВт}.$$

13. Перевіряємо мінімальне значення струму стабілітрона  $VD1$

$$I_{\text{ст min}} = \frac{U_{\text{вх min}} - U_{\text{ст1 min}}}{R_1} = \frac{8 - 4,3}{820} = 4,5 \text{ мА} > 3 \text{ мА},$$

тобто номінальний режим параметричного стабілізатора  $VD1 - R1$  забезпечено.

14. Розраховуємо подільник напруги  $R5 - R7$ .

Задаємось величиною струму через  $R5 - R7$  з умови  $I_{\text{под}} \gg I_{\text{БЗ max}}$ , тому що в цьому випадку буде забезпечена краща температурна стабільність вихідної напруги (температурні зміни параметрів  $VT3$  у меншій мірі позначаються на постійності  $U_{\text{ЗЗ}}$ ).

$$I_{\text{БЗ max}} = I_{\text{КЗ max}} / h_{21\text{ЕЗ min}} = 2,2 \cdot 10^{-3} / 50 \approx 40 \text{ мкА};$$

$$I_{\text{под}} \geq 10 I_{\text{БЗ max}} = 10 \cdot 0,04 \cdot 10^{-3} = 0,4 \text{ мА}.$$

Вибираємо  $I_{\text{под}} = 1,5 \text{ мА}$ .

Сумарний опір резисторів  $R5 - R7$  подільника напруги

$$R_5 + R_6 + R_7 = U_{\text{н}} / I_{\text{под}} = 5 / (1,5 \cdot 10^{-3}) = 3,3 \text{ кОм};$$

$$R_6 + R_7 \geq 1,2 U_{\text{ст2 max}} / I_{\text{под}} = 1,2 \cdot 2,1 / (1,5 \cdot 10^{-3}) = 1,68 \text{ кОм},$$

$$R_7 \leq (U_{\text{ст2 min}} - U_{\text{ЕБЗ max}}) / I_{\text{под}} = (1,7 - 0,8) / (1,5 \cdot 10^{-3}) = 600 \text{ Ом}.$$

У відповідності з рядом номіналів опорів резисторів  $E12$  вибираємо:  $R_7 = 680 \text{ Ом}$ ;  $R_6 = 1 \text{ кОм}$ ;  $R_5 = 1,5 \text{ кОм}$ .

Уточнюємо значення струму подільника напруги

$$I_{\text{под}} = U_{\text{н}} / (R_5 + R_6 + R_7) = 5 / (3,18 \cdot 10^3) = 1,57 \cdot 10^{-3} \text{ А} = 1,57 \text{ мА}.$$

Потужності, що розсіюються на резисторах подільника напруги,

$$P_{R_5} = I_{\text{под}}^2 R_5 = (1,57 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 1,5 \cdot 10^3 = 3,7 \text{ мВт};$$

$$P_{R_6} = I_{\text{под}}^2 R_6 = (1,57 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 10^3 = 2,5 \text{ мВт};$$

$$P_{R_7} = I_{\text{под}}^2 R_7 = (1,57 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 680 = 1,7 \text{ мВт}.$$

В якості  $R5 - R7$  вибираємо резистори будь-якого типу з допустимою потужністю, що розсіюється, не менше  $0,125 \text{ Вт}$  (резистор  $R_6$  — змінний).

15. Вибираємо резистор  $R3$ , який підвищує температурну стійкість стабілізатора і зменшує вплив на стабільність вихідної напруги зворотного

теплового струму колектора потужного регулювального транзистора VT1,

$$R_3 = U_H / I_{KB01} = 5 / (3 \cdot 10^{-3}) = 1,7 \text{ кОм}.$$

Значення зворотного теплового струму колектор-база VT1  $I_{KB01} = 3 \text{ мА}$  обираємо з довідника для даного типу транзистора при максимальній температурі його корпусу ( $150^\circ\text{C}$ ).

З ряду номіналів опорів резисторів E12 вибираємо найбільш близьке до розрахованого значення  $R_3 = 1,8 \text{ кОм}$ . Потужність, що розсіюється на  $R_3$ ,

$$P_{R_3} \approx U_H^2 / R_3 = 5^2 / (1,8 \cdot 10^{-3}) \approx 14 \cdot 10^{-3} \text{ Вт} = 14 \text{ мВт}.$$

#### 16. Розраховуємо ККД стабілізатора

$$\eta_{\min} \approx U_H I_H / (U_{\text{вх max}} I_H + P_{\text{кер}}),$$

де  $P_{\text{кер}} \approx U_H I_{\text{под}} + U_H (I_{\text{ст}} - I_{K3 \text{ max}}) + P_{R_3} + U_{\text{вх max}} (I_{K4 \text{ max}} + I_{R_1})$  — внутрішні втрати у схемі керування стабілізатора.

$$P_{\text{кер}} = 5 \cdot 1,57 \cdot 10^{-3} + 5 \cdot (10 - 2,2) \cdot 10^{-3} + 14 \cdot 10^{-3} + 12(10 + 2,64) \cdot 10^{-3} = \\ = 218 \text{ мВт};$$

$$\eta_{\min} = 5 \cdot 1 / (12 \cdot 1 + 218 \cdot 10^{-3}) \approx 5 / 12,2 = 0,41.$$

При номінальній входній напрузі  $U_{\text{вх ном}} = 10 \text{ В}$  ККД стабілізатора ( $P_{\text{кер}} \ll P_H$ )

$$\eta_{\text{ном}} \approx U_H I_H / (U_{\text{вх ном}} I_H) = 5 \cdot 1 / (10 \cdot 1) = 0,5.$$

**Приклад 8.7.** Розрахувати стабілізатор напруги (рис. 8.21,б) з використанням мікросхеми 142ЕН при входній напрузі 20 В, вихідній напрузі 12 В і вихідному струмі 4 А. Схема повинна забезпечувати обмеження струму на заданому рівні при короткому замиканні в навантаженні.

Розв'язання. 1. В якості інтегрального стабілізатора напруги вибираємо мікросхему типу 142ЕН 8Б.

2. Транзистор VT2 вибираємо з умови розсіювання ним потужності в режимі короткого замикання навантаження. Коло обмеження струму розраховується з урахуванням максимального струму навантаження 4 А. При короткому замиканні навантаження у транзисторі VT2 виділяється потужність

$$P_{VT2} = U_{\text{вх}} I_{\text{вих}} = 20 \cdot 4 = 80 \text{ Вт}.$$

3. З урахуванням розкиду параметрів компонентів кола обмеження

(напруги на переході емітер-база транзистора  $VT1$  і опору резистора  $R1$ )  
 ця потужність рекомендується збільшити на 30% і прийняти

$$P_{VT2} = 1,3 \cdot 80 = 104 \text{ Вт}.$$

4. В якості транзистора  $VT2$  вибираємо транзистор 2Т818, статичний коефіцієнт підсилення якого  $h_{21E} = 10$  при струмі колектора 4 А. Струм бази при цьому

$$I_{БVT2} = I_K / (h_{21E} + 1) = 4 / (10 + 1) = 0,364 \text{ А}.$$

З урахуванням розкиду параметрів напруги  $U_{ЕБ}$  транзистора  $VT2$  та опору резистора  $R2$  збільшимо струм бази транзистора на 30%

$$I_{БVT2} = 1,3 \cdot 0,364 = 0,473 \text{ А}.$$

5. В якості транзистора  $VT1$  вибираємо транзистор 2Т208. Для перевodu його у відкритий стан спад напруги на резисторі  $R1$  повинен бути не менше 0,65 В. Виходячи з цього, опір резистора  $R1$

$$R_1 = U_{ЕБVT2} / I_{K2\max} = 0,65 / 4 = 0,16 \text{ Ом}.$$

6. Мінімальний струм навантаження, перевищення якого призводить до перевodu транзистора  $VT2$  у відкритий стан, дорівнює  $mI_{Б}$ , де коефіцієнт  $m$  вибираємо в межах 0,1...0,9. Якщо прийняти  $m = 0,2$ , то опір резистора  $R2$  складе

$$R_2 = U_{ЕБVT2} / (mI_{БVT2}) = 0,65 / (0,2 \cdot 0,473) = 6,9 \text{ Ом}.$$

**Приклад 8.8.** Розрахувати двотактний транзисторний перетворювач напруги з самозбудженням (рис. 8.26,б). Вихідні дані для розрахунку: напруга джерела постійного струму  $U_d = 12,6 \text{ В}$ ; напруга на вихідній обмотці перетворювача  $U_{\text{вих}} = 20 \text{ В}$ ; струм вихідної обмотки  $I_{\text{вих}} = 1 \text{ А}$ ; частота перетворення  $f = 1 \text{ кГц}$ .

Розв'язання. *I.* Визначаємо струм відкритого транзистора

$$I_{K\max} = U_{\text{вих}} I_{\text{вих}} / \eta_{\text{п}} U_d = 20 \cdot 1 / (0,85 \cdot 12,6) = 1,87 \text{ А},$$

де  $\eta_{\text{п}}$  — орієнтовне значення ККД перетворювача ( $\eta_{\text{п}} = 0,75 \dots 0,95$  в залежності від режиму роботи та характеру навантаження: при роботі на випрямляч  $\eta_{\text{п}} = 0,75 \dots 0,85$ ; на активне навантаження —  $0,85 \dots 0,95$ ), уточнюється в процесі розрахунку.

2. Обчислимо амплітуду напруги  $U_{КEm}$  транзисторів  $VT1$  і  $VT2$

$$U_{КEm} = 2,4U_d = 2,4 \cdot 12,6 = 30,24 \text{ В}.$$

3. За одержаними значеннями  $I_{K\max}$  і  $U_{KE\text{м}}$  вибираємо  $n$ - $p$ - $n$  транзистор типу КТ803А з  $I_{K\text{доп}} = 10 \text{ А}$ ,  $U_{KE\text{м}} = 60 \text{ В}$ ;  $h_{21E\text{мін}} = 25$ ;  $h_{21E\text{макс}} = 50$ ;  $U_{KE\text{нас}} = 2,5 \text{ В}$ ;  $f_{\text{гр}} = 10 \text{ кГц}$ .

4. Визначаємо струм колектора відкритого транзистора з урахуванням спаду напруги на насиченому транзисторі

$$I'_{K\max} = U_{\text{вих}} I_{\text{вих}} / \left[ \eta_{\text{н}} (U_d - U_{KE\text{нас}}) \right] = 20 \cdot 1 / [0,85(12,6 - 2,5)] = 2,33 \text{ А}.$$

5. Перевіряємо максимальну величину струму колектора в режимі перемикання

$$I''_{K\max} = I'_{K\max} K_i K_{\text{нас\text{мін}}} h_{21E\text{макс}} / h_{21E\text{мін}} = 2,33 \cdot 1,25 \cdot 1,4 \cdot 50 / 25 = 8,2 \text{ А},$$

де  $K_i \approx 1 / \left( 1 - 0,03 \sqrt{U_d} \right)^2 = 1 / \left( 1 - 0,03 \sqrt{12,6} \right)^2 = 1,25$  — коефіцієнт, який враховує вплив інерційних властивостей транзистора та величини колекторної напруги при амплітудному значенні струму колектора;  $K_{\text{нас\text{мін}}} = I_{\text{Б}} h_{21E\text{мін}} / I_{K\text{макс}}$  — мінімальне значення коефіцієнта насичення (звичайно  $K_{\text{нас\text{мін}}} = 1,3 \dots 1,5$ ). Таким чином, транзистор за струмом обрано правильно ( $I''_{K\max} < I_{K\text{доп}}$ ).

6. Визначаємо типорозмір осердя трансформатора

$$Q_{\text{ст}} Q_{\text{вік}} = 10^2 P_{\text{габ}} / \left( 2 f B_m k_m k_{\text{ст}} \Delta_{\text{п}} \eta_{\text{тр}} \right) = \\ = 1,3 \cdot 20 \cdot 1 / \left( 2 \cdot 1000 \cdot 1,4 \cdot 0,12 \cdot 0,88 \cdot 4 \cdot 0,85 \right) = 2,59 \text{ см}^4,$$

де  $Q_{\text{ст}}$ ,  $Q_{\text{вік}}$  — переріз магнітопроводу та площа вікна відповідно;  $P_{\text{габ}}$  — габаритна (типова) потужність трансформатора;  $B_m$  — максимальне значення індукції в осерді;  $k_m$ ,  $k_{\text{ст}}$  — коефіцієнти заповнення відповідно вікна осердя проводом і осердя магнітопроводу сталлю (значення коефіцієнтів  $k_m = 0,1 \dots 0,16$  — для  $P_{\text{габ}} = 10 \dots 50 \text{ Вт}$ ;  $0,16 \dots 0,2$  — для  $P_{\text{габ}} = 50 \dots 150 \text{ Вт}$  та вище;  $k_{\text{ст}} = 0,88$  для товщини стрічки магнітопроводу  $0,1 \text{ мм}$ );  $\Delta_{\text{п}} = 4 \text{ А/мм}^2$  — густина струму в обмотках трансформатора;  $\eta_{\text{тр}} = 0,75 \dots 0,95$  — ККД трансформатора.

Якщо вихідна обмотка перетворювача навантажена на активний опір або мостовий випрямляч, то  $P_{\text{габ}} = 1,3 U_{\text{вих}} I_{\text{вих}}$ . Якщо навантаженням перетворювача є випрямляч з середньою точкою трансформатора, то  $P_{\text{габ}} = 2,1 U_{\text{вих}} I_{\text{вих}}$ .

З довідника вибираємо найближчий магнітопровід з типом тороїдаль-



ного осердя ОЛ-28/40-8 з  $Q_{\text{ст}} Q_{\text{вик}} = 2,95 \text{ см}^4$  і площею поперечного перерізу  $Q_{\text{ст}} = 0,48 \text{ см}^2$ .

7. Число витків половини колекторної обмотки трансформатора перетворювача

$$w'_k = w'_k = \frac{(U_d - U_{\text{КЕнас}}) \cdot 10^4}{4 \beta_m Q_{\text{ст}} k_{\text{ст}}} = \frac{(12,6 - 2,5) \cdot 10^4}{4 \cdot 1000 \cdot 1,4 \cdot 0,48 \cdot 0,88} \approx 43 \text{ вит.}$$

8. Число витків вторинної (вихідної) обмотки

$$w_2 = w_{\text{вих}} = \frac{w'_k U_{\text{вих}}}{U_d - U_{\text{КЕнас}}} = \frac{43 \cdot 20}{12,6 - 2,5} \approx 85 \text{ вит.}$$

9. Число витків базової обмотки

$$w'_b = w'_b = \frac{w'_k U_b}{U_d - U_{\text{КЕнас}}} = \frac{43 \cdot 2}{12,6 - 2,5} \approx 9 \text{ вит.},$$

де  $U_b = 1,5 \dots 2,5 \text{ В}$  — напруга на базовій обмотці.

10. Діюче значення струмів обмоток трансформатора (колекторної і базової),

$$I_k = I'_{k \text{ max}} / \sqrt{2} = 2,33 / \sqrt{2} = 1,65 \text{ А};$$

$$I_b = I'_{b \text{ max}} / \sqrt{2} = I'_{k \text{ max}} K_{\text{нас min}} / (\sqrt{2} h_{21E \text{ min}}) = 2,33 \cdot 1,4 / (\sqrt{2} \cdot 25) = 0,09 \text{ А}.$$

11. Діаметр проводу обмоток трансформатора:

$$\text{колекторної } d = 1,13 \sqrt{I_k / \Delta_{\text{п}}} = 1,13 \sqrt{1,65 / 4} = 0,73 \text{ мм};$$

$$\text{базової } d = 1,13 \sqrt{I_b / \Delta_{\text{п}}} = 1,13 \sqrt{0,09 / 4} = 0,17 \text{ мм};$$

$$\text{вихідної } d = 1,13 \sqrt{I_{\text{вих}} / \Delta_{\text{п}}} = 1,13 \sqrt{1 / 4} = 0,57 \text{ мм}$$

12. Величина опору додаткового резистора  $R_2$  в базових колах транзисторів перетворювача

$$R_2 = \frac{(U_b - U_{\text{ЕБнас}}) h_{21E \text{ min}}}{I'_{k \text{ min}} K_{\text{нас min}}} = \frac{(2 - 0,6) \cdot 25}{2,33 \cdot 1,4} = 10,7 \text{ Ом},$$

де  $U_{\text{ЕБнас}} = 0,6 \text{ В}$  — напруга між емітером і базою транзистора в режимі насичення.

Вибираємо резистор 11 Ом (ряд Е24) і розраховуємо його потужність.

13. Величина опору  $R_1$  подільника

$$R_1 = R_2 \frac{U_d - U_{\text{БЕнас}}}{U_{R_2}} = 11 \cdot \frac{12,6 - 0,6}{0,3} = 440 \text{ Ом},$$

де  $U_{R_2} = 0,3 \text{ В}$  — напруга зміщення, що дорівнює спаду напруги на резисторі  $R_2$  від струму подільника.

Вибираємо резистор 470 Ом .

Для забезпечення надійного запуску перетворювача резистор  $R1$  рекомендується шунтувати конденсатором (від 1 до десятків мкФ).

14. Середнє значення потужності втрат у транзисторі за умови, що потужність втрат у режимі відсічки ( $P_{\text{від}} = 0,5I_{\text{КБ0}}U_{\text{КЕ м}}$ ) близька до нуля, можна визначити як

$$P_{\text{К}} = P_{\text{нас}} + P_{\text{дин}} = 0,5I'_{\text{К max}}U_{\text{КЕ нас}} + U_d I'_{\text{К max}} \tau_{\beta} f \gamma,$$

де  $\tau_{\beta} = 1/(2\pi f_{\text{гр}})$  — час життя неосновних носіїв у базовій області транзистора;  $\gamma \approx 1 + (0,2/K_i)$  — коефіцієнт, що залежить від схеми перетворення та режиму роботи транзистора;  $f_{\text{гр}}$  — гранична частота роботи транзистора, тобто

$$\tau_{\beta} = 1/(2\pi \cdot 10 \cdot 10^3) = 15,9 \cdot 10^{-6} \text{ с};$$
$$\gamma = 1 + 0,2/1,25 = 1,16.$$

Звідки

$$P_{\text{К}} = 0,5 \cdot 2,33 \cdot 2,5 + 12,6 \cdot 2,33 \cdot 15,9 \cdot 10^{-6} \cdot 10^3 \cdot 1,16 =$$
$$= 2,92 + 0,54 = 3,46 \text{ Вт}.$$

За визначеною потужністю розсіювання розраховуємо тепловідвідний радіатор.

### Контрольні запитання

1. За якими показниками класифікують джерела живлення?
2. Приведіть типові структурні схеми джерел електроживлення при вхідній напрузі змінного або постійного струму.
3. Які загальні вимоги до джерел вторинного електроживлення?
4. Які вимоги пред'являються до автономного електропостачання?
5. Які джерела електроенергії використовуються при живленні електронної апаратури?
6. Які первинні елементи знаходять застосування при живленні електронної апаратури?
7. Які найбільш поширені акумулятори?
8. Які існують джерела живлення крім акумуляторних батарей?
9. Які найбільш розповсюджені основні структурні схеми джерел безперебійного електропостачання?
10. Які існують типи транзисторних згладжувальних фільтрів?

11. Як працює транзисторний фільтр з навантаженням у колі колектора?
12. Як працює транзисторний фільтр з навантаженням у колі емітера?
13. На чому ґрунтується робота фільтра з транзистором, ввімкненим паралельно навантаженню?
14. Які способи підвищення коефіцієнта згладжування транзисторних фільтрів?
15. Який принцип дії транзисторного фільтра із струмостабілізуючим двополюсником?
16. Які існують стабілізатори напруги постійного струму безперервної дії?
17. Що таке параметричний стабілізатор напруги?
18. Який принцип дії компенсаційних лінійних стабілізаторів?
19. Чим відрізняються компенсаційні лінійні стабілізатори напруги від стабілізаторів струму?
20. Як здійснюється температурна компенсація у параметричних стабілізаторах?
21. Які різновиди схем стабілізаторів на кремнієвих стабілітронах?
22. Які способи підвищення коефіцієнта стабілізації стабілізаторів напруги?
23. Які існують схеми регулюючих елементів стабілізаторів напруги?
24. Як підвищити вихідну потужність інтегральних стабілізаторів напруги?
25. Якими параметрами визначається частота перетворення транзисторного перетворювача з самозбудженням?
26. Які способи стабілізації частоти транзисторних перетворювачів з самозбудженням?

## **СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ НАПІВПРОВІДНИКОВИМИ ПЕРЕТВОРЮВАЧМИ**

### **9.1. ПРИЗНАЧЕННЯ ТА ОСНОВНІ ВИМОГИ ДО СИСТЕМ КЕРУВАННЯ**

Система керування перетворювальним пристроєм призначена для формування та генерування керуючих імпульсів визначеної форми та тривалості, розподілу їх по фазах і зміни моменту подачі на керуючі електроди вентилів перетворювача з метою ввімкнення перетворювача та виводу його на заданий режим; стабілізації заданого режиму (напруги, струму, потужності, частоти і т.д.); регулювання режиму у відповідності із завданням; вимкнення перетворювача; захисту перетворювача (аварійного вимкнення); контролю роботи перетворювача і при необхідності діагностики несправностей.

У напівпровідникових перетворювачах знаходять застосування повністю керовані вентиля (транзистори, запірні тиристори) та не повністю керовані вентиля (тиристори, симетричні тиристори).

Вимоги, що пред'являються до систем керування напівпровідниковими перетворювачами, визначаються типом вентиля, який застосовується в ньому, режимом роботи (випрямний, інверторний, реверсивний, нереверсивний) та характером навантаження, на яке він працює.

Основні вимоги до систем керування

1. Достатня для надійного відкриття вентиля (тиристора, транзистора) амплітуда напруги та струму керуючого імпульсу. Як правило, імпульс керування має прямокутну форму з крутим переднім фронтом (звичайно порядку 1 мкс або менше), що необхідно для фіксації моменту відкриття вентилів, які мають розкид за порогоми ввімкнення, а також для зменшення втрат потужності у вентилі при відкритті через його кінцеву швидкість. Вимоги до тривалості імпульсу керування залежать від типу вентиля та його режиму роботи в

перетворювачі. Для тиристорів можливі два види імпульсів керування: «вузькі» та «широкі». Тривалість «вузького» імпульсу вибирають з умови забезпечення зростання струму тиристора до струму утримання, а тривалість «широкого» імпульсу — з умови наявності імпульсу керування на весь можливий час протікання струму через тиристор. Для транзисторів необхідний «широкий» імпульс керування на весь час протікання струму в них. Для запірних (GTO) тиристорів — два «вузьких» імпульси: у момент відкриття і в момент закриття (імпульс зворотної полярності). Керування «вузьким» імпульсом вимагає значно меншої потужності системи керування, ніж керування «широким». Але керування «широким» імпульсом є універсальним за допустимими режимами у перетворювачі, у той час як при керуванні «вузьким» імпульсом можливі додаткові проблеми, наприклад, у режимах переривчастого струму навантаження.

2. Широкий діапазон регулювання, який визначається типом перетворювача, режимом його роботи та характером навантаження. Так для перетворювачів на неповністю керованих вентилях (тиристорах) і природною комутацією у відповідності з їх регулювальними характеристиками кут  $\alpha$  треба змінювати від  $0$  до  $180^\circ$  (теоретично) і від  $0$  до  $(180^\circ - \beta)$  (практично). Для перетворювачів на повністю керованих вентилях і з широтно-імпульсними способами регулювання напруги у повному діапазоні регулювання необхідна зміна фази імпульсів керування в межах такту примусової комутації  $0 \dots T_T$  з можливістю зміни тривалості самого такту.

3. Гальванічне розв'язання (або узгодження) рівней напруг (низьковольної) системи керування від силової схеми перетворювача з рівнем напруги, небезпечної для людини або системи керування. Якщо робоча напруга перетворювача порівнювана з напругою системи керування, гальванічне розв'язання може бути відсутнє. Існує два види гальванічного розв'язання: трансформаторне та оптоелектронне. Функцію розв'язання кіл звичайно виконують драйвери. Характерним прикладом є драйвер тиристора з вихідним імпульсним трансформатором, що передає «вузький» імпульс керування (рис. 9.1,а). При збільшенні тривалості імпульсу керування потужність вихідних трансформаторів зростає, а їх масо-габаритні показники погіршуються. Тому при тривалих імпульсах керування для гальва-

нічного розв'язання доцільно використовувати високочастотні трансформатори, на вхід яких подається змінна напруга підвищеної частоти з наступним випрямленням (рис. 9.1,б). Високочастотний генератор ВГ, що працює безперервно, підмикається до трансформатора  $TV$  поперемінно через діоди  $VD1$  і  $VD2$  на час вмикання ключа  $S$ , який керується від системи керування СК, генеруючої «широкий» імпульс керування. Трансформатор передає пачку «вузьких» імпульсів, зберігаючи в них круті фронти та плоску вершину. Випрямляч на діодах  $VD3$  і  $VD4$  формувє неспотворений «широкий» імпульс керування (рис. 9.1,в).

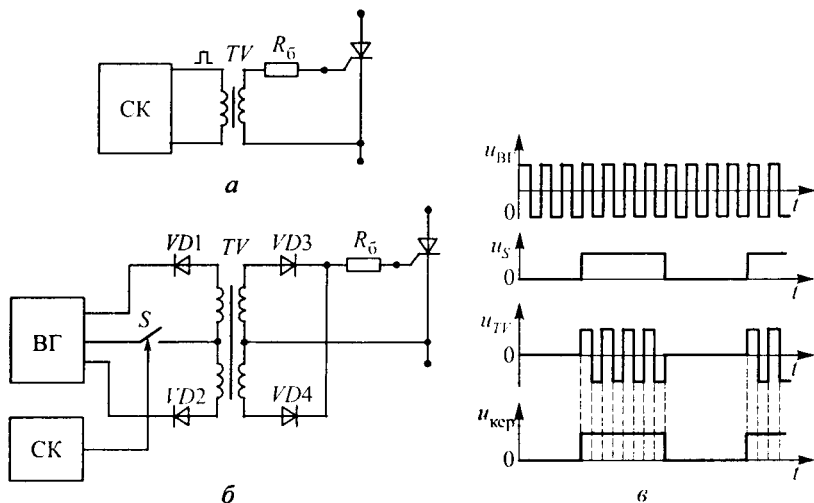


Рис. 9.1

Оптронне розв'язання системи керування та силової схеми перетворювача основане на використанні оптопар, які мають закінчене конструктивне виконання у вигляді окремого компонента (рис. 9.2) або розділених оптоволоконним кабелем, що проводить світловий потік. Можливо конструктивне об'єднання оптрона та тиристора в оптронний тиристор, який має граничні параметри приблизно на порядок гірші, ніж звичайні тиристори, що обмежує область їх застосування.

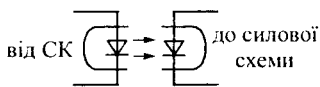


Рис. 9.2

4. Симетрія імпульсів керування по фазах. У результаті несиметрії імпульсів керування вентиля багатозафазного перетворювача проводять струм різний час, що обумовлює спотворення форми кривих анодних струмів і нерівність середніх значень струмів вентилів. У кривих випрямленої інвертованої напруги та струмів з'являється змінна складова, частота якої менша за частоту основної гармоніки в  $m_2$  разів ( $m_2$  — число фаз вторинної обмотки трансформатора) (тобто з'являються субгармоніки), що викликає збільшення індуктивності згладжувального дроселя, а отже, його габаритів і маси. Крім того, нерівність середніх значень струмів вентилів перетворювача призводить до того, що в магнітній системі трансформатора вентиляльного перетворювача з'являються некомпенсовані МРС, що може збільшити потужність трансформатора. Зважаючи на сказане вище, несиметрія імпульсів керування для випрямляча не повинна перевищувати  $1...3^\circ$ .

За числом каналів, в яких відбувається регулювання фаз імпульсів керування вентилями, системи керування ділять на: *одноканальні* та *багатоканальні*.

За наявністю синхронізації імпульсів керування з напругою живильної мережі або автономним генератором тактової частоти в системі керування системи керування ділять на *синхронні* (є синхронізація) і *асинхронні* (немає синхронізації).

Системи керування можуть бути *програмні* (розімкнені) і *слідуючі* (замкнені). Замкнені СК діляться на системи з регулюванням за відхиленням контрольованого параметра від заданого значення і за збуренням, що викликає це відхилення. У перетворювачах регульованими параметрами є вихідна напруга та струм, збурювальними параметрами — вхідна напруга джерела живлення і навантаження.

На рис. 9.3,а наведена структурна схема СК з регулюванням за відхиленням, реалізована на основі класичного принципу негативного зворотного зв'язку ЗЗ. Інформація про значення вихідної функції  $f_{\text{вих}}(t)$  силової частини СЧ перетворювача фіксується датчиком Д і надходить у пристрій для порівняння із заданим значенням  $f_0$ . Сигнал розузгодження цих значень  $\varepsilon$  надходить на пристрій керування ПК, який відновлює задане значення вихідної функції з визначеною точністю. Основною перевагою цього принципу регулювання

є те, що він забезпечує роботу пристрою в статичних режимах практично при всіх видах збурень, які виникають в пристрої, включаючи вплив зміни різних коефіцієнтів підсилення, температури та ін.

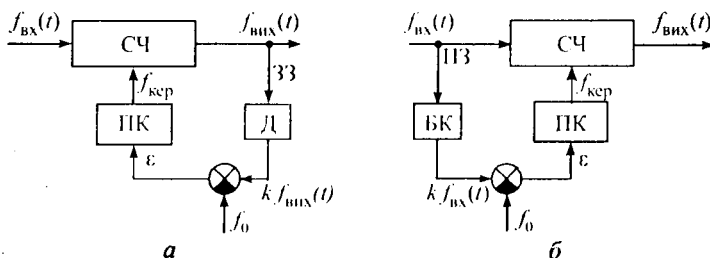


Рис. 9.3

На рис. 9.3,б наведена структурна схема СК з регулюванням за збуренням. Якщо значення вихідної функції  $f_{\text{вих}}(t)$  безпосередньо залежить від вхідної  $f_{\text{вх}}(t)$ , то ця залежність може бути усунена введенням контуру прямого зв'язку ПЗ, що вміщує блок компенсації БК. Вихідний сигнал блоку компенсації  $k f_{\text{вх}}(t)$  та еталонний сигнал завдання  $f_0$  надходять у пристрій керування ПК, який виробляє сигнал керування, забезпечуючий стабільність вихідної функції. У результаті виключається залежність зміни  $f_{\text{вих}}(t)$  від  $f_{\text{вх}}(t)$ . Така система регулювання зветься *інваріантною*, тобто «байдужою» до дії збурення. Очевидно, що у схемі, яка розглядається, інваріантність забезпечується до одного виду збурення.

Для розширення області інваріантності треба вводити контури прямих зв'язків з блоками корекції також за іншими видами збурень.

При необхідності використовують комбіновану систему, яка сполучає принципи регулювання за відхиленням і збуренням.

## 9.2. СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ПЕРЕТВОРЮВАЧАМИ З ПРИРОДНОЮ КОМУТАЦІЄЮ

При синхронному керуванні кут подачі керуючого імпульсу відлічують від визначеної фази напруги мережі, живлячої перетворювач. При вертикальному керуванні керуючий імпульс формується



внаслідок порівняння на нелінійному елементі величин змінної (синусоїдальної, пилкоподібної, трикутної) та постійної напруг. У момент, коли ці напруги стають рівними та їх різниця змінює полярність, відбувається формування імпульсу. Фазу імпульсу можна регулювати, змінюючи величину постійної напруги.

У зв'язку з тим, що регулювання фази імпульсів керування досягається зміною по вертикалі точки рівності змінної напруги з напругою керування (опорною), такий спосіб зсуву фази зветься *вертикальним*. В якості нелінійного елемента звичайно застосовують транзистор або операційний підсилювач.

Таким чином, фазозсувний пристрій при вертикальному керуванні складається з генератора змінної напруги та вузла порівняння.

На рис. 9.4,*а* наведена структурна схема вертикальної одноканаль-

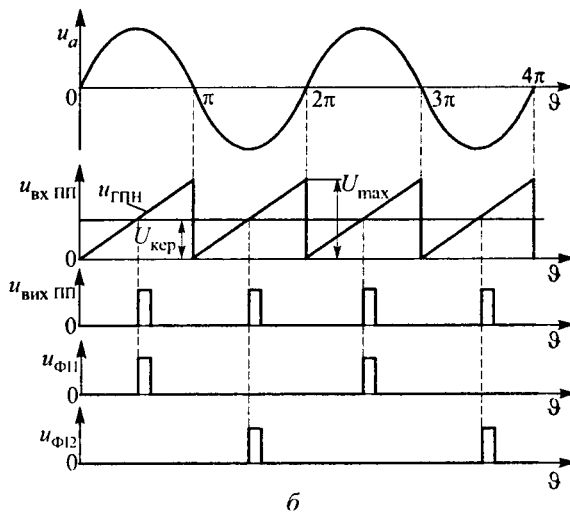
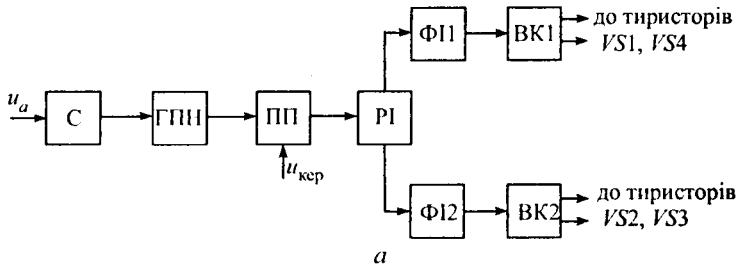


Рис. 9.4

ної системи керування однофазним мостовим випрямлячем (див. рис. 1.4,а). Система працює наступним чином. Генератор змінної напруги ГПН запускається при надходженні з синхронізатора С напруги в момент появи на тиристорах прямої напруги, тобто в точках природної комутації (рис. 9.4,б). З виходу ГПН напруга пілкоподібної форми надходить на пристрій порівняння (ПП), де вона порівнюється з напругою керування  $u_{\text{кр}}$ . У момент порівняння пілкоподібної і керуючої напруг пристрій порівняння виробляє імпульс, який через розподільник імпульсів РІ надходить на формувач імпульсів ФІ1 або ФІ2 і далі через вихідні каскади ВК1 і ВК2 — на тиристори випрямляча. При зміні сигналу  $u_{\text{ГПН}}$  у межах  $0 \dots U_{\text{max}}$  напруги керування (опорної) фаза імпульсу керування буде змінюватися в межах  $0 \dots 180^\circ$ , що і вимагається у відповідності з регульовальною характеристикою вентильного перетворювача для роботи його у випрямному режимі та в режимі залежного інвертування.

Одноканальна система керування може бути виконана і для трифазного випрямляча (рис. 9.5,а). В одноканальних багатofазних системах пристрій порівняння, що входить у склад фазозсувного пристрою, працює з частотою, яка в  $m_2$  разів більша, як у багатоканальних системах, що вимагає в подальшому розподілі керуючих імпульсів по  $m_2$  каналах. Генератор лінійно змінюваної напруги ГЛЗН може бути одноканальним або багатоканальним. У системі, що розглядається і призначеної для трифазного несиметричного випрямляча, ГЛЗН виконано одноканальним. Система працює наступним чином. ГЛЗН запускаються в моменти появи на тиристорах прямої напруги, тобто в точках природної комутації. Запуск ГЛЗН забезпечується синхронізатором С. З виходу ГЛЗН пілкоподібна напруга надходить на пороговий пристрій ПП, який спрацьовує при досягненні пілкоподібною напругою значення  $U_{\text{п}}$ . Напруга з виходу порогового пристрою через диференціююче коло ДК надходить на схеми збігу СЗ, куди надходить також відповідний імпульс з синхронізатора. При збігу імпульсів з виходу синхронізатора та диференціюючого кола один з вихідних каскадів ВК виробляє керуючий імпульс на відкриття тиристора відповідної фази (рис. 9.5,б). Фазо-

вий зсув імпульсу керування здійснюється шляхом зміни нахилу пилкоподібної напруги ГЛЗН за допомогою керованого стабілізатора струму КСС. За таким же принципом може бути побудована і система керування для трифазного мостового симетричного випрямляча.

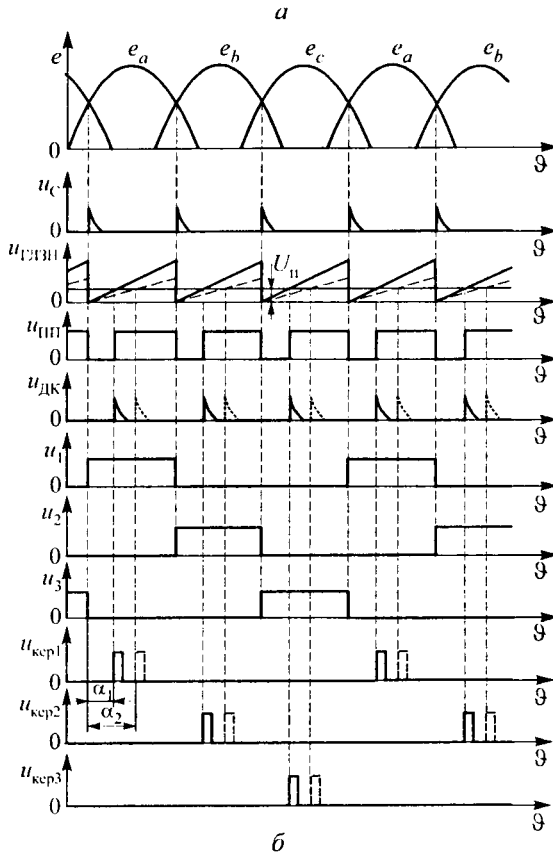
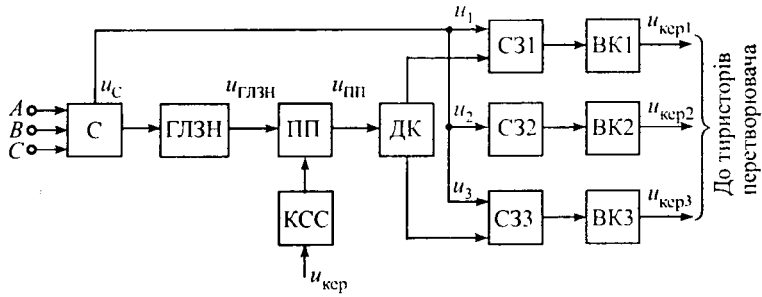


Рис. 9.5

Завдяки спільному фазозсувному пристрою одноканальні системи керування володіють високою симетрією імпульсів керування. Несиметрія імпульсів керування визначається тільки точністю синхронізації системи керування з живильною мережею і не перевищує  $0,5^\circ$ . Крім того, одноканальна система проста у настроюванні, тому що немає потреби створення декількох ідентичних каналів. До недоліків одноканальних синхронних систем керування слід віднести

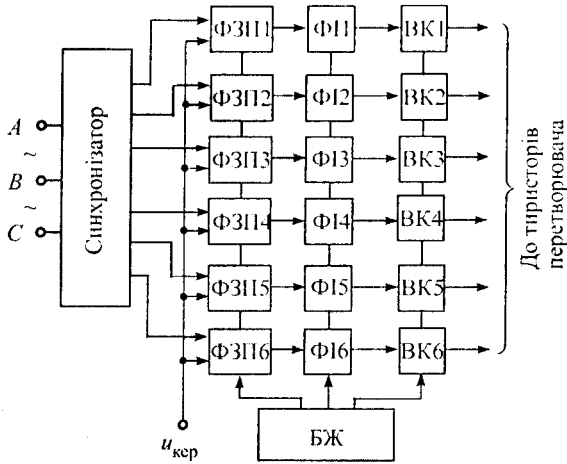


Рис. 9.6

складність синхронізації з мережею, тому що треба формувати одноканальну послідовність кратної частоти.

Зараз велике розповсюдження знаходять системи з індивідуальними фазозсувними пристроями у зв'язку з їх простотою і універсальністю. На рис. 9.6 наведена

структурна схема вертикальної шестиканальної системи керування трифазним мостовим випрямлячем.

Система складається з синхронізатора, шести фазозсувних пристроїв (ФЗП1 ... ФЗП6), шести формувачів імпульсів (ФЗІ1 ... ФЗІ6), шести вихідних каскадів (ВК1 ... ВК6) і блока живлення (БЖ). Принцип роботи системи аналогічний роботі системи рис. 9.4,а. Необхідний фазовий зсув імпульсів керування відносно анодної напруги тиристорів створюється за допомогою синхронізатора та фазозсувного пристрою.

На рис. 9.7 наведена структурна схема вертикальної триканальної системи керування трифазним мостовим випрямлячем з тиристорами у первинній обмотці трансформатора (див. рис. 1.43,а). Так як і в трифазному мостовому симетричному керуваному випрямлячі, для нормальної роботи системи необхідно, щоб на керуючий електрод кожного тиристора надходили два вузьких імпульси з фазовим

зсувом у  $60^\circ$ , тобто щоб імпульси керування надходили одночасно на тиристори  $VS1, VS6$ ;  $VS2, VS1$ ;  $VS3, VS2$ ;  $VS4, VS3$ ;  $VS5, VS4$ ;  $VS6, VS5$ ;  $VS1, VS6$  і т.д. У зв'язку з цим кожний з вихідних каскадів повинен мати по чотири вихідних обмотки.

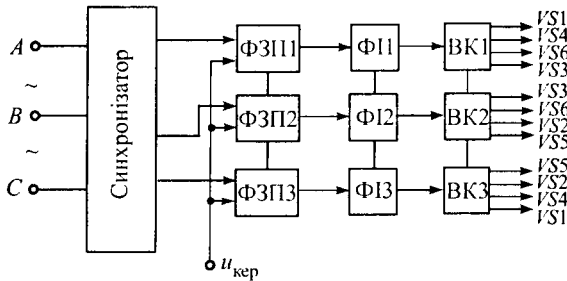


Рис. 9.7

Оскільки кожний канал багатоканальної системи керування працює з частотою живильної мережі, його синхронізація з мережею не викликає утруднень, а фазовий зсув імпульсів керування дорівнює фазовому зсуву, що створюється ФЗП каналу. Система керування проста, тому що відсутній розподільник імпульсів за каналами, та володіє високою швидкістю. Основним недоліком багатоканальної системи керування є можлива несиметрія імпульсів керування між окремими каналами ( $\pm 3^\circ$ ) через труднощі одержання ідентичних характеристик фазозсувних пристроїв.

Через те, що у вертикальній системі керування формування імпульсів відбувається в момент збігу змінної і постійної напруг, то всіляке спотворення форми кривої живильної мережі (генератора змінної напруги) буде призводити до погіршення роботи системи. Даний недолік можна усунути, застосовуючи в якості змінної напруги напругу пилкоподібної або трикутної форми.

Вертикальні системи керування мають широке розповсюдження.

Більшість вентильних перетворювачів працює при змінних у широких межах режимах кола навантаження та джерела живлення, а також при необхідності регулювання або стабілізації одного або декількох вихідних параметрів. Підвищення вимог до якості електричної енергії на вході та виході перетворювачів висуває на одно з перших місць питання створення систем керування, володіючих

здатністю адаптації до змінних в процесі роботи умов функціонування. Подібними пристроями керування є системи замкненого типу, в яких інформація про режими роботи перетворювача безпосередньо надходить у систему керування, а закон перемикання вентилів визначається активно діючими сигналами зворотного зв'язку. Специфічна здатність вентильних перетворювачів із замкненим контуром керування до відпрацьовування змінних факторів дозволяє підвищити якість процесу перетворення електричної енергії. До основних переваг перетворювачів із замкненими по виходу колами керування відносяться: поліпшений гармонічний склад кривих напруги та струму, стабільність вихідних параметрів, лінійність регульованих характеристик, висока швидкість перехідних процесів і т.д.

Системи із замкненими контурами регулювання фазою імпульсу керування відносяться до асинхронних систем керування, тому що генерація імпульсів керування стає синхронною по відношенню до частоти мережі живлення тільки в усталеному режимі. У синхронних системах, як було відмічено вище, синхронізація імпульсів керування відбувається при розімкненому контурі регулювання шляхом синхронізації генератора змінної напруги (синусоїдальної, пілкоподібної, трикутної) з напруженою мережею.

Основними типами асинхронних систем є асинхронні системи слідкуючого типу та з фазовим автопідстроюванням частоти.

У залежності від того, яке значення вихідного параметра повторює (відслідковує) еталонний керуючий сигнал, можна виділити наступні різновиди слідкуючих систем керування перетворювачами:

1) слідкування за середнім значенням вихідного параметра (напруги, струму);

2) слідкування за середньоквадратичним значенням вихідного параметра (часто його називають слідкуванням за гладкою складовою);

3) слідкування за миттєвим значенням вихідного параметра;

4) слідкування за діючим значенням вихідного параметра.

Перший тип застосовується переважно в перетворювачах з виходом на постійному струмі (випрямлячі, залежні інвертори). Другий тип застосовується в основному в перетворювачах з виходом на змінному струмі з багатократними комутаціями за період вихідної частоти, серед залежних перетворювачів — у безпосередніх перет-

ворювачах частоти. Третій тип можна застосовувати в перетворювачах з виходом на змінному та постійному струмі, серед залежних перетворювачів — у випрямлячах, залежних інверторах і безпосередніх перетворювачах частоти. Четвертий тип застосовується у залежних перетворювачах з виходом на змінному струмі та однократною комутацією на півперіоді вихідної частоти (регулятори змінного струму) і в автономних інверторах струму, які працюють зі змінною вихідною частотою (зміна діючого значення вихідного параметра здійснюється шляхом зміни частоти).

У системах слідкуючого типу за середнім значенням вихідної напруги (струму), які застосовуються переважно в перетворювачах з виходом на постійному струмі (випрямлячі і залежні інвертори), вентилі перемикаються при досягненні вихідною напругою (струмом) заданого середнього значення, яке обчислюється на періоді повторюваності, у випрямлячах — на міжкомутаційному інтервалі  $\alpha_n \dots \alpha_{n+1}$ .

Розрізняють два основних типи слідкування за середнім значенням вихідної напруги та струму:

слідкування за середнім значенням вихідної напруги або струму (перший тип

$$\frac{1}{\tau} \int_{\alpha_n}^{2\pi/(qm_2)+\alpha_{n+1}} K_d u_{\text{вих}} d\vartheta = \frac{1}{\tau} \int_{\alpha_n}^{2\pi/(qm_2)+\alpha_{n+1}} u_3 d\vartheta,$$

або

$$\int_{\alpha_n}^{2\pi/(qm_2)+\alpha_{n+1}} (K_d u_{\text{вих}} - u_3) d\vartheta = 0, \quad (9.1)$$

або

$$\int_{\alpha_n}^{2\pi/(qm_2)+\alpha_{n+1}} (K_d i_{\text{вих}} d\vartheta - i_3) d\vartheta = 0, \quad (9.2)$$

де  $K_d$  — коефіцієнт передачі подільника вихідної напруги,  $\tau$  — стала часу інтегрування.

Без усереднення еталонного (керуючого) сигналу (другий тип)

$$\frac{1}{\tau} \int_{\alpha_n}^{2\pi/(qm_2) + \alpha_{n+1}} K_d u_{\text{вих}} d\vartheta = u_3'(\vartheta). \quad (9.3)$$

Структурні схеми системи керування слідкуючого типу за середнім значенням вихідної напруги першого і другого типів наведені відповідно на рис. 9.8,а, б, а часові діаграми на рис. 9.8,в. В системі першого типу (рис. 9.8,а) суматор С виділяє різницю між напругою, яка через датчик Д у колі негативного зворотного зв'язку, і задавальною напругою  $u_3$  із зворотним знаком. Різниця цих напруг інтегрується інтегратором І. Пристрій порівняння ПП в моменти рівності інтеграла нулю формує на виході імпульси керування  $u_{\text{кер}}$ , які надходять на розподільник імпульсів РІ і далі через формувачі імпульсів керування та вихідні каскади системи керування на відповідні тиристори.

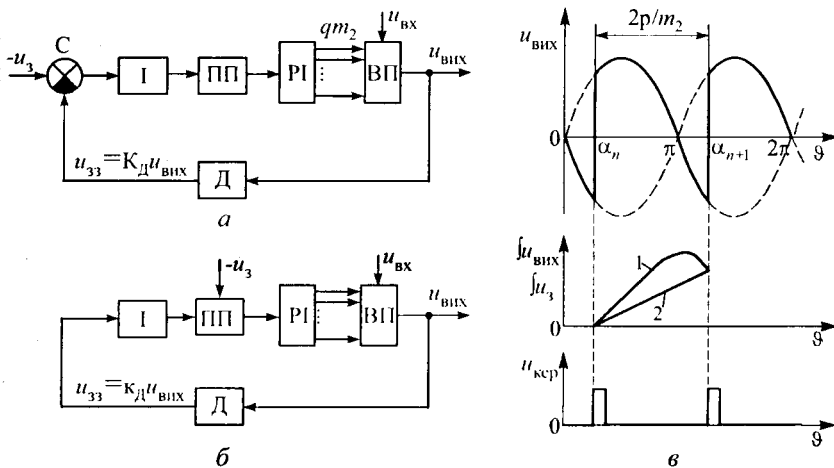


Рис. 9.8

У системі другого типу (рис. 9.8,б) вихідна напруга (струм) безпосередньо інтегрується інтегратором І, на пристрій порівняння ПП подаються вихідна напруга інтегратора та сигнал керування  $-u_3$ , у момент рівності яких виробляється імпульс керування.

Пристрої керування цього типу підтримують середнє значення вихідного параметра, пропорційне сигналу керування  $u_3$  незалежно



від форми напруги мережі та наявності комутаційних спотворень.

При постійному сигналі керування ( $u_3 = \text{const}$ ) або ( $i_3 = \text{const}$ ) та незмінному міжкомутаційному інтервалі у випадку, якщо виконується умова  $\alpha_{n+1} - \alpha_n = \tau$ , системи першого та другого типів стають ідентичними. Проте при зміні керуючого сигналу або міжкомутаційного інтервалу між системами обох типів знову починає виявлятися різниця. Системи першого типу інваріантні до значення постійної часу інтегрування  $\tau$ , до частоти живильної мережі та величини міжкомутаційного інтервалу. Системи другого типу володіють більшою швидкістю, тому що зміни сигналу керування без затримок надходять у пристрій порівняння ПП.

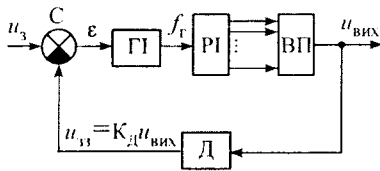


Рис. 9.9

На рис. 9.9 наведена структурна схема одноканальної асинхронної системи керування керованого випрямляча з фазовим автопідстроюванням частоти генератора імпульсів ПІ. На вхід суматора С надходять задавальна напруга  $u_3$  і

напруга з датчика Д у колі негативного зворотного зв'язку  $u_{33}$ . Значення різниці  $\epsilon = K_d u_{\text{вих}} - u_3$  змінює частоту керованого за частотою генератора імпульсів ПІ  $f_r$ , яка в усталеному режимі кратна частоті мережі  $f_m$ , тобто  $f_r = m_n f_m$ . Відхилення  $\epsilon_{\text{min}}$  (порогове значення чутливості каналу керування ПІ) призводить до відхилення частоти ПІ на величину  $\Delta f_r$  і, отже, до зміни кута керування на величину  $\Delta \alpha$

$$\left. \begin{aligned} \Delta f_r &= K_r \epsilon; \\ \Delta \alpha &= \int (\Delta f_r) dt, \end{aligned} \right\} \quad (9.4)$$

де  $K_r$  — коефіцієнт передавання ПІ.

У зв'язку з тим, що регулювання здійснюється за принципом відхилення вихідного параметра (напруги), зміна кута керування призведе до відновлення середнього значення вихідної напруги. Через те, що між  $\Delta \alpha$  і  $\Delta f_r$  існує інтегральна залежність, система є астатичною, тобто статична похибка у відпрацюванні відхилення

близька до нуля. Недоліком системи є складність забезпечення стійкої роботи пристрою при значних відхиленнях частоти живильної напруги, особливо в динамічних режимах.

Розглянуті структурні схеми систем керування застосовують для нереверсивних керованих випрямлячів, які забезпечують односпрямоване протікання випрямленого струму. Як відмічалось у § 2.8, для регулювання швидкості обертання двигунів постійного струму часто необхідна зміна напрямку струму навантаження (реверс). Для цих цілей правлять реверсивні випрямлячі, що складаються з двох комплектів тиристорів, один з яких забезпечує в режимах випрямлення та інвертування протікання струму в прямому напрямку, а інший — у зворотному. Керування реверсивним випрямлячем може здійснюватися двома способами: сумісним та роздільним. При сумісному керуванні імпульси керування подаються на тиристори обох груп, ввімкнених зустрічно-паралельно. При роздільному керуванні не допускається одночасна подача імпульсів керування на тиристори обох груп. Більшість реверсивних випрямлячів виконуються з роздільним керуванням, що забезпечує підвищені техніко-економічні показники. Тому розглянемо системи роздільного керування. Аби не допустити одночасної роботи тиристорів обох груп, в системі керування треба передбачити логічний перемикальний пристрій ЛПП, який виробляє команди на зняття імпульсів керування з групи тиристорів, що закінчили роботу, та подачі імпульсів на відкриття тиристорів групи, що не працювала. Логічний перемикальний пристрій ЛПП повинен мати три стійких стани:

- 1) імпульси керування подаються тільки на першу групу тиристорів В1 (рис. 9.10);
- 2) з обох груп тиристорів імпульси керування зняті, струм у тиристорах відсутній, тиристори відновлюють свої запірні властивості;
- 3) імпульси керування подаються тільки на другу групу тиристорів В2.

Інформація про стан тиристорів випрямляча надходить в ЛПП від датчиків стану тиристорів ДСТ1 і ДСТ2. Якщо в системі передбачена затримка на відкриття тиристорів другої групи, яка наперед більша часу відновлення запірних властивостей тиристорів першої групи, то ДСТ не встановлюють.

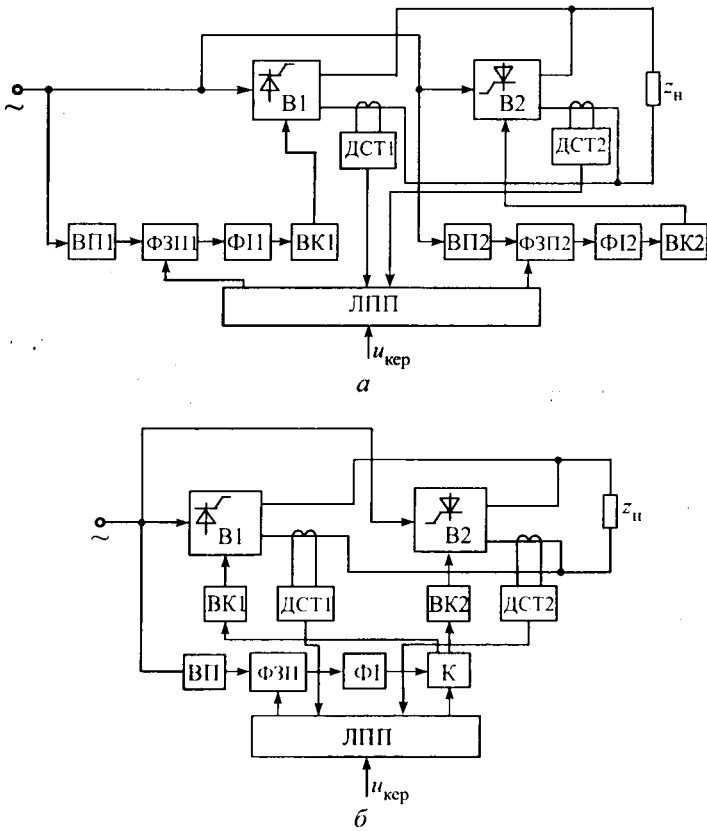


Рис. 9.10

У логічному перемикальному пристрої можна реалізувати наступні принципи перемикання тиристорних груп: 1) використовуючий трипозиційну схему, яка перемикається сигналами похибки регулювання; 2) пошуковий або скануючий, який характеризується тим, що система знаходиться в автоколивальному режимі (імпульси керування подаються по чергові на першу і другу групи тиристорів до тих пір, поки під дією сигналу керування не потече безперервний струм навантаження); 3) комбінований.

Величина та напрямок струму навантаження визначаються відповідно амплітудою і знаком напруги керування  $u_{кер}$ . Напруги керування  $u_{кер1}$  і  $u_{кер2}$  для кожної групи тиристорів виробляються

логічним перемикальним пристроєм ЛПП з урахуванням сигналів з ДСТ і у відповідності з вимогами до регульовальної характеристики та динамічних властивостей випрямляча.

У реверсивних перетворювачах з роздільним керуванням, де потрібна підвищена швидкодія, застосовуються два комплекти фазозсувних пристроїв (рис. 9.10,а; ВП1 і ВП2 — вхідний пристрій, що створює багатofазну систему напруг, яка синхронізована з напругою живильної мережі). Максимальна безструмова пауза наближається до  $2\pi/m_2$ .

У перетворювачах, які не потребують підвищеної швидкодії та таких, що забезпечують ідентичність характеристик керування обома групами тиристорів, доцільно застосувати один фазозсувний пристрій (рис. 9.10,б) на реверсивний випрямляч. При переході з режиму випрямляча ( $\alpha \approx \alpha_{\min}$ ) до режиму інвертування ( $\beta \approx \beta_{\min}$ ) в цьому випадку може виникнути додаткова безструмова пауза тривалістю до 8 мс. Вибір груп тиристорів здійснюється комутатором К за командами з ЛПП.

Системи керування перетворювачами частоти з безпосереднім зв'язком та природною комутацією аналогічні системам керування випрямлячами і можуть бути одно- і багатоканальними, синхронними та асинхронними. Якщо навантаження БПЧ з ПК чисто активне, то система керування повинна забезпечувати роботу тиристорних груп тільки в режимі випрямлення. При активно-індуктивному навантаженні система керування повинна забезпечувати можливість обміну енергією між навантаженням і живильною мережею, тобто роботу тиристорних груп на протязі півперіоду вихідної напруги як в режимі випрямлення, так і в режимі інвертування з чітким переходом з одного режиму до іншого. Нормальна робота БПЧ з ПК можлива тільки в тому випадку, якщо в будь-який момент часу відбувається вимкнення хоча б однієї катодної і однієї анодної груп тиристорів, причому в них повинні бути відкриті тиристори, що під'єднані до різних фаз живильної мережі.

На рис. 9.11 наведена структурна схема синхронної системи керування БПЧ з ПК і роздільним керуванням. Система вміщує генератор анодної (модульовальної) напруги ГОН, який формує опорні напруги. При арккосинусоїдальному законі керування в яко-

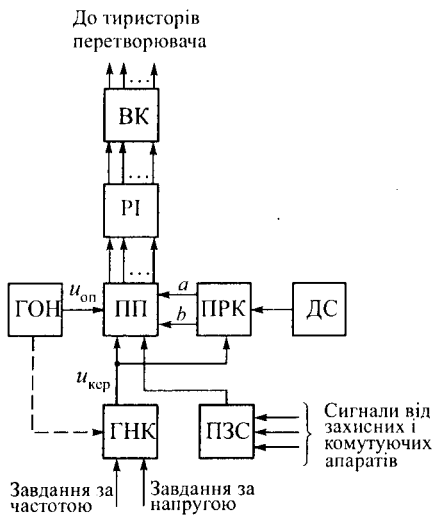


Рис. 9.11

керування у функції напруги керування, обмеження діапазону зміни кута керування, зняття імпульсів тиристорної групи, що не проводить струм, вироблення імпульсів керування для тиристорів, які повинні проводити струм у момент вмикання тиристорної групи. Імпульси керування з виходу ПП надходять на розподільник імпульсів РІ, що здійснює подачу повторних імпульсів на тиристири в мостових перетворювачах, і далі на вихідні каскади ВК, де вони підсилюються. У перетворювачі передбачається пристрій роздільного керування ПРК, на вхід якого надходять напруга керування  $u_{кер}$  та сигнал з датчика струму навантаження ДС або датчика закритого стану тиристорів. ПРК виробляє логічні сигнали закриття непрацюючих тиристорних груп ( $a$  — логічний сигнал для перемикавання тиристорних груп,  $b$  — сигнал про закінчення паузи при перемикаванні). Крім того, у системі передбачений пристрій захисту та сигналізації ПЗС, що забезпечує захист перетворювача, наприклад, зняттям імпульсів керування всіх тиристорних груп.

Принцип побудови системи керування регуляторами змінної напруги з природною комутацією аналогічний принципу побудови систем керування випрямлячами.

сті опорної використовується напруга живильної мережі. Генератор напруги керування ГНК формує необхідну для керування форму напруги (синусоїдальну, прямокутну, трикутну, трапецеїдальну та ін.). При дискретному регулюванні вихідної частоти перетворювача необхідна синхронізація частоти ГНК з частотою ГОН. Напруги з виходів ГОН і ГНК надходять на пристрій порівняння ПП, де здійснюється фазовий зсув імпульсів

### 9.3. СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ПЕРЕТВОРЮВАЧАМИ З ПРИМУСОВОЮ КОМУТАЦІЄЮ

Робота автономного інвертора та перетворювача частоти на повністю керованих вентилях визначається системою керування, яка виробляє імпульси на відкриття і закриття вентилів з частотою, що дорівнює вихідній частоті.

Розглянемо типову побудову системи керування трифазним мостовим інвертором. Структурна схема системи керування (рис. 9.12,а) складається із задавального генератора ЗГ, формувача імпульсів ФІ, розподільника імпульсів РІ і вихідних каскадів ВК1... ВК6.

Задавальний генератор виконують або з нерегульованою, або з регульованою частотою.

Формувач імпульсів ФІ формує з синусоїдальної напруги задавального генератора ЗГ прямокутні імпульси. Якщо в якості ЗГ

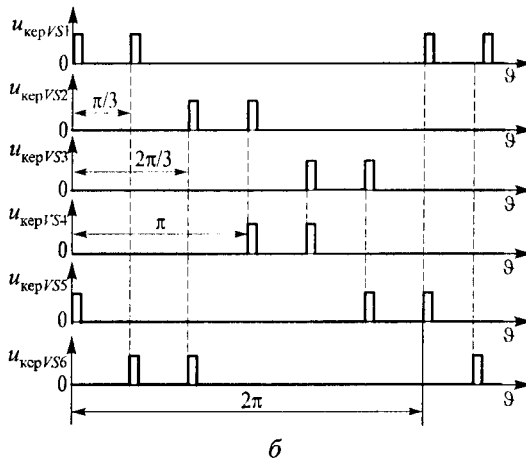
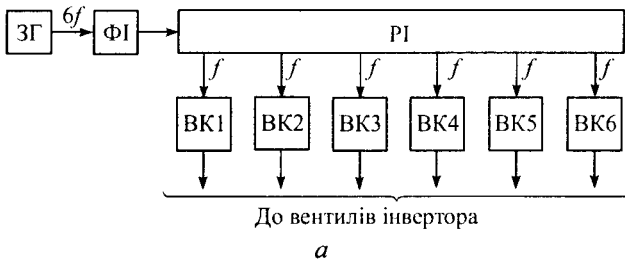


Рис. 9.12

застосовуються генератори прямокутних імпульсів, то формувач імпульсів відсутній.

Задавальний генератор і формувач імпульсів, як правило, являють собою одноканальну систему. Для роботи трифазного мостового інвертора треба шість однакових послідовностей імпульсів, зсунутих у часі на кут  $\pi/3$ . Тому задавальний генератор ЗГ виробляє напругу з частотою, що перевищує частоту вихідної напруги у шість разів, тобто  $f_{зг} = 6f$ .

Розподільник імпульсів РІ розподіляє імпульси частоти  $6f$ , що надходять на нього, по шести каналах, так що на виході кожного каналу одержуємо частоту  $f$ , а кут зсуву фаз між імпульсами каналів складає  $\pi/3$ .

Тривалість імпульсу керування, що подається на вентилі інвертора (якщо інвертор на тиристорах), повинна бути достатньою для відкриття тиристора, але не більше  $2\pi/3$ , тому що при подачі імпульсу керування на тиристор  $VS3$  (див. рис. 4.7,а) забезпечується як відкриття цього тиристора, так і закриття тиристора  $VS1$ . У інверторі струму струм тиристора, який відкрився, не переривається на протязі періоду роботи даного тиристора, тобто на інтервалі  $2\pi/3$ .

У зв'язку з тим, що при запуску інвертора одночасно повинні бути відкриті два тиристори (один в анодній групі, інший — у катодній), найбільш просто систему керування будувати таким чином, щоб на кожний тиристор надходили два вузьких імпульси: один у момент вступу в роботу даного тиристора, а інший із запізненням відносно першого на  $\pi/3$  (рис. 9.12,б).

У трифазному інверторі напруги з міжвентильною комутацією струм тиристора, який відкрився, може перериватися на протязі періоду роботи даного тиристора, тому тривалість імпульсу керування повинна бути не меншою  $\pi/3$ .

У транзисторних інверторах тривалість відкриваючих імпульсів керування дорівнює тривалості відкритого стану транзисторів (в іншу частину періоду транзистор повинен бути надійно закритий або джерелом напруги зміщення, або імпульсом керування зворотної полярності). Для однофазних тиристорних інверторів напруги з одноступеневою комутацією тривалість імпульсів керування, забезпечуючих надійну роботу інвертора при зміні параметрів наванта-

ження, повинна бути не меншою  $\pi/2$ . Однофазні інвертори струму та резонансні інвертори можуть керуватися короткими імпульсами, тривалість яких достатня для зростання анодного струму тиристора до струму утримання.

У трифазному інверторі напруги з пофазною одноступеневою комутацією струм через тиристор, який відкрився, може перериватися, і тому тривалість імпульсу керування повинна бути не меншою  $2\pi/3$ .

При побудові системи керування інверторів напруги з двоступеневою комутацією вихідними є імпульси керування комутуючих тиристорів. При подачі імпульсу керування на комутуючий тиристор на робочому тиристорі, який треба закрити, імпульс керування повинен бути відсутнім. Імпульс керування на відкриття протифазного тиристора повинен подаватися тільки після того, як тиристор, що раніше проводив струм, відновить свої запірні властивості, тобто через інтервал  $\theta_{\pi}$ , який залежить від структури комутаційного вузла. На рис. 9.13 в якості прикладу наведені часові діаграми імпульсів керування для інвертора рис. 4.94. Для цього інвертора пауза  $\theta_{\pi}$  між відкриттям комутуючого та робочого тиристорів повинна бути не меншою  $3\pi\sqrt{LC}/2$ .

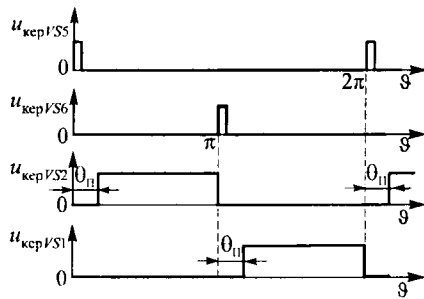


Рис. 9.13

Для інвертора, наведеного на рис. 4.12,а, залежності, що зв'язують режим його роботи з параметрами навантаження, описуються виразами (4.30), (4.32) і (4.33).

Структурна схема системи керування даним інвертором залежить від способу його збудження (рис. 9.14). При незалежному збудженні система керування інвертором I і регулятором реактивної потужності Р синхронізується від задавального генератора ЗГ (рис. 9.14,а). Фазозсувні пристрої ФЗП1 і ФЗП2 вмикаються в канал системи керування інвертором і регулятором. Проте звичайно ФЗП вмикається тільки в канал регулятора.



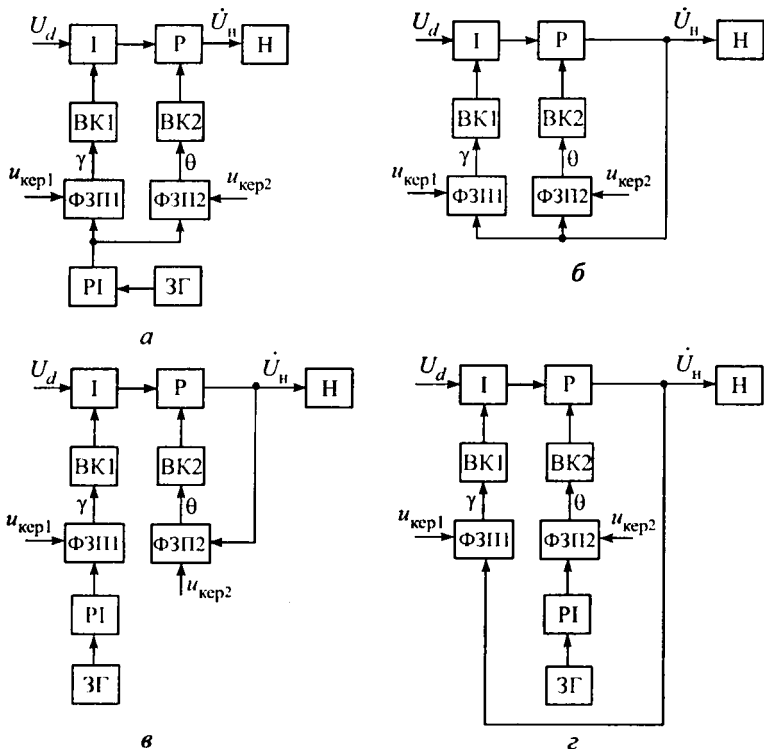


Рис. 9.14

У блоках ФЗП1 і ФЗП2 відбувається фазовий зсув імпульсів керування, що подаються на тиристори інвертора та регулятора, відносно фази напруги задавального генератора, тобто  $\beta = \gamma - \mu$ ,  $\alpha = \mu - \theta$ , де  $\gamma$  — фаза напруги на вході системи керування інвертором відносно фази напруги ЗГ;  $\mu$  — фаза вихідної напруги відносно фази напруги;  $\theta$  — фаза напруги на вході системи керування регулятором реактивної потужності відносно фази напруги ЗГ. Без регулювання в усталеному режимі  $\omega = \omega_1 = \omega_p = \omega_{зр} = \text{const}$ , а зміна навантаження призводить до зміни величини та фази  $\mu$  вихідної напруги, а також кутів  $\beta$  і  $\alpha$  [див. вирази (4.30), (4.32) і (4.33)]. При регулюванні стабілізацію вихідної напруги можна здійснювати дією на фазу імпульсів керування регулятора реактивної потужності або інвертора, або одночасно регулятора реактивної потужності та

інвертора. Задача керування в ІППН зводиться до задачі керування тривалістю імпульсу напруги  $\gamma T$  (див. рис. 3.2, 3.8, 3.9, 3.17, 3.19, 3.38, 3.39), який надходить на вихід перетворювача. Це відповідає принципу ШПР, який може бути здійснений різними способами. В якості параметра, що визначає тривалість імпульсу, можуть бути вибрані, як вихідна напруга  $u_l$  або вхідна напруга  $u_{вх}$ , так і струм у дроселі фільтра  $i_L$ , середнє значення якого пропорційне середньому значенню  $u_n$ . Відповідно розрізняють керування за напругою і керування за струмом. Найбільше розповсюджений спосіб керування за напругою заснований на вертикальному керуванні. При цьому може бути реалізоване керування за відхиленням регульованого параметра і за збуренням. На рис. 9.15 наведені структурні схеми систем керування за відхиленням вихідної напруги (а) і за збуренням з боку вхідної напруги (в), а також часові діаграми, що пояснюють принцип їх дії (б, з).

Оскільки транзистор потребує широкого імпульсу керування (на весь час провідності), пристрій порівняння повинен фіксувати не

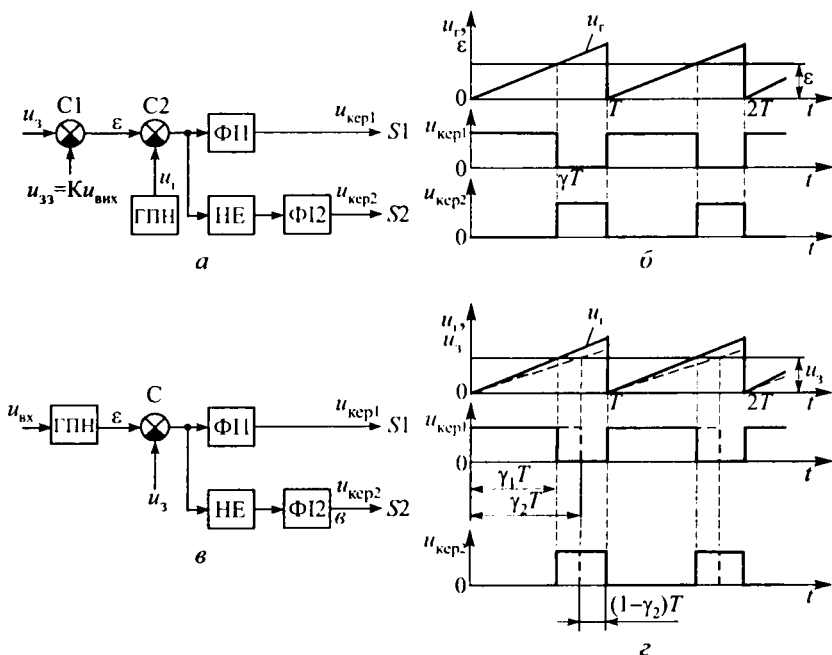


Рис. 9.15

тільки момент порівняння вхідних сигналів ( $C_2$  або  $C$ ), а весь час перевищення одного сигналу над іншим. Вид пили опорної напруги визначає характер ШПР: регулювання положення переднього фронту імпульсу при зростаючій пилі, заднього фронту — при спадній пилі, обох фронтів — при симетричній (трикутній) пилі. При цьому імпульс  $u_{кер1}$  забезпечує керування транзистором, формуючи імпульс напруги на навантаженні, а імпульс  $u_{кер2}$  — керування транзистором, формуючим нульову паузу напруги на навантаженні (для схеми рис. 3.2, 3.8, 3.9, 3.17, 3.19, імпульс  $u_{кер2}$  не потрібний).

У схемі рис. 9.15,а вихідна напруга надходить на датчик і потім порівнюється з напругою завдання  $u_3$ . Різниця цих напруг є порівнюється з напругою ГПН  $u_T$  (рис. 9.15,б). Момент рівності цих напруг визначає тривалість імпульсу  $\gamma T$ , який формується формувачем імпульсів ФІ1.

У відповідності з принципом дії негативного зворотного зв'язку при збільшенні  $u_H$  зменшується  $\epsilon$  і, отже, тривалість  $\gamma T$  зменшується. При зменшенні  $u_H$  тривалість  $\gamma T$  зростає, що призводить до стабілізації напруги на навантаженні.

У схемі рис. 9.15,в напруга  $u_T$  ГПН формується з частотою  $f = 1/T$ , а її величина визначається значенням вхідної напруги  $u_{вх}$ , яка надходить на ГПН. Імпульси на відкриття транзистора формуються в моменти формування напруги  $u_T$  ( $0, T, 2T, \dots$ ) (рис. 9.15,г). Дія імпульсу припиняється у момент рівності напруги  $u_T$  і напруги завдання  $u_3$ , що і визначає тривалість імпульсу  $\gamma T$ .

У «слідкуючих» системах є зворотний зв'язок за тією вихідною координатою вентильного перетворювача, за якою ведеться слідкування за завданням (напруги, струму, потужності). На рис. 9.16,а, в наведені структурні схеми, в яких реалізується принцип «слідкування» за струмом згладжувального дроселя в заданій смузі (див. схему рис. 3.8). У схемі два канали керування, за одним з яких здійснюється контроль за зміною величини вихідної напруги перетворювача на рівні, що заданий напругою  $u_3$ . Різниця середнього значення напруги на навантаженні  $u_{вих} = u_H$  та опорної напруги  $u_3$ , яка дорівнює

$\varepsilon$  і визначає усталене середнє значення струму в дроселі  $L$   $i_L$ . Таким чином, керування здійснюється порівнянням миттєвого значення струму  $i_L$  з величиною  $\varepsilon$ , яка відповідає середньому значенню струму дроселя  $I_{L\text{ср}}$ . Різниця напруг  $\varepsilon$  порівнюється зі струмом дроселя  $i_L$  в компараторі К релейного типу, вихідний сигнал якого надходить на формувач імпульсів ФІ і далі на транзистор  $VT$ . Момент відкриття транзистора  $VT$  відповідає досягненню струмом  $i_L$  значення нижньої границі допустимої смуги  $I_{L\text{min}}$ , а закриття — верхній границі  $I_{L\text{max}}$  (рис. 9.16,а). Середнє значення струму навантаження відповідає середині смуги  $I_H = ((I_{L\text{max}} - I_{L\text{min}})/2)$ . Частота перемикавання транзистора  $VT$   $f = 1/T$  змінна та залежить від параметрів схеми. Перевага керування за струмом складається у підвищеній швидкості реакції перетворювача на зміну навантаження. Недоліком є порушення роботи перетворювача в режимах переривчастого струму  $i_L$  і зміна частоти пульсації струму в залежності від навантаження.

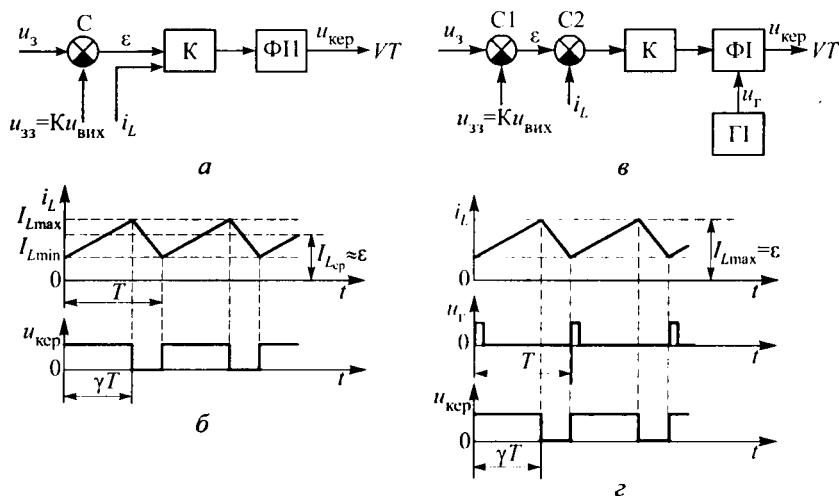


Рис. 9.16

На рис. 9.16,б наведена схема керування за струмом з постійною частотою перемикавання транзистора  $VT$ . Момент формування

імпульсу керування на відкриття транзистора  $VT$  задається генератором імпульсів ГІ з постійною частотою  $f = 1/T$ , а імпульс на закриття формується в момент часу, коли струм  $i_L = I_{L\max}$ , який визначається сигналом розузгодження  $\epsilon$  (рис. 9.16,з). Працездатність схеми зберігається як при безперервному, так і при переривчастому струмі.

Принцип «слідкування» може бути застосований і в системах слідкування за заданою напругою  $u_3$ . На рис. 9.17,а наведена схема керування ІППН (рис. 3.8) зі «слідкуванням» за вихідною напругою. Вона вміщує суматор С напруги завдання  $u_3 = U_3$  і сигналу зворотного зв'язку  $u_{33} = Ku_{\text{вих}}$  пропорційного миттєвому значенню вихідної напруги перетворювача ( $u_c = u_3 - Ku_{\text{вих}}$ ) пропорційно-інтегрального ланцюга ПІ (ПІ - регулятора, інтегратора), релейного елемента РЕ, характеристика вхід - вихід якого зображена під ним. Часові діаграми, що пояснюють роботу схеми наведені на рис. 9.17,б. При зміні напруги завдання  $u_3$  змінюється не тільки коефіцієнт заповнення імпульсів, але й частота їх прямування.

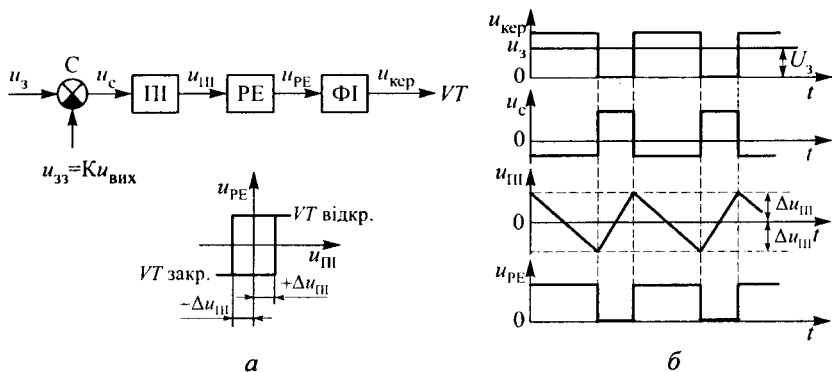


Рис. 9.17

Якщо зміна частоти комутації при регулюванні по якимось причинам небажана, то стабілізувати її можливо, змінюючи відповідним чином поріг спрацьовування релейного елемента РЕ.

Імпульси керування для однофазного мостового інвертора напруги на транзисторах з ШПР вихідної напруги, що наведені на рис.

4.47, можуть бути одержані при використанні структурної схеми рис. 9.18. Система складається із задавального генератора ЗГ, формувача імпульсів ФІ, розподільника імпульсів РІ, з виходу якого одні імпульси надходять безпосередньо на вихідний каскад ВК1, а інші через схему затримки СЗ — на вихідний каскад ВК2.

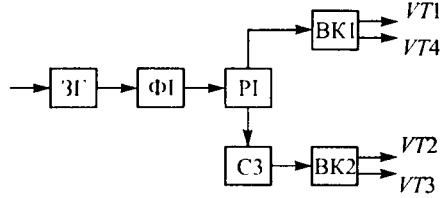


Рис. 9.18

Для тиристорного інвертора напруги з двохступеневою комутацією діаграма імпульсів керування може бути одержана з відповідної діаграми ідеалізованого інвертора (на повністю керованих вентилях) шляхом розділення кожного імпульсу на два: вузького — для керування комутуючими тиристорами та широкого — для керування робочими тиристорами, причому між фронтами обох імпульсів повинна бути пауза. На рис. 9.19,а наведений один з варіантів вирішення цієї задачі. З виходу тригера Т, формуючого імпульс керування ідеалізованого інвертора, імпульс надходить на спусковий пристрій СП, що формує вузький імпульс (рис. 9.19,б), та на схему збігу СЗ, на другий вхід якої надходить інверсний сигнал з спускового пристрою. На виході СЗ формується широкий імпульс, затриманий відносно початкового на час вузького імпульсу. Таким чином, у схемі здійснюється розподіл одного імпульсу на два, сума яких дорівнює початковому імпульсу. Імпульс з виходу 1 використовується для керування комутуючим тиристором, а імпульс з виходу 2 — для керування робочим тиристором.

Системи керування інверторів напруги з ШІМ будуються за схемами аналогічними рис. 4.55, 4.56; інверторів напруги з АІМ та

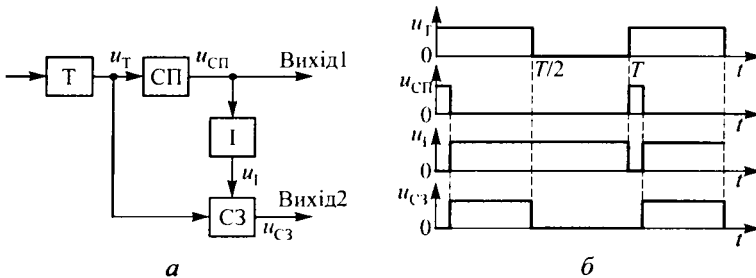
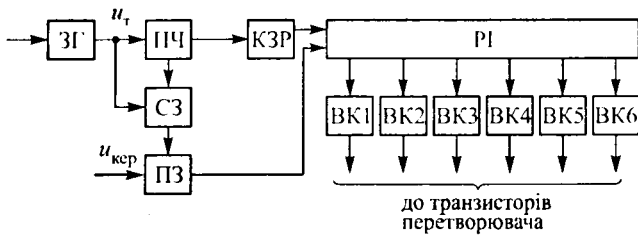
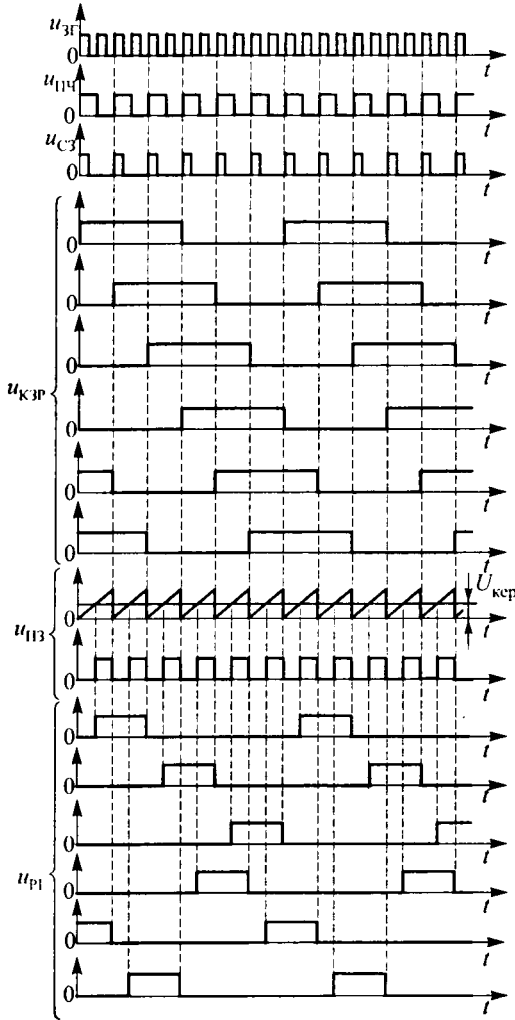


Рис. 9.19



а



б

Рис. 9.20

проміжним підвищенням частоти за схемою рис. 4.54,а; інверторів напруги з АШМ — за схемами рис. 4.59, 4.61.

Системи керування безпосередніми перетворювачами частоти на повністю керованих вентилях будують аналогічно системам керування інверторами. Розглянемо структурну схему (рис. 9.20,а) системи керування перетворювачем частоти, виконаному за схемою рис. 6.3,е на транзисторних ключах (рис. 5.9,а). З виходу задавального генератора ЗГ (рис. 9.20,б) імпульси надходять на подільник частоти ПЧ, а з тригера ПЧ — на кільцевий зсувний регістр КЗР і одночасно на схему збігу СЗ. З виходу СЗ імпульси з частотою у два рази меншою за частоту ЗГ надходять на пристрій затримки ПЗ (широотно-імпульсний модулятор), формуючий імпульс змінної тривалості під дією напруги керування  $u_{кер}$ .

КЗР забезпечує формування шести зсунутих на  $30^\circ$  імпульсів. На виході розподільника імпульсів РІ формуються імпульси тривалістю  $60^\circ$  при  $u_{кер} = 0$ . При  $u_{кер} \neq 0$  у вихідній напрузі за рахунок зміни кута  $\alpha$  буде змінюватися і нульова пауза, забезпечуючи плавне регулювання вихідної напруги.

Система керування інвертором з вибіркоким усуненням необхідних гармонік з кривої вихідної напруги при багатократній комутації повинна забезпечувати: а) чергове керування як робочими, так і комутуючими вентилями (у випадку двоступеневої комутації); б) фазовий зсув імпульсів керування одного інверторного блока відносно іншого; в) визначений алгоритм роботи для одержання відповідних кутів додаткових комутацій  $\alpha$ .

На рис. 9.21,а наведена структурна схема системи керування, що задовільняє наведеним вище вимогам. Задавальний генератор ЗГ виробляє імпульси з частотою  $f_{зг} = 360/p$ , де  $p$  — найбільше спільне кратне число між кутами додаткової комутації та періодом вихідної частоти. З виходу ЗГ імпульси надходять на керований подільник частоти (ПЧ1, ПЧ2) (рис. 9.21,б), коефіцієнт ділення якого  $k = 60/p$ , тому що моменти додаткових комутацій періодично повторюються по всіх трьох фазах, отже вибірку необхідних імпульсів можна робити на періоді  $T/6$ , де  $T$  — період вихідної напруги. З виходу подільника частоти імпульси надходять на вхід



дешифратора (ДШ1, ДШ2). Дешифратор дозволяє вибрати необхідну послідовність імпульсів керування, що розподіляються по спільному каналу керування інвертором. На рис. 9.21,а наведена послідовність імпульсів на виході дешифратора.

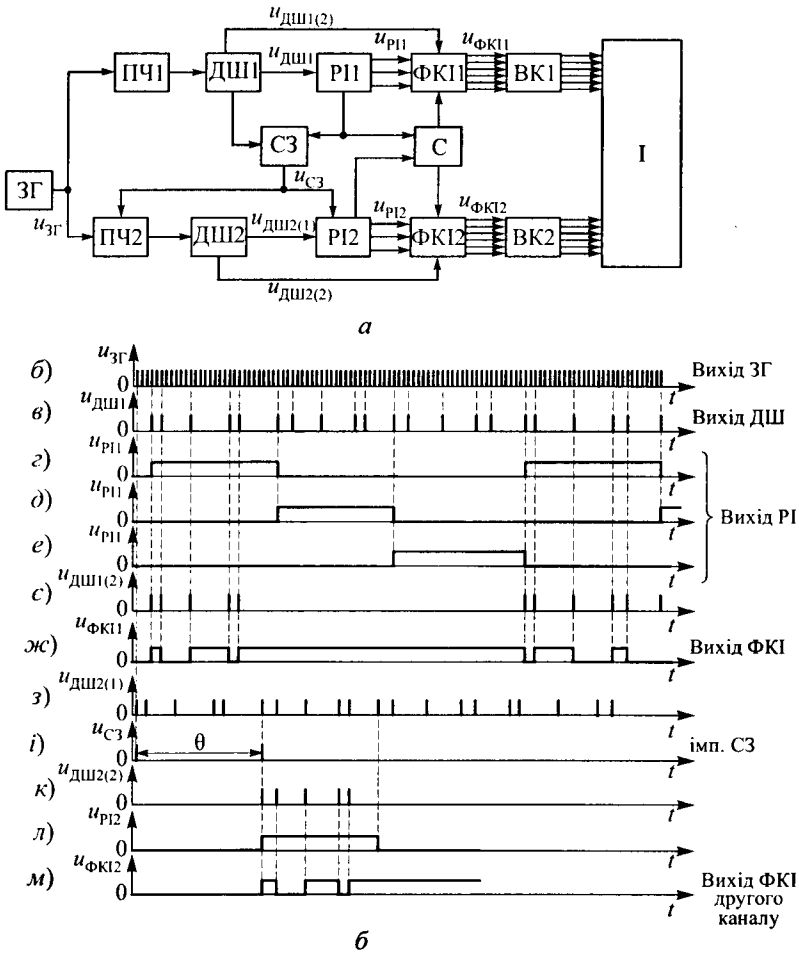


Рис. 9.21

Для розподілу імпульсів керування по трьох фазах править розподільник імпульсів (Р11, Р12), на вхід якого надходять тактові імпульси з виходу дешифратора. Розподільник імпульсів являє собою зсувний регістр, за допомогою якого імпульси розподіляються по

трьох фазах і надходять на формувач імпульсів керування (ФКІ1, ФКІ2).

На рис. 9.21, *з, д, е* наведена послідовність імпульсів на виході розподільника імпульсів. Ці імпульси є керуючими для вихідних каскадів (ВК1, ВК2) (рис. 9.21, *ж, з*).

Зсуваючи систему імпульсів керування одного каналу системи керування відносно іншого можна здійснювати регулювання вихідної напруги. З цією метою треба мати регульовану затримку (схему затримки СЗ) між імпульсами керування, що надходять на дві групи вентилів інвертора. Тактовий імпульс з виходу дешифратора першого каналу, який з'являється один раз за період перерахунку, затримується на необхідний час за допомогою схеми затримки СЗ і встановлює в нульове положення подільник частоти другого каналу (ПЧ2). Таким чином взаємний фазовий зсув системи імпульсів керування обох каналів буде визначатися часом затримки (рис. 9.21, *і, к, л, м, н*). Для забезпечення взаємного фазового зсуву  $120^\circ$  між вихідними напругами формувача імпульсів керування в кожному каналі системи керування передбачена схема синхронізації С.

Система керування трифазним мостовим інвертором на транзисторах з регулюванням вихідних фазних напруг вміщує три канали генерації широтно-модульованих імпульсних послідовностей, з яких інверсією одержують ще три послідовності, що необхідно для керування шістьма транзисторами інвертора. Систему керування можна спростити, якщо систему будувати з керуванням за просторовим (узагальненим) вектором вихідної напруги (струму), що дозволяє по роздільних каналах керувати активною та реактивною потужностями на виході інвертора за рахунок незалежного регулювання амплітуди та фази просторового вектора напруги і струму інвертора. Керування за просторовим вектором напруги може бути зроблене як у розімкненій, так і у замкненій (за напругою) системах керування, керування за просторовим вектором струму потребує наявності зворотного зв'язку за струмом. Як показано в § 4.4.1 просторовий вектор може бути заданий як у комплексній формі (модулем і фазою), так і двома ортогональними проекціями в тій або іншій системі координат. За цими проекціями і можна організувати замикання системи керування за просторовим вектором.

На рис. 9.22 наведена замкнена система керування за просторовим вектором напруги (струму) інвертора. На суматори С1 та С2 надходять сигнали завдання ортогональних складових просторового вектора  $x_{31}$ ,  $x_{32}$  напруги або струму інвертора, за яким організується керування, і з координатного перетворювача  $3 \rightarrow 2$ , що перетворює три фазних вихідних змінних  $x_A, x_B, x_C$  (напруга або струм фаз) у дві змінні  $x_1, x_2$ , які є проєкціями просторового вектора. Для сигналів зворотного зв'язку повинна виконуватись умова  $x_A + x_B + x_C = 0$ , тобто фазні змінні не повинні мати складової нульової послідовності.

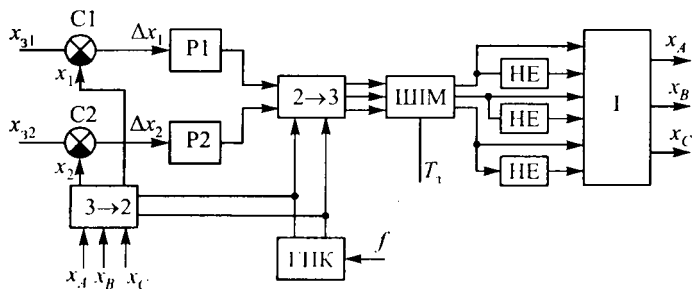


Рис. 9.22

Якщо використовується нерухома система координат ( $\alpha, \beta$ ) то компоненти просторового вектора  $x_1$  і  $x_2$  дорівнюють фазній напрузі (струму)  $x_A$  та зменшеній у  $\sqrt{3}$  разів лінійній напрузі (струму)  $x_{BC}$ . Сигнали завдання  $x_{31}$ ,  $x_{32}$  при цьому є синусною та косинусною функціями з частотою, що дорівнює необхідній частоті вихідної напруги інвертора.

Якщо використовується обертова система координат з необхідною частотою вихідної напруги (система  $d, q$ - координат), то перетворювач координат  $3 \rightarrow 2$  спочатку одержує  $\alpha, \beta$ - складові просторового вектора, а потім по (4.139) і шукані складові.

Сигнали похибок  $\Delta x_1$ ,  $\Delta x_2$ , які одержують відніманням з сигналів завдання  $x_1$ ,  $x_2$  відповідних сигналів зворотного зв'язку, оброблюються регуляторами P1 і P2 (пропорційними або пропорцій-

но-інтегральними). У випадку системи  $\alpha, \beta$ -координат сигнали регуляторів вміщують, як і сигнали завдання першу гармоніку, що визначають частоту вихідної напруги інвертора, а також вищі гармоніки, обумовлені частотою комутації при ШІМ. У випадку  $d, q$ -координат сигнали регуляторів є сигналами постійного струму (як і сигнали завдання) у сукупності з вищими гармоніками також обумовлені комутацією при ШІМ. З регуляторів P1, P2 сигнали похибок компонентів просторового вектора наново перетворюються за допомогою просторового перетворювача координат  $3 \rightarrow 2$  у трифазну вхідну (фазну) систему координат. Ці сигнали використовуються як модульовальні напруги для вертикальної системи керування ШІМ з опорною напругою симетричної пилкоподібною (трикутною) формою з частотою тактів  $T_T$ .

У випадку використання обертової системи координат для роботи перетворювачів координат  $3 \rightarrow 2$  і  $2 \rightarrow 3$  необхідно два ортогональних гармонічних сигнали з частотою, яка задає частоту обертання координат. Ці сигнали одержують в блоці генератора перетворювача координат (ГПК).

## **9.4. СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ З ЕЛЕМЕНТАМИ ШТУЧНОГО ІНТЕЛЕКТУ**

### **9.4.1. Загальні принципи побудови нечітких систем керування**

Розглянуті принципи побудови систем керування вентильними перетворювачами ґрунтовані на детермінованій моделі об'єкта керування (вентильного перетворювача з навантаженням). Ці моделі побудовані при ряді припущень (незмінність форми напруги мережі живлення, симетрія по фазах, сталість у часі параметрів елементів схеми, відсутність завад та ін.) і в реальності достатньо точно відображають реальні об'єкти та процеси. Методологічною базою цих процедур є формальна логіка, багато законів якої відповідають двійковій булевій алгебрі. При цьому досліджувані змінні утворюють чіткі множини, в яких кожна змінна строго визначається значеннями: 1, 0 або так не так. При аналізі складних технічних систем від-

сутня апріорна інформація про закони зміни динамічних властивостей об'єкта керування (неповнота, невизначеність, недетермінованість вихідної інформації про систему), що не дозволяє точно описати систему в рамках класичних математичних формалізмів. Розв'язання проблем, що виникають при синтезі адаптивних керуючих систем в умовах апріорної та поточної неповноти інформації про властивості об'єкта та зовнішніх діях, вимагають значної інтелектуалізації системи керування. Введення елементів інтелекту в систему керування дозволяє приймати керуючі рішення на основі первинно закладених і накопичених формалізованих знань в доцільному функціонуванні системи при тому чи іншому стані об'єкта або зовнішнього середовища. Одним з шляхів в цьому напрямку є автоматизація інтелектуальних функцій людини як експерта, тобто в побудові експертних систем. Разом з тим застосування експертного підходу в задачах керування утруднюється необхідністю надання інформації, що базується на досвіді, знаннях та інтуїції людини, у вигляді, який придатний для реалізації у технічних системах. Формалізувати терміни якісного опису процесу дозволяє теорія нечітких множин (нечіткої логіки , *fuzzy logic*, *fuzzy sets* ), розробленої у 1965 р. Л. А. Заде.

Нечіткий підхід дає можливість керувати об'єктами, що функціонують в умовах невизначеності, за рахунок використання якісного опису процесу. Теорія нечітких множин являє собою метод обробки невизначеності. Поняття нечіткої множини, що лежить в її основі, є засіб математичного опису нечітких понять, якими оперує людина.

Використання логічних правил легко дозволяє задати відповідність між поточним станом об'єкта керування і керуючою дією. Сукупність нечітких логічних правил являє собою нечіткий алгоритм керування. Таким чином, ідея нечіткого керування складається з реалізації нечіткого алгоритму, заданого з використанням логічних правил і здійснюючого якісний процес розв'язання задач керування.

Нечітка логіка є доповненням чіткої логіки. На відміну від останньої, нечітка логіка відображує нечіткість висновків і оцінок, які висловлюються словами. Розглянемо нечітку підмножину  $A$  універсальної множини  $E$ . Нехай елементи  $x_1, x_2, \dots, x_n$  множини

$E$  можуть зовсім не належати  $A$ , належати у невеликому степені, можуть більше або менше належати  $A$ , можуть бути в значному степені елементами  $A$ .

Степінь належності до нечіткої підмножини  $A$  елемента  $x$  множини  $E$  відбивається за допомогою функції належності  $\mu_A$ , що приймає значення від 0 до 1.

Нечіткою підмножиною  $A$  множини  $E$  зветься множина впорядкування пар  $\{x; \mu_A\}$ , де  $\mu_A \in [0, 1]$  — функція належності  $x$  до  $A$ .

Для безперервних нечітких множин функція належності може бути задана графічно. Зараз є значна кількість форм графіків стандартних функцій належності, проте у більшості нечітких систем керування використовуються наступні, зображені на рис. 9.23 функції належності:

1. П-форма — це звичайна («чітка») множина, яка є частинним випадком нечітких множин, функція належності приймає значення 0 і 1 (рис. 9.23,а). Її функція належності, визначається виразом

$$\mu_A = \begin{cases} 0, & \text{при } x \leq a_1; \\ 1, & \text{при } a_1 < x < a_2; \\ 0, & \text{при } x \geq a_2. \end{cases}$$

2. Експоненціальна форма (рис. 9.23,б). Її функція належності визначається виразом

$$\mu_A = e^{-k(x-a)^2}.$$

3.  $\wedge$ -форма (рис. 9.23,в). Її функція належності визначається виразом

$$\mu_A = \begin{cases} 0, & \text{при } x \leq a_1; \\ (x - a_1)/(a_2 - a_1), & \text{при } a_1 < x < a_2; \\ (a_3 - x)/(a_3 - a_2), & \text{при } a_2 < x < a_3; \\ 0, & \text{при } x \geq a_3. \end{cases}$$

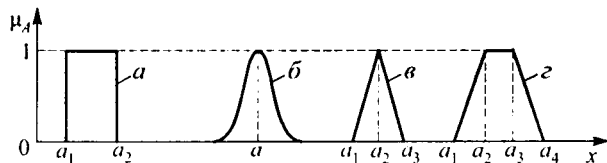


Рис. 9.23

4. SZ - форма (рис. 9.23,з). Її функція належності визначається виразом

$$\mu_A = \begin{cases} 0, & \text{при } x \leq a_1; \\ (x - a_1)/(a_2 - a_1), & \text{при } a_1 < x < a_2; \\ 1, & \text{при } a_2 < x < a_3; \\ (a_4 - x)/(a_4 - a_3), & \text{при } a_3 < x < a_4; \\ 0, & \text{при } x > a_4. \end{cases}$$

З нечіткими множинами можна виконувати операції, аналогічні основним операціям у булевій алгебрі:

$$\left. \begin{array}{l} \text{додавання (об'єднання) АБО } \mu_{A \vee B} = \max[\mu_A(x), \mu_B(x)]; \\ \text{множення (перетинання) І } \mu_{A \wedge B} = \min[\mu_A(x), \mu_B(x)]; \\ \text{заперечення НЕ } \overline{\mu_A} = 1 - \mu_A(x). \end{array} \right\} \quad (9.5)$$

Графічна інтерпретація наведених операцій над функціями належності  $A$  і  $B$  наведена на рис. 9.24.

У нечітких системах керування сукупність логічних правил встановлює взаємозв'язок між вхідними та вихідними лінгвістичними

змінними. Одержання результуючих (вихідних) нечітких множин основана на процедурі нечіткого логічного виводу.

Зараз більшість нечітких регуляторів мають подібну структуру, яку можна вважати типовою. На рис. 9.25 наведена схема контуру, який вміщує нечіткий регулятор  $n$ -го порядку (в закон регулювання входять  $n$  складових). У структурі з нечітким регулятором ( $FR$ ) вхідними змінними нечіткого регулятора можуть бути вимірювані

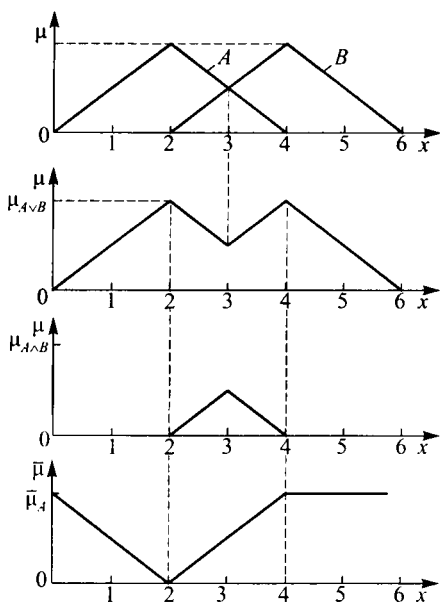


Рис. 9.24

змінні стану системи, задані дії, параметри системи.

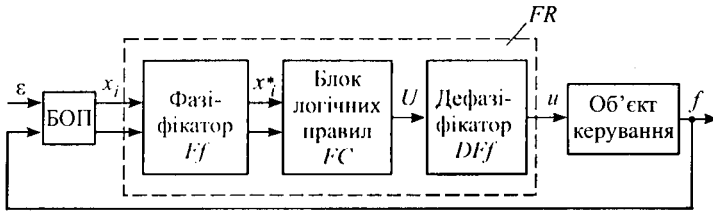


Рис. 9.25

Також це може бути похибка між заданою дією  $\varepsilon$  і поточне значення вихідної змінної  $f$ , а також різної кратності інтеграла від похибки та прирости похибки (всього  $n$  змінних), розрахунок яких провадиться в блоці обчислення похибок ( БОП ).

У фазифікаторі  $F_f$  реальні («чіткі») вхідні змінні  $x_i (i = \overline{1, n})$  перетворюються (підлягають процесу фазифікації — *fuzzyfication* — визначенню відповідності чіткого значення функції належності нечіткій множині) у відповідні лінгвістичні змінні  $x_i^*$ , кожна з яких може приймати  $k_i$  значень

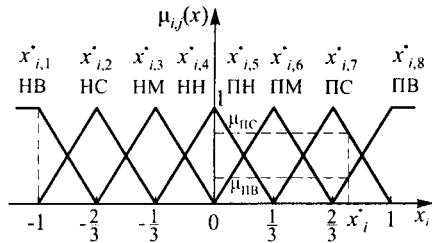


Рис. 9.26

$x_{i,j}^* (j = \overline{1, k_i})$ . У більшості робіт використовуються 4...8 значень лінгвістичних змінних. Цей процес можна проілюструвати на прикладі, де використовуються 8 нечітких множин: NB, NS, NM, NN, PN, PM, PS, PB, що означає «негативне велике», «негативне середнє», «негативне мале», «негативне нульове», «позитивне нульове», «позитивне мале», «позитивне середнє», «позитивне велике» (рис. 9.26).

Відповідність між реальними та лінгвістичними змінними встановлюється за допомогою нечітких множин. Значення лінгвістичної змінної є ім'ям відповідної нечіткої множини, тобто множини впорядкованих пар  $(x_i^*, \mu_{ij}(x_i^*))$ , де  $\mu_{ij}(x_i^*) \in [0, 1]$  — функція належно-



сті, яка забезпечує вибір тієї або іншої множини  $x_{ij}^*$  у залежності від конкретного значення  $x_i^*$  змінної  $x_i$ . Використаємо  $\wedge$ -форму графіка функції належності як таку, яка найбільш часто використовується. Вибір функції належності здійснюється у відповідності з наступним правилом

$$\sum_j \mu_{ij}(x_i^*) = 1.$$

У блоці логічних правил *FC* здійснюється вибірка нечіткого сигналу керування  $U$  на основі аналізу лінгвістичних змінних  $x_i$  згідно набору правил, що задаються з використанням логічних операцій І, АБО. В якості приклада розглянемо довільно вибрану з набору групу правил:

правило  $m$ : якщо  $x_1 = x_{1,j_1}^*$ , І...І  $x_n = x_{i,j_i}^*$  І...І  $x_n = x_{n,j_n}^*$ , то  $U = U_{j_1, \dots, j_i, \dots, j_n}^*$ ;

правило  $m+1$ : якщо  $x_1 = x_{1,j_1}^*$  АБО...АБО  $x_i = x_{i,j_{i+1}}^*$ , АБО... АБО  $x_n = x_{n,j_n}^*$ , то  $U = U_{j_1, \dots, j_{i+1}, \dots, j_n}^*$ ,

де  $j_i$  — конкретні значення  $j$  для  $i$ -ої змінної;  $m$  — номер правила в наборі;  $U_{j_1, \dots, j_i, \dots, j_n}^*$  — значення лінгвістичної змінної, що відповідає значенням вхідних змінних  $x_1, \dots, x_n$  для правила  $m$ . При використанні в наборі правил логічної операції одного типу зручною є таблична форма зображення правил. У переважній більшості випадків правила будуються з використанням логічного зв'язання І. Прикладом може служити табл. 9.1. Тут  $x_{1,j_1}^* = E$  — лінгвістична змінна похибки між заданою дією і сигналом зворотного зв'язку;  $x_{2,j_2}^* = DE$  — похідна похибки; \* — невизначена ситуація.

Відомі наступні способи складання правил нечіткого регулятора:

1. На основі моделювання керуючих дій оператора з використанням лінгвістичного опису у формі логічних правил «якщо ..., то». Цей спосіб знаходить широке застосування в «людино-машинних»

системах, коли нечіткий регулятор повинен імітувати керуючі дії оператора.

Таблиця 9.1

$x_{1,j1}^*$ / $x_{2,j2}^*$	НВ	НС	НМ	НН	ПН	ПМ	ПС	ПВ
ПВ	НВ	ПВ	ПВ	ПВ	ПВ	ПВ	ПВ	ПВ
ПС	НВ	*	ПВ	ПВ	ПВ	ПВ	ПВ	ПВ
ПМ	НВ	*	*	ПН	ПМ	ПВ	ПВ	ПВ
ПН	НВ	НВ	НМ	НН	ПН	ПМ	ПВ	ПВ
НН	НВ	НВ	НМ	НН	ПН	ПМ	ПВ	ПВ
НМ	НВ	НВ	НВ	НМ	НН	*	*	ПВ
НС	НВ	НВ	НВ	НВ	НВ	НВ	*	ПВ
НВ	НВ	НВ	НВ	НВ	НВ	НВ	НВ	ПВ

2. На основі досвіду та експертних знань. У тих випадках, коли алгоритм керування може бути одержаний у словесному виразі, нечіткий підхід дозволяє ефективно формалізувати знання експерта та уявити їх у вигляді таблиці правил. Проілюструємо це на прикладі табл.9.1. Очевидно, що для забезпечення стійкості системи треба, щоб при позитивних значеннях похибки та приросту похибки знак керуючої дії був позитивним, а при негативних — негативним. Якщо похибка та приріст похибки мають різні знаки, то знак керуючої дії обирається в залежності від того, прискорення або уповільнення процесу треба здійснити на даній ділянці траєкторії. Величина керуючої дії береться великою при великій похибці і прямує до нуля по мірі зменшення похибки. Очевидно, що в залежності від задачі керування, порядку об'єкта, порядку астатизму об'єкта та ін. може бути застосована інша стратегія керування.

3. Експериментальним шляхом на реальному обладнанні. У більшості випадків, навіть коли таблиця правил вже складена будь-яким способом, виникає необхідність налаштування нечіткого регулятора.

4. На основі вивчення моделі системи та процесу. Цей спосіб використовується, коли експериментування на реальному устаткуванні неможливе або дуже коштовне. Він також може застосовуватися як попередній етап перед роботою з реальним устаткуванням.

У дефазіфікаторі  $DF_f$  здійснюється зворотний перехід від лінгвістичного сигналу керування  $U$  до реального сигналу  $u$ . Одна з основних особливостей нечіткої логіки складається у можливості одночасної належності значень вхідної змінної  $x_i^*$  декільком нечітким множинам, що і визначає нечіткість інформації, що обробляється. Як показано на рис. 9.26 точка  $x_i^*$  належить одночасно двом нечітким множинам ПС і ПВ. Тому що сусідні нечіткі множини перекриваються (у прикладі, що розглядається, другого порядку  $x_{1,j_1}^*, x_{1,j_1+1}^*$  і  $x_{2,j_2}^*, x_{2,j_2+1}^*$  відповідно), то у таблиці одночасно розглядаються  $2^n$  правила (у прикладі відповідні двом стовпцям і двом рядкам, в силу чого відразу витягаються 4 значення  $U: U_{j_1,j_2}^*, U_{j_1,j_2+1}^*, U_{j_1+1,j_2+1}^*, U_{j_1+1,j_2}^*$ ). Одночасне існування  $2^n$  значень нечіткого сигналу керування (вихідних нечітких множин), одержаних як результат виводу з розглянутих правил, приводить до конфліктної ситуації. Для зручності позначимо вихідні множини  $U_{j_1, \dots, j_i, \dots, j_n}^*, \dots, U_{j_1+1, \dots, j_i, \dots, j_n}^*, \dots, U_{j_1, \dots, j_i+1, \dots, j_n}^*, \dots, U_{j_1+1, \dots, j_i+1, \dots, j_n}^*, \dots, U_{j_1, \dots, j_i, \dots, j_n+1}^*, \dots, U_{j_1+1, \dots, j_i, \dots, j_n+1}^*, \dots, U_{j_1, \dots, j_i+1, \dots, j_n+1}^*, \dots, U_{j_1+1, \dots, j_i+1, \dots, j_n+1}^*$  відповідно  $U_I^* (I = \overline{1, 2^n})$ . Разом з тим керуюча дія може бути тільки реальним («чітким») сигналом, тому виникає необхідність дефазіфікації (*defuzzification* — перетворення нечіткої множини у чітке уявлення). При побудові нечітких регуляторів можливо використання достатньо простого методу вагового осереднення (зважувального середнього значення). Цей метод володіє високою швидкістю, що пов'язано з відсутністю необхідності обчислення інтегралів. Керуюча дія « $u$ » згідно методу вагового осереднення обчислюється за формулою

$$u = \frac{\sum_{i=1}^{2^n} U_i^* \mu_i}{\sum_{i=1}^{2^n} \mu_i}, \quad (9.6)$$

де  $\mu_i = \min(\mu_{i,j}(x_i^*))$ ;  $U_i^*$  — центральні значення нечітких множин

вихідної змінної  $x$ ;  $\mu_i$  — ваги, що враховують ступінь належності відповідних підмножин вихідної змінної.

Процедура нечіткого виводу наведена на рис. 9.27. Наявність дефазификатора забезпечує плавний характер зміни вихідного сигналу, тобто, нечіткий регулятор реалізує гладку нелінійну залежність «вхід – вихід».

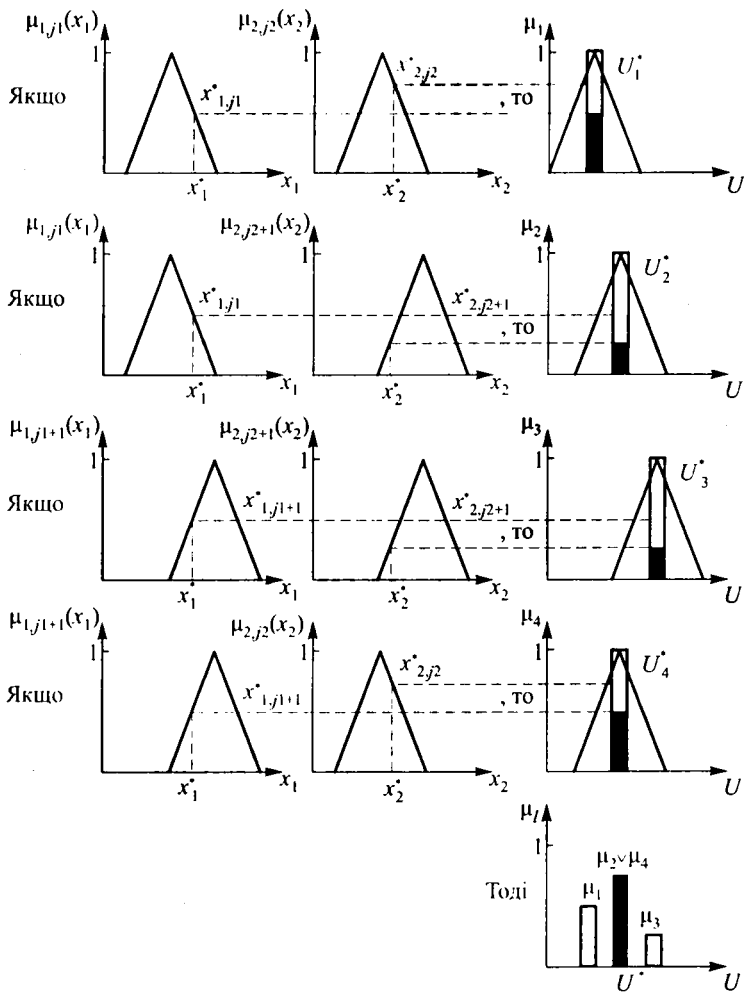


Рис. 9.27

Таким чином, принципові особливості нечіткого керування полягають в наступному:

- нечіткі змінні, тобто лінгвістичні терміни, визначаються не окремими числовими значеннями, а числовими множинами, що перекривають одна іншу (рис. 9.26);

- нечітке керування в принципі не вимагає точної моделі об'єкта, воно організує стратегію керування, моделює мислення оператора з прийняттям «м'якого» рішення;

- нечітке керування має справу не з приблизними вхідними числовими даними, а з приблизною концепцією керування, яка вводить для обробки даних, точних або неточних;

- нечіткий регулятор це ввімкнена в процес керування та працююча в реальному часі експертна система, яка використовує нечітку логіку у перетворенні якісних величин — лінгвістичних змінних.

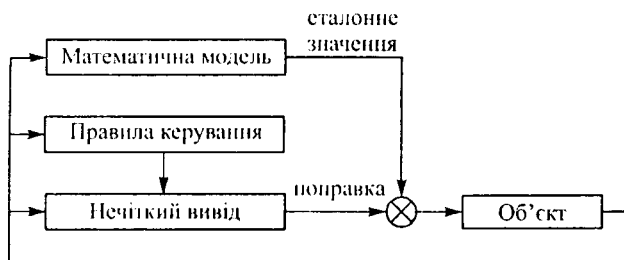
Однією з проблем при розробці нечітких регуляторів є складність опису з використанням логічних операцій виду «якщо ..., то...» процесів, що мають динамічний характер. У вирішенні цієї проблеми може бути використаний підхід, що складається у завданні вихідної змінної як функції від вхідної: якщо  $x_1 = x_{1,j1}^*$  і  $x_2 = x_{2,j2}^*$ , то  $U = f_k(x_1, x_2)$ . Результируюча (чітка) дія в цьому випадку одержується у вигляді

$$u = \sum_k f_k(x_1, x_2) \mu_k / \sum_k \mu_k, \quad (9.7)$$

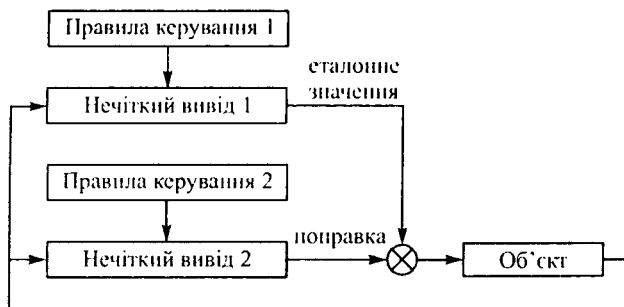
де  $\mu_k = \min(\mu_{1,j1}(x_1^*), \mu_{2,j2}(x_2^*))$ .

Недоліком нечітких систем є описова форма уявлення знань, що не дозволяє застосувати приписуваний підхід до прийняття рішень. Цей недолік може бути подоланий використанням ієрархічного підходу до прийняття рішень, при цьому стратегія на нижньому рівні, визначається, виходячи з опису на верхньому рівні. У цьому зв'язку перспективним є створення адаптивних і самонавчальних систем. У адаптивних систем на нижньому рівні знаходиться власно регулятор, а на верхньому — адаптивний коригуючий пристрій, що проводить при необхідності настроювання регулятора нижнього рівня.

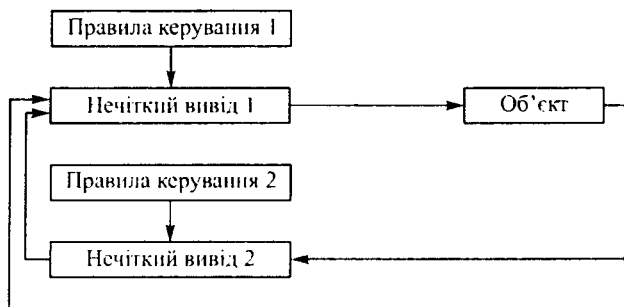
На рис. 9.28 наведені приклади структур адаптивних нечітких систем. До таких структур можна віднести систему, в якій матема-



а



б



в

Рис. 9.28

тична модель коректується за допомогою нечіткого виводу (рис. 9.28,а); систему, в якій еталонне значення на виході системи керування та значення поправки визначаються на основі нечіткого виводу (рис. 9.28,б); а також систему, в якій значення на виході системи керування визначається використанням оцінки стану обладнання за нечітким виводом першої ступені, а також вимірюваних значень (рис. 9.28,в). При цьому використовується наступний прин-

цип адаптації. Для параметра  $a$ , що показує стан обладнання, розглядаються два стани:  $a_1$  і  $a_2$ . Параметри закону керування в цих станах позначені  $c_1$  і  $c_2$  відповідно. Оцінюючи поточний стан обладнання  $a^*$ , визначають новий параметр  $c^*$ :  $c^* = c_1(1 - \nu) + c_2\nu$ , де  $\nu$  — степінь близькості  $a^*$  до станів  $a_1, a_2$  ( $\nu = 0$ ) при  $a^* = a_1$ , і  $\nu = 1$  при  $a^* = a_2$ ).

Однією з основних перепон для розповсюдження нечітких систем часто є відсутність докладних правил для керування об'єктом. У цих випадках для досягнення прийнятних характеристик потрібно оптимізувати параметри функцій належності, змінювати правила виводу, а також спосіб виводу. Тому в останні роки створено ряд програмних пакетів, які дозволяють стимулювати використання нечітких систем. Для графічного зображення цих функцій використовується редактор функцій належності, який входить у склад пакета *Fuzzy Logic Toolbox*, для одержання нечіткого виводу — редактор систем нечіткого виводу (також входить у склад пакету). Моделювання систем керування проводиться у середовищі *Simulink* одним з пакетів *Matlab*. Одним з пакетів розширення для моделювання електричних систем і пристроїв є пакет програм *Power System Blockset*.

Практична реалізація систем керування на основі нечіткої логіки вимагає застосування міні-контролерів, швидкодія та обчислювальні можливості яких залежать від складності об'єктів, що керуються, та задач керування. Для швидкодіючого керування силовими електронними пристроями в режимі реального часу необхідно застосування швидкодіючих процесорів.

#### 9.4.2. Нейронні мережі в системах керування

Крім експертних систем і систем керування з нечіткою логікою останнім часом знаходять застосування системи з використанням штучних нейронних мереж, утворених сукупністю визначеним чином з'єднаних нейроподібних елементів (нейронів). Нейронні мережі є найпростішими біологічними моделями нервових систем людини. Структурна схема штучного нейрона наведена на рис. 9.29,а.

Вхідні сигнали  $x_1 \dots x_n$  через помножувачі (синпси), суматор С1 і нелінійний перетворювач надходять на вихід. Синпси помножують вхідні сигнали на постійні числа  $w_n$  (синпси являють блоки вагових коефіцієнтів  $w_n$ ). Кожне таке число називають вагою синпасу і характеризує силу зв'язку конкретного нейрона з іншими нейронними мережами. Сигнали всіх синпасів підсумовуються суматором С1, їх сума  $S$  надходить на нелінійний перетворювач, на виході якого формується сигнал, що визначається так званою функцією активації  $f$  (передавальною функцією) нейрона. На суматор С1 надходить також зміщуючий (пороговий) сигнал  $b$ . Передавальна функція може бути пороговою (рис. 9.30,а) або безперервною сігмоїдальною функцією (рис. 9.30,б)  $y = 1/(1 + e^{-\alpha s})$ , де  $\alpha$  — коефіцієнт, що визначає поріг зміни функції між значеннями 0 і 1 в залежності від величини сигналу на вході  $f$ .

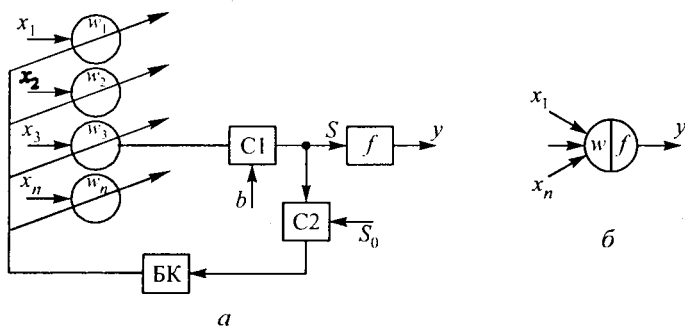


Рис. 9.29

Математичний опис структури нейрона має вигляд

$$y = F(s), \quad (9.8)$$

де  $s = \sum_{i=1}^n w_i x + b$ ;  $b$  — стала величина.

Знак при числі  $w_i$  визначає спрямованість його дії у нейроні:

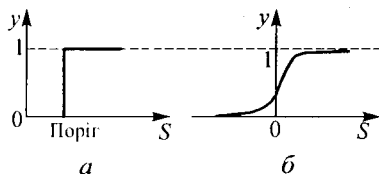


Рис. 9.30



«плюс» — збуджуючу, «мінус» — гальмуючу.

При різних значеннях ваги нейрона (умовне позначення нейрона наведено на рис. 9.29,б) в залежності від величини вхідного сигналу  $x$  рівень вихідного сигналу  $y$  буде змінюватися в межах  $(0,1)$ ; Нейронна мережа складає сукупність взаємопов'язаних нейронів. Структура, або топологія, мережі звичайно виконується у багаторівневному вигляді, число рівнів зв'язків між нейронами різне.

Принциповим атрибутом моделі нейрона (рис. 9.29,а) є можливість її навчання. Для цього в модель нейрона вводять коло зворотного зв'язку. Суматор  $S_2$  у колі зворотного зв'язку порівнює фактичний сигнал на виході суматора нейрона  $S_1$   $S$  з бажаним видом цього сигналу  $s_0$ , що задається ззовні. Алгоритм адаптації підстроює вагові коефіцієнти в каналах вхідних сигналів (БК) так, щоб звести похибку  $\varepsilon = S_0 - S$  до нуля.

Використання нейронної мережі доцільне для побудови системи автоматичного керування об'єктом, математична модель якого є складною, з нелінійностями і невизначеністю параметрів, коли застосування класичних регуляторів не дозволяє розв'язати задачу або призводить до дуже складних рішень. У нейронній мережі обчислювальна складність долається розпаралелюванням каналів обробки інформації і не потрібно попереднє знання про нелінійності і параметри об'єкта. Для проведення навчання нейронної мережі необхідно знання про поведінку об'єкта в якихось еталонних режимах або наявність еталонної моделі, яка задає бажаний рух у системі. Накопичувані в процесі навчання нові знання дозволяють системі керування з таким штучним інтелектом виробляти з використанням нових знань правильні рішення і при невідомих ситуаціях у класі задач, що вирішуються.

Застосування нейронних мереж як інтелектуального засобу раціональне для вирішення наступних задач: ідентифікації, побудови регулятора в контурі керування об'єктом; інтелектуального налаштування (адаптації) параметрів традиційних регуляторів систем автоматичного керування.

Практична реалізація нейронних мереж забезпечується або на програмному рівні для звичайних комп'ютерів і мікропроцесорів, або на апаратному рівні у вигляді нейрокомп'ютерів або їх компо-

нентів. Зараз є сотні найменувань апаратних реалізацій нейрокомп'ютерів і їх компонентів і десятки відомих пакетів програм. Їх застосування виправдано у всіх випадках, коли традиційними засобами виділити задачі керування практично неможливо або дуже складно, тобто важче, чим в системах з штучним інтелектом.

### Контрольні запитання

1. Які основні функції системи керування вентильних перетворювачів?
2. Які основні вимоги до систем керування вентильними перетворювачами?
3. Як забезпечується гальванічне розв'язання системи керування від силової схеми перетворювача?
4. Як класифікують системи керування перетворювачами?
5. Що таке синхронні та асинхронні системи керування?
6. Поясніть принципи вертикального керування. Які його недоліки?
7. Приведіть структурні схеми синхронної одно- та багатоканальної систем керування випрямлячем. Які переваги та недоліки кожної з систем?
8. Приведіть структурну схему асинхронної системи керування випрямлячем. Які переваги асинхронної системи керування перед синхронною?
9. З яких блоків складається синхронна багатоканальна вертикальна система керування?
10. У чому перевага одноканальної системи керування перед багатоканальною?
11. У чому особливості керування реверсивним вентильним перетворювачем на тиристорах?
12. У чому особливості керування вузьким імпульсом трифазним мостовим випрямлячем?
13. Як будується схема керування при регулюванні за відхиленням і за збуренням?
14. За яким принципом будується слідкуюча система керування?
15. Які особливості у слідкуючих систем керування ІППН ?
16. З яких блоків складається структурна схема системи керування НПЧ з ПК ?
17. Як будується система керування багатофазним автономним інвертором?

18. Як будуються структурні схеми систем керування інвертора струму з регулятором реактивної потужності?
19. Як будується система керування однофазного інвертора напруги на транзисторах з ШІР вихідної напруги?
20. Які переваги систем керування перетворювачами за просторовим вектором?
21. Як визначається просторовий вектор трифазної системи?
22. У чому особливість керування за просторовим вектором напруги інвертора напруги?
23. У чому особливість керування за просторовим вектором струму інвертора напруги?
24. Назвіть характерні функції нечітких множин.
25. У чому переваги та недоліки керування на основі нечіткої логіки?
26. В яких випадках доцільно застосовувати нечітку логіку?
27. Що визначає функція належності?
28. Що задає таблиця рішень у нечіткій системі керування?
29. Коли раціонально застосування системи керування з нейронною мережею?
30. У чому переваги систем керування на основі нейронних мереж?

## ЕЛЕКТРОМАГНІТНА СУМІСНІСТЬ ПРИСТРОЇВ СИЛОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ

### 10.1. КОНДУКТИВНІ ЗАВАДИ ТА СПОТВОРЕННЯ НАПРУГИ В МЕРЕЖАХ ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ ЗАГАЛЬНОГО ПРИЗНАЧЕННЯ

Значення та роль електричної енергії у нашому повсякденному житті безперервно зростає, починаючи з 18-го сторіччя. На початку 1900-х років фахівці у різних країнах почали інтенсивно використовувати електричну енергію, не беручи до уваги і навіть не розуміючи негативних ефектів, що супроводжували використання цієї енергії. Розуміння шкідливих наслідків інтенсивного розвитку електроенергетичної індустрії прийшло лише згодом.

За останні десятиріччя деякі з негативних наслідків інтенсивного використання електричної енергії досягли міжнародних масштабів. Це змушує приділяти серйозну увагу вивченню таких наслідків з метою кардинального їх зменшення.

Однією з проблем є електромагнітне забруднення довкілля. Електромагнітні завади (ЕМЗ), які інколи сягають надзвичайно високого рівня, можуть порушити нормальну роботу електронних пристроїв та установок, а також електричного обладнання, які перебувають у спільному з завадами електромагнітному середовищі. Будь-який електронний пристрій є електромагнітно сумісним тільки тоді, коли його робота не порушує нормального функціонування інших електронних пристроїв, що розташовані поруч. Такими проблемами займається відносно нова наукова та інженерно-технічна дисципліна — електромагнітна сумісність (ЕМС). ЕМС є відгалуженням електроніки та електротехніки, і її задачі — це вивчення, аналіз та вирішення проблем електромагнітної взаємодії електронних та електротехнічних пристроїв.

Для забезпечення ЕМС необхідно розглядати дію ЕМЗ з двох різних точок зору: 1) генерування ЕМЗ електронними та електротех-

нічними пристроями (*electromagnetic emissions*); 2) стійкість електронних пристроїв до дії ЕМЗ (*electromagnetic susceptibility*).

ЕМЗ можуть розповсюджуватись кондуктивним шляхом (по проводах у вигляді струмів і напруг) та шляхом випромінювання (індуктивним, наведеним у вигляді випромінювання електромагнітного поля). Тому загальну проблему ЕМС можна зобразити, як показано на рис. 10.1

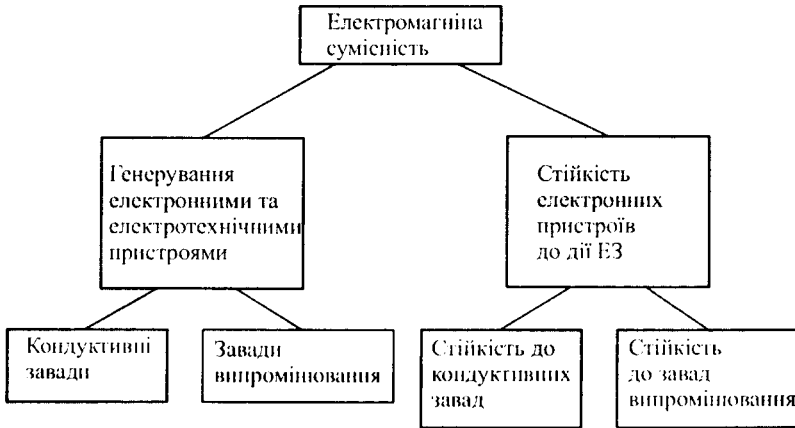


Рис. 10.1

Історично проблема електромагнітних завад виникла і сформувалась в галузі телекомунікацій. Особливо вона проявила себе в радіомовленні. Проте разом зі швидким розповсюдженням силових напівпровідникових пристроїв і систем силової електроніки значно зросли рівні ЕМЗ від силових пристроїв та електромереж і розширився частотний спектр ЕМЗ.

Ця несприятлива тенденція продовжує розширюватись і поглиблюватись. У той же час довіклля стає все більш насиченим електронними пристроями, які характеризуються дуже високою чутливістю до дії ЕМЗ. У різноманітних галузях виробництва, електронних керуючих системах, комплексах обробки інформації тощо чутливі до дії ЕМЗ пристрої відіграють все більш помітну роль.

Інтенсивність ЕМЗ, генерованих електронним обладнанням з силовими напівпровідниковими пристроями, швидко зменшується на частотах, вищих за декілька МГц. У деяких нормативних доку-

ментах та стандартах контроль значень високочастотних ЕМЗ у силових електромережах обмежують діапазоном частот від 10 кГц до 1000 МГц. У інших стандартах контрольно підлягають ЕМЗ у вужчому діапазоні — від 0,15 до 30 МГц. Але у будь-якому випадку проблеми ЕМС пристроїв силової електроніки значною мірою знаходяться в діапазоні частот від десятків кГц до десятків - сотень МГц.

### 10.1.1. Індустріальні радіозавади

Терміном «індустріальні радіозавади» (ІНРЗ) позначають електромагнітні завади в діапазоні радіочастот, які створюються електричними і електронними пристроями всіх видів та призначень, крім високочастотних трактів радіопередавачів. Частина пристроїв генерує ІНРЗ, які мають дискретний спектр відповідно до свого функціонального призначення (високовольтні установки, гетеродини радіоприймальних пристроїв, апаратура зв'язку та т. п.).

Переважна більшість джерел ІНРЗ створює на радіочастотах паразитні електромагнітні коливання із суцільним (безперервним) спектром: трамваї, тролейбуси, електропоїзди, тягові підстанції електротранспорту, автомобілі, високовольтні лінії електропередачі та їхні підстанції, верстати з електроприводом, кранове устаткування, ліфти, люмінесцентні світильники, комутаційна апаратура всіх призначень, електроінструменти, автоматичні регулятори тощо.

Поява ІНРЗ майже завжди пов'язана з наявністю різких стрибків або імпульсів струму та напруги в схемах, що складаються із зосереджених або розподілених активних та реактивних опорів. Зазвичай ці імпульси викликані різкими змінами опорів, і тому в схемах електропристроїв можна досить чітко визначити ті елементи, в яких утворюються імпульси, і ті точки електричної схеми, в які підмикається еквівалентна ЕРС завади.

Найбільш характерними елементами, що утворюють завади, в електричних механізмах та приладах є комутаційні пристрої, які замикають та розмикають різні ділянки електричних кіл зі струмом. Подібні елементи, що створюють завади, містяться як у механізмах та приладах, в яких комутаційні елементи виконують корисні функції, так і у електроприладах та мережах з електричними дефектами

(неякісними контактами, пробиттями та замиканнями кіл, перегоранням запобіжників, світильників та т. п.).

Серед названих є джерела з довготривалою дією або частим повторенням коротких завад (електричні машини, дзвінки з електромагнітними переривачами, набирачі номерів телефонних апаратів, телефонні станції тощо) і найбільш масові джерела з одиничними спрацьовуваннями пристроїв (контактні групи реле, перемикачі, замикачі, комутатори, ключі, пересувні струмознімачі, магнітні станції, рубильники та автомати, вимикачі освітлювальних мереж, штепсельні роз'єми, терморегулятори та т. п.).

Виділення в електричній схемі електропристрою елемента, що утворює заваду, та точок вмикання ЕРС- завади дозволяє зобразити джерело завади у вигляді двополюсника з ЕРС  $E$  та внутрішнім імпедансом  $z_i$  (активний опір, індуктивність та ємність контактів), навантаженого на  $z_n$  — вхідний імпеданс так званої первинної мережі, що несе заваду, тобто електричної мережі, гальванічно зв'язаної з елементом, який створює заваду.

Така гранично спрощена схема, проте, являє собою практичний інтерес, оскільки дозволяє оцінити заваду в її первинному вигляді на затискачах елемента, що створює заваду.

Таким чином, первинна мережа, яка несе заваду, виявляється розподіленою на дві ділянки. Перша ділянка (обмотки електричних машин та реле, внутрішній монтаж пристрою) входить до складу джерела завад, і її високочастотні характеристики враховуються при визначенні внутрішнього імпедансу джерела. Друга ділянка є зовнішньою по відношенню до джерела і здійснює або безпосереднє перенесення завади до схеми рецептора, або збуджує складну систему провідників, металевих конструкцій та предметів (вторинні мережі, що несуть завади), які передають енергію завад.

З цієї причини мережа електроживлення являє собою джерело ІНРЗ. При цьому ІНРЗ, як і інші види кондуктивних завад, розділяють на симетричні («провід - провід») та несиметричні («провід - земля»).

Характеристики ІНРЗ, які діють в мережі електроживлення (інтенсивність та розподіл завад за частотою), значною мірою залежать від багатьох чинників, наприклад: від кількості елементів, які підім-

кнені до мережі електроживлення і утворюють завади, від характеру завад, що генеруються такими елементами, і т. д.

Імпеданс  $z_j$  мережі електроживлення на високих частотах також сильно залежить від багатьох чинників: довжини електропроводки та площі перерізу проводів, від кількості споживачів, які підімкнені до мережі електроживлення, і вхідного імпедансу кожного із споживачів. Численні виміри показали, що в діапазоні радіочастот (від 0,15 до 30 МГц) імпеданс мережі електроживлення знаходиться в межах від 30 до 150 Ом.

### 10.1.2. Імпульсні завади та перехідні процеси

Завади від мережі електроживлення змінного струму можна розділити на імпульсні (короткочасні) та довготривалі завади, під якими зазвичай мають на увазі провали напруги, перенапруги та спотворення форми синусоїди.

У свою чергу короткочасні імпульсні завади (КІЗ) в мережі електроживлення за способом впливу можна розподілити на симетричні та несиметричні. Напруга симетричних завад прикладена між проводами мережі електроживлення, а несиметричних — між кожним з проводів та провідником заземлення.

КІЗ у мережі електроживлення з'являються внаслідок вмикання та вимикання різного роду активних та реактивних навантажень, швидких змін струму навантаження, наявності навантажень, що повертають енергію до мережі, наведень від імпульсних електричних та магнітних полів, впливу грозових розрядів та т. п. КІЗ у мережі електроживлення являють собою потік одиночних імпульсів напруги та пачок імпульсів. Кількість імпульсів обох полярностей приблизно однакова.

КІЗ можна характеризувати звичайними для імпульсної техніки параметрами: амплітудою, тривалістю (імпульсів, пачок імпульсів, інтервалів між імпульсами, фронтів), вольт-секундною площею та іншими параметрами. Слід, однак, мати на увазі, що всі ці параметри тут є випадковими величинами.

Потік імпульсів (пачок імпульсів) не стаціонарний протягом доби. Кількість завад на різних об'єктах коливається від кількох со-



ень до кількох тисяч за добу. Амплітуда імпульсів в окремих випадках досягає максимальних значень — 1,0 ... 1,5 кВ. Функцію розподілу амплітуд припустимо апроксимувати експоненціальним або огарифмічним нормальним законами розподілення.

Тривалість імпульсів та пачок імпульсів займає область від декількох наносекунд до сотень мікросекунд. Середні значення амплітуд, тривалості та інтервалів суттєво відрізняються від об'єкта до об'єкта і залежать від насиченості об'єкта споживачами електроенергії та частоти їх комутації, а також технології та фізичного визначення розподільних мереж живлення.

Довготривалі завади в мережі живлення виникають з кількох причин. У першу чергу це наслідок спрацьовувань автоматичних електричних вимикачів при перевантаженнях або коротких замиканнях. При цьому перерви живлення можуть тривати більш 0,5 с. Трилі завади можуть бути викликані також вмиканням потужних асинхронних електродвигунів, пусковий струм яких суттєво перевищує струм усталеного режиму, перегоранням плавких вставок, впливом зовнішніх розрядів. За даними фірми ІВМ (США) через грози у літні місяці спостерігається одне - два відмикання живлення стаціонарних електронно-обчислювальних машин за тиждень. Збурення напруги в мережі живлення при цьому мають тривалість приблизно 0,3 с, а напруга в лінії знижується приблизно до 30% від номінального значення на протязі 0,15...0,2 с.

Узагальнюючи ці результати, можна зробити наступні висновки. У розподільчих електричних мережах змінного струму 380/220 В мають місце тривалі збурення напруги, коли значення напруги виходить за регламентовані стандартами припустимі значення відхилень +10 % ... мінус 15 %. При цьому випадків перенапруги буває значно менше, ніж випадків провалів напруги. Виникнення довготривалих завад одночасно на декількох фазах мережі — події більш рідкісні, ніж на одній.

### **10.1.3. Спотворення напруги в мережі електроживлення**

Приєднання до мережі електроживлення потужних випрямлячів та силових перетворювачів різних типів призводить до спотворення форми напруги живлення, тобто до появи вищих гармонік

цієї напруги. Потужність вказаного устаткування може бути досить значною, особливо на промислових підприємствах, і досягає десятків мегават.

Крім випрямлячів, джерелами вищих гармонік (зокрема, третьої гармоніки) є також газорозрядні лампи. При значній долі електроспоживачів цього типу в загальному навантаженні певної ділянки мережі струми третьої гармоніки можуть досягати 50-80 % струмів у фазних проводах.

Джерелами гармонік можуть бути також генератори електростанцій та трансформатори районних підстанцій, що знаходяться в межах міста, при їхній роботі на нелінійній частині кривої намагнічування. Проте зазвичай це обладнання працює в умовах відносно невисокого насичення сталі, тому струми вищих гармонік, які вони створюють, відносно невеликі.

Спотворення форми кривої первинного струму вентиляного устаткування, а, відповідно, і склад струмів вищих гармонік залежать від низки факторів і, зокрема, від кількості фаз у схемі перетворення. Протікання струмів вищих гармонік по лініях зовнішньої розподільчої ланки призводить до появи вищих гармонік напруги. Значення останніх залежать від значень струмів вищих гармонік, а також від імпедансів елементів розподільної мережі при різних частотах, тобто від частотних характеристик відповідних ділянок розподільної мережі. Зокрема, істотний вплив на зниження вмісту вищих гармонік струмів та напруг справляє збільшення долі навантажень, що мають практично активний характер.

Наявність вищих гармонік струмів і напруг спричиняє несприятливий вплив на роботу силового обладнання та пристроїв контролю, автоматики, телемеханіки та зв'язку. Суттєво скорочується строк служби ізоляції електрообладнання. Це пов'язано з додатковим її нагрівом під час протікання струмів вищих гармонік, а також з прискоренням фізико-хімічних процесів у діелектриках, що обумовлюють їх старіння, особливо при високих частотах електричного поля. Наприклад, тривале спостереження (впродовж майже 5 років) за роботою конденсаторів з ізоляцією, просоченою мінеральною олією, за стабільних умов експлуатації показало, що при коефіцієнті несинусоїдальності кривої напруги 5% (що припустимо згідно стандарту на якість електроенергії), через два роки експлуа-

тації втрати у діелектрику цих конденсаторів збільшуються вдвічі. Такі ж самі процеси в ізоляції силових кабелів призводять до помітного (на 30...40%) збільшення струму витoku цих кабелів.

Наявність значних складових вищих гармонік у напрузі мережі призводить до збільшення вмісту вищих гармонік у струмі замикання на землю, що знижує ефективність роботи дугогасильних апаратів.

Наявність вищих гармонік струмів і напруг суттєво збільшує похибки активних та реактивних лічильників індукційного типу. Як правило, в даному випадку лічильники мають великі негативні частотні похибки, що призводить до недообліку витрат електроенергії.

Проникнення вищих гармонік у системи контролю, автоматики, телемеханіки та зв'язку погіршує якість їхньої роботи, а в окремих випадках призводить до збоїв у роботі.

Через наявність вищих гармонік напруг та струмів в системах електропостачання споживачів збільшуються відхилення від номінальної напруги на затискачах електроспоживачів, а також зростають втрати потужності та енергії в елементах мережі та в електричних машинах. Наявність навіть відносно невеликих напруг гармонік 11-го та більш високих порядків призводить до появи значних струмів гармонік у контурі нульової послідовності при однофазних замиканнях на землю.

Таким чином, спотворення напруги мережі живлення внаслідок впливу вентильних перетворювачів та інших нелінійних навантажень є ще однією з важливих та складних проблем електромагнітної сумісності пристроїв силової електроніки.

## **10.2. КОНДУКТИВНІ ЕМЗ, ШЛЯХИ ЇХ РОЗПОВСЮДЖЕННЯ І СПОСОБИ ПРОНИКНЕННЯ В ПРИСТРОЯХ СИЛОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ**

### **10.2.1. Джерела кондуктивних ЕМЗ**

У сучасних пристроях силової електроніки широко використовують імпульсні методи перетворення параметрів електричної енергії, тому що такі методи перетворення дозволяють підвищити ККД,

зменшити габарити та масу силових пристроїв і полегшити їх тепловий режим. В якості ключових елементів у згаданих вище імпульсних перетворювачах використовують потужні транзистори — біполярні, польові (FET, MOSFET) та біполярні транзистори з ізольованим затвором (IGBT). При цьому для зменшення теплових втрат на самому транзисторі він повинен якомога швидше переходити з непровідного стану в провідний і навпаки. Так, сучасні транзистори з ізольованим затвором так само, як і польові транзистори, характеризуються швидкістю зростання або спадання вихідної напруги  $du/dt = 1...10 \text{кВ/мкс}$  і вище.

Такі швидкі зміни напруги на виході згаданих транзисторів спричиняють одразу дві проблеми, пов'язані з виникненням імпульсних перенапруг на елементах: самих транзисторів та сусідніх з ними електричних кіл. Перша з проблем зумовлена тим, що провідники, які з'єднують вихід транзистора з навантаженням, мають певну індуктивність (типове значення індуктивності одиничного круглого провідника складає приблизно  $0,7...1 \text{мкГн/м}$ ). Як відомо, напруга  $u_L$  на виводах котушки індуктивності дорівнює  $u_L = L(di/dt)$ , а швидкість зміни струму  $di/dt$  пропорційна швидкості зміни напруги  $du/dt$  у схемах з активним опором навантаження. Тому якщо, наприклад, згаданий вище IGBT перемикає напругу  $U = 1000 \text{ В}$ , в електричному колі з навантаженням  $R = 10 \text{ Ом}$ , то  $di/dt = (1000 \text{ В} / 10 \text{ Ом}) / (0,1...0,5 \text{ мкс}) = (200...1000) \text{ А/мкс}$ . Якщо при цьому вихід транзистора буде з'єднаний з навантаженням провідником довжиною  $1 \text{ м}$ , то на кінцях провідника під час перемикання транзистора виникає перенапруга

$$\Delta U = L(di/dt) = 1 \cdot 10^{-6} (200...1000) / 10^{-6} = 200...1000 \text{ В}.$$

Цього може виявитись цілком достатньо для виходу з ладу силового ключа та сусідніх з ним компонентів схеми.

Друга з наведених вище проблем пов'язана з наявністю конструктивних та паразитних ємностей у будь-якому електричному колі. Якщо, наприклад, ця ємність між виходом силового транзистора, що перемикається, та входом однієї з мікросхем схеми керування ( $R_{\text{вх}} = 10 \text{ кОм}$ ) складає  $10...20 \text{ пФ}$ , то під час перемикання силового транзистора на вході мікросхеми виникає напруга

$$U_{\text{вх}} = i_{\text{вх}} R_{\text{вх}} = C(dU/dt)R_{\text{вх}} = \\ = (10\dots 20) \cdot 10^{-12} \cdot (2\dots 10) \frac{1 \cdot 10^2}{10^{-6}} \cdot 1 \cdot 10^4 = 20\dots 200 \text{ В.}$$

Такого сплеску напруги достатньо, щоб вивести з ладу згадані мікросхеми або інше чутливе обладнання.

Конструктивні та паразитні ємності пристроїв силової електроніки (ПСЕ) спричиняють ще одне негативне явище — високий рівень індустріальних радіозавад, які поступають в мережу електроживлення від згаданих пристроїв.

Річ у тім, що періодична комутація напруги силовим транзистором породжує на виході ПСЕ імпульси напруги з крутим фронтом та різом, що повторюються з періодом комутації. Тому вихідна напруга ПСЕ характеризується спектром гармонічних складових; відстань по частоті між сусідніми гармоніками дорівнює тактові частоті ПСЕ. Гармоніки мають максимальну амплітуду в низькочастотному кінці діапазону, починаючи з тактової частоти ПСЕ, їх амплітуда з підвищенням частоти спадає зі швидкістю приблизно 20 дБ/декаду.

Дослідження показують, що рівень індустріальних завад від ПСЕ може досягати 100...110 дБ·мкВ. У той же час чинні нормативні документи обмежують гранично допустимий рівень індустріальних радіозавад значенням 60 дБ на частотах від 150 до 500 кГц, та значенням 52 дБ на частотах від 500 кГц до 2 МГц. Це означає, що, якщо не вживати спеціальних заходів для зменшення індустріальних радіозавад від ПСЕ, то рівень цих завад перевищує гранично допустимий рівень на 40...50 дБ, або, іншими словами, в 100...300 разів.

Крім «швидких» силових транзисторів, джерелами кондуктивних ЕМЗ в ПСЕ є також діоди силових випрямлячів, тиристорні випрямлячі та регулятори напруги. Спектр генерованих ними кондуктивних ЕМЗ сягає рівнів 120 дБ·мкВ і навіть вище на частотах 50...300 кГц; при зростанні частоти інтенсивність завад зменшується зі швидкістю приблизно 20 дБ / октаву.

Таким чином, сучасні ПСЕ з точки зору електромагнітної сумісності виступають як джерела інтенсивних ЕМЗ; частоти останніх знаходяться в діапазоні від десятків кГц до десятків МГц і вище.

### 10.2.2. Шляхи розповсюдження і способи проникнення кондуктивних ЕМЗ

Основними чинниками, які визначають розповсюдження кондуктивних ЕМЗ, є наступні: електричні та магнітні поля, що виникають під час руху електричних зарядів в усіх елементах електричних кіл, включаючи проводи; зв'язок різних кіл або функціональних вузлів через спільні імпеданси; наведення на проводи при наявності зовнішнього завадного електричного, магнітного або електромагнітного поля з наступним впливом на інші кола.

У приладах силової електроніки під дією напруг завад виникають струми, які протікають по проводам мережі, а також по струмопровідному корпусу ПСЕ та по системі провідників заземлення (рис. 10.2).

Джерело завад ПСЕ зображено на схемі з врахуванням імпедансу  $z_{32}$  заземлюючого провідника, з'єднаного між корпусом ПСЕ та системою заземлення, яка має свій власний імпеданс  $z_{31}$ . Джерело завад, яким є мережа електроживлення ПСЕ, зображено двополюсником з повним імпедансом  $z_m$ . До цього імпедансу входить повний опір розподільної мережі електроживлення та фазної обмотки трансформатора на підстанції. Напрямок робочого струму, який споживає ПСЕ від мережі електроживлення, на рисунку не показаний. ПСЕ створює напругу  $U_{cm}$  симетричної завади між фазним та нейтральним провідниками живильної мережі та напруги  $U_{nc1}$ ,  $U_{nc2}$  несиметричної завади між кожним з провідників та «землею». Напруга  $U_{cm}$  створює симетричний струм  $i_{cm}$ , що протікає по фазному та нейтральному провідникам у протилежних напрямках; напруги  $U_{nc1}$  та

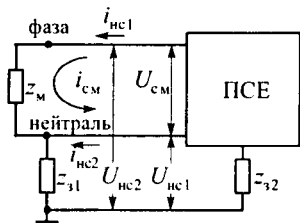


Рис. 10.2

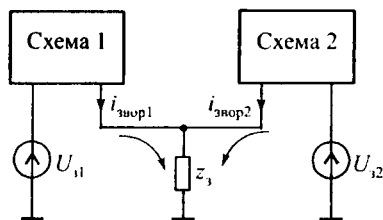


Рис. 10.3

$U_{нс2}$  — несиметричні струми  $i_{нс1}$ ,  $i_{нс2}$ , які протікають по вказаним провідникам в одному напрямку.

Зв'язок двох та більше ланцюгів або функціональних вузлів ПСЕ через спільний імпеданс може відбуватися там, де струми від двох або більше різних схем проходять крізь одну й ту саму ділянку електричного кола з певним імпедансом. При цьому падіння напруги, що створюється кожною з цих схем на згаданому імпедансі, є для іншої схеми завадою. Класичний приклад такого зв'язку показаний на рис. 10.3.

Обидва зворотних струми ( $i_{звор1}$  та  $i_{звор2}$ ) проходять на землю через спільний імпеданс  $z_3$  заземлення. Для схеми 1 потенціал  $U_{31}$  її спільного електрода відносно землі модулюється зворотним струмом  $i_{звор2}$ , що протікає через спільний імпеданс  $z_3$ . Тому від схеми 2 до схеми 1 через спільний імпеданс прикладена деяка напруга завади. Так само до схеми 2 буде прикладена напруга завади від схеми 1.

Зв'язок двох та більше (кіл) ланок, не з'єднаних гальванічно між собою, може також здійснюватись через електричне поле (ємнісне наведення) або через магнітне поле (індуктивне наведення). Приклад зв'язку через електричне поле показано на рис. 10.4, через магнітне поле — на рис. 10.5.

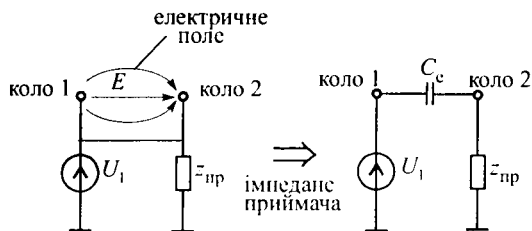


Рис. 10.4

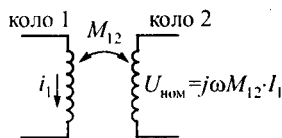


Рис. 10.5

### 10.2.3. Вимірювання кондуктивних завод

Кондуктивні завади, як вказувалося вище, являють собою струми та напруги з частотами від десятків кГц до десятків МГц і вище,

тому основним інструментом для їх вимірювання є селективні мікрровольтметри або спектроаналізатори паралельного типу з відповідним діапазоном частот.

Широко розповсюдженим вимірювачем є селективний мікрровольтметр SMV 11 (для діапазону частот 10 кГц.. 30 МГц), та селективний мікрровольтметр SMV 8,5 (для діапазону частот 30.. 1000 МГц). Обидва згаданих мікрровольтметри є спектроаналізаторами послідовного типу.

Для правильного вимірювання напруги індустриальних радіозавод селективний мікрровольтметр або спектроаналізатор паралельного типу повинен бути відградуїтованим в одиницях [дБ·мкВ], і, крім того, мати режим квазіпікових вимірів. Одиниця виміру [дБ·мкВ] означає, що вимірювач індустриальних радіозавод показує напругу цих завод в дБ відносно напруги  $U_0 = 1$  мкВ; згаданій напрузі  $U_0$  відповідає показ вимірювача  $U_0$  [дБ] = 0 [дБ].

Режим квазіпікових вимірів пов'язаний з історією вимірів індустриальних радіозавод.

В 30...50 -і роки минулого століття, коли почали стикатися із заважаючою дією індустриальних радіозавод, переважним джерелом завод були радіоприймачі радіомовного діапазону. У зв'язку з цим заважаюча дія від джерел завод визначалась на слух, як середнє значення з оцінок радіослухачів — експертів.

Пізніше у вимірювальній апаратурі в якості об'єктивного індикатора оцінки почали застосовувати стрілочний прилад магнітоелектричної системи, який працює після детектора. Параметри цього детектора були підібрані таким чином, щоб наблизитись до фізіології людського вуха: стала часу заряду накопичувального конденсатора детекторної ланки повинна бути близька до інерційності слухового сприйняття, а стала часу розряду — до інерційності післядії у вусі. Детекторна ланка з різними сталими часу заряду та розряду накопичувального конденсатора отримала назву «квазіпіковий детектор», а режим вимірювання з використанням квазіпікового детектора був названий режимом квазіпікових вимірів або квазіпіковим режимом.

З появою різноманітних радіоелектронних засобів, апаратури автоматики, обчислювальної та інформаційної техніки, а також із



заміною людського вуха як індикатора якості сигналу на різні електронні та механічні джерела було переглянуто орієнтування тільки на квазіпіковий детектор. У залежності від того, на яке значення сигналу сильніше всього реагує апаратура, вимірювач індустриальних радіозавад повинен крім квазіпікового режиму забезпечувати режими вимірювання пікового, середньоквадратичного та середнього значень напруги, що вимірюється.

Вимірювання струмів кондуктивних завад також можна проводити з використанням селективного мікрровольтметра або спектроаналізатора паралельного типу, якщо струм завади перетворити в напругу за допомогою трансформатора струму. Так, до комплексу згаданого вище селективного мікрровольтметра SMV 11 входять трансформатор струму SMZ 11, який дозволяє вимірювати струм завад в діапазоні частот 10 кГц...30 МГц.

Для правильних вимірів напруги індустриальних радіозавад необхідне виконання таких умов:

1. Пристрій силовій електроніки під час вимірів його індустриальних радіозавад повинен працювати у штатному режимі, тобто при номінальній або робочій напрузі електроживлення і при номінальному або робочому навантаженні. Це означає, що виміри напруги радіозавад треба проводити в електронному колі, де діє промислова напруга 220/380 В частотою 50 Гц.

2. Виміри індустриальних радіозавад повинні проводитись при одному і тому ж вхідному опорі селективного мікрровольтметра незалежно від можливого розкиду високочастотних характеристик мережі електроживлення.

3. Вхід селективного мікрровольтметра повинен бути надійно захищеним від напруги 220/380 В частотою 50 Гц; в той же час на вхід мікрровольтметра повинна поступати повна напруга індустриальних радіозавад.

Для виконання цих умов при вимірах індустриальних радіозавад від ПСЕ потрібно використовувати одно- або трифазний еквівалент мережі. Згаданий пристрій забезпечує нормальний режим електроживлення для ПСЕ, «відрізає» по високій частоті мережу електроживлення і захищає вхід селективного мікрровольтметра від дії напруги 220/380 В частотою 50 Гц.

## 10.3. ЕМЗ ВИПРОМІНЮВАННЯ ПРИСТРОЇВ СИЛОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ

### 10.3.1. Джерела ЕМЗ випромінювання

ЕМЗ випромінювання в ПСЕ виникають внаслідок тих самих процесів і в тих самих вузлах ПСЕ, які спричиняють кондуктивні завади. Це пояснюється тим, що під час протікання струму кондуктивної завади по провіднику виникає магнітне поле ЕМЗ, яке розповсюджується в просторі навколо провідника згідно із законами електродинаміки, що описують магнітне поле. Так само, виникнення напруги кондуктивної завади у певному вузлі ПСЕ супроводжується виникненням електричного поля ЕМЗ, яке також розповсюджується у просторі навколо джерела напруги кондуктивної завади згідно з законами електродинаміки, що описують електричне поле.

Тому джерелами ЕМЗ випромінювання в сучасних ПСЕ є «швидкі» силові транзистори, які працюють в ключовому режимі і мають велику швидкість переходу зі стану провідності в непровідний стан і навпаки.

Крім згаданих транзисторів ЕМЗ випромінювання генерують інші компоненти, які працюють в ключовому режимі: діоди силових випрямлячів ПСЕ, тиристорні випрямлячі, регулятори напруги тощо.

### 10.3.2. Поля ЕМЗ випромінювання та їх розповсюдження

Як зазначалося вище, різкі перепади напруги на виході ключових елементів ПСЕ та стрибки струму в їхніх колах спричиняють розповсюдження ЕМЗ випромінювання в навколишньому середовищі. Ці завади проявляються у вигляді наведень, причому не тільки в апаратурі, що живиться від даного ПСЕ, але й в апаратурі, гальванічно не зв'язаній з ним. Такі наведення можуть порушити нормальну роботу апаратури і навіть створити аварійну ситуацію.

При розповсюдженні ЕМЗ випромінювання в просторі розрізняють ближню, проміжну та дальню зони, у залежності від

співвідношення між  $r$  (відстань від джерела завад до точки, що розглядається,) та  $\lambda/2$  ( $\lambda$  — довжина хвилі).

Ближня зона, протяжність якої для частот до 30 МГц складає приблизно 2 м, являє найбільший інтерес при оцінці рівнів ЕМЗ випромінювання, які генеруються ПСЕ. Це пояснюється тим, що в радіусі 2 м від джерела ЕМЗ випромінювання зазвичай розміщена достатньо велика кількість вузлів та блоків іншої апаратури, гальванічно не зв'язаних з даним ПСЕ, але таких, що реагують на вплив наведень від цього ПСЕ. У ближній зоні вплив електричної та магнітної складової електромагнітного поля розглядають окремо, оскільки інтенсивність кожної з цих складових по різному залежить від відстані між джерелом ЕМЗ випромінювання та точки простору, яку аналізують. У залежності від того, чи перепади струмів або напруг переважають у джерелі ЕМЗ випромінювання, переважаючим у ближній зоні є, відповідно, магнітне або електричне поле.

В якості елементарних джерел випромінювання в теорії електромагнітного поля розглядається електричний та магнітний вібратори. В якості першого з названих вібраторів править провідник довжиною  $l$  зі струмом  $I$ , в якості іншого — петля проходу довжиною  $l$  зі струмом  $I$ .

Електромагнітне поле, що створюється електричним вібратором, має у сферичній системі координат  $(r, \theta, \varphi)$  дві складові вектора напруженості  $\vec{E}$  електричного поля  $(E_r, E_\theta)$  і одну складову вектора напруженості  $\vec{H}$  магнітного поля  $H_\varphi$ . У ближній зоні ці складові мають наступний вигляд

$$\left. \begin{aligned} E_r &= \frac{2z_\omega I l \pi \cos \theta}{\lambda^2} \left( \frac{\lambda}{2\pi r} \right)^3 \cos \varphi; \\ E_\theta &= \frac{z_\omega I l \pi \sin \theta}{\lambda^2} \left[ - \left( \frac{\lambda}{2\pi r} \right)^3 \cos \varphi \right]; \\ H_\varphi &= \frac{I l \pi \sin \theta}{\lambda^2} \left( \frac{\lambda}{2\pi r} \right)^2 \sin \varphi. \end{aligned} \right\} \quad (10.1)$$

Тут  $z_\omega = \left| \bar{E} / \bar{H} \right| = \sqrt{\mu_a / \epsilon_a}$  — хвильовий опір ЕМЗ;  $\mu_a$  та  $\epsilon_a$  — абсолютні значення відповідно магнітної та діелектричної проникності середовища;  $r$  — відстань від джерела ЕМЗ випромінювання до точки простору, в якій розглядають поле;  $\lambda$  — довжина хвилі;  $\varphi = (2\pi r / \lambda) = -\omega t$ ;  $\omega = 2\pi f = 2\pi c / \lambda$ ;  $c$  — швидкість розповсюдження ЕМЗ випромінювання (у вакуумі  $c = c_0 = 3 \cdot 10^8$  м/с).

З виразів (10.1) випливає, що складові ЕМЗ  $E_r$ ,  $E_\theta$  та  $H_\varphi$  зсунуті за фазою на  $90^\circ$ , поле має переважно коливальний характер, амплітуда електричної складової зменшується пропорційно  $(\lambda / 2\pi r)^3$ , магнітної —  $(\lambda / 2\pi r)^2$ .

Хвильовий опір у ближній зоні  $z_\omega = |E_\theta / H_\varphi| = \lambda \sqrt{\mu_a / \epsilon_a} / (2\pi r)$  залежить від співвідношення між  $(\lambda / 2\pi)$  та  $r$ . Для порівняння, хвильовий опір вільного простору (вакууму)  $z_0 = \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0} = 120\pi \approx 377$  Ом. Тут  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  [Гн/м],  $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$  [Ф/м] — магнітна та електрична сталі відповідно.

Для умов вакууму хвильовий опір у ближній зоні  $z_\omega = z_0 \lambda / (2\pi r) \gg z_0$ .

Таким чином, елементарний електричний вібратор у ближній зоні є джерелом високоімпедансного (у порівнянні з  $z_0$ ) електричного поля, яке переважає магнітне тим більше, чим більше значення має частка  $\lambda / 2\pi$  у порівнянні з  $r$ .

Поле, що створюється магнітним вібратором, визначається з виразів (10.1) з урахуванням принципу перестановочної подвійності рівнянь Максвела. При цьому напруженість електричного поля має одну складову —  $E_\varphi$ , напруженість магнітного поля — дві:  $H_r$  та  $H_\theta$ . Вирази, що визначають складові ЕМЗ ( $H_r$ ,  $H_\theta$ ,  $E_\varphi$ ) у випадку магнітного вібратора аналогічні виразам (відповідно) для  $E_r$ ,  $E_\theta$  та  $H_\varphi$  для електричного вібратора. При аналізі ЕМЗ магнітного вібратора так само, як і при розгляді електричного вібратора, у

залежності від співвідношення між довжиною хвилі (частотою) та відстанню від джерела магнітного поля до точки спостереження розрізняють дальню, ближню та проміжну зони.

У ближній зоні (зоні індукції) магнітний вібратор створює ЕМЗ, складові  $H_r$ ,  $H_\theta$ ,  $E_\phi$  якого мають коливальний характер, однак переважним є низькоімпедансне магнітне поле. Хвильовий опір у ближній зоні визначається як  $z_\omega = \sqrt{\mu_a/\epsilon_0} (2\pi r/\lambda)$  (у вакуумі  $z_\omega = z_0(2\pi r/\lambda) \ll z_0 = 337 \text{ Ом}$ ). Тому магнітний вібратор у ближньому полі є джерелом низькоімпедансного (у порівнянні з імпедансом вакууму  $z_0 = 337 \text{ Ом}$ ) магнітного поля. Воно переважає електричне поле тим більше, чим більша частота  $\lambda/2\pi$  у порівнянні з  $r$ .

У джерелі — провіднику довжиною  $l_1$  та витку проводу площею  $S$  електричне та магнітне поля наводять відповідно ЕРС

$$e_e = El_1 \sin \alpha; \quad e_m = \mu_r H \omega S \sin \beta,$$

де  $\alpha$  — кут між вектором напруженості  $\vec{E}$  електричного поля та провідником  $l_1$ ;  $\mu_r$  — відносна магнітна проникність середовища;  $\beta$  — кут між вектором напруженості магнітного поля  $\vec{H}$  та площиною витка.

Показано, наприклад, що джерело ЕМЗ випромінювання — провідник довжиною 4 см зі струмом 10 мА, частотою  $f = 1 \text{ МГц}$  наводить у джерелі — провіднику довжиною 1 см, розташованому на відстані 0,5 м від джерела, ЕРС  $e_e = 4 \text{ мВ}$ , а у джерелі — витку  $1 \text{ см}^2$  —  $e_m = 88 \text{ мВ}$ . Якщо взяти до уваги, що у вхідних каскадах чутливої апаратури зазвичай діє напруга порядку одиниць - десятків мкВ, то стає очевидним, що наведені вище значення  $e_e$  та  $e_m$  можуть серйозним чином порушити нормальну роботу такої апаратури.

### 10.3.3. Вимірювання ЕМЗ випромінювання

Вище відмічалось, що у ближній зоні випромінювання, яка є найбільш важливою та інформативною з точки зору впливу ЕМЗ випромінювання та розміщену поруч радіоелектронну апаратуру,

структура ЕМЗ залежить від типу випромінювача. Якщо поле створює електричний вібратор, то воно має дві складові вектора напруженості  $\vec{E}$  електричного поля ( $E_r, E_0$ ) та одну складову вектора напруженості  $\vec{H}$  магнітного поля ( $H_\phi$ ). Якщо ж ЕМЗ створює магнітний вібратор, то воно містить у собі одну складову напруженості електричного поля  $E_\phi$  та дві складові напруженості магнітного поля -  $H_r, H_0$ .

Оскільки ЕМЗ випромінювання виникає в ПСЕ як наслідок сумарного випромінювання багатьох елементарних випромінювачів обох типів, то сумарне поле ЕМЗ випромінювання буде містити всі компоненти як електричного, так і магнітного поля.

Для вимірювання напруженості електричного поля ЕМЗ випромінювання в діапазоні до 30 МГц зазвичай використовують штиркову антену, а для вимірювання магнітної складової цих завад — рамочну симетричну антену.

Вимірювач напруженості ЕМЗ складається з вимірювальної антени з відомою діючою довжиною  $h_g$  та приймача з каліброваним підсилювачем і вольтметром. В якості останнього зазвичай використовують селективний мікровольтметр, який являє собою аналізатор спектра послідовного або паралельного типу. Обидва згаданих прилади були розглянуті у попередньому параграфі.

Напруженість електричного поля  $E$  визначають за вимірною на вході приймача напругою  $U_{вх} = h_g E$ .

Звідси

$$E = U_{вх} / h_g = U_{вх} / (K h_g), \quad (10.2)$$

де  $U_{вх}$  — вихідна напруга приймача,  $K$  — коефіцієнт підсилювання приймача.

Необхідно відмітити, що вираз (10.2) є справедливим при однаковому напрямку вимірювальної антени і вектора напруженості електричного поля лінійно поляризованої хвилі.

Напруженість поля  $E$  вимірюють в одиницях [В/м]. Однак ця одиниця строго застосовується тільки для електричної складової. Разом з тим у практиці вимірювання магнітної складової ЕМЗ за допомогою рамочної антени, що реагує, в основному, на магнітну

складову ЕМЗ, прийнято цю складову ЕМЗ вимірювати також в одиницях [В/м].

Вище відмічалось, що у ближньому полі інтенсивність його складових сильно залежить від відстані між випромінювачем та приймачем. Тому, у практиці вимірювання напруженості поля ЕМЗ випромінювання прийнятий суворий порядок розміщення пристрою, який генерує ЕМЗ випромінювання, вимірювальної антени та приймача. Цей порядок, зокрема, регламентує відстань між пристроєм - генератором ЕМЗ випромінювання та вимірювальною антеною: вказана відстань може бути 3 м, 10 м або 30 м.

#### **10.4. ОСНОВНІ ШЛЯХИ ТА СПОСОБИ ЗМЕНШЕННЯ КОНДУКТИВНИХ ЗАВАД І ЕМЗ ВИПРОМІНЮВАННЯ**

До основних шляхів та способів зменшення кондуктивних завад та ЕМЗ випромінювання можна віднести схемотехнічні та конструктивні способи виконання ПСЕ. Схемотехнічні способи вміщують в себе такі схемні рішення, які, забезпечуючи всі технічні характеристики та параметри ПСЕ, спричиняють мінімальні рівні кондуктивних завад та ЕМЗ випромінювання. Яскравим прикладом є схеми ПСЕ з так званою «жорсткою» або «м'якою» комутацією силових ключів ПСЕ.

У першому зі згаданих методів перемикаання ключа здійснюється при повній напрузі, що прикладена до ключа, або під час протікання максимального силового струму через ключ. У другого метода комутація ключа виконується в проміжок часу, коли напруга на ключі або струму, що протікає через ключ, близькі до нуля.

Історично перший зі згаданих методів перемикаання ключа з'явився раніше і набув широкого розвитку та розповсюдження. До переваги цього методу можна віднести простоту схемної реалізації. Але зі збільшенням швидкості перемикаання нових силових ключів та зростанням значень напруги, що перемикається ключем, жорстка комутація породжує низку проблем, і перш за все — імпульс перенапруги на виході ключа, який залежить від паразитної індуктивності проводів, що підводять живлення до силового ключа. Імпульс перенапруги повторюється з тактовою частотою перетворювача

напруги, тому він спричиняє ЕМЗ значної інтенсивності. Крім того, цей імпульс може вивести з ладу силовий ключ та сусідні з ключем компоненти схеми ПСЕ.

Ефективним засобом, що зменшує імпульс перенапруги на виході силового ключа, слід вважати застосування резисторно-конденсаторних та діодно-резисторно-конденсаторних ланок на виході ключа («снабери»), хоча при цьому дещо зростають втрати енергії при перемиканні ключа, що погіршує тепловий режим та зменшує ККД. Це пов'язано з тим, що в резисторно-конденсаторних ланках енергія перенапруги у вихідній напрузі ключа перетворюється у тепло, яке незворотно розсіюється резисторами згаданих ланок.

Конструктивні методи зменшення кондуктивних завад та ЕМЗ випромінювання включають в себе раціональний з точки зору ЕМС монтаж схеми ПСЕ, правильну організацію шляху, яким силовий струм повертається до джерела живлення, правильне заземлення функціональних вузлів та самого ПСЕ.

Так, наприклад, ефективним конструктивним засобом зменшення імпульсу перенапруги при перемиканні силового ключа, який був розглянутий вище, є правильне з точки зору ЕМС підведення напруги до силового ключа, або, іншими словами, мінімізація індуктивності провідів, які підводять напругу до ключа.

Річ у тім, що, як згадувалось вище, напруга  $u_L$ , яка виникає на кінцях провідника при перемиканні струму, дорівнює  $u_L = L \frac{di}{dt}$ .

При заданій швидкості зміни струму (вона визначається швидкодією ключа та характером навантаження) напруга  $u_L$  пропорційна індуктивності провідника.

Відомо, що індуктивність провідника прямо пропорційна його довжині та залежить від форми провідника: максимальну індуктивність мають провідники круглої форми, мінімальну індуктивність — плоскі провідники, коли ширина провідника значно перевищує його товщину.

З цих властивостей впливає ще один метод зменшення імпульсних перенапруг на силовому ключі: при конструюванні ПСЕ потрібно розташовувати ключі якомога ближче до клем вхідної на-



руги, а під'єднувати ключі до джерела напруги потрібно не круглими провідниками, а широкими та плоскими шинами.

При такій формі провідників можна здійснити ще один конструктивний захід, який відчутно зменшить індуктивність провідників – наблизити один до одного провідник, по якому струм тече до люча, і провідник, по якому струм повертається в джерело живлення.

Як відомо, сумарна індуктивність системи з двох провідників, розташованих на близькій відстані один від одного, є значно меншою, ніж індуктивність кожного з цих проводів. З фізичної точки зору це пояснюється тим, що магнітне поле одного з провідників, яке виникає завдяки протіканню струму по провіднику від джерела струму до навантаження, в значній мірі компенсується магнітним полем, яке виникає навколо другого провідника, оскільки в другому провіднику протікає той самий струм у протилежному напрямі (від навантаження до джерела струму). «Залишкова» індуктивність  $L_s$  гаданої вище системи проводів визначається тим, що частина магнітного поля навколо першого та другого провідників не взаємодіють між собою, а розповсюджуються в навколишнє середовище. Чим менше відстань між провідниками, тим більша частина магнітного поля взаємно компенсується, і тим меншою стає «залишкова» індуктивність  $L_s$  системи проводів. Типове значення  $L_s$  для провідників плоскої форми з шириною  $b \geq 15\text{мм}$  та відстанню  $h$  між провідниками  $h \leq 2\text{мм}$  складає  $L_s = 20 \dots 100\text{нГн}$ .

Для сучасних типів польових транзисторів та IGBT такий спосіб відведення напруги до силових ключів ПСЕ є найбільш придатним.

Заземлення провідників, по яким струм повертається до джерела живлення, можна здійснити або в одній точці (рис. 10.6, а, б), або кількох точках (рис. 10.7).

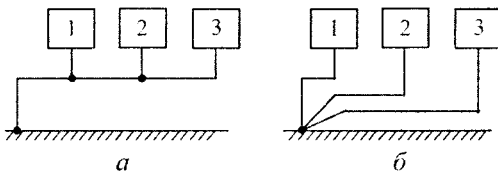


Рис. 10.6

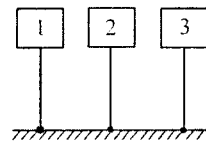


Рис. 10.7

Для подальшого розгляду методів заземлення важливими є два моменти:

1) всі провідники, в тому числі і заземлення, мають певний імпеданс, що складається з активного опору та індуктивності. На частоті 11 кГц прямолінійний провідник, розташований на відстані 25 мм від заземленої поверхні, має індуктивний опір, який перевищує його активний опір;

2) рознесені у просторі точки заземлення, як правило, мають різні потенціали, особливо на високих частотах.

З точки зору високочастотних завдан найбільш небажаною є схема заземлення зі спільною шиною землі (рис. 10.8).

При цьому способі заземлення спільні провідники всіх схем виявляються ввімкненими послідовно.

Резистори на рис. 10.8 являють собою імпеданси провідників заземлення, а струми  $I_1$ ,  $I_2$ ,  $I_3$  є струмами, що повертаються до джерела живлення, схем 1, 2 та 3 відповідно. У точці  $A$  потенціал відмінний від 0  $U_A = (I_1 + I_2 + I_3)R_1$ , а точка  $B$  має потенціал  $U_B = (I_1 + I_2 + I_3)R_1 + (I_2 + I_3)R_2 + I_3R_3$ .

Ця схема заземлення одержала дуже широке розповсюдження завдяки своїй простоті. Однак її не слід застосовувати у ПСЕ, оскільки його потужні каскади створюють великі струми, що повертаються до джерела живлення, які, в свою чергу, негативно впливають на потенціал сигнального заземлення слабкострумових схем керування ПСЕ.

Для ПСЕ з частотою до 1 МГц придатною є схема заземлення в одній точці (рис. 10.9).

В такій схемі немає взаємних зв'язків між струмами, що повертаються до джерела живлення від різних функціональних вузлів. Потенціали в точках, наприклад,  $A$  та  $B$  дорівнюють, відповідно  $U_A = I_1R_1$ ,  $U_B = I_3R_3$ . Це означає, що потенціал землі кожного функціонального вузла ПСЕ є тепер функцією струму та опору провідника заземлення тільки даного функціонального вузла.

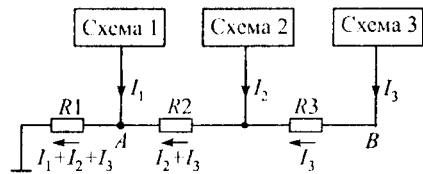


Рис. 10.8

Разом з тим, необхідно відмітити, що така схема заземлення конструктивно не зручна та громіздка, оскільки потребує окремого проводу заземлення для кожного функціонального вузла.

Для ПСЕ з частотою  $1 \dots 10$  МГц така схема заземлення має ще два недоліки: помітно зростає імпеданс провідників заземлення та між ними провідниками виникає індуктивний зв'язок. Це призводить до того, що потенціал точки заземлення кожного з функціональних вузлів починає залежати від параметрів інших функціональних вузлів.

У таких випадках слід застосовувати багатоточкову систему заземлення (рис. 10.10).

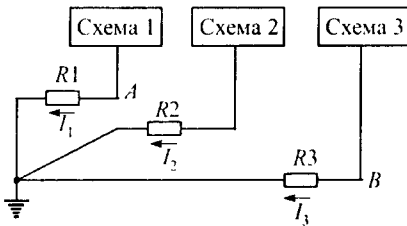


Рис. 10.9

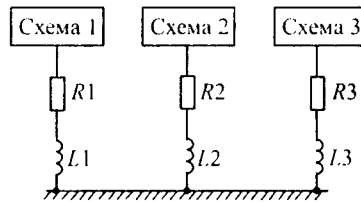


Рис. 10.10

У цій схемі функціональні вузли підмикаються до найближчої аземленої поверхні з малим імпедансом (зазвичай до шасі).

Р'єднання між кожною зі схем та поверхнею заземлення слід робити якомога коротше, щоб зменшити імпеданс провідників заземлення.

На високих частотах імпеданс поверхні заземлення можна зменшити, посрібливши її. Збільшення товщини поверхні заземлення не впливає на її високочастотний імпеданс, оскільки внаслідок кін-ефекту струм тече тільки по її поверхні.

Ще одним методом зменшення електромагнітних завад від ПСЕ екранування елементів перетворювача, що створюють завади, і використання трансформаторів з екраном між обмотками.

Розрізняють екранування магнітного поля, електричного поля а електромагнітне екранування. Методи екранування в кожному з казаних випадків різні, тому при розробці екранів для вузлів ПСЕ, цо створюють завади, треба мати інформацію про вид поля завад ІСЕ.

Так, екранування магнітного поля потребує наявності незпервної замкненої металевої поверхні навкруги джерела

магнітного поля завод. При цьому магнітне поле, що падає на металеву поверхню, створює в ній струми, які, у свою чергу, створюють магнітне поле з протилежним напрямком силових ліній. Результуюче поле залежить від того, яким шляхом потече струм, утворений первинним магнітним полем. За наявності в екрані щілин, отворів, стиків з великим опором струм, утворений магнітним полем, змушений відхилятися від початкової траєкторії. Це призводить до того, що конфігурація вторинного магнітного поля відрізняється від конфігурації первинного поля, тому повної компенсації вихідного магнітного поля не відбувається. Як наслідок, навкруги екрану з'явиться залишкове магнітне поле, і екранування буде неповним.

При екрануванні електричного поля замкненість металевого екрану не обов'язкова. Важливо лише, щоб екран мав нульовий потенціал, і щоб еквівалентна ємність «вузол завод - екран» була набагато більшою за еквівалентну ємність «екран - приймач завади». У такому випадку заряди електричного поля завади будуть виходити від джерела та входити в металевий екран, не займаючи приймач завади.

Ефект електромагнітного екранування базується на тому, що хвиля електромагнітного поля, яка зустрічає на своєму шляху лист металу, виходить з листа послабленою. Це виникає внаслідок двох чинників:

1) хвиля, що падає на екран, частково відбивається від поверхні екрану, у відповідності з законами заломлення на межі двох середовищ з неоднаковим значенням магнітної та діелектричної проникності;

2) проходячи через товщу екрану, електромагнітне поле створює в ньому вихрові струми, що нагрівають матеріал екрану, внаслідок чого виникають так звані втрати на поглинання.

У реальній конструкції ПСЕ іноді важко забезпечити якісне екранування вузлів, що створюють завади. У цьому випадку доцільно помістити в екран всі чутливі до полів завод функціональні вузли — датчики струму, компаратори напруги, ланцюги зворотних зв'язків і т. п. Усі принципи екранування залишаються такими самими, як для вузлів утворення завод ПСЕ.

Поряд з вищенаведеними методами зменшення завод від ПСЕ широке використання одержали також електромережні заводоза-

хисні фільтри (ЗЗФ). Вони є «останнім рубежем», що зменшує завади від ПСЕ в мережі електроживлення.

До ЗЗФ ставиться ціла низка специфічних і часто суперечливих вимог. Так, фільтр працює під напругою 220/380 В, через нього протікає робочий струм від одиниць до сотень А, що споживається ПСЕ від мережі, і при цьому падіння напруги промислової частоти (50 або 400 Гц) на затискачах фільтра не повинно перевищувати кількох вольт. Одночасно такий фільтр повинен вносити велике і достатньо рівномірне згасання на тих частотах, де завади ПСЕ можуть порушити нормальну роботу радіоприймальних пристроїв, схем контролю та керування — від десятків кГц до десятків МГц і вище. При цьому бажано, щоб такий фільтр не займав багато місця, був би нескладним у виготовленні та монтажі, невибагливим та надійним в експлуатації.

Тому проектування та виготовлення ЗЗФ є достатньо складним і трудомістким завданням.

Оскільки ЗЗФ повинен безперешкодно пропускати силовий струм промислової частоти і одночасно задовольняти вимоги техніки електробезпеки в частині надійної ізоляції струмопровідних частин відносно корпусу, то функціонально ЗЗФ може бути тільки фільтром нижніх частот, тобто пристроєм, у якому індуктивний елемент вмикається послідовно в лінію, а ємнісний — між лінією та корпусом (рис. 10.11).

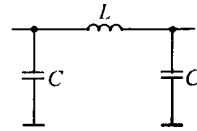


Рис. 10.11

Елементи ЗЗФ (конденсатори та котушки індуктивності) повинні мати вельми малі паразитні параметри. Так, паразитна індуктивність виводів конденсатора не повинна перевищувати десятків нГн, а міжвиткова ємність котушки індуктивності — не більше кількох пФ. Це пов'язано з тим, що робочий діапазон частот ЗЗФ досягає десятків МГц і вище.

Тому в ЗЗФ застосовуються високоякісні конденсатори типу К73-17 та К28-2 з поліпропіленовою ізоляцією.

До ємності конденсаторів ЗЗФ, які вмикають у ланцюг фаза - корпус, також пред'являються взаємно протилежні вимоги. З одного боку, чим більша ємність, тим більше згасання вносить ЗЗФ у заваду від ПСЕ на низькочастотному кінці діапазону частот, який захищають від завад. Проте при цьому збільшується так званий струм вито-

ку ЗЗФ, тобто струм, який може протікати в колі незаземлений корпус ЗЗФ - заземлення. Цей струм являє собою небезпеку для людини при одночасному торканні незаземленого корпусу ЗЗФ та заземленого обладнання. Тому зазвичай сумарну ємність ЗЗФ по колу фаза - корпус (таку ємність часто називають несиметричною) обмежують значенням  $0,02 \dots 0,05$  мкФ.

Індуктивні елементи ЗЗФ для ПСЕ також повинні задовольняти суперечливим вимогам. Так, для збільшення протизавадних властивостей ЗЗФ слід збільшувати індуктивність його котушок індуктивності. Це досягається перш за все збільшенням кількості витків. Проте із збільшенням кількості витків зростає міжвиткова ємність котушки, що призводить до погіршення частотних властивостей індуктивних елементів ЗЗФ і до зменшення протизавадних властивостей на високих частотах.

Для збільшення індуктивності котушки при відносно невеликій кількості витків використовують намотування котушки на феромагнітне або магнітодіелектричне осердя. Застосування такого осердя дозволяє вирішити деякі проблеми, пов'язані зі збільшенням індуктивності, однак при цьому виникають інші проблеми.

З них можна виділити дві головні — частотні властивості матеріалу осердя та насичення осердя під час протікання через котушку з осердем струму вище певного значення.

Перша з названих властивостей не дозволяє використовувати для котушок ЗЗФ осердя з трансформаторної сталі або пермолюю, хоча ці матеріали мають дуже велике значення початкової та діючої магнітної проникності (від кількох тисяч до десятків тисяч відносних одиниць). Разом з тим таку високу магнітну проникність ці матеріали мають на частотах від десятків Гц до десятків кГц.

Значно кращі частотні властивості мають ферити: нікель-марганцеві працюють до одиниць МГц, нікель-цинкові — до десятків МГц.

Однак феритам значною мірою властивий інший поряток з вказаними недолік. Через невелику індукцію насичення (порядку  $0,7$  Тл) такі осердя швидко насичуються при протіканні не дуже значних струмів. Це є великим недоліком котушок на феритових осердях, оскільки, як відмічалось вище, за своїм функціональним призначенням ЗЗФ для ПСЕ являє собою фільтр нижніх частот, у якого

індуктивний елемент увімкнений послідовно в лінію живлення ПСЕ, і по котушці індуктивного елемента протікає весь робочий струм, який споживається ПСЕ від мережі електроживлення.

Для того, щоб запобігти насиченню осердя при протіканні через котушку робочого струму від ПСК, в якості індуктивних елементів ЗЗФ доцільно використовувати дроселі з компенсацією робочого струму. Це досягається зустрічним увімкненням котушок, по яких протікає робочий струм ПСЕ.

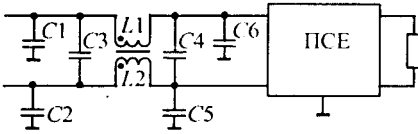


Рис. 10.12

Приклад схемного рішення для ЗЗФ, який ввімкнений на мережному вході ПСЕ однофазної мережі змінного струму, показано на рис.10.12.

На рисунку зображений однокаскадний П- подібний фільтр нижніх частот. Несиметричну заваду від ПСЕ (по колу фаза - корпус та нейтраль - корпус) зменшують котушки індуктивності  $L_1$ ,  $L_2$  разом з несиметричними конденсаторами  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_5$ ,  $C_6$ . Симетричну заваду (по колу фаза - нейтраль) зменшують симетричні конденсатори  $C_3$  та  $C_4$  разом із індуктивністю розсіювання  $L_3$ , увімкнених зустрічно котушкам індуктивності  $L_1$  та  $L_2$ .

За жорстких вимог до залишкового рівня завад від ПСЕ однокаскадний ЗЗФ слід доповнити ще одним-двома каскадами. При цьому для ефективного зменшення завад від ПСЕ у всьому регламентованому діапазоні частот необхідно забезпечити узгодження хвильових опорів окремих каскадів ФНЧ і кожен з каскадів помістити у радіогерметичний відсік. Зв'язок за силовим струмом між відсіками треба здійснювати за допомогою конденсаторів прохідного типу.

## 10.5. ОСНОВНІ ШЛЯХИ ТА СПОСОБИ ЗМЕНШЕННЯ ІМПУЛЬСНИХ ЗАВАД

Специфіка імпульсних завад порівняно з індустриальними радіозавадами (див. § 10.1) вимагає специфічних способів зменшення таких завад.

Зазвичай для захисту радіоелектронної апаратури від завад з мережі електроживлення використовують типові мережні заводо-захисні фільтри. Проте при встановленні такого фільтра на мережному вході ПСЕ можуть виникнути проблеми, пов'язані з імпульсним характером струму, який споживається ПСЕ від мережі, і з тим, що імпульсні завади з мережі електроживлення мають круті фронти і досягають амплітуд 1 кВ та більше.

Перша з названих особливостей може призвести до того, що мережний заводозахисний фільтр перетвориться на джерело мережних завад, друга — до того, що імпульс напруги на вході фільтра, який з'єднаний з входом ПСЕ, може навіть перевищувати за амплітудою імпульс, що поступає на фільтр з мережі електроживлення. У такому випадку можуть вийти з ладу як елементи самого фільтра, так і вхідні кола ПСЕ.

Основна ідея побудови фільтрів для фільтрації імпульсів напруги полягає у переході від схем  $LC$ -фільтрів до схем  $RLC$ -фільтрів (рис. 10.13).

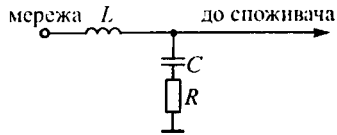


Рис. 10.13

Експериментальна перевірка показала, що такий фільтр може зменшувати амплітуду імпульсної завади у 4...7 разів. При необхідності більшої заводозахисної дії слід вмикати каскадно 2...3 ланки, зображених на рис. 10.13.

Ефективним засобом зменшення імпульсних завад, що надходять з мережі електроживлення на мережний вхід від ПСЕ, є двополосники з різко нелінійною ВАХ — газові розрядники, варистори та обмежувальні діоди швидкої дії (останні часто називають супресорами).

Типові ВАХ названих вище двополосників показані на рис. 10.14: (1 — ВАХ газового розрядника; 2 — ВАХ варистора з окису цинку; 3 — ВАХ обмежувального діода).

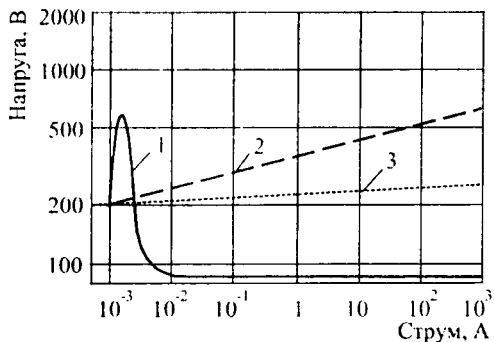


Рис. 10.14



Розрядники у порівнянні з іншими типами обмежувачів мають досить високі робочі напруги (до 1 кВ і вище) і великий допустимий струм (до 10 кА і більше), що дозволяє використовувати їх для захисту з мережі електроживлення та споживачів від потужних грозових розрядів. Але газовим розрядникам властивий серйозний недолік, який полягає у тому, що поріг спрацювання розрядника, тобто напруга, за якої розрядник лавиноподібно переходить з непровідного стану у провідний, сильно залежить від швидкості зростання напруги на затискачах розрядника. Іншими словами, розрядник має затримку вмикання, значення якої прямопропорційно швидкості зростання напруги. Для ілюстрації сказаного на рис. 10.15 показані вольт-секундні характеристики газового розрядника (1), варистора з окису цинку (2) та обмежувального діода (3).

З розгляду рис. 10.15 видно, що інерційність спрацювання розрядника, значно менша інерційності варистора, а обмежувальний

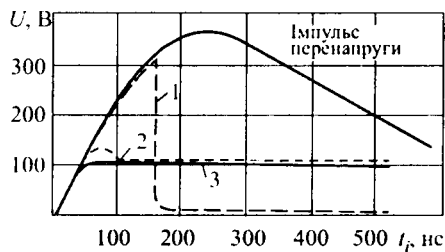


Рис. 10.15

діод має практично безінерційне спрацювання.

Сказане вище дозволяє зробити висновок, що для захисту ПСЕ від імпульсних завад з мережі електроживлення найбільш придатні варистори або обмежувальні діоди.

Приклад захисту вхідних кіл ПСЕ за допомогою варистора показаний на рис. 10.16; захист аналогових та цифрових інтегральних схем, які входять до схеми керування, контролю та сигналізації ПСЕ за допомогою обмежувальних діодів показано на рис. 10.17.

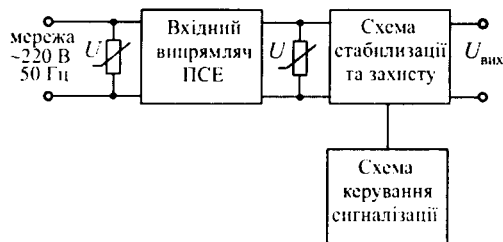


Рис. 10.16

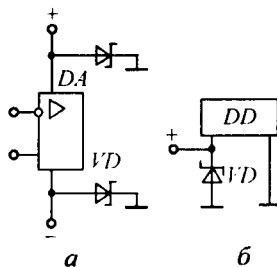


Рис. 10.17

## Приклади

**Приклад 10.1.** Розрахувати ЕПФ для однофазної двопівперіодної мережі змінного струму з робочою напругою  $U_p = (220 - 10\%) \text{ В}$ , 50 Гц. Робочий струм споживання  $I_p = 3 \text{ А}$ . Вносиме фільтром загасання  $d_{\text{вн}}$  для несиметричної завади повинно бути не меншим за 46 дБ у діапазоні частот з нижньою частотою  $f_n = 100 \text{ кГц}$ .

Розв'язання. 1. З конструктивних та економічних міркувань вибираємо Т- подібний або П- подібний тип ланки ФНЧ. Вибираємо П- подібну схему ФНЧ.

2. Задасмо кількість  $n$  ланок, починаючи з  $n = 1$ .

3. Вносиме загасання  $d_{\text{вн}}$  фільтра з  $n$  ланок на одну октаву (тобто в такому діапазоні частот, де верхня частота вдвічі перевищує нижню)

$$d_{\text{вн}} = (2n + 1) \cdot 6 = (2 \cdot 1 + 1) \cdot 6 = 18 \text{ дБ}.$$

4. Кількість  $n_{\text{окт}}$  октав від частоти  $f_n$  до частоти зрізу ФНЧ

$$n_{\text{окт}} = d_{\text{вн}} [\text{дБ}] / d_{\text{окт}} = 46/8 \approx 2,5.$$

5. Частота зрізу фільтра

$$f_{\text{зр}} = f_n / 2 = \frac{100 \cdot 10^3}{2^{2,5}} \approx \frac{100 \cdot 10^3}{5,66} \approx 17,7 \text{ кГц}.$$

6. Імпеданс  $z_{\text{ек}}$  електричного кола, де буде стояти фільтр,

$$z_{\text{ек}} = U_{\text{pmin}} / I_{\text{pmax}} = 220 - 10\% / 3 = 66 \text{ Ом}.$$

7. Індуктивність  $L_n$  та ємність  $C_n$

$$L_n = z_{\text{ек}} / 2\pi f_{\text{зр}} = 66 / 2\pi \cdot 17,7 \cdot 10^3 = 0,59 \text{ мГн}.$$

$$C_n = 1 / (2\pi f_{\text{зр}} z_{\text{ек}}) = 1 / (2\pi \cdot 17,7 \cdot 10^3 \cdot 66) = 136 \text{ пФ} \approx 0,14 \text{ мкФ}.$$

8. Для схеми П- подібного ФНЧ (рис. 10.6) індуктивність послідовного елемента  $L = L_n = 0,59 \text{ мГн}$  і  $C = C_n / 2 = 0,14 / 2 = 0,07 \text{ мкФ}$ .

Такі значення індуктивності дроселя та ємності конденсаторів П- подібної схеми ФНЧ нескладно одержати, тому розрахунок схеми ФНЧ можна на цьому закінчити.

Якщо обчислені  $L$  і  $C$  вийшли занадто великими, то потрібно повернутись до п. 2 розрахунку, задати  $n = 2$  (тобто перейти до розгляду двокаскадного ФНЧ) і повторити розрахунок по пп. 3...8.

## Контрольні запитання

1. З яких складових складається електромагнітна сумісність у електротехніці?
2. За якими діями визначається кондуктивна завадостійкість електротехнічного устаткування?
3. За якими діями визначається індуктивна завадостійкість електротехнічного устаткування?
4. За якими видами завад визначається індуктивна завадоємісія з систем?
5. За якими видами завад визначається кондуктивна завадоємісія з систем?
6. Яким вимогам повинна відповідати конструкція силового електронного пристрою по забезпеченню безпеки?
7. Що впливає на величину і частотний спектр електромагнітних випромінювань напівпровідникових перетворювачів?
8. Які види електромагнітних завад розрізняють у силових електронних пристроях?
9. Які шляхи поліпшення електромагнітної сумісності вентильних перетворювачів з живильною мережею?
10. Які методи боротьби з завадами передбачаються в силових електронних пристроях при їх проектуванні та виготовленні?
11. Від яких параметрів декількох споживачів залежить їх принциповий зворотний вплив на живильну мережу?

## СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Автономные инверторы / Ю.П. Гончаров, В.В. Ермуратский, Э.И. Заика, А.Ю. Штейнберг. – Казань: 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. Берштейн И.Я. Тиристорные преобразователи частоты с непосредственной связью. – М.: Энергия, 1977. – 280 с.
10. Бирзникс Л.В. Импульсные преобразователи постоянного тока. – М.: Энергия, 1974.– 256 с.
11. Булатов О.Г., Царенко А.И. Тиристорно-конденсаторные преобразователи. – М.: Энергоиздат, 1982. – 216 с.
12. Бурков А.Т. Электронная техника и преобразователи. – М.: Транспорт, 1999. – 464 с.
13. Васильев В.И., Ильясов Б.Г. Интеллектуальные системы управления с использованием нечеткой логики. – Уфа: УГА-ТИ, 1995. – 80 с.

14. Векслер Г.С., Пилинский В.В. Электропитающие устройства электроакустической и кинотехнической аппаратуры. – К.: Вищ. шк. Головное изд-во, 1986. – 386 с.
15. Вентильные преобразователи переменной структуры / В.Е. Тонкаль, В.С. Руденко, В.Я. Жуйков и др. – К.: Наук. думка, 1989. – 336 с.
16. Воронин П.А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение. – М.: Издательский дом Додэка-XXI, 2001. – 384 с.
17. Высокочастотные транзисторные преобразователи / Э.М. Ромаш, Ю.И. Драбович, Н.Н. Юрченко, П.Н. Шевченко. – М.: Радио и связь, 1988. – 288 с.
18. Гельман М.В., Лохов С.П. Тиристорные регуляторы переменного напряжения. – М.: Энергия, 1975. – 104 с.
19. Герман-Галкин С. Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в Matlab 6.0. – СПб.: Коронапринт, 2001. – 305 с.
20. 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.
21. Денисов А.И., Зволинский В.М., Руденко В.С. Вентильные преобразователи в системах точной стабилизации. – К. Наук. думка, 1977. – 249 с.
22. Джюджи Л., Пели Б. Силовые полупроводниковые преобразователи частоты: Теория, характеристики, применение. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 400 с.
23. Долбня В.Т., Сокол Е.И. Исследование переходных процессов в преобразователях путем отображения на комплексную плоскость. – Харьков: Вища шк., 1988. – 136 с.
24. Донской А.В., Кулик В.Д. Теория и схемы тиристорных инверторов повышенной частоты с широтно-импульсным регулированием. – Л.: Энергия, 1980. -158 с.
25. 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.
26. 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. – Харків: Фоліо, 2002. – Т.2. Аналогові та імпульсні пристрої. – 510 с.
27. Електроніка і мікросхемотехніка : У 4-х т. Том 3. Цифрові пристрої : Підручник / За ред. В.І. Сенька.– К.: Каравелла, 2008. – 400 с.
28. Жежеленко И.В. Высшие гармоники в системах электро-снабжения промпредприятия. – М.: Энергоатомиздат, 1994. – 272 с.
29. Жемеров Г.Г. Тиристорные преобразователи частоты с непосредственной связью. – М.: Энергия, 1977. – 280 с.
30. Жуйков В.Я., Павлов В.Б., Стржелецки Р.Г. Системы упреждающего управления вентиляльными преобразователями. – К.: Наук. думка, 1991. – 240 с.
31. Забродин Ю.С. Промышленная электроника. – М.: Высш. шк., 1982. – 496 с.
32. Забродин Ю.С. Автономные тиристорные инверторы с широтно-импульсным регулированием. – М.: Энергия, 1977. – 136 с.
33. Зиновьев Г.С. Основы силовой электроники: Учеб. пособие. – Изд. 2-е, испр. и доп. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2003. – 664 с.
34. Зиновьев Г.С. Прямые методы расчета энергетических показателей вентиляльных преобразователей. – Новосибирск: Изд-во Новосиб. ун-та, 1990. – 220 с.
35. Зорі А.А., Бойко В.І. Аналогова схемотехніка електронних систем: Навчальний посібник – Донецьк: Дон НТУ, 2003. – 324 с.

36. Интеллектуальные системы управления с использованием нейронных сетей / В.И. Васильев, Б.Г.Ильясов, С.С. Волеев и др. – Уфа: Уфим. гос. авиац. техн. ун-т , 1997. – 92 с.
37. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры: Справочник/ Г.С. Нейфельт, К.Б. Мазель, Ч.И. Хусаинов и др., Под ред. Г.С. Нейфельта. – М.: Радио и связь, 1983. – 576 с.
38. Каганов И.Л. Электронные и ионные преобразователи. – М.: Госэнергоиздат, 1956. – 528 с.
39. Кириленко О.В. , Жуйков В.Я., Денисюк С.П., Рибіна О.Б. Системи силової електроніки та методи їх аналізу. – К.: “Текст”, 2006. – 488 с.
40. Кобзев А.В. Многозонная импульсная модуляция. – Новосибирск: Наука, 1983. – 216 с.
41. Коссов О.А. Усилители мощности на транзисторах в режиме переключений. – Изд. 2-е, перераб и доп. – М.: Энергия, 1971. – 432 с.
42. 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.
43. Комплектные тиристорные электроприводы: Справочник. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 396 с.
44. Лабунцов В.А., Ривкин Г.А., Шевченко Г.И. Автономные тиристорные инверторы. – М.: Энергия, 1967. – 159 с.
45. Липковский К.А. Трансформаторно-ключевые исполнительные структуры преобразователей переменного напряжения. – К.: Наук. думка, 1983. – 216 с.
46. Маевский О.А. Энергетические показатели вентильных преобразователей. – М.: Энергия, 1978. – 320 с.
47. Мерабишвили П.Ф., Ярошенко Е.М. Нестационарные электромагнитные процессы в системах с вентилями . – Кишинев: Штиинца, 1980. – 208 с.

48. Милях А.Н., Волков И.В. Системы неизменного тока на основе индуктивно-емкостных преобразователей. – К.: Наук.думка, 1974. – 216 с.
49. Милях А.Н., Шидловский А.К., Кузнецов В.Г. Схемы симметрирования однофазных нагрузок в трехфазных цепях. – К.: Наук. думка, 1973. – 219 с.
50. Михальський В.М., Соболев В.М., Чехет Е.М. Векторна широтно-імпульсна модуляція в матричних перетворювачах. Навчальний посібник. – К.: Ін-т електродинаміки НАН України, 2003. – 74с.
51. Моин В.С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 376 с.
52. Мыцык Г.С. Основы структурно-алгоритмического синтеза источников вторичного электропитания. – М.: Изд-во МЭИ, 1989. – 108 с.
53. Немцев Г.А., Ефремов Л.Г. Энергетическая электроника. – М.: Пресс-сервис, 1994. – 320 с.
54. Олещук В.И., Чаплыгин Е.Е. Вентильные преобразователи с замкнутым контуром управления. – Кишинев: Штиинца, 1982. – 146 с.
55. Перетворювальна техніка. Частина 1: Підручник / В.С. Руденко, В.Я. Ромашко, В.Г. Морозов. – К.: ІСДО, 1996. – 262 с.
56. 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.
57. Подавление электромагнитных помех в цепях электропитания / Г.С. Векслер, В.С. Недочетов, В.В. Пилинский и др. – К.: Тэхніка, 1990. – 167 с.
58. Поликарпов А.Г., Сергиенко Е.Ф. Однотактные преобразователи напряжения в т электропитания РЭА. – М.: Радио и связь, 1989. – 160 с.
59. Поликарпов А.Г., Сергиенко ЕФ. Импульсные регуляторы и преобразователи постоянного напряжения. – М.: Изд-во МЭИ, 1998. – 80с.



60. Полупроводниковые выпрямители/ Под ред. Ф.И. Ковалева. – М.: Энергоатомиздат, 1978. – 448 с.
61. Полупроводниковые преобразователи электрической энергии / А. Крогерис, К. Рашевиц, Л. Рутманис и др. – Рига: Зикатне, 1969. – 531 с.
62. Попков О.З. Основы преобразовательной техники. Неуправляемые выпрямители: Конспект лекций. – М.: Изд-во МЭИ, 2001. – 64 с.
63. Промислова електроніка: Підручник / В.С. Руденко, В.Я. Ромашко, В.В. Трифонюк, К.: – Либідь, 1993. – 432 с.
64. Прянишников В.А. Электроника: Курс лекций – СПб.: Корона принт, 1998. – 400 с.
65. Розанов Ю.К. Полупроводниковые преобразователи со звуком повышенной частоты – М.: Энергоатомиздат, 1987 – 184 с.
66. Розанов Ю.К. Основы силовой электроники. – М.: Энергоатомиздат, 1992. – 296 с.
67. Розанов Ю.К., Рябчицкий М.В., Квасюк А.А. Силовая электроника: Учебник для вузов. – М.: Издательский дом МЭИ, 2007. – 632 с.
68. Ромаш Э.М. Источники вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры. – М.: Радио и связь, 1981. – 224 с.
69. Руденко В.С., Жуйков В.Я., Коротеев И.Е. Расчет устройств преобразовательной техники. – К.: Техника, 1980. – 136 с.
70. Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М. Основы преобразовательной техники. – 2-е изд. перераб. и доп. – М.: Высшая школа, 1980. – 424 с.
71. Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М. Преобразовательная техника. – К.: Вища школа, 1983. – 424 с.
72. Руденко В.С., Сенько В.И., Трифонюк В.В. Основы промышленной электроники. – К.: Вища школа, 1985. – 400 с.
73. Руденко В.С., Сенько В.И., Трифонюк В.В. Приборы и устройства промышленной электроники. – К.: Техніка, 1990. – 368 с.

74. Северс Р., Блум Г. Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 294 с.
75. Сен П. Тиристорные электроприводы постоянного тока. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 232 с.
76. Сергеев Б С. Схемотехника функциональных узлов источников вторичного электропитания: Справочник. – М.: Радио и связь, 1992. – 224 с.
77. Сергеев Б.С., Чечулина А.Н. Источники электропитания электронной аппаратуры железнодорожного транспорта. – М.: Транспорт, 1998. – 280 с.
78. Силовая электроника. Примеры и расчеты. – М.: Энергоатомиздат, 1982. – 384 с.
79. Силовая электроника: Словарь терминов русско-английский. – М.: ОСЭ, 2001. – 80 с.
80. Силова електроніка: Словник термінів українсько-англійський. – К.: Інститут електродинаміки НАН України, 2003. – 87 с.
81. Синчук О.Н., Юрченко Н.Н., Чернышев А.А. и др. Комбинаторика преобразователей напряжения современных тяговых электроприводов рудничных электровозов / Под ред. О.П. Синчука. – К.: ИЭД НАН Украины, 2006. – 251 с.
82. Системы электропитания космических аппаратов / Б.П. Соустин, В.И. Иванчура, А.И. Чернышев, Ш.Н. Исляев. – Новосибирск: ВО Наука, 1994. – 318 с.
83. Солодунов А.М., Иньков Ю.М., Коваливкер Г.Н., Литовченко В.В. Преобразовательные устройства электропоездов с асинхронными тяговыми двигателями. – Рига: Зинатне, 1991. – 351 с.
84. Солодухо Я.Ю. Тенденции компенсации реактивной мощности. Ч. 1: Реактивная мощность при несинусоидальных режимах работы. – М.: Информэлектро, 1987. – 50 с.
85. Справочник по преобразовательной технике. – К.: Техника, 1978. – 447 с.

86. Стабилизированные автономные инверторы с синусоидальным выходным напряжением / Ф.И. Ковалев, Г.П. Мосткова, В.А. Чванов, А.И. Толкачев. – М.: Энергия, 1972. – 152 с.
87. Стабилизаторы постоянного напряжения с широтно-импульсными и частотно-импульсными квазирезонансными преобразователями / Денисов Ю.А. – К.: Изд. Института электродинамики НАН Украины, 2001. – 146 с.
88. Тиристорные генераторы ультразвуковой частоты / С.В. Шапиро, В.Г. Казанцев, В.В. Карташев, Р.Н. Киямов. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 142 с.
89. Тодоров Т., Алексеев Д., Маджаров Н, Иванов П. Автономные инверторы / Под ред. Т.С. Тодорова. – Габрово, 1996. – 210 с.
90. Толстов Ю.Г. Автономные инверторы тока. – М.: Энергия, 1978. – 208 с.
91. Тонкаль В.Е., Гречко Э.Н., Кулешов Ю.Е. Оптимальный синтез автономных инверторов с амплитудно-импульсной модуляцией. – К.: Наук. Думка, 1987. – 220 с.
92. Транзисторные преобразователи с улучшенной электромагнитной совместимостью / А.К. Шидловский, А. В. Козлов, Н.С. Комаров, Г.А. Москаленко. – К.: Наук. думка, 1993. – 271 с.
93. Файнштейн В.Г., Файнштейн Э.Г. Микропроцессорные системы управления тиристорными электроприводами. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 240 с.
94. Фред К. Ли. Высокочастотные квазирезонансные преобразователи: Пер. с английского. – М.: Мир, 1988. Том 76.
95. Хохлов Ю.И. Компенсированные выпрямители. – Челябинск: Изд-во ЧГТУ, 1995. – 355 с.
96. Четти П. Проектирование ключевых источников электропитания. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 240 с.
97. Чехет Э.М., Мордач В.П., Соболев В.Н. Непосредственные преобразователи частоты для электропривода. – К.: Наук. думка, 1988. – 224 с.

98. Чиженко И.М., Руденко В.С., Сенько В.И. Основы преобразовательной техники. – М.: Высш. шк., 1974. – 430 с.
99. Шваб А. Электромагнитная совместимость. – М.: Энергоатомиздат, 1995. – 480 с.
100. Шидловский А.К., Кузнецов В.Г. Повышение качества энергии в электрических сетях. – К.: Наук. думка, 1985. – 268 с.
101. Шидловский А.К., Федий В.С. Частотно-регулируемые источники реактивной мощности. – К.: Наук. думка, 1980. – 304 с.
102. Шипилло В.П. Автоматизированный вентильный электропривод. – М.: Энергия, 1969. – 400 с.
103. Электрические и электронные аппараты / Под ред. Ю.К. Розанова. – М.: Информэлектро, 2001. – 752 с.
104. Электромагнитная совместимость электроприемников промышленных предприятий / А.К. Шидловский, Б.П. Борисов, Г.И. Вагин и др. - К.: Наук. думка, 1992. – 236 с.
105. Электротехническая совместимость электрооборудования автономных систем / Под ред. А.П. Булекова. – М.: Энергоатомиздат, 1995. – 352 с.
106. Энергетическая электроника: Справ. пособие. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 464 с.

Навчальне видання

**СЕНЬКО Віталій Іванович**  
**ПАНАСЕНКО Микола Васильович**  
**СЕНЬКО Євген Віталійович**  
**ЮРЧЕНКО Микола Миколайович**  
**СЕНЬКО Лариса Іванівна**  
**ЯСІНСЬКИЙ Василь Васильович**

# **ЕЛЕКТРОНІКА і МІКРОСХЕМОТЕХНІКА**

У 4-х томах

Том 4

## **СИЛОВА ЕЛЕКТРОНІКА**

Книга 2

За редакцією  
доктора технічних наук, професора  
В.І. Сенька

Здано на складання 01.09.2012 р. Підписано до друку 09.01.2013 р.  
Формат 70x108/16. Папір офсетний. Друк офсетний. Гарнітура Times.  
Ум. друк. арк. 17,5. Обл.-вид. арк 18,85.

Видавництво «Каравела»,  
просп. Рокосовського, 8а, м. Київ, 04201, Україна.

Тел. (044) 592-39-36, (050) 355-77-75.

E-mail: [caravela@ukr.net](mailto:caravela@ukr.net)

[WWW.CARAVELA.KIEV.UA](http://WWW.CARAVELA.KIEV.UA)

Свідоцтво про внесення суб'єкта видавничої справи до  
Державного реєстру видавців, виготівників і розповсюджувачів  
видавничої продукції: ДК №2035 від 16.12.2004 р.

Віддруковано з готових діапозитивів  
в друкарні ТОВ «Друкарня «Рута»  
(свід. Серія ДК №4060 від 29.04.2011 р.)  
м. Кам'янець-Подільський, вул. Пархоменка, 1