МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

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

ЕЛЕКТРОНІКА І МІКРОСХЕМОТЕХНІКА

ПРАКТИКУМ

Рекомендовано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського
як навчальний посібник для здобувачів ступеня бакалавра за
спеціальністю 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»

Київ
КПІ ім. Ігоря Сікорського
2021

Рецензенти: *Резцов В.Ф.,* д-р техн. наук, член-кореспондент НАН України, професор кафедри відновлюваних джерел енергії факультету електроенерготехніки та автоматики
Юрченко О.М., д-р техн. наук, професор, завідувач відділу транзисторних перетворювачів Інституту електродинаміки НАН України

Відповідальний редактор *Перетятко Ю.В.,* канд. техн. наук, доцент

Гриф надано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського (протокол № 2 від 09.12.2021 р.) за поданням Вченої ради факультету електроенерготехніки та автоматики (протокол № 4 від 22.11.2021 р.)

Електронне мережне навчальне видання

Островерхов Микола Якович, д-р техн. наук, проф.
Сенько Віталій Іванович, д-р техн. наук, проф.
Чибеліс Валерій Іванович, канд. техн. наук, доц.

ЕЛЕКТРОНІКА І МІКРОСХЕМОТЕХНІКА
ПРАКТИКУМ

Електроніка і мікросхемотехніка: Практикум [Електронний ресурс]: навч. посіб. для студ. спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка» / М. Я. Островерхов; В. І. Сенько, В. І. Чибеліс, КПІ ім. Ігоря Сікорського. – Електронні текстові дані (1 файл: 6,5 Мбайт). – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2021. – 223 с.

У навчальному посібнику наведено приклади розв’язанні типових задач з основних розділів електроніки: логічних основ цифрових пристроїв, імпульсних пристроїв на логічних елементах, випрямлячів, залежних інверторів, джерел вторинного електроживлення електронної апаратури, перетворювачів постійної напруги в постійну, регуляторів з фазовим способом регулювання вихідної напруги, автономних інверторів.

Призначено для студентів Факультету електроенерготехніки та автоматики і Інституту енергозбереження та енергоменеджменту, які навчаються за спеціальністю 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»

©М. Я. Островерхов, В. І. Сенько, В. І. Чибеліс
© КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2021

ЗМІСТ

Передмова 5
.
Розділ 1. ЛОГІЧНІ ОСНОВИ ЦИФРОВИХ ПРИСТРОЇВ
1.1. Основні поняття та закони булевої алгебри . . . . . …6
1.2. Стандартні форми зображення логічних функцій 21
1.3. Мінімізація логічних функцій 25
1.3.1. Аналітичний метод 26
1.3.2. Метод карт Вейча і карт Карно. 28
1.3.3. Мінімізація частково визначених логічних функцій 37
1.3.4. Мінімізація системи логічних функцій 39
1.3.5. Синтез логічних пристроїв у базисах АБО–НЕ та І–НЕ 41
1.4. Деякі особливості побудови схем логічних пристроїв 44
1.5. Класифікація логічних пристроїв 50

Розділ 2. ІМПУЛЬСНІ ПРИСТРОЇ НА ЛОГІЧНИХ ЕЛЕМЕНТАХ
2.1. Формувачі імпульсів на логічних елементах 52
2.2. Автоколивні генератори на логічних елементах 57
2.2.1. Автоколивний мультивібратор на логічних елементах 57
2.2.2. Автогенератор з часозадавальним *RC*-колом 62
2.3. Одновібратори на логічних елементах 71

Розділ 3. ВИПРЯМЛЯЧІ
3.1. Однофазні некеровані випрямлячі 75
3.2. Трифазні некеровані випрямлячі 91
3.3. Однофазні керовані випрямлячі 98
3.4. Трифазні керовані випрямлячі 113

Розділ 4. ЗАЛЕЖНІ ІНВЕРТОРИ
4.1. Однофазний інвертор з середньою точкою 119
4.2. Трифазний мостовий інвертор 120

Розділ 5. ДЖЕРЕЛА ВТОРИННОГО ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ ЕЛЕКТРОННОЇ АПАРАТУРИ
5.1. Транзисторні згладжувальні фільтри 123
5.2. Безперервні (лінійні) напівпровідникові стабілізатори напруги та струму 132
5.2.1. Параметричні стабілізатори напруги 132
5.2.2. Компенсаційні лінійні стабілізатори напруги 138

5.2.3. Стабілізатори на інтегральних мікросхемах 144
5.3. Транзисторні перетворювачі напруги з самозбудженням 145

Розділ 6. ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ В ПОСТІЙНУ
6.1. Нереверсивні імпульсні перетворювачі постійної напруги в постійну на повністю керованих вентилях без гальванічного розв'язання між входом і виходом. 149
6.1.1. Нереверсивні знижувальні імпульсні перетворювачі постійної напруги (*Buck Converter*) 149
6.2. Імпульсні перетворювачі постійної напруги в постійну на повністю керованих вентилях з гальванічним розв'язанням між входом і виходом 156
6.2.1. Однотактний перетворювач постійної напруги з прямим ввімкненням випрямного діода. 156
6.2.2. Однотактний перетворювач постійної напруги зі зворотним ввімкненням випрямного діода і незалежним збудженням 161
6.2.3. Двотактний імпульсний перетворювач постійної напруги . . . 164
6.3. Імпульсні перетворювачі постійної напруги на не повністю керованих вентилях (тиристорах) 166

Розділ 7. РЕГУЛЯТОРИ З ФАЗОВИМ СПОСОБОМ РЕГУЛЮВАННЯ ВИХІДНОЇ НАПРУГИ 177

Розділ 8. АВТОНОМНІ ІНВЕРТОРИ
8.1. Автономні інвертори струму на не повністю керованих вентилях 184
8.2. Автономні резонансні інвертори 189
8.2.1. Резонансні інвертори без зворотних діодів. 189
8.2.2. Резонансні інвертори зі зворотними діодами 198
8.3. Автономні інвертори напруги 205
8.3.1. Інвертори напруги на повністю керованих вентилях 205
8.3.2. Інвертори напруги на не повністю керованих вентилях 214

Список літератури 222

ПЕРЕДМОВА

Навчальний посібник «Електроніка і мікросхемотехніка. Практикум» призначений для здобувачів ступеня бакалавра за спеціальністю 141-«Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка», що навчаються за відповідними освітніми програмами.

Авторський колектив при підготовці навчального посібника використав багаторічний досвід методичної та викладацької роботи, накопичений ним при викладанні дисциплін «Силова перетворювальна техніка», «Промислова електроніка», «Електроніка та мікросхемотехніка», «Силова електроніка та мікросхемотехніка», «Мікропроцесори та цифрова електроніка», «Комп'ютерна електроніка - 1. Аналогова електроніка», «Комп'ютерна електроніка – 2. Цифрова електроніка», «Промислова електроніка», «Системи електроживлення електронної апаратури».

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

РОЗДІЛ 1

ЛОГІЧНІ ОСНОВИ ЦИФРОВИХ ПРИСТРОЇВ

1.1. ОСНОВНІ ПОНЯТТЯ ТА ЗАКОНИ БУЛЕВОЇ АЛГЕБРИ

Логіка є основою будь-якого керування, тому основу всієї сучасної обчислювальної техніки складають логічні (або цифрові) інтегральні схеми, які реалізують найпростіші логічні функції.

Логічною функцією називається функція виду $y = f(x_1, x_2, x_3, ..., x_n)$, яка, як і її аргументи, може приймати тільки два значення — "істинності" або "хибності" (заперечення) ("так" або "не так", "плюс" або "мінус", "ввімкнено" або "вимкнено", "логічна одиниця" або "логічний нуль" та ін.). У зв'язку з цим найзручнішим математичним апаратом для аналізу та синтезу цифрових схем є алгебра логіки (булева алгебра). Цей математичний апарат був розроблений математиком Джорджем Булем. У булевій алгебрі символи "0" та "1" характеризують стани змінних та їх функцій, і тому не можна розглядати ці символи як арифметичні числа. Алгебра логіки — це алгебра станів, а не алгебра чисел, і їй властиві на відміну від звичайної алгебри логічні дії над станами.

Якщо кожному значенню аргументу відповідає тільки одне значення логічної функції, така функція називається однозначною, якщо два або більше — багатозначною. Для будь-якої логічної функції від n змінних існує число $N = 2^n$ різних наборів, і якщо на цих наборах функція визначена, то число логічних функцій від n змінних $(x_1, x_2, x_3, ..., x_n)$ визначається як $M = 2^N = 2^{2^n}$.

Однозначна функція (функція одного аргументу) $y = f(x)$ має $N = 2$ можливих значень аргументів (0, 1) і два різних значення функції (0, 1), що в результаті дає 2^2 різних однозначних булевих функцій (див. табл. 1.1. Ця таблиця називається таблицею істинності.

Таблиця 1.1

Аргумент x	Функції			
	$f_0(x)$	$f_1(x)$	$f_2(x)$	$f_3(x)$
0	0	0	1	1
1	0	1	0	1

Відзначимо особливості цих функцій. По-перше, відзначимо, що функції f_0 та f_3 не залежать від аргументу x. Тому функція f_0 називається константою 0, а f_3 — константою 1. Функція f_1 повністю співпадає з аргументом x, тому що вона приймає значення, яке дорівнює нулю при $x=0$, і дорівнює одиниці при $x=1$. Тому $f_1 = x$. Функція f_2 приймає значення, яке дорівнює одиниці при $x=0$, і навпаки, при $x=1$ її значення дорівнює нулю. Ця функція називається інверсією і позначається за допомогою горизонтальної риски "–" над аргументом: $f_2 = \bar{x}$ ($\bar{x}$ читається: НЕ x).

Із табл. 1.1 видно, що за допомогою функції f_2 між усіма функціями одного аргументу можна встановити наступні зв'язки

$$f_0 = \bar{f}_3 = 0 = \bar{1};$$
$$f_1 = \bar{f}_2 = x = \bar{\bar{x}}.$$

Дві риски над аргументом x означають, що інверсія береться двічі.

При $n=2$ можливе число наборів значень дорівнює $2^2 = 4$, а число функцій $2^4 = 16$. Усі існуючі функції двох аргументів x_1 та x_2 наведені в табл. 1.2.

Аналіз таблиці показує, що шість функцій відомі:

$f_0 = 0$ (константа нуль), $f_5 = x_2$ (аргумент x_2),

$f_{15} = 1$ (константа одиниця), $f_{12} = \bar{x}_1$ (інверсія x_1),

$f_3 = x_1$ (аргумент x_1), $f_{10} = \bar{x}_2$ (інверсія x_2).

Десять функцій, які залишилися, мають самостійне значення.

Таблиця 1.2

Аргументи		Функції															
x_1	x_2	f_0	f_1	f_2	f_3	f_4	f_5	f_6	f_7	f_8	f_9	f_{10}	f_{11}	f_{12}	f_{13}	f_{14}	f_{15}
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1
0	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1
1	0	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1
1	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1

Функція f_1 називається *кон'юнкцією* або логічним множенням. Вона дорівнює одиниці тільки в тому випадку, коли обидва аргументи приймають значення одиниці. Цю операцію називають операцією **І.**

Функцію f_2 називають *забороною* по x_2. Ця функція дорівнює одиниці тільки в одному випадку — при рівності першого аргументу x_1 одиниці, а другого (x_2) нулю. Якщо аргументи поміняти місцями, то можливо знайти ще одну функцію заборони. Ця функція f_4 — заборона по x_1.

Функція f_6 називається *нерівнозначністю*. Її ще називають сумою за модулем 2 або **ВИКЛЮЧНЕ АБО**, тому що значення цієї функції являють собою порозрядну суму аргументів x_1 та x_2. Функція f_6 дорівнює одиниці тільки тоді, коли обидва аргументи відрізняються один від одного.

Функцію f_7 називають *диз'юнкцією* або логічним додаванням. Вона дорівнює одиниці, якщо хоча б один з аргументів дорівнює одиниці. Цю функцію часто називають також операцією **АБО.**

Функція f_8 називається *стрілкою Пірса* (або функцією Вебба). Вона дорівнює одиниці тільки в одному випадку — при рівності обох аргументів нулю. Слід відзначити, що значення функції f_8 є не що інше, як відповідні значення f_7, взяті з інверсією, тобто $f_8 = \overline{f}_7$. Тому функцію стрілка Пірса часто називають операцією **АБО-НЕ**.

У порівнянні з f_6 функція f_9 називається *рівнозначністю* (еквівалентність),

Таблиця 1.3

Функція	Позначення логічних операцій		Таблиця істинності					Як читається	Назва операції
			x_1	0	0	1	1		
	Основне	Додаткове	x_2	0	1	0	1		
f_1	$x_1 \cdot x_2$	$x_1 x_2$ $x_1 \wedge x_2$ $x_1 \& x_2$	$x_1 \cdot x_2$	0	0	0	1	x_1 і x_2	Кон'юнкція; логічне І; логічний добуток
f_7	$x_1 \vee x_2$	$x_1 + x_2$	$x_1 \vee x_2$	0	1	1	1	x_1 або x_2	Диз'юнкція; логічне АБО; логічна сума
$f_{13}(f_{11})$	$x_1 \to x_2$	$x_1 \supset x_2$	$x_1 \to x_2$	1	1	0	1	якщо x_1, то x_2; x_1 імплікує x_2	Імплікація
f_9	$x_1 \sim x_2$	$x_1 \equiv x_2$ $x_1 \leftrightarrow x_2$	$x_1 \sim x_2$	1	0	0	1	x_1 еквівалентно x_2	Еквіваленція; рівнозначність
f_6	$x_1 \oplus x_2$	$x_1 \neq x_2$	$x_1 \oplus x_2$	0	1	1	0	або x_1, або x_2; x_1 нееквівалентно x_2	Сума за модулем 2; нерівнозначність; нееквівалентність; виключне АБО
$f_2(f_4)$	$x_1 \Delta x_2$	$x_1 \not\to x_2$ $x_1 \not\supset x_2$	$x_1 \Delta x_2$	0	0	1	0	x_1 заборона по x_2; x_1, але не x_2	Заборона; заперечення імплікації
f_{14}	$x_1 \mid x_2$	—	$x_1 \mid x_2$	1	1	1	0	x_1 і x_2 несумісні	Логічне І-НЕ; елемент (штрих) Шеффера; заперечення кон'юнкції
f_8	$x_1 \downarrow x_2$	—	$x_1 \downarrow x_2$	1	0	0	0	ні x_1, ні x_2	Логічне АБО-НЕ; стрілка Пірса; функція Вебба; заперечення диз'юнкції
$f_{12}(f_{10})$	$\bar{x}$	$\neg x$	x	0		1		не x	Логічне НЕ; інверсія; логічне заперечення
			$\bar{x}$	1		0			

тому що вона приймає значення, яке дорівнює одиниці тільки за умови рівності обох аргументів.

Дві функції f_{11} та f_{13} називаються *імплікацією*. Функція f_{13} дорівнює нулю тільки в одному випадку — якщо перший аргумент x_1 дорівнює одиниці, а другий x_2 — нулю. Якщо за перший аргумент прийняти x_2, то це буде відповідати функції f_{11}.

Функція f_{14} називається *функцією Шеффера*. Вона дорівнює нулю тільки в одному випадку — при рівності одиниці обох аргументів. Через те, що значення f_{14} являють собою інверсії значень f_1, то за аналогією з f_8 функцію Шеффера часто називають операцією **І-НЕ.**

У табл. 1.3 наведені позначення логічних операцій, таблиця істинності та назва операції функцій двох аргументів.

Функції одного та двох аргументів називають елементарними логічними функціями, тому що логічні вирази цих функцій вміщують не більше однієї логічної операції.

Для складних функцій багатьох змінних також можна скласти таблицю істинності. У ній відображається значення функції для кожного набору (комбінації) значень аргументів. У табл.1.4 представлена одна з форм таблиці істинності складної функції чотирьох аргументів. При n аргументах число наборів їх значень складає 2^n і з зростанням n швидко збільшується число стовпців у таблиці. При великих n таблиця стає дуже громіздкою та незручною для використання.

Таблиця 1.4

Номери комбінацій	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
x_1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1
x_2	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1
x_3	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1
x_4	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
$f(x_1,x_2,x_3,x_4)$	1	0	0	1	0	1	1	0	0	0	0	1	1	0	1	1

Більшу компактність має інша форма таблиці істинності (табл. 1.5), у якій усі аргументи функції поділяються на дві групи. Стовпцям

Таблиця 1.5

x_3x_4 \ x_1x_2	00	01	11	10
00	1	0	0	1
01	0	1	0	0
11	0	1	0	1
10	1	0	1	1

і рядкам таблиці надають комбінації значень аргументів однієї та іншої групи. У клітинах, розташованих на перетині стовпців і рядків, записуються відповідні значення функції.

Таблична форма запису хоча й наочна і може бути застосована для довільного числа змінних, однак при аналізі властивостей функцій такий запис не є компактним. Для випадку чотирьох і більше змінних табличне зображення логічної функції є суттєво складнішим та громіздким. Простішим буде *числовий запис*, коли логічна функція задається у вигляді послідовності десяткових чисел, що є еквівалентами тих вхідних комбінацій, на яких дана функція набуває значення 1 або 0. Наприклад, таблицю істинності (табл. 1.4) легко переписати у числову форму: для вхідних комбінацій, на яких $f=1$, маємо $f=\overset{\vee}{1}(0,\ 3,\ 5,\ 6,\ 11,\ 12,\ 14,\ 15)$, а для комбінацій, на яких $f=0$, маємо $f=\overset{\vee}{0}(1,\ 2,\ 4,\ 7,\ 8,\ 9,\ 10,\ 13)$, де запис повністю зображує логічну функцію, подану табл. 1.4, і, як бачимо, є більш компактним.

Окрім табличного можливий і аналітичний спосіб запису логічної функції. У звичайній математиці аналітичний спосіб зображення функції припускає запис функції у вигляді математичного виразу, в якому аргументи функції зв'язані визначеними математичними операціями. Подібно цьому, аналітичний спосіб задання логічної функції передбачає запис функції у формі логічного виразу, який показує, які та в якій послідовності повинні виконуватися логічні операції над аргументами функції.

Для складного логічного виразу встановлено визначений порядок виконання операцій: спочатку виконуються операції інверсії, потім операції кон'юнкції і в останню чергу операції диз'юнкції. Наприклад, запис логічного виразу $x_1 \vee x_2 \cdot \overline{x}_3 \vee \overline{x}_4 \cdot x_2$ передбачає, що при обчисленні виразу спочатку виконуються операції інверсії $\overline{x}_3$ та $\overline{x}_4$, потім операції кон'юнкції $x_2 \cdot \overline{x}_3$ та $\overline{x}_4 \cdot x_2$ і в останню чергу операції диз'юнкції. Якщо треба порушити це правило, використовуються ду-

жки. Наприклад, $(x_1 \vee x_2) \cdot (\overline{x}_3 \vee \overline{x}_4)$. У цьому випадку спочатку виконуються операції в дужках (а якщо одні дужки вкладені в інші, то спочатку виконуються операції в самих внутрішніх дужках).

Останнім часом широке розповсюдження одержало так зване **кубічне** зображення логічної функції. Таке зображення використовує обмежене число символів і тому застосовується при автоматизації процесів логічного проектування цифрових схем.

Основою кубічної форми є зображення кожного набору вхідних змінних *n*-мірним вектором. Вершини цих векторів геометрично можуть бути зображені як вершини *n*-мірного куба. Якщо відзначити точками вершини векторів, для яких логічна функція дорівнює одиниці, то одержимо геометричне зображення функції у вигляді куба.

Приклад 1.1. Для логічної функції $f(x_1,\ x_2,\ x_3) = \overset{\vee}{1}(1,\ 2,\ 3,\ 5,\ 7)$ дати геометричне зображення у вигляді куба.

Р о з в' я з а н н я.

Графічне розв'язання задачі зображується рис. 1.1,*а*.

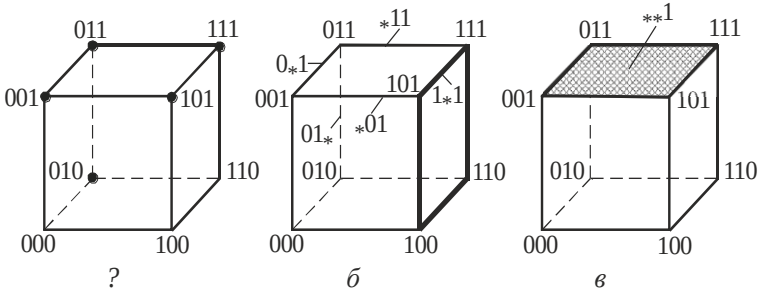


Рис. 1.1

Набори змінних, розташованих на кінцях ребер куба, відрізняються тільки однією змінною. Такі набори називаються *сусідніми*.

Кожну вершину куба, в якій функція приймає одиничне значення, називають *нулевим кубом* (0-кубом). Записується 0-куб послідовністю вхідних змінних, його утворюючих, тобто кодом, який відповідає конституенті одиниці. Множина нульових кубів утворює нульовий кубічний комплекс $\boldsymbol{K}_0$ логічної функції.

Якщо два нульових куби комплексу $\boldsymbol{K}_0$ відрізняються тільки однією координатою (змінною), тобто два набори змінних, для яких ло-

гічна функція дорівнює одиниці, є сусідніми, то вони утворюють *одиничний куб* (1-куб). Геометрично це відповідає ребру початкового *n*-мірного куба (рис. 1.1,*б*). 1-куб записується послідовністю спільних елементів 0-кубів, які його утворили, із зірочкою незбіжних елементів. Множина 1-кубів утворює одиничний кубічний комплекс $\boldsymbol{K}_1$.

Аналогічно, якщо два одиничних куба комплексу $\boldsymbol{K}_1$ відрізняються тільки однією координатою (змінною), то ці одиничні куби утворюють *двійковий куб* (2-куб). Геометрично це відповідає грані початкового *n*-мірного куба (рис. 1.1,*в*). 2-куб також записується послідовністю спільних елементів 1-кубів, які його утворили, з зірочкою незбіжних елементів, а множина двійкових кубів утворює двійковий кубічний комплекс $\boldsymbol{K}_2$. І так далі.

Приклад 1.2. Для логічної функції з прикладу 1.1 записати кубічні комплекси.

Р о з в' я з а н н я.

Нульовий кубічний комплекс вміщує п'ять елементів за числом конституент одиниці логічної функції: $\boldsymbol{K}_0 = (001, 010, 011, 101, 111)$.

Порівнюючи записані 0-куби, можна побачити, що 1-й та 3-й куби відрізняються тільки другим членом. Тому вони утворюють 1-куб виду $0*1$.

Аналогічно другий та третій 0-куби утворюють 1-куб $01*$ і т.д. Одиничний кубічний комплекс заданої логічної функції буде мати вигляд: $\boldsymbol{K}_1 = (0*1, 01*, 1*1, *11, *01)$.

Аналогічно можна одержати і двійковий кубічний комплекс, який складається з одного 2-куба: $\boldsymbol{K}_2 = (**1)$.

Розмірність куба (його *ранг*) визначається числом незбіжних координат, тобто числом зірочок у його запису.

Об'єднання кубічних комплексів, $\boldsymbol{K}_0, \boldsymbol{K}_1, \ldots, \boldsymbol{K}_m$ ля логічної функції n-змінних утворюють її кубічний комплекс: $\boldsymbol{K}(f) = \vee(\boldsymbol{K}_0, \boldsymbol{K}_1, \ldots, \boldsymbol{K}_m)$.

Основні аксіоми та закони булевої алгебри, які дозволяють робити різні тотожні перетворення формул булевої алгебри:

аксіоми

$$\begin{array}{lll} 1.\ x \vee 0 = x, & 5.\ x \cdot 0 = 0, & 9.\ \overline{0} = 1, \\ 2.\ x \vee 1 = 1, & 6.\ x \cdot 1 = x, & 10.\ \overline{1} = 0, \\ 3.\ x \vee x = x, & 7.\ x \cdot x = x, & 11.\ \overline{\overline{x}} = x; \\ 4.\ x \vee \overline{x} = 1, & 8.\ x \cdot \overline{x} = 0, & \end{array} \qquad (1.1)$$

закони

1. комутативності (переміщення) для диз'юнкції та кон'юнкції

$$x_1 \vee x_2 = x_2 \vee x_1,$$
$$x_1 \cdot x_2 = x_2 \cdot x_1; \qquad (1.2)$$

2. асоціативності (сполучення) для диз'юнкції та кон'юнкції

$$x_1 \vee x_2 \vee x_3 = (x_1 \vee x_2) \vee x_3 = x_1 \vee (x_2 \vee x_3),$$
$$x_1 \cdot x_2 \cdot x_3 = (x_1 \cdot x_2) \cdot x_3 = x_1 \cdot (x_2 \cdot x_3); \qquad (1.3)$$

3. дистрибутивності (розподілу)

$$x_1 \cdot (x_2 \vee x_3) = x_1 \cdot x_2 \vee x_1 \cdot x_3,$$
$$x_1 \vee x_2 \cdot x_3 = (x_1 \vee x_2) \cdot (x_1 \vee x_3); \qquad (1.4)$$

4. поглинання (x_1 поглинає x_2)

$$x_1 \vee x_1 \cdot x_2 = x_1,$$
$$x_1 \cdot (x_1 \vee x_2) = x_1; \qquad (1.5)$$

5. склеювання (по x_1)

$$(x_1 \vee x_2) \cdot (x_1 \vee \overline{x}_2) = x_1,$$
$$x_1 \cdot x_2 \vee x_1 \cdot \overline{x}_2 = x_1. \qquad (1.6)$$

В алгебрі логіки діє *принцип дуальності (двоїстості),* згідно з яким дві функції рівносильні одна одній, якщо на всіх можливих наборах змінних вони набувають одного і того самого значення, тобто $f_1(x_1, x_2, x_3, ..., x_n) = f_2(x_1, x_2, x_3, ..., x_n)$. Цей принцип є основою *правил де Моргана,* які стверджують, що інверсія кон'юнкції дорівнює диз'юнкції інверсій, а інверсія диз'юнкції — кон'юнкції інверсій:

$$\overline{x_1 \vee x_2} = \overline{x}_1 \cdot \overline{x}_2,$$
$$\overline{x_1 \cdot x_2} = \overline{x}_1 \vee \overline{x}_2. \qquad (1.7)$$

Ці правила слушні для будь-якого числа аргументів

$$\overline{x_1 \vee x_2 \vee \ldots \vee x_n} = \bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2 \cdot \ldots \cdot \bar{x}_n,$$

$$\overline{x_1 \cdot x_2 \cdot \ldots \cdot x_n} = \bar{x}_1 \vee \bar{x}_2 \vee \ldots \vee \bar{x}_n.$$

Корисними для практики є також наслідки принципу дуальності, зокрема:

$$x_1 \vee x_2 = \overline{\bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2}, \tag{1.8}$$

$$x_1 \cdot x_2 = \overline{\bar{x}_1 \vee \bar{x}_2}. \tag{1.9}$$

Деякі корисні співвідношення:

$$(x_1 \vee \bar{x}_2) \cdot x_2 = x_1 \cdot x_2, \tag{1.10}$$

$$x_1 \cdot \bar{x}_2 \vee x_2 = x_1 \vee x_2, \tag{1.11}$$

$$x_1 \cdot \bar{x}_2 \vee \bar{x}_1 \cdot x_2 = \overline{x_1 \cdot x_2} \cdot (x_1 \vee x_2), \tag{1.12}$$

$$x_1 \cdot \bar{x}_2 \vee \bar{x}_1 \cdot x_3 = \overline{x_1 \cdot x_2} \cdot (x_1 \vee x_3). \tag{1.13}$$

Маючи елементи, які виконують елементарні функції $f_0 \ldots f_{15}$ (див. табл. 1.3), можна виконати будь-яку складну логічну функцію. Таку систему функцій називають *повною системою* або *базисом.*

Послідовно виключаючи з базису функції, можна отримати так званий *мінімальний базис.* Під мінімальним базисом розуміють такий набір функцій, виключення з якого будь-якої функції перетворює повну систему функцій в неповну.

Найпростішим (елементарним) базисом, який є основою булевої алгебри, є набір трьох основних логічних функцій (операцій): f_1 — кон'юнкція (логічний добуток) або функція І; f_7 — диз'юнкція (додавання) або функція АБО; $f_{10}(f_{12})$ — інверсія (логічне заперечення) або функція НЕ.

За допомогою логічних операцій кон'юнкції (І), диз'юнкції (АБО) та інверсії (НЕ) можна виразити будь-яку іншу з елементарних функцій $f_0 \ldots f_{15}$. Отже, ця сукупність логічних функцій утворює базис. Це означає, що будь-яка логічна функція, якою б складною вона не була, може бути виражена через логічні операції І, АБО, НЕ. Таким чином, можна побудувати будь-який логічний пристрій, маючи лише три типи логічних елементів, які виконують операції І, АБО, НЕ.

Базис І, АБО, НЕ не є мінімальним. З цієї сукупності функцій можна виключити функцію І або функцію АБО і набір функцій, що залишився, буде задовольняти властивостям базису. Дійсно, якщо ви-

ключити функцію І, то операцію І можна виразити через операції АБО та НЕ, які залишилися:

$$x_1 \cdot x_2 = \overline{\overline{x_1 \cdot x_2}} = \overline{\overline{x}_1 \vee \overline{x}_2}.$$

Хоча операцію І можна виразити через операції АБО та НЕ, але це складно (треба виконати три операції НЕ та одну операцію АБО), тому на практиці використовується немінімальний базис, який включає функції І, АБО, НЕ.

Існують інші базиси, в яких за допомогою обраного набору логічних функцій можна виразити функції І та НЕ (чи функції АБО та НЕ).

1. Базис утворює функція І-НЕ. Дійсно, операції І та НЕ наступним чином можна виразити через операцію І-НЕ:

$$\overline{x} = \overline{x \cdot x} = x \mid x,$$

$$x_1 \cdot x_2 = \overline{\overline{x_1 \cdot x_2}} = \overline{x_1 \mid x_2} = (x_1 \cdot x_2) \mid (x_1 \cdot x_2).$$

Таким чином, для побудови логічного пристрою будь-якої складності достатньо мати елементи, які реалізують функцію І-НЕ.

2. Базис утворює функція АБО-НЕ. Покажемо, що операції НЕ та АБО виражаються через операцію АБО-НЕ:

$$\overline{x} = \overline{x \vee x} = x \downarrow x,$$

$$x_1 \vee x_2 = \overline{\overline{x_1 \vee x_2}} = \overline{x_1 \downarrow x_2} = (x_1 \downarrow x_2) \downarrow (x_1 \downarrow x_2).$$

Таким чином, якщо використовувати однотипні елементи, які реалізують операцію АБО-НЕ, можна побудувати логічний пристрій будь-якої складності.

3. Базис утворюють функції заборони $f_4(x_1, x_2) = x_1 \Delta x_2$ та константи одиниці $f_{15}(x_1, x_2) = 1$.

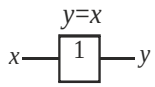
Дійсно,

$$\overline{x} = 1 \cdot \overline{x} = 1 \Delta x,$$

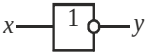
$$x_1 \cdot x_2 = x_1 \cdot \overline{\overline{x}}_2 = x_1 \Delta \overline{x}_2 = x_1 \Delta \underbrace{(1 \Delta x_2)}_{\overline{x}_2}.$$

Базис І, АБО, НЕ зазвичай використовується на початковій стадії проектування пристроїв для побудови функціональної схеми. Для реалізації пристроїв частіше використовуються базиси І-НЕ чи АБО-НЕ.

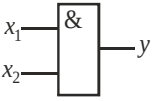
На рис. 1.2 наведені позначення логічних елементів, які реалізують логічні функції:



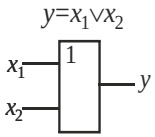
а - повторювач
(*buffer*)



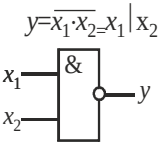
б - інвертор
(*Inverter*, НЕ, *NOT*)



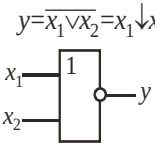
в - кон'юнктор
(І, *AND*)



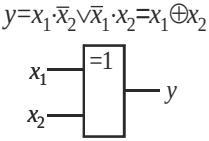
г - диз'юнктор
(АБО, *OR*)



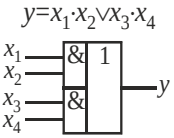
д - елемент І-НЕ
(*NAND*),
(елемент Шеффера)



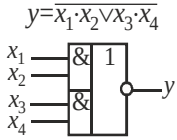
е - елемент АБО-НЕ
(*NOR*),
(елемент Пірса)



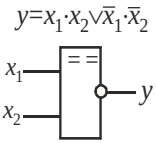
є - суматор за модулем 2
(*XOR*)
(виключне АБО,
нерівнозначність)



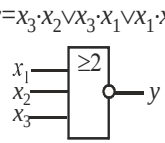
ж - елемент І-АБО
(*AND-OR*)



з - елемент І-АБО-НЕ
(*AND-NOR*)



і - рівнозначність



к - мажоритарний елемент

Рис. 1.2

Приклад 1.3. Довести справедливість закону дистрибутивності для диз'юнкції, тобто рівність

$$x_1 \vee x_2 \cdot x_3 = (x_1 \vee x_2) \cdot (x_1 \vee x_3).$$

Р о з в' я з а н н я.

1. Застосовуючи аксіоми (1.1), отримуємо

$$\begin{aligned} x_1 \vee x_2 \cdot x_3 &= (x_1 \cdot 1 \vee x_2 \cdot x_3) = x_1 \cdot (1 \vee x_2 \vee x_3) \vee x_2 x_3 = \\ &= x_1 \cdot x_1 \vee x_1 \cdot x_2 \vee x_1 \cdot x_3 \vee x_2 \cdot x_3 = \\ &= x_1 \cdot (x_1 \vee x_2) \vee x_3 \cdot (x_1 \vee x_2) = (x_1 \vee x_2) \cdot (x_1 \vee x_3). \end{aligned}$$

2. Застосовуючи закон поглинання (1.5), отримуємо

$$\begin{aligned} x_1 \vee x_2 \cdot x_3 &= x_1 \cdot (x_1 \vee x_2 \vee x_3) \vee x_2 \cdot x_3 = \\ &= \underline{x_1 \cdot x_1} \vee \underline{\underline{x_1 \cdot x_2}} \vee \underline{x_1 \cdot x_3} \vee \underline{\underline{x_2 \cdot x_3}} = \\ &= x_1 \cdot (x_1 \vee x_3) \vee x_2 \cdot (x_1 \vee x_3) = (x_1 \vee x_2) \cdot (x_1 \vee x_3). \end{aligned}$$

Приклад 1.4. Довести справедливість закону поглинання для диз'юнкції та кон'юнкції

$$x_1 \vee x_1 \cdot x_2 = x_1,$$

$$x_1 \cdot (x_1 \vee x_2) = x_1.$$

Р о з в' я з а н н я.

1. $x_1 \vee x_1 \cdot x_2 = x_1 \cdot (1 \vee x_2) = x_1.$

2. $x_1 \cdot (x_1 \vee x_2) = \underset{x_1}{x_1 \cdot x_1} \vee x_1 \cdot x_2 = x_1 \cdot \underbrace{(1 \vee x_2)}_{1} = x_1.$

Приклад 1.5. Довести справедливість правила де Моргана для логічного добутку трьох змінних x_1, x_2, x_3: $\overline{x_1 \cdot x_2 \cdot x_3} = \bar{x}_1 \vee \bar{x}_2 \vee \bar{x}_3$.

Р о з в' я з а н н я.

Слушність цього правила випливає безпосередньо з принципу дуальності (двоїстості). Нехай маємо вираз для логічного добутку трьох змінних у вигляді $f = x_1 \cdot x_2 \cdot x_3$. У відповідності з принципом двоїстості при заміні всіх змінних їх інверсіями та операції добутку операцією додавання одержуємо інверсію результату, тобто $\bar{f} = \bar{x}_1 \vee \bar{x}_2 \vee \bar{x}_3$. Якщо підставити у ліву частину початкове значення $f = x_1 \cdot x_2 \cdot x_3$, то одержимо

$$\overline{x_1 \cdot x_2 \cdot x_3} = \bar{x}_1 \vee \bar{x}_2 \vee \bar{x}_3,$$

що співпадає з правилом (1.7).

Приклад 1.6. Довести справедливість операції заборони

$$x_1 \Delta x_2 = x_1 \cdot \bar{x}_2. \qquad (1.14)$$

Р о з в’ я з а н н я. Для доказу цього виразу будемо підставляти в його ліву та праву частини всі можливі набори значень аргументів і кожного разу перевіряти слушність рівностей.

x_1	x_2	$x_1 \Delta x_2$
0	0	0
0	1	0
1	0	1
1	1	0

x_1	x_2	$\bar{x}_2$	$x_1 \cdot \bar{x}_2$
0	0	1	0
0	1	0	0
1	0	1	1
1	1	0	0

Приклад 1.7. Довести справедливість суми за модулем 2 (нерівнозначність)

$$x_1 \oplus x_2 = x_1 \cdot \bar{x}_2 \vee \bar{x}_1 \cdot x_2 = (x_1 \vee x_2) \cdot (\bar{x}_1 \vee \bar{x}_2). \qquad (1.15)$$

Р о з в’ я з а н н я.

Для доказу цього виразу будемо підставляти в таблицю всі можливі набори значень аргументів і кожного разу перевіряти слушність рівностей.

x_1	x_2	$x_1 \oplus x_2$	$x_1 \cdot \bar{x}_2$	$\bar{x}_1 \cdot x_2$	$x_1 \cdot \bar{x}_2 \vee \vee \bar{x}_1 \cdot x_2$	$x_1 \vee x_2$	$\bar{x}_1 \vee \bar{x}_2$	$(x_1 \vee x_2) \cdot \cdot (\bar{x}_1 \vee \bar{x}_2)$
0	0	0	0	0	0	0	1	0
0	1	1	0	1	1	1	1	1
1	0	1	1	0	1	1	1	1
1	1	0	0	0	0	1	0	0

Приклад 1.8. Довести справедливість операції АБО-НЕ

$$x_1 \downarrow x_2 = \overline{x_1 \vee x_2}. \qquad (1.16)$$

Р о з в’ я з а н н я.

Для доказу цього виразу будемо підставляти в його ліву та праву частини всі можливі набори значень аргументів і кожного разу перевіряти слушність рівностей.

x_1	x_2	$x_1 \downarrow x_2$
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

x_1	x_2	$x_1 \vee x_2$	$\overline{(x_1 \vee x_2)}$
0	0	0	1
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	1	0

Приклад 1.9. Довести справедливість логічної рівнозначності (еквівалентності)

$$x_1 \sim x_2 = \overline{x_1 \oplus x_2} = x_1 \cdot x_2 \vee \bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2 = (\bar{x}_1 \vee x_2) \cdot (x_1 \vee \bar{x}_2). \qquad (1.17)$$

Р о з в' я з а н н я.

Слушність першої рівності може бути встановлена безпосередньо за таблицями істинності функцій логічної нерівнозначності та суми за модулем 2, а наступних рівностей — інвертуванням лівої та правої частин виразу (1.15) і перетворенням правої частини за правилами де Моргана.

Приклад 1.10. Довести справедливість імплікації

$$x_1 \to x_2 = \bar{x}_1 \vee x_2. \qquad (1.18)$$

Р о з в' я з а н н я.

Для доказу цього виразу будемо підставляти в його ліву та праву частини всі можливі набори значень аргументів і кожного разу перевіряти слушність рівностей.

x_1	x_2	$x_1 \to x_2$
0	0	1
0	1	1
1	0	0
1	1	1

x_1	x_2	$\bar{x}_1$	$(\bar{x}_1 \vee x_2)$
0	0	1	1
0	1	1	1
1	0	0	0
1	1	0	1

Приклад 1.11. Довести справедливість операції І-НЕ

$$x_1 \mid x_2 = \overline{x_1 \cdot x_2}. \qquad (1.19)$$

Р о з в' я з а н н я.

Для доказу цього виразу будемо підставляти в його ліву та праву частини всі можливі набори значень аргументів і кожного разу перевіряти слушність рівностей.

x_1	x_2	$x_1 \mid x_2$
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

x_1	x_2	$x_1 \cdot x_2$	$(\overline{x_1 \cdot x_2})$
0	0	0	1
0	1	0	1
1	0	0	1
1	1	1	0

1.2. СТАНДАРТНІ ФОРМИ ЗОБРАЖЕННЯ ЛОГІЧНИХ ФУНКЦІЙ

Логічна функція найбільш наочно зображується за допомогою таблиці істинності, в якій кожному з можливих наборів аргументів ставлять у відповідність значення 0 або 1. Від табличного зображення можна перейти до аналітичної форми запису логічної функції за допомогою операцій І, АБО, НЕ.

Логічну функцію для зручності запису та наступного синтезу зображують у вигляді двох канонічних (стандартних) форм: суми добутків аргументів або добуток їх сум. Запис логічної функції у вигляді суми добутків змінних (аргументів) або їх інверсій називають *диз'юнктивною нормальною формою* (ДНФ): $f(x_1, x_2, x_3) = x_1 \vee x_2 \cdot \bar{x}_3 \vee x_1 \cdot \bar{x}_2 \cdot x_3 \vee \bar{x}_1 \cdot x_2 \cdot x_3$; а запис функції у вигляді добутку сум (або їх інверсій) — *кон'юнктивною нормальною формою* (КНФ): $f(x_1, x_2, x_3) = x_1 \cdot (x_1 \vee x_2) \cdot (x_2 \vee x_3) \cdot (\bar{x}_1 \vee x_2 \vee x_3)$.

Для кожної логічної функції може існувати декілька рівносильних диз'юнктивних та кон'юнктивних форм. Разом з тим є тільки один вид ДНФ та КНФ, в якому функція може бути записана однозначним зображенням (*досконалі нормальні форми*). У досконалій диз'юнктивний нормальній формі (ДДНФ) кожний доданок зображує всі аргументи (з інверсіями або без них) і немає однакових доданків

$$f(x_1, x_2, x_3) =$$

$$= x_1 \cdot x_2 \cdot x_3 \vee x_1 \cdot x_2 \cdot \bar{x}_3 \vee x_1 \cdot \bar{x}_2 \cdot x_3 \vee x_1 \cdot \bar{x}_2 \cdot \bar{x}_3 \vee \bar{x}_1 \cdot x_2 \cdot \bar{x}_3 . \quad (1.20)$$

У досконалій кон'юнктивній нормальній формі (ДКНФ) кожний співмножник зображує всі аргументи (з інверсіями або без них) і немає однакових співмножників

$$f(x_1, x_2, x_3) =$$

$$= (x_1 \vee x_2 \vee x_3) \cdot (x_1 \vee x_2 \vee \bar{x}_3) \cdot (\bar{x}_1 \vee x_2 \vee x_3) \cdot (\bar{x}_1 \vee \bar{x}_2 \vee x_3) . \quad (1.21)$$

Якщо початкова функція задана в табличній формі, то можна перейти до аналітичного запису в ДДНФ або ДКНФ. Нехай задана функція в формі табл. 1.6.

Таблиця 1.6

Номери комбінацій	0	1	2	3	4	5	6	7
x_1	0	0	0	0	1	1	1	1
x_2	0	0	1	1	0	0	1	1
x_3	0	1	0	1	0	1	0	1
$f(x_1, x_2, x_3)$	0	0	0	1	0	1	1	1

Для комбінацій аргументів 3, 5, 6, 7 функція $f = 1$, що означає для вказаних комбінацій рівність одиниці наступних добутків: $\bar{x}_1 \cdot x_2 \cdot x_3 = 1$, $x_1 \cdot \bar{x}_2 \cdot x_3 = 1$, $x_1 \cdot x_2 \cdot \bar{x}_3 = 1$, $x_1 \cdot x_2 \cdot x_3 = 1$ Комбінації аргументів, при яких $f = 1$, називають *конституентами одиниці*, або *мінтермами* (терм – вираз, член). Зображення логічної функції у вигляді суми мінтермів визначає її ДДНФ, тобто в даному випадку

$$f(x_1, x_2, x_3) =$$
$$= \bar{x}_1 \cdot x_2 \cdot x_3 \vee x_1 \cdot \bar{x}_2 \cdot x_3 \vee x_1 \cdot x_2 \cdot \bar{x}_3 \vee x_1 \cdot x_2 \cdot x_3. \qquad (1.22)$$

Функція, визначена таблицею істинності, може бути зображена не тільки її одиничними, але й нульовими значеннями. Так, на основі табл. 1.6

$$f(x_1, x_2, x_3) =$$
$$= (x_1 \vee x_2 \vee x_3) \cdot (x_1 \vee x_2 \vee \bar{x}_3) \cdot (x_1 \vee \bar{x}_2 \vee x_3) \cdot (\bar{x}_1 \vee x_2 \vee x_3). \qquad (1.23)$$

Кожний співмножник у цьому виразі складається з суми змінних, для яких функція обертається в нуль у відповідності з таблицею істинності. Такі суми називають *конституентами нуля* або *макстермам*. Таким чином, добуток макстермів визначає ДКНФ функції.

Отже, якщо логічну функцію задано таблично, то для переходу до її аналітичного зображення в ДНФ роблять так:

— для зображення в ДДНФ виписують набори аргументів, для яких функція дорівнює одиниці, тобто для конституент одиниці; для кожного такого набору складають мінтерм, причому аргументи $x_i = 0$ замінюють на $\bar{x}_i$, і одержані мінтерми з'єднують диз'юнкцією;

— для зображення в ДКНФ виписують набори аргументів, для яких функція дорівнює нулю, тобто для конституент нуля; для кожного набору складають макстерм, причому аргументи $x_i = 1$ замінюють на $\bar{x}_i$ і одержані макстерми об'єднують кон'юнкцією.

Приклад 1.12. Утворити ДДНФ логічної функції, яка задана в ДНФ:

$$f(x_1, x_2, x_3) = x_1 \vee x_2 \cdot \bar{x}_3.$$

Р о з в' я з а н н я.

Для переходу від ДНФ до ДДНФ треба до кожного з членів, в яких зображені не всі аргументи, ввести вираз виду $x_i \vee \bar{x}_i$, де x_i — відсутній в члені аргумент. Так як $x_i \vee \bar{x}_i = 1$, така операція не може змінити значень функції. Тому

$$f(x_1, x_2, x_3) = x_1 \cdot (x_2 \vee \bar{x}_2) \cdot (x_3 \vee \bar{x}_3) \vee x_2 \cdot \bar{x}_3 \cdot (x_1 \vee \bar{x}_1) =$$
$$= x_1 \cdot x_2 \cdot x_3 \vee x_1 \cdot x_2 \cdot \bar{x}_3 \vee x_1 \cdot \bar{x}_2 \cdot x_3 \vee x_1 \cdot \bar{x}_2 \cdot \bar{x}_3 \vee x_1 \cdot x_2 \cdot \bar{x}_3 \vee \bar{x}_1 \cdot x_2 \cdot \bar{x}_3.$$

Використовуючи (1.1), отримуємо

$$x_1 \cdot x_2 \cdot \bar{x}_3 \vee x_1 \cdot x_2 \cdot \bar{x}_3 = x_1 \cdot x_2 \cdot \bar{x}_3.$$

Після приведення подібних членів

$$f(x_1, x_2, x_3) = x_1 \cdot x_2 \cdot x_3 \vee x_1 \cdot x_2 \cdot \bar{x}_3 \vee x_1 \cdot \bar{x}_2 \cdot x_3 \vee x_1 \cdot \bar{x}_2 \cdot \bar{x}_3 \vee \bar{x}_1 \cdot x_2 \cdot \bar{x}_3.$$

Приклад 1.13. Утворити ДКНФ логічної функції, яка задана в КНФ

$$f(x_1, x_2, x_3) = x_1 \cdot (x_2 \vee \bar{x}_3).$$

Р о з в' я з а н н я.

Для переходу від КНФ до ДКНФ треба до кожного з членів, які не вміщують усі аргументи, ввести члени виду $x_i \cdot \bar{x}_i$, де x_i — відсутній в члені аргумент. Так як $x_i \cdot \bar{x}_i = 0$, то така операція не може вплинути на значення функції. Додавання $x_i \cdot \bar{x}_i$ до деякого члена Y утворює вираз $Y \vee x_i \cdot \bar{x}_i$, який можна привести до вигляду

$$Y = Y \vee x_i \cdot \bar{x}_i = (Y \vee x_i) \cdot (Y \vee \bar{x}_i).$$

Слушність даної рівності випливає з розподільного закону і вона може бути показана також шляхом розкриття дужок у правій частині виразу

$$(Y \vee x_i) \cdot (Y \vee \bar{x}_i) = Y \cdot Y \vee Y \cdot \bar{x}_i \vee Y \cdot x_i \vee x_i \cdot \bar{x}_i = Y,$$

тому що $Y \cdot Y = Y$, $Y \cdot \bar{x}_i \vee Y \cdot x_i = Y \cdot (\bar{x}_i \vee x_i) = Y$, $x_i \cdot \bar{x}_i = 0$.

$$f(x_1, x_2, x_3) = x_1 \cdot (x_2 \vee \bar{x}_3) = (x_1 \vee x_2 \cdot \bar{x}_2 \vee x_3 \cdot \bar{x}_3) \cdot (x_2 \vee \bar{x}_3 \vee x_1 \cdot \bar{x}_1) =$$
$$= (x_1 \vee x_2 \vee x_3) \cdot (x_1 \vee x_2 \vee \bar{x}_3) \cdot (x_1 \vee \bar{x}_2 \vee x_3) \cdot$$
$$\cdot (x_1 \vee \bar{x}_2 \vee \bar{x}_3) \cdot (x_1 \vee x_2 \vee \bar{x}_3) \cdot (\bar{x}_1 \vee x_2 \vee \bar{x}_3).$$

Покажемо застосування розподільного закону при проведенні перетворень над одним з членів виразу $x_1 \vee x_2 \cdot \bar{x}_2 \vee x_3 \cdot \bar{x}_3$. Позначимо $x_1 \vee x_2 \cdot \bar{x}_2 = Y$. Тоді на основі розподільного закону

$$\underbrace{x_1 \vee x_2 \cdot \bar{x}_2}_{Y} \vee x_3 \vee \bar{x}_3 = Y \vee x_3 \cdot \bar{x}_3 = (Y \vee x_3) \cdot (Y \vee \bar{x}_3) =$$
$$= (\underbrace{x_1 \vee x_2 \cdot \bar{x}_2}_{Y} \vee x_3) \cdot (\underbrace{x_1 \vee x_2 \cdot \bar{x}_2}_{Y} \vee \bar{x}_3).$$

Далі позначимо $Z_1 = x_1 \vee x_3$, $Z_2 = x_1 \vee \bar{x}_3$ і знову застосуємо розподільний закон:

$$(x_1 \vee x_2 \cdot \bar{x}_2 \vee x_3) \cdot (x_1 \vee x_2 \cdot \bar{x}_2 \vee \bar{x}_3) =$$
$$= (Z_1 \vee x_2 \cdot \bar{x}_2) \cdot (Z_2 \vee x_2 \cdot \bar{x}_2) =$$
$$= (Z_1 \vee x_2) \cdot (Z_1 \vee \bar{x}_2) \cdot (Z_2 \vee x_2) \cdot (Z_2 \vee \bar{x}_2).$$

Підставлення значень Z_1 і Z_2 дає відповідні члени наведеного вище виразу при переході від КНФ до ДКНФ:

$$f(x_1, x_2, x_3) =$$
$$= (x_1 \vee x_2 \vee x_3) \cdot (x_1 \vee x_2 \vee \bar{x}_3) \cdot (x_1 \vee \bar{x}_2 \vee x_3) \cdot (x_1 \vee \bar{x}_2 \vee \bar{x}_3) \cdot (\bar{x}_1 \vee x_2 \vee \bar{x}_3).$$

Приклад 1.14. Записати в ДДНФ функцію штрих Шеффера (див. табл. 1.3).

Р о з в' я з а н н я.

$$f_{14} = x_1 \mid x_2 = \bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2 \vee \bar{x}_1 \cdot x_2 \vee x_1 \cdot \bar{x}_2.$$

Функція $f_{14} = 0$ тільки при x_1 і x_2, рівних одиниці.

Приклад 1.15. Записати в ДКНФ функцію штрих Шеффера (див. табл. 1.3).

Р о з в' я з а н н я.

$$f_{14} = x_1 \mid x_2 = \bar{x}_1 \vee \bar{x}_2.$$

Приклад 1.16. Записати в ДКНФ функцію, яка задана табл. 1.6.

Р о з в' я з а н н я.

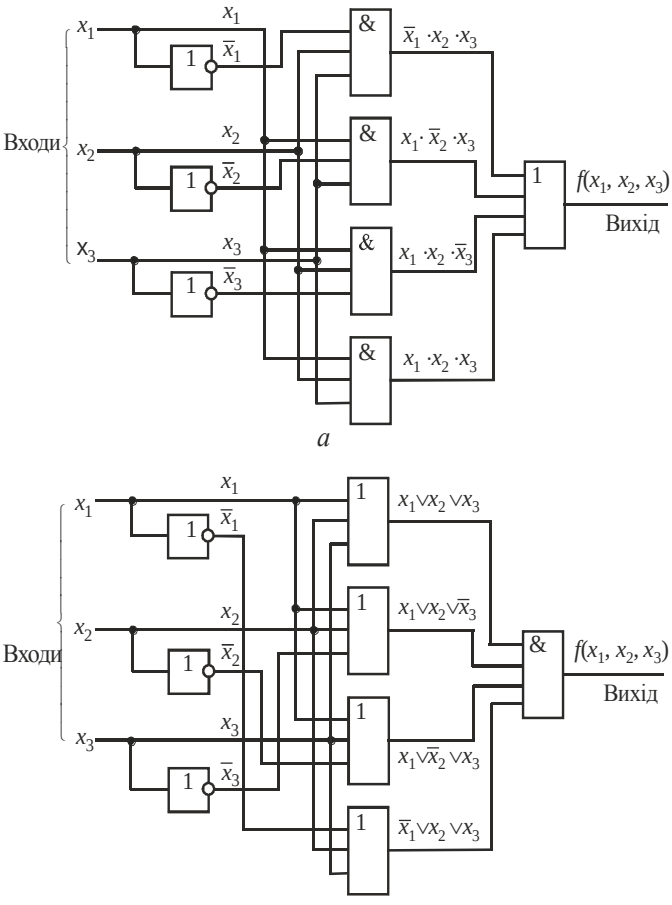
Ця функція приймає значення, яке дорівнює нулю, при чотирьох комбінаціях аргументів. Для представлення її в ДКНФ випишемо ті конституенти нуля, на яких дорівнює нулю функція $f(x_1, x_2, x_3)$, і з'єднаємо їх знаком логічного добутку

$$f = (x_1 \vee x_2 \vee x_3) \cdot (x_1 \vee x_2 \vee \bar{x}_3) \cdot (x_1 \vee \bar{x}_2 \vee x_3) \cdot (\bar{x}_1 \vee x_2 \vee x_3).$$

1.3. МІНІМІЗАЦІЯ ЛОГІЧНИХ ФУНКЦІЙ

Логічні функції, записані у вигляді ДДНФ або ДКНФ, служать основою для побудови структурних схем цифрового пристрою. Проте для технічної реалізації такої логічної функції властивість однозначності зображення буде зручною тільки в тому випадку, якщо повним набором логічних елементів є елементарний базис, що складається з окремих елементів І, АБО, НЕ.

На рис. 1.3. наведені структурні схеми, побудовані безпосередньо за канонічними формами (ДДНФ або ДКНФ) функцій (1.22) та (1.23).



а

б

Рис. 1.3

При побудові цифрових пристроїв на різних базисах з'ясовується, що досконалі форми зображення логічних функцій не завжди найекономічніші, тому що їм властива надлишковість інформації, яка підлягає спрощенню, тобто мінімізації.

Мінімізація — це процес зведення логічної функції до такого виду, який припускає більш просту і дешеву її фізичну реалізацію, тобто з меншим числом логічних елементів за рахунок зменшення числа логічних символів, кількості змінних та зв'язків між елементами.

Відомо декілька методів мінімізації, серед яких найбільш поширеними на практиці є: метод безпосередніх перетворень (алгебраїчний метод) і метод карт Карно.

Знайти гарантовано мінімальний вираз для довільної логічної функції можна лише методом повного перебору в процесі мінімізації всіх можливих варіантів, що реально здійснити для невеликої кількості змінних. Зі збільшенням числа змінних складність методів мінімізації зростає за геометричною прогресією і стає під силу лише за допомогою ЕОМ.

1.3.1. Аналітичний метод

Аналітичний метод (метод безпосередніх перетворень) спрощення логічних функцій реалізується за допомогою аксіом та законів булевої алгебри (див. вирази (1.1)...(1.7)). При набутті певних навиків цей метод є досить ефективним для малої кількості змінних (як правило не більше трьох).

Приклад 1.17. Методом безпосередніх перетворень мінімізувати логічну функцію, яка задана таблицею 1.7.

Р о з в' я з а н н я.

Для табл. 1.7 запишемо алгебраїчний вираз логічної функції $f(x_1, x_2, x_3)$. Для цього виділимо набори аргументів, яким відповідають значення $f = 1$. Цім комбінаціям відповідає рівність одиниці добутків $\bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2 \cdot \bar{x}_3$, $\bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2 \cdot x_3$, $\bar{x}_1 \cdot x_2 \cdot \bar{x}_3$, $x_1 \cdot \bar{x}_2 \cdot \bar{x}_3$, $x_1 \cdot \bar{x}_2 \cdot x_3$, $x_1 \cdot x_2 \cdot \bar{x}_3$ Зображення логічної функції у вигляді мінтермів визначає її ДДНФ

$$f(x_1, x_2, x_3) =$$
$$= \bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2 \cdot \bar{x}_3 \vee \bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2 \cdot x_3 \vee \bar{x}_1 \cdot x_2 \cdot \bar{x}_3 \vee x_1 \cdot \bar{x}_2 \cdot \bar{x}_3 \vee x_1 \cdot \bar{x}_2 \cdot x_3 \vee x_1 \cdot x_2 \cdot \bar{x}_3.$$

Таблиця 1.7

Номер комбінації	0	1	2	3	4	5	6	7
x_1	0	0	0	0	1	1	1	1
x_2	0	0	1	1	0	0	1	1
x_3	0	1	0	1	0	1	0	1
$f(x_1, x_2, x_3)$	1	1	1	0	1	1	1	0

Використовуючи аксіоми та закони булевої алгебри, спрощуємо задану логічну функцію

$$
\begin{aligned}
& f(x_1, x_2, x_3) = \\
&= \bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2 \cdot (\bar{x}_3 \vee x_3) \vee \bar{x}_1 \cdot x_2 \cdot \bar{x}_3 \vee x_1 \cdot \bar{x}_2 \cdot \bar{x}_3 \vee x_1 \cdot \bar{x}_2 \cdot x_3 \vee x_1 \cdot x_2 \cdot \bar{x}_3 = \\
&= \bar{x}_1 \cdot \underbrace{(\bar{x}_2 \vee x_2 \cdot \bar{x}_3)}_{\bar{x}_2 \vee \bar{x}_3} \vee x_1 \cdot \bar{x}_2 \cdot \bar{x}_3 \vee x_1 \cdot \bar{x}_2 \cdot x_3 \vee x_1 \cdot x_2 \cdot \bar{x}_3 = \\
&= \bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2 \vee \bar{x}_1 \cdot \bar{x}_3 \vee x_1 \cdot \bar{x}_2 \cdot \bar{x}_3 \vee x_1 \cdot \bar{x}_2 \cdot x_3 \vee x_1 \cdot x_2 \cdot \bar{x}_3 = \\
&= \bar{x}_2 \cdot (\bar{x}_1 \vee x_1 \cdot \bar{x}_3) \vee \bar{x}_1 \cdot \bar{x}_3 \vee x_1 \cdot \bar{x}_2 \cdot x_3 \vee x_1 \cdot x_2 \cdot \bar{x}_3 = \\
&= \bar{x}_2 \cdot (\bar{x}_1 \vee \bar{x}_3) \vee \bar{x}_1 \cdot \bar{x}_3 \vee x_1 \cdot \bar{x}_2 \cdot x_3 \vee x_1 \cdot x_2 \cdot \bar{x}_3 = \\
&= \bar{x}_2 \cdot (\bar{x}_1 \vee x_1 \cdot x_3) \vee \bar{x}_3 \cdot (\bar{x}_2 \vee x_1 \cdot x_2) \vee \bar{x}_1 \cdot \bar{x}_3 = \\
&= \bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2 \vee \bar{x}_2 \cdot (x_3 \vee \bar{x}_3) \vee \bar{x}_3 \cdot (x_1 \vee \bar{x}_1) = \\
&= \bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2 \vee \bar{x}_2 \vee \bar{x}_3 = \bar{x}_2 \cdot (\bar{x}_1 \vee 1) \vee \bar{x}_3 = \bar{x}_2 \vee \bar{x}_3.
\end{aligned}
\qquad (1.24)
$$

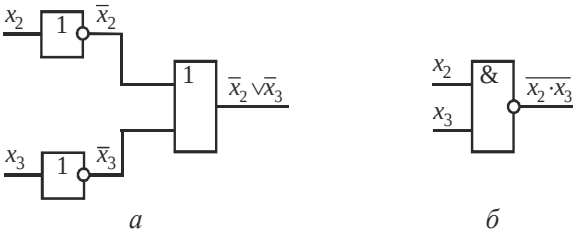
У деяких випадках ефективніше мінімізувати інверсію логічної функції для отримання простішого виразу *мінімізованої диз'юнктивної нормальної форми* (МДНФ). Це може бути тоді, коли логічна функція має переважаюче число одиниць, ніж нулів. Тоді, маючи МДНФ інверсної функції, при технічній реалізації цієї функції достатньо до виходу побудованої схеми під'єднати інвертор для відновлення прямої функції.

Приклад 1.18. Отримати МДНФ для логічної функції, яка задана таблицею істинності (табл. 1.7).

Р о з в' я з а н н я.

Оскільки в даній функції число одиниць переважає число нулів, виконаємо мінімізацію для її інверсії:

$$\bar{f}(x_1, x_2, x_3) = \bar{x}_1 \cdot x_2 \cdot x_3 \vee x_1 \cdot x_2 \cdot x_3 = x_2 \cdot x_3 \cdot (\bar{x}_1 \vee x_1) = x_2 \cdot x_3 .$$



а *б*

Рис. 1.4

Отже

$$f(x_1, x_2, x_3) = \overline{x_2 \cdot x_3} = \bar{x}_2 \vee \bar{x}_3 . \qquad (1.25)$$

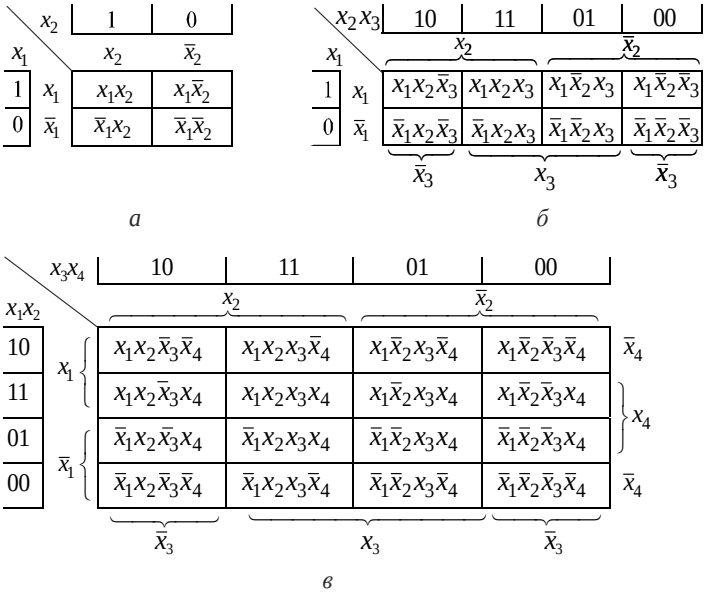
На рис. 1.4,*а* приведена структурна схема цифрового логічного пристрою, що реалізує функції (1.24) і (1.25). Якщо застосувати елемент 2І-НЕ, структурна схема спрощується і має вигляд рис. 1.4,*б*.

1.3.2. Метод карт Вейча і карт Карно

Метод карт Вейча і карт Карно відноситься до класу координатних способів зображення логічних функцій, як правило, не більше 5, 6 аргументів. Карта Вейча являє собою визначену форму таблиці істинності.

Табл. 1.8 є картами Вейча для функцій відповідно двох (*а*), трьох (*б*), чотирьох (*в*) аргументів. Число клітинок карти дорівнює числу всіх можливих наборів значень аргументів $m = 2^n$ (n — число аргументів функцій), причому кожній клітинці відповідає один з m мінтермів. Для логічної функції, заданої в ДДНФ, достатньо вписати одиниці в клітинки, що відповідають наборам, на яких функція дорівнює одиниці. Карта Вейча будується так, що при будь-якому переході від однієї клітинки до сусідньої вздовж стовпця або рядка змінюється значення лише однієї змінної (аргументу) функції (див. табл. 1.8). Тому диз'юнкція цих двох мінтермів дає один кон'юнктивний член, з якого вилучена спільна змінна. Отже, якщо в парі сусідніх клітинок міститься 1, то над відповідними їм членами канонічної форми може бути проведена операція склеювання. Таким чином полегшується пошук членів, які підлягають склеюванню. Сусідніми вважаються також ті клітинки, які розташовані по краях карти (у верхньому і нижньому

Таблиця 1.8



рядках та лівому і правому стовпцях). Слід відзначити, що значення функції, що дорівнює нулю в карті, як правило, не відображається.

Правила одержання МДНФ функцій за допомогою карт Вейча формулюються наступним чином.

Усі клітинки, які вміщують 1, об'єднуються в замкнені області, що відповідає процедурі покриття. При цьому кожна область повинна зображувати собою прямокутник з числом клітинок 2^k, де $k=0,1,2,\ldots$. Це означає, що допустиме число клітинок в області 1,2,4,8, ... Області можуть перетинатися і одні й ті ж клітинки можуть входити в різні області. Кожна з областей у МДНФ зображується членом, число літер в якому на k менше загального числа аргументів функції n (тобто дорівнює $n-k$). Кожний член МДНФ складається тільки з тих аргументів, які для клітинок відповідної області мають однакове значенні (без інверсії або з інверсією).

Таким чином, при охопленні клітинок замкненими областями треба прагнути, щоб число областей було мінімальним (при цьому мінімальним буде число членів у МДНФ функції), а кожна область

вміщувала можливо більше число клітинок (при цьому мінімальним буде число літер у членах МДНФ функції).

Зауважимо, що будувати карту Вейча для логічної функції двох змінних недоцільно. У цьому випадку простіше функцію мінімізувати аналітичним методом.

Для одержання МКНФ функції замкненими областями охоплюються клітинки з нульовими значеннями функції, а при запису членів логічного виразу беруть інверсії змінних, на перетині яких знаходяться області.

При мінімізації по нульовим значенням функції спочатку можна визначити рівносильні, але не завжди однакові вирази. Різною буде і їх технічна реалізація. Використовуючи теореми булевої алгебри, їх можна перетворити до одного виду. Проте таке перетворення не завжди очевидне та потребує достатніх навичок. Тому для знаходження найбільш простого технічного рішення бажано проводити мінімізацію як для нульових, так і для одиничних значень логічної функції і з одержаних виразів обрати простіше

Зображення функції та мінімізація її за допомогою карт Вейча ускладнюється, якщо число змінних більше чотирьох. При п'яти змінних використовуються дві карти, одна з яких відповідає п'ятій змінній ($x_5 = 1$), а друга — інверсії цієї ж змінної ($x_5 = 0$), причому вони розташовуються однаково і порівнюються накладанням (ці карти можна уявно розташувати одна над одною). При цьому області охоплення клітинок можуть бути тривимірними, тобто однією областю можуть охоплюватись клітинки двох карт.

Для функції шести змінних треба чотири карти Вейча, а з кожною новою змінною кількість карт збільшується удвоє і, наприклад, для восьми змінних уже дорівнює 16. Тобто для мінімізації функції з числом змінних більше п'яти карти Вейча виявляються незручними.

Таблиця 1.9

$x_1x_2\bar{x}_3$		$x_1\bar{x}_2x_3$	$x_1\bar{x}_2\bar{x}_3$
1	0	1	1
1	0	1	1
$\bar{x}_1x_2\bar{x}_3$		$\bar{x}_1\bar{x}_2x_3$	$\bar{x}_1\bar{x}_2\bar{x}_3$

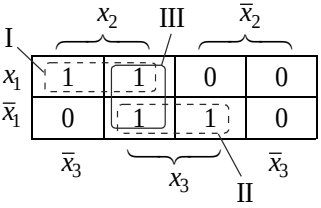
Приклад 1.19. За допомогою карт Вейча зобразити логічну функцію, яка задана таблицею 1.7.

Р о з в' я з а н н я.

Карта Вейча для табл. 1.7 має вигляд табл. 1.9.

Приклад 1.20. За допомогою карти Вейча знайти МДНФ логічної функції, яка задана табл. 1.10.

Таблиця 1.10



Р о з в' я з а н н я.

Із табл. 1.10 видно, що існує декілька можливих варіантів об'єднання сусідніх клітинок, які вміщують 1 та охоплюються трьома областями. У кожній з областей 2^1 клітинок, для них $n-k=3-1=2$, і ці області в МДНФ будуть представлені членами, які вміщують по дві літери. Виберемо той варіант, при якому зображення функції буде, по-перше, найбільш коротким, а, по-друге, кожний добуток, який входить у диз'юнкцію, складається з найменшої кількості членів. Для цього виберемо I та II області, які охоплюють усі клітинки, що вміщують 1. Першій області відповідає член x_1x_2 (аргумент x_3 тут не присутній, тому що для однієї клітинки цієї області він має значення без інверсії, а для іншої — з інверсією), тобто $x_1x_2\bar{x}_3 \vee x_1x_2x_3 = x_1x_2(x_3 \vee \bar{x}_3) = x_1x_2.$; другій області відповідає член $\bar{x}_1x_3$ ($\bar{x}_1x_2x_3 \vee \bar{x}_1\bar{x}_2x_3 = \bar{x}_1x_3\left(x_2 \vee \bar{x}_2\right)$). Отже МДНФ функції

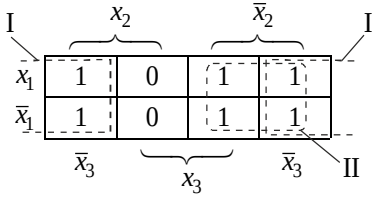
$$f(x_1, x_2, x_3) = x_1x_2 \vee \bar{x}_1x_3.$$

Приклад 1.21. За допомогою карти Вейча знайти МДНФ логічної функцій, яка задана табл.1.9.

Р о з в' я з а н н я.

Усі клітинки, які вміщують 1, охоплюються двома областями (табл. 1.11). У кожній з областей 2^2 клітинок, для них $n-k=3-1=2$ і ці області в МДНФ будуть представлені членами, які вміщують по одній літері. Одна область складається з двох пар мінтермів: $x_1\bar{x}_2x_3$, $\bar{x}_1\bar{x}_2x_3$ та $x_1\bar{x}_2\bar{x}_3$, $\bar{x}_1\bar{x}_2\bar{x}_3$; інша — $x_1x_2\bar{x}_3$, $\bar{x}_1x_2\bar{x}_3$ та $x_1\bar{x}_2\bar{x}_3$, $\bar{x}_1\bar{x}_2\bar{x}_3$, тобто кожна вміщує $Y = 2^2$ одиниць. Представивши диз'юнкцію мінтермів першої області у вигляді

Таблиця 1.11



$$\left(x_1\bar{x}_2x_3 \vee \bar{x}_1\bar{x}_2x_3\right) \vee \left(x_1\bar{x}_2\bar{x}_3 \vee \bar{x}_1\bar{x}_2\bar{x}_3\right) = x_3\left[\bar{x}_2\left(x_1 \vee \bar{x}_1\right)\right] \vee \bar{x}_3\left[\bar{x}_2\left(x_1 \vee \bar{x}_1\right)\right],$$

бачимо, що виключаються дві змінні x_1 та x_3, а залишається лише $\bar{x}_2$.

Для другої області

$$\left(x_1x_2\bar{x}_3 \vee \bar{x}_1x_2\bar{x}_3\right)\vee\left(x_1\bar{x}_2\bar{x}_3 \vee \bar{x}_1\bar{x}_2\bar{x}_3\right)=$$
$$=x_2\left[\bar{x}_3\left(x_1 \vee \bar{x}_1\right)\right]\vee\bar{x}_2\left[\bar{x}_3\left(x_1 \vee \bar{x}_1\right)\right]=\bar{x}_3.$$

Таким чином, одержуємо мінімізовану логічну функцію $f\left(x_1,x_2,x_3\right)=\bar{x}_2 \vee \bar{x}_3$, яка співпадає з виразом (1.24) прикладу 1.17.

Приклад 1.22. Знайти мінімальні форми для функції $f=\bar{x}_1\bar{x}_2x_3 \vee \bar{x}_1x_2\bar{x}_3 \vee \bar{x}_1x_2x_3 \vee x_1\bar{x}_2\bar{x}_3 \vee x_1\bar{x}_2x_3 \vee x_1x_2\bar{x}_3$, для якої карта Вейча зображена табл. 1.12.

Таблиця 1.12

	x_2		$\bar{x}_2$	
x_1	1	0	1	1
$\bar{x}_1$	1	1	1	0
	$\bar{x}_3$	x_3		$\bar{x}_3$

Р о з в ′ я з а н н я.

Можливі два способи покриття одиниць, які дають дві мінімальні форми функції f (один з них зображений у таблиці пунктиром):

$$f=x_2\bar{x}_3 \vee \bar{x}_1x_3 \vee x_1\bar{x}_2$$
$$f=x_1\bar{x}_3 \vee \bar{x}_1x_2 \vee \bar{x}_2x_3$$

Приклад 1.23. Логічну функцію $f=\overset{\vee}{1}\left(0,1,2,4,5,6\right)$ (табл. 1.7.) зобразити картою Вейча.

Р о з в ′ я з а н н я.

$$f=f_0\left(0,0,0\right)\vee f_1\left(0,0,1\right)\vee f_2\left(0,1,0\right)\vee f_4\left(1,0,0\right)\vee f_5\left(1,0,1\right)\vee f_6\left(1,1,0\right)=$$
$$=\bar{x}_1\bar{x}_2\bar{x}_3 \vee \bar{x}_1\bar{x}_2x_3 \vee \bar{x}_1x_2\bar{x}_3 \vee x_1\bar{x}_2\bar{x}_3 \vee x_1\bar{x}_2x_3 \vee x_1x_2\bar{x}_3.$$

Карта Вейча функції зображена табл. 1.9.

Приклад 1.24. Логічну функцію $f=\overset{\vee}{1}\left(0,3,5,6,11,12,14,15\right)$ (табл. 1.4) зобразити картою Вейча.

Р о з в ' я з а н н я.

$$f=f_0\left(0,0,0,0\right)\vee f_3\left(0,0,1,1\right)\vee f_5\left(0,1,0,1\right)\vee f_6\left(0,1,1,0\right)\vee f_{11}\left(1,0,1,1\right)\vee$$
$$\vee f_{12}\left(1,1,0,0\right)\vee f_{14}\left(1,1,1,0\right)\vee f_{15}\left(1,1,1,1\right)=$$
$$=\bar{x}_1\bar{x}_2\bar{x}_3\bar{x}_4 \vee \bar{x}_1\bar{x}_2x_3x_4 \vee \bar{x}_1x_2\bar{x}_3x_4 \vee \bar{x}_1x_2x_3\bar{x}_4 \vee x_1\bar{x}_2x_3x_4 \vee$$
$$\vee x_1x_2\bar{x}_3\bar{x}_4 \vee x_1x_2x_3\bar{x}_4 \vee x_1x_2x_3x_4.$$

Таблиця 1.13

	x_2			
x_1	1	1	0	0
	0	1	1	0
	1	0	1	0
	0	1	0	1
		x_3		x_4

Карта Вейча функції зображена табл.1.13.

Приклад 1.25. За допомогою карти Вейча знайти МДНФ логічної функції чотирьох змінних, яка задана табл. 1.14.

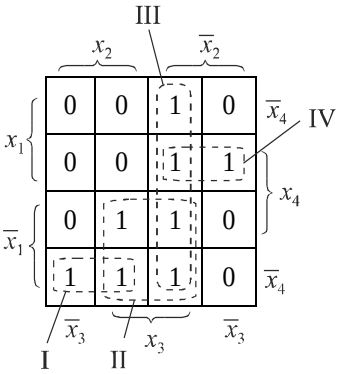
Р о з в′ я з а н н я.

Таблиця 1.14

Із табл. 1.14 видно, що сусідні клітинки можуть бути об'єднані чотирма областями. Перша та четверта області мають по дві клітинки, для них $n-k=4-1=3$. Ці області в МДНФ будуть зображені членами, які вміщують по три літери. Друга та третя області вміщують по чотири клітинки ($n-k=4-2=2$) і в МДНФ вони будуть зображені членами, які вміщують по дві літери. Мінімальна ДНФ функції

$$f(x_1,x_2,x_3,x_4)=\bar{x}_1x_2\bar{x}_4\vee\bar{x}_1x_3\vee\bar{x}_2x_3\vee x_1\bar{x}_2x_4$$

.



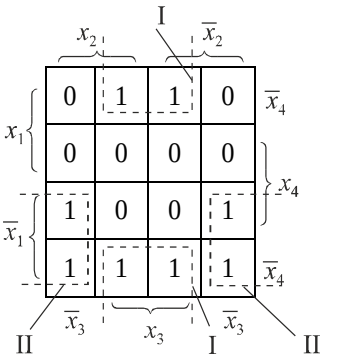
Приклад 1.26. За допомогою карти Вейча знайти МДНФ логічної функції чотирьох змінних, яка задана табл. 1.15.

Таблиця 1.15

Р о з в' я з а н н я.

При побудові замкнених областей припускається згортання карти в циліндр з об'єднанням її протилежних граней. Тому крайні клітинки рядка або стовпця таблиці розглядаються як сусідні та можуть бути об'єднані в спільну область. Із табл. 1.15 видно, що сусідні клітинки можуть бути об′єданні в дві області, які мають по чотири клітинки, для них $n-k=4-2=2$. Мінімальна ДНФ функції

$$f(x_1,x_2,x_3,x_4)=x_3\bar{x}_4\vee\bar{x}_1\bar{x}_3.$$



Приклад 1.27. За допомогою карти Вейча знайти МДНФ логічної функції чотирьох змінних, заданої табл. 1.16.

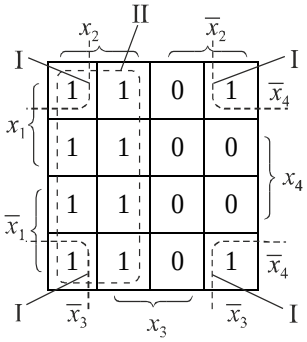
Ро з в' я з а н н я.

При згортанні карти уздовж горизонтальної і вертикальної вісей, наприклад, клітинки, які розташовані у чотирьох кутах карти функції чотирьох змінних, виявляються сусідніми і можуть бути об'єднані в одну область. Із табл. 1.16. видно, що сусідні клітинки можуть бути об'єднані у дві області:

перша область має чотири клітинкиі ($n-k=4-2=2$), а друга — вісім клітинок ($n-k=4-3=1$). Мінімальна ДНФ

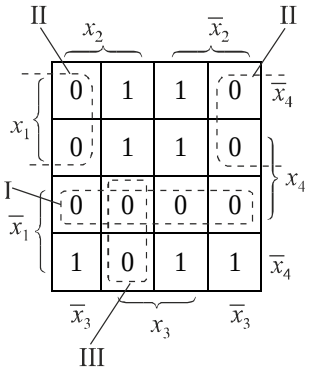
$$f\left(x_1,x_2,x_3,x_4\right)=\bar{x}_3\bar{x}_4\vee x_2\,.$$

Таблиця 1.16



Приклад 1.28. За допомогою карти Вейча знайти МКНФ функції чотирьох змінних, яка задана табл. 1.17.

Таблиця 1.17



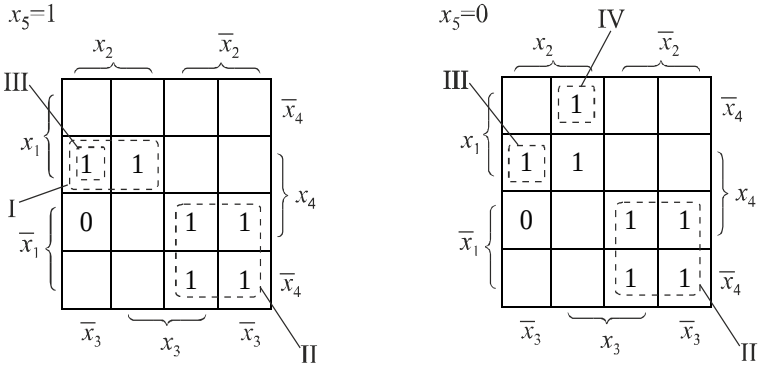
Р о з в' я з а н н я.

Із табл. 1.17 видно, що сусідні клітинки з нульовими значеннями функції можуть бути об'єднані трьома областями. Перша та друга мають по чотири клітинки, для них $n-k=4-2=2$. Ці області в МКНФ будуть зображені членами, які вміщують по дві літери. Третя область вміщує дві клітинки $n-k=4-1=3$ і в МКНФ вона буде зображена членом, який вміщує три літери. При запису членів логічного виразу беруться інверсії аргументів, на перетині яких знаходяться області. Мінімальна КНФ функції

$$f\left(x_1,x_2,x_3,x_4\right)=\left(x_1\vee\bar{x}_4\right)\cdot\left(\bar{x}_1\vee\bar{x}_2\right)\cdot\left(x_1\vee\bar{x}_2\bar{x}_3\right).$$

Приклад 1.29. За допомогою карт Вейча знати МДНФ функції п'яти змінних, які задані табл. 1.18.

Таблиця 1.18



Р о з в' я з а н н я. Із табл. 1.18. видно, що клітинки з 1 можуть бути об'єднані у чотири області. Перша та третя області мають по дві клітинки, друга — чотири клітинки, а четверта — одну. Мінімальна ДНФ функції

$$f\left(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5\right) = x_1 x_2 x_4 x_5 \vee \overline{x}_1 \overline{x}_2 \vee x_1 x_2 \overline{x}_3 x_4 \vee x_1 x_2 x_3 \overline{x}_4 \overline{x}_5 .$$

Карти Карно відрізняються від карт Вейча порядком розташування змінних, які перераховуються в циклічному коді (коді Грея) двійкових чисел .У табл. 1.19 зображені карти Карно для функцій трьох, чотирьох і п'яти змінних.

Таблиця 1.19

x_3 \ x_1x_2	00	01	11	10
0	000	010	110	100
1	001	011	111	101

x_3x_4 \ x_1x_2	00	01	11	10
00	0000	0100	1100	1000
01	0001	0101	1101	1001
11	0011	0111	1111	1011
10	0010	0110	1110	1010

x_4x_5 \ $x_1x_2x_3$	000	001	011	010	110	111	101	100
00	00000	00100	01100	01000	11000	11100	10100	10000
01	00001	00101	01101	01001	11001	11101	10101	10001
11	00011	00111	01111	01011	11011	11111	10111	10011
10	00010	00110	01110	01010	11010	11110	10110	10010

Для одержання МДНФ функції всі клітинки, які вміщують 1, об'єднуються в замкнені прямокутні області, як і для карт Вейча з числом клітинок 2^k (де $k=0,1,2,3,...$). Для кожної області складається набір з двох комбінацій: приписаних стовпцям і приписаних рядкам, на перетині яких розташована область. При цьому якщо області відповідають декілька комбінацій коду Грея, які приписані стовпцям або рядкам, то при складанні набору області записується спільна частина цих комбінацій, а на місці розрядів комбінацій, які відрізняються, ставляться зірочки.

Приклад 1.30. За допомогою карти Карно знайти МДНФ функції чотирьох змінних, яка задана табл. 1.20, *а*.

Р о з в' я з а н н я.

Для функції, зображеної табл. 1.20,*а*, області I буде відповідати набір 0_*0_* або член МДНФ $\bar{x}_1\bar{x}_3$, області II — набір 1_*10 або член МДНФ $x_1x_3\bar{x}_4$. Таким чином, для цієї функції МДНФ

$$f\left(x_1,x_2,x_3,x_4\right)=\bar{x}_1\bar{x}_3\vee x_1x_3\bar{x}_4.$$

Приклад 1.31. За допомогою карти Карно знайти МКНФ функції чотирьох змінних, яка задана табл. 1.20,*б*.

Р о з в' я з а н н я.

Для одержання МКНФ областями охоплюються клітинки, які вміщують 0, і члени МКНФ записуються через інверсії цифр, що одержуться для наборів окремих областей. Області I відповідає набір 0_*0_* і член МКНФ $x_1\vee x_3$, області II — набір $_*110$ і член $\bar{x}_2\vee\bar{x}_3\vee x_4$. Таким чином, МКНФ функції

$$f\left(x_1,x_2,x_3,x_4\right)=\left(x_1\vee x_3\right)\cdot\left(\bar{x}_2\vee\bar{x}_3\vee x_4\right).$$

Таблиця 1.20

x_3x_4 \ x_1x_2	00	01	11	10
00	1	1	0	0
01	1	1	0	0
11	0	0	0	0
10	0	0	1	1

I, II

а

x_3x_4 \ x_1x_2	00	01	11	10
00	0	0	1	1
01	0	0	1	1
11	1	1	1	1
10	1	0	0	1

I, II

б

1.3.3. Мінімізація частково визначених логічних функцій

Як було сказано раніше логічна функція є повністю визначеною, якщо задані 2^n її значень. Якщо частина значень функції не задана, то вона називається частково визначеною або недовизначеною, тобто її значення задані не на всіх наборах вхідних змінних. Такі вхідні набори в різних ситуаціях можуть бути байдужими або забороненими. Набори на яких функція не визначена, будемо позначати рискою (–). Довизначення функції істотно впливає на кінцевий результат мінімізації.

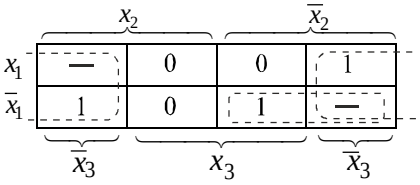
Якщо в початкових умовах частково визначеної функції не ставиться жодних обмежень щодо їх довизначення або нема заборон до конкретного вхідного набору, дану функцію можна довизначати довільним чином. Це означає, що на байдужих наборах змінних даній функції можна приписувати значення 0 або 1. Зрозуміло, що в такому випадку з різних варіантів довизначати слід так, щоб отримати якомога простішу МДНФ заданої функції.

Приклад 1.32. Мінімізувати логічну функцію трьох змінних, яка задана картою Вейча (табл. 1.21) тільки на шести наборах двійкових аргументів. Недовизначені значення відмічені рискою.

Р о з в' я з а н н я.

При мінімізації функції даним методом слід на заборонених наборах аргументів задавати функції такі значення, при яких клітинки із значенням 1 (або 0) охоплюються мінімальним числом областей з максимальним числом клітинок у кожній з областей. ючи значення функції такими, що дорівнюють одиниці, на тих наборах, де вона не визначена, одержимо МДНФ початкової функції у формі

Таблиця. 1.21



$$f(x_1, x_2, x_3) = \bar{x}_3 \vee \bar{x}_1\bar{x}_2 .$$

Приклад 1.33. Мінімізувати логічну функцію трьох змінних, задану таблицею істинності (табл 1.22), за допомогою карт Вейча.

Таблиця 1.22

x_1	0	0	0	0	1	1	1	1
x_2	0	0	1	1	0	0	1	1
x_3	0	1	0	1	0	1	0	1
$f(x_1, x_2, x_3)$	–	1	0	–	1	–	–	1

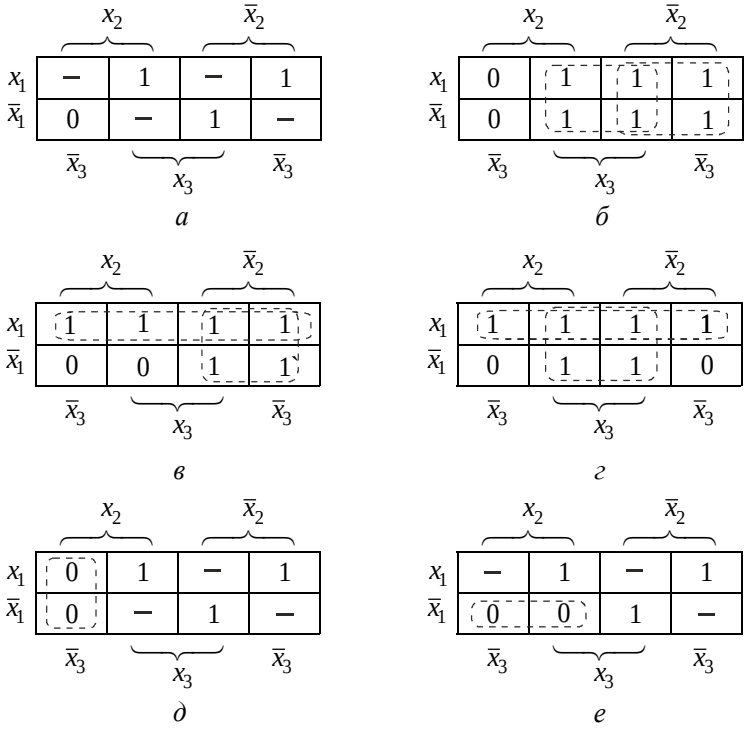
Р о з в ' я з а н н я.

Карта Вейча для заданої функції приведена в табл. 1.23,*а*. Для мінімізації частково заданих функцій їх до визначають довільним найбільш раціональним чином. Нехай на наборах 0, 3, 5 $f=1$, на наборі 6 — $f=0$ (табл. 1.23,*б*). Карта Вейча для цього випадку має вигляд табл. 1.23,*б*. МДНФ функції має вигляд

$$f(x_1, x_2, x_3) = \bar{x}_2 \vee x_3 .$$

Якщо на наборах 0, 5, 6 $f=1$, на наборі 3 — $f=0$ (табл. 1.23,*в*),

Таблиця 1.23



МДНФ функції має вигляд

$$f(x_1, x_2, x_3) = x_1 \vee \bar{x}_2 .$$

Якщо на наборах 3, 5, 6 $f = 1$, на наборі 0 — $f = 0$ (табл. 1.23,*г*), МДНФ функції має вигляд

$$f(x_1, x_2, x_3) = x_1 \vee x_3 .$$

Приклад 1.34. Мінімізувати початкову логічну функцію (табл. 1.23,*а*) для нульових значень.

Р о з в' я з а н н я.

Мінімізація початкової логічної функції для нульових значень (табл. 1.23,*д*) призводить до виразу $\bar{f}(x_1, x_2, x_3) = x_2 \bar{x}_3$ або згідно правил де Моргана $f(x_1, x_2, x_3) = \bar{x}_2 \vee x_3$.

Для табл. 1.23, *е* маємо $\bar{f}(x_1, x_2, x_3) = x_2 \bar{x}_1$ або $f(x_1, x_2, x_3) = x_1 \vee \bar{x}_2$.

Якщо $f(000) = 0$, тоді

$$\bar{f}(x_1, x_2, x_3) = \bar{x}_1 \bar{x}_3 \text{ або } f(x_1, x_2, x_3) = x_1 \vee x_3 .$$

Розглянуті приклади наочно ілюструють, що при різному довизначенні логічної функції можна одержати різні результати мінімізації. Проте будь-яка з одержаних логічних функцій, незважаючи на їх різну технічну реалізацію, забезпечить виконання алгоритму, заданого початковою таблицею істинності.

1.3.4. Мінімізація системи логічних функцій

Якщо логічний пристрій має *n* входів і *m* виходів (рис. 1.5), то його поведінка описується системою *m* логічних функцій. Мінімізація структури такого пристрою може бути виконана з використанням наведених вище методів при роздільній мінімізації *m* структур, на виході кожної з яких формується тільки один вихідний сигнал. Проте з точки

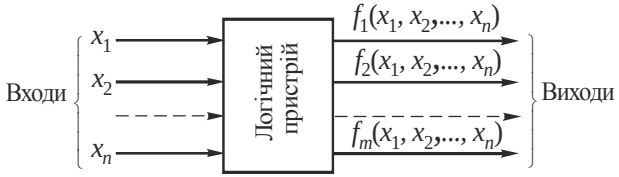


Рис. 1.5

зору всього пристрою така структура, як правило, не буде оптимальною.

З точки зору мінімізації всієї структури треба, щоб ланка формування кожного вихідного сигналу була виконана не мінімальним, а деяким оптимальним способом, який забезпечує в кінцевому результаті мінімальність загальної структури пристрою. Мінімізація в цьому випадку забезпечується за рахунок використання загальних кіл формування сигналу для одержання декількох вихідних функцій. Останнє досягається виділенням на картах Вейча різних вихідних функцій однакових областей.

Приклад 1.35. Мінімізувати структуру пристрою, алгоритм роботи якого задано таблицею істинності (табл. 1.24).

Таблиця 1.24

x_1	0	0	0	0	1	1	1	1
x_2	0	0	1	1	0	0	1	1
x_3	0	1	0	1	0	1	0	1
$f_1(x_1, x_2, x_3)$	0	1	1	1	0	1	0	0
$f_2(x_1, x_2, x_3)$	0	1	1	1	0	0	0	1
$f_3(x_1, x_2, x_3)$	0	1	1	1	0	0	1	0

Р о з в' я з а н н я.

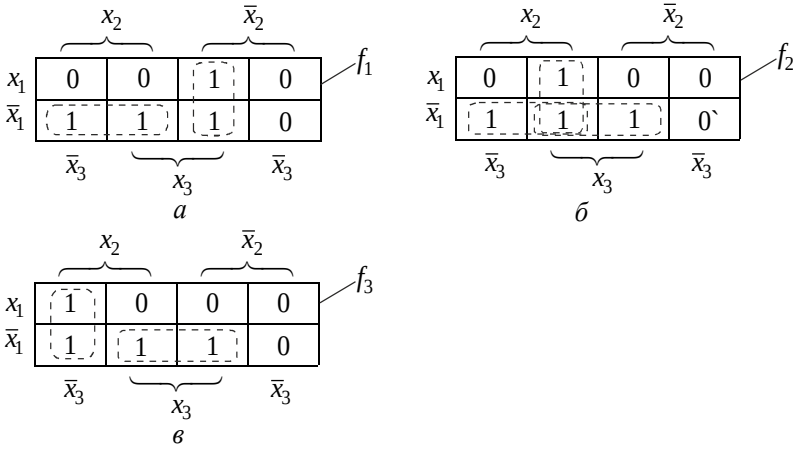
Мінімізуємо систему логічних функцій по кожному виходу окремо. Використовуючи наведені в табл. 1.25 карти Вейча, для табл. 1.24 можна записати наступну систему мінімальних логічних функцій:

$$f_1(x_1, x_2, x_3) = \bar{x}_1 x_2 \vee \bar{x}_2 x_3,$$
$$f_2(x_1, x_2, x_3) = \bar{x}_1 x_2 \vee \bar{x}_1 x_3 \vee x_2 x_3,$$
$$f_3(x_1, x_2, x_3) = x_2 \bar{x}_3 \vee \bar{x}_1 x_3.$$

Технічна реалізація системи потребує сім елементів 2І, два елементи 2АБО та один елемент 3АБО, тобто всього 10 елементів.

Одержані вирази вміщують спільні члени $\bar{x}_1 x_2$ і $\bar{x}_1 x_3$. Тому технічну реалізацію пристрою можна спростити. При використанні спільних для декількох виходів елементів для реалізації треба: п'ять елементів 2І, два елементи 2 АБО і один елемент 3АБО, тобто всього вісім елементів.

Таблиця 1.25



Аналіз наведених карт Вейча (табл. 1.25) показує, що на вхідних кодах 001, 010 і 011 усі три функції приймають одиничне значення. Тому можна записати

$$f_1(x_1,x_2,x_3)=\bar{x}_1x_2\vee\bar{x}_1x_3\vee\bar{x}_2x_3=\bar{x}_1\left(x_2\vee x_3\right)\vee\bar{x}_2x_3,$$
$$f_2(x_1,x_2,x_3)=\bar{x}_1x_2\vee\bar{x}_1x_3\vee x_2x_3=\bar{x}_1\left(x_2\vee x_3\right)\vee x_2x_3,$$
$$f_3(x_1,x_2,x_3)=\bar{x}_1x_2\vee\bar{x}_1x_3\vee x_2\bar{x}_3=\bar{x}_1\left(x_2\vee x_3\right)\vee x_2\bar{x}_3.$$

Реалізація цієї схеми потребує чотири елементи 2І та чотири елементи 2АБО, тобто всього також вісім елементів. Проте, із схеми виключений тривходовий елемент, що спрощує її реалізацію.

1.3.5. Синтез логічних пристроїв у базисах АБО–НЕ та І–НЕ

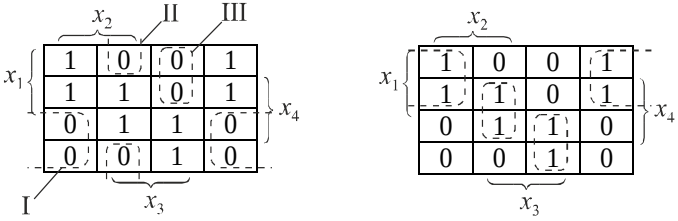
При побудові логічного пристрою звичайно не використовується функціонально повна система логічних елементів, яка реалізує усі три основні логічні операції І, АБО, НЕ. На практиці з метою скорочення номенклатури елементів використовують функціонально повну систему елементів, яка має тільки два елементи, що використовують операції І-НЕ та АБО-НЕ, або тільки один з цих елементів (див. § 1.1).

Реалізація логічної функції на елементах І-НЕ (АБО-НЕ) може бути виконана при наступній послідовності дій: задана логічна функція мінімізується з одержанням МДНФ (МКНФ), після чого мінімізовану логічну функцію двічі інвертують і перетворюють за

правилами де Моргана, а потім записують вираз із використанням операції І-НЕ — функція Шеффера (АБО-НЕ — стрілка Пірса).

Приклад 1.36. Побудувати логічний пристрій на елементах АБО-НЕ чи І-НЕ для логічної функції чотирьох змінних, яка задана картою Вейча (табл. 1.26).

Таблиця 1.26



а *б*

Р о з в' я з а н н я.

Мінімальна КНФ функції (табл. 1.26,*а*)

$$f(x_1, x_2, x_3, x_4) = (x_1 \vee x_3) \cdot (\bar{x}_2 \vee \bar{x}_3 \vee x_4) \cdot (\bar{x}_1 \vee x_2 \vee \bar{x}_3) . \quad (1.26)$$

Мінімальна ДНФ функції (табл. 1.26, *б*)

$$f(x_1, x_2, x_3, x_4) = x_1\bar{x}_3 \vee x_2x_3x_4 \vee \bar{x}_1\bar{x}_2x_3 . \quad (1.27)$$

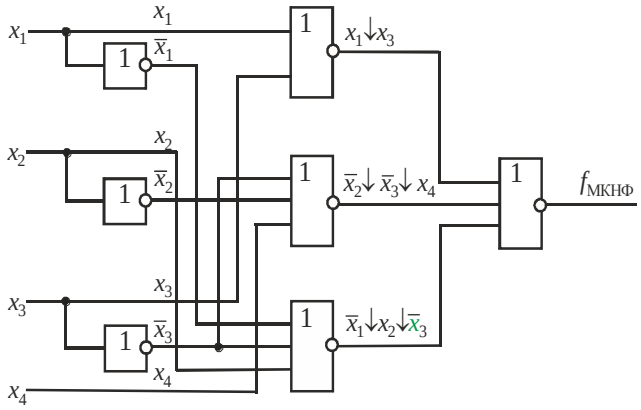
Для переходу від базису І, АБО, НЕ, в яких зображена функція, до базису АБО-НЕ (І-НЕ) виконуємо наступні дії: двічі інвертуємо праву частину виразів (1.26) і (1.27), перетворюємо за правилом де Моргана та записуємо вираз із використанням символу "стрілка Пірса" ("штрих Шеффера")

$$\begin{aligned} f_{\text{МКНФ}} &= \overline{\overline{(x_1 \vee x_3) \vee (\bar{x}_2 \vee \bar{x}_3 \vee x_4) \vee (\bar{x}_1 \vee x_2 \vee \bar{x}_3)}} = \\ &= \overline{\overline{(x_1 \vee x_3)} \vee \overline{(\bar{x}_2 \vee \bar{x}_3 \vee x_4)} \vee \overline{(\bar{x}_1 \vee x_2 \vee \bar{x}_3)}} = \\ &= (x_1 \downarrow x_3) \downarrow (\bar{x}_2 \vee \bar{x}_3 \vee x_4) \downarrow (\bar{x}_1 \vee x_2 \vee \bar{x}_3). \end{aligned} \quad (1.28)$$

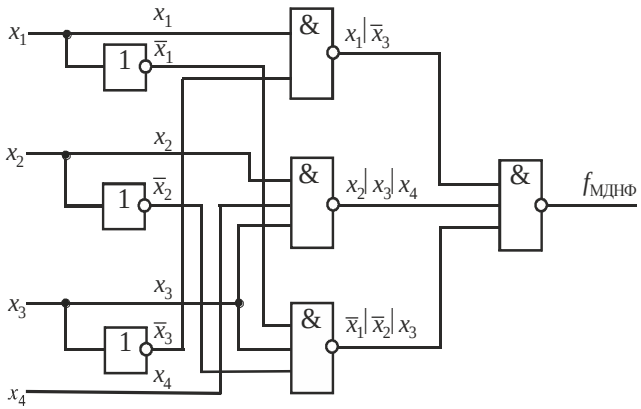
$$\begin{aligned} f_{\text{МДНФ}} &= \\ &= \overline{\overline{x_1\bar{x}_3 \vee x_2x_3x_4 \vee \bar{x}_1\bar{x}_2x_3}} = \overline{\overline{(x_1\bar{x}_3)} \cdot \overline{(x_2x_3x_4)} \cdot \overline{(\bar{x}_1\bar{x}_2x_3)}} = \\ &= (x_1 \mid \bar{x}_3) \mid (x_2 \mid x_3 \mid x_4) \mid (\bar{x}_1 \mid \bar{x}_2 \mid x_3). \end{aligned} \quad (1.29)$$

На рис. 1.6 приведені структурні схеми логічного пристрою, побудовані за виразами (1.28) та (1.29).

Зад─ля переходу від МДНФ (МКНФ) до мінімальної форми в базисі АБО-НЕ (І-НЕ) треба МДНФ (МКНФ) функції проінвертувати 4 рази.



а



б

Рис. 1.6

Приклад 1.37. Перетворити мінімальну ДНФ функції $f(x_1, x_2, x_3) = x_2x_3 \vee x_1\bar{x}_2$ у функцію в базисі АБО-НЕ.

Р о з в' я з а н н я.

Мінімальна ДНФ має вигляд

$$f_{МДНФ} = \overline{\overline{x_2x_3 + x_1\bar{x}_2}} = \overline{\overline{x_2x_3} \cdot \overline{x_1\bar{x}_2}} = \overline{\overline{(\bar{x}_2 \vee \bar{x}_3)} \cdot \overline{(\bar{x}_1 \vee \bar{\bar{x}}_2)}} = \overline{\overline{(\bar{x}_2 \vee \bar{x}_3)} \cdot \overline{(\bar{x}_1 \vee x_2)}}.$$

Логічна функція, задана МДНФ, може бути реалізована або безпосередньо на елементі І-АБО, або на елементі І-АБО-НЕ з наступною інверсією, а МКНФ цієї функції, попередньо проінвертована двічі, може бути реалізована на елементі І-АБО з наступною інверсією або безпосередньо на елементі І-АБО-НЕ.

1.4. ДЕЯКІ ОСОБЛИВОСТІ ПОБУДОВИ СХЕМ ЛОГІЧНИХ ПРИСТРОЇВ

При побудові схем логічного пристрою звичайно використовуються елементи з різним числом входів. Тому у більшості випадків для побудови пристроїв можуть бути використані елементи точно з тим числом входів, яке потрібне в окремих елементах структурної схеми.

Інколи треба мати в схемі елементи, число входів яких більше або менше за потрібне при розглянутих вище способах синтезу пристроїв.

Для визначенності приймемо, що елементи мають три входи, а для подачі вхідних змінних треба лише два входи. Надлишковий вхід міг би бути залишений вільним (не підімкненим до будь-яких кіл), як це показано на рис. 1.7,*а*. Проте для зменшення впливу завад, які наводяться на цей вхід, не бажано не використаний вхід залишати вільним. При цьому можливі наступні способи його ввімкнення. Вхід, який не використовують, може бути підімкнений до будь-якого з входів, що використовується (рис. 1.7,*б*). Недоліком такого способу з'єднання є таке: об'єднання входів призводить до того, що до виходу джерела вхідного сигналу (тобто до виходу попереднього елемента, з якого сигнал подається на вхід даного елемента), підмикається більше входів елемента. Таке збільшення навантаження викликає збільшення затримки розповсюдження сигналу, зменшення швидкодії елемента. Тому найбільш вдалим слід уважати спосіб, при якому на не використаний вхід подається логічна константа 0 або 1 (тобто потенціал, який відповідає логічному 0 або 1) (рис. 1.7,*в*). Тут на вільні входи елементів АБО та АБО-НЕ подається сталий потенціал, який відповідає рівню лог. 0, а для елементів І та І-НЕ — рівню лог. 1.

Зменшити фактичне число входів логічного елемента можна, використовуючи аксіоми (1.1). Тому на декілька входів логічного елемента можна подавати одну й ту ж логічну змінну. З цього випливає, що

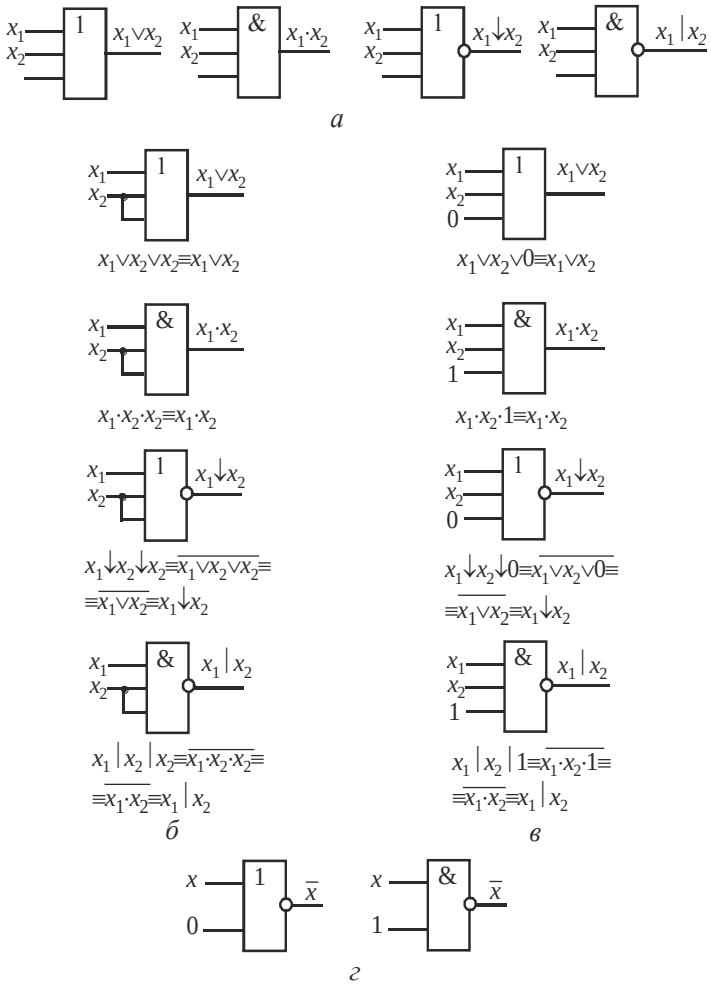


Рис. 1.7

якщо на $n-1$ входи *n*-входового елемента І-НЕ або АБО-НЕ подати відповідно лог. 1 або лог. 0, то відносно *n*-го входа вони виконують операцію НЕ (інверсію) (рис. 1.7,*г*).

Якщо на всі входи *n*–входового елемента І-НЕ або АБО-НЕ подати один і той же логічний сигнал, то відносно цього сигналу елемент перетворюється в інвертор.

На рис. 1.8 показаний один з способів реалізації логічного пристрою на елементах з недостатньою кількістю входів: реалізація три-

літерного члена логічного виразу функції на елементах різного типу з двома входами.

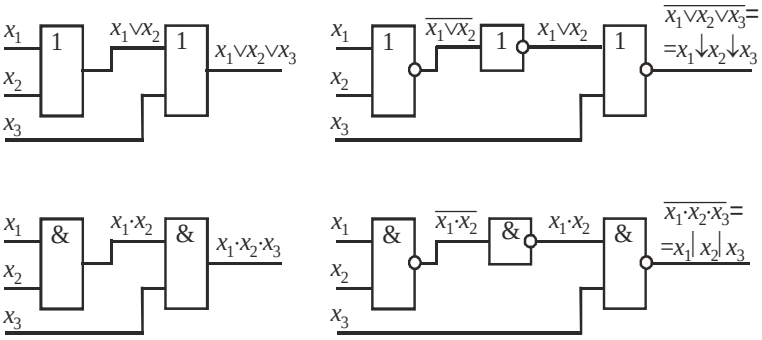


Рис. 1.8

Якщо в логічній функції є кілька членів з числом літер, яке перевищує число входів елементів, то в цьому випадку можливі два типових рішння:

1. Члени початкової МДНФ вміщують загальні логічні змінні. В цьому випадку загальні для декількох елементарних добутків змінні можуть бути зображені у вигляді спільних множників і винесені за дужку.

Приклад 1.38. Перетворити логічну функцію (1.27) до базису логічних елементів 2І-НЕ.

Р о з в' я з а н н я.

$$f(x_1,x_2,x_3,x_4)=x_1\bar{x}_3\vee x_2x_3x_4\vee\bar{x}_1\bar{x}_2x_3=$$
$$=\overline{\overline{x_1\bar{x}_3\vee x_3\left(x_2x_4\vee\bar{x}_1\bar{x}_2\right)}}=\overline{(x_1\bar{x}_3)}\cdot\overline{\left(x_3\left(x_2x_4\vee\bar{x}_1\bar{x}_2\right)\right)}. \qquad (1.30)$$

Вираз $x_2x_4\vee\bar{x}_1\bar{x}_2$ можна перетворити за допомогою правила де Моргана

$$x_2x_4\vee\bar{x}_1\bar{x}_2=\overline{\overline{(\overline{x_2x_4})\cdot(\overline{\bar{x}_1\bar{x}_2})}}. \qquad (1.31)$$

Підстановка (1.30) в (1.31) дає

$$f(x_1,x_2,x_3,x_4)=$$
$$=\overline{(x_1\bar{x}_3)}\cdot\overline{\left(x_3\overline{\overline{(\overline{x_2x_4})\cdot(\overline{\bar{x}_1\bar{x}_2})}}\right)}=x_1\,|\,\bar{x}_3)\,|\left(x_3\,|\left(\left(x_2\,|\,x_4\right)|\left(\bar{x}_1\bar{x}_2\right)\right)\right). \qquad (1.32)$$

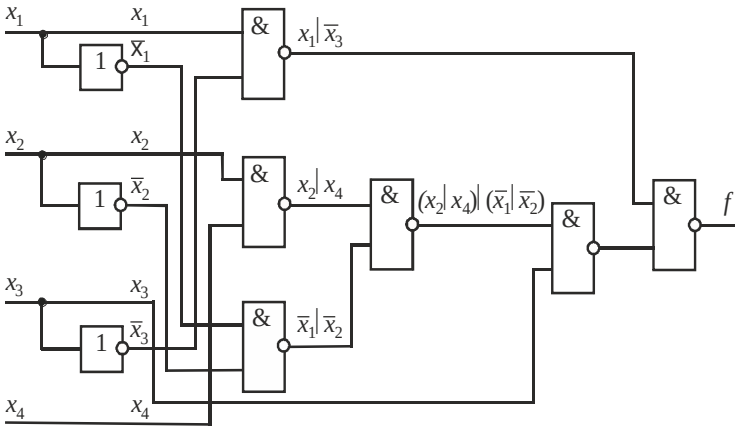


Рис. 1.9

На рис. 1.9 приведена схема, побудована згідно виразу (1.32). Із порівняння схем рис. 1.6,*б* та 1.9 видно, що зменшення числа входів використовуваних логічних елементів призводить до збільшення кількості логічних елементів, а отже, ускладнює реалізацію пристрою.

2. Члени початкової МДНФ не вміщують загальних логічних змінних. У цьому випадку треба скористатися однією з тотожностей

$$x_1 | x_2 | x_3 = x_1 | \overline{(x_2 | x_3)}, \tag{1.33}$$

$$x_1 \downarrow x_2 \downarrow x_3 = x_1 \downarrow \overline{(x_2 \downarrow x_3)}. \tag{1.34}$$

Слушність цих тотожностей доводиться за допомогою теорем алгебри логіки. Доведемо першу з них

$$x_1 | x_2 | x_3 = \overline{x_1 x_2 x_3} = \overline{x_1 \cdot (x_2 x_3)} = \overline{x_1 \cdot \overline{\overline{(x_2 x_3)}}} = x_1 | \overline{(x_2 | x_3)}.$$

Для другої

$$x_1 \downarrow x_2 \downarrow x_3 = \overline{x_1 \vee x_2 \vee x_3} = \overline{x_1 \vee (x_2 \vee x_3)} = \overline{x_1 \vee \overline{\overline{(x_2 \vee x_3)}}} = x_1 \downarrow \overline{(x_2 \downarrow x_3)}.$$

Слід відзначити, що тотожності (1.33) та (1.34) слушні для будь-якого числа змінних. Так, для чотирьох змінних отримаємо

$$x_1 | x_2 | x_3 | x_4 = x_1 | \overline{(x_2 | x_3 | x_4)} = x_1 | \overline{(x_2 | (\overline{x}_3 | \overline{x}_4))} = \overline{(x_1 | x_2)} | \overline{(x_3 | x_4)},$$

$$x_1 \downarrow x_2 \downarrow x_3 \downarrow x_4 = x_1 \downarrow \overline{(x_2 \downarrow x_3 \downarrow x_4)} = x_1 \downarrow \overline{(x_2 \downarrow \overline{(x_3 \downarrow x_4)})} =$$
$$= \overline{(x_1 \downarrow x_2)} \downarrow \overline{(x_3 \downarrow x_4)}.$$

Приклад 1.39. Синтезувати з використанням елементів 2І-НЕ логічну функцію, МДНФ якої

$$f(x_1, x_2, x_3, x_4) = x_1x_2 \vee x_3x_4 \vee \bar{x}_1\bar{x}_2.$$

Р о з в' я з а н н я.

Записуємо вираз через операцію І-НЕ

$$f(x_1, x_2, x_3, x_4) = \overline{(x_1x_2)} \cdot \overline{(x_3x_4)} \cdot \overline{(\bar{x}_1\bar{x}_2)} = (x_1 \mid x_2) \mid (x_3 \mid x_4) \mid (\bar{x}_1 \mid \bar{x}_2). \quad (1.40)$$

Застосовуючи до перетворення (1.33), одержуємо

$$f(x_1, x_2, x_3, x_4) = (x_1 \mid x_2) \mid \overline{((x_3 \mid x_4) \mid (\bar{x}_1 \mid \bar{x}_2))}.$$

На рис. 1.10 приведена структурна схема логічного пристрою, побудована за одержаним виразом.

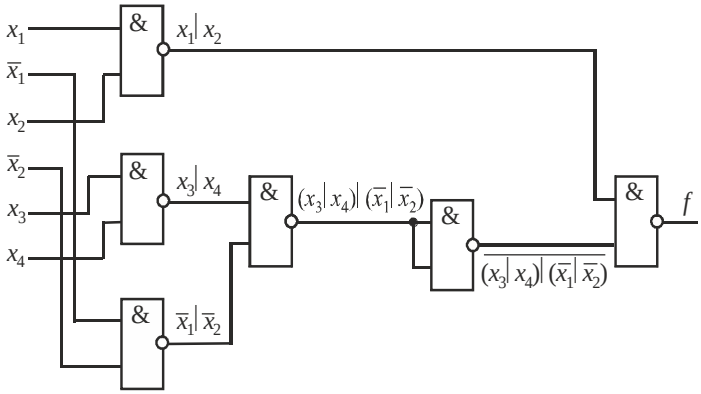


Рис. 1.10

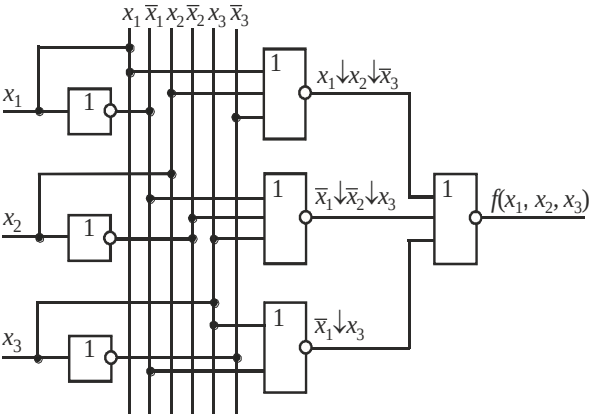
Приклад 1.40. Перетворити логічну функцію

$f(x_1, x_2, x_3, x_4) = (x_1 \vee x_2 \vee \bar{x}_3)(\bar{x}_1 \vee x_3)(\bar{x}_1 \vee \bar{x}_2 \vee x_3)$ до базису елементів 2АБО-НЕ.

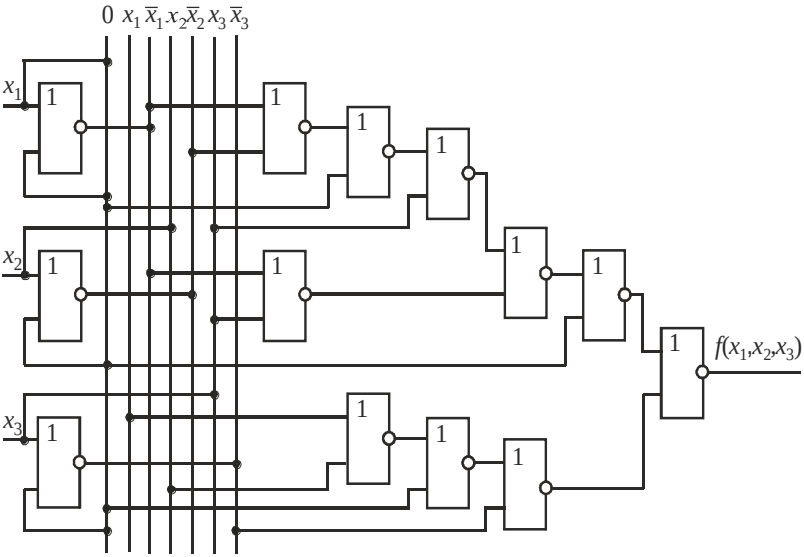
Р о з в' я з а н н я. Двічі проінвертувавши логічну функцію, знаходимо

$$f(x_1, x_2, x_3) = \overline{\overline{(x_1 \vee x_2 \vee \bar{x}_3)(\bar{x}_1 \vee x_3)(\bar{x}_1 \vee \bar{x}_2 \vee x_3)}} =$$
$$= \overline{\overline{(x_1 \vee x_2 \vee \bar{x}_3)} \vee \overline{(\bar{x}_1 \vee x_3)} \vee \overline{(\bar{x}_1 \vee \bar{x}_2 \vee x_3)}} =$$
$$= (x_1 \downarrow x_2 \downarrow \bar{x}_3) \downarrow (\bar{x}_1 \downarrow x_3) \downarrow (\bar{x}_1 \downarrow \bar{x}_2 \downarrow x_3) =$$
$$= \overline{(\bar{x}_3 \downarrow \overline{(x_1 \downarrow x_2)}) \downarrow (\bar{x}_1 \downarrow x_3) \downarrow (x_3 \downarrow \overline{(\bar{x}_1 \downarrow \bar{x}_2)})}.$$

На рис. 1.11,*а,б* наведені відповідно структурні схеми логічного пристрою, побудовані за початковим та перетвореним виразами.


x_1 $\bar{x}_1$ x_2 $\bar{x}_2$ x_3 $\bar{x}_3$
x_1
x_2
x_3
1
$x_1 \downarrow x_2 \downarrow \bar{x}_3$
$\bar{x}_1 \downarrow \bar{x}_2 \downarrow x_3$
$\bar{x}_1 \downarrow x_3$
$f(x_1, x_2, x_3)$

а


0 x_1 $\bar{x}_1$ x_2 $\bar{x}_2$ x_3 $\bar{x}_3$
x_1
x_2
x_3
1
$f(x_1,x_2,x_3)$

б

Рис. 1.11

1.5. КЛАСИФІКАЦІЯ ЛОГІЧНИХ ПРИСТРОЇВ

За способом вводу-виводу змінних (інформації) логічні пристрої можуть бути класифіковані на послідовні, паралельні та послідовно-паралельні (змішані).

У *послідовних* пристроях вхідні змінні надходять на вхід, а вихідні змінні знімаються з виходу не одночасно, а послідовно, розряд за розрядом (рис. 1.12,*а*). Як бачимо з рисунку пристрій виявляє незбіг символів на входах, видаючи 1 при незбігу та 0 при збігу символів (дійсно, при незбігу вхідних символів, коли $Вх1=1$ та $Вх2=0$ або $Вх1=0$ та $Вх2=1$, на виході пристрою $Вих=1$; при збігу вхідних символів, коли $Вх1=1$ та $Вх2=1$ або $Вх1=0$ та $Вх2=0$, на виході $Вих=0$).

У *паралельних* пристроях усі розряди вхідних змінних надходять на вхід і всі розряди вихідних змінних знімаються з виходу одночасно (рис. .12,*б*). Пристрій виконує над вхідними розрядами ту ж саму логічну операцію (виявляє незбіг символів відповідних вхідних розрядів), що й пристрій на рис. 1.12,*а*, але в паралельній формі. Входи пристрою поділені на дві групи (I та II), кожна з яких призначена для прийняття трирозрядного вхідного кодового слова в паралельній формі. На виході пристрою також у паралельній формі одержуємо трирозрядне вихідне слово.

У *послідовно-паралельних (змішаних)* пристроях вхідні та вихідні змінні зображуються в різних формах. Або на вхід змінні подаються послідовно символ за символом, а з виходу вони знімаються одночас-

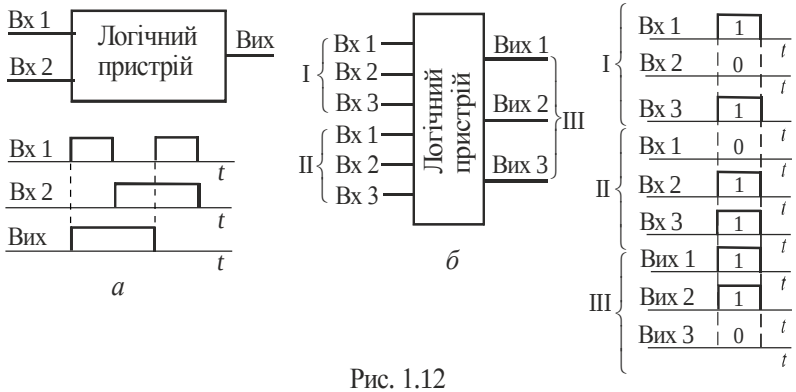


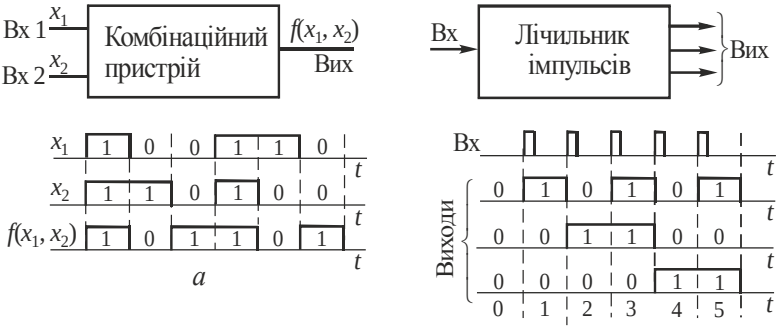
Рис. 1.12

но, або навпаки. Пристрої змішаної дії можуть використовуватися для перетворення кодових слів з однієї форми зображення в іншу (з послідовної форми в паралельну або навпаки).

За способом функціонування логічні пристрої (та їх схеми) поділяються на два класи: комбінаційні та послідовні.

У *комбінаційних* пристроях (*автоматах без пам'яті*) вихідні сигнали однозначно визначаються тільки діючою в цей момент на вході комбінацією змінних і не залежать від значень змінних, які діяли на вході раніше. У цьому сенсі комбінаційні пристрої позбавлені пам'яті (вони не зберігають відомостей про минулу роботу пристрою). На рис. 1.13,*а* приведений пристрій, призначений для формування на виході сигналу, який визначає збіг сигналів на входах.

У *послідовних* пристроях (*автоматах з пам'яттю*) вихідні сигнали визначаються не тільки діючою в цей момент на вході комбінацією змінних, але й усією послідовністю змінних, які діяли в попередні моменти часу. Тому можна говорити , що послідовні пристрої володіють пам'яттю (вони зберігають відомості про минулу роботу пристрою). Цей тип пристроїв часто називають цифровими автоматами. На рис. 1.13,*б* наведений лічильник, що рахує імпульси. У кожний момент часу його стан відповідає числу імпульсів, які поступають на вхід. Вихідна інформація визначається тим, яким був стан лічильника до даного інтервалу часу та надходить або ні на вхід імпульс у даний інтервал часу. Таким чином, даний пристрій є послідовним пристроєм.



а *б*

Рис. 1.13

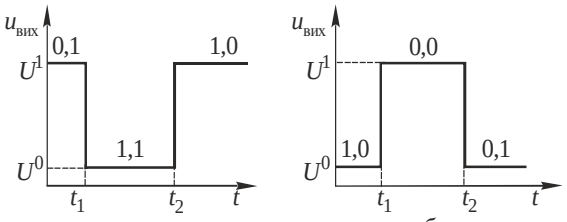
РОЗДІЛ 2

ІМПУЛЬСНІ ПРИСТРОЇ НА ЛОГІЧНИХ ЕЛЕМЕНТАХ

2.1. ФОРМУВАЧІ ІМПУЛЬСІВ НА ЛОГІЧНИХ ЕЛЕМЕНТАХ

Основним призначенням формувачів імпульсних сигналів є перетворення вхідних сигналів довільної форми в імпульси заданої форми, амплітуди і тривалості.

Можливість побудови формувача на ЛЕ обумовлена тим, що він може мати декілька входів, по кожному з яких може керуватися. На рис. 2.1 наведені часові діаграми одержання імпульсу негативної полярності (*а*) на двовходовому ЛЕ І-НЕ та імпульсу позитивної полярності (*б*) на двовходовому ЛЕ АБО-НЕ. Якщо на один вхід ЛЕ подати перемикаючий перепад напруги в момент t_1, а на інший — у момент t_2, то на виході ЛЕ сформується прямокутний імпульс тривалістю $t_{\text{і}} = t_2 - t_1$. На ділянках імпульсу цифрами показані комбінації логічних рівнів на входах ЛЕ, які забезпечують формування цих ділянок (див. рис. 2.1).



а *б*

Рис. 2.1

Указані на рис. 2.1 сполучення логічних змінних дають можливість порівняно просто синтезувати схему формувача.

На рис. 2 .2,*а* наведена схема формувача на ЛЕ І-НЕ. Так як на входах ЛЕ *DD*1 до та після формування імпульсу повинні бути різні логічні змінні (див. рис. 2.1,*а*), то в коло одного з його входів ввімкнено інвертор ЛЕ *DD*2. Лінія затримки *D* (*Delay* — затримка) може бути ввімкнена в коло будь-якого входуЛЕ *DD*2. При

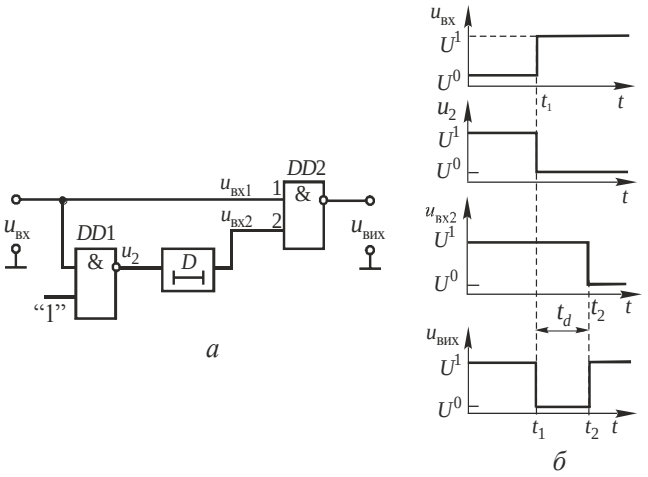


Рис. 2.2

$t < t_1$ (рис. 2.2,*б*) напруги на вході формувача і вході 1 ЛЕ $DD2$ $u_{вх1} = u_{вх} = U^0$, а на вході 2 ЛЕ $DD2$ — інвертована напруга $u_{вх2} = u_2 = U^1$, тому на виході формувача $u_{вих} = U^1$. У момент $t = t_1$ на вході 1 ЛЕ $DD2$ з'являється позитивний перепад ($u_{вх1} = u_{вх} = U^1$); на вході 2 ЛЕ $DD2$ за рахунок лінії затримки D зберігається до теперішня напруга $u_{вх2} = U^1$, тому $u_{вих} = U^0$. Через час $t = t_d$ (час затримки) у момент t_2 на вході 2 ЛЕ $DD2$ з'являється лог. 0 — на входах виявляються різнойменні логічні змінні, завдяки чому напруга на виході формувача стає рівною U^1. Треба зауважити, що входи ЛЕ $DD1$ не об'єднані з метою уникнути збільшення ємності,.

На рис. 2.3 приведена схема формувача на ЛЕ АБО-НЕ, в якій повинні бути витримані сполучення логічних змінних, наведених на рис. 2.1,*б*. У початковому стані на вході встановлюють лог. 1.

Лінії затримки, які використовуються у формувачі, відрізняються високою стабільністю параметрів при зміні температури, проте відносно великими габаритами при потребі ма-

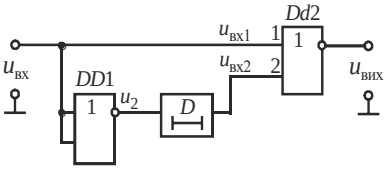


Рис. 2.3

ти значні часові затримки. Випускаються елементи затримки на 100, 125 і 150 нс з п'ятьма рівномірними відводами в кожного.

При формуванні імпульсів великої тривалості для зменшення габаритів пристрою як елемент часової затримки використовують RC -коло (рис. 2.4,*а*). У даному випадку потрібний спад потенціалу на вході 2 ЛЕ $DD2$ затримується відносно його появи на вході ЛЕ $DD1$ за рахунок того, що розряд конденсатора C відбувається поступово.

У початковому стані $u_{\text{вх}} = U^0$, $u_{\text{вих}} = U^1$ і $u_2 = U^1$. Конденсатор C заряджений до напруги, декілька меншої U^1,

$$u_C = U^1 - I^1_{\text{вх2}} R,$$

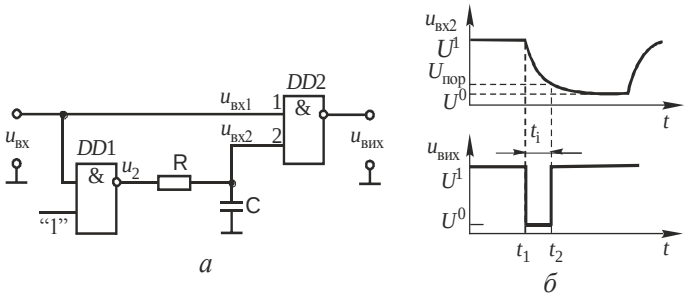
де $I^1_{\text{вх2}}$ — вхідний струм ЛЕ $DD2$ при $u_{\text{вх2}} \approx U^1$.

У подальшому будемо вважати, що в початковому режимі $u_C = U^1$. При надходженні на вхід позитивного перепаду ($u_{\text{вх}} = U^1$) на обох входах ЛЕ $DD2$ — лог. 1, тому $u_{\text{вих}} = U^0$. Так як тепер $u_2 = U^0$, конденсатор C починає розряджатися. Коли напруга u_C на ньому знизиться до порогової ($U_{\text{пор}}$), ЛЕ $DD2$ перемикається до рівня $u_{\text{вих}} = U^1$. У момент t_1 $u_{\text{вх}} = U^1$, $u_2 = U^0$ і конденсатор розряджається, а напруга на ньому зменшується від U^1, прямуючи до рівня U^0 (рис. 2.4, *б*),

$$u_C = u_{\text{вх2}} = \left(U^1 - U^0\right) e^{-t/\tau} + U^0,$$

де $\tau = RC$ — стала часу кола.

Тривалість сформованого імпульсу може бути визначена з виразу



а *б*

Рис. 2.4

$$U_{\text{пор}} = \left(U^1 - U^0\right) e^{-t_{\text{і}}/\tau} + U^0$$

$$t_{\text{і}} \approx 2{,}3\tau \lg \frac{U^1 - U^0}{U_{\text{пор}} - U^0}. \qquad (2.1)$$

Так як $U^1 >> U^0$ і $U_{\text{пор}} >> U^0$, то

$$t_{\text{і}} \approx 2{,}3\tau \lg\left(U^1 / U_{\text{пор}}\right). \qquad (2.2)$$

Опір резистора R обмежений як знизу, так і зверху. Знизу опір резистора R обмежений навантажувальною здатністю ЛЕ $DD1$ — струм розряду конденсатора не повинен перевищувати максимальний вихідний струм

$$I_{\text{р}} = \left(u_C - u_2\right)/R = \left(U^1 - U^0\right)/R < I_{\text{вих max}}.$$

Зверху опір резистора обмежений тим, що із збільшенням R зростає напруга $I_{\text{вх}2} R$. Якщо вона буде дорівнювати пороговій напрузі $U_{\text{пор}}$, то ЛЕ $DD2$ перемикається з рівня U^1 до рівня U^0. Тому

$$\left(U^1 - U^0\right)/I_{\text{вихmax}} < R < U_{\text{пор}}/I_{\text{вхпор}}. \qquad (2.3)$$

При формуванні імпульсів малої тривалості (десятки − сотні наносекунд) можна використовувати часову затримку, яку створюють логічні елементи. При складанні з декількох ЛЕ послідовного ланцюжка можна підсумовувати часи затримки окремих елементів. Для цілей затримки природно застосовувати простіші елементи — інвертори або повторювачі. Це зручний спосіб — у простішому корпусі МІС вже розміщені 6 інверторів або повторювачів. Затримку можна змінювати дискретно, змінюючи число елементів у ланцюжку. Якщо ланцюжок складений з інверторів, то при парному їх числі одержуємо просто затримку сигналу (рис. 2.5), при непарному — за-

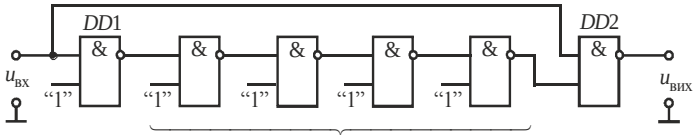


Рис. 2.5

тримку з інверсією.

Елементи ЛЕ *DD*1 та ЛЕ *DD*2 вибирають з малою затримкою, що забезпечує високу крутість фронтів вихідного імпульсу. Власні затримки мікросхем мають великий розкид і нестабільні. Тому формувачі по схемі рис. 2.5 застосовують, коли стабільність тривалості вихідного імпульсу великої ролі не грає.

До задач формування імпульсів за тривалістю відносяться розширення, звуження та стандартизація їх тривалості. Ці операції реалізуються схемою рис. 2.6,*а*. Якщо конкретизувати функцію F, вважаючи її диз'юнкцією, то, як видно з часових діаграм на рис. 2.6,*б*, схема буде розширювати вхідний імпульс на інтервал, що дорівнює часу затримки t_d. Якщо розуміти під функцією F кон'юнкцію та розглянути часові діаграми (рис. 2.6,*в*), то можна побачити, що схема дає звуження вхідного імпульсу на величину t_d. Якщо $F = x_1\bar{x}_2$, то буде виконана стандартизація тривалості імпульсу. Вихідний імпульс буде мати тривалість t_d незалежно від тривалості вхідного (при

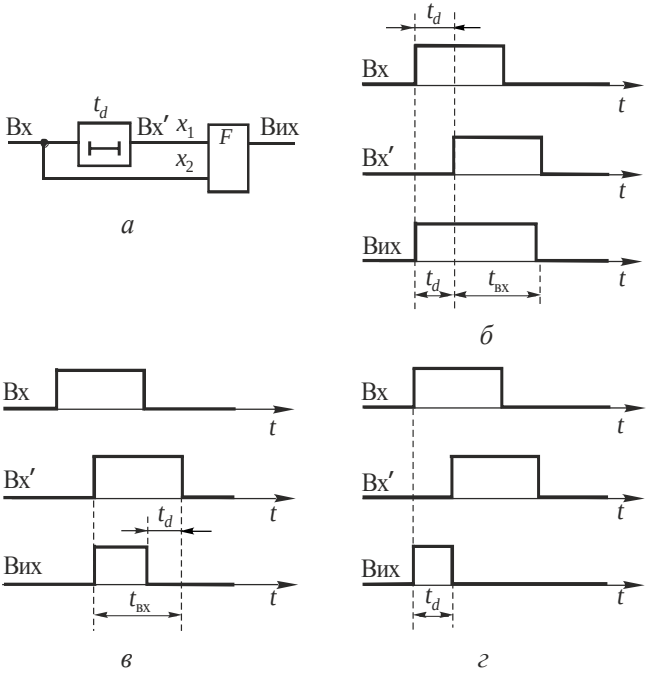


Рис. 2.6

$t_{вх} > t_d$). Це ілюструється часовими діаграмами рис. 2.6,*г*. Слід відмітити, що схема при $F = x_1\bar{x}_2$ може бути замінена сполученням звичайного кон'юнктора та інвертувальної затримки.

Приклад 2.1. Розрахувати елементи R, C часової затримки в схемі рис. 2.4,*а*, які забезпечують формування прямокутного імпульсу з тривалістю $t_{\text{і}} = 6$ мкс. Для ТТЛ-елементів ЛЕ $DD1$ і ЛЕ $DD2$ прийняти $U^1 = 3{,}6$ В, $U^0 = 0{,}2$ В, $U_{\text{пор}} = 1{,}5$ В, $I_{\text{вх пор}} = 0{,}6$ мА, $I_{\text{вих max}} = 16$ мА.

Р о з в' я з а н н я.

Із виразу (2.1) знаходимо

$$\tau = RC \approx \frac{t_{\text{і}}}{2{,}3 \lg \dfrac{U^1 - U^0}{U_{\text{пор}} - U^0}} = \frac{6 \cdot 10^{-6}}{2{,}3 \cdot 0{,}41} = 6{,}36 \cdot 10^{-6} \text{ с}.$$

У відповідності з виразом (2.3)

$$(3{,}6 - 0{,}2) \Big/ \left(16 \cdot 10^{-3}\right) < R < 1{,}5 \Big/ \left(0{,}6 \cdot 10^{-3}\right);$$

$$0{,}21 \text{ кОм} < R < 2{,}5 \text{ кОм}.$$

При виборі R, близькому до мінімального значення, скорочується тривалість фронту вихідного імпульсу, тому приймаємо $R = 390$ Ом. Тоді ємність конденсатора

$$C = \tau / R = \left(6{,}36 \cdot 10^{-6}\right) \Big/ 390 = 0{,}0163 \text{ мкФ}.$$

Вибираємо $C = 0{,}015$ мкФ.

2.2. АВТОКОЛИВНІ ГЕНЕРАТОРИ НА ЛОГІЧНИХ ЕЛЕМЕНТАХ

2.2.1. Автоколивний мультивібратор на логічних елементах

Мультивібратори на основі ІС використовують найчастіше як задавальні генератори електронних пристроїв, коли пристрій вміщує логічні ІС і не бажано розширення номенклатури мікросхем, що використовуються. Такі генератори володіють високою навантажувальною здатністю, яка забезпечується звичайно двотактним підсилювачем по-

тужності на виході ІС, тому навіть на ємнісному навантаженні формуються імпульси з достатньо короткими фронтами.

Вихідним каскадом ІС ТТЛ І-НЕ, а також АБО-НЕ є підсилювач (інвертор). Це дозволяє побудувати на цих елементах мультивібратор, аналогічний мультивібратору на транзисторах. За рахунок позитивного зворотного зв'язку в схемі розвивається лавиноподібний процес, завдяки чому перехід вихідної напруги з одного рівня на інший здійснюється з великою швидкістю. Якщо використовуються m-входові ЛЕ ТТЛ І-НЕ, $(m-1)$ незадіяних входів підмикаються до джерела живлення через резистор з опором 1 кОм або об'єднуються всі m-входи (при $m \le 3$), тому що об'єднання входів при $m > 3$ призводить до зменшення вхідних опорів елементів (у m разів). При заземленні хоча б одного з входів ЛЕ будуть знаходитися в одиничному стані.

На рис. 2.7,*а* приведена схема автоколивного мультивібратора на ЛЕ І-НЕ. Елементами мультивібратора, що задають час, є резистори $R1$, $R2$ і конденсатори $C1$, $C2$. Діоди $VD1$ та $VD2$ захищають ЛЕ від великих вхідних напруг негативної полярності. Якщо захисні діоди є всередині самих ІС, то необхідності в діодах $VD1$, $VD2$ нема. Розглянемо принцип роботи мультивібратора.

Коли закривається ЛЕ $DD1$ (момент t_1 рис. 2.7,*б*) напруга на

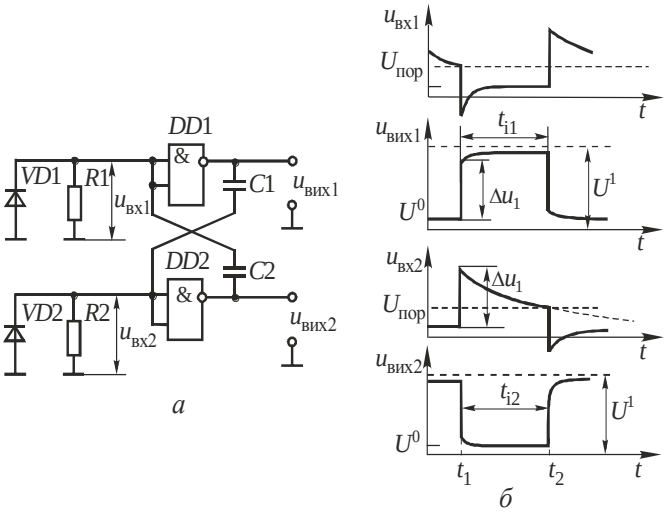


Рис. 2.7

виході $DD2$ збільшується стрибком на величину Δu_1, а на виході $DD2$ стрибком зменшується. Конденсатор $C1$ заряджається під дією високого рівня $u_{\text{вих}1}$ через вихідний опір $DD1$ та резистор $R2$. При цьому напруга на його обкладинках збільшується, а напруга $u_{\text{вх}2}$, яка виділяється на резисторі $R2$ за рахунок зарядного струму цього конденсатора, зменшується (рис. 2.7,*б*). Поки $u_{\text{вх}2} > U_{\text{пор}}$, ЛЕ $DD2$ підтримується відкритим ($u_{\text{вих}2} = U^0$).

У цей же час конденсатор $C2$ розряджається через вихідний опір ЛЕ $DD2$ та діод $VD1$. Останній забезпечує швидке розряджання цього конденсатора. Поки $u_{\text{вх}1}$ за рахунок розрядного струму конденсатора $C2$ менша за $U_{\text{пор}}$, ЛЕ $DD1$ закритий ($u_{\text{вих}1} \approx U^1$). Коли напруга $u_{\text{вх}2}$, яка зменшується, досягає рівня $U_{\text{пор}}$ (момент часу t_2), елемент $DD2$ закриється, а $DD1$ відкриється ($u_{\text{вих}1} = U^0$, $u_{\text{вих}2} \approx U^1$). При цьому відбувається лавиноподібний процес перевертання мультивібратора. Після цього конденсатор $C2$ починає заряджатися, а конденсатор $C1$ швидко розряджається через діод $VD2$ і вихідний опір відкритого ЛЕ $DD1$. Процеси в мультивібраторі періодично повторюються. Тривалість вихідних імпульсів може бути визначена з виразів

$$t_{\text{i}1} = C_1\left(R^1_{\text{вих}} + R_2\right)\ln\frac{U^1_{\text{вих}}}{U_{\text{пор}}} = \tau_1 \ln\frac{U^1_{\text{вих}}}{U_{\text{пор}}}, \qquad (2.4)$$

$$t_{\text{i}2} = C_2\left(R^1_{\text{вих}} + R_1\right)\ln\frac{U^1_{\text{вих}}}{U_{\text{пор}}} = \tau_2 \ln\frac{U^1_{\text{вих}}}{U_{\text{пор}}}, \qquad (2.5)$$

де $R^1_{\text{вих}}$ — вихідний опір закритого елемента.

Зазвичай $R_1 = R_2 = R$, $C_1 = C_2 = C$, тоді тривалість імпульсу та період автоколивань

$$t_{\text{i}} = t_{\text{i}1} = t_{\text{i}2} = C\left(R + R^1_{\text{вих}}\right)\ln\frac{U^1_{\text{вих}}}{U_{\text{пор}}} = \tau \ln\frac{U^1_{\text{вих}}}{U_{\text{пор}}} = 2{,}3\tau \lg\frac{U^1_{\text{вих}}}{U_{\text{пор}}}; \qquad (2.6)$$

$$T = t_{\text{i}1} + t_{\text{i}2} = 2t_{\text{i}} = 4{,}6\tau \lg\frac{U^1_{\text{вих}}}{U_{\text{пор}}}, \qquad (2.7)$$

де $\tau = C\left(R + R^1_{\text{вих}}\right)$ — стала часу заряду конденсатора.

Розглянута схема однаково добре працює при використанні ЛЕ як ТТЛ, так і КМОН типів. Слід відмітити, що внаслідок того, що для ЛЕ КМОН $I^0_{\text{вх}} = 0$, відпадає характерне для схеми на ЛЕ ТТЛ обмеження на максимальне значення опорів резисторів $R1$ і $R2$

$$R_1 = R_2 = R < U^0_{\text{вх max}} \big/ I^0_{\text{вх}} \qquad (2.8)$$

На практиці для ТТЛ ІС $500\text{Ом} < R < 1500\text{Ом}$.

При цьому потрібну сталу часу перезаряджання RC-кола можна забезпечити за рахунок збільшення опору. Останнє дозволяє при інших рівних умовах або зменшити розміри зовнішніх навісних елементів за рахунок використання конденсаторів меншої ємності, або забезпечити якісну роботу автогенератора в діапазоні низьких частот вихідних коливань.

Недоліком мультивібратора (рис. 2.7,*а*) є можливість такого стану, при якому обидва ЛЕ виявляються одночасно закритими (наприклад, при повільному зростанні живильної напруги при вмиканні). Щоб коливання змогли з'явитися, розглянуту схему доповнюють елементом І та відповідними зв'язками (рис. 2.8).

Якщо мультивібратор працює нормально (тобто мають місце стани, коли один з ЛЕ $DD1$, $DD2$ закритий, а інший відкритий), то на вході елемента І різні логічні рівні, а на його виході — лог. 0. При цьому правий за схемою вивід резистора $R1$ через низький вихідний опір відкритого ЛЕ $DD4$ практично з'єднаний із "землею". Якщо ЛЕ $DD1$, $DD2$ одночасно закриті, на вході елемента І лог.1 і логічною одиницею з виходу $DD4$ відкривається ЛЕ $DD1$ — у схемі з'являються умови для виникнення коливального процесу.

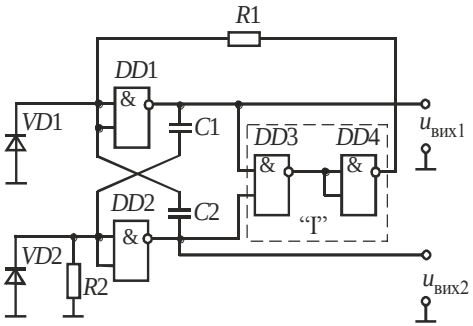


Рис. 2.8

Якщо в автоколивних мультивібраторах є лише логічні елементи АБО-НІ, то мультивібратор можна побудувати за схемою, показаною на

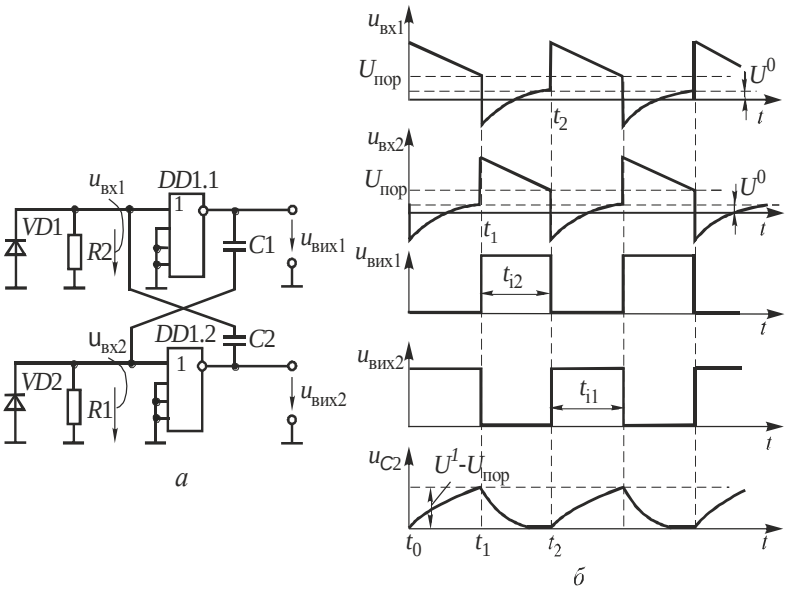


Рис. 2.9

рис. 2.9,*а*, в якій, як і в попередній, використані перехресні резисторно-ємнісні зворотні зв'язки (ЛЕ прийняті чотиривходовими).

При використанні m-входових ЛЕ ТТЛ АБО-НІ, $(m-1)$ незадіяних входів підмикаються до спільної шини. При $m \le 3$ всі входи об'єднуються. Якщо не підімкнути хоча б один з виходів до спільної шини або не об'єднати з іншими входами, ЛЕ буде постійно знаходитися в нульовому стані.

Принцип дії мультивібратора на ЛЕ АБО-НІ такий самий, як і на ЛЕ І-НЕ. Часові діаграми, які пояснюють роботу мультивібратора, наведені на рис. 2.9,*б*. Тривалість імпульсу t_{i1} визначається виразом (2.4), а паузи t_{i2} — (2.5).

Тривалість фронту генерованих імпульсів визначається часом перемикання ЛЕ.

На часових діаграмах (рис. 2.9,*б*) амплітуда вихідних імпульсів незмінна $U_m = U^1 - U^0$, тому що при її побудові не враховувався вихідний опір ЛЕ. З урахуванням кінцевості цього вихідного опору амплітуда імпульсів буде змінюватися.

Недоліком мультивібратора на ЛЕ АБО-НІ (рис. 2.9,*а*), як і мультивібратора на ЛЕ І-НЕ (рис. 2.7,*а*), є жорсткий режим самозбудження та пов'язана з цим можлива відсутність коливального режиму роботи. Цей недолік схеми можна виключити, якщо додатково ввести ЛЕ І (рис. 2.10).

Коли мультивібратор генерує імпульси, то на виході $DD3$ $u_{\text{вих}3} = U^1$, оскільки $x_1 = \bar{x}_2$. Проте, внаслідок жорсткого режиму самозбудження можливий такий випадок, коли при вмиканні напруги джерела живлення через малу швидкість зростання напруги струм заряду конденсаторів $C1$ і $C2$ виявляється невеликим. При цьому спад напруги на резисторах $R1$ і $R2$ може бути меншим за порогову $U_{\text{пор}}$ і обидва елементи ($DD1$ і $DD2$) виявляються в стані, коли напруги на їх виходах $x_1 = x_2 = 1$. При такому сполученні вхідних сигналів на виході елемента $DD3$ виникає напруга U^1, яка через резистор $R2$ подається на вхід елемента $DD2$. Так як $U^1 > U_{\text{пор}}$, то ЛЕ $DD2$ переводиться в стан нуля і схема починає генерувати імпульси.

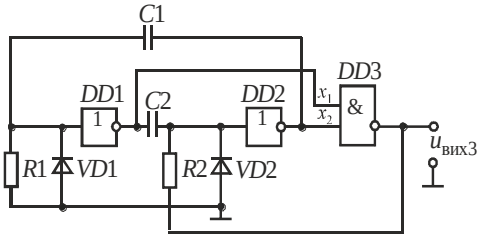


Рис. 2.10

2.2.2. Автогенератор з часозадавальним *RC*-колом

Схема генератора показана на рис. 2.11,*а*. Інвертор $DD1$ охоплений через резистор R негативним зворотним зв'язком. Потрібний для самозбудження позитивний зворотний зв'язок у схемі реалізується через конденсатор C, яким охоплені два інвертори $DD1$ та $DD2$. Релаксаційні процеси перезаряджання конденсатора C через резистор, ввімкнений послідовно між входами $DD1$ та $DD2$, визначають тривалості півперіодів $t_{\text{i}1}$, $t_{\text{i}2}$, частоту генерації f і шпаркуватість q вихідних імпульсів. На інтервалі $t_2 - t_1 = t_{\text{i}2}$ (рис. 2.11,*б*) на вході елемента $DD1$ напруга $U_{\text{вх}\,DD1} > U_{\text{пор}}$, тому на його виході

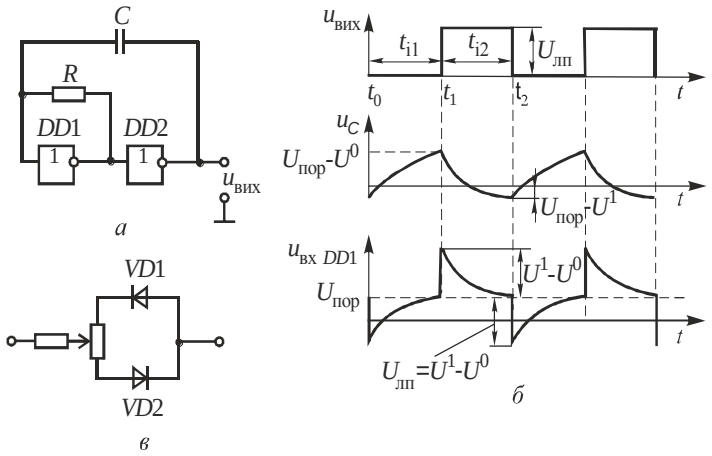


Рис. 2.11

підтримується низький рівень U^0, а на вході $DD2$ — високий рівень U^1. Напруга на часозадавальному конденсаторі C змінюється від $U_{\text{пор}} - U^0 > 0$ до $U_{\text{пор}} - U^1 < 0$. Струм перезаряджання конденсатора C на інтервалі $t_1 \ldots t_2$ тече від джерела живлення по колу $+E_{\text{к}} - R^1_{\text{вих2}} - C - R - R^0_{\text{вих1}} -$ "земля", а напруга u_C експоненціально зменшується зі сталою часу

$$\tau_1 = C\left[\left(R^0_{\text{вих1}} \parallel R^0_{\text{вх2}} + R\right) \parallel R^1_{\text{вх1}} + R^1_{\text{вих2}}\right] \approx C\left(R^1_{\text{вих2}} + R\right) \qquad (2.9)$$

При цьому напруга на вході $DD1$ також експоненціально зменшується від початкового рівня

$$U^+_{\text{вх}\,DD1} = U_{\text{пор}} + \left(U^1 - U^0\right)\frac{R}{R + R^1_{\text{вих2}}} = U_{\text{пор}} + U_{\text{лп}}\,\gamma_1,$$

де $U_{\text{лп}} = U^1 - U^0$, наближаючись асимптотично до рівня $U^+_{\text{вх}\,DD1} = U^0 \approx 0$. У момент, коли напруга на вході $DD1$ досягне рівня $U_{\text{пор}}$, інвертор $DD1$ переходить у підсилювальний режим, його вихідна напруга, зростаючи, вмикає інвертор $DD2$ і далі під дією позитивного зворотного зв'язку схема регенеративно перемикається в інший квазістійкий стан.

На часовому інтервалі $t_0 \ldots t_1$ напруга на вході $DD1$ $U_{\text{вх}\,DD1} < U_{\text{пор}}$, тому на виході $DD1$ — високий рівень U^1, а на виході елемента $DD2$ — низький $U_{\text{вих}} = U^0_{DD2} \approx 0$. Струм перезарядження конденсатора C тече в протилежному напрямку від джерела живлення елемента $DD1$ по колу $+E_{\text{к}} - R^1_{\text{вих}1} - R - C - R^0_{\text{вих}2} -$ "земля" і створює на резисторі R перепад напруги, достатній для підтримки на вході елемента $DD1$ напруги в області лог.0. По мірі перезаряджання струм через резистор зменшується експоненціально зі сталою часу

$$\tau_2 = C\left[\left(R^1_{\text{вих}\,1} \parallel R^1_{\text{вх}\,2} + R\right) \parallel R^0_{\text{вх}1} + R^0_{\text{вих}\,2}\right] \approx C\left(R \parallel R^0_{\text{вх}1}\right), \quad (2.10)$$

тому напруга на вході експоненціально зростає до рівня

$$U^{-}_{\text{вх}\,DD1} = U_{\text{пор}} - \left(U^1 - U^0\right)\frac{R + R^1_{\text{вих}} \parallel R^1_{\text{вх}\,2}}{R + R^1_{\text{вих}1} \parallel R^1_{\text{вх}\,2} + R^0_{\text{вих}\,2}} = U_{\text{пор}} - U_{\text{лп}}\,\gamma_2,$$

де $\gamma_2 = \dfrac{R + R^1_{\text{вих}} \parallel R^1_{\text{вх}\,2}}{R + R^1_{\text{вих}1} \parallel R^1_{\text{вх}\,2} + R^0_{\text{вих}\,2}}$, наближаючись асимптотично до рівня $U^{-}_{\text{вх}\,DD1}(\infty) = E_{\text{к}}$. У момент, коли $U_{\text{вх}\,DD1} = U_{\text{пор}}$, схема перемикається і всі процеси повторюються.

Тривалості півперіодів з урахуванням виразів (2.9) і (2.10) визначаються виразами

$$t_{\text{i}1} = C\left(R \parallel R^0_{\text{вх}1}\right)\ln\left[\left(E_{\text{к}} - U_{\text{пор}} + U_{\text{лп}}\,\gamma_2\right)\Big/\left(E_{\text{к}} - U_{\text{пор}}\right)\right], \quad (2.11)$$

$$t_{\text{i}2} = C\left(R^1_{\text{вих}\,2} + R\right)\ln\left[\left(U_{\text{пор}} + U_{\text{лп}}\,\gamma_1\right)\Big/\left(U_{\text{пор}}\right)\right]. \quad (2.12)$$

Для ІС ТТЛ на опір резистора R накладаються обмеження зверху $R < \left(U_{\text{пор}} - U^0\right)\Big/ I^1_{\text{вх}}$, тому завичай він знаходиться в межах 200…470 Ом.

Якщо схема генератора виконана на базі ЛЕ КМОН, для яких можна прийняти $R_{\text{вх}} \to \infty$, $R_{\text{вих}} \to 0$, вершина вихідних імпульсів не спотворюється, а вирази (2.11), (2.12) суттєво спрощуються

$$t_{\text{i}1} = RC\ln\left[\left(2E_{\text{к}} - U_{\text{пор}}\right)\Big/\left(E_{\text{к}} - U_{\text{пор}}\right)\right],$$

$$t_{i2} = RC \ln\left[\left(E_к + U_{пор}\right)/\left(U_{пор}\right)\right],$$

де $E_к \approx U_{лп}$.

На практиці через достатню складність одержаних виразів користуються наближеним співвідношенням

$$T = t_{i1} + t_{i2} \approx 2{,}3RC. \qquad (2.13)$$

Аналізуючи вирази (2.11) і (2.12), можна сказати, що, як правило, тривалість імпульсу t_{i2} більша за t_{i1}, і, отже, на виході ЛЕ $DD2$ буде присутня прямокутна напруга з щілинністю $q = T/t_i > 2$. Відповідно, на виході ЛЕ $DD1$ щпаркуватість імпульсів $q < 2$.

У випадках, коли потрібно регулювати тривалості імпульсу і паузи, тобто регулювати шпаркуватість q генерованих імпульсів, замість резистора R можна застосувати регульований двополюсник (рис. 2.11,*в*). За його допомогою утворюються імпульси типу "меандр" при середньому положенні повзунка потенціометра, а при зміні його положення можна задати потрібну шпаркуватість для фіксованого періоду вихідних імпульсів.

Достоїнство мультивібратора (рис. 2.11,*а*) — простота схеми та стабільність частоти генерації: при зміні напруги живлення ІС ТТЛ-типу $E_к = 4{,}5\ldots5{,}5$ В частота змінюється тільки на 2%. Головний недолік схеми — спотворення вершин імпульсів. Для його усунення схему доповнюють ще одним інвертором $DD3$ (рис. 2.12). При цьому резистор R відключають від виходу $DD1$ і підключають до виходу елемента $DD3$. Перезаряд конденсатора C у схемі відбувається через резистор R і вихідні кола $DD2$, $DD3$. Через те, що елемент $DD1$ не навантажений ємністю, імпульси на його виході мають добру прямокутність. Принцип роботи мультивібратора рис. 2.12 аналогічний роботі схеми рис. 2.11,*а*. У схемі мультивібратора (рис. 2.12) керуючий вхід $U_{зап}$ використовується для збудження $\left(U_{зап} = U^1\right)$ або зриву $(U_{зап} = 0)$ генерації. Період генерованих імпульсів схеми

$$T \approx 2{,}3RC. \qquad (2.14)$$

Обмежувальною умовою на вибір резистора R є

$$240\,\text{Ом} < R < 1500\,\text{Ом}. \qquad (2.15)$$

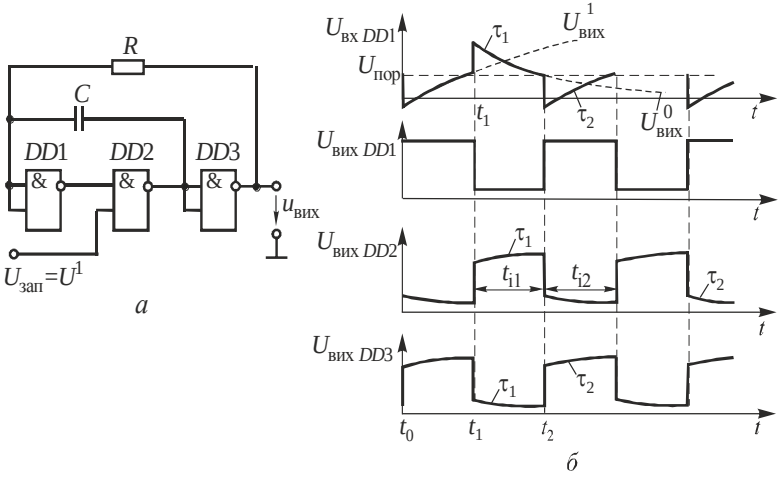


Рис. 2.12

Частота генерованих імпульсів може змінюватися, якщо змінювати опір резистора R.

Розглянуті вище типи генераторів використовують у випадках, коли частота вихідної напруги менша за граничну частоту обраного типу ЛЕ. Якщо треба побудувати генератор, частота якого сумірна з граничною частотою ЛЕ, застосовують схеми, принцип дії яких грунтується на використанні власних інерційних властивостей ЛЕ. У таких схемах відсутні зовнішні часозадавальні елементи, і частота вихідних коливань визначається тривалостями затримки розповсюдження імпульсу t_d ЛЕ. Такі схеми складаються з N послідовно ввімкнених ЛЕ І-НЕ, які охоплені колом одиничного негативного зворотного зв'язку (НЗЗ) (рис. 2.13,*а*). Природно, що кількість послідовно ввімкнених елементів повинна бути непарною.

Період коливаннь визначається виразом

$$T = N\left(t_d^{1,0} + t_d^{0,1}\right). \qquad (2.16)$$

Якщо ключ S замкнений (рис. 2.13,*б*), схема знаходиться у стійкому стані, при якому вихідні напруги всіх непарних елементів дорівнюють U^1, а парних — U^0. Розмикання в момент t_0 ключа S рівнозначно подачі на вхід $DD1$ двох одиничних вхідних сигналів.

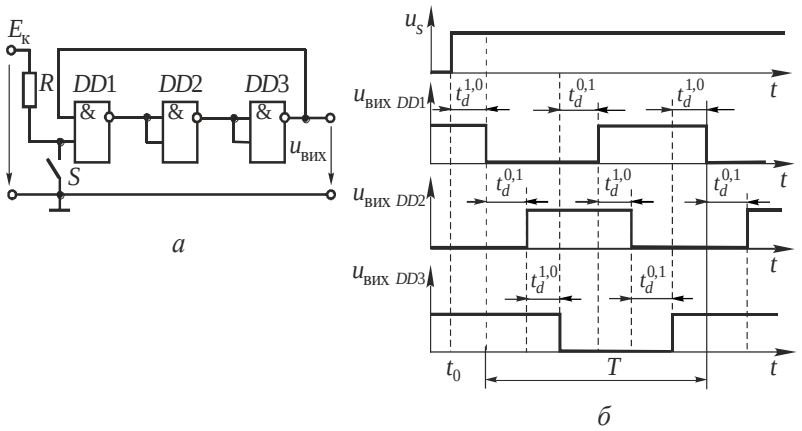


Рис. 2.13

Тому через час $t_d^{1,0}$ відбудеться зміна його вихідної напруги. Сигнал U^0 з виходу $DD1$ потрапляє на вхід $DD2$, що, в свою чергу, через часовий інтервал $t_d^{0,1}$ змінить і його вихідну напругу з U^0 до U^1, і т.д. Перемикання ЛЕ буде відбуватися послідовно одне за одним.

Частота коливань такого генератора для ІС ТТЛ-типу знаходиться в діапазоні десятків мегагерц.

Приклад 2.2. Якими процесами в конденсаторах $C1$, $C2$ автоколивного мультивібратора на елементах І-НЕ (рис. 2.7) визначається період коливань; чим викликані обмеження у виборі опорів резисторів $R1$, $R2$; яку функцію вони виконують; для чого в схемі застосовані діоди $VD1$, $VD2$?

Р о з в ' я з а н н я.

1. Період коливань визначається не сталими часу перезаряду конденсаторів, а сталими часу заряду.

2. Вхідний струму ЛЕ при наявності низького рівня вхідної напруги створює на резисторах $R1$, $R2$ відкриваючу напругу, яка при достатньо великих $R1$ ($R2$) і малій пороговій напрузі відкривання призведе до відкривання ЛЕ. Тому максимальне значення опору $R1$ ($R2$) обмежене. Малі значення опорів резисторів $R1$, $R2$ також вибирати не можна, тому що струм заряду конденсаторів $C1$, $C2$ створить напругу на цих резисторах, не достатню для відкривання ЛЕ.

3. Резистори $R1$, $R2$ створюють коло заряду конденсаторів $C1$, $C2$ і з них знімається напруга, яка відкриває ЛЕ $DD1$ і $DD2$.

4. Діоди $VD1$, $VD2$ необхідні для захисту емітерних переходів ТТЛ ІС від пробою негативною напругою на конденсаторах ($-U_{C\max} \approx E_к$) та забезпечення розряду конденсаторів $C1$, $C2$.

Приклад 2.3. Визначити тривалість імпульсу, який формується мультивібратором (рис. 2.7,*а*), якщо $C_1 = C_2 = 10000$ пФ, $R_1 = R_2 = 1$ кОм, $U^1_{вих} = 4$ В, $U_{пор} = 1{,}5$ В, $R^1_{вих} = 50$ Ом.

Р о з в' я з а н н я.

У відповідності з виразом (2.6)

$$t_і = 2{,}3\tau \lg U^1_{вих} / U_{пор} = 2{,}3(1000+50)\cdot 10000\cdot 10^{-12} \lg 4/1{,}5 \approx 10{,}3 \text{ мкс}.$$

Приклад 2.4. Визначити період коливань вихідної напруги мультивібратора (рис. 2.7,*а*), якщо $C_1 = C_2 = 7500$ пФ, $R_1 = R_2 = 510$ Ом, $U^1_{вих} = 3{,}5$ В, $U_{пор} = 1{,}5$ В, $R^1_{вих} = 40$ Ом.

Р о з в' я з а н н я.

У відповідності з виразом (2.7)

$$T = 4{,}6\tau \lg U^1_{вих} / U_{пор} = 4{,}6(510+40)\cdot 7500\cdot 10^{-12} \lg 3{,}5/1{,}5 \approx 7 \text{ мкс}.$$

Приклад 2.5. Чим викликане в схемі рис. 2.7,*а* зростання вершини позитивного вихідного імпульсу (див. рис. 2.7, *б*)?

Ро з в' я з а н н я.

По мірі заряду конденсаторів їх струм зменшується, що призводить до зменшення спаду напруги від цих струмів на вихідних опорах ЛЕ і зростання вихідної напруги.

Приклад 2.6. Визначити тривалість імпульсу $t_{і2}$ та шпаруватість у схемі мультивібратора рис. 2.7,*а*, якщо $C_1 = 7500$ пФ, $C_2 = 10000$ пФ, $R = R_1 = R_2 = 1{,}5$ кОм, $U^1_{вих} = 4$ В, $U_{пор} = 1{,}5$ В, $R^1_{вих} = 150$ Ом.

Р о з в' я з а н н я.

1. У відповідності з виразом (2.5)

$$t_{і2} = C_2\left(R^1_{вих} + R_1\right)\ln\frac{U^1_{вих}}{U_{пор}} = 10000\cdot 10^{-12}\left(150+1500\right)\ln\frac{4}{1{,}5} \approx 16{,}2 \text{ мкс}.$$

2. Так як $C_2 > C_1$, тривалість імпульсу $t_{і1}$ буде меншою. Вона визначається виразом (2.4)

$$t_{i1} = C_1\left(R^1_{вих} + R_2\right)\ln\frac{U^1_{вих}}{U_{пор}} = 7500\cdot 10^{-12}\left(150+1500\right)\ln\frac{4}{1,5} \approx 12,1\ \text{мкс}.$$

3. Шпаркуватість імпульсів

$$q = 1+\frac{t_{i2}}{t_{i1}} = 1+\frac{16,2\cdot 10^{-6}}{12,1\cdot 10^{-6}} \approx 2,34.$$

Приклад 2.7. Визначити максимально можливу шпаркуватість імпульсів мультивібратора рис. 2.7,*а* згідно з параметрами прикладу 2.6.

Р о з в' я з а н н я.

Максимальна шпаркуватість імпульсів суттєво залежить від прямого опору діода і зростає із зменшенням $r_д$. Вона визначається виразом

$$q_м = 1+\frac{R}{r_д}\ln\frac{U^1_{вих}-U_{д0}}{U_{пор}}\ln^{-1}\left(1+\frac{U^1_{вих}-U_{пор}-U_{д0}}{r_д I^0_{вх}}\right) =$$
$$= 1+\frac{1500}{50}\ln\frac{4-0,35}{1,5}\ln^{-1}\left(1+\frac{4-1,5-0,35}{50\cdot 1\cdot 10^{-3}}\right) \approx 8,$$

де $r_д = 50\ \text{Ом}$ — прямий опір діода; $U_{д0} = 0,35\ \text{В}$ — порогова напруга прямої вітки ВАХ діода.

Приклад 2.8. Розрахувати задавальний генератор (мультивібратор) з $f_{вих} = 3000\ \text{Гц}$, напругою живлення $E_к = 5\ \text{В}$ по схемі рис. 2.8. В якості ЛЕ взяти ІС типу 155ЛА3 (чотири логічні елементи 2І-НЕ).

Р о з в' я з а н н я.

1. Опір резисторів

$$R_1 = R_2 = R < R^1_{вх}\left(I^0_{вх}R^1_{вх}/U_{пор} - 1\right)^{-1} =$$
$$= 10\cdot 10^3\left(0,95\cdot 10^{-3}\cdot 10\cdot 10^3/1,5 - 1\right)^{-1} \approx 1,88\ \text{кОм},$$

де $R^1_{вх}$ — вхідний опір закритої ІС; $I^0_{вх}$ — вхідний струм закритої ІС; $U_{пор}$ — порогова напруга, за якої відкривається ЛЕ. Типові значення вказаних параметрів для ЛЕ ТТЛ-типу характеризуються такими величинами: $R^1_{вх} = 3\ldots 15\ \text{кОм}$; $I^0_{вх} = 0,5\ldots 1,4\ \text{мА}$; $U_{пор} = 1,5\ \text{В}$.

Вибираємо $R^1_{вх} = 10\ \text{кОм}$; $I^0_{вх} = 0,95\ \text{мА}$; $U_{пор} = 1,5\ \text{В}$.

Величина опору R повинна також відповідати умові

$$R > R^1_{вих}U_{пор}/U^1_{вих} = 200\cdot 1,5/4 = 75\ \text{Ом},$$

де $R^1_{\text{вих}} = 200\,\text{Ом}$; $U^1_{\text{вих}} = 4\,\text{В}$.

Величини резисторів $R1$, $R2$ доцільно вибирати максимально можливими, тому що з їх зростанням зменшується вплив вихідного опору ІС на тривалість генерованих імпульсів, зменшується спотворення форми вихідних імпульсів. На підставі цього вибираємо $R_1 = R_2 = 1{,}8\,\text{кОм}$.

2. Ємність часозадавальних конденсаторів C_1, C_2

$$C_1 = C_2 = \frac{t_{\text{і}}}{(R + R^1_{\text{вих}})\ln(U^1_{\text{вих}} - U_{\text{д}0})R\ln^{-1}[U_{\text{пор}}(R + R^1_{\text{вих}})]} =$$

$$\frac{1}{2\cdot 3000(1{,}8+0{,}2)\cdot 10^3 \ln(4-0{,}35)\cdot 1{,}8\cdot 10^3 \ln^{-1}[1{,}5(1{,}8+0{,}2)10^3]} \approx$$

$$\approx 0{,}1\cdot 10^{-6}\ \Phi = 0{,}1\,\text{мкФ},$$

де $T = t_{\text{і}1} + t_{\text{і}2} = 2t_{\text{і}}$; $t_{\text{і}} = \frac{T}{2} = \frac{1}{2} f_{\text{вих}}$; $U_{\text{д}0} = 0{,}35\,\text{В}$ — порогова напруга, напруга прямої вітки ВАХ діода типу КД503А, який вибираємо для схеми $(VD1, VD2)$.

Для діода КД503А: максимальна зворотна напруга $U_{\text{зв.доп}} = 30\,\text{В} > U_{\text{вих}} = 4\,\text{В}$; імпульсний прямий струм $I_{\text{прімп}} = 200\,\text{мА}$; час відновлення зворотного опору $t_{\text{відн}} = 10\,\text{нс}$, прямий динамічний опір $r_{\text{д}} = 40\,\text{Ом}$.

3. Середній час затримки поширення сигналу інтегральної схеми:

$$t_d = \frac{t_d^{1,0} + t_d^{0,1}}{2} = \frac{17+36}{2} = 27\,\text{нс},$$

де $t_d^{1,0} = 17\,\text{нс}$ — час затримки поширення сигналу при вмиканні, $t_d^{0,1} = 36\,\text{мс}$ — час затримки поширення сигналу при вимиканні.

4. Шпаркуватість імпульсів на виході задавального генератора

$$q = T/t_{\text{і}} = 2.$$

5. Максимально можлива шпаркуватість імпульсів, яку за вибраних елементів схеми може забезпечити мультивібратор:

$$q_{\text{м}} = 1 + \frac{R}{r_{\text{д}}}\ln\frac{U^1_{\text{вих}} - U_{\text{д}0}}{U_{\text{пор}}}\ln^{-1}\left(1 + \frac{U^1_{\text{вих}} - U_{\text{пор}} - U_{\text{д}0}}{r_{\text{д}} I^0_{\text{вх}}}\right) =$$

$$= 1 + \frac{1800}{40}\ln\frac{4-0{,}35}{1{,}5}\ln^{-1}\left(1 + \frac{4-1{,}5-0{,}35}{40\cdot 0{,}8\cdot 10^{-3}}\right) = 9{,}5.$$

Одержане значення $q_{\text{м}} > q$, тобто потрібна шпаркуватість забезпечується мультивібратором з достатнім запасом.

Приклад 2. 9. Розрахувати задавальний генератор з часозадавальним *RC*-колом при наступних вихідних даних: $U_m = 3\text{В}, f = 4\text{кГц}$.

Р о з в' я з а н н я.

1. Вибираємо ІС типу КР531ЛА3, чотири ЛЕ 2І-НЕ, з яких використовуємо три. Напруга живлення $E_{\text{к}} = 5\text{В}$.

2. Вибираємо опір резистора R з обмежувальної умови (2.15) $240\,\text{Ом} < R < 1500\,\text{Ом}$.

3. Величину ємності конденсатора визначаємо з виразу для періоду генерованих імпульсів (2.14)

$$C = \frac{T}{2,3R} = \frac{1}{2,3 \cdot 1 \cdot 10^3 \cdot 4 \cdot 10^3} = 0,109\,\text{мкФ}.$$

Вибираємо стандартну величину $C = 0,1\text{мкФ}$.

2.3. ОДНОВІБРАТОРИ НА ЛОГІЧНИХ ЕЛЕМЕНТАХ

Одновібратор (очікувальний мультивібратор) переходить зі стійкого стану в квазістійкий (тобто у другий тимчасовий стан) тільки після подачі на його вхід запускаючого короткочасного імпульсу. Тривалість сформованого на виході сигналу залежить від величини сталої часу часозадавального *RC*-кола і не залежить від тривалості запускаючого імпульсу.

Схема очікувального мультивібратора (рис. 2.14,*а*) відрізняється від схеми автоколивного мультивібратора (див. рис. 2.7,*а*) відсутністю другого часозадавального кола та наявністю кола запуску, яке вміщує інвертор *DD*3. У вихідному стані напруга $U_{\text{вх}2} = i_{\text{вх}2}R$ мала і тому $U_{\text{вих}2} = U^1$ (ЛЕ *DD*2 закритий). Окрім того, $U_{\text{зап}} = 0$, тому на обох входах ЛЕ *DD*1 — лог. 1, так що $U_{\text{вих}1} = U^1{}_0$ (ЛЕ *DD*1 відкритий). При цьому конденсатор C розряджений.

Позитивний запускаючий імпульс забезпечує на верхньому (на рис. 2.14,*а*) вході ЛЕ *DD*1 лог. 0, завдяки чому напруга на виході ЛЕ *DD*1 зростає стрибком (рис. 2.14,*б*). Через конденсатор C пози-

тивний перепад ΔU_1 передається на вхід ЛЕ $DD2$; і він встановлюється в стан лог. 0 ($U_{\text{вих}2} = U^0$). Тепер на другому вході ЛЕ $DD1$ — лог. 0, тому високий потенціал на виході ЛЕ $DD1$ зберігається і після закінчення запускаючого імпульсу.

Після описаного перемикання ЛЕ починається зарядка конденсатора C під дією напруги на виході ЛЕ $DD1$, внаслідок чого $U_{\text{вх}2}$ зменшується. Коли завдяки цьому робоча точка ЛЕ $DD2$ виходить на активну ділянку передавальної характеристики, разом із зменшенням $U_{\text{вх}2}$ починають збільшуватися напруги $U_{\text{вих}2}$ та $U_{\text{вх}1}$. За рахунок останнього робоча точка ЛЕ $DD1$ також виходить на активну ділянку передавальної характеристики — в схемі замикається коло позитивного зворотного зв'язку, дякуючи чому перемикання елементів відбувається лавиноподібно: $DD1$ відкривається ($U_{\text{вих}1} = U^0$), а $DD2$ закривається ($U_{\text{вих}2} = U^1$).

Після цього конденсатор C розряджається через малий вихідний опір відкритого ЛЕ $DD1$ та діод VD і в схемі відновлюється вихідний режим.

Із приходом наступного запускаючого імпульсу описані процеси повторюються. Слід відмітити, що на виході ЛЕ $DD2$, до якого не підключений конденсатор, імпульс має кращу форму, ніж на виході ЛЕ $DD1$. Тривалість сформованого імпульсу можна визначити з ви-

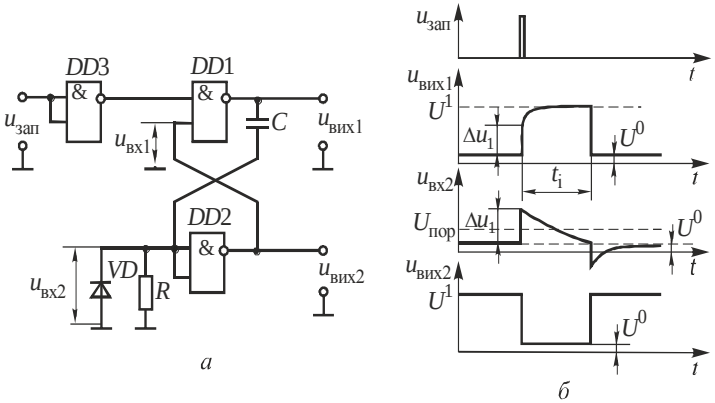


Рис. 2.14

разу (2.4).

Очікувальний мультивібратор може бути побудований і на ЛЕ АБО-НЕ (рис. 2.15,*а*). Зовнішнє зміщення, яке забезпечує стійкий стан рівноваги очікувального мультивібратора, подається від джерела E до входу ЛЕ $DD1$ через резистор R часозадавального кола. Імпульси запуску подаються до одного із входів ЛЕ $DD2$.

Відповідним вибором зміщення в початковому режимі спокою забезпечують відкритий стан ЛЕ $DD1$, вихідна напруга якого близька до нуля (рис. 2.15,*б*). При цьому ЛЕ $DD2$ закритий, його вихідна напруга близька до напруги джерела живлення, а конденсатор C заряджений. Коли в момент часу t_1 імпульс запуску позитивної полярності надходить до входу ЛЕ $DD2$, він відкривається, і конденсатор C починає розряджатися через вихідній опір відкритого ЛЕ $DD2$, джерело E та резистор R, що забезпечує закривання ЛЕ $DD1$.

Оскільки вихідна напруга ЛЕ $DD2$ близька до 0, то $u_{\text{вх}1} = -U_C$. Під час розряду конденсатора C напруга на ньому наближається асимптотично до E. У момент, коли напруга $u_{\text{вх}1}$ досягає порогової напруги $U_{\text{пор}}$, ЛЕ $DD1$ переходить зі стану лог. 1 в стан лог. 0. Відбувається лавиноподібний процес перевертання мультивібратора. ЛЕ $DD1$ відкривається (на виході нульовий рівень напруги, див. нижній графік на рис. 2.15,*б*), а елемент $DD2$, який був відкритий, закривається. Після цього починає заряджатися конденсатор C. Далі процеси повторюються.

Необхідно зазначити, що часозадавальний конденсатор C можна

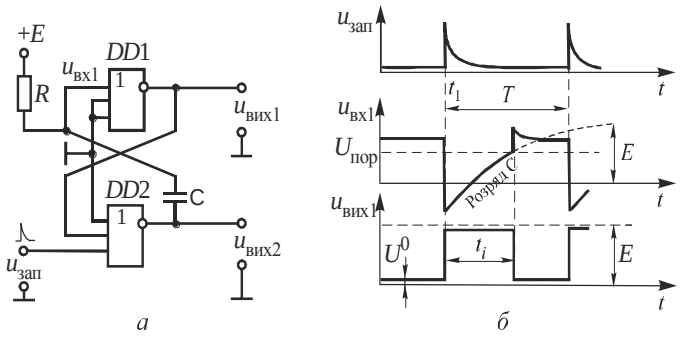


Рис. 2.15

увімкнути в іншу вітку кола зворотного зв'язку.

Приклад 2.10. Визначити тривалість імпульсів, які знімаються з другого виходу (рис. 2.14,*а*), якщо частота імпульсів запуску $f_{\text{зап}} = 1\,\text{кГц}$, $t_{\text{і зап}} = 3\,\text{мкс}$, $U^1_{\text{вих}} = 4\,\text{В}$, $R = 1,0\,\text{кОм}$, $R^1_{\text{вих}} = 40\,\text{Ом}$, $C = 0,47\,\text{мкФ}$, $U_{\text{пор}} = 1,5\,\text{В}$.

Р о з в' я з а н н я.

1. Тривалість імпульсів, які знімаються з другого виходу визначаються виразом (2.4)

$$t_{\text{і}} = C(R + R^1_{\text{вих}}) \ln \frac{U^1_{\text{вих}}}{U_{\text{пор}}} = 0,47 \cdot 10^{-6}(1000 + 40) \ln \frac{4}{1,5} = 479,4\,\text{мкс}.$$

2. Час, який надається для відновлення схеми,

$$t_{\text{вс}} = T - t_{\text{і}} = \frac{1}{1 \cdot 10^3} - 479,4 \cdot 10^{-6} = 520,6\,\text{мкс}.$$

3. Так як конденсатор розряджається після формування імпульсу через вихідний опір ЛЕ *DD*1 і діод *VD*, час відновлення може бути визначений як

$$t_{\text{в}} = (3...5)CR_{\text{і}} = (3...5) \cdot 0,47 \cdot 10^{-6} \cdot 200 = 282...470\,\text{мкс},$$

де $R_{\text{і}} = 200\,\text{Ом}$ — внутрішній опір діода у відкритому стані (діод КД503А).

Тобто

$$t_{\text{вс}} < t_{\text{і}} = 100\text{мкс} < \text{t}_{\text{в}} = 470\,\text{мкс}.$$

Приклад 2.11. Як зміниться в прикладі 2.10 тривалість імпульсу $t_{\text{і}}$, якщо:

а) зменшити C до 33000 пФ;

б) R зменшити до 430 Ом?

Р о з в' я з а н н я.

1. Згідно (2.4) тривалість імпульсу при $C = 33000\,\text{пФ}$

$$t_{\text{і}} = 33000 \cdot 10^{-12}(1000 + 40) \ln \frac{4}{1,5} \approx 33,6\,\text{мкс}.$$

2. Згідно (2.4) тривалість імпульсу при $R = 430\,\text{Ом}$

$$t_{\text{і}} = 0,47 \cdot 10^{-6}(430 + 40) \ln \frac{4}{1,5} \approx 216,5\,\text{мкс}.$$

РОЗДІЛ 3

ВИПРЯМЛЯЧІ

3.1. ОДНОФАЗНІ НЕКЕРОВАНІ ВИПРЯМЛЯЧІ

Приклад 3.1 Розрахувати випрямляч, що працює на навантаження з ємнісною реакцією. Вихідні дані для розрахунку: напруга на навантаженні випрямляча $U_d = 12\,\text{В}$; струм навантаження $I_d = 0{,}4\,\text{А}$; коефіцієнт пульсацій на навантаженні $\text{К}_{\text{п}(1)} = 0{,}1$; напруга живлення мережі однофазна $U_\text{м} = U_1 = 220\,\text{В}$; нестабільність вхідної напруги $\pm 10\%$ ($a = 0{,}1$); частота мережі $f_\text{м} = 50\,\text{Гц}$.

Р о з в ' я з а н н я.

1. Коефіцієнт пульсацій порівняно низький, тому можна в якості фільтра використати тільки один конденсатор. Вибираємо однофазну схему з середньою точкою на діодах і конденсатором, ввімкненим паралельно навантаженню (рис. 3.1), тому що випрямлена напруга низька, а на діодах мостової схеми буде відносно великий спад напруги, який знижує ККД випрямляча. Для вибраної схеми $m_2 = m_\text{п} = 2$.

2. Потужність на навантаженні

$$P_d = U_d I_d = 12 \cdot 0{,}4 = 4{,}8\ \text{Вт}.$$

3. Опір навантаження

$$r_d = \frac{U_d}{I_d} = \frac{12}{0{,}4} = 30\,\text{Ом}.$$

4. Максимальна випрямлена напруга

$$U_{d\max} = U_d\,(1 + a) = 12\,(1 + 0{,}1) = 13{,}2\,\text{В},$$

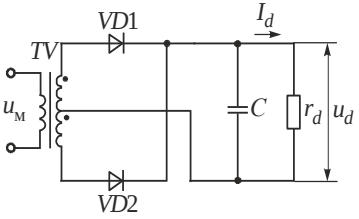


Рис. 3.1

$$f_\text{м} = 50\ \text{Гц}.$$

5. Задаємось коефіцієнтами $B(\theta)$ і $\text{К}_\text{ф}(\theta)$: $B(\theta) \approx 1$; $\text{К}_\text{ф}(\theta) = 2{,}2$.

6. Використовуючи табл. 3.1 і вибрані коефіцієнти $B(\theta)$ та $\text{К}_\text{ф}(\theta)$, визначаємо орієнтовно середнє значення струму діода та максимальну зворотну напругу на діоді

$$I_\text{а} = \frac{I_d}{2} = \frac{0{,}4}{2} = 0{,}2\,\text{А},$$

$$U_{\text{зв}\max} = 2{,}63 B(\theta) U_{d\max} = 2{,}63 \cdot 1 \cdot 13{,}2 = 34{,}7\,\text{В}.$$

Таблиця 3.1

Основні параметри схем некерованих випрямлячів

Схема випрямляча	Реакція навантаження	Трансформатор						Вентилі			Навантаження		
		$\frac{E_2}{U_d}$	$\frac{I_2}{I_d}$	$\frac{I_1}{K_т I_d}$	$\frac{S_1}{P_d}$	$\frac{S_2}{P_d}$	$\frac{S_т}{P_d}$	$\frac{U_{зв max}}{U_d}$	$\frac{I_а}{I_d}$	$\frac{I_{ад}}{I_d}$	$m_п$	f_1	$K_{п(1)}$
Однофазна мостова	активна	1,11	1,11	1,11	1,23	1,23	1,23	1,57	0,5	0,785	2	100	0,667
	індуктивна	1,11	1	1	1,11	1,11	1,11	1,57	0,5	0,71	2	100	0,667
	ємнісна	0,71	1,63	1,63	1,51	1,51	1,51	1,32	0,5	1,15	2	100	—
Однофазна двопівперіодна з нульовим виводом	активна	1,11	0,785	1,11	1,23	1,73	1,48	3,14	0,5	0,785	2	100	0,667
	індуктивна	1,11	0,707	1	1,11	1,57	1,34	3,14	0,5	0,71	2	100	0,667
	ємнісна	0,93	1,15	1,63	1,51	2,14	1,83	2,63	0,5	1,15	2	100	—
Однофазна симетрична схема подвоєння напруги	ємнісна	0,35	2,95	2,95	1,57	1,5	1,57	1	1	2,09	2	100	—
Трифазна мостова (з'єднання обмоток трансформатора ⅄/⅄	індуктивна	0,427	0,817	0,817	1,05	1,05	1,05	1,05	0,333	0,58	6	300	0,057
	ємнісна	0,41	0,92	0,92	1,28	1,28	1,28	1	0,333	0,65	6	300	—
Трифазна мостова (з'єднання обмоток трансформатора ⅄/△	індуктивна	0,74	0,47	0,47	1,05	1,05	1,05	1,05	0,33	0,58	6	300	0,057
	ємнісна	0,71	0,53	0,53	1,28	1,28	1,28	1	0,33	0,65	6	300	—
Трифазна з нульовим виводом	активна	0,855	0,583	0,476	1,22	1,48	1,35	2,11	0,33	0,59	3	150	0,25
	індуктивна	0,855	0,58	0,47	1,21	1,48	1,35	2,1	0,33	0,58	3	150	0,25
	ємнісна	0,71	0,8	0,77	2,06	2,1	2,08	2	0,33	0,8	3	150	—
Подвійна трифазна зі зрівнювальним реактором	індуктивна	0,855	0,29	0,405	1,05	1,48	1,26	2,1	0,167	0,29	6	300	0,057

7. Діод повинен мати допустимі значення $U_{\text{звmax}}$ та $I_{\text{а}}$ більше визначених. Із довідника з напівпровідникових діодів вибираємо діод КД109А, в якого $U_{\text{звmax}} = 100\text{В}$, допустимий випрямлений струм $I_{\text{прср}} = 0,3\text{А}$ і спад напруги у прямому напрямку $U_{\text{пр}} = 1\text{В}$. Параметри вибраного діода із запасом задовольняють вимогам.

8. Диференціальний опір діода

$$r_{\text{д}} = 1,2U_{\text{пр}} / I_{\text{прср}} = 1,2 \cdot 1/0,3 = 4\text{Ом}.$$

Коефіцієнт 1,2 враховує, що значення $U_{\text{пр}}$ виміряне на змінному струмі і менше спаду напруги на діоді при постійному струмі.

9. Оскільки для трансформаторів малої потужності опір трансформатора $r_{\text{а}}$ значно більший ніж $\omega_{\text{м}} L_{\text{а}}$, втрати потужності в обмотках трансформатора треба враховувати ($r_{\text{а}} \neq 0$). Необхідно також ураховувати втрати потужності на активному опорі відкритих діодів випрямляча ($r_{\text{д}} \neq 0$). Орієнтовний опір трансформатора $r_{\text{а}}$, що знаходиться в анодному колі діода, та індуктивність розсіювання трансформатора $L_{\text{а}}$ визначаються за формулами

$$r_{\text{а}} = \text{К}_r \frac{r_d}{f_{\text{м}} B_m} \sqrt[4]{\frac{s f_{\text{м}} B_m}{P_d}},$$

$$L_{\text{а}} = \text{К}_L \frac{r_d \cdot 10^{-3}}{(p-1)^2 f_{\text{м}} B_m} \sqrt[4]{\frac{s^3 P_d}{f_{\text{м}} B_m}},$$

$$r = r_{\text{д}} + r_{\text{а}} = r_{\text{д}} + \text{К}_r \frac{r_d}{f_{\text{м}} B_m} \sqrt[4]{\frac{s f_{\text{м}} B_m}{P_d}},$$

де $r_{\text{д}}$ — диференціальний опір діода; r_d — опір навантаження; p — кількість секцій обмоток, які чергуються (якщо обмотки не секціоновані, то $p = 2$); s — кількість стрижнів, на яких розташовані обмотки (для броньового і однокотушкового стрижневого трансформатора $s = 1$, для двокотушкового стрижневого — $s = 2$, для трифазного — $s = 3$); К_r та К_L — коефіцієнти, що визначаються з табл.1.6; B_m — максимальне значення індукції в магнітопроводі: для $f_{\text{м}} = 50$ Гц $B_m \approx 1,1 \div 1,25\text{Тл}$ для гарячекатаних сталей і $B_m \approx 1,6 \div 1,7\text{Тл}$ для холоднокатаних сталей; для $f_{\text{м}} = 400$ Гц для холоднокатаних сталей $B_m \approx 0,5 \div 1,65\text{Тл}$.

Вибираємо броньовий трансформатор. У нього обмотки розташовані на одному центральному стрижні, тому коефіцієнт $s = 1$. Задаємось максимальною індукцією в стрижні трансформатора $B_m = 1,2$ Тл, з табл. 3.2 беремо коефіцієнт $K_r = 4,7$; $K_L = 4,3$.

Розраховуємо:

$$r = 4 + 4,7 \frac{30}{50 \cdot 1,2} \sqrt[4]{\frac{1 \cdot 50 \cdot 1,2}{4,8}} = 8,42 \text{ Ом};$$

Таблиця 3.2

Значення коефіцієнтів K_r і K_L при роботі на навантаження з ємнісною реакцією

Схема випрямляча	K_r	K_L
Однофазна однопівперіодна	2,3	4,1
Однофазна двопівперіодна з середньою точкою	4,7	4,3
Однофазна мостова	3,5	5,0
Схема подвоєння напруги	0,9	1,25
Трифазна з середньою точкою	6,9	4,1
Трифазна мостова (з'єднання обмоток трансформатора ⅄/⅄ і △/⅄)	4,5	1,9
Трифазна мостова (з'єднання обмотоктрансформатора ⅄/△ і △/△)	13,5	5,7

Примітка: 1.

1. Для двокотушкового стрижневого трансформатора K_L слід зменшити вдвічі (в схемах мостовій та подвоєння напруги).

2. Для двокотушкового стрижневого трансформатора в однофазній двопівперіодній схемі з середньою точкою при послідовному з'єднанні котушок первинної обмотки K_L слід збільшити у 2—3 рази; при їх паралельному вмиканні K_L слід залишити без зміни.

$$L_{\text{а}} = 4,3\frac{30\cdot 10^{-3}}{(2-1)^2\cdot 50\cdot 1,2}\sqrt[4]{\frac{1^3\cdot 4,8}{50\cdot 1,2}} = 1,14\cdot 10^{-3}\ \text{Гн}.$$

Опір індуктивності розсіювання

$$x_{\text{а}} = 2\pi f_{\text{м}} L_{\text{а}} = 2\cdot 3,14\cdot 50\cdot 1,14\cdot 10^{-3} = 0,358\ \text{Ом}.$$

10. Інженерна методика аналізу режимів роботи випрямляча буде дійсною, якщо відношення параметрів $\omega_{\text{м}} L_{\text{а}}/r \le 0,3$. Для більш потужних випрямлячів при $\omega_{\text{м}} L_{\text{а}}/r \ge 0,3$ індуктивність $L_{\text{а}}$ сприяє збільшенню тривалості протікання зарядного струму конденсатора. Це призводить до зміни форми кривої випрямленої напруги, а отже, і середнього значення випрямленої напруги. Внаслідок цього функція $B(\theta) = E_2/U_d$ змінюється.

Визначаємо розрахункові параметри:

$$\psi = \text{arctg}\frac{x_{\text{а}}}{r} = \text{arctg}\frac{0,358}{8,42} \approx 2,43°,$$

$$A(\theta) = \frac{\pi}{2}\cdot\frac{r}{r_d} = \frac{3,14}{2}\cdot\frac{8,42}{30} = 0,44.$$

$A(\theta) = \text{tg}\theta - \theta$ є функцією кута відсікання.

11. За визначеними величинами ψ та $A(\theta)$ з графіків рис. 3.2. знаходимо коефіцієнти для розрахунку параметрів трансформатора та діода: $B(\theta) = 1,3$; $\text{К}_{\text{ф}}(\theta) = 2,0$; $H(\theta) = 700$.

12. Визначаємо параметри трансформатора і діода.

Діюче значення напруги вторинної обмотки

$$U_2 = B(\theta)U_d = 1,3\cdot 12 = 15,6\,\text{В}.$$

Діюче значення струму вторинної обмотки трансформатора

$$I_2 = \text{К}_{\text{ф}}(\theta)I_d/2 = 2\cdot 0,4/2 = 0,4\,\text{А}.$$

Діюче значення струму первинної обмотки трансформатора

$$I_1 = 0,707\text{К}_{\text{ф}}(\theta)\,I_d U_2/U_1 = 0,707\cdot 2\cdot 0,4\cdot 15,6/220 = 0,04\,\text{А}.$$

Розрахункові потужності вторинних і первинних обмоток трансформатора

$$S_2 = m_2 U_2 I_2 = 2\cdot 15,6\cdot 0,4 = 12,48\,\text{ВА},$$

$$S_1 = m_1 U_1 I_1 = 1\cdot 220\cdot 0,04 = 8,8\,\text{ВА}.$$

Типова потужність трансформатора

$$S_{\text{т}} = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{8,8 + 12,48}{2} = 10,64\,\text{ВА}.$$

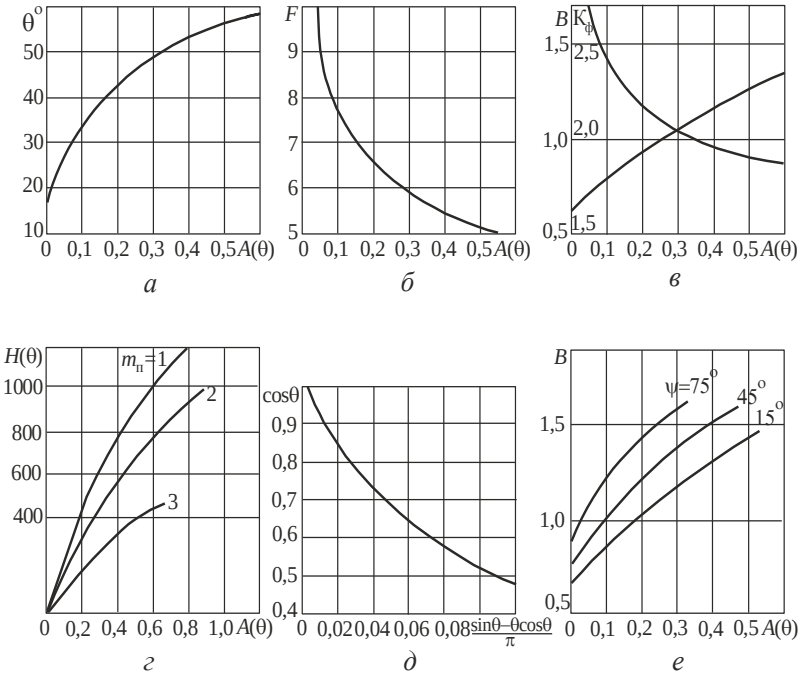


Рис. 3.2

Згідно одержаних даних розрахуємо трансформатор.

Максимальна зворотна напруга на діоді

$$U_{\text{зв max}} = 2,63B(\theta)U_{d\ \text{max}} = 2,63 \cdot 1,3 \cdot 13,2 = 45,2\,\text{В}.$$

Середнє значення струму діода

$$I_{\text{а}} = 0,5I_d = 0,5 \cdot 0,4 = 0,2\,\text{А}.$$

Попередньо вибраний діод КД109А придатний для роботи у проектованому випрямлячі, тому що його параметри вище розрахованих.

13. Визначаємо ємність конденсатора, виходячи з коефіцієнта пульсацій на виході випрямляча $\text{К}_{\text{п}(1)} = 0,1$,

$$C = \frac{H(\theta)}{\text{К}_{\text{п}(1)} r} = \frac{700}{0,1 \cdot 8,42} = 831,4\,\text{мкФ}.$$

Параметр $H(\theta)$ знаходимо з рис. 3.2,*г*

При виборі робочої напруги конденсатора обов'язково треба враховувати значення випрямленої напруги на холостому ході.

У режимі холостого ходу випрямляча конденсатор зарядиться до амплітудного значення напруги на вторинній обмотці, і вона з урахуванням можливого підвищення напруги живильної мережі на 10% буде

$$U_{d\,\text{xx}\,m} = \sqrt{2}U_2\left(1+a\right) = 1{,}41\cdot 15{,}6\left(1+0{,}1\right) = 24{,}6\,\text{В}$$

Вибираємо конденсатор на напругу $U_{\text{роб}} = 25\,\text{В}$. Із довідника вибираємо конденсатор типу К50-29 на напругу $U_{\text{роб}} = 25\,\text{В}$ з ємністю 1000 мкФ. Допустима амплітуда змінної складової пульсуючої напруги для конденсатора К50-29 складає 2,25 В на частоті пульсацій $f_{(1)} = 100\,\text{Гц}$, а коефіцієнт пульсацій $\text{К}_{\text{п}} = 2{,}25/25 = 0{,}09$.

При ємності конденсатора випрямляча 1000 мкФ коефіцієнт пульсацій

$$K_{\text{п}(1)} = \frac{H}{Cr} = \frac{700}{1000\cdot 8{,}42} = 0{,}083,$$

що менше допустимого для вибраного конденсатора.

Приклад 3.2. Розрахувати випрямляч, що працює на навантаження з індуктивною реакцією. Вихідні дані: напруга на навантаженні $U_d = 200\,\text{В}$; струм навантаження $I_d = 2\,\text{А}$; коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги $\text{К}_{\text{п}(1)} = 0{,}02$; напруга однофазної мережі живлення $U_{\text{м}} = 115\,\text{В}$; частота мережі живлення $f_{\text{м}} = 400\,\text{Гц}$; температура навколишнього середовища $t_{\text{нав}} = 40°\text{C}$.

Р о з в ' я з а н н я.

1. Вибираємо однофазну мостову схему (рис. 3.3), для якої $2m_2 = m_{\text{п}} = 2$.

2. Потужність на виході випрямляча

$$P_d = U_d I_d = 200\cdot 2 = 400\,\text{Вт}.$$

3. Опір навантаження

$$r_d = U_d / I_d = 200/2 = 100\,\text{Ом}.$$

4. У зв'язку з тим, що струм навантаження $2\,\text{А}$, вибираємо Г- подібний *LC*- фільтр. Характер навантаження схеми випрямлення — індуктивний. У мостовій схемі на виході випрямляча коефіцієнт пульсацій $\text{К}_{\text{п вх}} = 0{,}67$.

5. Коефіцієнт згладжування фільтра

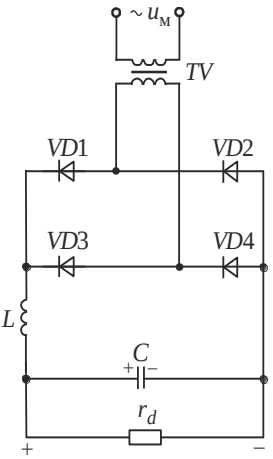


Рис. 3.3

$$К_{зг} = К_{п\,вх} \;/К_{п(1)} = 0,67/0,02 = 33,5.$$

6. Знаходимо добуток LC

$$LC = \frac{К_{зг}}{m_п^2 \omega^2{}_м} = \frac{33,5}{2^2 \cdot 2^2 \cdot \pi^2 \cdot 400^2} = 1,33 Гн \cdot мкФ.$$

7. Мінімальна індуктивність дроселя фільтра, при якій характер навантаження ще буде індуктивним,

$$L_{кр} \geq \frac{2r_{d\ max}}{m_п(m_п^2 - 1)2\pi f_м} = \frac{2 \cdot 100}{2(2^2 - 1) \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 400} = 0,013 Гн.$$

8. Вибираємо стандартний уніфікований двохобмотковий дросель Д247 з послідовним з'єднанням обмоток з індуктивністю $L_{др} = 0,018 Гн$ з активним опором $r_{др} = 0,928 Ом$. Дросель розрахований на струм $I_d = 2,2 А$.

9. Ємність конденсатора

$$C = LC/L_{др} = 1,33/0,018 = 73,9 мкФ.$$

Із довідника вибираємо конденсатор К50-7-100, 350 В. Робоча напруга конденсатора повинна бути більша за випрямлену напругу, тому що на холостому ході цей конденсатор заряджається до напруги, що дорівнює амплітуді U_{2m}. Уважаючи попередньо $U_{2m} = 1,11U_d$, знаходимо

$$U_{C\ роб} \approx 1,4U_2 = 1,4 \cdot 1,11 \cdot 200 = 310,8 В.$$

Вибраний конденсатор має робочу напругу 350 В, що більша за виникаючу в схемі випрямлення.

10. Уточнюємо коефіцієнт згладжування фільтра з дроселем Д247 і конденсатором К50-7-100, 350В

$$К_{зг} = m_п^2 \omega_м^2 LC = \left(2^2 \cdot 2^2 \cdot 3,14^2 \cdot 400^2\right) \cdot 0,018 \cdot 100 \cdot 10^{-6} = 45,4.$$

11. Визначаємо коефіцієнт пульсацій на виході фільтра

$$К_{п(1)} = К_{п\ вх} / К_{зг} = 0,67/45,4 \approx 0,015,$$

що краще заданого.

Допустима для вибраного конденсатора амплітуда змінної складової пульсуючої напруги при $-25° \div 50°C$ і частоті $f = 800 Гц$ $U_{mд} = 1,5 В$. У схемі отримують пульсації з амплітудою $U_m = К_{п\ (1)} U_d = 0,015 \cdot 200 = 3 В$, що більше допустимої для вибраного конденсатора. Тому треба перейти до іншого конденсатора з більшою допустимою напругою або більшою ємністю.

Вибираємо конденсатор К50-20-200, 350 В.

12. Уточнюємо коефіцієнт згладжування фільтра з дроселем Д247 і конденсатором К50-20-200, 350 В

$$К_{зг} = m^2_{п}\omega^2_{м}LC = (2^2 \cdot 2^2 \cdot 3{,}14^2 \cdot 400^2) \cdot 0{,}018 \cdot 200 \cdot 10^{-6} = 90{,}8.$$

13. Визначаємо коефіцієнт пульсацій на виході фільтра

$$К_{п(1)вих} = К_{пвх} / К_{зг} = 0{,}67 / 90{,}8 = 0{,}0074,$$

що краще заданого.

Допустима амплітуда змінної складової пульсуючої напруги при температурі $-40° \div 70°C$ і частоті пульсацій 800 Гц

$$U_{mдf} = U_{mд50}\sqrt{50/f} = 0{,}05U_{номр}\sqrt{50/800} = 0{,}05{\cdot}350\sqrt{50/800} = 4{,}4\,В.$$

У схемі отримуємо пульсації з амплітудою

$$U_{m\ вих} = К_{п(1)вих}U_d = 0{,}0074 \cdot 250 = 1{,}85\,В,$$

що менше допустимої.

14. Визначаємо напругу на вході фільтра

$$U'_d = U_d + r_{др}I_d = 200 + 0{,}928 \cdot 2 = 201{,}9\,В.$$

15. Визначаємо зворотну напругу на діоді (табл. 3.1)

$$U_{зв\ max} = 1{,}57U'_d = 1{,}57 \cdot 201{,}9 = 317\,В.$$

16. Середнє значення струму діода

$$I_а = 0{,}5I_d = 0{,}5 \cdot 2 = 1А.$$

17. Із довідника вибираємо діод КД202Л. Його дані: $I_{пр.доп} = 3{,}5А$ — при $t = 40°C$ $I_{пр\ ср} = 1{,}5$ А без радіатора; допустима зворотна напруга $U_{зв\ доп} = 400\,В$; $U_{пр} = 0{,}9\,В$.

Як видно з даних, ні за одним з параметрів у вибраного діода не досягається граничний режим. Для діодів радіатори не потрібні. У схемі використовуються чотири діоди.

18. Визначаємо диференціальний опір діода. Значення $U_{пр}$, які наводяться у довіднику, виміряні на пульсуючому струмі і менше спаду напруги на постійному струмі приблизно у 1,2 рази.

Опір одного діода $r_д = 1{,}2U_{пр} / I_{прдоп} = 1{,}2 \cdot 0{,}9/3{,}5 = 0{,}3Ом$. У плече моста ввімкнено два діоди послідовно, тому опір плеча моста $r_п = 2r_д = 2 \cdot 0{,}3 = 0{,}6Ом$.

19. Знаходимо орієнтовні значення активного опору фази випрямляча r та індуктивність розсіювання трансформатора $L_а$.

Для трансформатора з $S_т = 400\,ВА$ і $f_м = 400\,Гц$ доцільна броньова конструкція трансформатора, тому $s = 1$. Максимальна індукція в сталі осердя $B_m = 1{,}2$ Тл (холоднокатана сталь).

$$r = r_{\text{п}} + r_{\text{а}} = r_{\text{п}} + \frac{\text{К}_r r_d}{f_{\text{м}} B_m} \sqrt[4]{\frac{s f_{\text{м}} B_m}{U'_d I_d}} = 0{,}3 + \frac{5{,}1 \cdot 100}{400 \cdot 1{,}2} \sqrt[4]{\frac{1 \cdot 400 \cdot 1{,}2}{201{,}9 \cdot 2}} = 1{,}4 \text{ Ом};$$

$$L_{\text{а}} = \text{К}_L \frac{r_d \cdot 10^{-3}}{(p-1)^2 f_{\text{м}} B_m} \sqrt[4]{\frac{s^3 U'_d I_d}{f_{\text{м}} B_m}} =$$

$$= 6{,}4 \frac{100 \cdot 10^{-3}}{(2-1)^2 400 \cdot 1{,}2} \sqrt[4]{\frac{1^3 \cdot 201{,}9 \cdot 2}{400 \cdot 1{,}2}} = 1{,}27 \text{ мГн}$$

де $\text{К}_r = 5{,}1$, $\text{К}_L = 6{,}4$ — коефіцієнти, які беруться з табл. 3.2;

$$x_{\text{а}} = 2\pi f_{\text{м}} L_{\text{а}} = 2 \cdot 3{,}14 \cdot 400 \cdot 1{,}27 \cdot 10^{-3} = 3{,}19 \text{ Ом}.$$

20. Знаходимо розрахункову випрямлену напругу на холостому ході

$$U_{d\,\text{хх}} = U'_d + I_d \left(r + \frac{m_{\text{п}} x_{\text{а}}}{2\pi} \right) = 201{,}9 + 2 \left(1{,}4 + \frac{2 \cdot 3{,}19}{2 \cdot 3{,}14} \right) = 206{,}7 \text{ В}.$$

Уточнюємо $U_{\text{зв max}} = 1{,}57 U_{d\,\text{хх}} = 1{,}57 \cdot 206{,}7 = 324{,}5 \text{ В}$.

Діоди за зворотною напругою вибрані правильно.

21. Визначаємо параметри трансформатора:

$$U_2 = E_2 = 1{,}11 \cdot U_{d\,\text{хх}} = 1{,}11 \cdot 206{,}7 = 229{,}4 \text{ В};$$

$$I_2 = I_d = 2 \text{ А};$$

Таблиця 3.3

Значення коефіцієнтів К_r і К_L при роботі на навантаження з індуктивною реакцією

Схема випрямляча	К_r	К_L
Однофазна двопівперіодна з середньою точкою	6,5	4,5
Однофазна мостова	5,1	6,4
Трифазна з середньою точкою	6,2	3,3
Трифазна мостова (з'єднання обмоток трансформатора ⅄/⅄ і △/⅄	2,5	1,0
Трифазна мостова (з'єднання обмоток трансформатора) ⅄/△ і △/△	7,5	3,0

$$I_1 = I_d \mathrm{K_т} = I_d \cdot \frac{w_2}{w_1} = I_d \cdot \frac{U_2}{U_1} = 2 \cdot 229{,}4/115 = 3{,}99\,\mathrm{A};$$

$$S_2 = m_2 U_2 I_2 = 1 \cdot 229{,}4 \cdot 2 = 458{,}8\,\mathrm{BA};$$

$$S_1 = m_1 U_1 I_1 = 1 \cdot 115 \cdot 3{,}99 = 458{,}8\,\mathrm{BA};$$

$$S_\mathrm{т} = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{458{,}8 + 458{,}8}{2} = 458{,}8\,\mathrm{BA}.$$

22. Кут перекриття фаз

$$1 - \cos\gamma = I_d \frac{x_\mathrm{a}}{\pi U'_d} = 2 \cdot \frac{3{,}19}{3{,}14 \cdot 201{,}9} = 0{,}01;$$

$$\cos\gamma = 1 - 0{,}01 = 0{,}99;\ \gamma = 8{,}1^\circ.$$

Так як кут перекриття малий, то коефіцієнт пульсацій практично не зміниться, не зміниться і напруга на навантаженні.

23. Внутрішній опір випрямляча

$$r_\mathrm{в} \approx \frac{U_{d\,\mathrm{xx}} - U_d}{I_d} = \frac{206{,}7 - 200}{2} = 3{,}35\,\mathrm{Ом}.$$

24. ККД випрямляча

$$\eta = \frac{P_d}{P_d + P_{TV} + P_{VD}} = \frac{400}{400 + 27{,}5 + 3{,}6} \approx 0{,}93.$$

Втрати в трансформаторі

$$P_{TV} = S_\mathrm{т}(1 - \eta_{TV}) = 458{,}8(1 - 0{,}94) = 27{,}5\,\mathrm{Вт}.$$

ККД трансформатора приймемо $\eta_{TV} = 0{,}94$.

Втрати в діодах $P_{VD} = I_d U_\mathrm{пр} N = 2 \cdot 0{,}9 \cdot 2 = 3{,}6\,\mathrm{Вт}$ ($N = 2$) – число діодів у плечі).

Приклад 3.3. Розрахунок випрямляча, працюючого на проти ЕРС. Вихідні дані: батарея кислотних акумуляторів, що складається з 6 послідовно з'єднаних елементів, з напругою на елементі: на початку заряджання $E_{\mathrm{поч}10} = 2{,}15\,\mathrm{В}$ і в кінці заряджання $E_{\mathrm{к}10} = 2{,}5\,\mathrm{В}$. Максимальний струм заряджання $I_\mathrm{поч} = 25\,\mathrm{А}$. Наприкінці заряджання струм $I_\mathrm{к} = 15\,\mathrm{А}$. Напруга мережі живлення $U_1 = 220\,\mathrm{В}$; частота мережі $f_\mathrm{м} = 50\,\mathrm{Гц}$; температура навколишнього середовища $t_\mathrm{нав} = 20^\circ\mathrm{C}$.

Р о з в' я з а н н я.

1. Для заряджання акумуляторної батареї треба мати круту зовнішню характеристику, яку можна одержати, якщо збільшити анодний опір за раху-

нок вмикання у вторинні кола трансформатора додаткового зовнішнього дроселя. Згладжувальний дросель у коло випрямленого струму не ставимо

2. Сумарна напруга батареї на початку заряджання

$$E_{\text{поч}0} = 6E_{\text{поч}10} = 6 \cdot 2{,}15 = 12{,}9\,\text{В}.$$

3. Сумарна напруга батареї в кінці заряджання

$$E_{\text{к}0} = E_{\text{к}10} = 6 \cdot 2{,}5 = 15\,\text{В}.$$

4. Потужність випрямляча

$$P_d = E_{\text{поч }0} \cdot I_d = 12{,}9 \cdot 25 = 322{,}5\,\text{Вт}.$$

5. У зв'язку з відносно невеликою потужністю і низькою вихідною напругою випрямляча вибираємо однофазну схему з середньою точкою, для якої $m_2 = m_{\text{п}} = 2$ (рис. 3.1).

6. Визначаємо повний внутрішній опір випрямляча, який забезпечить задану зовнішню характеристику,

$$r = \frac{E_{\text{к}0} - E_{\text{поч}0}}{I_{\text{поч}} - I_{\text{к}}} = \frac{15 - 12{,}9}{25 - 15} = 0{,}21\,\text{Ом}.$$

7. Визначаємо параметр $A(\theta)$ наприкінці заряджання

$$A(\theta) = \frac{\pi}{m_{\text{п}}} \cdot \frac{rI_{\text{к}}}{E_{\text{к}0}} = \frac{3{,}14}{2} \cdot \frac{0{,}21 \cdot 15}{15} = 0{,}33,$$

де $I_{\text{к}} = 15\,\text{А}$ — струм наприкінці заряджання.

8. З рис. 3.2 для $A(\theta) = 0{,}33$ знаходимо, що наприкінці заряджання $\theta_{\text{к}} = 50°$. Оскільки $50° < \frac{180}{2}$ ($\theta_{\text{к}} < \frac{\pi}{2}$), то випрямляч працює з кутом відсікання.

9. Виходячи з режиму початку заряджання, розраховуємо випрямляч. За формулою визначаємо

$$A(\theta) = \frac{\pi}{m_{\text{п}}} \cdot \frac{rI_{\text{поч}}}{E_{\text{поч}}} = \frac{3{,}14}{2} \cdot \frac{0{,}21 \cdot 25}{12{,}9} = 0{,}64.$$

З рис. 3.2 для $A(\theta) = 0{,}64$ знаходимо кут відсікання струму на початку заряджання $\theta = 60°$; $B(\theta) = 1{,}3$; $K_{\text{ф}}(\theta) = 1{,}8$.

10. Діюче значення ЕРС вторинної обмотки трансформатора

$$E_2 = B(\theta)E_{\text{поч}} = 1{,}3 \cdot 12{,}9 = 16{,}8\,\text{В}.$$

11. Максимальна зворотна напруга на діоді у схемі

$$U_{\text{зв max}} = 2E_{2m} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot 16{,}8 = 47{,}5\,\text{В}.$$

12. Середнє значення струму діода

$$I_{\text{а}} = I_d / 2 = 25/2 = 12{,}5\,\text{А}.$$

13. Із довідника вибираємо кремнієвий діод Д112-25 першого класу, який має параметри: максимально допустимий прямий середній струм $I_{\text{прср}} = 25\,\text{А}$; при природному охолодженні з радіатором типу 0111-60 $I_{\text{прср}} = 15\,\text{А}$; $U_{\text{звдоп}} = 100\,\text{В}$; $U_{\text{пр}} = 1{,}35\,\text{В}$; допускають температуру навколишнього середовища від –50° до 45°С.

14. Визначаємо струм вторинної обмотки трансформатора

$$I_2 = \frac{I_{\text{поч}}}{m_{\text{п}}} \text{К}_{\text{ф}}(\theta) = \frac{25}{2} \cdot 1{,}8 = 22{,}5\,\text{А}.$$

15. Визначаємо струм первинної обмотки трансформатора при $\eta = 1$ і $\cos\varphi_{(1)} = 1$

$$I_1 = \frac{E_2}{U_1}\sqrt{2} I_2 = \frac{16{,}8}{220}\sqrt{2} \cdot 22{,}5 = 2{,}43\,\text{А}.$$

16. Розрахункова потужність вторинних обмоток трансформатора

$$S_2 = m_2 E_2 I_2 = 2 \cdot 16{,}8 \cdot 22{,}5 = 756\,\text{ВА}.$$

17. Розрахункова потужність первинної обмотки трансформатора

$$S_1 = m_1 U_1 I_1 = 1 \cdot 220 \cdot 2{,}43 = 543\,\text{ВА}.$$

18. Типова потужність трансформатора при $\eta = 1$ і $\cos\varphi_{(1)} = 1$

$$S_{\text{т}} = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{534{,}6 + 756}{2} = 645{,}3\,\text{ВА}.$$

19. Визначаємо орієнтовний опір трансформатора, що знаходиться в анодному колі діода, та індуктивність розсіювання трансформатора

$$r_{\text{а}} = r_{\text{д}} + r_{\text{тр}} = r_{\text{д}} + \text{К}_r \frac{r_d}{f_{\text{м}} B_m} \sqrt[4]{\frac{s f_{\text{м}} B_m}{P_d}} =$$

$$= 0{,}054 + 4{,}7 \frac{0{,}516}{50 \cdot 1{,}2} \sqrt[4]{\frac{2 \cdot 50 \cdot 1{,}2}{322{,}5}} = 0{,}086\,\text{Ом},$$

де $r_{\text{д}} = U_{\text{пр}} / I_{\text{пр}} = 1{,}35/25 = 0{,}054\,\text{Ом}$; $\text{К}_r = 4{,}7$ (табл. 3.2); $r_d = E_{\text{поч}} / I_{\text{поч}} = 12{,}9/25 = 0{,}516\,\text{Ом}$; $B_m = 1{,}2\,\text{Тл}$; s=2 — для двокотушкового стрижневого трансформатора;

$$L_{\text{а}} = \text{К}_L \frac{r_d \cdot 10^{-3}}{(p-1)^2 f_{\text{м}} B_m} \sqrt[4]{\frac{s^3 P_d}{f_{\text{м}} B_m}} = .$$

$$= 4,3 \cdot \frac{0,516 \cdot 10^{-3}}{(2-1)^2 50 \cdot 1,2} \sqrt[4]{\frac{2^3 \cdot 322,5}{50 \cdot 1,2}} = 0,095 \cdot 10^{-3}\ \text{Гн}$$

Опір, обумовлений індуктивністю розсіювання трансформатора,

$$x_{\text{а}} = 2\pi f_{\text{м}} L_{\text{а}} = 2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 0,095 \cdot 10^{-3} \approx 0,03\text{Ом}.$$

20. Знаходимо координати точки, яка відповідає початку заряджання, на зовнішній характеристиці. Визначаємо для цього $U_{\text{поч}}$ при заданому $I_{\text{поч}}$

$$r = r_{\text{тр}} + \frac{m_{\text{п}}}{2\pi} x_{\text{а}} + r_{\text{д}} = 0,032 + \frac{2}{2 \cdot 3,14} \cdot 0,03 + 0,054 = 0,095\text{Ом}.$$

Зовнішня характеристика випрямляча визначається рівняннями

$$U_d = E_{2m} \cos\theta,$$

$$I_d = \frac{2E_{2m}}{\pi r}\ \sin\theta - \theta\cos\theta\ ,$$

або у відносних одиницях $\cos\theta = f\ \sin\theta - \theta\cos\theta$.Цей вираз являє собою зовнішню характеристику випрямляча, яка зображена графічно на рис. 3.2,*д*. Звідки

$$\gamma_0 = \frac{\sin\theta - \theta\cos\theta}{\pi} = \frac{I_{\text{поч}} r}{m_{\text{п}} \sqrt{2} E_2} = \frac{25 \cdot 0,095}{2\sqrt{2} \cdot 16,8} = 0,05,$$

$$\cos\theta = 0,65.$$

Згідно з формулою $U_d = E\sqrt{2}\cos\theta = 16,8\sqrt{2} \cdot 0,65 = 15,4\,\text{В}$ замість заданих 12,9В. Отже, треба узгодити зовнішню характеристику. Для цього визначаємо за формулою

$$\cos\theta_{\text{поч}} = \frac{E_{\text{поч}}}{E_2\sqrt{2}} = \frac{12,9}{16,8\sqrt{2}} = 0,544,$$

з рис. 3.2 для $\cos\theta_{\text{поч}} = 0,544$ знаходимо $\gamma_{0\ \text{поч}} = 0,09$;

визначаємо

$$.\ r_{\text{поч}} = \frac{\gamma_{0\text{поч}} m_{\text{п}} E_{2m}}{I_{\text{поч}}} = \frac{0,09 \cdot 2 \cdot 16,8\sqrt{2}}{25} = 0,17\text{Ом}.$$

Визначаємо

$$2\pi f_{\text{м}} L_{\text{др}} = \frac{r_{\text{поч}} - r_{\text{тр}} - r_{\text{д}}}{m_{\text{п}}/2\pi} - x_{\text{а}} = \frac{0,17 - 0,032 - 0,054}{2/(2 \cdot 3,14)} - 0,03 = 0,24\text{Ом}.$$

21.Будуємо узгоджену зовнішню характеристику при

$$x_{\text{ф}} = x_{\text{а}} + x_{\text{др}} = 0,03 + 0,24 = 0,27\text{Ом},$$

визначаючи γ_0 за формулами

$$\gamma_0 = \frac{I_d r}{m_п E_{2m}}, \qquad r = r_{тр} + \frac{m_п}{2\pi} x_ф + r_д .$$

Результат розрахунку зовнішньої характеристики наведено в таблиці

I_d,(А)	$\gamma_0 \cdot 10^{-3}$	$\cos\vartheta$	U_d,(В)
0	0	1	23,7
5	18,5	0,856	20,3
10	36,3	0,72	17
15	54,45	0,634	15,026
20	72,6	0,59	14
25	90,75	0,545	12,92
30	108,9	0,5	11,85.

22. Перевіряємо збіг заданого режиму заряджання акумуляторів з одержаним у зовнішній характеристиці. Було задано на початку заряджання при $I_{поч} = 25\text{А}$ дістати 12,9В і наприкінці заряджання при $I_к = 15\text{А}$ — 15В. Із зовнішньої характеристики на початку заряджання при $I_{поч} = 25\text{А}$ отримали 12,92 В. Розбіжність при $I_{поч} = 25\text{А}$ становить $\frac{12,92 - 12,9}{12,9} \cdot 100 = 2\%$, що є цілком допустимим.

23. Індуктивність фазних дроселів

$$L_{др} = x_{др} / (2\pi f_м) = 0,24/(2 \cdot 3,14 \cdot 50) = 0,0000764\,\text{Гн} = 76,4\,\text{мкГн}.$$

Приклад 3.4. Розрахувати випрямляч, що живиться від джерела з прямокутною формою напруги (стабілізуючого перетворювача напруги з широтно-імпульсною модуляцією ШІМ) з наступними початковими даними: $U_{м\,ср} = 110\text{В}$; частота перетворювача $f_п = 10\text{кГц}$; $U_d = 5\text{В}$; $I_d = 10\text{А}$; $\varphi_{min} = 20°$; $\varphi_{max} = 60°$; температура навколишнього середовища $t_с = 45°\text{С}$.

Р о з в’ я з а н н я.

1. Максимальна та мінімальна шпаруватості (Q) імпульсів

$$Q_{max} = \frac{180°}{180° - \varphi_{max}} = \frac{180°}{180° - 60°} = 1,5,$$

$$Q_{min} = \frac{180°}{180° - \varphi_{min}} = \frac{180°}{180° - 20°} = 1,125,$$

де φ_{min} − мінімальна тривалість паузи,

φ_{max} − максимальна тривалість паузи.

2. У зв’язку з тим, що на виході випрямляча низька напруга, вибираємо однофазну схему з середньою точкою (рис. 3.4).

З табл. 3.4 знаходимо

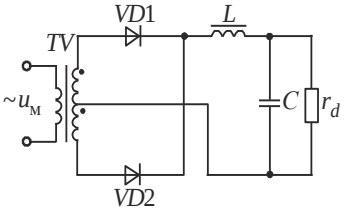


Рис. 3.4

$$I_а = 0,5I_d = 0,5 \cdot 10 = 5\text{А};$$

$$U_{зв\,max} = 2Q_{max}U_{d0} = 2 \cdot 1,5 \cdot 1,1U_d = 2 \cdot 1,5 \cdot 1,1 \cdot 5 = 16,5\text{В},$$

де

$$U_{d0} \approx 1,1U_d,\ I_{прі} = I_d = 10\text{А}.$$

3. Вибираємо кремнієвий діод типу 2Д213А, який має $I_{прі} = 10\text{А}$; $U_{пр} = 1\text{В}$; $U_{зв\,max\,доп} = 200\text{В} > U_{зв\,max}$; $I_{прі\,max} = 100\text{А} > I_{прі}$.

4. Для тороїдального магнітопроводу з матеріалу марки 50НП при $f_п = 10\text{кГц}$ вибираємо індукцію $B_m = 1\text{Тл}$.

5. Опір обмоток трансформатора, зведений до фази вторинної обмотки,

$$r_т \approx К_r \frac{U_d}{I_d f_п B_m} \sqrt[4]{\frac{sf_п B_m}{U_d I_d}} = 6,6 \frac{5}{10 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 1} \sqrt[4]{\frac{1 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 1}{5 \cdot 10}} = 0,0012\text{Ом},$$

де $s = 1$ — число стрижнів трансформатора, на яких є обмотки,

$К_r = 6,6$ — коефіцієнт, залежить від схеми випрямляча (табл. 3.4).

6. Спад напруги на активному опорі трансформатора

$$\Delta U_r = I_d r_т = 10 \cdot 0,0012 = 0,024\text{В}.$$

7. Вибираємо орієнтовне значення спаду напруги на дроселі фільтра ΔU_L: для потужностей $P_d = (30\ldots100)\text{Вт}$ $\Delta U_L = (0,05\ldots0,035)U_d$, тому для $P_d = I_d U_d = 5 \cdot 10 = 50\text{Вт}$ вибираємо $\Delta U_L = 0,04 \cdot U_d = 0,04 \cdot 5 = 0,2\text{В}$.

8. Випрямлена напруга на холостому ході

$$U_{d0} = U_d + \Delta U_r + U_{пр} + \Delta U_L = 5 + 0,024 + 1 + 0,2 = 6,224\text{В}.$$

Таблиця 3.4

Розрахункові співвідношення дпя випрямлячів

Схема випрямляча	Реакція навантаження	Трансформатор				Вентилі			$К_r$
		$\frac{U_m}{U_d}$	$\frac{E_2}{U_d}$	$\frac{I_2}{I_d}$	$\frac{I_1}{К_т I_d}$	$\frac{U_{звmax}}{U_d}$	$\frac{I_а}{I_d}$	$\frac{I_{ад}}{I_d}$	
Однофазна одно пів-періодна	активне	$2Q$	$2\sqrt{Q}$	$\sqrt{2Q}$	$\sqrt{2Q-1}$	$2Q$	1	$2\sqrt{Q}$	5,9
Однофазна з середньою точкою $m_п=2$	активне	Q	$\sqrt{Q}$	$\sqrt{\frac{Q}{2}}$	$\sqrt{Q}$	$2Q$	0,5	$\sqrt{\frac{Q}{2}}$	6,6
	індуктивне			$\frac{1}{2}\sqrt{\frac{Q+1}{Q}}$	$\frac{1}{\sqrt{Q}}$			$\frac{1}{2}\sqrt{\frac{Q+1}{Q}}$	
Однофазна мостова $m_п=2$	активне	Q	$\sqrt{Q}$	$\sqrt{Q}$	$\sqrt{Q}$	Q	0,5	$\sqrt{\frac{Q}{2}}$	4,9
	індуктивне			$\frac{1}{\sqrt{Q}}$	$\frac{1}{\sqrt{Q}}$			$\sqrt{\frac{Q+1}{Q}}$	

9. Уточнюємо значення зворотної напруги на діоді

$$U_{\text{зв}} = 2QU_{d0} = 2 \cdot 1,5 \cdot 6,224 = 18,7\,\text{В} < U_{\text{зв max доп}}.$$

10. Найбільше діюче значення ЕРС на вторинній обмотці трансформатора

$$E_2 = U_{d0}\sqrt{Q_{\max}} = 6,224 \cdot \sqrt{1,5} = 7,6\,\text{В}.$$

11. Найбільше діюче значення струму вторинної обмотки трансформатора

$$I_2 = \frac{I_d}{2}\sqrt{\frac{Q_{\min}+1}{Q_{\min}}} = \frac{10}{2}\sqrt{\frac{1,125+1}{1,125}} = 6,9\,\text{А}.$$

12. Визначаємо мінімальну індуктивність дроселя фільтра

$$L_{\min} = U_d \text{M}_L / f_{\text{п}} I_d = 5 \cdot 0,14 / (10 \cdot 10^3 \cdot 10) = 7 \cdot 10^{-6}\,\text{Гн},$$

де M_L — коефіцієнт, який залежить від кута φ; $\text{M}_L = 0,05$ для $\varphi = 20^\circ$; $\text{M}_L = 0,09$ для $\varphi = 40^\circ$; $\text{M}_L = 0,14$ для $\varphi = 60^\circ$; $\text{M}_L = 0,17$ для $\varphi = 80^\circ$; $\text{M}_L = 0,22$ для $\varphi = 100^\circ$.

13. Потужність, що втрачається в одному діоді,

$$P_{\text{прср}} \approx U_{\text{пр}} I_{\text{а}} = 1 \cdot \frac{10}{2} = 5\,\text{Вт}.$$

Радіатор для діодів розраховуємо за відомою методикою.

14. Коефіцієнт трансформації

$$\text{К}_{\text{т}} = U_{d0} / U_{\text{мср}} = 6,224 / 110 = 0,0566.$$

15. Діюче значення струму первинної обмотки трансформатора

$$I_1 = \text{К}_{\text{т}} I_d / \sqrt{Q_{\min}} = 0,0566 \cdot 10 / \sqrt{1,125} = 0,53\,\text{А}.$$

16. Коефіцієнт пульсацій на вході фільтра за першою гармонікою ($m_{\text{п}} = 2; q = 1$) знаходимо з виразу (1.269) для $\varphi = 60°$

$$\text{К}_{\text{п}} = \frac{4 \cdot 1,5 \cdot \sin 1 \cdot 2 \cdot (90° - 30°)}{\pi \cdot 1 \cdot 2} = 0,83\ (83\%).$$

3.2 ТРИФАЗНІ НЕКЕРОВАНІ ВИПРЯМЛЯЧІ

Приклад 3.5. Розрахувати випрямляч, що працює на активно-індуктивне навантаження. Вихідні дані для розрахунку: напруга на виході випрямляча $U_d = 19,5\,\text{В}$; струм навантаження $I_d = 800\,\text{А}$; пульсації випрямленої напруги не повинні перевищувати $\text{К}_{\text{п}(1)} = 2,5\%$; напруга трифазної

живильної мережі $U_{1л} = 380\,\text{В} \pm 5\%$; частота мережі $f_м = 50\,\text{Гц}$; напруга короткого замикання трансформатора $U_к\% = 5{,}5\%$.

Р о з в' я з а н н я.

1. Вибираємо трифазну схему з середньою точкою (рис. 3.5), для якої $m_2 = m_п = 3$.

2. Напруга на виході випрямляча з урахуванням нестабільності напруги живлення $a = \pm 0{,}05$

$$U_{d1} = U_d(1+a) = 19{,}5(1+0{,}05) = 20{,}5\,\text{В}.$$

3. Середнє значення струму діода

$$I_а = I_d / 3 = 800/3 = 266{,}7\,\text{А}.$$

4. Максимальна зворотна напруга на діоді (орієнтовне значення)

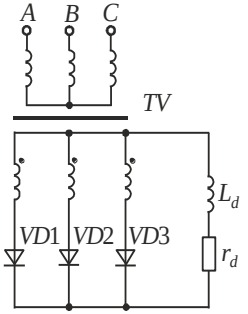


Рис. 3.5

$$U'_{зв\,max} = 2{,}1 U_{d1} = 2{,}1 \cdot 20{,}5 = 43{,}05\,\text{В}.$$

5. Із довідника вибираємо діод Д143-800, який при природному охолодженні з охолоджувачем типу 0143-150 допускає випрямлений струм $I_{а\,доп} = 305\,\text{А}$ та витримує макси-мальну зворотну напругу $U_{зв\ доп} = 400\,\text{В}$; прямий спад напруги $U_{пр} = 1{,}6\,\text{В}$, тобто він підходить за всіма параметрами ($I_а, U_{зв\,max}$).

6. Виходячи з потрібного коефіцієнта пульсацій $К_{п(1)} = 0{,}025$ та коефіцієнта пульсацій на виході схеми $К'_{п(1)} = 0{,}25$, визначаємо коефіцієнт згладжування

$$К_{зг} = \frac{К'_{п(1)}}{К_{п(1)}} = \frac{0{,}25}{0{,}025} = 10.$$

7. Опір навантаження

$$r_d = U_{d1}/I_d = 20{,}5/800 = 0{,}026\,\text{Ом}.$$

8. Індуктивність дроселя фільтра

$$L_d = \frac{r_d\sqrt{К_{зг}^2 - 1}}{2\pi m_п f_м} = \frac{0{,}026\sqrt{10^2-1}}{2 \cdot 3{,}14 \cdot 3 \cdot 50} = 0{,}00027\,\text{Гн} = 270\,\text{мкГн}.$$

Дросель з такою індуктивністю розраховується окремо за відомими методиками.

9. Спад напруги у фільтрі, виходячи з даних по типових використаннях, оцінюємо у 5% від вихідної напруги U_{d1}

$$\Delta U_ф = 0{,}05 U_{d1} = 0{,}05 \cdot 20{,}5 = 1{,}025\,\text{В}.$$

10. Індуктивний спад напруги, обумовлений індуктивностями розсіювання трансформатора, визначаємо при $I_d = I_{d\,\text{ном}} = 800\,\text{А}$ у частках від U_{d0} за формулою

$$\Delta U_x = A\frac{U_\text{к}\,\%}{100}U_{d0},$$

де $A = 0{,}87$ — відносний коефіцієнт нахилу зовнішньої характеристики для трифазного випрямляча з середньою точкою..

Для визначення напруги холостого ходу випрямляча U_{d0} спочатку визначаємо напругу на вході фільтра

$$U_{d2} = \frac{U_{d1} + \Delta U_\text{ф}}{1 - A\frac{U_\text{к}\,\%}{100}} = \frac{20{,}5 + 1{,}025}{1 - 0{,}87\frac{5{,}5}{100}} = 22{,}6\,\text{В}.$$

Знаходимо напругу холостого ходу випрямляча

$$U_{d0} = U_{d2} + U_\text{пр} = 22{,}6 + 1{,}6 = 24{,}2\,\text{В},$$

де $U_\text{пр} = 1{,}6$ В — спад напруги на діоді.

11. Максимальна зворотна напруга на діоді

$$U_{\text{зв max}} = 2{,}1U_{d0} = 2{,}1 \cdot 24{,}2 = 50{,}82\,\text{В}.$$

Така напруга набагато менша за допустиму для діода Д143-800 четвертого класу.

12. Фазна ЕРС вторинної обмотки трансформатора (з'єднання обмоток трансформатора «зірка-зірка» (див. табл. 3.1)

$$E_2 = 0{,}855U_{d0} = 0{,}855 \cdot 24{,}2 = 20{,}7\,\text{В}.$$

13. Коефіцієнт трансформації трансформатора

$$\text{К}_\text{т} = \frac{E_2}{U_{1\text{ф}}} = \frac{E_2.\sqrt{3}}{U_{1\text{л}}} = \frac{20{,}7 \cdot \sqrt{3}}{380} = 0{,}094\,.$$

14. Визначаємо кут комутації γ при $\alpha = 0$

$$\cos\gamma = 1 - \frac{2x_\text{а}I_d}{\sqrt{3}E_{2m}} = 1 - \frac{2\sqrt{m_\text{п}}U_\text{к}}{\sqrt{2}\cdot\sqrt{3}} = 1 - \frac{2\sqrt{3}\cdot 0{,}055}{\sqrt{2}\cdot\sqrt{3}} = 0{,}92;\ \gamma = 23°\,,$$

де $x_\text{а} = \frac{E_2}{I_2}U_\text{к} = \frac{E_2\sqrt{m_\text{п}}}{I_d}U_\text{к}$ — індуктивний опір обмоток трансформатора, зведений до вторинної обмотки.

15. Діюче значення струму вторинної обмотки трансформатора (без поправки на комутацію) (табл. 3.1)

$$I_2 = 0{,}58 I_d = 0{,}58 \cdot 800 = 464\,\text{А}.$$

16. Розрахункова потужність вторинних обмоток трансформатора

$$S_2 = m_2 E_2 I_2 = 3 \cdot 20{,}7 \cdot 464 = 28814{,}4\,\text{ВА} = 288{,}14\,\text{кВА}.$$

17. Діюче значення струму первинної обмотки трансформатора

$$I_1 = 0{,}47 \text{К}_\text{т} I_d = 0{,}47 \cdot 0{,}094 \cdot 800 = 35{,}3\,\text{А}.$$

18. Розрахункова потужність первинних обмоток

$$S_1 = m_1 U_{1\text{ф}} I_1 = 3 \cdot \left(380/\sqrt{3}\right) \cdot 35{,}3 = 23298\,\text{ВА} = 232{,}98\,\text{кВА}.$$

19. Типова потужність трансформатора

$$S_\text{т} = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{232{,}98 + 288{,}14}{2} = 260{,}56\ \text{кВт}.$$

20. Діюче значення напруги на згладжувальному дроселі може бути прийнято таким, що дорівнює діючому значенню третій гармонічній напруги, яка згідно з $\text{К}'_{\text{п}(1)} = 0{,}25$ дорівнює

$$U_\text{др} = \frac{\text{К}'_{\text{п}(1)} \left(U_{d1} + \Delta U_\text{ф}\right)}{\sqrt{2}} = \frac{0{,}25(20{,}5 + 1{,}025)}{\sqrt{2}} = 3{,}8\,\text{В}.$$

21. Потужність згладжувального дроселя

$$S_\text{др} = (1/2) U_\text{др} I_d = 0{,}5 \cdot 3{,}8 \cdot 800 = 1520\,\text{ВА},$$

де коефіцієнт 0,5 введений у зв'язку з тим, що габаритні розміри згладжувального дроселя розраховуються звичайно за формулами, які застосовуються для трансформаторів, у яких не одна обмотка, а дві.

22. Зовнішня характеристика може бути побудована за рівнянням

$$U_{d\alpha\gamma} = U_{d\alpha} - \Delta U_\text{х} = U_{d0} \cos\alpha - \frac{3 x_\text{а} I_d}{2\pi}$$

при $\alpha = 0$ по двох точках: напруги холостого ходу $U_{d0} = 24{,}2\,\text{В}$ та заданій напрузі $U_d = 19{,}5\,\text{В}$, яка відповідає номінальному струму $I_d = 800\,\text{А}$.

Приклад 3.6. Розрахувати шестифазний випрямляч зі зрівняльним реактором (рис. 3.6). Вихідні дані: вихідна потужність $P_d = 600\,\text{кВт}$; випрямлена напруга $U_d = 600\,\text{В}$; напруга живлення (лінійна) $U_{1\text{л}} = U_\text{м} = 6\,\text{кВ}$; частота мережі $f_\text{м} = 50\,\text{Гц}$; коефіцієнт пульсацій $\text{К}_{\text{п}\,(1)} = 1{,}5\%$.

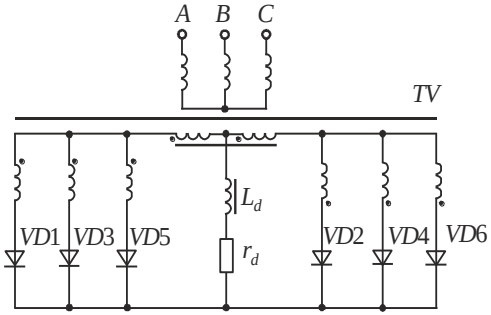


Рис. 3.6

Р о з в' я з а н н я.

1. Випрямлений струм

$$I_d = P_d / U_d = 600 \cdot 10^3 / 600 = 1000\,\text{А}.$$

2. Середнє значення струму діода

$$I_\text{а} = I_d / 6 = 1000 / 6 = 166{,}7\,\text{А}.$$

3. Максимальна зворотна напруга на діоді

$$U'_{\text{зв max}} = 2{,}09 U_d = 2{,}09 \cdot 600 = 1254\,\text{В}.$$

4. З урахуванням можливих імпульсних перенапруг всередині випрямляча та в мережі вибираємо діод з коефіцієнтом запасу за напругою $\text{К}_\text{з} = 1{,}5 \ldots 2$

$$U_{\text{зв max}} = \text{К}_\text{з} U'_{\text{зв max}} = 2 \cdot 1254 = 2508\,\text{В}.$$

5. Із довідника вибираємо діод Д133-500 з параметрами $I_\text{а} = 180\,\text{А}$ з охолоджувачем типу 0143-150; з природним охолоджуванням; $U_{\text{зв max}} = 2800\,\text{В}$ (28 клас); $U_\text{пр} = 1{,}7\,\text{В}$.

6. Діюче значення струму вторинної обмотки трансформатора дорівнює

$$I_2 = \frac{I_d}{2\sqrt{3}} = \frac{1000}{2\sqrt{3}} = 289\,\text{А}.$$

7. Первинна фазна напруга

$$U_\text{1ф} = U_\text{1л} / \sqrt{3} = 6000 / \sqrt{3} = 3468{,}2\,\text{В}.$$

8. Напругу при критичному струмі навантаження (напруга умовного холостого ходу) U'_{d0} визначимо не тільки при врахуванні спаду напруги на індуктивності розсіювання трансформатора ΔU_x та спаду напруги на діоді $U_\text{пр}$, але й з урахуванням спаду напруги на активних опорах обмоток трансформатора, згладжувального дроселя та зрівняльному реакторі ΔU_R.

З урахуванням усіх складових напруга умовного холостого ходу

$$U'_{d0} = U_d + \Delta U_x + U_{\text{пр}} + \Delta U_R .$$

Спад напруги на індуктивності розсіювання

$$\Delta U_x = A\frac{U_{\text{к}}}{100\%}U'_{d0} \approx 0{,}5\frac{U_{\text{к}}\%}{100\%}U_d ,$$

де $A = 0{,}5$ (для шестипульсних випрямлячів).

За даними довідника трансформатор, що живить випрямляч, виконаний за схемою зі зрівнювальним реактором на типову потужність порядку 1000 кВА, має напругу короткого замикання $U_{\text{к}} = 8\%$ і втрати потужності в міді, які характеризують активний опір обмоток трансформатора, $\Delta P_{R\text{м}} = 1\%$.

У зв'язку з цим

$$\Delta U_x = 0{,}5\frac{8}{100}600 = 24\,\text{В}.$$

Відсоткову величину потужності, що втрачається в обмотках згладжувального дроселя та зрівнювального реактора, оцінюємо приблизно, приймаючи її рівною $\Delta P_{R\text{др}} = 0{,}33\% P_d$.

У цьому випадку сумарний спад напруги на активних опорах усіх трьох електромагнітних елементів схеми дорівнює

$$\Delta U_R = \frac{\Delta P_{R\text{м}} + \Delta P_{R\text{др}}}{100\%}U_d = \frac{1{,}33}{100} \approx 8\,\text{В}.$$

У даному випадку

$$U'_{d0} = 600 + 24 + 1{,}7 + 8 = 633{,}7\,\text{В}.$$

9. ЕРС вторинної обмотки трансформатора згідно (1.163)

$$E_2 = U'_{d0}/1{,}17 = 541{,}6\,\text{В}.$$

10. Випрямлена напруга при фактичному холостому ході зростає до

$$U_{d0} = 1{,}35E_2 = 1{,}35{\cdot}541{,}6 = 731{,}2\,\text{В}.$$

11. Коефіцієнт трансформації трансформатора

$$\text{К}_\text{т} = E_2/U_{1\text{ф}} = 541{,}6/3468{,}2 = 0{,}156.$$

12. Діюче значення струму первинної обмотки трансформатора

$$I_1 = \frac{\text{К}_\text{т} I_d}{\sqrt{6}} = \frac{0{,}156\cdot 1000}{\sqrt{6}} = 63{,}7\,\text{А}.$$

13. Розрахункову потужність вторинних обмоток при ідеальному трансформаторі дає формула $S_2 = 6E_2 I_2 = 6\dfrac{U_d}{1{,}17}\cdot\dfrac{\text{К}_\text{т} I_d}{2\sqrt{3}} = 1{,}48P_d$.

При додаванні активних втрат потужності в обмотках і потужності, що втрачається в діоді, розрахункова потужність вторинних обмоток дорівнює

$$S_2 = (1,48 + 0,02)P_d = 1,5 \cdot 600 = 900\,\text{кВА}.$$

14. При розрахунку потужності первинних обмоток окрім втрат потужності в міді обмоток $\Delta P_{\text{м}}$ треба ще враховувати втрати потужності в сталі осердя $\Delta P_{\text{ст}}$ трансформатора. Із довідкових даних у трансформатора даного типу та потужності $\Delta P_{\text{м}} = 0,75\% S_{\text{т}}$ і $\Delta P_{\text{ст}} = 2,05\% S_{\text{т}}$.

Тому з урахуванням $\Delta P_{\text{ст}}$ і $\Delta P_{\text{м}}$

$$S_1 = (1,045 + 0,028)P_d = 643,8\,\text{кВА},$$

де $S_1 = 1,045P_d$ – потужність первинних обмоток ідеального трасформатора.

15. Типова потужність трансформатора

$$S_{\text{т}} = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{643,8 + 900}{2} = 771,9\,\text{кВА}.$$

16. Типова потужність зрівнювального реактора

$$S_{\text{т зр}} = 0,07P_d = 0,07 \cdot 600 = 42\,\text{кВА}.$$

17. Зрівнювальний реактор розраховується на таку індуктивність, щоб критичний струм навантаження $I_{d\,\text{кр}}$, при якому схема переходить від шестифазного режиму роботи до подвійного трифазного, не перевищував 1 % від $I_{d\,\text{ном}}$.

У цьому випадку значення критичного струму

$$I_{d\,\text{кр}} = \beta\% I_d = 0,01 \cdot 1000 = 10\,\text{А}$$

і індуктивність зрівнювального реактора

$$L_{\text{зр}} = \frac{0,5\sqrt{2}E_2}{6\pi f_{\text{м}} I_{d\,\text{кр}}} = \frac{0,5\sqrt{2} \cdot 541,6}{6\pi \cdot 50 \cdot 10} = 0,04\,\text{Гн} = 40\,\text{мГн}.$$

18. Діюче значення напруги на згладжувальному дроселі $U_{\text{др}}$ може бути прийнятим таким, що дорівнює діючому значенню гармоніки, яка має частоту $6f_{\text{м}}$, а $\text{К}_{\text{п}(1)} = 0,057$

$$U_{\text{к}} = \frac{\text{К}_{\text{п}(1)} U'_{d0}}{\sqrt{2}} = \frac{0,057 \cdot 633,7}{\sqrt{2}} = 25,6\,\text{В}.$$

19. Потужність згладжувального дроселя

$$S_{\text{к}} = \frac{1}{2} U_{\text{к}} I_d = \frac{25,6 \cdot 1000}{2} = 12800\ \text{Вт} = 12,8\,\text{кВА}.$$

20. Коефіцієнт згладжування фільтра

$$\text{К}_{\text{зг}} = \frac{\text{К}'_{\text{п}(1)}}{\text{К}_{\text{п}(1)}} = \frac{0,057}{0,015} = 3,8.$$

21. Індуктивність згладжувального дроселя

$$L_d = \frac{r_d\sqrt{\text{К}^2_{\text{зг}} - 1}}{2\pi m_{\text{п}} f_{\text{м}}} = \frac{0,6\sqrt{3,8^2 - 1}}{2 \cdot \pi \cdot 6 \cdot 50} = 0,0012\,\text{Гн} = 1,2\,\text{мГн},$$

де $r_d = \dfrac{U_d}{I_d} = \dfrac{600}{1000} = 0,6\,\text{Ом}$ — опір навантаження.

3.3. ОДНОФАЗНІ КЕРОВАНІ ВИПРЯМЛЯЧІ

Приклад 3.7. Розрахувати силову схему однофазного мостового керованого випрямляча. Вихідні дані: напруга мережі $U_{\text{м}} = 220\,\text{В}$; нестабільність напруги мережі $\left(U_{\text{м}} / U_{\text{м ном}}\right) \cdot 100\%$ — $a = +10\%$; $b = -15\%$; частота мережі $f_{\text{м}} = 50\,\text{Гц}$; номінальна напруга на навантаженні $U_d = 130\,\text{В}$. Діапазон регулювання напруги на навантаженні: $U_{d\ \min} = 100\,\text{В}$, $U_{d\ \max} = 150\,\text{В}$; опір навантаження $r_d = 28\,\text{Ом}$; коефіцієнт пульсацій напруги на навантаженні $\text{К}_{\text{п}} = 2\%$.

Р о з в ' я з а н н я.

1. З урахуванням номінальної напруги на навантаженні U_d та заданого діапазону регулювання до-цільно використати керований несиметричний випрямляч з безтрансформаторним входом (рис. 3.7) (живлення безпосередньо від мережі). При цьому $U_1 = U_2 = U_{\text{м}}$. Реакція навантаження індуктивна.

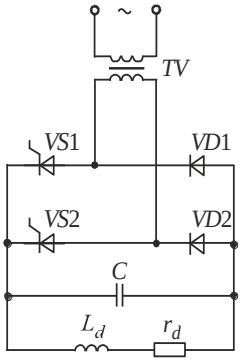


Рис. 3.7

2. З урахуванням спаду напруги на елементах схеми випрямляча визначаємо максимальну випрямлену напругу

$U_{\text{випр max}} = U_{d\,\max} + \Delta U_{\text{вент}} + \Delta U_{\text{др}} + \Delta U_{TV}$, $\Delta U_{\text{вент}}$ — спад напруги на діоді і тиристорі випрямляча; $\Delta U_{\text{др}}$, ΔU_{TV} — спад напруги на активному опорі відповідно дроселя фільтра та обмотоктрансформатора. Зазвичай орієнтовно задаються цим спадом напруги на рівні $U_{\text{др}} = (2...4)\% U_d$. Задаємося орієнтовними значеннями спадів напруги на тиристорі $\Delta U_{VS} = 2\,\text{В}$, діоді

$\Delta U_{VD} = 1\text{В}$, $\Delta U_{\text{др}} = 2\text{В}$. Внаслідок того, що в схемі, яка розраховується, відсутній вхідний трансформатор, $\Delta U_{TV} = 0$. Таким чином,

$$U_{\text{випр max}} = 150 + 2 + 1 + 2 = 155\text{В}.$$

Спад напруги на трансформаторі $\Delta U_{TV} = (4...15)\% U_d$ залежить від потужності трансформатора.

3. З урахуванням нестабільності мінімальна напруга мережі

$$U_{\text{м min}} = U_{2\text{min}} = U_{\text{м}}(1-b) = 220(1-0{,}15) = 187\text{В},$$

де $b = 0{,}15$ (у відносних одиницях).

4. За рівнянням регулювальної характеристики (1.101) випрямляча визначаємо мінімальне значення кута керування $\alpha_{\min}$. Мінімальний кут керування відповідає мінімальній напрузі мережі $U_{\text{м min}}$ і максимальному значенню випрямленої напруги $U_{\text{випр max}}$

$$\cos\alpha_{\min} = \frac{U_{\text{випр max}} \cdot \pi}{\sqrt{2} U_{2\text{min}}} - 1 = \frac{155 \cdot 3{,}14}{1{,}41 \cdot 187} - 1 \approx 0{,}845.$$

Отже, $\alpha_{\min} \approx 32{,}3^{\text{o}}$.

При використанні керованих випрямлячів як регуляторів (стабілізаторів) напруги для забезпечення роботи на крутій ділянці регулювальної характеристики рекомендується вибирати $\alpha_{\min} \approx 30^{\text{o}}$. Якщо з розрахунку отримане значення $\alpha_{\min}$ дуже відрізняється від 30°, необхідно використовувати вхідний трансформатор для зниження або підвищення напруги до необхідного рівня. У даному випадку вхідний трансформатор не потрібний.

5. Мінімальне середнє значення випрямленої напруги

$$U_{\text{випр min}} = U_{d\,\text{min}} + \Delta U_{\text{вент}} + \Delta U_{\text{др}} + \Delta U_{TV} = 100 + 2 + 1 + 2 = 105\text{В}.$$

6. З урахуванням нестабільності максимальне значення напруги мережі

$$U_{\text{м max}} = U_{2\text{max}} = U_{\text{м}}(1+a) = 220(1+0{,}1) = 242\text{В}.$$

7. Максимальне значення кута керування $\alpha_{\max}$ відповідає максимальній напрузі мережі $U_{\text{м max}}$ і мінімальній випрямленій напрузі $U_{\text{випр min}}$

$$\cos\alpha_{\max} = \frac{U_{\text{випр min}} \cdot \pi}{\sqrt{2} U_{2\text{max}}} - 1 = \frac{105 \cdot 3{,}14}{1{,}41 \cdot 242} - 1 \approx -0{,}034.$$

Отже, $\alpha_{\max} \approx 92^{\text{o}}$.

8. Максимальне та мінімальне значення струму навантаження

$$I_{d\max} = \frac{U_{d\max}}{r_d} = \frac{150}{28} = 5{,}36\,\text{А}\,; \quad I_{d\min} = \frac{U_{d\min}}{r_d} = \frac{100}{28} = 3{,}57\,\text{А}\,.$$

9. Елементи схеми випрямляча вибирають, виходячи з умов забезпечення надійної роботи в найбільш важкому можливому режимі. Для випрямляча, який розраховується, такий режим буде реалізовано при максимальній напрузі мережі ($U_{\text{м}\max} = 242\,\text{В}$) і мінімальному куті керування ($\alpha_{\min} = 32{,}3^{\text{o}}$). Для забезпечення запасу параметрів елементів схеми розрахунок виконують для кута керування $\alpha = 0^{\text{o}}$, тобто для некерованого режиму. Отже, при розрахунку можна використовувати формули, одержані для некерованого випрямляча (див. табл. 3.1).

10. Визначаємо режим роботи навантаження при $\alpha = 0^{\text{o}}$ і напрузі $U_{\text{м}\max}$:

$$U'_{d\max} = \frac{2\sqrt{2}U_{\text{м}\max}}{\pi} = \frac{2 \cdot 1{,}41 \cdot 242}{3{,}14} = 217{,}3\,\text{В}\,,$$

$$I'_{d\max} = \frac{U'_{d\ \max}}{r_d} = \frac{217{,}3}{28} = 7{,}76\,\text{А}\,.$$

11. Основні параметри вентилів випрямляча. Оскільки характер навантаження випрямляча індуктивний (використовується *LC*- згладжувальний фільтр), розрахунок виконуємо згідно формулам для індуктивної реакції навантаження (див. табл. 3.1):

а) максимальна зворотна напруга на діодах і тиристорах і максимальна пряма напруга на тиристорах

$$U_{\text{зв}\max} = \text{К}_{\text{з}} \cdot 1{,}57 \cdot U'_{d\max} = 2 \cdot 1{,}57 \cdot 217{,}3 = 682{,}3\,\text{В}\,,$$

де $\text{К}_{\text{з}} = 2$ — коефіцієнт запасу за напругою;

б) максимальне середнє значення струму діодів і тиристорів

$$I_{\text{а}} = I'_{d\max} \cdot 0{,}5 = 7{,}76 \cdot 0{,}5 = 3{,}88\,\text{А}\,;$$

в) максимальне діюче значення струму вентилів

$$I_{\text{а д}} = I'_{d\max} \cdot 0{,}71 = 5{,}5\,\text{А}\,.$$

З урахуванням розрахованих параметрів вибираємо тиристори типу Т112-10 7 класу з параметрами: $U_{\text{пр}\max} = U_{\text{зв}\max} = 700\,\text{В}$, $I_{\text{а}\max} = 4\,\text{А}$ з охолоджувачем типу О111-60 з природним охолодженням; $\Delta U_{VS} = 1{,}85\text{В}$. В якості діодів випрямляча вибираємо діоди типу Д112-10 7 класу з параметрами: $U_{\text{зв}\max} = 700\text{В}$ $I_{\text{а}\max} = 7\,\text{А}$ з охолоджувачем типу О111-60 з природним охолодженням; $\Delta U_{\text{пр}} = 1{,}35\text{В}$.

Якщо в процесі розрахунку з'ясується, що на вході випрямляча потрібен силовий трансформатор, розрахунок його основних електричних параметрів виконують згідно табл. 3.1.

12. Для забезпечення заданого коефіцієнта пульсацій напруги на навантаженні ($К_п = 2\%$) на виході випрямляча потрібно поставити згладжувальний *LC*- фільтр.

Максимальне значення коефіцієнта пульсацій випрямленої напруги відповідає куту керування α_{max}

$$К_{п\,max} = \frac{2}{3}\sqrt{1+4(1-\cos\alpha_{max})} = \sqrt{1+4(1+0,034)} = 1,5.$$

13. Необхідний коефіцієнт згладжування фільтра

$$К_{зг} = \frac{К_{п\,max}}{К_п} = \frac{1,5}{0,02} = 75.$$

14. Шуканий добуток LC елементів фільтра

$$LC = \frac{10К_{зг}}{m_п^2} = \frac{10 \cdot 75}{2^2} = 187,5 Гн \cdot мкФ.$$

15. Потрібна індуктивність фільтра, яка забезпечує режим безперервного струму в дроселі фільтра та навантаженні,

$$L_{кр} \geq \frac{r_{d\,max}}{m_п(m_п^2-1)\pi f_м} = \frac{28}{2(2^2-1)3,14 \cdot 50} = 0,0297 Гн.$$

З урахуванням одержаного значення індуктивності і максимального струму навантаження $I_{d\,max} = 7,76 А$ вибираємо стандартний дросель Д271, який має такі параметри: $L = 0,01 Гн$; $I_{під} = 9 А$; $r_{др} = 0,081 Ом$.

З'єднуємо три дроселі послідовно. Результуюча індуктивність фільтра $L_{др} = 0,03 Гн$; $r_{др} = 0,243 Ом$.

Спад напруги на обмотках дроселя

$$\Delta U_{др} = I_{d\,max} r_{др} = 7,76 \cdot 0,243 = 1,88 В,$$

що приблизно відповідає прийнятому у п. 2 припущенню.

Якщо здобуте значення $\Delta U_{др}$ дуже відрізняється від прийнятого (більш як на 10%) у п. 2, розрахунок треба уточнити.

16. Визначаємо ємність фільтра

$$C = \frac{LC}{L_{др}} = \frac{187,5}{0,03} = 6250 мкФ.$$

З урахуванням максимальної випрямленої напруги $U_{d\max} = 217{,}3$ В вибираємо конденсатори типу К50-37 ємністю 1000 мкФ і робочою напругою $U_{\text{роб}} = 250$ В; з'єднуємо 7 конденсаторів паралельно.

Результуюча ємність фільтра $C = 7 \cdot 1000 = 7000$ мкФ. Допустима амплітуда змінної складової пульсуючої напруги на конденсаторі складає на частоті $f_{(1)} = 100$ Гц 4,5 В.

17. Уточнюємо коефіцієнт згладжування фільтра

$$\text{К}_{\text{зг}} = \frac{LCm_{\text{п}}^2}{10} = \frac{0{,}03 \cdot 7000 \cdot 2^2}{10} = 84.$$

18. Коефіцієнт пульсацій на навантаженні

$$\text{К}_{\text{п}} = \text{К}_{\text{пmax}} / \text{К}_{\text{зг}} = 1{,}5/84 = 0{,}018,$$

що менше заданого.

19. Амплітуда змінної складової на навантаженні

$$U_{m(1)} = \text{К}_{\text{п}} U'_{d\max} = 0{,}018 \cdot 217{,}3 = 3{,}9 \text{ В},$$

що менше допустимої для конденсатора типу К50-37.

Приклад 3.8. Розрахувати силову частину однофазного випрямляча зі ступеневим регулюванням вторинної напруги (рис. 3.8). Вихідні дані для розрахунку: номінальне значення напруги однофазної живильної мережі $E_1 = 220$ В; мінімальне та максимальне значення напруги живильної мережі $E_{1\min} = 187$ В, $E_{\max} = 253$ В; частота живильної мережі $f_{\text{м}} = 50$ Гц; номінальне значення вихідної напруги $U_d = 15$ В; діапазон плавного регулювання вихідної напруги від $U_{d\min} = 14$ В до $U_{d\max} = 16$ В; амплітуда пульсацій вихідної напруги (за основною гармонікою) $U_{(1)m} \le 0{,}8$ В; максимальне та мінімальне значення струму навантаження $I_{d\max} = 12$ А, $I_{d\min} = 6$ А; температура навколишнього середовища $t_{\text{нав max}} = +40°\text{C}$. У вказаному діапазоні зміни струму навантаження випрямляч повинен забезпечити мінімальний нахил зовнішньої характеристики.

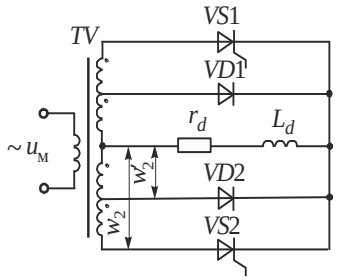


Рис. 3.8

Р о з в ' я з а н н я.

1. Визначаємо коефіцієнти зміни напруги живлення:

$$a = E_{1\max} / E_{1\text{ном}} = 253/220 = 1{,}15,$$

$$b = E_{1\min} / E_{1\text{ном}} = 187/220 = 0{,}85.$$

2. Знаходимо орієнтовне значення коефіцієнта комутації обмоток трансформатора (без урахування втрат у вентилях, трансформаторі та дроселі фільтра).

При мінімальній напрузі мережі та максимальній вихідній напрузі

$$U_{d\alpha\max} = \frac{\sqrt{2}E_{2\min}}{\pi}\left[1 + s + (1-s)\cos\alpha_{\min}\right], \qquad (3.1)$$

де $\alpha_{\min}$ — мінімальний кут керування; $E_{2\min}$ — мінімальне діюче значення напруги на обмотці w_2; $s = w_2' / w_2$ — коефіцієнт комутації обмоток трансформатора.

При максимальній напрузі мережі та мінімальній вихідній напрузі маємо

$$U_{d\alpha\min} = \frac{\sqrt{2}E_{2\max}}{\pi}\left[1 + s + (1-s)\cos\alpha_{\max}\right], \qquad (3.2)$$

де $E_{2\max}$ — максимальне діюче значення напруги на обмотці w_2; $\alpha_{\max}$ — максимальний кут керування.

Розв'язуючи сумісно рівняння (3.1)та (3.2) з урахуванням того, що $E_{2\min}/E_{2\max} = E_{1\min}/E_{1\max} = b/a$ ($a = \frac{E_{2\max}}{E_2} = 1{,}15$, $a = \frac{E_{2\min}}{E_2} = 0{,}87$), одержимо

$$s = \frac{aU_{d\max}\left(1+\cos\alpha_{\max}\right) - bU_{d\min}\left(1+\cos\alpha_{\min}\right)}{bU_{d\min}\left(1-\cos\alpha_{\min}\right) - aU_{d\max}\left(1-\cos\alpha_{\max}\right)}.$$

Максимальна крутість регулювальної характеристики має місце при $(20\ldots30^\circ) < \alpha < (150\ldots160^\circ)$. Тому при розрахунку випрямляча діапазон регулювання рекомендується вибирати в указаних межах.

Приймаємо $\alpha_{\min} = \pi/6$, $\alpha_{\max} = 5\pi/6$ і визначаємо

$$s = \frac{1{,}15\cdot16(1+\cos150^\circ) - 0{,}85\cdot14(1+\cos30^\circ)}{0{,}85\cdot14(1-\cos30^\circ) - 1{,}15\cdot16(1-\cos150^\circ)} = 0{,}6.$$

У ході подальшого розрахунку після вибору вентилів та визначення параметрів трансформатора значення коефіцієнта s буде уточнюватися.

3. Середнє значення струму діода при $\alpha = \alpha_{\max}$

$$I_{\text{a}VD} = I_d \frac{\alpha_{\max}}{2\pi} = 12\frac{5\pi}{6\cdot2\pi} = 5\text{A}.$$

4. Діюче значення струму діода при $\alpha = \alpha_{max}$

$$I_{дVD} = \frac{I_d}{\sqrt{2}}\sqrt{\frac{\alpha_{max}}{\pi}} = \frac{12}{\sqrt{2}}\sqrt{\frac{5\pi}{6\pi}} = 7{,}77\,\text{A}.$$

5. Коефіцієнт форми струму діода при $\alpha = \alpha_{max}$

$$К_{фVD} = I_{дVD} / I_{аVD} = 7{,}77/5 = 1{,}55.$$

6. Середнє значення струму тиристора при $\alpha = \alpha_{min}$

$$I_{аVS} = I_d \frac{\pi - \alpha_{min}}{2\pi} = \frac{12(\pi - \pi/6)}{2\pi} = 5\,\text{A}.$$

7. Діюче значення струму тиристора при $\alpha = \alpha_{min}$

$$I_{дVS} = \frac{I_d}{\sqrt{2}}\sqrt{\frac{\pi - \alpha_{min}}{\pi}} = \frac{12}{\sqrt{2}}\sqrt{\frac{\pi - \pi/6}{\pi}} = 7{,}77\,\text{A}.$$

8. Коефіцієнт форми струму тиристора при $\alpha = \alpha_{min}$

$$К_{фVS} = I_{дVS} / I_{аVS} = 7{,}77/5 = 1{,}55.$$

9. Максимальна зворотна напруга на тиристорі

$$U_{зв\,max} = U_{d\,max}\pi\sqrt{1/s} = 16 \cdot 3{,}14\sqrt{1/0{,}6} = 64{,}9\,\text{В}.$$

10. Максимальна пряма напруга на тиристорі

$$U_{прVS\,max} = U_{d\,max}\frac{\pi\left(\frac{1}{s} - 1\right)}{2\sqrt{1/s}} = 16\frac{3{,}14\left(\frac{1}{0{,}6} - 1\right)}{2\sqrt{1/0{,}6}} = 12{,}9\,\text{В}.$$

11. Максимальна зворотна напруга на діоді

$$U_{звVD\,max} = U_{d\,max}\frac{\pi\left(\frac{1}{s} + 1\right)}{2\sqrt{1/s}} = 16\frac{3{,}14\left(\frac{1}{0{,}6} + 1\right)}{2\sqrt{1/0{,}6}} = 51{,}9\,\text{В}.$$

На основі даних розрахунку із довідника вибираємо:

а) тиристори типу Т112-16 першого класу з напругою 100 В, які при природному охолодженні з радіатором типу О111-60 допускають середнє значення струму $I_а = 6\,\text{A}$. Тиристори допускають експлуатацію при температурі навколишнього середовища від -50°С до +45°С. Спад прямої напруги на тиристорі $U_{пр} = 1{,}38\,\text{В}$. Порогова напруга $U_{0VS} = 1{,}2\,\text{В}$;

б) діоди типу Д112-10 першого класу з напругою 100 В, які при природному охолодженні з радіатором типу О111-60 допускають середнє значення струму $I_а = 7\,\text{A}$. Діоди допускають експлуатацію при температурі навколиш-

нього середовища від $-50^{\circ}\mathrm{C}$ до $+45^{\circ}\mathrm{C}$. Спад прямої напруги на діоді $U_{\text{пр}} = 1,35\,\text{В}$. Порогова напруга $U_{0\,VD} = 0,9\,\text{В}$.

12. Визначаємо (орієнтовно) типову (габаритну) потужність трансформатора

$$S_{\text{т}} = \frac{\pi}{4\sqrt{2}}\,\text{К}_{\text{ф1}}\left(1+\sqrt{2}\,\frac{1}{s}\right)P_d = \frac{3,14}{4\sqrt{2}}1\cdot\left(1+\sqrt{2}\cdot\frac{1}{0,6}\right)\cdot 15\cdot 12 = 335,7\,\text{ВА}.$$

13. Активний опір трансформатора, зведений до обмотки w_2,

$$r_2 \approx \text{К}_r\,\frac{U_d}{I_d\,f_{\text{м}}B_m}\sqrt[4]{\frac{pf_{\text{м}}B_m}{U_d I_d}} = 6,5\,\frac{15}{12\cdot 50\cdot 1,65}\sqrt[4]{\frac{1\cdot 50\cdot 1,65}{15\cdot 12}} = 0,09\,\text{Ом},$$

де $\text{К}_r = 6,5$ — коефіцієнт, який залежить від схеми випрямлення та характеру навантаження (див. табл. 3.3); $p = 1$— число стрижнів, на яких розташовані обмотки (для осердя броньового типу $p = 1$; $B_m = 1,65\,\text{Тл}$ — для $S_{\text{т}} = 300 \div 1000\,\text{ВА}$ і осердя броньового типу з електротехнічної сталі Е310.

14. Використовуючи (3.1), визначаємо (орієнтовно) діючі значення напруг на обмотках w_2 і w_2' при номінальній напрузі мережі

$$E_{2\text{ном}} = \frac{\pi U_{d\,\min}}{\sqrt{2}a\left[(1+s)+(1-s)\cos\alpha_{\max}\right]} =$$

$$= \frac{3,14\cdot 14}{\sqrt{2}\cdot 1,15\left[(1+0,6)+(1-0,6)\cos 150^{\circ}\right]} = 21,6\,\text{В},$$

$$E'_{2\text{ном}} = E_{2\text{ном}}s = 21,6\cdot 0,6 = 12,96\,\text{В}.$$

15. Визначаємо середнє значення випрямленої напруги на навантаженні, яке обумовлене обмотками w_2',

$$U_{d1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi}E'_{2\text{ном}} = \frac{2\cdot 1,41}{3,14}12,96 = 11,64\,\text{В}.$$

16. Активний опір трансформатора, зведений до обмотки w_2',

$$r_2' \approx \text{К}_r\,\frac{U_d}{I_d\,f_{\text{м}}B_m}\sqrt[4]{\frac{pf_{\text{м}}B_m}{U_{d1}I_d}} = 6,5\,\frac{11,64}{12\cdot 50\cdot 1,65}\sqrt[4]{\frac{1\cdot 50\cdot 1,65}{11,64\cdot 12}} = 0,07\,\text{Ом}.$$

17. Уточнюємо значення коефіцієнта комутації обмоток s з урахуванням втрат напруги у трансформаторі, вентилях і дроселі фільтра. При кусково-лінійній апроксимації ВАХ діода Д112-10 та тиристора Т112-16 знаходимо

відповідно їх динамічні опори $R_{VD} = 0,01\text{Ом}$, $R_{VS} = 0,03\text{Ом}$ та визначаємо спади напруг на діоді та тиристорі

$$U_{VD} = U_{0VD} + i_{VD}R_{VD},\ U_{VS} = U_{0VS} + i_{VS}R_{VS},$$

де i_{VD}, i_{VS} — миттєві значення струму відповідно у діоді та тиристорі.

В інтервалах роботи діода та тиристора $i_{VD} = i_{VS} = I_d$. Середнє значення напруги на вході фільтра

$$U'_d = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} u'_d(\vartheta)d\vartheta. \qquad (3.3)$$

При $0 < \vartheta < \alpha$

$$u'_d(\vartheta) = e'_2 - I_d r'_2 - U_{VD} = e'_2 - I_d r'_2 - (U_{0VD} + I_d R_{VD}) =$$
$$= \sqrt{2}E_2 s\sin\vartheta - I_d(r'_2 + R_{VD}) - U_{0VD};$$

при $\alpha < \vartheta < \pi$

$$u'_d(\vartheta) = e_2 - I_d r_2 - U_{VS} = e_2 - I_d r_2 - (U_{0VS} + I_d R_{VS}) =$$
$$= \sqrt{2}E_2\sin\vartheta - I_d(r_2 + R_{VS}) - U_{0VS}.$$

Підставляючи останні два вирази в (3.3), одержуємо

$$U'_d = \frac{\sqrt{2}E_2}{\pi}\left[(1+s) + (1-s)\cos\alpha\right] -$$
$$-I_d\left[\left(r'_2 + R_{VD}\right)\frac{\alpha}{\pi} + \left(r_2 + R_{VS}\right)\frac{\pi-\alpha}{\pi}\right] - U_{0VD}\frac{\alpha}{\pi} - U_{0VS}\frac{\pi-\alpha}{\pi}. \qquad (3.4)$$

Середнє значення напруги на навантаженні

$$U_d = U'_d - I_d r_{\text{др}}, \qquad (3.5)$$

де $r_{\text{др}}$ — активний опір обмотки згладжувального дроселя.

При попередньому розрахунку значення $r_{\text{др}}$ можна прийняти $r_{\text{др}} \approx (0,02...0,1)r_d$, де $r_d = U_d / I_d$ — активний опір навантаження. Менші значення $r_{\text{др}}$ слід вибирати при більш високих частотах і більших потужностях. У даному випадку $r_d = 15/12 = 1,25\text{Ом}$. Приймаємо $r_{\text{др}} = 0,03r_d$, $r_{\text{др}} = 0,03 \cdot 1,25 = 0,0375\text{Ом}$.

З виразів (3.4) та (3.5) знаходимо зовнішні (навантажувальні) характеристики випрямляча

$$U_d = \frac{\sqrt{2}E_2}{\pi}\left[(1+s) + (1-s)\cos\alpha\right] -$$

$$-I_d\left[\left(r_2'+R_{VD}\right)\frac{\alpha}{\pi}+\left(r_2+R_{VS}\right)\frac{\pi-\alpha}{\pi}+r_{др}\right]-U_{0VD}\frac{\alpha}{\pi}-U_{0VS}\frac{\pi-\alpha}{\pi}. \quad (3.6)$$

При мінімальній напрузі мережі, максимальному струмі навантаження та максимальній вихідній напрузі рівняння (3.6) має вигляд

$$U_{d\max}=\frac{\sqrt{2}E_{2\min}}{\pi}\left[(1+s)+(1-s)\cos\alpha_{\min}\right]-I_{d\max}\left[\left(r_2'+R_{VD}\right)\frac{\alpha_{\min}}{\pi}+\right.$$

$$\left.+\left(r_2+R_{VS}\right)\frac{\pi-\alpha_{\min}}{\pi}+r_{др}\right]-U_{0VD}\frac{\alpha_{\min}}{\pi}-U_{0VS}\frac{\pi-\alpha_{\min}}{\pi}. \quad (3.7)$$

При максимальній напрузі мережі, мінімальному струмі навантаження та мінімальній вихідній напрузі з рівняння(3.6) маємо

$$U_{d\min}=\frac{\sqrt{2}E_{2\max}}{\pi}\left[(1+s)+(1-s)\cos\alpha_{\max}\right]-I_{d\min}\left[\left(r_2'+R_{VD}\right)\frac{\alpha_{\max}}{\pi}+\right.$$

$$\left.+\left(r_2+R_{VS}\right)\frac{\pi-\alpha_{\max}}{\pi}+r_{др}\right]-U_{0VD}\frac{\alpha_{\max}}{\pi}-U_{0VS}\frac{\pi-\alpha_{\max}}{\pi}. \quad (3.8)$$

Розв'язуючи рівняння (3.7), (3.8), знаходимо коефіцієнт комутації s з урахуванням втрат напруги на елементах схеми

$$s=\frac{A_1(1+\cos\alpha_{\max})-A_2(1+\cos\alpha_{\min})}{A_2(1-\cos\alpha_{\min})-A_1(1-\cos\alpha_{\max})}, \quad (3.9)$$

де

$$A_1=\left(U_{d\max}+I_{d\max}C_1+B_1\right)a;$$

$$A_2=\left(U_{d\min}+I_{d\min}C_2+B_2\right)b;$$

$$C_1=\left(r_2'+R_{VD}\right)\frac{\alpha_{\min}}{\pi}+\left(r_2+R_{VS}\right)\frac{\pi-\alpha_{\min}}{\pi}+r_{др};$$

$$B_1=U_{0VD}\frac{\alpha_{\min}}{\pi}+U_{0VS}\frac{\pi-\alpha_{\min}}{\pi};$$

$$C_2=\left(r_2'+R_{VD}\right)\frac{\alpha_{\max}}{\pi}+\left(r_2+R_{VS}\right)\frac{\pi-\alpha_{\max}}{\pi}+r_{др};$$

$$B_2=U_{0VD}\frac{\alpha_{\max}}{\pi}+U_{0VS}\frac{\pi-\alpha_{\max}}{\pi}.$$

Визначимо числові значення коефіцієнтів, що входять у (3.9),

$$C_1=(0,07+0,01)\frac{30^{\circ}}{180^{\circ}}+(0,09+0,03)\frac{180^{\circ}-30^{\circ}}{180^{\circ}}+0,0375=0,151\text{Ом};$$

$$B_1=0,9\frac{30^{\circ}}{180^{\circ}}+1,2\frac{180^{\circ}-30^{\circ}}{180^{\circ}}=1,15\text{В};$$

$$C_2 = (0,07+0,01)\frac{150^\circ 4}{180^\circ} + (0,09+0,03)\frac{180^\circ - 150^\circ}{180^\circ} + 0,0375 = 0,124\text{Ом};$$

$$B_2 = 0,9\frac{150^\circ}{180^\circ} + 1,2\frac{180^\circ - 150^\circ}{180^\circ} = 0,95\text{В};$$

$$A_1 = (16+12\cdot 0,151+1,15)1,15 = 21,8\text{В};$$

$$A_2 = (14+6\cdot 0,124+0,95)0,85 = 13,34\text{В}.$$

Підставляючи визначені величини у (3.9), знаходимо

$$s = \frac{21,8(1+\cos 150^\circ) - 13,34(1+\cos 30^\circ)}{13,34(1-\cos 30^\circ) - 21,8(1-\cos 150^\circ)} = 0,565.$$

18. Уточнюємо максимальну пряму та зворотну напруги відповідно на тиристорі та діоді

$$U_{\text{пр}VS\max} = U_{d\max}\frac{\pi\left(\frac{1}{s}-1\right)}{2\sqrt{1/s}} = 16\cdot\frac{3,14\left(\frac{1}{0,565}-1\right)}{2\sqrt{1/0,565}} = 14,54\text{В};$$

$$U_{\text{зв}VS\max} = U_{d\max}\pi\sqrt{1/s} = 16\cdot 3,14\sqrt{1/0,565} = 66,83\text{В};$$

$$U_{\text{зв}VD\max} = U_{d\max}\frac{\pi\left(\frac{1}{s}+1\right)}{2\sqrt{1/s}} = 16\cdot\frac{3,14\left(\frac{1}{0,565}+1\right)}{2\sqrt{1/0,565}} = 52,3\text{В}.$$

Так як одержані значення не перевищують допустимі величини, вентилі за напругою обрані правильно.

19. З (3.7) визначаємо діюче значення напруги на вторинній обмотці w_2' при мінімальній напрузі мережі

$$E_{2\min} = \frac{\pi\left(U_{d\max} + I_{d\max}C_1 + B_1\right)}{\sqrt{2}\left[(1+s)+(1-s)\cos\alpha_{\min}\right]} =$$

$$= \frac{3,14(16+12\cdot 0,151+1,15)}{\sqrt{2}\left[(1+0,565)+(1-0,565)\cos 30^\circ\right]} = 21,7\text{В}.$$

20. Діюче значення напруги на вторинній обмотці w_2 при номінальній напрузі мережі

$$E_{2\text{ном}} = E_{2\min}/b = 21,7/0,85 = 25,5\text{В}.$$

21. Діюче значення напруги на вторинній обмотці w_2 при максимальній напрузі мережі

$$E_{2\max} = E_{2\text{ном}}\cdot a = 25,5\cdot 1,15 = 29,3\text{В}.$$

22. Коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги на навантаженні (за першою гармонікою)

$$К'_{п} = U_{(1)m}/U_{d\max} = 0,8/16 = 0,05.$$

23. Коефіцієнт пульсацій $К'_{п}$ на вході фільтра залежить від кута керування і може бути визначений при розкладі кривої вихідної напруги випрямляча в ряд Фур'є за синусними та косинусними складовими

$$К'_{п} = \frac{\sqrt{(1-s)^2\left(\frac{\sin 3\alpha}{3} - \sin\alpha\right)^2 + \left[\left(\frac{\cos 3\alpha}{3} - \cos\alpha\right)(1-s) + \frac{2}{3}(1+s)\right]^2}}{1+s+(1-s)\cos\alpha}.$$

Аналізуючи залежність $К'_{п}$ для $s = 0,565$ від кута керування, визначаємо, що при $\alpha = 65^{\circ}$ коефіцієнт пульсацій досягає максимального значення

$$К'_{п\max} = \frac{\sqrt{(1-0,565)^2\left(\frac{\sin 3\cdot 65^{\circ}}{3} - \sin 65^{\circ}\right)^2 + \left[\left(\frac{\cos 3\cdot 65^{\circ}}{3} - \cos 65^{\circ}\right)(1-0,565) + \frac{2}{3}(1+0,565)\right]^2}}{1+0,565+(1-0,565)\cos 65^{\circ}} = 0,81.$$

24. Визначаємо потрібний коефіцієнт згладжування фільтра

$$К_{зг} = \frac{К'_{п\max}}{К'_{п}} = 0,81/0,05 = 16,2.$$

Для згладжування пульсацій застосовуємо одноланковий LC - фільтр.

25. Визначаємо добуток LC, вважаючи, що коефіцієнт передачі постійної складової фільтра $U_d/U'_d = 1$,

$$LC = \frac{K_{зг}+1}{m_{п}^2\omega_{м}^2} = \frac{16,2+1}{2^2\cdot 4\pi^2\cdot 50^2} = 0,0000436\text{Гн}\cdot\Ф = 43,6\text{Гн}\cdot\text{мкФ},$$

де $m_{п} = 2$ — періодичність випрямленої напруги; $\omega_{м} = 2\pi f_{м}$ — колова частота живильної мережі.

26. Розраховуємо індуктивність дроселя фільтра, що забезпечує індуктивну реакцію фільтра в заданому діапазоні зміни струму навантаження, з умови $I'_{(1)m} \le I_{d\min}$. Оскільки опір конденсатора фільтра для змінної складової набагато менший за опір дроселя $1/(m_{п}\omega_{м}C) << m_{п}\omega_{м}L$ і $r_d >> 1/(m_{п}\omega_{м}C)$, то амплітуда основної (першої) гармоніки струму в дроселі

$$I'_{(1)m} \approx \frac{U'_{(1)m}}{m_{п}\omega_{м}L},$$

де $U'_{(1)m} = \text{К}'_{\text{п max}} U_d = \text{К}'_{\text{п max}} \left(U_{d\max} + I_{d\min} r_{\text{др}} \right)$ — амплітуда напруги пульсацій на вході фільтра. З урахуванням двох останніх виразів вхідна нерівність приймає вигляд

$$\frac{\text{К}'_{\text{п max}} \left(U_{d\max} + I_{d\min} r_{\text{др}} \right)}{m_{\text{п}} \omega_{\text{м}} L} < I_{d\min},$$

звідки

$$L > \frac{\text{К}'_{\text{п max}} \left(U_{d\max} + I_{d\min} r_{\text{др}} \right)}{m_{\text{п}} \omega_{\text{м}} I_{d\min}} = \frac{0,81(16 + 6 \cdot 0,0375)}{2 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 6} = 3,5 \cdot 10^{-3}\ \text{Гн}.$$

З урахуванням одержаного значення індуктивності та максимального струму навантаження $I_{d\max} = 12\,\text{А}$ із довідника вибираємо стандартний двохобмотковий дросель типу Д 270, який при паралельному з'єднанні має наступні параметри: діапазон робочих частот 50….5000 Гц; індуктивність $L = 5 \cdot 10^{-3}\,\text{Гн}$; струм підмагнічування $I_{\text{під}} = 12,5\,\text{А} > I_{d\max}$; активний опір обмотки $r_{\text{др}} = 0,0372\,\text{Ом}$, що з достатньою точністю відповідає значенню, прийнятому у п. 17. Якщо реальне значення $r_{\text{др}}$ значно відрізняється від раніше прийнятого, попередній розрахунок треба уточнити. У тому випадку, коли дросель неможливо вибрати з числа стандартних, його треба розрахувати за відомими методиками.

27. Розрахункове значення ємності фільтра

$$C = LC/C = 43,6/5 \cdot 10^{-3} = 8720\,\text{мкФ}.$$

28. Розраховуємо робочу напругу на конденсаторі за умови можливого холостого ходу випрямляча

$$U_{\text{роб}} \geq \sqrt{2} E_{2\max} = \sqrt{2} \cdot 29,3 = 41,3\,\text{В}.$$

При виборі типу конденсатора треба враховувати: потрібну ємність і робочу напругу; діапазон робочих температур; допустиму амплітуду змінної складової; діапазон робочих частот конденсатора; технологічний та температурний розкид ємності:

Із довідника вибираємо електролітичний конденсатор серії В41456–В8229–М (компанії EPCOSAG AG) ємністю 22000 мкФ з робочою напругою 63 В. У відповідності з довідником конденсатор має наступні параметри: діапазон робочих температур від –40°С до 85°С; допустиме технологічне відхилення ємності у відсотках від номінального значення ±20%; допустима зміна ємності з температурою відносно виміряної при нормальних умовах (у відсотках від номінального значення): при +85°С — (+30%); при –40°С —

(–50 %); максимальний струм пульсацій на частоті 100 Гц і температурі –40°С $I_{\text{п max}} = 30\,\text{А}$.

Амплітуда пульсації на частоті 100 Гц

$$U_m = I_{\text{п max}} x_C = I_{\text{п max}} \left[1/(2\pi f C)\right] = \frac{30 \cdot 10^6}{2 \cdot 3{,}14 \cdot 100 \cdot 22000} = 2{,}17\,\text{В}.$$

У відповідності з технічним завданням амплітуда пульсацій вихідної напруги $U_{(1)m} = 0{,}8\,\text{В}$, нерівність $U_{(1)m} < U_m$ виконується і конденсатор буде працювати в межах технічних умов.

Якщо нерівність не виконується, можна робити наступним чином: 1) використати конденсатор того ж типу, але з більшою робочою напругою; 2) збільшити ємність конденсатора фільтра у порівнянні з розрахунковою і тим самим зменшити змінну складову на конденсаторі до потрібної за технічними умовами величини; 3) використати інший тип конденсатора з більшою допустимою амплітудою змінної складової на даній частоті (конденсатори з меншим тангенсом кута втрат).

Визначаємо встановлювану ємність фільтра з урахуванням можливого зменшення її на 50 % внаслідок зниження температури навколишнього середовища до –40°С і на 20 % через технологічний розкид

$$C_{\text{вст}} \geq 2 \cdot 1{,}2 \cdot 8720 = 20928\,\text{мкФ}.$$

При зниженні температури до –40°С, а також внаслідок можливого зменшення на 20 % через технологічний розкид ємність конденсатора може бути

$$C_{\text{вст min}} = (C_{\text{вст}} / 2 \cdot 1{,}2) = 22000/(2 \cdot 1{,}2) = 9167\,\text{мкФ}.$$

Таким чином, у заданому діапазоні температур розрахункове значення ємності $C = 8720\,\text{мкФ}$ буде забезпечено з деяким запасом.

29. Перевіряємо параметри фільтра на відсутність резонансу на частоті гармоніки пульсації. Для цього визначаємо резонансну частоту фільтра

$$f_{\text{р}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{\text{вст min}}}} = \frac{1}{2 \cdot 3{,}14\sqrt{5 \cdot 10^{-3} \cdot 9167 \cdot 10^{-6}}} = 23{,}52\,\text{Гц}.$$

Оскільки $f_{\text{р}} < f_{\text{п}}$, резонанс відсутній.

30. Діюче значення струму в обмотці w_2'

$$I_2 = I_{d\,\text{max}} / \sqrt{2} = 12/\sqrt{2} = 8{,}51\,\text{А}.$$

31. Діюче значення струму i_2' при максимальній потужності навантаження та мінімальній напрузі живильної мережі

$$I_2' = \frac{I_{d\max}}{\sqrt{2}}\sqrt{\frac{\pi-\alpha_{\min}}{\pi}} = \frac{12}{\sqrt{2}}\sqrt{\frac{180^\circ - 30^\circ}{180^\circ}} = 7{,}77\,\text{А}.$$

При збільшенні напруги мережі при заданій потужності навантаження кут α збільшується, що призводить до зменшення струму I_2'.

32. Коефіцієнт трансформації трансформатора

$$\text{К}_\text{т} = \frac{w_2}{w_1} = \frac{E_{2\text{ном}}}{E_{1\text{ном}}} = \frac{25{,}5}{220} = 0{,}115.$$

33. Діюче значення струму первинної обмотки трансформатора при максимальній потужності навантаження та мінімальній напрузі мережі (без урахування струму х.х. трансформатора),

$$I_1 = \frac{\text{К}_\text{т} I_{d\max}}{\sqrt{\pi}}\sqrt{\pi - \alpha_{\min}\left(1-s^2\right)} = \frac{0{,}115\cdot 12}{1{,}41}\sqrt{\pi - \frac{\pi}{6}(1-0{,}565^2)} = 1{,}63\,\text{А}.$$

34. Діюче значення напруги на обмотці w_2' при мінімальній напрузі живильної мережі

$$E_{2\min}' = E_{2\min}\cdot s = 21{,}7\cdot 0{,}565 = 12{,}26\,\text{В}.$$

35. Діюче значення напруги на обмотці $w_2'' = w_2 - w_2'$ при мінімальній напрузі живильної мережі

$$E_{2\min}'' = E_{2\min}(1-s) = 21{,}7\cdot(1-0{,}565) = 9{,}4\,\text{В}.$$

36. Розрахункова потужність первинної обмотки трансформатора

$$S_1 = E_{\min} I_1 = 187\cdot 1{,}63 = 304{,}8\,\text{ВА}.$$

37. Розрахункова потужність вторинних обмоток

$$S_2 = 2E_{2\min}' I_2' + 2E_{2\min}'' I_2 = 2\cdot 12{,}26\cdot 7{,}77 + 2\cdot 9{,}44\cdot 8{,}51 = 351{,}2\,\text{ВА}.$$

38. Типова потужність трансформатора

$$S_\text{т} = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{304{,}8 + 351{,}2}{2} = 328\,\text{ВА}.$$

39. Розрахунок трансформатора проводимо за відомими методиками за наступними вхідними даними: типова потужність $S_\text{т} = 328\,\text{ВА}$; відповідно мінімальна та максимальна напруги мережі: $E_{1\min} = 187\,\text{В}$, $E_{1\max} = 253\,\text{В}$; діюче значення напруги на вторинній обмотці при мінімальній напрузі живильної мережі $E_{2\min} = 21{,}7\,\text{В}$; діюче значення струмів у обмотках: $I_1 = 1{,}63\,\text{А}$; $I_2 = 8{,}51\,\text{А}$; $I_2' = 7{,}77\,\text{А}$; частота мережі $f_\text{м} = 50\,\text{Гц}$; коефіцієнт комутації обмоток $s = w_2'/w_2 = 0{,}565$.

40. Визначаємо коефіцієнт потужності випрямляча при мінімальному та максимальному кутах керування:

при $\alpha_{min} = \pi/6$

$$\lambda = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \cdot \frac{1+s+(1-s)\cos\alpha}{\sqrt{\pi-(1-s^2)\alpha}} = \sqrt{\frac{2}{3{,}14}} \cdot \frac{1+0{,}565+(1-0{,}565)\cos\frac{\pi}{6}}{\sqrt{\pi-(1-0{,}565^2)\pi/6}} = 0{,}93;$$

при $\alpha_{max} = 5\pi/6$

$$\lambda = \sqrt{\frac{2}{3{,}14}} \cdot \frac{1+0{,}565+(1-0{,}565)\cos\frac{5\pi}{6}}{\sqrt{\pi-(1-0{,}565^2)\frac{5\pi}{6}}} = 0{,}82.$$

3.4. ТРИФАЗНІ КЕРОВАНІ ВИПРЯМЛЯЧІ

Приклад 3.9. Розрахувати нереверсивний тиристорний випрямляч, який живить якірне коло електродвигуна постійного струму типу Д 806. Вихідні дані: номінальна випрямлена напруга $U_{d\text{н}} = 220\,\text{В}$; номінальна потужність $P_{d\text{н}} = 22\,\text{кВт}$; допустимий коефіцієнт пульсацій не більше 2 %; мережа трифазна з номінальною лінійною напругою $U_{1\text{л}} = 380\,\text{В}$; коливання напруги мережі ±10%; охолодження повітряне природне; активний опір якірного кола $r_{\text{я}} = 0{,}114\,\text{Ом}$; індуктивність якірного кола $L_{\text{я}} = 8{,}56\cdot10^{-3}\,\text{Гн}$; частота струму мережі $f_{\text{м}} = 50\,\text{Гц}$, струм навантаження в робочому режимі складає $I_d/I_{d\text{н}} = 0{,}8$; струм перевантаження $I_{d\text{п}}/I_{d\text{н}} = 2$; режим роботи двигуна повторно-короткочасний, для якого час споживання електроенергії $t_{\text{рв}} = 36\,\text{с}$, час перевантаження $t_{\text{п}} = 4\,\text{с}$, час паузи між циклами $t_0 = 10\,\text{с}$, час циклу $t_{\text{ц}} = 50\,\text{с}$.

Р о з в ' я з а н н я.

1. Так як напруга на навантаженні достатньо висока, вибираємо трифазну мостову схему випрямлення (рис. 3.9).

2. У зв'язку з тим, що при зменшенні напруги мережі на 10% треба забезпечити номінальну ви-

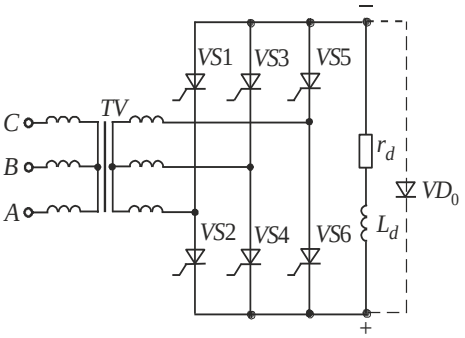


Рис. 3.9

хідну напругу при куті керування $\alpha = 0$, напруга(фазна та лінійна) на вторинній обмотці трансформатора (див. табл. 3.1.) буде дорівнювати (обмотки трансформатора з'єднані за схемою зірка-зірка)

$$U_2 = \text{К}_r \cdot 0,427 U_{d\text{н}} / 0,9 = 1,05 \cdot 0,427 \cdot 220 / 0,9 = 109,6\,\text{В},$$

$$U_{2\text{л}} = \sqrt{3} U_2 = \sqrt{3} \cdot 109,6 = 189,8\,\text{В},$$

де $\text{К}_r = 1,05$ — коефіцієнт, що враховує спад напруги за рахунок комутації, активних опорів трансформатора, тиристорів, згладжувального реактора (задаємось попередньо).

3. Робочий струм навантаження (середнє значення)

$$I_d = 0,8 I_{d\text{н}} = 0,8 \cdot P_{d\text{н}} / U_{d\text{н}} = 0,8 \cdot 22000 / 220 = 80\,\text{А}.$$

4. Діюче значення розрахункового струму вторинної обмотки трансформатора

$$I_2 = 0,817 \cdot I_d = 0,817 \cdot 80 = 63,36\,\text{А}.$$

5. Коефіцієнт трансформації вхідного трансформатора

$$\text{К}_\text{т} = U_2 / U_1 = 109,6 \cdot \sqrt{3} / 380 = 0,5$$

6. Діюче значення розрахункового струму вторинної обмотки трансформатора

$$I_1 = \text{К}_\text{т} \cdot 0,817 \cdot I_d = 0,5 \cdot 0,817 \cdot 80 = 32,7\,\text{А}.$$

7. Розрахункова типова потужність трансформатора

$$S_\text{т} = S_1 = S_2 = \frac{3(U_1 I_1 + U_2 I_2)}{2} = \frac{3(220 \cdot 32,7 + 109,6 \cdot 63,36) \cdot 10^{-3}}{2} 21,2\,\text{кВА}..$$

8. Вибираємо з довідника трифазний сухий трансформатор для тиристорних випрямлячів електроприводів постійного струму середньої потужності типу ТСП-25/0,7 з параметрами $S_{\text{тн}} = 29,1\,\text{кВА}$; $U_{1\text{лн}} = 380\,\text{В}$; $U_{2\text{лн}} = 205\,\text{В}$; $I_{2\text{н}} = 82\,\text{А}$; струм холостого ходу $I_{\text{хх}} = 8\%$; втрати короткого замикання $\Delta P_{\text{кз}} = 1100\,\text{Вт}$; втрати холостого ходу $\Delta P_{\text{хх}} = 210\,\text{Вт}$. У відповідності з ДСТУ трансформатори та реактори для електроприводів повинні витримувати наступні перевантаження: 75 % —1 хв., 100 % — 15 с., 150 % — 10 с.

9. Співставлення даних, наведених у пункті 8, та попереднього розрахунку видно, що $U_{1\text{лн}} = U_{1\text{л}}$; $S_{\text{тн}} > S_\text{т}$; $U_{2\text{лн}} > U_{2\text{л}}$; $I_{2\text{н}} > I_2$. Таким чином, попередньо можна зробити висновок, що трансформатор вибраний правильно. Проте треба ще виконати перевірку.

10.При перевірці трансформатора треба виявити, чи забезпечує він потрібну напругу на виході випрямляча, чи витримує задані перевантаження.

11. Номінальна напруга на вторинній обмотці трансформатора

$$U_{2н} = U_{2лн} / \sqrt{3} = 205 / \sqrt{3} = 118{,}5\,\text{В}.$$

12. Активний, повний та індуктивний опори фази трансформатора, зведені до вторинної обмотки,

$$r_{тр} = \frac{\Delta P_{кз}}{3I_{2н}^2} = \frac{1100}{3 \cdot 82^2} = 0{,}0545\,\text{Ом};$$

$$z_{тр} = \frac{U_к\,\% \cdot U_{2н}}{100 \cdot I_{2н}} = \frac{5{,}5 \cdot 118{,}5}{100 \cdot 82} = 0{,}0795\,\text{Ом};$$

$$x_а = \sqrt{z_{тр}^{\,2} - r_{тр}^{\,2}} = \sqrt{0{,}0795^2 - 0{,}0545^2} = 0{,}0578\,\text{Ом};$$

$$L_а = x_а / \omega_м = 0{,}0578 / 2\pi \cdot 50 = 0{,}184 \cdot 10^{-3}\,\text{Гн}.$$

13. Напруга на двигуні (без урахування спаду напруги на згладжувальному реакторі) при струмі I_d та напрузі мережі $U_{м\min}$

$$U_d = \frac{0{,}9 \cdot U_{2н}}{0{,}427} - \left(\frac{3}{\pi} x_а + 2r_{тр}\right) I_d - 2U_{пр} =$$

$$= \frac{0{,}9 \cdot 118{,}5}{0{,}427} - \left(\frac{3}{\pi} \cdot 0{,}0578 + 2 \cdot 0{,}0545\right) 80 - 2 \cdot 2 = 232{,}63\,\text{В},$$

де $U_{пр}$ — порогова напруга тиристора (попередньо можна прийняти $U_{пр} = 2\,\text{В}$.

$U_d > U_{dн}$ на 12,63 В, отже, вибраний трансформатор забезпечує потрібну напругу на двигуні.

14. Струм, який споживається двигуном при перевантаженні,

$$I_{dп} = I_{dн} \frac{I_{dп}}{I_{dн}} = \frac{P_{dн}}{U_{dн}} \cdot 2 = 2 \cdot \frac{2200}{220} = 200\,\text{А}.$$

15. Струм вторинної обмотки трансформатора при заданому перевантаженні на протязі 4с

$$I_{2п} = 0{,}817 \cdot I_{dп} = 0{,}817 \cdot 200 = 163{,}4\,\text{А}.$$

16. Допустимий струм вторинної обмотки трансформатора на протязі 10 с при перевантаженні на 150 %

$$I_{2п\ доп} = 2{,}5 \cdot I_{2н} = 2{,}5 \cdot 82 = 205\,\text{А}.$$

Трансформатор витримає, тому що струм перевантаження (163,4 А) і час його дії (4с) нижче допустимих значень

$$163{,}4\,\text{А} < 205\,\text{А}; \quad 4\text{с} < 10\text{с}.$$

17. Середньоквадратичний струм, що споживається від трансформатора,

$$I_{2\text{скв}} = \sqrt{\frac{1}{t_\text{ц}}\ I_{2\text{п}}^2 t_\text{п} + I_2^2 t_\text{рв}} = \sqrt{\frac{1}{50}\ 163{,}4^2 \cdot 4 + 63{,}36^2 \cdot 36} = 70{,}9\,\text{А}.$$

Середньоквадратичний струм $I_{2\text{скв}}$ менше за номінальний $I_{2\text{н}}$ $(70{,}9\,\text{А} < 82\,\text{А})$. Таким чином, трансформатор задовольняє всім вимогам. Перехід на трансформатор меншої потужності не можливий, тому що струм перевантаження близький до граничного значення.

18. Середнє значення анодного струму тиристора

$$I_\text{а} = \frac{I_{d\,\text{н}}}{3} = \frac{100}{3} = 33{,}3\,\text{А}.$$

19. Діюче значення анодного струму тиристора

$$I_\text{ад} = 0{,}58 I_{d\,\text{н}} = 0{,}58 \cdot 100 = 58\,\text{А}.$$

20. Максимальна зворотна напруга на тиристорі з урахуванням коефіцієнта запасу $\text{К}_\text{з} = (1{,}5\ldots2)$

$$U_{\text{зв}\max} = 1{,}05 \cdot U_{d\text{н}} \cdot \text{К}_\text{з} = 1{,}05 \cdot 200 \cdot (1{,}5\ldots2) = 346{,}2\ldots462\,\text{В}.$$

Із довідника вибираємо тиристор типу Т161-125, який з охолоджувачем типу 0171-80 при природному охолодженні допускає середнє значення струму 45А, має 5 клас та диференціальний опір $r_\text{д} = 2{,}54 \cdot 10^{-3}\,\text{Ом}$; порогова напруга $U_{\text{т}0} = 1{,}15\,\text{В}$.

21. Оцінюємо параметри згладжувального реактора з індуктивністю L_d, розрахунок якого робиться для найгіршого за якістю випрямленого струму режиму з максимально можливим кутом керування $\alpha_{\max}$. Цей кут з'явиться при роботі випрямляча з максимальною напругою в мережі і визначається з регулювальної характеристики випрямляча

$$U_{d\text{н}} = U_{d\,0\max} \cos\alpha_{\max} = \frac{U_{2\max}}{0{,}427} \cos\alpha_{\max}.$$

Тоді

$$\cos\alpha_{\max} = \frac{U_{d\,\text{н}} \cdot 0{,}427}{1{,}2 \cdot U_2} = \frac{220 \cdot 0{,}427}{1{,}2 \cdot 109{,}6} = 0{,}714\ , \quad \alpha_{\max} = 44{,}4^\text{o}.$$

Амплітуда першої гармоніки пульсацій напруги при максимальній напрузі мережі, яка дорівнює $U_{1\max} = 1{,}1 U_{1\text{н}} = = 1{,}1 \cdot 220 = 241\,\text{В}$

$$U_{m(1)} = \frac{2}{m_{\text{п}}^2 - 1}\sqrt{1 + m_{\text{п}}^2 \text{tg}^2 \alpha} U_{d\alpha} =$$

$$= \frac{2}{6^2 - 1}\sqrt{1 + 6^2 \cdot \text{tg}^2 44,4^{\text{o}}} \cdot 220 \cdot \cos 44,4^{\text{o}} = 55,53\text{В},$$

де $U_{d\alpha} = U_{d\text{н}} \cos \alpha_{\max}$.

22. Потрібна сумарна індуктивність контуру випрямленого струму

$$L_{d\Sigma} = \frac{U_{m(1)}}{m_{\text{п}} \omega_{\text{м}} I_d \text{К}_{\text{п}}} = \frac{55,53}{6 \cdot 2\pi \cdot 50 \cdot 80 \cdot 0,02} = 18,4 \cdot 10^{-3}\,\text{Гн}.$$

23. Індуктивність згладжувального реактора

$$L_d = L_{d\Sigma} - L_{\text{я}} - 2L_{\text{а}} =$$

$$= 18,4 \cdot 10^{-3} - 8,56 \cdot 10^{-3} - 2 \cdot 0,184 \cdot 10^{-3} = 9,5 \cdot 10^{-3}\,\text{Гн}$$

Із каталогу вибираємо згладжувальний реактор типу СРОС - 63/05 на номінальний струм 100 А з індуктивністю $L_d = 16 \cdot 10^{-3}\text{Гн}$ і активним опором обмотки $r_L = 40 \cdot 10^{-3}\,\text{Ом}$.

24. Допустимий струм реактора на протязі 10 с при перевантаженні 150 %

$$I_{\text{пдоп}} = 2.5 \cdot I_L = 2,5 \cdot 100 = 250\text{А}.$$

Реактор витримає навантаження, тому що перевантаження двигуна ($I_{d\text{п}} = 200\text{А}$) менше за величиною і тривалістю.

25. Загальна індуктивність у колі випрямленого струму

$$L_{d\Sigma} = L_d + L_{\text{я}} + 2L_{\text{а}} =$$

$$= 16 \cdot 10^{-3} + 8,56 \cdot 10^{-3} + 2 \cdot 0,184 \cdot 10^{-3} = 24,93 \cdot 10^{-3}\,\text{Гн}$$

26. Напруга на двигуні при мінімальній напрузі мережі та робочому струмі

$$U_{d\alpha\gamma} = \frac{0,9U_{2\text{н}}}{0,427} - \left(\frac{3}{\pi}x_{\text{а}} + 2r_{\text{тр}} + 2r_{\text{д}} + r_L\right)I_{\text{р}} - 2U_{\text{т}0} = \frac{0,9 \cdot 118,5}{0,427} -$$

$$- \left(\frac{3}{\pi} \cdot 0,0578 + 2 \cdot 0,0545 + 2 \cdot 0,00254 + 0,04\right) \cdot 80 - 2 \cdot 1,15 = 233\text{В}.$$

Напруга $U_{d\alpha\gamma} > U_{d\text{н}}$, отже, випрямляч забезпечує заданий режим.

27. Оцінимо вплив кута комутації γ на типову потужність трансформатора для випадку максимальної напруги мережі

$$\gamma = \arccos\left[\cos\alpha - \frac{2x_{\text{а}} I_{d\text{н}}}{1,1U_{2\text{н}}\sqrt{6}}\right] - \alpha =$$

$$= \arccos\left[\cos 44,4^{\circ} - \frac{2 \cdot 0,0578 \cdot 80}{1,1 \cdot \sqrt{6} \cdot 118,5}\right] - 44,4 = 2,3^{\circ}.$$

У зв'язку з тим, що кут комутації γ малий, типова потужність трансформатора практично не змінюється.

28.Визначаємо коефіцієнт потужності випрямляча з урахуванням втрат у випрямлячі:

втрати потужності в трансформаторі

$$\Delta P_{\text{тр}} = \Delta P_{\text{хх}} + \Delta P_{\text{кз}} = 210 + 1100 = 1310\,\text{Вт};$$

втрати активної потужності в тиристорах

$$\Delta P_{\text{т}} = 6(I_{\text{а}} U_{\text{т0}} + I_{\text{ад}}^2 r_{\text{д}}) = 6(33,3 \cdot 1,15 + 58^2 \cdot 0,00254) = 281\,\text{Вт};$$

втрати активної потужності у згладжувальному реакторі

$$\Delta P_L = I_{d\text{н}}^2 r_L = 100^2 \cdot 40 \cdot 10^{-3} = 400\,\text{Вт}.$$

Загальні втрати потужності у випрямлячі

$$\Delta P = \Delta P_{\text{тр}} + \Delta P_{\text{т}} + \Delta P_L = 1310 + 281 + 400 = 1781\,\text{Вт}.$$

Вхідний коефіцієнт потужності випрямляча при номінальному значенні напруги мережі

$$\lambda_{\text{ном}} = \frac{P_1}{S_1} = \frac{P_d + \Delta P}{3U_{1\text{н}} I_1} = \frac{(17,6 + 1,781) \cdot 10^3}{2 \cdot 220 \cdot 32,7} = 0,898,$$

де

$$P_d = 0,8 P_{d\text{н}} = 0,8 \cdot 22 \cdot 10^3 = 17,6 \cdot 10^3\,\text{Вт},$$

а при максимальній напрузі мережі

$$\lambda_{\min} = \frac{P_1}{S_{1\max}} = \frac{P_d + \Delta P}{3U_{1\max} I_1} = \frac{(17,6 + 1,781) \cdot 10^3}{3 \cdot 242 \cdot 32,7} = 0,816.$$

23. Коефіцієнт корисної дії при номінальній напрузі мережі

$$\eta = \frac{P_d}{P_1} = \frac{P_d}{P_d + \Delta P} = \frac{17,6 \cdot 10^3}{(17,6 + 1,781) \cdot 10^3} \cdot 100\% = 91\%.$$

РОЗДІЛ 4

ЗАЛЕЖНІ ІНВЕРТОРИ

4.1. ОДНОФАЗНИЙ ІНВЕРТОР З СЕРЕДНЬОЮ ТОЧКОЮ

Приклад 4.1. Визначити значення проти ЕРС, середнє значення струму інвертора і струмів вторинної та первинної обмоток трансформатора у схемі рис. 4.1. Трансформатор і тиристори ідеальні, $К_т = 1$, $U_1 = U_2 = 127\,В$, $E_г = 200\,В$, $r_d = 2\,Ом$, $L_d = \infty$, $\beta = 30°$ ($\beta = \pi - \alpha$ – кут випередження).

Р о з в' я з а н н я.

Беручи до уваги значення кута керування ($\alpha > 90°$) і полярність проти ЕРС $E_г$, приходимо до висновку, що перетворювач працює в інверторному режимі. Так як індуктивність згладжувального дроселя велика, струм навантаження безперервний.

$$U_{d\beta} = -\frac{2U_{2m}}{\pi}\cos\beta = -\frac{2\sqrt{2}\cdot 127}{3{,}14}\cos 30° = -99\,В,$$

$$I_{d\beta} = \frac{E_г + U_{d\beta}}{r_d} = \frac{200 - 99}{2} = 50{,}5\,А.$$

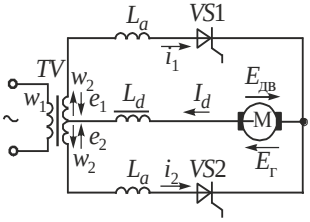


Рис. 4.1

Діюче значення струмів вторинної та первинної обмоток трансформатора

$$I_2 = \frac{I_{d\beta}}{\sqrt{2}} = \frac{50{,}5}{\sqrt{2}} = 35{,}7\,А,$$

$$I_1 = I_d = 50{,}5\,А.$$

Приклад 4.2. Який кут випередження повинен бути, аби проти ЕРС джерела постійного струму дорівнювала $E_г = 150\,В$, а середнє значення випрямленого струму $I_{d\beta} = 100\,А$? Напруга на вторинній обмотці трансформатора $U_2 = 220\,В$, $f_м = 50\,Гц$, розсіювання обмоток трансформатора $L_а = 1\,мГн$, $r_d = 0{,}5\,Ом$, $L_d = \infty$. Визначити кут комутації.

Р о з в' я з а н н я.

В інверторному режимі кут керування $\alpha > 90°$, а струм безперервний, тому що $L_d = \infty$. Середнє значення струму, що тече у колі постійного струму,

$$I_{d\beta} = \frac{E_{\text{г}} + U_{d\beta}}{r_d},$$

де

$$U_{d\beta} = -U_{d0}\cos\beta - \frac{x_{\text{а}} I_{d\beta}}{\pi} = -\frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi}\cos\beta - \frac{2\pi f_{\text{м}} L_{\text{а}} I_{d\beta}}{\pi} =$$

$$= -\frac{2\sqrt{2}\cdot 220}{\pi}\cos\beta - \frac{2\pi\cdot 50\cdot 1\cdot 10^{-3}\cdot 100}{\pi} = -198{,}2\cos\beta - 10.$$

Із формули для $I_{d\beta}$ одержуємо

$$100 = \frac{150 - 198{,}2\cos\beta - 10}{0{,}5},$$

тобто $\cos\beta = \frac{90}{198{,}2} = 0{,}454$ та $\beta = 62{,}9°$.

Кут комутації може бути знайдений зі співвідношення

$$\cos(\beta - \gamma) = \cos\beta + \frac{I_{d\beta} x_{\text{а}}}{U_{2m}},$$

тобто $\cos(62{,}9° - \gamma) = \cos 62{,}9° + \frac{100\cdot 2\pi\cdot 50\cdot 1\cdot 10^{-3}}{\sqrt{2}\cdot 220}$;

$$\gamma = 6°.$$

4.2. ТРИФАЗНИЙ МОСТОВИЙ ІНВЕРТОР

Приклад 4.3. При номінальній напрузі мережі визначити кут випередження $\beta_{\text{ном}}$ і напругу на вході інвертора $U_{d\beta\text{ном}}$, якщо $I_{d\beta\text{ном}} = 10\,\text{А}$, $\delta_{\text{ном}} = 15°$; $U_{2\text{ном}} = 100\,\text{В}$; $x_{\text{а}} = 5\,\text{Ом}$. Схема інвертора трифазна мостова.

Р о з в ' я з а н н я.

Із рівняння для струму I_d в кінці комутації визначаємо

$$\cos\beta_{\text{ном}} = \cos\delta_{\text{ном}} - \frac{2I_{d\beta\text{ном}}}{\sqrt{3}\cdot\sqrt{2}U_{2\text{ном}}} x_{\text{а}} = \cos 15° - \frac{2\cdot 10\cdot 5}{\sqrt{6}\cdot 100} = 0{,}56;$$

$$\beta_{\text{ном}} = 56°.$$

Напруга на вході інвертора

$$U_{d\beta\text{ном}} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_{2\text{ном}} \frac{\cos\delta_{\text{ном}} + \cos\beta_{\text{ном}}}{2} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi}\cdot\frac{\cos 15° + \cos 56°}{2} = 178{,}5\,\text{В}.$$

Приклад 4.4. При якому степені зменшення напруги мережі настає перекидання інвертора і якою буде напруга $U_{d\beta}$ в момент перекидання, якщо β і I_d залишаються незмінними за умовами прикладу 1.3; час відновлення керуючих властивостей тиристора вважати рівним нулю $t_{\text{від}} = 0$, $\delta' = 0$.

Р о з в' я з а н н я.

Степінь зміни фазної ЕРС

$$\text{K}_\text{e} = \frac{U_2}{U_{2\text{ном}}} = \frac{2I_{d\beta}x_\text{a}}{\sqrt{6}U_{2\text{ном}}(\cos\delta' - \cos\beta)} = \frac{2\cdot 10\cdot 5}{\sqrt{6}\cdot 100(1-\cos 56°)} = 0{,}93.$$

При зниженні напруги до 0,93 відбудеться перекидання інвертора. При цьому $U_2 = \text{K}_\text{e}U_{2\text{ном}} = 0{,}93\cdot 100 = 93\,\text{В}$.

Напруга U_d в момент перекидання інвертора

$$U_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi}U_2\frac{\cos 0 + \cos\beta}{2} = \frac{3\sqrt{6}\cdot 93}{\pi}\frac{1+\cos 56°}{2} = 169{,}6\,\text{В}.$$

Приклад 4.5. Якщо тиристори, що стоять у схемі інвертора, мають $t_{\text{відн}} = 150\cdot 10^{-6}\,\text{с}$, то який мінімальний кут β можна при цьому допустити, не викликаючи перекидання інвертора, при вхідних даних приклада 1.3? Яка при цьому напруга на вході інвертора $U_{d\,\text{доп}}$?

Р о з в' я з а н н я.

Умова перекидання інвертора для реальних тиристорів $\delta_{\min} = \delta_{\text{від}}$, де $\delta_{\text{від}}$ — час відновлення керуючих властивостей тиристора в електричних градусах. Для промислової мережі 50 Гц одержимо

$$\delta_{\min} = \delta_{\text{від}} = \frac{360}{T}t_{\text{від}} = \frac{360}{20\cdot 10^{-3}}\cdot 150\cdot 10^{-6} = 2{,}7°;$$

$$\cos\beta_{\min} = \cos\delta_{\min} - \frac{2}{\sqrt{6}}\frac{I_d}{U_2}x_\text{a} = \cos 2{,}7° - \frac{2\cdot 10\cdot 5}{\sqrt{6}\cdot 100} = 0{,}59;\ \beta_{\min} = 53{,}8°$$

Допустима напруга на вході інвертора

$$U_{d\text{доп}} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi}U_2\frac{\cos\delta_{\min} + \cos\beta_{\min}}{2} = \frac{3\sqrt{6}\cdot 100}{\pi}\frac{\cos 2{,}7° + \cos 53{,}8°}{2} = 186\,\text{В}.$$

Приклад 4.6.

Визначити середнє значення активної потужності, яка надходить у мережу змінного струму від трифазного мостового перетворювача, за умови, що $U_2 = 220\,\text{В}$, $f_\text{м} = 50\,\text{Гц}$, $r_d = 2\,\text{Ом}$, $L_d = \infty$, $E_d = 400\,\text{В}$, $\beta = 60°$, а індуктив-

ність трансформатора: а) $L_{\text{а}} = 0$, б) $L_{\text{а}} = 1$ мГн. Активний опір трансформатора $r_{\text{а}} = 0$, тиристори ідеальні.

Р о з в' я з а н н я.

а) Середнє значення вхідної напруги інвертора

$$U_{d\beta} = -\frac{3\sqrt{3}U_{2m}}{\pi}\cos\beta = -\frac{3\sqrt{3}\cdot\sqrt{2}\cdot 220}{\pi}\cos 60^\circ = -257,4\ \text{В}.$$

Середнє значення струму у колі постійного струму

$$I_{d\beta} = \frac{U_d + E_d}{r_d} = \frac{-257,4 + 400}{2} = 71,3\ \text{А}.$$

Потужність, що надходить у мережу змінного струму,

$$P = \left|U_{d\beta} I_{d\beta}\right| = 257,4 \cdot 71,3 = 18352,6\ \text{Вт} \approx 18,4\ \text{кВт}.$$

б) При наявності індуктивностей $L_{\text{а}}$ комутація струму між тиристорами буде відбуватися за кінцевий проміжок часу, тобто при кінцевому значенні кута комутації. Припустимо, що комутація проста, тобто комутація в одній групі закінчується до того, як починається комутація в іншій групі. З урахуванням комутації рівняння кола постійного струму

$$U_d - \frac{3x_{\text{а}} I_d}{\pi} + E_d - I_d r_d = 0,$$

$$I_d = \frac{U_d + E_d}{r_d + \dfrac{3x_{\text{а}}}{\pi}} = \frac{-257.4 + 400}{2 + \dfrac{3\cdot 2\pi\cdot 50\cdot 1\cdot 10^{-3}}{\pi}} = 62\ \text{А}.$$

Кут комутації може бути визначений з рівняння

$$\cos(\beta - \gamma) = \cos\beta + \frac{x_{\text{а}} I_d}{\sqrt{6}U_2};$$

$$\cos(60^\circ - \gamma) = \cos 60^\circ + \frac{2\pi\cdot 50\cdot 1\cdot 10^{-3}\cdot 62}{\sqrt{6}\cdot 220},$$

$$\gamma = 2,4^\circ.$$

Потужність, яка надходить у мережу змінного струму,

$$P = \left|U_d I_d\right| = 257,4 \cdot 62 = 15958,8\ \text{Вт} = 15,96\ \text{кВт}.$$

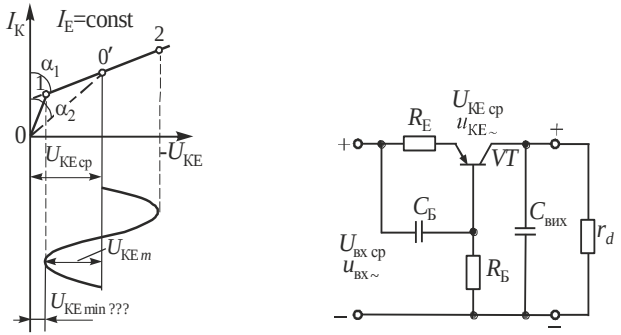
РОЗДІЛ 5

ДЖЕРЕЛА ВТОРИННОГО ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ ЕЛЕКТРОННОЇ АПАРАТУРИ

5.1. ТРАНЗИСТОРНІ ЗГЛАДЖУВАЛЬНІ ФІЛЬТРИ

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. 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. 5.1,*а*). Якщо робоча точка $0'$ транзистора вибрана в активній області, то опір транзистора змінному струму пропорційний $R_{\text{дин}} \equiv \operatorname{tg}\alpha_1$, а постійному струму $R_{\text{ст}} \equiv \operatorname{tg}\alpha_2$. Але $\alpha_1 >> \alpha_2$, отже $R_{\text{дин}} >> R_{\text{ст}}$. Таким чином, транзистор може виконувати функції дроселя — створювати великий опір для змінної складової



а *б*

Рис. 5.1

струму і малий опір для постійної складової.

Залежно від способу підключення транзистора до навантаження розрізнюють 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).

Приклад 5.1. Розрахувати транзисторний фільтр, в якому споживач ввімкнений у коло колектора (рис. 5.1,*б*). 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 $\text{К}_{\text{п}} = 0,0001$; температура навколишнього середовища $T = 40°\text{С}$; ККД $\eta_{\text{ф}} > 0,6$; вихідний опір $r_{\text{вих}} = 100\,\text{Ом}$ на частоті $f_{\min} = 100\,\text{Гц}$; 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. 5.2), у якої $m_{\text{п}} = 2$.

2. Знаходимо орієнтовне значення напруги на виході схеми випрямляння (вході фільтра)

$$U_{\text{вх ср}} = U_{\text{вих ср}} / \eta_{\text{ф}} = 12,6/0,6 = 21\,\text{В}.$$

3. Із табл. 3.1 для ємнісної реакції навантаження дістаємо $\frac{E_2}{U_d} = 0,71 = B$ і для індуктивної $\frac{E_2}{U_d} = 1,11 = B$.

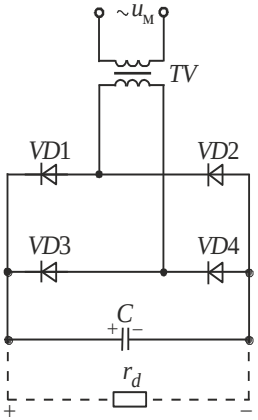


Рис. 5.2

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. 5.2) (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 $f_{\text{п}} = m_{\text{п}} f_{\text{м}} = 2 \cdot 50 = 100\,\text{Гц}$ із довідника вибираємо конденсатор типу К53-1 з робочою напругою 30 В, який при частоті $f_{\text{п}} = 100\,\text{Гц}$

допускає коефіцієнт пульсацій $\text{К}_{\text{п вх}} = 5\%$.

Амплітуда змінної складової $U_{m\text{вх}} = U_{\text{вх ср}}\text{К}_{\text{п вх}} = 21 \cdot 5/100 \approx 1{,}05\,\text{В}$.

Амплітуда пульсацій випрямляча з індуктивною реакцією ($\text{К}_{\text{п вх}} = 0{,}67$)

$$U_{m\text{вх}} = U_{\text{вх ср}} \cdot \text{К}_{\text{п вх}} = 21 \cdot 0{,}67 \approx 14\,\text{В}.$$

Отже, зупиняємось на $U_{m\text{вх}} = 1{,}05\,\text{В}$, тобто працюємо з конденсатором C на вході транзисторного фільтра (якщо застосувати трифазну мостову схему з $\text{К}_{\text{п вх}} = 0{,}057\%$, то можна працювати без конденсатора C).

5. При виборі транзистора треба враховувати, що транзистор повинен мати запас за струмом приблизно у 2 рази $I_{\text{к доп max}} \geq 2I_{\text{вих ср}} = 2I_{\text{к ср}} = 2 \cdot 0{,}3 = 0{,}6\,\text{А}$, і його робочий струм повинен не менше як на порядок перевищувати зворотний струм колектора $I_{\text{КБ}0}$ ($I_{\text{КБ}0}$ треба враховувати при максимальній T). Транзистор повинен мати також запас за напругою в схемах з послідовним ввімкненням

$$U_{\text{КБ доп max}} > 1{,}6U_{m\text{вх}} + U_{\text{КБ доп min}} = 1{,}6U_{\text{вх ср max}}\,\text{К}_{\text{п вх}} + U_{\text{КБ нас}}.$$

У схемах з послідовним ввімкненням бажано застосовувати транзистор з $U_{\text{КЕ доп max}} > U_{\text{вх ср max}}$, при цьому відпадає потреба в захисті від перенапруг 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 $I_{\text{К ср}} = I_{\text{вих ср}} = 0{,}3\,\text{А}$ і $U_{\text{вх ср}} = 21\,\text{В}$ із 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 $T = 40°\text{C}$). Для струму $I_{\text{вих ср}} = 0{,}3\,\text{А}$ опір $r_{\text{К}} \approx 1/h_{22\text{Б}} = \left(1 + h_{21\text{Е}}\right)/h_{22\text{Е}} \approx 11\,\text{кОм}$; $h_{22\text{Е}} = \Delta I_{\text{К}}/\Delta U_{\text{КЕ}}\big|_{I_{\text{Б}}=\text{const}} = 0{,}0024\,\text{См}$; $r_{\text{Б}} = h_{12\text{Б}}/h_{22\text{Б}} = h_{11\text{Е}} - \left(h_{12\text{Е}}/h_{22\text{Е}}\right)\left(1 + h_{21\text{Е}}\right) \approx 40\,\text{Ом}$; $r_{\text{Е}} = h_{12\text{Е}}/h_{22\text{Е}} \approx$

$\approx 25\cdot 10^{-3}/I_{\text{E}}$, де r_{E} — в Ом, I_{E} — у А. $r_{\text{E}} = 25\cdot 10^{-3}/0,3 \approx 0,084$ Ом.

6. Напруга на транзисторі

$$U_{\text{КЕ ср}} = 1,6U_{m\text{вх}} + U_{\text{КЕдоп min}} = 1,6\cdot 1,05 + 0,6 = 2,3\text{В}.$$

7. Потужність, що розсіюється на транзисторі,

$$P_{\text{К}} = U_{\text{КЕср}} I_{\text{Кср}} = 2,3\cdot 0,3 = 0,69\,\text{Вт}.$$

Якщо монтаж буде виконано на металевому шасі, то останнє працюватиме як тепловідвід, і ніякі радіатори не потрібні.

8. Максимальна зворотна напруга на діодах випрямляча

$$U_{\text{зв max}} = 1,32U_{\text{вх ср}} = 1,32\cdot 21 = 27,6\,\text{В},$$

середнє значення струму діода

$$I_{\text{а}} = 0,5I_{\text{вих ср}} = 0,5\cdot 0,3 = 0,15\,\text{А}.$$

9. Виходячи з розрахованих $U_{\text{зв max}} = 27,6\,\text{В}$ та $I_{\text{а}} = 0,15\,\text{А}$ при $T = 40°\text{C}$, із довідника вибираємо діод КД202Е. Його параметри: $U_{\text{зв доп max}} = 200\,\text{В}$, $I_{\text{а доп}} = 1\,\text{А}$ без теплопроводу, $I_{\text{пр}} = 1\,\text{В}$ і межа робочих температур від –60° до 125°С. Для підвищення надійності бажано мати робочі режими: $U_{\text{зв max}} = 0,8\cdot 200 = 160\,\text{В}$ та $I_{\text{а}} = 0,7\cdot 1 = 0,7\,\text{А}$, що забезпечить для $U_{\text{зв max}} = 27,6\,\text{В}$ та $I_{\text{а}} = 0,15\,\text{А}$ надійний режим роботи. Всього потрібно 4 діоди.

10. Прямий опір діодів, ураховуючи мостову схему,

$$r_{\text{д}} = 2\cdot 1,2\frac{U_{\text{пр}}}{I_{\text{а доп}}} = 2\cdot 1,2\cdot\frac{1}{1} = 2,4\,\text{Ом}.$$

Беремо броньову конструкцію трансформатора з осердям з холоднокатаної сталі.

Величина опору втрат

$$r = r_{\text{д}} + r_{\text{тр}} = r_{\text{д}} + \text{К}_r\frac{r_{\text{н}}}{f_{\text{м}}B_m}\sqrt[4]{\frac{sfB_m}{P_{\text{вх ср}}}} =$$

$$= 2,4 + 3,5\cdot\frac{70}{50\cdot 1,2}\sqrt[4]{\frac{1\cdot 50\cdot 1,2}{6,3}} = 9,6\,\text{Ом},$$

де

$P_{\text{вх ср}} = U_{\text{вх ср}} I_{\text{вих ср}} = 21\cdot 0,3 = 6,3\,\text{Вт}$; $r_{\text{н}} = U_{\text{вх ср}}/I_{\text{вих ср}} = 21/0,3 = 70\,\text{Ом}$;

$B_m = 1,2\,\text{Тл}$; $s = 1$; $p = 2$. Із табл. 3.2 $\text{К}_r = 3,5$; $\text{К}_L = 5,0$.

Індуктивність розсіювання обмоток трансформатора

$$L_{\text{а}} = \frac{r_{\text{н}} \cdot 10^{-3}}{(p-1)^2 f_{\text{м}} B_m} \sqrt[4]{\frac{s^3 P_{\text{вх ср}}}{f_{\text{м}} B_m}} = 5 \frac{70 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 50 \cdot 1,2} \sqrt[4]{\frac{1^3 \cdot 6,3}{50 \cdot 1,2}} = 3,3 \cdot 10^{-3}\ \text{Гн}.$$

Опір індуктивності розсіювання

$$x_{\text{а}} = 2\pi f_{\text{м}} L_{\text{а}} = 2 \cdot \pi \cdot 3,3 \cdot 10^{-3} = 1,04\ \text{Ом}.$$

11. Визначаємо розрахункові параметри

$$\psi = \operatorname{arc\,tg} \frac{x_{\text{а}}}{r} = \operatorname{arc\,tg} \frac{1,04}{9,6} = 6,2^\circ;$$

$$A(\theta) = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{r}{r_{\text{н}}} = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{9,6}{70} = 0,215.$$

12. За визначеними величинами ψ та $A(\theta)$ з графіків рис. 3.2 знаходимо

$$H(\theta) = 350.$$

13. Визначаємо ємність конденсатора, виходячи з коефіцієнта пульсацій $\text{К}_{\text{п вх}} = 5\%$,

$$C = \frac{H(\theta)}{\text{К}_{\text{п вх}} r} = \frac{350}{0,05 \cdot 9,6} = 729\ \text{мкФ}.$$

Конденсатор повинен працювати при $U_{\text{роб}} = 21\text{В}$.

Із довідника вибираємо конденсатор К50-29 1000 мкФ 63 В. У нього $\text{К}_{\text{п}} = 2,2\%$ на частоті $f_{\text{п}} = 100\,\text{Гц}$, що становить $U_{\text{доп max}} = U_{\text{роб}} \text{К}_{\text{п}} = 63 \cdot 2,2/100 \approx 1,4\,\text{В}$, а на ньому буде $U_{m\,\text{вх}} = 1,05\text{В}$.

14. Коефіцієнт згладжування

$$\text{К}_{\text{зг}} = \text{К}_{\text{п вх}} / \text{К}_{\text{п}} = 0,05/1 \cdot 10^{-4} = 500.$$

15. Уважаючи, що $\text{I}_{\text{КБ0}} << \text{I}_{\text{вих ср}}$, знаходимо

$$R_{\text{Б}} = \left(U_{\text{КЕ ср}} + U_{\text{вих ср}}\right) h_{21\text{Е}0} \Big/ I_{\text{вих ср}} = (2,3 + 12,6) \cdot 25/0,3 \approx 1242\,\text{Ом},$$

де $h_{21\text{Е}0} = h_{21\text{Е}}$.

16. Знаходимо оптимальне значення опору

$$R_{\text{Е opt}} = 0,25 \cdot \left(1 - h_{21\text{Б}0}\right) R_{\text{Б}} = 0,25 \cdot (1 - 0,96) \cdot 1242 = 12,42\,\text{Ом};$$

$$h_{21\text{Б}0} = h_{21\text{Е}0} \Big/ \left(1 + h_{21\text{Е}0}\right) = 25/(1 + 25) = 0,96.$$

Вибираємо стандартні резистори, виходячи з того, що через $R_{\text{Б}}$ тече струм $I_{\text{Б}} \approx I_{\text{вих ср}} / h_{21\text{Е}0} = 0,3/25 = 12 \div 10^{-3}\,\text{А}$, а через $R_{\text{Е}}$ — струм $I_{\text{вих ср}} = 0,3\text{А}$. Із шкали Е12 вибираємо резистори $R_{\text{Б}} = 1,2\,\text{кОм}$, $R_{\text{Е}} = 12\,\text{Ом}$.

Потужність, яка розсіюється на них,

$$P_{R_Б} = I_Б^2 R_Б = \left(12 \cdot 10^{-3}\right)^2 \cdot 1,2 \cdot 10^3 = 0,173\,\text{Вт}.$$

$$P_{R_Е} = I_{\text{вих ср}}^2 R_Е = 0,3^2 \cdot 12 = 1,08\,\text{Вт}.$$

17. Знаходимо при оптимальному значенні $R_{Е\,opt}$ ємність

$$C \approx \frac{8\left(1+\dfrac{h_{21Б} r_К}{R_Б}\right)}{\omega_п\left(1-h_{21Б0}\right)R_Б} = \frac{8\left(1+\dfrac{0,96 \cdot 11 \cdot 10^3}{1242}\right)}{2 \cdot 2\pi \cdot 50 \cdot (1-0,96) \cdot 1242} = 2437 \cdot 10^{-6}\,\Ф.$$

Із довідника вибираємо стандартний конденсатор з $U_{роб} = U_{вх ср} = 21\text{В}$, ураховуючи, що при можливому ввімкненні на холостому ході. на ньому буде дуже мала зміна напруги і на неї можна не зважати. Маючи на увазі 20 % виробничого запасу за ємністю та уніфікацію, треба вибрати C та $C_Б$ однаковими: 3 шт. по 1000 мкФ з $U_{роб} = 63\text{В}$.

18. Визначаємо сталу часу $\tau = R_Е C_Б = 12,42 \cdot 2437 \cdot 10^{-6} = 30\,\text{мс}$.

19. Множник

$$A = 1\Big/\sqrt{1+\left[\frac{1}{\omega_п \tau}\left(1+\frac{r_К}{R_Б}\right)\right]^2} = 1\Big/\sqrt{1+\left[\frac{10^3}{2\pi \cdot 100 \cdot 30}\left(1+\frac{11 \cdot 10^3}{1242}\right)\right]^2} = 0,89.$$

Не слід допускати, щоб коефіцієнт A був більшим за 0,9, бо при цьому набагато зросте величина ємності $C_Б$.

20. Виходячи з забезпечення величини $К_{зг}$ і беручи 20 % - ий запас, знаходимо вихідну ємність

$$C_{вих} = \frac{1,2 К_{зг}\left[R_Е + \left(1-h_{21Б0}\right)R_Б\right]}{A r_к r_н \omega_п h_{21Б0}} =$$

$$= \frac{1,2 \cdot 500\left[12,42 + (1-0,96)1242\right]}{0,89 \cdot 11000 \cdot 70 \cdot 2 \cdot 2\pi \cdot 50 \cdot 0,96} = 90\,\text{мкФ}.$$

Ємність можна також визначити виходячи з мінімальної частоти споживача ω_{min} за формулою

$$C_{вих} = 1/\left(\omega_{min} Z_{вих}\right) = 1/(2\pi \cdot 100 \cdot 100) \approx 16\,\text{мкФ}.$$

Вибираємо найбільше значення $C_{вих}$, яке задовольняє усі поставлені вимоги. Якщо потрібно, уточнюємо величини $К_{зг}$ і $К_п$.

Вибираємо конденсатор типу К50-29 ємністю 100мкФ з робочою напру-

гою 63В.

21. Уточнюємо напругу на виході схеми випрямляння

$$U_{\text{вх ср}} = U_{\text{вих ср}} + U_{\text{КЕ ср}} + I_{\text{вих ср}} R_{\text{Е}} = 12,6 + 2,3 + 0,3 \cdot 12,42 = 18,63\text{В}.$$

22. Визначаємо ККД фільтра

$$\eta_{\text{ф}} = \frac{h_{21\text{Б}0} A^2}{1 + \left(U_{\text{КЕ ср}} / U_{\text{вих ср}}\right)} = \frac{0,96 \cdot 0,89^2}{1 + (2,3/12,6)} = 0,64.$$

23. Захист від перенапруг не потрібен, бо $U_{\text{КЕ доп max}} > U_{\text{вх ср хх}}$.

Колекторний струм у режимі короткого замикання в навантаженні

$$I_{\text{К кз}} = h_{21\text{Б}0} U_{\text{вх ср хх}} \Big/ \left[r + R_{\text{Е}} + R_{\text{Б}} \left(1 - h_{21\text{Б}0}\right) \right] =$$

$$= 0,96 \cdot 21 / \left[9,6 + 12,42 + 1242(1 - 0,96) \right] = 0,28\text{А}.$$

Оскільки $I_{\text{ккз}} < I_{\text{кдоп max}}$, захист від надструму не потрібен.

Приклад 5.2. Розрахувати транзисторний фільтр в якому транзистор ввімкнений паралельно навантаженню — фільтр ФШ (рис. 5.3). 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 $\text{К}_{\text{п}} = 0,7\%$; температура навколишнього середовища $T = 40°\text{C}$; ККД $\eta_{\text{ф}} = 0,2$; вихідний опір на частоті $f_{\min} = 2400\text{Гц}$ $Z_{\text{вих}} \le 1\text{Ом}$; може бути використана трифазна мережа.

Р о з в ' я з а н н я.

1. Транзистор у схемі замінює ємність активно-ємнісного фільтра. Автоматичне зміщення постійної напруги на базі транзистора здійснюється за допомогою резистора $R_{\text{Б}}$. Фільтр, виконаний на струми від 0,1 А до декількох ампер, має $\text{К}_{\text{зг}} \approx 15...35$. Уважаємо, що досяжний $\text{К}_{\text{зг}} \approx 15$. Тоді коефіцієнт пульсації на вході фільтра $\text{К}_{\text{п вх}} = \text{К}_{\text{п}} \text{К}_{\text{зг}} = 0,7 \cdot 15 = 10,5\%$. Такий коефіцієнт пульсації досягається в трифазній мостовій схемі ($m_{\text{п}} = 6$ і $\text{К}_{\text{п вх}} = 5,7\%$).

2. Вибираємо орієнтовно

$$R = 1 \cdot r_{\text{н}} = 1 \cdot 7,9 = 7,9\text{Ом},$$

тут $r_{\text{н}} = U_{\text{вх ср}} / I_{\text{вх ср}} = 6,3/0,8 \approx 7,9\text{Ом}$.

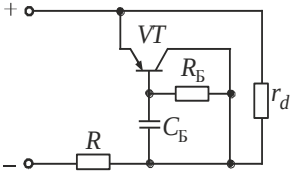


Рис. 5.3

3. Середнє значення струму емітера транзистора

$$I_{\text{Е ср}} \approx \text{К}_з \frac{U_{\text{вих ср}} + I_{\text{вих ср}} R}{R\ 1 - \text{К}_з \text{К}_{\text{п вх}}} \text{К}_{\text{п вх}} = 1{,}1 \frac{(6{,}3 + 0{,}8 \cdot 7{,}9) \cdot 0{,}057}{7{,}9(1 - 1{,}1 \cdot 0{,}057)} \approx 0{,}1\,\text{А},$$

де $\text{К}_з$ — коефіцієнт запасу, який можна взяти (з урахуванням струму $I_{\text{КБ0}}$ і початкового струму $I_{\text{К поч}}$, а також, зважаючи на можливі зміни T) від 1,1 до 1,2. При більших струмах $I_{\text{вих ср}}$ коефіцієнт запасу менший, а саме, для $I_{\text{вих ср}} \geq 0{,}4\,\text{А}$ $\text{К}_з = 1{,}1$.

4. Знаходимо значення напруги на виході схеми випрямлення (вході фільтра)

$$U_{\text{вх ср}} = \frac{U_{\text{вих ср}} + I_{\text{вих ср}} R}{1 - \text{К}_з \text{К}_{\text{п вх}}} = \frac{6{,}3 + 0{,}8 \cdot 7{,}9}{1 - 1{,}1 \cdot 0{,}057} = 13{,}5\,\text{В}.$$

5. Визначаємо потужність, що розсіюється на транзисторі,

$$P_{\text{К}} \approx 1{,}1 U_{\text{вих ср}} I_{\text{Е ср}} = 1{,}1 \cdot 6{,}3 \cdot 0{,}1 \approx 0{,}7\,\text{Вт}.$$

6. Виходячи з $U_{\text{вих ср}}$, $P_{\text{к}}$ і $I_{\text{К доп max}} \geq 2 I_{\text{Е ср}} = 2 \cdot 0{,}1 = 0{,}2\,\text{А}$, із довідника вибираємо *p-n-p* транзистор типу КТ639А, у якого $I_{\text{К доп max}} = 1{,}5\,\text{А}$; $U_{\text{КЕ доп max}} = 45\,\text{В}$; $P_{\text{К доп}} = 1\,\text{Вт}$; $h_{21\text{E min}} = 40$; $r_{\text{К}} \approx 17\,\text{кОм}$; $r_{\text{Б}}/r_{\text{К}} \approx \approx 3{,}5 \cdot 10^{-3}$, звідки $r_{\text{Б}} \approx 60\,\text{Ом}$ і

$$r_{\text{Е}} = 25 \cdot 10^{-3} \big/ I_{\text{Е ср}} = 25 \cdot 10^{-3} / 0{,}1 = 0{,}25\ \text{Ом}.$$

7. Визначаємо максимальну (з деяким перевищенням) величину $\text{К}_{\text{зг max}}$ для даного транзистора за умови $(1/R) + (1/r_{\text{н}}) + 1/\ 1 - h_{21\text{БО}}$ $R_{\text{Б}} \approx \approx 1/r_{\text{н}}$,

$$\text{К}_{\text{зг max}} = \frac{r_{\text{н}}}{2\left(r_{\text{Е}} + \dfrac{r_{\text{Б}}}{h_{21\text{E}}}\right)} = \frac{7{,}9}{2\left(0{,}25 + \dfrac{60}{40}\right)} \approx 2{,}3,$$

що значно менше від заданого.

Щоб підвищити $\text{К}_{\text{зг max}}$, треба перейти до більшого струму $I_{\text{Е ср}}$ і, якщо потрібно, до потужнішого транзистора.

Візьмемо транзистор 2Т818В з $h_{21\text{E min}} = 20$; виходячи з $P_{\text{К доп max}} = 20\ \text{Вт}$ (з тепловідводом), приймемо $I_{\text{Е ср}} = 0{,}5\ \text{А}$. При цьому $r_{\text{Е}} = 0{,}05\text{Ом}$, $r_{\text{Б}} = 5{,}6\ \text{Ом}$, $\text{К}_{\text{зг max}} \approx 12$. Зважаючи на те, що $\text{К}_{\text{п вх}} = 5{,}7\%$, для виконання заданого $\text{К}_{\text{п}} = 0{,}7\%$ досить мати $\text{К}_{\text{п вх}} / \text{К}_{\text{п}} = 5{,}7/0{,}7 \approx 8{,}2$.

8. Уважаючи, що $h_{21\text{Е}0} = h_{21\text{Е}}$, знаходимо

$$R_{\text{Б}} = \ U_{\text{вих ср}} / I_{\text{Е ср}} \ h_{21\text{Б}0} = (6{,}3/0{,}5) \cdot 20 = 252 \text{ Ом} \ .$$

Згідно зі стандартом

$$R_{\text{Б}} = 270 \text{ Ом}, \ P_{R\text{Б}} = I^2_{\text{Б ср}} R_{\text{Б}} = \ 0{,}5/20^{\ 2} \cdot 270 = 0{,}17 \text{ Вт} \ .$$

9. Перевіряємо коефіцієнт згладжування, що його може забезпечити фільтр,

$$\text{К}_{\text{зг}} = \frac{1}{\left(r_{\text{Е}} + \dfrac{r_{\text{Б}}}{h_{21\text{Е}}}\right)\left(\dfrac{1}{R} + \dfrac{1}{r_{\text{н}}} + \dfrac{h_{21\text{Е}}}{R_{\text{Б}}}\right)} = \frac{1}{\left(0{,}05 + \dfrac{5{,}6}{20}\right)\left(\dfrac{1}{7{,}9} + \dfrac{1}{7{,}9} + \dfrac{20}{252}\right)} \approx 9 \, ,$$

що є достатнім.

Якщо $\text{К}_{\text{зг}}$ менший від заданого, але $\text{К}_{\text{зг max}} > \text{К}_{\text{зг}}$, то збільшити $\text{К}_{\text{зг}}$ (на 15…20 %) можна, підвищивши трохи відношення $R/r_{\text{н}}$ проти взятого (що дорівнює одиниці). Проте при цьому знижується $\eta_{\text{Ф}}$.

10. Вихідний опір

$$Z_{\text{вих}} \approx \frac{1}{\dfrac{1}{R} + \dfrac{1}{r_{\text{Е}} + \dfrac{r_{\text{Б}}}{h_{21\text{Е}}}}} = \frac{1}{\dfrac{1}{7{,}9} + \dfrac{1}{0{,}05 + \dfrac{5{,}6}{20}}} \approx 0{,}32 \text{ Ом} \, .$$

Було задано 1 Ом.

11. Уточнюємо величину вихідної напруги випрямляча

$$U_{\text{вх ср хх}} = U_{\text{вих ср}} + \ I_{\text{вих ср}} + I_{\text{Е ср}} \ R = 6{,}3 + \ 0{,}8 + 0{,}5 \ 7{,}9 = 16{,}6 \text{ В} \, .$$

Величина $U_{\text{вх ср хх}}$ з урахуванням коефіцієнта нестабільності $\triangle U_{\text{вих}} / U_{\text{вх}} \cdot 100\%$, який можна орієнтовно взяти від 10 до 15 %, становитиме

$$U_{\text{вх ср хх}} = U_{\text{вх ср}} (1 + 0{,}15) = 16{,}6 \cdot 1{,}15 \approx 19 \text{ В} \, .$$

12. Визначаємо ємність

$$C_{\text{Б}} \geq \frac{1{,}5}{h_{21\text{Е}} \omega_{\text{п}} \left(r_{\text{Е}} + \dfrac{r_{\text{Б}}}{h_{21\text{Е}}}\right)} = \frac{1{,}5}{20 \cdot 6 \cdot 2\pi \cdot 50 \cdot \left(0{,}05 + \dfrac{5{,}6}{20}\right)} = 12 \cdot 10^{-6} \text{ Ф} = 12 \text{ мкФ}$$

Із довідника вибираємо конденсатор типу К52-1 ємністю 15 мкФ і $U_{\text{роб}} = 25 \text{ В}$.

13. Струм, який споживається від схеми випрямлення,

$$I_{\text{в ср}} = I_{\text{вих ср}} + I_{\text{Е ср}} = 0{,}8 + 0{,}5 = 1{,}3\text{А}.$$

14. Визначаємо ККД

$$\eta_{\text{ф}} = \frac{U_{\text{вих ср}} I_{\text{вих.ср}}}{U_{\text{вх ср}} I_{\text{в ср}}} = \frac{6{,}3 \cdot 0{,}8}{16{,}6 \cdot 1{,}3} \approx 0{,}23.$$

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.

5.2. БЕЗПЕРЕРВНІ (ЛІНІЙНІ) НАПІВПРОВІДНИКОВІ СТАБІЛІЗАТОРИ НАПРУГИ ТА СТРУМУ

5.2.1. Параметричні стабілізатори напруги

Приклад 5.3. Розрахувати параметричний стабілізатор постійної напруги (рис. 5.4). Вихідні дані для розрахунку: номінальна величина вихідної напруги $U_{\text{вих}} = 8\text{В}$; допуски на розкид вихідної напруги в бік збільшення $\triangle U_{\text{вих max}}$ і зменшення $\triangle U_{\text{вих min}}$ $\triangle U_{\text{вих max}} = \triangle U_{\text{вих min}} = 1\text{В}$ (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 в 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 $K_{m\,\text{вх}} = U_{m\sim} / E_{\text{вх}} = 0{,}1$, де $U_{m\sim}$ — амплітуда напруги пульсацій вхідної напруги; допустима відносна нестабільність вихідної напруги при зміні струму від $I_{\text{н max}}$ до $I_{\text{н min}}$

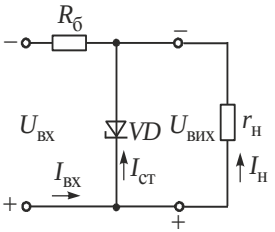


Рис. 5.4

$\Delta U_{\text{вих}\,i}\big|_{I_{\text{н max}} \ldots I_{\text{н min}}}$ ($\Delta U_{\text{вих}} = 0{,}4\%$) (замість $\Delta U_{\text{вих}}$ може задаватися $r_{\text{вих}}$ стабілізатора); допустима відносна нестабільність вихідної напруги при зміні вхідної $\Delta U_{\text{вих}\,u}\big|_{U_{\text{вх}} \ldots U_{\text{вх max}}}$ ($\Delta U_{\text{вих}} = \pm 0{,}3\%$, «±» означає, що вказана зміна діє в бік збільшення або зменшення вхідної напруги від номінального

значення); (замість $\Delta U_{вих}$ може задаватися коефіцієнт стабілізації K_u); допустима відносна амплітуда пульсацій вихідної напруги (коефіцієнт пульсацій $K_{п\,вих} \le 0,3\%$); номінальна $T_c = +20°C$, мінімальна ($T_{cmin} = -10°C$) і максимальна $T_{cmax} = +50°C$) робоча температура навколишнього середовища; допустима відносна температурна стабільність вихідної напруги $\Delta U_{вих\,T}$ при зміні температури на $\Delta T_{cmin} = T_{cmin} - T_c$ і $\Delta T_{cmax} = T_{cmax} - T_c$ ($\Delta U_{вих\,T} = \pm 2,5\%$) (замість $\Delta U_{вих\,T}$ може задаватися температурний коефіцієнт напруги ТКН стабілізатора).

Треба розрахувати величину номінального значення вхідної напруги $E_{вх}$, величину опору $R_б$; визначити потрібний для розрахунку випрямляча максимальний струм $I_{вх\,max}$, максимальну потужність $P_{вх\,max}$, ККД (η) 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. Вибираємо тип і кількість стабілітронів — один або декілька послідовно — і знаходимо з довідкових даних номінальне значення $U_{ст\,ном}$ і допустимий розкид $\Delta U_{ст\,ном}$. У визначених випадках задаються $U_{ст\,min}$ і $U_{ст\,max}$. Тоді $U_{ст\,ном} = (U_{ст\,min} + U_{ст\,max})/2$.

$$U_{ст\,min} = U_{вих\,min} = U_{ст\,ном} - \Delta U_{ст\,ном},$$

$$U_{ст\,max} = U_{вих\,max} = U_{ст\,ном} + \Delta U_{ст\,ном}.$$

Вибираємо стабілітрон Д814А: $U_{ст\,ном} = 7,75В$, $\Delta U_{ст\,ном} = \pm 0,75В$, $U_{ст\,min} = 7,75 - 0,75 = 7В$, $U_{ст\,max} = 7,75 + 0,75 = 8,5В$, $I_{ст\,min} = 3мА$, $I_{ст\,max} = 40мА$. При заданому $U_{вих} = 8В$ одержуємо $\Delta U_{вих\,min} = 1В$, $\Delta U_{вих\,max} = 0,5В$, що задовольняє заданим вимогам.

2. Знаходимо середнє значення потрібного вихідного опору стабілізатора

$$r_{вих} = \frac{\Delta U_{вих} U_{вих}}{100\ I_{н\,max} - I_{н\,min}} = \frac{0,4 \cdot 8}{100(5-3) \cdot 10^{-3}} = 16Ом.$$

3. Вибираємо $I_{ст\,min}$, при якому сумарний диференціальний опір був би меншим за $r_{вих}$. Із довідникових та експериментальних даних знаходимо:

а) $r_{д\sim}$, вказане у технічних умовах (при $I_{ст} = 5\text{мА}$, $r_{д\sim} = r_{ст} \le 6\text{Ом}$);

б) в області напруг стабілізації 6…15 В залежність абсолютного температурного коефіцієнта $\gamma_{ст} = \Delta U_{ст\,T} / \Delta T_c$ може бути приблизно апроксимована залежністю $\gamma_{ст} = 2 + 1{,}25\ U_{ст} - 6$, де $U_{ст}$ — у В, $\gamma_{ст}$ — у мВ/°С. Залежно від типу стабілітрона величина $\gamma_{ст}$ може бути позитивною, негативною або мати знак «±», який означає, що при визначених струмах стабілізації коефіцієнт позитивний, а при інших — негативний; для $U_{ст\,max}$: $\gamma_{ст} = 2 + 1{,}25\ 8{,}5 - 6 = 5{,}1\text{мВ/°С}$;

в) диференціальний опір $r_д$, виміряний на постійному струмі, відрізняється в більший бік від диференціального опору $r_{д\sim}$, 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 $r_{д\sim}$, яка звичайно приводиться в довідниках, треба додати величину теплової складової диференціального опору $r_{д\,T} = U_{ст} R_t \gamma_{ст}$, де R_t — тепловий опір кремнієвих стабілітронів; R_t вимірюється у °С/мВт, $U_{ст}$ — у В, $\gamma_{ст}$ — у мВ/°С (у нашому прикладі $R_t = 0{,}15\text{°С/мВт}$, тобто $r_{д\,T} = 8{,}5 \cdot 0{,}15 \cdot 5{,}1 = 6{,}5\text{Ом}$);

г) диференціальний опір стабілітрона

$$r_д = r_{д\sim} + r_{д\,T} = 6 + 6{,}5 = 12{,}5\text{Ом},$$ тобто менше $r_{вих} = 16\text{Ом}$.

4. Знаходимо середнє значення допустимого коефіцієнта стабілізації

$$К_u = \frac{B \cdot 100}{\Delta U_{вих\,u}} = \frac{(1 - 0{,}9) \cdot 100}{0{,}3} \approx 33,$$

де B — найбільша з різниць $(a - 1)$ або $(b - 1)$.

5. Визначаємо максимальний коефіцієнт стабілізації

$$К_{u\,max} = \frac{U_{вих} A_m}{I_{н\,max} + I_{ст\,max}\ r_д} = \frac{8 \cdot 0.8}{(5 + 5) \cdot 10^{-3} \cdot 12{,}5} \approx 51,$$

де $A_m = a - К_{пвх} = 0{,}9 - 0{,}1 = 0{,}8$, і переконуємося, що $К_u < К_{u\,max}$. Бажано для інженерних розрахунків, щоб $К_{ст} \approx К_{u\,max}(0{,}5\ldots0{,}7)$. Якщо $К_u > К_{u\,max}$, то однокаскадна схема не може забезпечити заданої стабільності при зміні $U_{вх}$ і треба перейти до двокаскадної або мостової схеми.

6. Обчислюємо потрібну вхідну напругу $E_{\text{вх}}$, яка забезпечує заданий К_u,

$$E_{\text{вх}} \geq \text{К}_{u\max} = \frac{U_{\text{вих}}/A_m}{1-\text{К}_u/\text{К}_{u\max}} = \frac{8{,}5/0{,}8}{1-(33/51)} \approx 30\text{В}.$$

Вибираємо $E_{\text{вх}} = 35\text{В}$.

7. Здаємось або визначаємо внутрішній опір випрямляча за приблизною формулою

$$R_{\text{вн}} \approx (0{,}1\ldots 0{,}15)E_{\text{вх}} \Big/ I_{\text{н}\max} + I_{\text{ст}\max} = 0{,}1\cdot 35 \Big/ 5+5\cdot 10^{-3} = 350\text{Ом}.$$

8. Знаходимо номінальну величину реального баластного опору $R_{\text{б}}$ (без урахування внутрішнього опору випрямляча)

$$R_{\text{б}} = \frac{E_{\text{вх}}A_m - U_{\text{вих}\max}}{I_{\text{н}\max} + I_{\text{ст}\max}} - R_{\text{вн}} = \frac{35\cdot 0{,}8-8{,}5}{5+5\cdot 10^{-3}} - 350 = 1600\text{Ом}.$$

Вибираємо резистор з мінімальним виробничим допуском. Наприклад, при $R_{\text{б}} = 1{,}6\text{кОм}\pm 5\%$ ($R_{\text{б}\min} = 1520\text{Ом}$, $R_{\text{б}\max} = 1680\text{Ом}$).

9. Уточнюємо значення коефіцієнта стабілізації

$$\text{К}_u = \frac{R'_{\text{б}}}{r_{\text{д}}}\cdot\frac{U_{\text{вих}}}{E_{\text{вх}}} = \frac{1600+350}{12{,}5}\cdot\frac{8}{35} \approx 36$$

з урахуванням, що $R'_{\text{б}} = R_{\text{б}} + R_{\text{вн}}$.

10. Визначаємо коефіцієнт згладжування пульсацій стабілізатора і відносну (в відсотках) амплітуду (коефіцієнт) пульсацій на виході стабілізатора

$$\text{К}_{\text{зг}} = \frac{R_{\text{б}}}{r_{\text{д}\sim}}\cdot\frac{U_{\text{вих}}}{E_{\text{вх}}} = \frac{1600}{6}\cdot\frac{8}{35} \approx 61,$$

$$\text{К}_{\text{п вих}} = \frac{\text{К}_{\text{п вх}}\cdot 100}{\text{К}_{\text{зг}}} = \frac{0{,}1\cdot 100}{61} \approx 0{,}17\%.$$

Тобто $\text{К}_{\text{п вих}} < \text{К}_{\text{п вих заданого}}$ (0,17< 0,3).

11. Уточнюємо миттєве значення мінімального струму стабілітрона

$$I_{\text{ст}\max} = \frac{E_{\text{вх}}A_m - U_{\text{вих}\max}}{R_{\text{б}\max} + R_{\text{вн}}} - I_{\text{н}\max} = \frac{35\cdot 0{,}8-8{,}5}{1680+350} - 5 \approx 4{,}6\text{мА}. \ .$$

12. Знаходимо середнє значення максимального струму стабілітрона

$$I_{\text{ст}\max} = \frac{E_{\text{вх}}a - U_{\text{вих}\min}}{R_{\text{б}\min} + R_{\text{вн}}} - I_{\text{н}\min} = \frac{35\cdot 1{,}1-7}{1520+350} - 3 \approx 14\text{мА}.$$

13. Визначаємо максимальне та номінальне (або мінімальне) значення вхідного струму і максимальне та номінальне значення вхідної потужності випрямляча

$$I_{\text{вх max}} = I_{\text{ст max}} + I_{\text{н min}} = 14 + 3 = 17\,\text{мА},$$

$$I_{\text{вх}} = \frac{E_{\text{вх}} - U_{\text{вих}}}{R_{\text{б}} + R_{\text{вн}}} = \frac{35 - 8}{1600 + 350} = 14\,\text{мА},$$

$$P_{\text{вх max}} = I_{\text{вх max}} E_{\text{вх}} a - I^2_{\text{вх max}} R_{\text{вн}} =$$

$$= 17 \cdot 10^{-3} \cdot 35 \cdot 1{,}1 - 17^2 \cdot 10^{-6} \cdot 350 = 0{,}55\,\text{Вт},$$

$$P_{\text{вх}} = I_{\text{вх}} E_{\text{вх}} - I^2_{\text{вх}} R_{\text{вн}} = 14 \cdot 10^{-3} \cdot 35 - 14^2 \cdot 10^{-6} \cdot 350 = 0{,}42\,\text{Вт}.$$

14. Обчислюємо мінімальний і номінальний ККД стабілізатора (без випрямляча)

$$\eta_{\text{min}} = I_{\text{н max}} U_{\text{вих min}} / P_{\text{вх max}} = 5 \cdot 10^{-3} \cdot 7 / 0{,}55 = 0{,}064,$$

$$\eta = I_{\text{н max}} U_{\text{вих}} / P_{\text{вх}} = 5 \cdot 10^{-3} \cdot 8 / 0{,}42 \approx 0{,}1.$$

15. Виходячи з визначення максимального температурного коефіцієнта $\text{ТКН} = 0{,}07\%/^{\circ}\text{C}$ визначаємо $\Delta U_{\text{вих}} = \text{ТКН} \cdot \Delta T_{\text{с}} = = 0{,}07 \cdot 30 = = 2{,}1\%$, 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 $R_{\text{б}}$) буде більше заданого значення.

Приклад 5.4. Розрахунок стабілізаторів з оптимальним ККД. Вихідні дані прикладу 5.3.

Р о з в ' я з а н н я.

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. Задаємось 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 5.3.

Приклад 5.5. Розрахунок мостового стабілізатора (рис. 5.5) за вихідними даними прикладу 5.3.

Р о з в' я з а н н я.

1. Вибираємо стабілітрон за умови $U_{\text{ст}} \approx U_{\text{вих}}$ і визначаємо $I_{\text{ст min}}$ (Д814А: $U_{\text{вих}} = 8\text{В}$, $I_{\text{ст min}} = 3\text{мА}$).

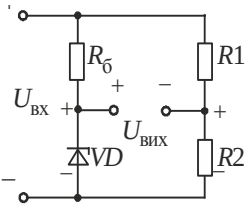


Рис. 5.5

2. Знаходимо вхідну напругу навантаженого випрямляча

$$U_{\text{вх}} \approx (4...5) U_{\text{ст}} = 4,5 \cdot 8 = 34\text{В}.$$

3. Обчислюємо баластний опір

$$R_б = \frac{U_{\text{вих}} A_m - U_{\text{ст max}}}{I_{\text{ст max}} + I_{\text{ст min}}} = \frac{36 \cdot 0,8 - 8,5}{(5+3) \cdot 10^{-3}} = 2,53\text{кОм}.$$

Вибираємо номінал баластного резистора $2,7$ кОм $\pm 5\%$.

4. Визначаємо номінальний струм стабілітрона

$$I_{\text{ст}} = \frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{ст}}}{R_б} - I_{\text{н max}} = \frac{36 - 8}{2,7} - 5 \approx 5,4\text{мА}.$$

5. Для струму $I_{\text{ст}}$ знаходимо $r_д$, $r_{д\sim}$ (12,5 Ом, 6 Ом).

6. Обчислюємо компенсуючий опір $R2$

$$R_2 = \frac{r_д + r_{д\sim}}{2} = \frac{12,5 + 6}{2} = 9,25\text{Ом}.$$

7. Визначаємо опір $R1$

$$R_1 \approx R_б = 2,7\text{кОм}.$$

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

$$К_u = \frac{1}{\left(\frac{r_д}{R_б} - \frac{R_2}{R_1}\right)\frac{U_{вх}}{U_{вих}}} = \frac{1}{\left(\frac{12,5}{2,7\cdot10^3} - \frac{9,25}{2,7\cdot10^3}\right)\cdot\frac{36}{7,83}} = 181.$$

10. Визначаємо коефіцієнт згладжування

$$К_{зг} = \frac{1}{\left|\left(\frac{r_д}{R_Б б} - \frac{R_2}{R_1}\right)\right|\frac{U_{вх}}{U_{вих}}} = \frac{1}{\left|\left(\frac{12,5}{2,7\cdot10^3} - \frac{9,25}{2,7\cdot10^3}\right)\right|\cdot\frac{36}{7,83}} = 180.$$

11. Знаходимо вихідний опір стабілізатора

$$r_{вих} = r_д + R_2 = 12,5 + 9,25 = 21,25 Ом.$$

12. Визначаємо вхідну ЕРС $E_{вх}$ з наступних міркувань

$$I_{вх\ max} = I_{ст} + I_{н\ max} + U_{вх} / \ R_1 + R_2 \ ,$$

$$E_{вх} = U_{вх} + I_{вх max} R_{вн} = U_{вх} + (0,1...0,15) E_{вх},$$

тобто

$$E_{вх} = U_{вх} / (0,9...0,85) = 34 / 0,9 = 37,8 В,$$

де $R_{вн} = (0,1...0,15) E_{вх} / I_{вх max}$ — внутрішній опір випрямляча; $I_{ст} = 5,4 мА;\ U_{вх} = 36 В;\ R_1 = 2,7 кОм;\ R_2 = 9,25 Ом;$

$$R_{вн} = 0,1 \cdot 37,8 \Big/ \left[5,4\cdot10^{-3} + 5\cdot10^{-3} + 34 \Big/ \ 2,7\cdot10^{-3} + 9,25\right] \approx 164 Ом.$$

13. Далі розрахунок виконуємо аналогічно розрахунку схеми однокаскадного стабілізатора.

5.2.2. Компенсаційні лінійні стабілізатори напруги

Приклад 5.6. Розрахувати транзисторний компенсаційний стабілізатор напруги (рис. 5.6). Вихідні дані для розрахунку: вихідна напруга (напруга на навантаженні) $U_н = 5 В$; вихідний струм $I_н = 1 А$; допустима нестабільність вихідної напруги $\pm 1\%$; допустима нестабільність вхідної напруги $\pm\ \Delta U_{вх} / U_{вх ном}\ 100 = \pm 20\%$.

Р о з в ' я з а н н я.

1. Задаємось мінімальним значенням напруги колектор - емітер регулювального транзистора *VT*1, рівним $U_{КЕ1min} = 2,5...3 В$. При менших значеннях $U_{КЕ}$ транзистор може виявитися в режимі насичення і втратити властивість підсилювати вхідний сигнал. При більших значеннях $U_{КЕ1min}$

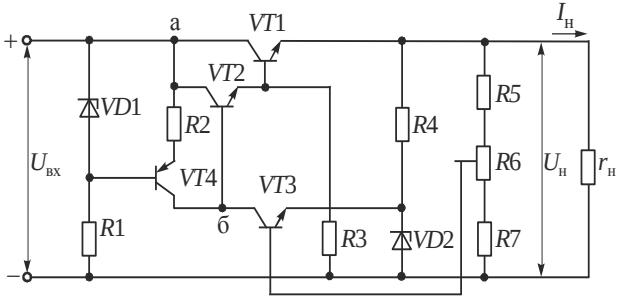


Рис. 5.6

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,

$$U_{вх.min} = U_н + U_{КЕ1min} = 5 + 3 = 8\text{В}.$$

Ураховуючи, що напруга на вході стабілізатора може змінюватися на $\pm 20\%$ від номінального значення $U_{вх.ном}$, знаходимо

$$U_{вх.ном} = U_{вх\,min} / 0{,}8 = 10\text{В}.$$

Визначаємо максимальну напругу на вході стабілізатора

$$U_{вх\,max} = 1{,}2 U_{вх\,ном} = 1{,}2 \cdot 10 = 12\text{В}.$$

2. Вибираємо 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,

$$U_{КЕ1max} = U_{вх\ max} - U_н = 12 - 5 = 7\text{В}.$$

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 $U_{КЕ1max} \approx U_{вх\,max} = 12\text{В}$.

У нашому випадку конденсатор не вмикаємо.

Через те, що в більшості практичних випадків $I_{К1} \approx I_н$, $I_{К\,max} \approx 1{,}1 I_н = 1{,}1\text{А}$. Коефіцієнт 1,1 ураховує 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,

$$P_{\text{К1max}} = U_{\text{КЕ1max}} I_{\text{Kmax}} = 7 \cdot 1{,}1 = 7{,}7\,\text{Вт}.$$

За розрахованими даними $I_{\text{Kmax}} = 1{,}1\,\text{А}$, $U_{\text{КЕ1max}} = 7\,\text{В}$, $P_{\text{К1max}} = 7{,}7\,\text{Вт}$ із довідника вибираємо *n-p-n* транзистор типу КТ817В з наступними параметрами: $I_{\text{К доп}} = 3\,\text{А}$; $U_{\text{КЕ доп}} = 60\,\text{В}$; $P_{\text{К доп}} = 25\,\text{Вт}$ з радіатором; $h_{21\text{E}1} = 25\ldots275$.

3. Вибираємо тип транзистора $VT2$. Його максимальний струм колектора дорівнює максимальному струму бази регулювального транзистора $VT1$

$$I_{\text{К2max}} \approx I_{\text{Б1max}} = I_{\text{К1}} / h_{21\text{E1min}} = 1{,}1/25 = 0{,}044\,\text{А} = 44\,\text{мА}.$$

Максимальне значення напруги колектор-емітер $VT2$

$$U_{\text{КЕ2max}} = U_{\text{КЕ1max}} - U_{\text{ЕБ1min}}$$

або з деяким запасом

$$U_{\text{КЕmax}} \approx U_{\text{КЕ1max}} = 7\,\text{В}.$$

Ураховуючи, що у тривалому режимі $U_{\text{КЕ2max}} \approx U_{\text{КЕ1max}} = 7\,\text{В}$, розраховуємо максимальне значення потужності, розсіювану транзистором $VT2$,

$$P_{\text{К2max}} = U_{\text{КЕ2max}} I_{\text{К2max}} = 7 \cdot 44 \cdot 10^{-3} \approx 0{,}308\,\text{Вт}.$$

В якості $VT2$ вибираємо *n-p-n* транзистор типу КТ342АМ з наступними допустимими параметрами: $I_{\text{К доп}} = 50\,\text{мА}$; $U_{\text{КЕ доп}} = 30\,\text{В}$; $P_{\text{К доп}} = 0{,}35\,\text{Вт}$; $h_{21\text{E}} = 100\ldots250$.

Максимальний струм бази транзистора $VT2$

$$I_{\text{Б2max}} = I_{\text{К2max}} / h_{21\text{E}\,2\text{min}} = 44 \cdot 10^{-3} / 100 = 0{,}44\,\text{мА}.$$

4. Вибираємо тип стабілітрона $VD2$. Величина напруги стабілізації $VD2$ повинна бути

$$U_{\text{ст1}} \le (0{,}7\ldots0{,}8) U_{\text{н}}.$$

При необхідності ручного регулювання величини $U_{\text{н}}$ треба враховувати $U_{\text{ст1}} \le (0{,}7\ldots0{,}8) U_{\text{н min}}$, де $U_{\text{н min}}$ — мінімальне значення вихідної напруги. Так як межі регулювання не вказані, то

$$U_{\text{ст1}} \le (0{,}7\ldots0{,}8) U_{\text{н}} = (0{,}7\ldots0{,}8) \cdot 5 = 3{,}5\ldots4\ .$$

Допустимий струм стабілізації $VD2$ вибирають з умови

$$I_{ст1} >> I_{Б2max} = (4...5) \cdot 0,44 \cdot 10^{-3} = 1,76...2,2 мА.$$

Якщо для вибраного типу стабілітрона остання умова не виконується, то у складений регулювальний транзистор $VT1–VT2$ треба додати ще один малопотужний транзистор, 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: $U_{ст2}$ від $1,7$ до $2,1$ В; максимальне та мінімальне значення струму стабілізації відповідно 100 мА і 1 мА; диференціальний опір при $I_{ст2} = 10$ мА дорівнює 15 Ом.

5. Вибираємо тип транзистора $VT3$ за наступними даними:

$I_{К3max} = (4...5) I_{Б2max} = 1,76...2,2$ мА; $U_н = 5$ В; $U_{ст min} = 1,7$ В; $U_{ЕБ1max} = U_{ЕБ2max} = 1,5$ В; $U_{КЕ3max} = U_н - U_{ст min} + U_{ЕБ1max} + U_{ЕБ2max} =$

$= 5 - 1,7 + 3 = 6,3$ В; $P_{К3max} = I_{К3max} U_{КЕ3max} = 2,2 \cdot 10^{-3} \cdot 6,3 \approx$

$\approx 14 \cdot 10^{-3}$ Вт $= 14$ мВт.

В якості $VT3$ вибираємо n-p-n транзистор КТ315Е з наступними допустимими значеннями параметрів: $I_{К доп} = 100$ мА; $U_{КЕ доп} = 35$ В; $P_{К доп} = 0,1$ Вт $= 100$ мВт; $h_{21Е 2min} = 50$; $U_{ЕБ max} = 0,8$ В.

6. Задаємось робочим значенням струму стабілізації стабілітрона $VD2$ з умов

$$\left.\begin{array}{l} I_{К 3max} \le I_{ст} \le I_{ст max}, \\ I_{ст} > I_{ст min}. \end{array}\right\}$$

$I_{К3max} = 2,2$ мА; $I_{ст min} = 1$ мА; $I_{ст max} = 100$ мА.

Вибираємо $I_{ст} = 10$ мА і розраховуємо необхідні параметри резистора $R4$

$$R_4 = \frac{U_н - U_{ст min}}{I_{ст} - I_{К3max}} = \frac{5 - 1,7}{(10 - 2,5) \cdot 10^{-3}} = 423 Ом.$$

Оскільки номінал резистора 423 Ом не існує, вибираємо з ряду номіналів опорів Е12 $R_4 = 390$ Ом.

Розсіювана на $R4$ потужність $P_{R_4} = (I_{ст} - I_{К3max})^2 R_4 =$

$= (10 - 2,2)^2 \cdot 10^{-6} \cdot 390 \approx 24 \cdot 10^{-3}$ Вт $= 24$ мВт. В якості $R4$ вибираємо резистор будь-якого типу з опором 390 Ом і потужністю $0,125$ Вт.

7. Вибираємо тип транзистора $VT4$ за наступними розрахунковими даними:

$$I_{К4max} = I_{Б2max} + I_{К3max} = (0,44 + 2,2) \cdot 10^{-3} = 2,64 \text{мА};$$

$$U_{КЕ4max} \le U_{КЕ1max} = 7\text{В};$$

$$P_{К4max} = I_{К4max} U_{КЕ4max} = 2,64 \cdot 10^{-3} \cdot 7 = = 18,5 \text{мВт};\ U_{ЕБ4min} = 1\text{В}.$$

В якості $VT4$ вибираємо *p-n-p* транзистор типу КТ312А з наступними допустимими значеннями параметрів: $I_{К доп} = 20\text{мА};\ U_{КЕ доп} = 40\text{В};$ $h_{21Emin} = 15;\ I_{К доп} = 100\text{мВт}$.

8. В якості $VD1$ вибираємо стабілітрон типу КС139А з наступними параметрами: $U_{ст1} = 3,5 \ldots 4,3\text{В};\ I_{ст1} = 3 \ldots 70\text{мА}$.

9. Обчислюємо опір резистора $R2$

$$R_2 = \frac{U_{ст1max} - U_{ЕБ4min}}{I_{Е4max}} = \frac{4,3 - 1,0}{2,64 \cdot 10^{-3}} = 1,25 \cdot 10^{-3} = 1,25 \text{кОм}.$$

Вибираємо $R_2 = 1,2$ кОм.

Потужність, що розсіюється на резисторі

$$P_{R_2} = I^2_{К4max} R_2 = \left(2,64 \cdot 10^{-3}\right)^2 \cdot 1,2 \cdot 10^3 = 8,4 \text{мВт}.$$

10. Обчислюємо струм бази $VT4$

$$I_{Б4max} = U_{ст1max} \Big/ h_{21Е4min} R_2 = 4,3 \Big/ 15 \cdot 1,2 \cdot 10^3 =$$

$$= 0,24 \cdot 10^{-3}\text{А} = 0,24 \text{мА}.$$

11. Вибираємо значення струму через резистор $R1$

$$I_{R1} >> I_{Б4max} = 0,24 \text{мА},$$

$$I_{ст1min} < I_{R1} < I_{ст1max}\ (I_{ст1min} = 3\text{мА}, I_{ст1max} = 70\text{мА}).$$

Нехай $I_{R1} = 10\text{мА}$.

12. Розраховуємо опір резистора $R1$

$$R_1 = \frac{U_{вх\ max} - U_{ст1min}}{I_{R_1}} = \frac{12 - 3,5}{10 \cdot 10^{-3}} = 0,85 \cdot 10^3\ \text{Ом} = 850\text{Ом}.$$

Вибираємо $R_1 = 820\text{Ом}$.

Потужність, що розсіюється на резисторі,

$$P_{R_1} = I^2_{R_1} \cdot R_1 = \left(10 \cdot 10^{-3}\right)^2 \cdot 820 = 82 \text{мВт}.$$

13. Перевіряємо мінімальне значення струму стабілітрона $VD1$

$$I_{\text{ст min}} = \frac{U_{\text{вх min}} - U_{\text{ст1min}}}{R_1} = \frac{8-4,3}{820} = 4,5\text{мА} > 3\text{мА},$$

тобто номінальний режим параметричного стабілізатора $VD1-R1$ забезпечено.

14. Розраховуємо подільник напруги $R5-R7$.

Задаємось величиною струму через $R5-R7$ з умови $I_{\text{под}} >> I_{\text{Б3max}}$, тому що в цьому випадку буде забезпечена краща температурна стабільність вихідної напруги (температурні зміни параметрів $VT3$ у меншій мірі позначаються на постійності U_{33}).

$$I_{\text{Б3max}} = I_{\text{К3max}} / h_{21\text{E3min}} = 2,2 \cdot 10^{-3} / 50 \approx 40\text{мкА};$$

$$I_{\text{под}} \geq 10 I_{\text{Б3max}} = 10 \cdot 0,04 \cdot 10^{-3} = 0,4\text{мА}.$$

Вибираємо $I_{\text{под}} = 1,5\text{мА}$.

Сумарний опір резисторів $R5-R7$ подільника напруги

$$R_5 + R_6 + R_7 = U_{\text{н}} / I_{\text{под}} = 5 / 1,5 \cdot 10^{-3} = 3,3\text{кОм},$$

$$R_6 + R_7 \geq 1,2 U_{\text{ст2max}} / I_{\text{под}} = 1,2 \cdot 2,1 / 1,5 \cdot 10^{-3} = 1,68\text{кОм},$$

$$R_7 \leq U_{\text{ст2min}} - U_{\text{ЕБ3max}} / I_{\text{под}} = (1,7-0,8) / 1,5 \cdot 10^{-3} = 600\text{Ом}.$$

У відповідності з рядом номіналів опорів резисторів Е12 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:

$$P_{R_5} = I^2_{\text{под}} R_5 = 1,57 \cdot 10^{-3}{}^2 \cdot 1,5 \cdot 10^3 = 3,7\text{мВт},$$

$$P_{R_6} = I^2_{\text{под}} R_6 = 1,57 \cdot 10^{-3}{}^2 \cdot 10^3 = 2,5\text{мВт},$$

$$P_{R_7} = I^2_{\text{под}} R_7 = 1,57 \cdot 10^{-3}{}^2 \cdot 680 = 1,7\text{мВт}.$$

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 $VT1$,

$$R_3 = U_н / I_{КБ01} = 5 / 3 \cdot 10^{-3} = 1{,}7\,кОм.$$

Значення зворотного теплового струму колектор-база $VT1$ $I_{КБ01} = 3мА$ вибираємо із довідника для даного типу транзистора при максимальній температурі його корпусу ($150°C$).

Із ряду номіналів опорів резисторів Е12 вибираємо найбільш близьке до розрахованого значення $R_3 = 1{,}8кОм$. Потужність, що розсіюється на $R3$,

$$P_{R_3} \approx U_н^2 / R_3 = 5^2 / 1{,}8 \cdot 10^{-3} \approx 14 \cdot 10^{-3}\,Вт = 14\,мВт.$$

16. Розраховуємо ККД стабілізатора

$$\eta_{|min} \approx U_н I_н / U_{вх\,max} I_н + P_{кер},$$

де $P_{кер} \approx U_н I_{под} + U_н (I_{ст} - I_{К3max}) + P_{R_3} + U_{вх\,max} I_{К4max} + I_{R_1}$ — внутрішні втрати у схемі керування стабілізатора.

$$P_{кер} = 5 \cdot 1{,}57 \cdot 10^{-3} + 5 \cdot (10 - 2{,}2) \cdot 10^{-3} + 14 \cdot 10^{-3} + 12(10 + 2{,}64) \cdot 10^{-3} =$$

$$= 218мВт;$$

$$\eta_{|min} = 5 \cdot 1 / 12 \cdot 1 + 218 \cdot 10^{-3} \approx 5/12{,}2 = 0{,}41.$$

При номінальній вхідній напрузі $U_{вх.ном} = 10В$ ККД стабілізатора ($P_{кер} << P_н$)

$$\eta_{|ном} \approx U_н I_н / U_{вх\,ном} I_н = 5 \cdot 1/(10 \cdot 1) = 0{,}5.$$

5.2.3. Стабілізатори на інтегральних мікросхемах

Приклад 5.7. Розрахувати стабілізатор напруги (рис. 5.7) з використанням мікросхеми 142ЕН при вхідній 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

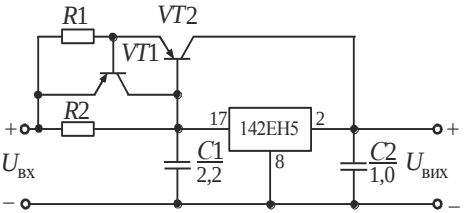


Рис. 5.7

Р о з в' я з а н н я.

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 $4\,\text{А}$. 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 $R1$) цю 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 $h_{21\text{Е}} = 10$ при струмі колектора $4\,\text{А}$. Струм бази при цьому

$$I_{\text{Б}VT2} = I_{\text{К}} \big/ \left(h_{21\text{Е}} + 1 \right) = 4/(10+1) = 0{,}364\,\text{А}.$$

З урахуванням розкиду параметрів напруги $U_{\text{ЕБ}}$ транзистора $VT2$ та опору резистора $R2$ збільшуємо струм бази транзистора на 30%

$$I_{\text{Б}VT2} = 1{,}3 \cdot 0{,}364 = 0{,}473\,\text{А}.$$

5. В якості транзистора $VT1$ вибираємо транзистор 2Т208. Для переводу його у відкритий стан спад напруги на резисторі $R1$ повинен бути не менше $0{,}65\,\text{В}$. Виходячи з цього, опір резистора $R1$

$$R_1 = U_{\text{ЕБ}VT2} / I_{\text{К2max}} = 0{,}65/4 = 0{,}16\,\text{Ом}.$$

6. Мінімальний струм навантаження, перевищення якого призводить до переводу транзистора $VT2$ у відкритий стан, дорівнює $mI_{\text{Б}}$, де коефіцієнт m вибираємо в межах 0,1...0,9. Якщо прийняти $m = 0{,}2$, то опір резистора $R2$ складе

$$R_2 = U_{\text{ЕБ}VT2} \big/ \left(mI_{\text{Б}\,VT2} \right) = 0{,}65/(0{,}2 \cdot 0{,}473) = 6{,}9\,\text{Ом}.$$

5.3. ТРАНЗИСТОРНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ НАПРУГИ З САМОЗБУДЖЕННЯМ

Приклад 5.8. Розрахувати двотактний транзисторний перетворювач напруги з самозбудженням (рис. 5.8). Вихідні дані для розрахунку: напруга

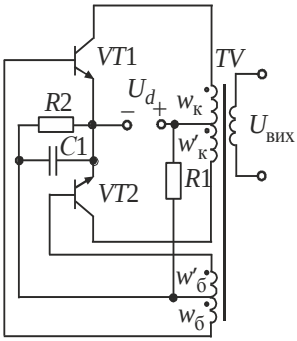


Рис. 5.8

джерела постійного струму $U_d = 12{,}6\,\text{В}$; напруга на вихідній обмотці перетворювача $U_{вих} = 20\,\text{В}$; струм вихідної обмотки $I_{вих} = 1\,\text{А}$; частота перетворення $f = 1\,\text{кГц}$.

Р о з в' я з а н н я.

1. Визначаємо струм відкритого транзистора

$$I_{\text{К}max} = U_{вих} I_{вих} / \eta_п U_d = 20 \cdot 1 / (0{,}85 \cdot 12{,}6) = 1{,}87\,\text{А},$$

де $\eta_п$ — орієнтовне значення ККД перетворювача ($\eta_п = 0{,}75 \ldots 0{,}95$ залежно від режиму роботи та характеру навантаження: при роботі на випрямляч $\eta_п = 0{,}75 \ldots 0{,}85$; на активне навантаження — $0{,}85 \ldots 0{,}95$), уточнюється в процесі розрахунку.

2. Обчислюємо амплітуду напруги $U_{\text{КЕ}m}$ транзисторів *VT*1 і *VT*2

$$U_{\text{КЕ}m} = 2{,}4 U_d = 2{,}4 \cdot 12{,}6 = 30{,}24\,\text{В}.$$

3. За одержаними значеннями $I_{\text{К}max}$ і $U_{\text{КЕ}m}$ вибираємо *n-p-n* транзистор типу КТ803А з $I_{\text{К доп}} = 10\,\text{А}$, $U_{\text{КЕ}m} = 60\,\text{В}$; $h_{21\text{Е}min} = 25$; $h_{21\text{Е}max} = 50$; $U_{\text{КЕ нас}} = 2{,}5\,\text{В}$; $f_{гр} = 10\,\text{кГц}$.

4. Визначаємо струм колектора відкритого транзистора з урахуванням спаду напруги на насиченому транзисторі

$$I'_{\text{К}max} = U_{вих} I_{вих} \Big/ \left[\eta_п \; U_d - U_{\text{КЕ нас}} \right] = 20 \cdot 1 / \; 0{,}85 (12{,}6 - 2{,}5) \; = 2{,}33\,\text{А}.$$

5. Перевіряємо максимальну величину струму колектора в режимі перемикання

$$I''_{\text{К}max} = I'_{\text{К}max} \text{К}_\text{і} \text{К}_{\text{нас}min} h_{21\text{Е}max} / h_{21\text{Е}min} = 2{,}33 \cdot 1{,}25 \cdot 1{,}4 \cdot 50 / 25 = 8{,}2\,\text{А},$$

де $\text{К}_\text{і} \approx 1 / \; 1 - 0{,}03 \sqrt{U_d}^{\;2} = 1 / \; 1 - 0{,}03 \sqrt{12{,}6}^{\;2} = 1{,}25$ — коефіцієнт, який ураховує вплив інерційних властивостей транзистора та величини колекторної напруги при амплітудному значенні струму колектора; $\text{К}_{\text{нас min}} = I_Б h_{21\text{Е}min} / I_{\text{К}max}$ — мінімальне значення коефіцієнта насичення (звичайно $\text{К}_{\text{нас min}} = 1{,}3 \ldots 1{,}5$). Таким чином, транзистор за струмом обрано правильно ($I''_{\text{К}max} < I_{\text{К доп}}$).

6. Визначаємо типорозмір осердя трансформатора

$$Q_{ст} Q_{вік} = 10^2 P_{габ} / \; 2 f B_m k_м k_{ст} \Delta_г \eta_{тр} \; =$$

$$= 1,3 \cdot 20 \cdot 1 / \ 2 \cdot 1000 \cdot 1,4 \cdot 0,12 \cdot 0,88 \cdot 4 \cdot 0,85 \ = 2,59 \text{см}^4,$$

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; $k_{\text{м}}, k_{\text{ст}}$ — коефіцієнти заповнення відповідно вікна осердя проводом і осердя магнітопроводу сталлю (значення коефіцієнтів $k_{\text{м}} = 0,1 \ldots 0,16$ — для $P_{\text{габ}} = 10 \ldots 50 \text{Вт}$; $0,16 \ldots 0,2$ — для $P_{\text{габ}} = 50 \ldots 150 \text{Вт}$ та вище; $k_{\text{ст}} = 0,88$ для товщини стрічки магнітопроводу 0,1 мм); $\Delta_{\text{п}} = 4 \text{А} / \text{мм}^2$ — густина струму в обмотках трансформатора; $\eta_{\text{тр}} = 0,75 \ldots 0,95$ — 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 $P_{\text{габ}} = 2,1 U_{\text{вих}} I_{\text{вих}}$.

Із довідника вибираємо найближчий магнітопровід з типом тороїдального осердя ОЛ-28/40-8 з $Q_{\text{ст}} Q_{\text{вік}} = 2,95 \text{см}^4$ і площею поперечного перерізу $Q_{\text{ст}} = 0,48 \ \text{см}^2$.

7. Число витків половини колекторної обмотки трансформатора перетворювача

$$w_{\text{к}} = w'_{\text{к}} \ = \frac{U_d - U_{\text{КЕ нас}} \ \cdot 10^4}{4 f B_{\text{m}} Q_{\text{ст}} k_{\text{ст}}} = \frac{(12,6 - 2,5) \cdot 10^4}{4 \cdot 1000 \cdot 1,4 \cdot 0,48 \cdot 0,88} \approx 43 \text{вит.}$$

8. Число витків вторинної (вихідної) обмотки

$$w_2 = w_{\text{вих}} = \frac{w_{\text{к}} U_{\text{вих}}}{U_d - U_{\text{КЕ нас}}} = \frac{43 \cdot 20}{12,6 - 2,5} \approx 85 \text{вит.}$$

9. Число витків базової обмотки

$$w_{\text{Б}} = w'_{\text{Б}} \ = \frac{w_{\text{к}} U_{\text{Б}}}{U_d - U_{\text{КЕ нас}}} = \frac{43 \cdot 2}{12,6 - 2,5} \approx 9 \text{вит},$$

де $U_{\text{Б}} = 1,5 \ldots 2,5 \text{В}$ — напруга на базовій обмотці.

10. Діюче значення струмів обмоток трансформатора (колекторної і базової),

$$I_{\text{К}} = I'_{\text{Кmax}} / \sqrt{2} = 2,33 / \sqrt{2} = 1,65 \text{А};$$

$$I_{\text{Б}} = I_{\text{Бmax}} / \sqrt{2} = I'_{\text{Кmax}} \text{К}_{\text{нас min}} / \ \sqrt{2} h_{21\text{E min}} \ = 2,33 \cdot 1,4 / \ \sqrt{2} \cdot 25 \ = 0,09 \text{А}.$$

11. Діаметр проводу обмоток трансформатора:

колекторної – $d = 1{,}13\sqrt{I_{\text{К}}/\Delta_{\text{п}}} = 1{,}13\sqrt{1{,}65/4} = 0{,}73$мм;

базової – $d = 1{,}13\sqrt{I_{\text{Б}}/\Delta_{\text{п}}} = 1{,}13\sqrt{0{,}09/4} = 0{,}17$мм;

вихідної – $d = 1{,}13\sqrt{I_{\text{вих}}/\Delta_{\text{п}}} = 1{,}13\sqrt{1/4} = 0{,}57$мм

12. Величина опору додаткового резистора $R2$ в базових колах транзисторів перетворювача

$$R_2 = \frac{U_{\text{Б}} - U_{\text{ЕБ нас}}\ h_{21\text{E min}}}{I'_{\text{K min}}\text{K}_{\text{нас min}}} = \frac{(2-0{,}6)\cdot 25}{2{,}33\cdot 1{,}4} = 10{,}7\text{Ом},$$

де $U_{\text{ЕБ нас}} = 0{,}6\text{В}$ — напруга між емітером і базою транзистора в режимі насичення.

Вибираємо резистор 11 Ом (ряд Е24) і розраховуємо його потужність.

13. Величина опору $R1$ подільника

$$R_1 = R_2\frac{U_d - U_{\text{БЕ нас}}}{U_{R_2}} = 11\cdot\frac{12{,}6-0{,}6}{0{,}3} = 440\text{Ом},$$

де $U_{R_2} = 0{,}3\text{В}$ — напруга зміщення, що дорівнює спаду напруги на резисторі $R2$ 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 ($P_{\text{від}} = 0{,}5I_{\text{КБ0}}U_{\text{КЕ}\,m}$) близька до нуля, можна визначити як

$$P_{\text{К}} = P_{\text{нас}} + P_{\text{дин}} = 0{,}5I'_{\text{K max}}U_{\text{КЕ нас}} + U_d I'_{\text{Kmax}}\tau_\beta f\gamma,$$

де $\tau_\beta = 1/\ 2\pi f_{\text{гр}}$ — час життя неосновних носіїв у базовій області транзистора; $\gamma \approx 1+(0{,}2/\text{K}_i)$ — 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 тепловідвіний радіатор.

РОЗДІЛ 6

ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ В ПОСТІЙНУ

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

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

Приклад 6.1. Визначити індуктивність фільтра $L_{\text{ф}}$, яка ввімкнена послідовно з двигуном постійного струму (рис. 6.1), щоб максимальна частота комутації транзистора *VT* дорівнювала $f_{\max} = 5\,\text{кГц}$, напруга джерела живлення $U_d = 100\,\text{В}$, пульсації струму якоря $\Delta I_{\text{н}} = 2\,\text{А}$, індуктивність обмотки двигуна $L_{\text{я}} = 0{,}1$ мГн, коефіцієнт заповнення $\gamma = 0{,}8$.

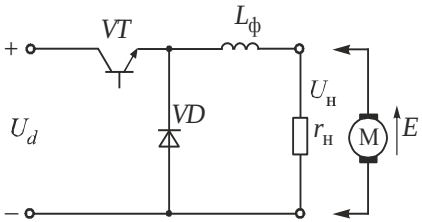


Рис. 6.1

Р о з в' я з а н н я.

1. З виразу для величини пульсацій

$$\Delta I_{\text{н}} = \gamma\,(1-\gamma)\frac{U_d}{L f_{\max}}$$

знаходимо

$$L = \frac{\gamma\,(1-\gamma)U_d}{\Delta I_{\text{н}}\, f_{\max}} = \frac{0{,}8(1-0{,}8)\cdot 100}{2\cdot 5\cdot 10^3} = 0{,}0016\,\text{Гн} = 1{,}6\,\text{мГн}.$$

2. Індуктивність згладжувального дроселя

$$L_{\text{ф}} = L - L_{\text{я}} = 1{,}6 - 0{,}1 = 1{,}5\,\text{мГн}.$$

Приклад 6.2. Двигун постійного струму з незалежним збудженням живиться від ІППН (рис. 6.1). Напруга джерела живлення $U_d = 100\,\text{В}$, опір якоря $r_{\text{дв}} = 0,3\,\text{Ом}$, індуктивність якоря $L_{\text{я}} = 5\,\text{мГн}$, стала двигуна $c_{\text{е}}\Phi = 0,4\,\text{В}\cdot\text{с}$, струм якоря двигуна $15\,\text{А}$. Знайти діапазони регулювання швидкості та коефіцієнта заповнення γ, уважаючи струм якоря безперервним.

Р о з в' я з а н н я.

1. При мінімальній швидкості ($\omega_{\min} = 0$) $E_{\text{я}} = 0$

$$U_{\text{н}} = I_{\text{н}} r_{\text{дв}} = 15 \cdot 0,3 = 4,5\,\text{В}.$$

2. Коефіцієнт заповнення $\gamma_{\min}$ з виразу (1.1,а)

$$\gamma_{\min} = U_{\text{н}} / U_d = 4,5/100 = 0,045.$$

3. Максимальна швидкість відповідає $\gamma_{\max} = 1$, при якому $U_{\text{н}} = U_d = 100\,\text{В}$, тому

$$E_{\text{я}} = U_{\text{н}} - I_{\text{н}} r_{\text{дв}} = 100 - 15 \cdot 0,3 = 95,5\,\text{В}.$$

4. Знаходимо швидкість двигуна

$$\omega_{\max} = E_{\text{я}} / c_{\text{е}}\Phi = 95,5/0,4 = 238,75\,\text{рад/с}.$$

Таким чином, діапазон регулювання швидкості складає $0 < \omega < 238,75\,\text{рад/с}$, а діапазон регулювання коефіцієнта заповнення $0,045 < \gamma < 1$.

Приклад 6.3. Для регулювання швидкості двигуна з незалежним збудженням використовується схема ІППН з вхідним фільтром (рис. 6.2). Двигун розганяється з постійним пусковим струмом, тобто з постійним моментом. Визначити параметри вхідного фільтра $L_{\text{ф1}}$ і C; амплітуду пульсацій вхідного струму ΔI_d, середнє значення струму I_d, що споживається від мережі, та три перші гармонічні складові цього струму при коефіцієнті заповнення $\gamma = 0,5$ при наступних умовах: напруга живлення $U_d = 100\,\text{В}$, пусковий струм двигуна $I_{\text{н}} = 50\,\text{А}$, частота перемикання транзистора $f = 5\,\text{кГц}$, розмах пульсацій на конденсаторі $\Delta U_C \le 1,5\,\text{В}$. Діюче значення осно-

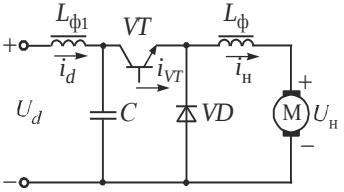


Рис. 6.2

вної гармоніки струму, що споживається від мережі, не повинно перевищувати
10 % постійної складової споживаного струму.

Р о з в' я з а н н я:

1.Середнє значення струму, що споживається від мережі I_d, дорівнює:

$$I_d = I_{н0} = \gamma I_н = 0{,}5 \cdot 50 = 25\,\text{А}$$

2. Ємність конденсатора фільтра

$$C = I_н / \left(4 f \Delta U_C\right) = 50 \Big/ \left(4 \cdot 5 \cdot 10^3 \cdot 15\right) = 1666 \cdot 10^{-6}\,\Phi$$

Вибираємо конденсатор типу $\text{ALS3} - 223\text{KE200}$ ємністю $2200\,\text{мкФ}$ з $U_{роб} = 200\,\text{В}.$

3. Діючі значення першої, третьої та п'ятої гармонік струму на виході фільтра

$$I_{VT(1)} = 4 I_{н0} \Big/ \left(\sqrt{2} \cdot 2\pi \cdot 1\right) = 4 \cdot 25 \Big/ \left(\sqrt{2} \cdot 2\pi \cdot 1\right) = 11{,}3\,\text{А},$$

$$I_{VT(3)} = 4 I_{н0} \Big/ \left(\sqrt{2} \cdot 2\pi \cdot 3\right) = 4 \cdot 25 \Big/ \left(\sqrt{2} \cdot 2\pi \cdot 3\right) = 3{,}76\,\text{А},$$

$$I_{VT(5)} = 4 I_{н0} \Big/ \left(\sqrt{2} \cdot 2\pi \cdot 5\right) = 4 \cdot 25 \Big/ \left(\sqrt{2} \cdot 2\pi \cdot 5\right) = 2{,}26\text{А}.$$

4. Через те, що конденсатор не пропускає постійну складову струму, її значення для мережі та перетворювача однакові і дорівнюють $I_d = I_{н0} = 25\text{А}.$

5. Через те, що за умовами прикладу діюче значення першої гармоніки струму, який споживається з мережі, не повинно перевищувати 10 % постійної складової, $I_{d(1)} = 2{,}5\text{А}.$

6. Діюче значення першої гармоніки струму, який споживається з мережі,

$$I_{d(1)} = \frac{x_C}{x_L - x_C} I_{VT(1)},$$

$$2{,}5 = \frac{x_C}{x_L - x_C} 11{,}3 \text{ або } x_L = 5{,}52 x_C.$$

Діюче значення першої гармоніки струму конденсатора складає

$$I_{C(1)} = \frac{x_L}{x_L - x_C} I_{VT(1)} = \frac{5{,}52 x_C}{5{,}52 x_C - x_C} 11{,}3 = 13{,}8\,\text{А}.$$

7. Опори конденсатора та дроселя фільтра

$$x_C = 1/(2\pi fC) = 1\Big/\left(2\pi \cdot 5\cdot 10^3 \cdot 2200\cdot 10^{-6}\right) = 0{,}045\,\text{Ом},$$

$$x_L = 5{,}52x_C = 5{,}52\cdot 0{,}045 = 0{,}248\,\text{Ом}.$$

8. Індуктивність фільтра

$$L_{\text{фl}} = x_L/(2\pi f) = 0{,}248\Big/\left(2\pi \cdot 5\cdot 10^3\right) = 7{,}9\,\text{мкГн}.$$

9. Резонансна частота фільтра

$$f_{\text{р}} = 1\Big/\left(2\pi\sqrt{L_{\text{фl}}C}\right) = 1\Big/\left(2\pi\sqrt{7{,}9\cdot 10^{-6}\cdot 2200\cdot 10^{-6}}\right) = 1208\,\text{Гц},$$

що відповідає кратності частоти перемикання транзистора

$$f/f_{\text{р}} = 5\cdot 10^3/1{,}208\cdot 10^3 = 4{,}14 \geq 2.$$

10. За формулою для діючого значення q-ї гармоніки струму, який споживається з мережі, обчислюємо діючі значення гармонічних складових:

$$I_{d(q)} = \frac{I_{VT(q)}}{q\,f/f_p{}^2 - 1}:$$

$$I_{d(1)} = I_{VT(1)}\Big/\left[\left(1\cdot f/f_{\text{р}}\right)^2 - 1\right] = 11{,}3\Big/\left[\left(1\cdot 4{,}14\right)^2 - 1\right] = 0{,}7\,\text{А},$$

$$I_{d(3)} = I_{VT(3)}\Big/\left[\left(3\cdot f/f_{\text{р}}\right)^2 - 1\right] = 3{,}76\Big/\left[\left(3\cdot 4{,}14\right)^2 - 1\right] = 0{,}025\,\text{А},$$

$$I_{d(5)} = I_{VT(5)}\Big/\left[\left(5\cdot f/f_{\text{р}}\right)^2 - 1\right] = 2{,}26\Big/\left[\left(5\cdot 4{,}14\right)^2 - 1\right] = 0{,}005\,\text{А}.$$

Приклад 6.4. Розрахувати транзисторний стабілізатор постійної напруги. Початкові дані: номінальне значення напруги на виході стабілізатора $U_{\text{н}} = 27\,\text{В}$; номінальна потужність $P_{\text{н}} = 400\,\text{Вт}$; діапазон зміни вхідної напруги $U_d = 40\ldots 70\,\text{В}$; допустиме значення коефіцієнта пульсацій вихідної напруги $\text{К}_{\text{п}} = 0{,}1\%$; допустиме відхилення вихідної напруги при комутації навантаження ($\Delta I_{\text{н}\max} = 0{,}5I_{\text{н}}$) $\Delta U_{\text{н}\max} = 1{,}5\,\text{В}$.

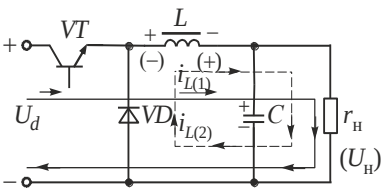


Рис. 6.3

Р о з в' я з а н н я. 1. Найбільш повно вихідним даним задовольняє схема знижувального ІППН, працюючого в імпульсному режимі з ШІР (рис. 6.3).

2. Для сучасної елементної бази регуляторів середньої потужності оптимальним за масо-габаритними показниками

є режим роботи біполярних транзисторів з частотою комутації $f = 5\ldots10$ кГц з безперервним струмом i_L при номінальному навантаженні $P_н$. Вибираємо $f = 10$ кГц.

3. Діапазон зміни коефіцієнта заповнення імпульсів у режимі безперервного струму

$$\gamma_{max} = \frac{U_н t_і}{T} = \frac{U_н}{U_{d\,min}} = \frac{27}{40} = 0,675,$$

$$\gamma_{min} = \frac{U_н}{U_{d\,max}} = \frac{27}{70} = 0,385.$$

4. З умови збереження режиму безперервного струму дроселя L визначаємо його мінімальну індуктивність

$$L_{min} \geq \frac{U_{d\,max}\gamma_{min}\left(1-\gamma_{min}\right)}{2I_{н\,min}f} = \frac{70\cdot0,385(1-0,385)\cdot27}{2\cdot400\cdot10\cdot10^3} = 56\cdot10^{-6}\ \text{Гн},$$

де $I_н = P_н/U_н = 400/27 = 14,8$ А.

Вибираємо $L \geq L_{min} = 100\cdot10^{-6}$ Гн.

5. Ємність конденсатора фільтра, що забезпечує потрібний коефіцієнт пульсацій у режимі безперервного струму дроселя,

$$C = \frac{T^2\left(1-\gamma_{min}\right)}{16LK_{п\,min}} = \frac{(1-0,385)\cdot100}{16\cdot100\cdot10^{-6}\cdot0,1\left(10\cdot10^3\right)^2} = 3843\cdot10^{-6}\ \Phi.$$

6. Розраховані параметри фільтра L і C забезпечують потрібний рівень пульсацій вихідної напруги $K_п$, у той же час їх співвідношення повинно задовольняти вимогам за допустимим динамічним відхиленням при комутації навантаження, що перевіряється співвідношенням

$$\Delta U_{н\,max} \leq \Delta I_{н\,max}\sqrt{L/C} = 0,5\left(400/27\right)\sqrt{100\cdot10^{-6}/3843\cdot10^{-6}} = 1,19\ \text{В},$$

що менше 1,5 В. Тобто, параметри фільтра розраховані правильно.

Якщо наведене співвідношення не виконується, то треба збільшити ємність конденсатора С. Додаткові обмеження можуть бути викликані допустимими значеннями пульсацій, вимогами до якості регулювання та ін. У цих випадках теж необхідна корекція параметрів фільтра.

7. Амплітудне значення струму конденсатора C

$$I_{C\,max} = U_{d\,max}\gamma_{min}\left(1-\gamma_{min}\right)/2Lf =$$

$$= 70 \cdot 0,385(1-0,385) \Big/ \left(2 \cdot 100 \cdot 10^{-6} \cdot 10 \cdot 10^{3}\right) = 8,3\,\text{А}.$$

Діюче значення струму конденсатора

$$I_C = I_{C\max} \big/ \sqrt{3} = 4,79\,\text{А}.$$

8. Максимальна робоча напруга на конденсаторі фільтра на холостому ході

$$U_{C\max} = U_{d\max} = 70\,\text{В}$$

9. За результатами розрахунку вибираємо із довідника конденсатор електролітичний алюмінієвий компанії EPCOS AG типу B41456/B41458 з робочою напругою $U_{C\,\text{роб}} = 100\,\text{В}$, ємністю $C = 4700\,\text{мкФ}$, амплітуда струму пульсацій $I_{C\,\max\,\text{доп}} = 20\,\text{А}$.

10. Визначаємо середнє, мінімальне та максимальне значення струмів, що протікають через дросель, при $U_{d\max}$ і $I_{\text{н}\max}$,

$$I_{L\text{ср}} = I_{\text{н}\max} = 14,8\,\text{А},$$

$$I_{L\min} = I_{\text{н}\max} - I_{C\max} = 14,8 - 8,3 = 6,5\,\text{А},$$

$$I_{L\max} = I_{\text{н}\max} + I_{C\max} = 14,8 + 8,3 = 23,1\,\text{А}.$$

11. Вибираємо значення коефіцієнта кратності струму $\text{К}_i = I_{\text{к}\max} \big/ I_{L\text{ср}} = 1,6$ (для режиму безперервного струму дроселя $1 \le \text{К}_i \le 2$; для режиму переривчастого струму $\text{К}_i \ge 2$).

$$I_{\text{к}\max} = \text{К}_i I_{L\text{ср}} = 1,6 \cdot 14,8 = 23,68\,\text{А}.$$

12. Вибираємо транзистор VT за струмом та напругою

$$I_{\text{К}m} > I_{\text{К}\max} > L_{L\max} = 24\,\text{А};$$

$$U_{\text{КЕ}m} > U_{d\max} = 70\,\text{В}.$$

Із довідника вибираємо кремнієвий транзистор n-p-n типу ТК235–40 з $I_{\text{К}m} = 40\,\text{А}$; $U_{\text{КЕ}m} = 90\,\text{В}$; $U_{\text{КЕнас}} = 1,5\,\text{В}$; $t_{\text{відкр}} = 2,2\,\text{мкс}$; $t_{\text{закр}} = 7\,\text{мкс}$.

13. Середнє значення струму діода

$$I_{VD} = I_{\text{н}}\left(1 - \gamma_{\min}\right) = 14,8(1 - 0,385) = 9,1\,\text{А}.$$

Максимальне значення напруги на діоді

$$U_{\text{зв}VD} = U_{d\max} = 70\,\text{В}.$$

Вибираємо діод Д112–16, який з охолоджувачем типу 0111–60 при природному охолодженні допускає струм 10 А; зворотна напруга

$U_{зв} = 100\,\text{В}$; прямий спад напруги $U_{пр} = 1{,}35\,\text{В}$; час зворотного відновлення $t_{розVD} = 6{,}3\,\text{мкс}$.

14. Діюче значення струму дроселя фільтра

$$I_L = I_н \sqrt{\frac{(\text{K}_i - 1)^2 + 3}{3}} = 14{,}8\sqrt{\frac{(1{,}6-1)^2 + 3}{3}} = 15{,}7\,\text{А}.$$

15. Втрати потужності в транзисторі складаються з втрат у режимі насичення

$$P_{к\,нас} = I_{н\,max} U_{КЕнас} \gamma_{max} = 14{,}8 \cdot 1{,}5 \cdot 0{,}675 \approx 15\,\text{Вт}$$

і втрат у динамічному режимі (при перемиканні)

$$P_{К\,дин} = 0{,}5 f U_{d\,max} (I_{К\,max} t_{відкр} + I_{L\,max} t_{закр}) =$$

$$= 0{,}5 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 70 \left(23{,}68 \cdot 2{,}2 \cdot 10^{-6} + 23{,}1 \cdot 7 \cdot 10^{-6}\right) = 74{,}8\,\text{Вт},$$

$$P_{VT} = P_{К\,нас} + P_{К\,дин} = 15 + 74{,}8 = 89{,}8\,\text{Вт}.$$

16. Втрати потужності на діоді визначаються втратами у прямому напрямку і динамічними при його закритті

$$P_{VD} = I_{н\,max} U_{пр} (1 - \gamma_{min}) + f U_{d\,max} \left(I_{К\,max} - I_{L\,min}\right) t_{розVD} / 6 =$$

$$= 14{,}8 \cdot 1{,}35 (1 - 0{,}385) + 10 \cdot 10^3 \cdot 70 (23{,}68 - 6{,}5) 6{,}3 \cdot 10^{-6} / 6 =$$

$$= 12{,}3 + 12{,}63 = 24{,}93\,\text{Вт}.$$

17. ККД перетворювача без урахування втрат у дроселі фільтра та системі керування

$$\eta = U_н I_{н\,max} / (U_н I_{н\,max} + P_{VT} + P_{VD}) =$$

$$= 27 \cdot 14{,}8 / (27 \cdot 14{,}8 + 89{,}8 + 24{,}93) = 0{,}69.$$

Приклад 6.5. Розрахувати вхідний фільтр ІППН (рис. 6.3) за наступними даними: напруга джерела живлення $U_d = 27\,\text{В}$, границя зміни вхідної напруги $\Delta U_d = +7\,\text{В}; -4\,\text{В}$; середнє значення струму навантаження за час γT $I_н = 1{,}5\,\text{А}$; пульсації струму дроселя ІППН $\Delta I_L = 0{,}2\,\text{А}$; частота перетворення $f = 20\,\text{кГц}$; максимальний та мінімальний коефіцієнт заповнення $\gamma_{max} = 0{,}9$; $\gamma_{min} = 0{,}6$; допустима амплітуда пульсацій струму, що тече через дросель вхідного фільтра $I_{L\sim} = 0{,}05\,\text{А}$.

Р о з в’я з а н н я.

1. Визначаємо діюче значення струму через конденсатор $C_ф$

$$I_{\text{C}} = I_d \sqrt{\gamma_{\min}(1-\gamma_{\min})} = 1{,}5\sqrt{0{,}6(1-0{,}6)} \approx 0{,}73\,\text{A}.$$

2. З урахуванням $f = 20\,\text{кГц}$ і $U_{C\max} > U_{d\max} = 31\,\text{В}$ вибираємо конденсатор типу К52-1-68 мкФ - 50В з допустимим імпульсним струмом $I_{\text{C1max}} = 4\,\text{А}$ і діючим струмом $I_{\text{C1}} = 0{,}25\,\text{А}$, опором $r_{\text{п}} = 0{,}12\,\text{Ом}$ і фактичною ємністю на частоті $f = 20\,\text{кГц}$ $C_{\text{ф}} = 0{,}6 \cdot 68 \approx 40\,\text{мкФ}$.

3. Визначаємо число конденсаторів

$$N_C = I_C / I_{C1} = 0{,}73/0{,}25 = 3\,\text{шт}.$$

4. Обчислюємо амплітуду імпульсного струму через один конденсатор на інтервалах часу γT та $(1-\gamma)T$:

$$I_{\text{C}\max}[\gamma T] = \left[I_{\text{н}}(1-\gamma_{\min}) + \Delta I_L\right]/N_{\text{C}} =$$

$$= [1{,}5(1-0{,}6) + 0{,}2]/3 = 0{,}27\,\text{А} < I_{\text{C}\max} = 4\,\text{А},$$

$$I_{C\max}[(1-\gamma)T] = I_{\text{н}}\gamma_{\max}/N_C = 1{,}5 \cdot 0{,}9/3 = 0{,}45\,\text{А} < 4\,\text{А}.$$

5. Амплітуда пульсацій напруги на конденсаторі

$$U_{C\sim} = 0{,}5 I_{\text{н}}\left[r_{\text{п}}/N_C + \gamma_{\min}(1-\gamma_{\min})/\left(C_{\text{ф}} f N_C\right)\right] =$$

$$= 0{,}5 \cdot 1{,}5\left[0{,}12/3 + 0{,}6(1-0{,}6)/\left(40 \cdot 10^{-6} \cdot 20 \cdot 10^{3} \cdot 3\right)\right] = 0{,}78\,\text{В}.$$

6. Індуктивність дроселя фільтра

$$L_{\text{ф}} = U_{C\sim}/\left(2\pi f I_{L\sim}\right) = 0{,}78/\left(2 \cdot \pi \cdot 20 \cdot 10^{3} \cdot 0{,}05\right) = 0{,}124\,\text{мГн}$$

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

6.2.1. Однотактний перетворювач постійної напруги з прямим ввімкненням випрямного діода

Приклад 6.6. Розрахувати прямоходовий ІППН(рис. 6.4) за наступними даними: вхідна напруга $U_d = 240\ldots340\,\text{В}$; вихідна потужність $P_{\text{н max}} = 100\,\text{Вт}$; $P_{\text{н min}} = 50\,\text{Вт}$; вихідна напруга $U_{\text{н}} = 110\,\text{В}$; робоча частота $f = 25\,\text{кГц}$; коефіцієнт пульсацій на навантаженні $\text{К}_{\text{п}} = 0{,}1\%$; температура навколишнього середовища $T_{\text{нс}} = (-40°\text{C},\ +70°\text{C})$.

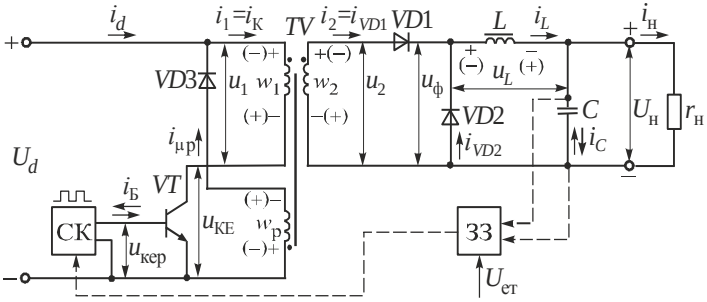


Рис. 6.4

Р о з в' я з а н н я.

1. При рівності витків первинної обмотки трансформатора *TV* w_1 і обмотки розмагнічування w_p визначаємо допустиме значення коефіцієнта заповнення $\gamma_{доп}$, яке не повинно перевищувати 0,5 (у протилежному випадку відбудеться насичення осердя трансформатора),

$$\gamma_{доп} = 1/(1+К'_т) = 1/(1+1) = 0{,}5,$$

де $К'_т = w_p/w_1 = 1$. З урахуванням запасу вибираємо $\gamma_{max} = 0{,}45$.

2. Для $U_{d\,min} = 240\,В$, $U_н = 110\,В$ визначаємо коефіцієнт трансформації трансформатора $К_т = w_2/w_1$ з виразу

$$К_т = U_н/(\gamma_{max} U_{d\,min}) = 110/(0{,}45\cdot 240) \approx 1.$$

3. Мінімальний коефіцієнт заповнення

$$\gamma_{min} = \frac{U_{d\,min}\gamma_{max}}{U_{d\,max}} = \frac{240\cdot 0{,}45}{340} = 0{,}32.$$

4. Максимальне значення струму навантаження

$$I_н = P_{н\,max}/U_н = 100/110 = 0{,}9\,А.$$

5. Середнє значення струму навантаження, при якому настає граничний режим роботи перетворювача,

$$I'_н = P_{н\,min}/U_d = 50/110 = 0{,}45\,А.$$

6. Визначаємо індуктивність дроселя фільтра, при якій спостерігається режим безперервних струмів дроселя, з виразу

$$L \ge L_{min} = \frac{К_т U_{d\,max}\gamma_{min}(1-\gamma_{min})}{2I'_н f} = \frac{1\cdot 340\cdot 0{,}32(1-0{,}32)}{2\cdot 0{,}45\cdot 25\cdot 10^3} = 3{,}3\,мГн.$$

Приймаємо $L = 10\,мГн$.

7. Індуктивність вторинної обмотки трансформатора

$$L_2 = \lambda L = 4 \cdot 10 = 40 \text{ мГн},$$

де $\lambda = L_2 / L = 2 \ldots 6$.

8. Ємність конденсатора фільтра з виразу

$$C \geq \frac{T^2 (1 - \gamma_{\min})}{16 L K_{\text{п}\min}} = \frac{\left(40 \cdot 10^{-6}\right)^2 (1 - 0{,}32)}{16 \cdot 10 \cdot 10^{-3} \cdot 0{,}001} = 6{,}8 \text{ мкФ}.$$

З урахуванням зменшення ємності при температурі ($\Delta C_{\text{т}} = 20\%$) і частоті ($\Delta C_f = 20\%$)

$$C \geq 6{,}8/(0{,}8 \cdot 0{,}8) = 10{,}6 \text{ мкФ}.$$

9. Діюче і максимальне значення струму конденсатора фільтра

$$I_{C\text{д}} \approx 0{,}6 I'_{\text{н}} = 0{,}6 \cdot 0{,}45 = 0{,}27 \text{ А}; \; I_{C\,m} = \sqrt{2} I_{C\text{д}} = \sqrt{2} \cdot 0{,}27 = 0{,}382 \text{ А}.$$

Для електролітичних конденсаторів максимально допустимі струми пульсацій, якщо не обумовлено окремо, визначаються при температурі +85˚С та на частоті 120Гц. При іншій температурі навколишнього середовища та іншій частоті пульсацій в якості максимально допустимого струму пульсації застосовується струм пульсації, збільшений на наступні коефіцієнти:

$T_{\text{нс}} = 40°\text{C} \quad k_1 = 1{,}9$	$f = 60 \text{ Гц} \quad k_2 = 0{,}7$
$T_{\text{нс}} = 60°\text{C} \quad k_1 = 1{,}5$	$f = 120 \text{ Гц} \quad k_2 = 1{,}0$
$T_{\text{нс}} = 70°\text{C} \quad k_1 = 1{,}3$	$f = 300 \text{ Гц} \quad k_2 = 1{,}1$
$T_{\text{нс}} = 85°\text{C} \quad k_1 = 1{,}0$	$f = 1 \text{ кГц} \quad k_2 = 1{,}3$
$T_{\text{нс}} = 105°\text{C} \quad k_1 = 0{,}6$	$f = 10 \text{ кГц} \quad k_2 = 1{,}4$
	$f = 100 \text{ кГц} \quad k_2 = 1{,}4$

У нашому випадку температура навколишнього середовища $T_{\text{нс}} = 40°\text{C}$, а частота пульсацій $f = 25 \text{ кГц}$, тому максимальний струм конденсатора

$$I'_{C\,m} = k_1 \cdot k_2 \cdot I_{C\,m} = 1{,}9 \cdot 1{,}4 \cdot 0{,}382 = 1{,}02 \text{ А}.$$

Із довідника вибираємо електролітичний алюмінієвий конденсатор серії ELP корпорації HITANO ємністю 220 мкФ і робочою напругою 160 В. При цьому коефіцієнт запасу за напругою $K_{зu} = 110/160 = 0{,}69$.

Максимальний струм пульсацій 1,2 А.

При стрибкоподібному зменшенні струму навантаження від номінального $I_{\text{н}}$ до мінімального $I'_{\text{н}}$ в *LC*- фільтрі відбувається перехідний процес, який може супроводжуватись значними перенапругами на конденсаторі. Амплітуда викиду вихідної напруги $\Delta U_{\text{н вик}}$ при комутації кола навантаження може бути обчислена за формулою

$$\Delta U_{\text{н вик}} = \frac{L\left(I_{\text{н}} - I'_{\text{н}}\right)^2}{2CU_{\text{н}}} = \frac{10\cdot 10^{-3}(0,9-0,45)^2}{2\cdot 220\cdot 10^{-6}\cdot 110} = 0,042\,\text{В}.$$

Максимальне значення напруги на навантаженні (конденсаторі фільтра) у перехідному режимі

$$U_{\text{н}\,m} = U_{C\,m} = U_{\text{н}} + \Delta U_{\text{н вик}} = 110 + 0,042 = 110,042\text{В}.$$

При зменшенні C та збільшенні L амплітуда виду $\Delta U_{\text{н вик}}$ зростає. Тому величину ємності C треба вибирати не тільки з умови одержання заданого коефіцієнта пульсацій, а й умови обмеження величини $\Delta U_{\text{н вик}}$ на безпечному для кола навантаження рівні.

Таким чином вибраний конденсатор задовольняє всім вимогам.

10. Перевіряємо фільтр на відсутність резонансу згідно виразу

$$f_{\text{п}(1)} > 1/(2\pi\sqrt{LC}) = 1\Big/\left(2\pi\sqrt{10\cdot 10^{-3}\cdot 220\cdot 10^{-6}}\right) = 107,3\,\text{Гц}.$$

Умова виконується, тому що $f_{\text{п}(1)} = f = 25\,\text{кГц}$.

11. Визначаємо індуктивність первинної обмотки трансформатора

$$L_1 = w_1^2 \mu_{\text{еф}} S_{\text{м}} / l_{\text{с}} = U_{d\,\max}\gamma_{\min} T / I_{\mu 1} =$$

$$= 340\cdot 0,32\cdot 40\cdot 10^{-6}/(45\cdot 10^{-3}) = 0,097\,\text{А},$$

де $I_{\mu 1} \approx (0,1\ldots 0,2) I'_{\text{н}} K_{\text{т}} = 0,1\cdot 0,45\cdot 1 = 0,045\,A = 45\cdot 10^{-3}\,\text{А}$ — струм намагнічування первинної обмотки; $\mu_{\text{еф}} = \mu_{\text{д}}/\left[1 + \mu_{\text{д}} l_{\text{з}}/(\mu_0 l_{\text{с}})\right]$ — ефективна магнітна проникність; $\mu_{\text{д}}$ — диференційна магнітна проникність матеріалу осердя на робочій ділянці кривої намагнічування; $\mu_0 = 4\pi\cdot 10^{-7}\,\text{Гн/м}$ — магнітна проникність вакууму; l_c — середня довжина магнітної силової лінії осердя; $l_{\text{з}}$ — довжина немагнітного зазору, що вводиться в осердя для виключення магнітного насичення, яке може статися внаслідок підмагнічування постійною складовою струму первинної обмотки; немагнітний зазор також стабілізує величину індуктивності L_1 при зміні струму i_1; $S_{\text{м}}$ — активна площа перерізу магнітопроводу.

12. Вибираємо діоди $VD1$ і $VD2$ за середнім струмом і максимально допустимій зворотній напрузі з відповідним коефіцієнтом запасу $К_{зu} = 0,2...0,8$; $К_{зi} = 0,2...0,8$:

$$I_{VD2} = I_{н}\left(1-\gamma_{min}\right) = 0,9(1-0,32)=0,6\ А,$$

$$I_{VD1} = I_{н} - I_{VD2} = \gamma_{min} I_{н} = 0,32 \cdot 0,9 = 0,3А,$$

$$U_{VD1max} = U_{н} / \left(К'_{т}\gamma_{min}\right) = 110/\left(1 \cdot 0,32\right) = 343,75\ В,$$

$$U_{VD2max} = К_{т} U_{d\ min} = 1 \cdot 340 = 340\ В.$$

Вибираємо діоди типу 2Д253Г, які мають $I_{а\ доп}$=1А; $U_{зв\ доп} = 600\ В$; $F_{роб} = 100$кГц. Тоді $К_{зu} = 0,6/1 = 0,6$, $К_{зi} = 340/600 = 0,56$.

13. Вибираємо транзистор $VT1$ перетворювача за максимальним струмом колектора, напругою $U_{КЕ\,max}$ та потужністю, що розсіюється на колекторі,

$$I_{К\,max} = I_{1\,max} = К_{т}\left(I_{н} + I'_{н}\right) + I_{\mu 1} = 1(0,9 + 0,45) + 0,045 \approx 1,4\ А;$$

$$U_{КЕ\,max} = U_{d\,max}\left(1 + 1/К'_{т}\right) = 340(1+1/1) = 680\ В.$$

Потужність, що розсіюється на транзисторі $VT1$ складається з 4-х складових:

потужність втрат у режимі відсічки $P_{від} = 0,5 I_{КБ0} U_{КЕ\,max}$;

потужність втрат у режимі насичення $P_{нас} = 0,5 I_{К\,max} U_{КЕ\,нас}$;

потужність втрат на «фронті» імпульсу $P_{вт1} = U_{КЕ\,max} I_{К\,max} t_{н} / 6T$;

потужність втрат на «спаді» імпульсу $P_{вт2} = U_{КЕ\,max} I_{К\,max} t_{сп} / 6T$.

Сумарна потужність розсіювання на транзисторі VT1 складає

$$P_{VT1} = 0,5\left(I_{КБ\,0} U_{КЕ\,max} + I_{К\,max} U_{КЕ\,нас}\right) + \frac{I_{К\,max} U_{КЕ\,max}}{6T}\left(t_{н} + t_{сп}\right) =$$

$$= 0,5(5 \cdot 10^{-3} \cdot 680 + 1,4 \cdot 0,6) + \frac{680 \cdot 1,4}{6 \cdot 40 \cdot 10^{-6}}(2 \cdot 10^{-6}) \approx 10\ Вт.$$

де $I_{КБ0}$ — тепловий струм колекторного переходу; $U_{КЕ\,нас}$ — напруга насичення колектор-емітер; $t_{н}$, $t_{сп}$ — час зростання та час спаду струму колектора.

Для потужних перемикаючих транзисторів $t_{н} < (0,1...0,2)$мкс $t_{сп}$ є функцією від $U_{КЕ}$ та $I_{Б}$ і лежить в межах від 3 до 1,6 мкс. Розрахунок наве-

дено для вибраного транзистора 2Т506А, який має $I_{\text{К}\,m\,\text{доп}} = 5\,\text{А}$; $U_{\text{КЕ}\,m\,\text{доп}} = 800\,\text{В}$; $U_{\text{КЕ нас}} = 0{,}6\,\text{В}$; $P_{\text{К max доп}} = 15\,\text{Вт}$.

14. Вибираємо діод рекуперації $VD3$ за максимальним струмом і максимальною зворотною напругою

$$I_{\text{р}} = \frac{U_{d\,\max}\gamma_{\min}T}{L_{\text{р}}}\left(\frac{w_{\text{р}}}{w_1}+1\right) = \frac{2U_{d\,\max}\gamma_{\min}T}{L_1} =$$

$$= \frac{2\cdot 340\cdot 0{,}32\cdot 40\cdot 10^{-6}}{97\cdot 10^{-3}} = 89{,}7\cdot 10^{-3}\,\text{А}$$

при $w_1 = w_{\text{р}}$ і $L_1 = L_{\text{р}}$;

$$U_{\text{зв}\,mVD3} = \left(\frac{w_{\text{р}}}{w_1}+1\right)U_{d\,\max} = 2\cdot 340 = 680\,\text{В}.$$

Вибираємо діод КД209В з $U_{\text{зв}\,m\,\text{доп}} = 800\,\text{В}$; $I_{\text{а доп}} = 0{,}5\,\text{А}$, тобто $\text{К}_{\text{з}u} = 680/800 = 0{,}85$; $\text{К}_{\text{з}i} = 89{,}7\cdot 10^{-3}/0{,}5 \approx 0{,}2$.

15. Діюче значення струму вторинної обмотки трансформатора

$$I_{w2} = I_{\text{н м}}/\sqrt{\gamma_{\min}} = 0{,}9/\sqrt{0{,}32} \approx 1{,}6\,\text{А}.$$

16. Середнє значення вхідного струму

$$I_d = \text{К}_{\text{т}}\gamma_{\max}I_{\text{н}} = 1\cdot 0{,}45\cdot 0{,}9 = 0{,}4\,\text{А}.$$

6.2.2. Однотактний перетворювач постійної напруги зі зворотним ввімкненням випрямного діода і незалежним збудженням

Приклад 6.7. Розрахувати зворотноходовий ІППН (рис. 6,5) за наступними даними: вхідна напруга $U_d = 240\ldots 340\,\text{В}$; вихідна напруга $U_{\text{н}} = 200\,\text{В}$; вихідна потужність $P_{\text{н max}} = 100\,\text{Вт}$, $P_{\text{н min}} = 50\,\text{Вт}$; робоча частота

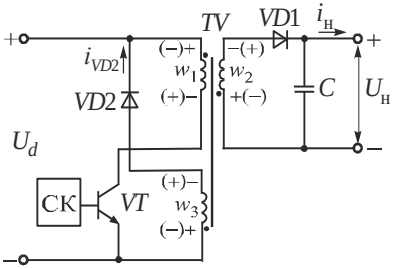


Рис. 6.5

$f = 25$ кГц; коефіцієнт пульсацій на навантаженні $К_п = 0{,}1\%$; температура навколишнього середовища $T_{нс} = (-40°C, \ + \ 70°C)$.

Р о з в' я з а н н я.

1.З метою обмеження напруги на транзисторі вибираємо $\gamma_{max} = 0{,}45$.

2. Вихідна напруга згідно виразу

$$U_н = \frac{К_т U_{d\,min}\gamma_{max}}{1-\gamma_{max}} = \frac{К_т \cdot 240 \cdot 0{,}45}{1-0{,}45} \approx К_т \cdot 200\,В,$$

звідки коефіцієнт трансформації $К_т = U_н/200 = 200/200 = 1$ і $w_1 = w_2$.

3. Мінімальний коефіцієнт заповнення

$$\gamma_{min} = U_н/(U_{d\,max} + U_н) = 200/(340+200) = 0{,}37.$$

4. Максимальне значення струму навантаження

$$I_н = P_{н\,max}/U_н = 100/200 = 0{,}5\,А.$$

6 Середнє значення струму навантаження, при якому настає граничний режим роботи перетворювача

$$I'_н = P_{н\,min}/U_н = 50/200 = 0{,}25\,А.$$

6. Визначаємо мінімальне значення індуктивності L_2 з умови

$$L_{2\,min} > \frac{К_т U_{d\,max}\gamma_{min}(1-\gamma_{min})T}{2I'_н} =$$

$$= \frac{1 \cdot 340 \cdot 0{,}37(1-0{,}37) \cdot 40 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 0{,}25} = 6340{,}3 \cdot 10^{-6}\ Гн \approx 6{,}3\ мГн$$

(безперервність магнітного потоку в осерді трансформатора).

7. Визначаємо величину індуктивності L_1 зі співвідношення

$$L_1 = L_2/К_т^2 = 6{,}3/1^2 = 6{,}3\ мГн.$$

8. Визначаємо ємність конденсатора фільтра С

$$C \geq \frac{\gamma_{max} T I_н}{2U_{m\sim}} = \frac{0{,}45 \cdot 40 \cdot 10^{-6} \cdot 0{,}5}{2 \cdot 0{,}001 \cdot 200} = 22{,}5 \cdot 10^{-6}\,Ф = 22{,}5\ мкФ,$$

де $U_{m\sim} = К_п U_н$.

З урахуванням зменшення ємності при температурі $(\Delta C_т = 20\%)$ і частоті $(\Delta C_f = 20\%)$

$$C \geq 22{,}5/(0{,}8 \cdot 0{,}8) = 35{,}15\,мкФ.$$

9. Діюче та максимальне значення струму конденсатора фільтра

$$I_{Cд} \approx I_н = 0{,}9\,А; \ I_{Cm} = \sqrt{2} I_{Cд} = \sqrt{2} \cdot 0{,}9 = 1{,}27\,А.$$

Ураховуючи рекомендації п.9 прикладу 1.7, визначаємо максимальний струм конденсатора

$$I'_{Cm} = k_1 k_2 I_{Cm} = 1{,}9 \cdot 1{,}4 \cdot 1{,}27 = 3{,}38\,\text{А}.$$

Із довідника вибираємо електролітичний алюмінієвий конденсатор типу B43566 - A4687 - Q компанії EPCOS AG ємністю 680 мкФ і робочою напругою 350 В, максимальний струм пульсації 5 А. При цьому коефіцієнт запасу за напругою $\text{К}_{зu} = 200/350 = 0{,}57$.

10. Максимальний струм вторинної обмотки трансформатора

$$I_{2\max} = \left(I_\text{н} + I'_\text{н}\right)/\left(1-\gamma_{\max}\right) = (0{,}5+0{,}25)/(1-0{,}45) = 1{,}36\text{А}.$$

11. Амплітуда пульсації струму вторинної обмотки

$$\Delta I_2 = I_{2\max} - I_{2\min} = 2I'_\text{н}/\left(1-\gamma_{\max}\right) = 2 \cdot 0{,}25/(1-0{,}45) = 0{,}9\,\text{А}.$$

12. Середнє значення вхідного струму перетворювача

$$I_d = \frac{\text{К}_\text{т} I_\text{н} \gamma_{\max}}{1-\gamma_{\max}} = \frac{1 \cdot 0{,}5 \cdot 0{,}45}{1-0{,}45} = 0{,}4\,\text{А}.$$

13. Максимальний колекторний струм транзистора

$$I_{\text{К}\max} = I_{1\max} = \text{К}_\text{т}(I_\text{н} + I'_\text{н})/(1-\gamma_{\max}) = 1(0{,}5+0{,}25)/(1-0{,}45) = 1{,}36\text{А}.$$

14. Максимальна напруга на закритому транзисторі

$$U_{\text{КЕ}\max} = U_{d\max} + U_\text{н}/\text{К}_\text{т} = 340 + 200/1 = 540\text{В}.$$

15. Потужність, що розсіюється на транзисторі, визначається як і в прикладі 6.6.

$$P_{VT} = 0{,}5\left(I_{\text{КБ}0} U_{\text{КЕ}\max} + I_{\text{К}\max} U_{\text{КЕ нас}}\right) + \frac{I_{\text{К}\max} U_{\text{КЕ}\max}}{6T}\left(t_\text{н} + t_\text{сп}\right) =$$

$$= 0{,}5\left(5 \cdot 10^{-3} \cdot 540 + 1{,}36 \cdot 0{,}6\right) + \frac{540 \cdot 1{,}36}{6 \cdot 40 \cdot 10^{-6}}\left(2 \cdot 10^{-6}\right) \approx 7{,}9\,\text{Вт}.$$

Розрахунок проведено для вибраного транзистора 2Т506А, який має $I_{\text{К}\max\text{ доп}} = 5\,\text{А}$; $U_{\text{КЕ}\max\text{ доп}} = 800\,\text{В}$; $U_{\text{КЕ нас}} = 0{,}6\text{В}$; $P_{\text{К}\max\text{ доп}} = 15\,\text{Вт}$.

16. Вибираємо діод *VD*1 за середнім, максимальним струмами та максимальною зворотною напругою:

$$I_{VD1} = I_\text{н} = 0{,}5\,\text{А};$$

$$I_{VD1\max} = I_{2\max} = I_{\text{К}\max}/\text{К}_\text{т} = 1{,}36/1 = 1{,}36\text{А};$$

$$U_{VD1\max} = \text{К}_\text{т} U_{d\max} + U_\text{н} = 1 \cdot 340 + 200 = 540\,\text{В}.$$

Вибираємо діод 2Д254Б, який має $I_{\text{а доп}} = 1\,\text{А}$; $U_{\text{зв доп}} = 800\,\text{В}$; $F_{\text{роб}} = 150$ кГц. Тоді $\text{К}_{зi} = 0{,}5/1 = 0{,}5$; $\text{К}_{зu} = 540/800 = 0{,}675$.

17. Вибираємо діод рекуперації $VD2$ за струмом і максимальною зворотною напругою

$$I_{VD2} = \frac{U_{d\max}\gamma_{\min}T}{L_p}\left(\frac{w_\text{р}}{w_1}+1\right) = \frac{2U_{d\max}\gamma_{\min}T}{L_1} = \frac{2\cdot 340\cdot 0{,}37\cdot 40\cdot 10^{-6}}{6{,}3\cdot 10^{-3}} = 1{,}6\,\text{А}$$

при $w_1 = w_\text{р}$ і $L_1 = L_\text{р}$;

$$U_{\text{зв }VD2} = \left(\frac{w_\text{р}}{w_1}+1\right)U_{d\max} = 2\cdot 340 = 680\,\text{В}.$$

Вибираємо діод 2Д230В з $U_{\text{зв }m\text{ доп}} = 800\,\text{В}$; $I_{\text{а доп}} = 3\,\text{А}$; робоча частота $F_\text{р} = 50$ кГц, тобто $\text{К}_{\text{з}u} = 680/800 = 0{,}85$; $\text{К}_{\text{з}i} = 1{,}6/3 + 0{,}53$.

6.2.3. Двотактний імпульсний перетворювач постійної напруги

Приклад 6.8. Розрахувати двотактний ІППН з середньою точкою (рис. 6.6) за наступними даними: вхідна напруга $U_d = 240\ldots 340\,\text{В}$; вихідна напруга $U_\text{н} = 220\,\text{В}$; вихідна потужність $P_{\text{н}\max} = 1000\,\text{Вт}$; $P_{\text{н}\min} = 50\,\text{Вт}$; робоча частота $f = 20$ кГц; коефіцієнт пульсацій на навантаженні $\text{К}_\text{п} = 0{,}1\%$; температура навколишнього середовища $T_\text{нс} = (-40°\text{C},\ +70°\text{C})$

Р о з в’я з а н н я.

1. З метою запобігання короткого замикання первинних обмоток трансформатора через транзистори, коефіцієнт заповнення $\gamma_{\max}$ повинен бути меншим за 0,5. Приймаємо $\gamma_{\max} = 0{,}45$.

2. Вихідна напруга при $U_{d\min} = 240\,\text{В}$ і $\gamma_{\max} = 0{,}45$

$$U_\text{н} = 2\text{К}_\text{т}\gamma_{\max}U_{d\min} = 2\text{К}_\text{т}\cdot 240\cdot 0{,}45 \approx \text{К}_\text{т}\cdot 220.$$

Звідки коефіцієнт трансформації

$$\text{К}_\text{т} = U_\text{н}/220 = 1 \text{ і } w_{11} = w_{12} = w_{21} = w_{22}.$$

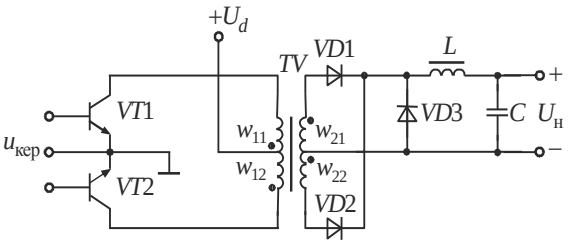


Рис. 6.6

3. Визначаємо значення мінімального коефіцієнта заповнення

$$\gamma_{\min} = U_{\text{н}} / \left(2\text{К}_{\text{т}} U_{d\max}\right) = 220/(2\cdot 1\cdot 340) = 0{,}32 .$$

4. Максимальне значення струму навантаження

$$I_{\text{н}} = P_{\text{н}\max} / U_{\text{н}} = 1000/220 = 4{,}5 \text{ А} .$$

5. Середнє значення струму навантаження, при якому настає граничний режим роботи перетворювача

$$I'_{\text{н}} = P_{\text{н}\min} / U_{\text{н}} = 50/220 = 0{,}28 \text{ А} .$$

6. Мінімальне значення індуктивності фільтра, при якому перетворювач працює з безперервним струмом дроселя L,

$$L_{\min} > \text{К}_{\text{т}} \gamma_{\min} \left(1 - 2\gamma_{\min}\right) U_{d\max} / \left(2 f I'_{\text{н}}\right) =$$

$$= 1\cdot 0{,}32(1 - 2\cdot 0{,}32)340 / (2\cdot 20\cdot 10^3 \cdot 0{,}28) = 3{,}5 \text{ мГ} .$$

Приймаємо $L = 4 \text{ мГн}$.

7. Визначаємо індуктивність вторинної і первинної обмотки трансформатора

$$L_2 = (4\ldots 8)L = 5L = 5\cdot 4 = 20 \text{ мГн};$$

$$L_1 = L_2 / \text{К}_{\text{т}}^2 = 20/1^2 = 20 \text{ мГн} .$$

8. Визначаємо ємність конденсатора фільтра

$$C \geq U_{\text{н}} \left(1 - 2\gamma_{\min}\right) / \left(32 \Delta U_{\text{н}} f^2 L\right) =$$

$$= 220(1 - 2\cdot 0{,}32) / (32\cdot 0{,}22\cdot 20^2 \cdot 10^6 \cdot 4\cdot 10^{-3}) = 7\cdot 10^{-6} \text{ Ф} = 7 \text{ мкФ},$$

де $\Delta U_{\text{н}} = 2U_{m\sim} = \text{К}_{\text{п}} U_{\text{н}} = 0{,}001\cdot 220 = 0{,}22 \text{ В}$.

З урахуванням зменшення ємності при температурі ($\Delta C_{\text{т}} = 20\%$) і частоті ($\Delta C_f = 20\%$)

$$C \geq 7/(0{,}8\cdot 0{,}8) = 11 \text{ мкФ} .$$

9. Діюче та максимальне значення струму конденсатора фільтра

$$I_{C\text{д}} \approx 0{,}6 I'_{\text{н}} = 0{,}6\cdot 0{,}28 = 0{,}17 \text{ А}; \; I_{Cm} = \sqrt{2} I_{C\text{д}} = \sqrt{2}\cdot 0{,}17 = 0{,}24 \text{ А} .$$

Ураховуючи рекомендації п. 9 прикладу 6.7, визначаємо максимальний струм конденсатора

$$I'_{Cm} = k_1 \cdot k_2 \cdot I_{Cm} = 1{,}9\cdot 1{,}4\cdot 0{,}24 = 0{,}64 \text{ А} .$$

Із довідника вибираємо електролітичний алюмінієвий конденсатор серії EHP корпорації HITANO ємністю 220 мкФ, робочою напругою 250 В і максимальним струмом 1 А. При цьому коефіцієнт запасу за напругою $\text{К}_{зu} = 200/250 = 0{,}88$.

10. Середнє значення вхідного струму перетворювача

$$I_d = 2K_т\gamma_{max}I_н = 2\cdot 1\cdot 0{,}45\cdot 4{,}5 = 4\,\text{А}.$$

11. Максимальний колекторний струм транзисторів

$$I_{К\,max} = \frac{K_т I_н}{2}\left[1+\frac{r_н}{2fL}(1-2\gamma_{min})\right] =$$

$$= \frac{1\cdot 4{,}5}{2}\left[1+\frac{48{,}9}{2\cdot 20\cdot 10^3\cdot 4\cdot 10^{-3}}(1-2\cdot 0{,}32)\right] = 2{,}5\,\text{А},$$

де $r_н = U_н / I_н = 220/4{,}5 = 48{,}9\,\text{Ом}$.

12. Максимальна напруга на закритому транзисторі

$$U_{КЕ\,max} = 2U_{d\,max} = 2\cdot 340 = 680\,\text{В}.$$

13. Потужність, що розсіюється на транзисторі, визначається як і в прикладі 1.6.,

$$P_{VT} = 0{,}5(I_{КБ0}U_{КЕ\,max} + I_{К\,max}U_{КЕ\,нас}) + \frac{I_{К\,max}U_{КЕ\,max}}{6T}(t_н + t_{сп}) =$$

$$= 0{,}5\left(5\cdot 10^{-3}\cdot 680 + 2{,}5\cdot 0{,}6\right) + \frac{680\cdot 2{,}5}{6\cdot 50\cdot 10^{-6}}(2\cdot 10^{-6}) \approx 13{,}78\,\text{Вт}.$$

Розрахунок проведено для вибраного транзистора 2Т506А, який має $I_{к\,max\,доп} = 5\,\text{А}$; $U_{ке\,max\,доп} = 800\,\text{В}$; $U_{КЕ\,нас} = 0{,}6\,\text{В}$; $P_{К\,max\,доп} = 15\,\text{Вт}$.

14. Вибираємо діоди *VD*1, *VD*2, *VD*3 за середнім струмом та максимальною зворотною напругою:

$$I_а = I_н/2 = 4{,}5/2 = 2{,}25\,\text{А}.$$

$$U_{зв\,max} = 2E_{2m} = 2\cdot 340 = 680\,\text{В}.$$

Вибираємо діод 2Д230 Ж, який має $I_{а\,доп} = 3\,\text{А}$; $U_{зв\,доп} = 800\,\text{В}$; $F_р = 20\,\text{кГц}$. Тоді $K_{зі} = 2{,}25/3 = 0{,}75$; $K_{зu} = 680/800 = 0{,}85$.

6.3. ІМПУЛЬСНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ НА НЕПОВНІСТЮ КЕРОВАНИХ ВЕНТИЛЯХ (ТИРИСТОРАХ)

Приклад 6.9. Розрахувати тиристорний переривник постійного струму (рис. 6.7) за наступними даними: діапазон зміни вхідної напруги $U_d = 170\ldots250\,\text{В}$; діапазон зміни середнього значення струму навантаження $I_н = 20\ldots60\,\text{А}$; робоча частота перемикання $f_п = 100\,\text{Гц}$; коефіцієнт заповнення при максимальному значенні напруги $\gamma = 0{,}5$; допустиме максимальне значення прямого струму через робочий тиристор $I_{VS1} = 100\,\text{А}$. Навантажен-

ня являє собою послідовно з'єднані дросель з індуктивністю $L_{\text{н}} \to \infty$ та активний опір.

Переривник може бути також використаний як контактор, який комутує активне навантаження $r_{\text{н}}$. Визначити допустиме значення $r_{\text{н}}$ та максимальне значення струму тиристора $I_{VS1\,\max}$ при комутації активного навантаження.

Р о з в' я з а н н я.

1. Ураховуючи максимальне значення прямого струму $I_{VS1\,\max} = 100\,\text{А}$, частоту комутації $f_{\text{п}} = 100\,\text{Гц}$, а також з урахуванням напруги $U_{d\ \text{макс}} = 250\,\text{В}$, вибираємо попередньо як робочий тиристор $VS1$ тиристор типу Т161-125 3 класу з часом відновлення вентильних властивостей $t_{\text{від}} = 250\,\text{мкс}$, який з охолоджувачем типу 0171-80 допускає струм 105 А.

2. Для забезпечення часу відновлення вентильних властивостей тиристора $VS1$ ємність конденсатора повинна задовольняти співвідношенню

$$C \geq \frac{\text{К}_{\text{з}} I_{\text{н}\,\max} t_{\text{від}}}{U_{d\ \min}} = \frac{2 \cdot 60 \cdot 250 \cdot 10^{-6}}{170} = 176{,}4 \cdot 10^{-6}\,\Phi,$$

де $I_{\text{н макс}} = 60\,\text{А}$ — максимальне значення струму навантаження; $t_{\text{відн}} = 250\,\text{мкс}$ — час відновлення вентильних властивостей тиристора; $U_{d\ \min} = 170\,\text{В}$ — мінімальна вхідна напруга; $\text{К}_{\text{з}} = 2$ — коефіцієнт запасу. Із довідника вибираємо конденсатори типу К75-3 з $U_{\text{роб}} = 300\,\text{В}$ та ємністю 10 мкФ у кількості 18 штук.

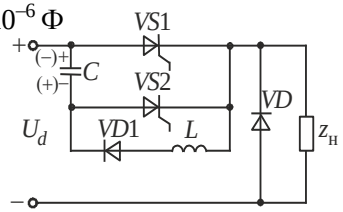


Рис. 6.7

3. Індуктивність L повинна визначатися з одного боку максимальним значенням струму I_{VS1}, а з іншого боку — максимальною частотою перемикання переривника. При цьому треба враховувати, що для цілей мінімізації масо-габаритних показників контуру комутації LC треба прагнути виконати його більш високочастотним. Таким чином, визначення величини L є оптимізаційною задачею. У той же час необхідною і достатньою умовою принципової працездатності переривника є забезпечення перезарядження конденсатора C до моменту вимикання переривника t_2.

Ця умова може бути записана співвідношенням

$$T_0/2 < T_{\text{п}}\gamma,$$

де γ — коефіцієнт заповнення.

Наведена вище нерівність виконується, якщо

$$L \geq \frac{\gamma_{\max}^2}{\pi^2 C f_{\text{п}\max}^2},$$

де $f_{\text{п}\max}$ та $\gamma_{\max}$ — максимальні значення частоти та коефіцієнта заповнення переривника.

4. При низькій частоті перемикання $f_{\text{п}}$<400 Гц величина L може бути розрахована за співвідношенням

$$L = C\frac{U_{d\max}^2}{\left(I_{VS1\max} - I_{\text{н}\max}\right)^2} = 180\cdot 10^{-6}\frac{250^2}{(100-60)^2} = 7\cdot 10^{-3}\ \text{Гн}.$$

5. Власна частота коливного кола LC ω_0 буде мати значення

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{7\cdot 10^{-3}\cdot 1{,}8\cdot 10^{-4}}} = 0{,}9\cdot 10^4\ \text{рад/с}.$$

6. Діюче значення струму комутуючого дроселя

$$I_L = \sqrt{\frac{1}{T_{\text{п}}}\int_0^{T_0/2}\left(\frac{U_{d\max}}{\omega_0 L}\sin\omega_0 t\right)^2 dt} = \frac{U_{d\max}}{2\omega_0 L}\sqrt{\frac{T_0}{2T_{\text{п}}}} =$$

$$= \frac{250}{2\cdot 0{,}9\cdot 10^4\cdot 7\cdot 10^{-3}}\sqrt{\frac{2\pi}{0{,}01\cdot 2\cdot 0{,}9\cdot 10^4}} = 0{,}37\ \text{А}.$$

7. Максимальна напруга на дроселі L $U_{L\max} = 250\ \text{В}$.

8. Середнє значення стуму діода $VD1$

$$I_{VD1\text{ср}} = 2\frac{I_{VS1\max} - I_{\text{н}\max}}{\omega_0 T_{\text{п}}} = 2\frac{100-60}{0{,}9\cdot 10^4\cdot 0{,}01} = 0{,}89\ \text{А}.$$

Ураховуючи максимальне значення струму $I_{VD1\max} = I_{VS1\max} = 100\ \text{А}$ та напруги $U_{VD\max} = 250\ \text{В}$, вибираємо діод типу Д161-200-3, який з охолоджувачем типу 0171-8 допускає при природному охолодженні струм 100А.

9. Приймаючи середнє значення спаду напруги на діоді $\Delta U_{VD1} = 1{,}35\ \text{В}$, визначимо середню потужність активних втрат у ньому за період

$$R_{VD1} = I_{VD1\text{ ср}}\Delta U_{VD1} = 0{,}89\cdot 1{,}35 = 1{,}2\ \text{Вт}.$$

10. Величиною динамічних втрат у нашому прикладі можна знехтувати, тому що вони відносно малі.

11. Середнє значення струму тиристора $VS1$

$$I_{VS1\text{ср}} = \gamma I_{\text{н}\max} + I_{VD1\text{ ср}} = 0{,}5\cdot 60 + 0{,}89 = 30{,}89\ \text{А},$$

де $\gamma = 0{,}5$ — коефіцієнт заповнення .

12. Для вибраного типу тиристора $VS1$ середній спад напруги на відкритому тиристорі ΔU_{VS1} можна прийняти рівним 1,75 В. Тоді середня потужність активних втрат, (нехтуючи втратами при перемиканні),

$$R_{VS1} = I_{VS1\text{ср}}\Delta U_{VS1} = 30,89 \cdot 1,75 = 54,06\,\text{Вт}.$$

Знайдене значення потужності відповідає допустимому навантаженню тиристора Т161-125 з охолоджувачем типу 0171-80; отже, тип тиристора вибраний вірно.

13. Струм через комутуючий тиристор $VS2$ тече в інтервалі $t_2 \ldots t_4$, який у два рази більший, ніж час відновлення вентильних властивостей $t_{\text{від}}$.

Ураховуючи коефіцієнт запасу $К_з$, середнє значення струму тиристора $VS2$

$$I_{VS2\text{ср}} = I_{\text{н max}} \frac{2К_з t_{\text{відн}}}{T_{\text{п}}} = \frac{60 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 2,5 \cdot 10^{-4}}{0,01} = 6\,\text{А}.$$

14. Середнє значення струму через зворотний діод VD

$$I_{VD\text{ср}} \approx I_{\text{н max}}(1-\gamma) = 60(1-0,5) = 30\,\text{А}.$$

15. Ураховуючи коефіцієнт запасу $К_з = (1,2 \ldots 1,4)$ та максимальну напругу $U_{VS2\,\text{max}} = 250\,\text{В}$ та $U_{VD\,\text{max}} = 2 \cdot 250 = 500\,\text{В}$, вибираємо тиристор типу Т112-16 4 класу з охолоджувачем типу 0111-60 і діод типу Д132-63 7 класу з охолоджувачем типу 0231-80.

16. Активні потужності втрат визначаємо, нехтуючи втратами при комутації та враховуючи спад напруги на вентилях:

$$\Delta R_{VS2} = I_{VS2\text{ср}} \cdot \Delta U_{VS2} = 6 \cdot 1,75 = 10,5\,\text{Вт};$$

$$\Delta R_{VD} = I_{VD\text{ср}} \cdot \Delta U_{VD0} = 30 \cdot 1,35 = 40,5\,\text{Вт}.$$

17. Недоліком схеми є залежність часу перезаряду конденсатора C від струму навантаження $I_{\text{н}}$, що обмежує частоту $f_{\text{п}}$ перемикання переривника в режимі мінімального навантаження $I_{\text{н min}}$. При цьому час відмикання зростає до величини

$$t_{\text{відм}}^{\max} = 2\frac{CU_{d\,\max}}{I_{\text{н min}}} = 2\frac{180 \cdot 10^{-6} \cdot 250}{20} = 4,50 \cdot 10^{-3}\,\text{с}.$$

18. Максимальне значення частоти перемикання

$$f_{\text{п max}} = \frac{1}{t_{\text{вм}}^{\min} + t_{\text{відм}}} = \frac{1}{4,5 \cdot 10^{-3} + 3,52 \cdot 10^{-3}} = 0,125 \cdot 10^{-3}\,\text{Гц},$$

де $t_{\text{вм}}^{\min} = \pi\sqrt{LC} = \pi\sqrt{7\cdot10^{-3}\cdot1{,}8\cdot10^{-4}} = 3{,}52\cdot10^{-3}\,\text{с}$.

19. При комутації активного навантаження для забезпечення часу відновлення вентильних властивостей тиристора *VS*1 ємність конденсатора C повинна вибиратись зі співвідношення

$$C \geq \frac{\text{К}_\text{з} t_{\text{відн}}}{r_\text{н} \ln 2}$$

або

$$r_\text{н} \geq \frac{\text{К}_\text{з} t_{\text{відн}}}{C \ln 2} = \frac{2\cdot2{,}5\cdot10^{-4}}{1{,}8\cdot10^{-4}\cdot\ln 2} = 4\,\text{Ом}.$$

20. При цьому максимальне значення струму в тиристорі буде дорівнювати

$$I'_{VS1\max} = \frac{U_{d\max}}{r_\text{н}} + U_{d\max}\sqrt{\frac{C}{L}} = \frac{250}{4} + 250\sqrt{\frac{1{,}8\cdot10^{-4}}{7\cdot10^{-3}}} = 102{,}5\,\text{А}.$$

Визначене значення струму $I'_{VS1\max}$ при рідких комутаціях допускається для тиристора типу Т161-125.

Отже, переривник може бути використаний як контактор навантаження з $r_\text{н} \geq 4\,\text{Ом}$ без зміни параметрів схеми.

Приклад 6.10. Розрахувати тиристорний перетворювач постійної напруги з дозованою передачею енергії в навантаження (рис. 6.8) за наступними даними: номінальне середнє значення напруги на виході $U_\text{н} = 200\,\text{В}$; номінальна потужність $P_\text{н} = 4\,\text{кВт}$; допустиме короткочасне ($<1\,\text{с}$) перевантаження без зниження вихідної напруги $P_{\text{н}\max} = 8\,\text{кВт}$; діапазон зміни вхідної напруги $U_d = 150\ldots250\,\text{В}$; коефіцієнт пульсацій $\text{К}_\text{п} = 3\%$. Первинне джерело живлення — акумуляторна батарея, яка не критична до пульсації струму на-

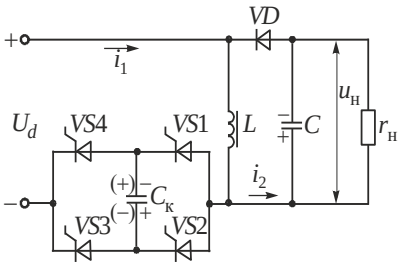


Рис. 6.8

вантаження. Перетворювач не повинен втрачати працездатність при короткочасних коротких замиканнях у колі навантаження.

Р о з в’я з а н н я.

1. Згідно з початковими даними вибираємо схему тиристорного перетворювача з дозованою передачею енергії в навантаження та регулюванням способом частотно-імпульсного модуляції ЧІМ.

2. Орієнтуючись на використання сучасної елементної бази, зокрема тиристорів серії ТЧ, які мають $t_{\text{відн}} \le 20\,\text{мкс}$, вибираємо $f_{\text{к max}} = 2{,}5\,\text{кГц}$.

Нехтуючи пульсацією вихідної напруги завдяки її відносної малості та вважаючи, що втрати в схемі дорівнюють нулю, напругу на навантаженні $U_{\text{н}}$ можна визначити з енергетичного балансу активних складових вхідної та вихідної потужностей

$$P_d = U_d I_{1\text{ср}} = P_{\text{н}} = U_{\text{н}}^2 / r_{\text{н}} ,$$

де

$$I_{1\text{ср}} = \frac{2}{T_{\text{к}}} \int_0^{t_2} i_1(t)dt = 4 f_{\text{к}} C_{\text{к}} \left(U_d + U_{\text{н}}\right)$$ — середнє значення вхідного струму;

$$U_{\text{н}} = 2 r_{\text{н}} C_{\text{к}} f_{\text{к}} U_d \left(1 + \sqrt{1 + \frac{1}{r_{\text{н}} C_{\text{к}} f_{\text{к}}}}\right).$$

З останнього виразу можна зробити висновок, що середнє значення вихідної напруги при заданих параметрах схеми та навантаженні прямо пропорційне частоті перемикання тиристорів $f_{\text{к}}$. Тому для його регулювання зазвичай використовують спосіб частотно-імпульсної модуляції (ЧІМ) або близький до нього в даному випадку релейний режим регулювання, який забезпечує відкриття тиристорів за відхиленням вихідної напруги.

При збільшенні навантаження частота $f_{\text{к}}$ зростає. Значення ємності конденсатора $C_{\text{к}}$, який забезпечує комутацію тиристорів при максимальній потужності навантаження $P_{\text{н max}}$, також визначається з балансу активних потужностей у схемі і дорівнює

$$C_{\text{к}} = \frac{P_{\text{н max}}}{4\left(U_{d\,\min} + U_{\text{н}}\right) U_{d\,\min} f_{\text{к max}}} ,$$

де $f_{\text{к max}}$ — найбільше допустиме верхнє значення робочої частоти $f_{\text{к}}$.

Найбільше допустиме значення частоти $f_{\text{к max}}$ визначається з урахуванням частотних властивостей тиристорів і діода VD з умов забезпечення часу відновлення вентильних властивостей $t_{\text{відн}}$ тиристорів і режиму роботи з пе-

реривчастим струмом i_L. Через те, що на вибір $f_{\text{к max}}$ впливає також і на ряд інших факторів, пов'язаних з роботою інших силових елементів схеми, задача визначення $C_{\text{к}}$ є типовою оптимізаційною і тут не розглядається.

$$C_{\text{к}} = \frac{8000}{4(150+200)150\cdot 2500} = 15{,}2\cdot 10^{-6}\ \Phi.$$

3. З урахуванням напруги $U_{C\max} = U_{d\max} + U_{\text{н}} = 250 + 200 = 450\ \text{В}$ вибираємо конденсатор типу К72-11-500В 1мкФ в кількості 16 шт.

4. Власна частота коливань контуру $LC_{\text{к}}$ безпосередньо визначає тривалість інтервалу $t_0 \ldots t_1$, тобто мінімальний час відновлення вентильних властивостей з урахуванням коефіцієнту запасу $\text{К}_{\text{з}} = 2\ldots 3$ може бути визначений з виразу

$$\frac{\pi}{2}\sqrt{LC_{\text{к}}} \geq (2\ldots 3)t_{\text{відн}},$$

де $t_{\text{відн}}$ — час відновлення вентильних властивостей тиристорів $VS1\ldots VS4$.

Приймаючи коефіцієнт запасу $\text{К}_{\text{з}} = 3$, а також ураховуючи, що $t_{\text{відн}} = 20\,\text{мкс}$, визначаємо значення індуктивності дроселя

$$L \geq \frac{36t_{\text{відн}}^2}{\pi^2 C_{\text{к}}} = \frac{36(20\cdot 10^{-6})^2}{\pi^2\cdot 16\cdot 10^{-6}} = 91{,}3\cdot 10^{-6}\ \text{Гн}.$$

5. Робота перетворювача в режимі переривчастого струму i_L забезпечується, якщо виконується умова

$$\frac{1}{f_{\text{к max}}} \geq 2\left[\frac{\pi}{2}\sqrt{LC_{\text{к}}} + \frac{L\left(2U_{d\max} + U_{\text{н}}\right)}{U_{\text{н}}\sqrt{L/C_{\text{к}}}}\right] =$$

$$= 2\left[\frac{\pi}{2}\sqrt{91{,}3\cdot 10^{-6}\cdot 16\cdot 10^{-6}} + \frac{91{,}3\cdot 10^{-6}(2\cdot 250+200)}{200\sqrt{91{,}3\cdot 10^{-6}\big/\left(16\cdot 10^{-6}\right)}}\right] = 0{,}267\cdot 10^{-3}\,\text{с}.$$

Ураховуючи, що $1/f_{\text{к max}} = 0{,}4\cdot 10^{-3}\,\text{с}$, умова забезпечення переривчастості струму виконана. Якщо ця умова не виконується, то необхідно зменшити значення $f_{\text{к max}}$ та провести перерахунок значень $C_{\text{к}}$ і L.

6. При номінальному навантаженні $r_{\text{н}}$ робоча частота згідно виразу для $C_{\text{к}}$ буде в два рази менша, тобто $f_{\text{кн}} = 1{,}25\,\text{кГц}$.

7. Максимальні значення вхідного струму $I_{1\max}$, струму дроселя $I_{L\max}$ та тиристорів $I_{VS\max}$ однакові між собою і визначаються зі співвідношення

$$I_{1\max} = \frac{2U_{d\max} + U_{\text{н}}}{\sqrt{L/C_{\text{к}}}} = \frac{2 \cdot 250 + 200}{\sqrt{91{,}3 \cdot 10^{-6} / \left(16 \cdot 10^{-6}\right)}} = 293\,\text{А}.$$

8. Діюче та середнє значення струму дроселя можуть бути з достатньою для практичних цілей точністю визначені з наступних приблизних співвідношень:

$$I_L = I_{L\max}\sqrt{\frac{2}{3} \cdot \frac{I_{L\max} L f_{\text{кн}}}{U_{\text{н}}}} = 293\sqrt{\frac{2}{3} \cdot \frac{293 \cdot 91{,}3 \cdot 10^{-6} \cdot 1250}{200}} = 97{,}8\,\text{А};$$

$$I_{L\text{ср}} \approx \frac{I_{L\max}^2 L f_{\text{кн}}}{U_{\text{н}}} = \frac{293^2 \cdot 91{,}3 \cdot 10^{-6} \cdot 1250}{200} = 49\,\text{А}.$$

9. Максимальне значення напруги на дроселі L дорівнює

$$U_{L\max} = 2U_{d\max} + U_{\text{н}} = 2 \cdot 250 + 200 = 700\,\text{В}.$$

10. Максимальне та середнє значення струму тиристорів *VS*1…*VS*4 та діода *VD* (при номінальному навантаженні) відповідно дорівнюють

$$I_{VS\max} = I_{1\max} = 293\,\text{А};$$

$$I_{VS\text{ср}} = 2\left(U_{d\max} + U_{\text{н}}\right)C_{\text{к}} f_{\text{кн}} = 2(250 + 200)16 \cdot 10^{-6} \cdot 1250 = 18\,\text{А};$$

$$I_{VD\max} = \frac{\sqrt{\left(2U_{d\max} + U_{\text{н}}\right)^2 - U_{\text{н}}{}^2}}{\sqrt{L/C_{\text{к}}}} = \frac{\sqrt{(2 \cdot 250 + 200)^2 - 200^2}}{\sqrt{91{,}3 \cdot 10^{-6} / \left(16 \cdot 10^{-6}\right)}} = 280{,}8\,\text{А};$$

$$I_{VD\text{ср}} = \frac{P_{\text{н}}}{U_{\text{н}}} = \frac{4 \cdot 10^3}{200} = 20\,\text{А}.$$

11. Максимальне значення напруги на тиристорах

$$U_{VS1\max} = U_{d\max} + U_{\text{н}} = 250 + 200 = 450\,\text{В},$$

а на діоді *VD*

$$U_{VD\max} = 2\left(U_{d\max} + U_{\text{н}}\right) = 2\left(250 + 200\right) = 900\,\text{В}.$$

12. Імпульсна робоча напруга тиристора в закритому стані $U_{\text{р.пр}}$ та імпульсна робоча зворотна напруга $U_{\text{рзв}}$ повинні бути більше за $U_{VS\max}$ та $U_{VD\max}$ (умова 1). Значення $U_{\text{р.пр}}$ та $U_{\text{рзв}}$ зв'язані з повторною імпульсною напругою в закритому стані $U_{\text{п.пр}}$ та з повторною імпульсною зворотною напругою $U_{\text{пзв}}$ співвідношеннями

$$U_{\text{р пр}} = 0{,}8U_{\text{п пр}};\ U_{\text{р.зв}} = 0{,}8U_{\text{п зв}}.$$

При згоранні запобіжників, що захищають тиристори, на останніх виникають перенапруги. При цьому максимальна напруга на тиристорі $U_{VS\,\text{пер}}$ дорівнює $(1{,}5\ldots2)U_{VS\,\max}$.

Неповторна імпульсна напруга в закритому стані $U_{\text{н.пр}}$ та неповторна імпульсна зворотна напруга $U_{\text{н зв}}$ повинні з коефіцієнтом запасу $\text{К}_{\text{з}} = 1{,}2\ldots1{,}4$ перевищувати напругу $U_{VS\,\text{пер}}$ (умова 2)

$$U_{\text{н пр}} = U_{\text{н зв}} = (1{,}5\ldots2)\,\text{К}_{\text{з}}U_{VS\,\max}.$$

Значення неповторних імпульсних напруг $U_{\text{н.пр}}$ та $U_{\text{н зв}}$ пов'язані зі значеннями повторних імпульсних напруг $U_{\text{п.пр}}$ та $U_{\text{п зв}}$ коефіцієнтами, що обумовлені підприємствами, які виготовляють напівпровідникові прилади,

$$U_{\text{н пр}} = \text{К}_{\text{нел}}U_{\text{п пр}};\ U_{\text{н зв}} = \text{К}_{\text{нел}}U_{\text{п зв}}.$$

При розрахунках можна прийняти $\text{К}_{\text{нел}} = 1{,}12$ для не лавинних приладів та $\text{К}_{\text{нел}} = 1{,}2$ для лавинних приладів.

У нашому прикладі імпульсна робоча напруга тиристорів в закритому стані та імпульсна зворотна напруга повинні бути більше, ніж $U_{VS\,\max}$,

$$U_{\text{р пр}} = U_{\text{р зв}} \geq 450\,\text{В}.$$

Тоді повторна імпульсна напруга в закритому стані та повторна імпульсна зворотна напруга будуть

$$U_{\text{п пр}} = U_{\text{п зв}} = U_{\text{р пр}}/0{,}8 = 450/0{,}8 = 562{,}5\,\text{В};$$

$$U_{\text{п зв}} = U_{\text{р зв}}/0{,}8 = 900/0{,}8 = 1125\,\text{В}.$$

Таким чином, згідно умови 1 можна вибрати тиристор шостого класу, а діод 12 класу.

Неповторна імпульсна напруга в закритому стані та неповторна імпульсна зворотна напруга згідно умови 2

$$U_{\text{н пр}} = U_{\text{н.зв}} = (1{,}5\ldots2)\text{К}_{\text{з}}U_{VS\,\max} = 2\cdot1{,}3\cdot450 = 1170\,\text{В}.$$

Тобто, повторна імпульсна напруга для не лавинних приладів

$$U_{\text{п пр}} = U_{\text{п зв}} = 1170/1{,}12 = 1044{,}6\,\text{В}.$$

Ураховуючи умови 1 та 2, вибираємо тиристори одинадцятого класу та діоди дванадцятого класу.

13. Максимально допустимий середній струм при обумовлених вимогах роботи $I_{VD\,\text{ср}}$ пов'язаний з найбільшим струмом $I_{\text{а гр}}$ співвідношенням

$$I_{VS\,\text{ср}} = \text{К}_\lambda \text{К}_f \text{К}_\text{Т} \text{К}_\nu I_{\text{а гр}},$$

де К_λ — коефіцієнт, який ураховує відміну кута провідності від 180 ел. град. та відміну форми струму від синусоїдної; у разі прямокутної та трапецеїдальної формі струму з кутом провідності, меншим, ніж 120 ел. град. можна прийняти $\text{К}_\lambda = 0,7\ldots0,9$; К_f — коефіцієнт, який ураховує вплив частоти; у разі частоти 50 Гц $\text{К}_f = 1$; у разі $f > 2000\,\text{Гц}$ $\text{К}_f = 0,95\ldots0,8$; $\text{К}_\text{Т}$ — коефіцієнт, який ураховує температуру навколишнього середовища $T_\text{а}$; у разі $T_\text{а} \le 40°\text{C}$ можна прийняти $\text{К}_\text{Т} = 1$; К_ν — коефіцієнт, який ураховує швидкість охолоджуючого повітря; у разі номінальної швидкості $\text{К}_\nu = 1$; у разі природного охолодження без обдуву К_ν знижується до 0,25…0,4.

У нашому прикладі потрібний найбільший струм тиристорів та діода:

$$I_{\text{а гр}} = \frac{I_{VS\,\text{ср}}}{\text{К}_\lambda \text{К}_f \text{К}_\text{Т} \text{К}_\nu} = \frac{18}{0,8 \cdot 0,9 \cdot 1 \cdot 0,25} = 100\,\text{А},$$

$$I_{\text{а гр}} = \frac{I_{VD\,\text{ср}}}{\text{К}_\lambda \text{К}_f \text{К}_\text{Т} \text{К}_\nu} = \frac{20}{0,8 \cdot 0,9 \cdot 1 \cdot 0,3} = 92,6\,\text{А}.$$

Із довідника вибираємо тиристори ТЧ125-11 та діод ДЧ 151-100-12.

14. Приймаючи середні значення спаду напруги на відкритому тиристорі $\Delta U_{VS} = 1,92\,\text{В}$ та на діоді $\Delta U_{VD} = 1,55\,\text{В}$, отримуємо такі величини квазістатичних втрат потужності:

– у тиристорах $P_{VS\,\text{ст}} = I_{VS\,\text{ср}} \Delta U_{VS} = 18 \cdot 1,92 = 34,6\,\text{Вт}$;

– у діодах $P_{VD\,\text{ст}} = I_{VD\,\text{ср}} \Delta U_{VD} = 20 \cdot 1,55 = 31\,\text{Вт}$.

15. Приймаючи частку динамічних втрат потужності $P_\text{д} = (10\ldots15)\%P_\text{ст}$, отримуємо наступні значення сумарних активних втрат потужності:

– у тиристорах $P_{VS\,\text{вт}} = 39,8\,\text{Вт}$;

– у діодах $P_{VD\,\text{вт}} \approx 35,7\,\text{Вт}$.

16. Величина ємності конденсатора C вихідного фільтра визначається заданим значенням коефіцієнта пульсацій $\text{К}_\text{п}$, максимальне значення якого має місце при холостому ході, а отже, може бути розрахована зі співвідношення

$$C = \frac{U_{d\,\max}\left(U_{d\,\max} + U_\text{н}\right) C_\text{к}}{\text{К}_\text{п} U_\text{н}^2} = \frac{250(250 + 200) \cdot 16 \cdot 10^{-6}}{0,03 \cdot 200^2} = 1500\,\text{мкФ}.$$

З урахуванням того, що напруга на конденсаторі C $U_C = U_{\text{н}} = 200\,\text{В}$, вибираємо електролітичний конденсатор типу К50-32 470 мкФ 250 В у кількості 4 штук.

17. Первинним джерелом живлення розглянутого перетворювача найчастіше використовується акумуляторна батарея (АБ). Тому необхідність у вхідному фільтрі, як правило, відпадає через невеликий внутрішній опір АБ. При необхідності вхідним фільтром може бути LC - фільтр, при розрахунку якого необхідно врахувати принцип дозованого споживання енергії від джерела живлення. Треба відмітити, що позитивною властивістю схеми з дозованою передачею енергії в навантаження є стійкість до перевантажень та коротких замикань

Треба відмітити, що позитивною властивістю схеми з дозованою передачею енергії в навантаження є стійкість до перевантажень та коротких замикань.

РОЗДІЛ 7

РЕГУЛЯТОРИ ЗМІННОЇ НАПРУГИ

РЕГУЛЯТОРИ З ФАЗОВИМ СПОСОБОМ РЕГУЛЮВАННЯ ВИХІДНОЇ НАПРУГИ

Приклад 7.1. Однофазний регулятор змінної напруги (рис. 7.1.) живить активне навантаження. Визначити середнє та діюче значення струму тиристорів і навантаження, втрати в тиристорах, а також коефіцієнт форми струму. Напруга живлення $U_{\text{м}} = 220\,\text{В}$; опір навантаження $r_{\text{н}} = 3\,\text{Ом}$; $U_{\text{т}0} = 1\,\text{В}$; $R_{\text{т}} = 2\,\text{мОм}$; $\alpha = 60°$.

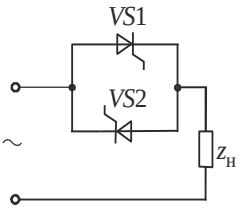


Рис. 7.1

Р о з в’ я з а н н я.

1. Середнє значення струму тиристорів

$$I_{VS\alpha} = \frac{\sqrt{2}U_{\text{м}}}{2\pi r_{\text{н}}}(1+\cos\alpha) = \frac{\sqrt{2}\cdot 220}{2\pi\cdot 3}(1+\cos 60°) = 24{,}8\,\text{А}.$$

2. Діюче значення струму тиристорів

$$I_{VS\alpha\text{д}} = \frac{\sqrt{2}U_{\text{м}}}{\sqrt{2\pi}r_{\text{н}}}\sqrt{\pi-\alpha+\frac{\sin 2\alpha}{2}} = \frac{\sqrt{2}\cdot 220}{\sqrt{2\pi}\cdot 3}\sqrt{\pi-1{,}047+\frac{\sin 120°}{2}} = 71{,}2\,\text{А}.$$

3. Коефіцієнт форми струму

$$\text{К}_{\text{ф}} = I_{VS\alpha\text{д}}/I_{VS\alpha} = \sqrt{1-\frac{\alpha}{\pi}+\frac{\sin 2\alpha}{\pi}}\Big/(1+\cos\alpha) = 2{,}87.$$

4. Середнє значення струму навантаження

$$I_{\text{нср}} = 0.$$

5. Діюче значення струму навантаження при $\alpha = 60°$

$$I_{\text{н}} = \sqrt{2}I_{VS\alpha\text{д}} = \sqrt{2}\cdot 71{,}2 = 100{,}7\,\text{А}.$$

6. Втрати потужності в одному тиристорі при $\alpha = 60°$

$$P_{VS} = U_{\text{т}0}I_{VS\alpha} + R_{\text{т}}I^2_{VS\alpha\text{д}} = 1\cdot 24{,}8 + 2\cdot 10^{-3}\cdot 71{,}2^2 = 34{,}9\,\text{Вт}.$$

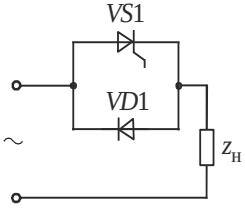


Рис. 7.2

Приклад 7.2. Однофазний регулятор змінної напруги (рис. 7.2) живить активне навантаження. Визначити середнє та діюче значення струмів, що протікають через тиристор, діод і навантаження. Напруга мережі живлення $U_м = 115\text{В}$; опір навантаження $r_н = 2\,\text{Ом}$; $\alpha = 90°$.

Р о з в' я з а н н я.

1. Середнє значення струму тиристора

$$I_{VS\alpha} = \frac{U_м}{\sqrt{2}\pi r_н}(1+\cos\alpha) = \frac{115}{\sqrt{2}\pi\cdot 2}(1+\cos 90°) = 13\,\text{А}.$$

2. Діюче значення струму тиристора

$$I_{VS\alpha д} = \frac{U_м}{r_н}\sqrt{\frac{1}{2}\left(1-\frac{\alpha}{\pi}+\frac{\sin 2\alpha}{2\pi}\right)} = \frac{115}{2}\sqrt{\frac{1}{2}\left(1-\frac{1{,}57}{\pi}+\frac{\sin 180°}{2\pi}\right)} = 28{,}75\,\text{А}.$$

3. Середнє значення струму діода

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

4. Діюче значення струму діода

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

5. Середнє значення струму навантаження

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

6. Діюче значення струму навантаження

$$I_н = \sqrt{I_{VDд}^2 + I_{VS\alpha д}^2} = \sqrt{40{,}5^2 + 28{,}75^2} = 49{,}7\,\text{А}.$$

Приклад 7.3. Визначити середнє та діюче значення струмів діодів і тиристора регулятора (рис. 7.3). Напруга мережі живлення $U_м = 115\text{В}$; опір навантаження $r_н = 3\,\text{Ом}$; $\alpha = 30°$.

Р о з в' я з а н н я.

1. Середнє значення струму діодів

$$I_{VD} = \frac{\sqrt{2}U_м}{2\pi r_н}(1+\cos\alpha) = \frac{\sqrt{2}\cdot 115}{2\pi\cdot 3}(1+\cos 30°) = 16\,\text{А}.$$

2. Діюче значення струму діодів

$$I_{VDд} = \frac{U_м}{r_н}\sqrt{\frac{1}{2}\left(1-\frac{\alpha}{\pi}+\frac{\sin 2\alpha}{2\pi}\right)} = \frac{115}{2}\sqrt{\frac{1}{2}\left(1-\frac{0{,}523}{\pi}+\frac{\sin 60°}{2\pi}\right)} = 37{,}8\,\text{А}.$$

3. Середнє значення струму тиристора

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

4. Діюче значення струму тиристора

$$I_{VS\alpha д} = \sqrt{2} I_{VDд} = 2 \cdot 37{,}8 = 53{,}3\,\text{A}.$$

5. Середнє значення струму навантаження

$$I_{нср} = 0.$$

6. Діюче значення струму навантаження

$$I_н = I_{VS\alpha д} = 53{,}3\,\text{A}.$$

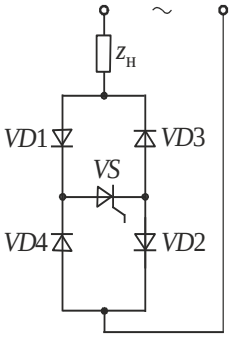


Рис. 7.3

Приклад 7.4. Однофазний регулятор (рис. 7.1) живить індуктивне навантаження. Визначити середнє та діюче значення струму навантаження, струму тиристорів при широкому та вузькому імпульсах керування, якщо: а) $\alpha = 120°$; б) $\alpha = 60°$. Напруга мережі $U_м = 115\,\text{В}$; $f = 400\,\text{Гц}$; $L_н = 1{,}5\,\text{мГн}$.

Р о з в' я з а н н я.

а) 1. Діюче значення струму навантаження при симетричному керуванні

$$I_н = \frac{2U_м}{\omega L_м}\sqrt{\frac{1}{\pi}\left[(\pi-\alpha)\left(\cos^2\alpha + \frac{1}{2}\right) + \frac{3}{2}\sin\alpha\cos\alpha\right]} =$$

$$= \frac{2 \cdot 115}{2\pi \cdot 400 \cdot 1{,}5 \cdot 10^{-3}}\sqrt{\frac{1}{\pi}\left[(\pi - \frac{2\pi}{3})\left(\cos^2 120° + \frac{1}{2}\right) + \frac{3}{2}\sin 120°\cos 120°\right]} =$$

$$= 12{,}75\,\text{A}.$$

2. Середнє значення струму тиристора

$$I_{VS\alpha} = \frac{\sqrt{2}U_м}{\pi\omega L_н}\left[(\pi-\alpha)\cos\alpha + \sin\alpha\right] =$$

$$= \frac{\sqrt{2} \cdot 115}{\pi \cdot 2\pi \cdot 400 \cdot 1{,}5 \cdot 10^{-3}}\left[\left(\pi - \frac{2\pi}{3}\right)\cos 120° + \sin 120°\right] = 4{,}67\,\text{A}.$$

3. Діюче значення струму тиристора

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

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, струм відстає від напруги менше, ніж на $90°$.

2. Середнє значення струму навантаження

$$I_{\text{нср}} = 0.$$

3. Діюче значення струму навантаження

$$I_{\text{н}} = \frac{U_{\text{м}}}{\omega L_{\text{н}}} = \frac{115}{2\pi \cdot 400 \cdot 1{,}5 \cdot 10^{-3}} = 30{,}5\,\text{А}.$$

4. Середнє значення струму тиристорів можна одержати зі співвідношення для випадку «а» шляхом підстановки $\alpha = 90°$

$$I_{VS\alpha} = \frac{\sqrt{2}U_{\text{м}}}{\pi\omega L_{\text{н}}} = \frac{\sqrt{2} \cdot 115}{\pi \cdot 2\pi \cdot 400 \cdot 1{,}5 \cdot 10^{-3}} = 13{,}7\,\text{А},$$

а діюче значення струму тиристорів буде

$$I_{VS\alpha\text{д}} = I_{\text{н}} / \sqrt{2} = 30{,}5/\sqrt{2} = 21{,}6\,\text{А}.$$

При керуванні вузькими імпульсами проводити струм буде тільки один тиристор, той, на який надходить імпульс керування першим. Тоді в навантаженні будуть протікати односпрямовані імпульси струму.

Середнє значення струму навантаження

$$I_{\text{нср}} = \frac{\sqrt{2}U_{\text{м}}}{\pi\omega L_{\text{н}}}\left[(\pi - \alpha)\cos\alpha + \sin\alpha\right] =$$

$$= \frac{\sqrt{2} \cdot 115}{\pi \cdot 2\pi \cdot 400 \cdot 1{,}5 \cdot 10^{-3}}\left[(\pi - \frac{\pi}{3})\cos 60° + \sin 60°\right] = 26{,}2\,\text{А}.$$

Діюче значення струму навантаження

$$I_{\text{н}} = \frac{\sqrt{2}U_{\text{м}}}{\omega L_{\text{н}}}\sqrt{\frac{1}{\pi}\left[(\pi - \alpha)\left(\cos^2\alpha + \frac{1}{2}\right) + \frac{3}{2}\sin\alpha\cos\alpha\right]} =$$

$$= \frac{\sqrt{2} \cdot 115}{2\pi \cdot 400 \cdot 1{,}5 \cdot 10^{-3}}\sqrt{\frac{1}{\pi}\left[\left(\pi - \frac{\pi}{3}\right)\left(\cos^2 60° + \frac{1}{2}\right) + \frac{3}{2}\sin 60°\cos 60°\right]} = 29{,}1\,\text{А}.$$

Струми тиристорів

$$I_{VS1} = I_{\text{нср}} = 26{,}2\,\text{А},$$

$$I_{VS1\text{д}} = I_{\text{н}} = 29{,}1\,\text{А},$$

$$I_{VS2} = I_{VS2\text{д}} = 0.$$

Приклад 7.5. Однофазний регулятор (рис. 7.1) працює на послідовно з'єднані резистор і реактор. Визначити діюче значення напруги на наванта-

женні. Напруга мережі $U_{\text{м}} = 110\,\text{В}$; $f = 50\,\text{Гц}$; $r_{\text{н}} = 2\,\text{Ом}$; $L_{\text{н}} = 10\,\text{мГн}$; $\alpha = 90°$.

Р о з в' я з а н н я.

1. Кут зсуву першої гармоніки струму

$$\varphi = \text{arctg}\left(\omega L_{\text{н}} / r_{\text{н}}\right) = \left(\text{arctg}(2\pi \cdot 50 \cdot 10 \cdot 10^{-3}/2\right) = 57{,}5°.$$

2. У зв'язку з тим, що $\alpha > \varphi$, тому струм носить переривчастий характер

3. Кут провідності тиристорів знаходимо з виразу

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

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

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

Розв'язавши останнє рівняння, знаходимо інтервал протікання струму через тиристор λ

$$\lambda_{VS} = 141°.$$

4. Кут вимикання тиристорів

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

5. Діюче значення напруги на навантаженні

$$U_{\text{н}} = U_{\text{м}} \sqrt{\frac{1}{\pi}\left[\alpha_{\text{вим}} - \alpha + \frac{\sin 2\alpha - \sin 2\alpha_{\text{вим}}}{2}\right]} =$$

$$= 110 \sqrt{\frac{1}{\pi}\left[\frac{231° - 90°}{180°}\pi + \frac{\sin 2 \cdot 90° - \sin 2 \cdot 231°}{2}\right]} = 87{,}2\,\text{В}.$$

Приклад 7.6. Трифазний регулятор (рис. 7.4) без нульового проводу працює на активне навантаження. Визначити середнє та діюче значення струмів, що протікають через один тиристор, якщо фазна напруга мережі $U_{\text{ф}} = 220\,\text{В}$; опір навантаження $r_{\text{н}} = 4\,\text{Ом}$; а); $\alpha = 30°$; б) $\alpha = 90°$.

Р о з в' я з а н н я.

а) 1. Середнє значення напруги за півперіод при $0 < \alpha < 60°$

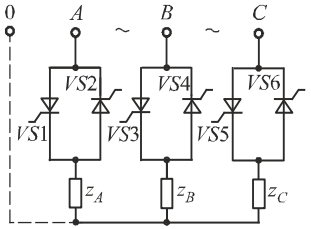


Рис. 7.4

$$U_{\text{нср}} = \frac{\sqrt{2}U_{\text{ф}}}{\pi}(1+\cos\alpha) = \frac{\sqrt{2}\cdot 220}{\pi}(1+\cos 30°) = 184{,}3\,\text{В}.$$

2. Середнє значення струму тиристора

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

3. Діюче значення напруги на навантаженні

$$U_{\text{н}} = \sqrt{2}U_{\text{ф}}\sqrt{\frac{1}{\pi}\left[\frac{\pi}{2} - \frac{3}{4}\left(\alpha - \frac{\sin 2\alpha}{2}\right)\right]} =$$

$$= \sqrt{2}\cdot 220\sqrt{\frac{1}{\pi}\left[\frac{\pi}{2} - \frac{3}{4}\left(\frac{\pi}{6} - \frac{\sin 2\cdot 30°}{2}\right)\right]} = 214{,}5\,\text{В}.$$

4. Діюче значення струму в навантаженні

$$I_{\text{н}} = U_{\text{н}}/r_{\text{н}} = 214{,}5/4 = 53{,}6\,\text{А}.$$

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

$$U_{\text{нср}} = \frac{\sqrt{3}}{2}\frac{\sqrt{2}U_{\text{ф}}}{\pi}(\sin\alpha + \sqrt{3}\cos\alpha) =$$

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

2. Середнє значення струму тиристора

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

3. Діюче значення напруги на навантаженні

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

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

4. Діюче значення струму в навантаженні

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

Приклад 7.7. 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 $\alpha = 30°$; діюче значення напруги живлення $U_{\text{м}} = 220\,\text{В}$; частота напруги живлення $f_{\text{м}} = 50\,\text{Гц}$; час вимикання переривника $t_{\text{вим}} = 0{,}01\,\text{с}$.

Р о з в' я з а н н я.

1. Оскільки допустимий час вимикання перетворювача відповідає половині періоду напруги мережі, вибираємо в якості переривника схему рис. 7.1.

2. Струм у тиристорах $VS1$ і $VS2$ в номінальному режимі переривника має наступні значення:

– максимальне $I_{VS\,\max} = \sqrt{2}U_{\text{м}} / r_{\text{н}} = \sqrt{2} \cdot 220/5 = 62\,\text{А}$.

– середнє $I_{VS} = \sqrt{2}U_{\text{м}} / (2\pi r_{\text{н}}) = \sqrt{2} \cdot 220/(2\pi \cdot 5) = 9{,}88\,\text{А}$.

– діюче

$$I_{VS\,\text{д}} = \frac{U_{\text{м}}}{r_{\text{н}}} \sqrt{\frac{1}{2}\left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}\right)} = \frac{220}{5} \sqrt{\frac{1}{2}\left(1 - \frac{\pi}{6\pi} + \frac{\sin 2 \cdot 30°}{2\pi}\right)} = 30{,}7\,\text{А}.$$

3. Максимальне значення прямої та зворотної напруги на тиристорах

$$U_{VS\,\text{пр}\max} = \sqrt{2}U_{\text{м}} \sin\alpha = \sqrt{2} \cdot 220 \cdot \sin 30° = 155{,}1\,\text{В};$$

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

Вибираємо тиристор типу $T142-32$ 6 класу.

4. Потужність втрат, що виділяється в одному тиристорі (приймаємо $\Delta U_{VS} = 2{,}1\,\text{В}$),

$$P_{VS1} = P_{VS2} = I_{VS} \cdot \Delta U_{VS} = 9{,}88 \cdot 2{,}1 = 20{,}75\,\text{Вт}.$$

РОЗДІЛ 8

АВТОНОМНІ ІНВЕРТОРИ

8.1. АВТОНОМНІ ІНВЕРТОРИ СТРУМУ НА НЕПОВНІСТЮ КЕРОВАНИХ ВЕНТИЛЯХ

Приклад 8.1. Розрахувати інвертор струму для живлення індукційної установки з наступними даними: вихідна активна потужність $P_{\text{н}} = 100\,\text{кВт}$; вихідна частота $f = 2500\,\text{Гц}$; діюче значення напруги на навантаженні $U_{\text{н}} = 750\,\text{В}$; коефіцієнт потужності $\cos\varphi_{\text{н}} = 0{,}25$; напруга мережі живлення $U_{\text{м}} = 3\times 380\,\text{В}$; частота мережі живлення $f_{\text{м}} = 50\,\text{Гц}$; напруга джерела живлення $U_d = 500\,\text{В}$.

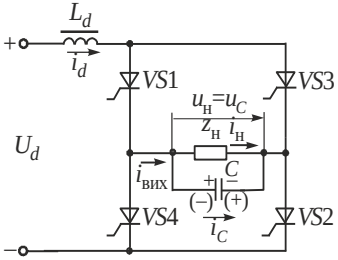


Рис. 8.1

Р о з в' я з а н н я.

1.Вибираємо в якості інвертора однофазний мостовий паралельний інвертор струму (рис. 8.1).

2. Для одержання добре згладженого струму, забезпечення надійного протікання перехідних процесів при запуску інвертора та забезпечення допустимої швидкості зростання струму при короткому замиканні у колі змінного струму інвертора вибираємо добротність інвертора $Q = 6...12$ ($Q = \omega L_d / r_{\text{E}}$, де r_{E} — активний еквівалентний опір кола змінного струму навантажувального коливального контуру інвертора при послідовній схемі заміщення). Приймаємо $Q = 10$..

3. Визначаємо кут випередження β

$$\beta = \arccos\frac{\pi U_d}{2\sqrt{2}\,U_{\text{н}}} = \arccos\frac{\pi\cdot 500}{2\sqrt{2}\cdot 750} = 42^\circ .$$

(Якщо U_d задана, то кут β треба знаходити за заданою напругою $U_{\text{н}}$; при результаті $65^\circ < \beta < 30^\circ$ розрахований кут опускаємо і вибираємо $\beta = 30...45^\circ$, а величину вихідної напруги одержуємо через узгоджуючий вихідний трансформатор. Якщо U_d не задана, то задаємо кут $\beta = 30...45^\circ$,

наприклад, $\beta = 35°$ і визначаємо необхідну величину U_d. Якщо U_d не регламентована, то для того, щоб змінна напруга була мало спотворена, перехідні процеси при пуску протікали нормально, кут випередження вибирають $\beta_{opt} = 30...45°$).

4. Визначаємо активний опір навантаження та індуктивність навантаження

$$r_н = \frac{U_н^2 \cos^2 \varphi_н}{P_н} = \frac{750^2 \cdot 0,25^2}{100000} = 0,35 Ом,$$

$$L_н = \frac{r_н tg\varphi_н}{\omega} = \frac{0,35 \cdot 3,87}{2\pi \cdot 2500} = 0,0000863 Гн = 86,3 мГн,$$

де $\varphi_н = 75,5°$.

5. Визначаємо розлад $\xi_0 = \omega_к / \omega$ (як відомо, робота інвертора струму можлива тільки при загальному ємнісному навантаженні, тобто $\xi_0 < 1$) навантажувального коливального контуру, який забезпечує кут випередження β,

$$\xi_0^2 = \frac{tg\varphi_н + ctg\varphi_н}{tg\varphi_н + tg\beta} = \frac{3,87 + 0,26}{3,87 + 0,9} = 0,86.$$

6. Обчислюємо ємність конденсатора C, яка необхідна для компенсації індуктивності $L_н$ навантаження та створення розладу ξ_0,

$$C = \frac{1}{(\xi_0^2 \omega^2 L_н)} = \frac{1}{\left[0,86(2\pi \cdot 2500)^2 \cdot 86,3 \cdot 10^{-6}\right]} = 54,6 \cdot 10^{-6} Ф = 54,6 мкФ.$$

7. Визначаємо відносне r'_E та абсолютне значення r_E активного еквівалентного опору кола змінного струму навантажувального коливального контуру інвертора при послідовній схемі заміщення

$$r'_E = \frac{\xi_0^2 ctg\varphi_н}{\left(1 - \xi_0^2\right)^2 + ctg^2 \varphi_н} = \frac{0,86 \cdot 0,26}{(1 - 0,86)^2 + 0,26^2} = 2,56;$$

$$r_E = r'_E / (\omega C) = 2,56 \Big/ \left(2 \cdot \pi \cdot 2500 \cdot 54,6 \cdot 10^{-6}\right) = 2,99 Ом.$$

8. Визначаємо величину індуктивності вхідного дроселя L_d

$$L_d = Q r_E / \omega = 10 \cdot 2,99 / (2 \cdot \pi \cdot 2500) = 0,0019 Гн = 1,9 мГн.$$

9. Визначаємо час, що надається тиристорам для відновлення запірних властивостей тиристорів,

$$t_{\text{вим}} = \beta/(360\,f) = 42/(360\cdot 2500) = 46{,}6\text{мкс}.$$

10. Середнє значення струму I_d, який споживається від джерела живлення,

$$I_d = 0{,}234\frac{U_d}{\omega L_d}\left[5{,}3\frac{\omega L_d}{r_{\text{E}}} - 2\text{tg}\beta\right] =$$

$$= 0{,}234\frac{500}{2\pi\cdot 2500\cdot 0{,}0019}\left[5{,}3\frac{2\pi\cdot 2500\cdot 0{,}0019}{2{,}99} - 2\text{tg}42^\circ\right] = 200{,}2\,\text{A}.$$

11. Максимальна напруга на конденсаторі та тиристорах інвертора

$$U_{Cm} = U_{VSm} = U_{\text{н}m} = 750\cdot\sqrt{2} = 1060{,}6\,\text{В}.$$

12. Максимальне значення змінного струму інвертора

$$I_{m\sim} = \frac{U_{Cm}}{z_{\text{E}}} = \frac{\sqrt{2}U_C}{r_{\text{E}}}\cos\beta = \frac{\sqrt{2}\cdot 750}{2{,}99}\cos 42^\circ = 262{,}8\,\text{A}.$$

13. Середнє значення струму тиристорів

$$I_{\text{a}VS} = I_d/2 = 200{,}2/2 = 100{,}1\text{A}.$$

Критерії вірності одержаного результату:

14.1. При $\eta_{\text{i}} = 1$

$$P_{\text{н}} = \frac{1}{2}U_{Cm}I_{m\sim}\cos\beta = \frac{1}{2}\cdot 1060{,}6\cdot 262{,}8\cdot\cos 42^\circ = 103566\,\text{Вт} \approx 103{,}6\,\text{кВт}.$$

В інверторі без втрат потужність, яка витрачається в навантаженні, дорівнює потужності, яка споживається від джерела живлення,

$$P_{\text{н}} = P_d = U_d I_d = 500\cdot 200{,}2 = 100100\,\text{Вт} = 100{,}1\,\text{кВт}.$$

Похибка розрахунку складає не більше 3,6 %, що допустимо.

14.2. Струм $I_d = 200{,}2\,\text{A}$ повинен дорівнювати теоретичному значенню

$$I_{d\,\text{теор}} = P_d/U_d = 100000/500 = 200\text{A}.$$

Ураховуючи отримані результати, вибираємо із довідника тиристори:

$$I'_{\text{a}VS} = \text{К}_{\text{зс}}I_{\text{a}VS} = 2\cdot 100{,}1 = 200{,}2\ \text{A},$$

$$U'_{VSm} = \text{К}_{\text{зн}}U'_{VSm} = 1{,}3\cdot 1060{,}6 = 1378{,}8\,\text{В},$$

де $\text{К}_{\text{зс}} = 1{,}8\ldots 2{,}0$ — коефіцієнт запасу за струмом; $\text{К}_{\text{зн}} = 1{,}3\ldots 1{,}5$ — коефіцієнт запасу за напругою.

Вибираємо тиристори типу ТБ253—1000, 14 класу, які при природному охолодженні з радіатором типу 0353 - 150 допускають середній струм 212 А.

Вибираємо конденсатор типу К75-24 з $U_{\text{ном}} = 1600\,\text{В}$ ємністю 10 мкФ (вмикаємо шість конденсаторів паралельно).

Приклад 8.2. Розрахувати трифазний паралельний інвертор струму за наступними даними: лінійна напруга на навантаженні $U_{\text{нл}} = 380\,\text{В}$; струм фази навантаження $I_{\text{н ф}} = 10\,\text{А}$; діапазон зміни струму навантаження (5…15 А); вихідна частота $f = 50\,\text{Гц}$; коефіцієнт потужності навантаження $\cos\varphi_{\text{н}} = 0{,}5$.

Р о з в' я з а н н я.

1. Вибираємо трифазну мостову схему інвертора струму (рис. 8.2), для якої коефіцієнт схеми $\text{К}_{\text{сх}} = \pi/(3\sqrt{6})$.

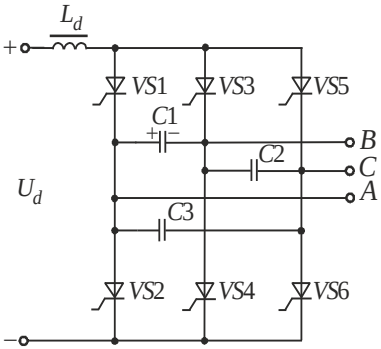


Рис. 8.2

2. $P_{\text{н max}} = \dfrac{3U_{\text{нф}} I_{\text{нф max}} \cos\varphi_{\text{н}}}{\eta_{\text{і}}} =$,

$$= \frac{3 \cdot 220 \cdot 15 \cdot 0{,}5}{1{,}0} = 4950\,\text{Вт}$$

де $U_{\text{нф}} = 220\,\text{В}$; $\eta_{\text{і}}$ — ККД інверторного трансформатора (зазвичай його значення знаходиться в межах 0,8…0,9). Вибираємо безтрансформаторний варіант інвертора, тобто $\eta_{\text{і}} = 1{,}0$.

3. Нехтуючи втратами в інверторі, маємо

$$P_d = P_{\text{н max}} = 4950\,\text{Вт}.$$

4. Необхідний мінімальний кут випередження

$$\beta_{\min} = (1{,}4\ldots2{,}0)\delta = (1{,}4\ldots2{,}0)0{,}36° = (0{,}5...0{,}72)°,$$

де δ — кут відновлення запірних властивостей тиристора; $\delta = 360°\, f\, t_{\text{відн}} = 360° \cdot 50 \cdot 20 \cdot 10^{-6} = 0{,}36°$; $t_{\text{відн}}$ — час відновлення.

Приймаємо $t_{\text{відн}} = 20\,\text{мкс}$.

Приймаємо $\beta_{\min} = 2°$.

5. Напруга на вході інвертора

$$U_d = \frac{U_{\text{нф}} \cos\beta_{\min}}{\text{К}_\text{т}\text{К}_{\text{сх}}} = \frac{220 \cdot 3\sqrt{6} \cdot 1}{1 \cdot \pi} = 515\,\text{В},$$

де $\text{К}_\text{т} = w_2 / w_1$ — коефіцієнт трансформації інверторного трансформатора. Оскільки інвертор не має трансформатора, то $\text{К}_\text{т} = 1$.

6. Вхідний струм інвертора

$$I_d = P_d / U_d = 4950 / 515 = 9{,}6\,\text{А}.$$

На підставі необхідних значень U_d і I_d розраховуємо випрямляч, що живить інвертор.

7. Середнє значення струму тиристорів інвертора

$$I_\text{а} = I_d / 3 = 3{,}2\,\text{А}.$$

8. Максимальна пряма напруга на тиристорах і комутуючих конденсаторах

$$U_{\text{пр}\max} = U_{C\max} = U_{\text{л}\max} / \text{К}_\text{т} = \sqrt{2} \cdot 380 / 1 = 537{,}4\,\text{В}.$$

9. Вибір тиристорів. Середній струм тиристора

$$I'_\text{а} = \text{К}_{\text{зс}} I_\text{а} = 2 \cdot 3{,}2 = 6{,}4\,\text{А},$$

де $\text{К}_{\text{зс}} = 1{,}8 \ldots 2{,}0$ — коефіцієнт запасу за струмом.

Максимальна пряма напруга

$$U'_{\text{пр}\max} = \text{К}_{\text{зн}} U_{\text{пр}\max} = 1{,}5 \cdot 537{,}4 = 806{,}1\,\text{В},$$

де $\text{К}_{\text{зн}} = (1{,}3 \ldots 1{,}5)$ — коефіцієнт запасу за напругою. Із довідника вибираємо тиристори типу Т132-16, 13 класу, які з охолоджувачем типу О131- 60 при природному охолодженні допускають середній струм 9 А.

10. Потужність конденсаторної батареї

$$Q_C = P_{\text{н}\max}\left(\left(\sin\varphi_\text{н} + \cos\varphi_\text{н}\,\text{tg}\beta_{\min}\right) = 4950(0{,}866 + 0{,}5 \cdot 0{,}035) = 4373{,}3\,\text{ВАР}.\right.$$

11. Ємність комутуючого конденсатора

$$C = \frac{Q_C}{3U_\text{н}^2\omega} = \frac{4373{,}3}{3 \cdot 380^2 \cdot 2\pi \cdot 50} \approx 32\,\text{мкФ}.$$

Вибираємо конденсатори типу К75-24 з робочою напругою 1000 В і ємністю 8 мкФ (вмикаємо 4 конденсатори паралельно).

12. Індуктивність дроселя L_d у колі джерела живлення для трифазної мостової схеми

$$L_d >> \frac{1}{72f}\left(\frac{U_{d\max}}{\cos\beta_{\min}}\right)^2 \frac{\left[1-\cos\left(\beta_{\min}+\pi/6\right)\right]}{P_{н\min}}\cos\beta_{\min},\ \text{якщо}\ \beta_{\min} < \pi/6;$$

і

$$L_d \geq \frac{1}{144f}\left(\frac{U_{d\ \max}}{\cos\beta_{\min}}\right)^2 \frac{\sin 2\beta_{\min}}{P_{н\min}},\ \text{якщо}\ \beta_{\min} > \pi/6.$$

Оскільки $\beta_{\min} = 2° < \pi/6$,

$$L_d \geq \frac{1}{72\cdot 50}\left(\frac{515}{1}\right)^2 \frac{\left[1-\cos\left(2°+30°\right)\right]}{1650}\cos 2° = 0{,}00053\,\text{Гн},$$

де

$$P_{н\min} = \frac{3U_{нф}I_{нф\,\min}\cos\varphi_н}{\eta_i} = \frac{3\cdot 220\cdot 5\cdot 0{,}5}{1} = 1650\,\text{Вт}$$ — мінімальна активна потужність на виході інвертора.

Приймаємо $L_d = 2\,\text{мГн}$.

8.2. АВТОНОМНІ РЕЗОНАНСНІ ІНВЕРТОРИ

8.2.1. Резонансні інвертори без зворотних діодів

Приклад 8.3. Розрахувати однофазний резонансний послідовний інвертор без зворотних діодів за наступними даними: вихідна потужність $S_н = 500\,\text{ВА}$; межі зміни вихідної потужності (75…115) %; вихідна напруга $U_н = 200\,\text{В}$; коефіцієнт потужності навантаження $\cos\varphi_н = 0{,}7$; вихідна частота $f = 500\,\text{Гц}$.

Р о з в' я з а н н я.

1. Вибираємо напівмостову схему послідовного резонансного інвертора без зворотних діодів (рис. 8.3).

2. Номінальній струм навантаження

$$I_н = S_н/U_н = 500/200 = 2{,}5\,\text{А}.$$

3. Повний, активний і реактивний опір навантаження

$z_н = U_н/I_н = 200/2{,}5 = 80\,\text{Ом}$;

$r_н = z_н\cos\varphi_н = 80\cdot 0{,}7 = 56\,\text{Ом}$;

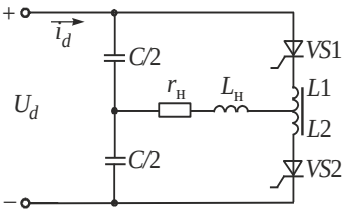


Рис. 8.3

$x_н = z_н \sin\varphi_н = 80 \cdot 0,71 = 57\,Ом$.

4. Активний опір навантаження, зведений до первинної обмотки трансформатора, $r'_н = r_н / К_т^2$, де $К_т = \omega_2/\omega_1$ — коефіцієнт трансформації.

Приймаємо безтрансформаторну схему інвертора ($К_т = 1$).

5. Приймаємо при номінальному навантаженні інвертора режим природної комутації $\omega/\omega_0 = 0,9$, тоді

$$\omega_0 = \omega/0,9 = 2\pi f/0,9 = 2\pi \cdot 500/0,9 = 3489\,рад/с.$$

6. Приймаємо добротність коливального контуру при номінальному навантаженні $Q = \omega_0 L_{сп}/r'_н = 2$ ($Q = 2\ldots5$, більшому значенню Q відповідає більший час $t_п$, але й більша установлена потужність елементів схеми), тоді спільна індуктивність інвертора

$$L_{сп} = L_н + L_1 = Qr'_н/\omega_0 = 2 \cdot 56 \cdot 10^3/3489 = 32,1\,мГн.$$

7. Індуктивність навантаження

$$L_н = x_н/\omega = 57/(2\pi \cdot 500) = 18,1\,мГн.$$

8. Індуктивність комутуючого дроселя

$$L = L_1 = L_2 = L_{сп} - L_н = 32,1 - 18,1 = 14\,мГн.$$

9. Сумарна ємність конденсатора

$$C = \frac{10^6}{L_{сп}\left[\omega_0{}^2 + \frac{\left(r'_н\right)^2}{4L_{сп}^2}\right]} = \frac{10^6}{32,1 \cdot 10^{-3}\left(3489^2 + \frac{56^2}{4 \cdot 32,1^2 \cdot 10^{-6}}\right)} = 2,4\,мкФ.$$

Отже, ємність кожного конденсатора в схемі дорівнює

$$C_1 = C_2 = C/2 = 1,2\,мкФ.$$

10. Час і кут затримки

$$t_п = \frac{\pi}{\omega} - \frac{\pi}{\omega_0} = \frac{\pi}{3140} - \frac{\pi}{3489} = 110\,мкс,$$

$$\beta_п = \omega t_п \frac{180°}{\pi} = 3140 \cdot 110 \cdot 10^{-6} \frac{180°}{\pi} = 19,8°.$$

11. Приймемо схемний час вимикання $t_{вим} = (1,5\ldots2,0)t_{відн}$, тобто $t_{вим} = 60\,мкс$. Тоді кут вимикання

$$\beta_{вим} = \omega t_{вим} \frac{180°}{\pi} = 3140 \cdot 60 \cdot 10^{-6} \frac{180°}{\pi} = 10,8°.$$

Оскільки кут затримки $\beta_{\text{п}}$ значно перевищує кут вимикання $\beta_{\text{вим}}$, то визначення власного кута вимикання $\beta_{\text{с}}$ (кут, на протязі якого на тиристорі підтримується негативна напруга при відкритті наступного тиристора) для номінального режиму не треба.

12. При зменшенні навантаження $r'_{\text{н}}$ і $x'_{\text{н}}$ зростають, власна частота зменшується, настає граничний режим, а при подальшому зменшенні навантаження — режим примусової комутації. У табл. 8.1 наведені результати розрахунку ω/ω_0 для номінального режиму, а також для $I_{\text{н}} = 115\% I_{\text{н ном}}$, $I_{\text{н}} = 75\% I_{\text{н ном}}$.

Таблиця 8.1

Режим	$I_{\text{н}}$, А	$z'_{\text{н}}$, Ом	$r'_{\text{н}}$, Ом	$L_{\text{н}}$, мГн	ω_0, рад/с	f_0, Гц	ω/ω_0
Природна комутація	2,5	80	56	18,1	3489	560	0,9
Природна комутація	2,87	69,7	49	15,7	3590	571	0,875
Природна комутація	1,87	107	75	24,2	3250	518	9,965

У табл. 8.1 $\omega_0 = \sqrt{\dfrac{1}{L_{\text{сп}} C} - \dfrac{\left(r'_{\text{н}}\right)^2}{4 L_{\text{сп}}}}$.

13. Струм навантаження, при якому власний кут вимикання $\beta_{\text{с}}$ буде дорівнювати куту вимикання $\beta_{\text{вим}} = 10{,}8°$,

$$I_{\text{н min}} = \frac{\text{tg}\beta_{\text{с}} U_{\text{н}} \cos\varphi_{\text{н}} + U_{\text{н}} \sin\varphi_{\text{н}}}{x_C} =$$

$$= \frac{(0{,}19 \cdot 200 \cdot 0{,}7 + 200 \cdot 0{,}71) \cdot 2{,}4 \cdot 3140}{10^6} = 1{,}27\,\text{А}.$$

Оскільки $I_{\text{н}} = 75\% I_{\text{н ном}} = 1{,}87\,\text{А}$ більше, ніж $I_{\text{н min}}$, то комутація у схемі інвертора при всіх режимах роботи буде надійною.

14. Напруга на вході інвертора

$$U_d = \frac{1}{\eta_i} \cdot \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_н \sqrt{\frac{\omega_0}{\omega}} \cos\varphi_н ,$$

де $\eta_i = 0,8$ — ККД інвертора.

Значення U_d наведені у табл. 8.2.

Таблиця 8.2

Режим	$I_н$, А	$\sqrt{\omega_0/\omega}$	$\sqrt{\omega/\omega_0}$	U_d, В	I_d, А
Природна комутація	2,5	1,05	0,95	205,3	2,13
Природна комутація	2,87	1,07	0,94	208,4	2,4
Природна комутація	1,87	1,02	0,98	198,3	1,65

15. Середній струм тиристорів

$$I_а = I_d = 2,4 \text{ А}.$$

16. Максимальне значення зворотної та прямої напруг на тиристорах визначаємо для режиму найбільшого навантаження ($I_н = 2,87$ А). Для даного режиму $\omega_0 = 3590$ рад/с:

$$L_н = 15,7 \text{ Гн};\ L_{сп} = L + L_н = 13,9 + 15,7 = 29,6 \text{ мГн};\ r'_н = 49 \text{ Ом};$$

$$Q = \frac{\omega_0 L_{сп}}{r'_н} = \frac{3590 \cdot 29,6 \cdot 10^{-3}}{49} = 2,17;$$

$$\rho = \frac{1}{1 - e^{-\frac{\pi}{2Q}}} = \frac{1}{1 - e^{-\frac{\pi}{2 \cdot 2,17}}} = 2,5;$$

$$U_{зв\,max} = U_d \left(2\rho \frac{L}{L + L_н} - 1 \right) = 208,4 \left(2 \cdot 2,5 \frac{13,9}{29,6} - 1 \right) = 280,9 \text{ В};$$

$$U_{пр\,max} = U_d \cdot 2\rho \frac{L}{L + L_н} = 208,4 \cdot 2 \cdot 2,5 \frac{13,9}{29,6} = 489,3 \text{ В}.$$

17. Вибираємо тиристори: на середній струм $I'_а = К_{зс} I_а = 2 \cdot 2,4 = 4,8$ А з максимальною прямою напругою $U'_{пр\,max} = 1,5 U_{пр\,max} = 1,5 \cdot 489,3 = 734$ В. Із

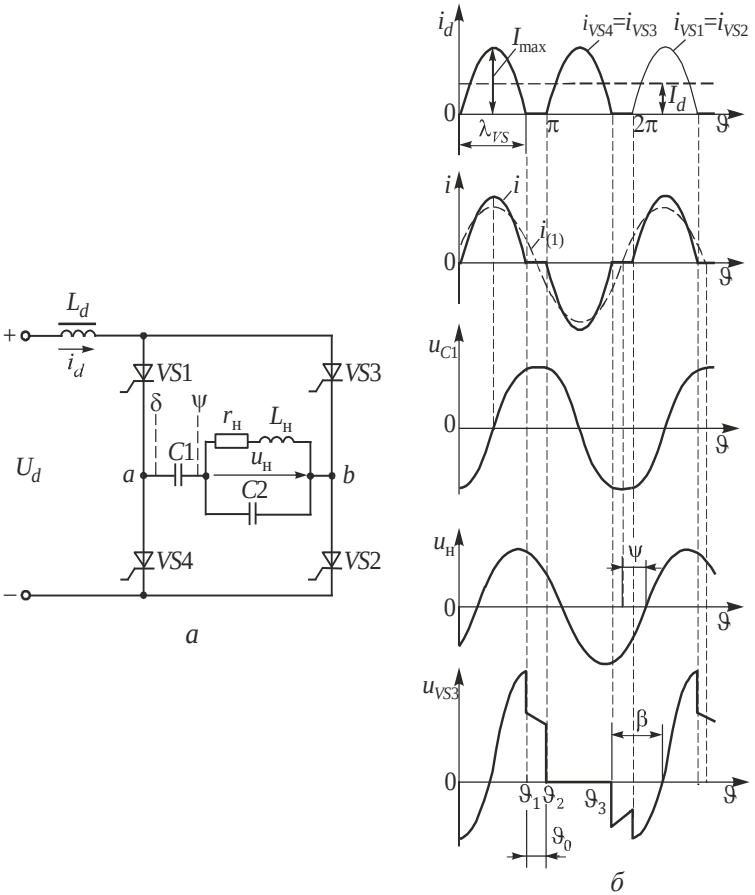
довідника вибираємо тиристори типу ТЧ-25 8 класу, які з охолоджувачем О151-80 допускають середній струм 12 А при природному охолодженні.

18. Максимальна напруга на комутуючих конденсаторах

$$U_{C\max} = QU_{\text{н}} = 2{,}17 \cdot 200 = 434\,\text{В}.$$

У зв'язку з тим, що допустима робоча напруга конденсаторів типу МБГЧ на частоті 500 Гц повинна бути зменшена на 50 % у порівнянні з допустимою робочою напругою на частоті 50 Гц, для комутуючих конденсаторів $C_1 = C_2 = C/2 = 1{,}2\,\text{мкФ}$ вибираємо конденсатори МБГЧ з робочою напругою 1000 В і ємністю 1 мкФ і 0,25мкФ.

Пр**иклад 8.4**. Розрахувати послідовно-паралельний резонансний інвер-



а *б*

Рис. 8.4

тор без зворотних діодів (рис. 8.4,*а*) за наступними даними: вихідна потужність $P_{\text{н}} = 2{,}7\,\text{кВт}$; напруга на навантаженні $U_{\text{н}} = 185\,\text{В}$; вихідна частота $f = 135\,\text{кГц}$; коефіцієнт потужності навантаження $\cos\varphi_{\text{н}} = 0{,}05$; напруга джерела живлення $U_d = 245\,\text{В}$; величина паузи між імпульсами вхідного струму $\vartheta_0 = 40°$.

Р о з в' я з а н н я.

1. За заданою паузою між імпульсами вхідного струму i_d інвертора (рис. 8.4,*б*) визначаємо відношення частот $\omega_{\text{к}}/\omega$

$$\frac{\omega_{\text{к}}}{\omega} = \frac{\pi}{\pi - \vartheta_0} = \frac{180}{180 - 40} = 1{,}28,$$

де:

$\omega_{\text{к}} = \sqrt{\dfrac{1}{C_{\text{E}} L_d} - \dfrac{r_{\text{E}}{}^2}{4L_d^2}}$ — власна кутова частота еквівалентного контуру;

$r_{\text{E}} = r_{(1)} = \dfrac{1}{\omega C_2} \cdot \dfrac{\xi_0^2 \operatorname{ctg}\varphi_{\text{н}}}{\left(1 - \xi_0^2\right)^2 + \operatorname{ctg}^2\varphi_{\text{н}}}$ — еквівалентний активний опір паралельного контуру $r_{\text{н}} L_{\text{н}} C_2$; $\varphi_{\text{н}}$ — кут зсуву фаз між першими гармоніками струму навантаження $i_{\text{н}}$ та напругою на навантаженні; $\operatorname{tg}\varphi_{\text{н}} = \omega L_{\text{н}} / r_{\text{н}}$;

ψ — кут зсуву фаз між першими гармоніками інвертованого струму $i_{(1)}$ та напругою на навантаженні; $\operatorname{tg}\psi = \dfrac{\dfrac{1}{\sin^2\varphi_{\text{н}}} - \xi_0^2}{\xi_0^2} \operatorname{tg}\varphi_{\text{н}}$;

δ — кут зсуву фаз між першою гармонікою інвертованого струму $i_{(1)}$ та напругою в діагоналі інверторного моста u_{ab}; $\operatorname{tg}\delta = \left(\text{К} / r'_E\right) + \operatorname{tg}\psi$; $\text{К} = C_2 / C_1$; $r'_{(1)} = r'_{\text{E}}$ — відносний еквівалентний опір паралельного контуру;

$r'_{\text{E}} = r_{\text{E}} \omega C_2 = \xi_0^2 \operatorname{ctg}\varphi_{\text{н}} \Big/ \left[\left(1 - \xi_0^2\right)^2 + \operatorname{ctg}^2\varphi_{\text{н}}\right]$; $C_{\Sigma_C} = C_1 C_2 / \left(C_1 + C_2\right)$;

ξ_0 — розлад навантажувального контуру;

$\varphi_{\text{н}}$ — кут зсуву фаз між першою гармонікою інвертованого струму $i_{(1)}$ та інвертованим струмом i у випадку, коли $L_d \to \infty$. Щоб напруга u_{ab} була

близькою до синусоїдальної, кут $\delta = 35° ... 65°$.

2. Вибираємо кут δ зі співвідношення $\mathrm{tg}\delta > \omega_к / \omega$; $\mathrm{tg}\delta = 1,2 \ldots 2,5$.

Приймаємо $\mathrm{tg}\delta = 2$. Тоді $\delta = 63,4°$.

Вибір дуже великого кута δ є недоцільним, тому що це призводить до неприпустимого збільшення напруги u_{ab} (у діагоналі моста) та інших параметрів інвертора, а також настає спотворення кривих струму та напруги.

3. Визначаємо добротність контуру

$$Q = \frac{\omega L_d}{r_E} = \frac{1}{2}\left(\frac{\omega}{\omega_к}\right)^2 \left[\mathrm{tg}\delta + \sqrt{\mathrm{tg}^2\delta - \left(\frac{\omega_к}{\omega}\right)^2}\right] =$$

$$= \frac{1}{2}\left(\frac{1}{1,28}\right)^2 \left[2 + \sqrt{2^2 - 1,28^2}\right] = 1,08.$$

Наведений вираз відображує саме загальні зв'язки в інверторі між параметрами кола постійного струму (вхідний дросель L_d), параметрами кола змінного струму ($\mathrm{tg}\delta$ і r_E) і частотою керування. Для режиму переривчастого струму джерела живлення $Q < 6$.

4. Визначаємо кут φ_1

$$\varphi_1 = 1,35\vartheta_0 / 2 = 1,35 \cdot 40/2 = 27°.$$

5. Визначаємо максимальну напругу в діагоналі моста

$$U_{гm} = U_{abm} = \frac{(\pi - \vartheta_0)U_d}{\cos(\delta - \varphi_1) + \cos(\delta - \varphi_1 + \vartheta_0)} =$$

$$= \frac{(3,14 - 0,698) \cdot 245}{\cos(63,4° - 27°) + \cos(63,4° - 27° + 40°)} = 575,3\,\mathrm{В}.$$

6. Визначаємо кут зсуву фаз ψ між першими гармоніками інвертованого струму $i_{(1)}$ та напругою на навантаженні $u_н$

$$\psi = \arccos\frac{U_{гm}\cos\delta}{\sqrt{2}U_н} = \arccos\frac{575,3 \cdot 0,447}{\sqrt{2} \cdot 185} = 10°.$$

7. Розлад навантажувального контуру ($\xi_0 = \omega_к / \omega$)

$$\xi_0^2 = \frac{\mathrm{tg}\varphi_н + \mathrm{ctg}\varphi_н}{\mathrm{tg}\varphi_н + \mathrm{tg}\psi} = \frac{19,97 + 0,05}{19,97 + 0,176} = 0,993.$$

8. Ємність паралельного конденсатора $C2$

$$C_2 = \frac{1}{\xi_0^2 \omega^2 L_н} = \frac{1}{0,993 \cdot \left(2\pi \cdot 135 \cdot 10^3\right)^2 \cdot 0,75 \cdot 10^{-6}} = 1,9\,мкФ,$$

де

$$L_н = \frac{\mathrm{tg}\varphi_н r_н}{\omega} = \frac{19,97 \cdot 0,032}{2\pi \cdot 135 \cdot 10^3} = 0,75\,мкГн;$$

$$r_н = \frac{U_н{}^2 \cos^2 \varphi_н}{P_н} = \frac{185^2 \cdot 0,05^2}{2700} = 0,032\,Ом.$$

9. Визначаємо еквівалентні опори

$$r'_E = \frac{\xi_0^2 \mathrm{ctg}\varphi_н}{\left(1-\xi_0^2\right)^2 + \mathrm{ctg}^2 \varphi_н} = \frac{0,993 \cdot 0,05}{(1-0,993)^2 + 0,05^2} = 19,48;$$

$$r_E = r'_E \,/\left(\omega C_2\right) = 19,48 \Big/ \left(2\pi \cdot 135 \cdot 10^3 \cdot 1,9 \cdot 10^{-6}\right) = 12,1\,Ом.$$

10. За кутами δ (tgδ) і ψ(tgψ) визначаємо співвідношення

$$K = C_2 / C_1 = r'_E\ (\mathrm{tg}\delta - \mathrm{tg}\psi) = 19,48(2-0,176) = 35,5.$$

11. Ємність послідовного конденсатора $C1$

$$C_1 = C_2 / K = 1,9 \cdot 10^{-6} / 35,5 = 0,054 \cdot 10^{-6}\,мкФ.$$

12. Індуктивність вхідного дроселя L_d

$$L_d = Q r_E / \omega = 1,08 \cdot 12,1 / (2\pi \cdot 135 \cdot 10^3) = 15,4\,мкГн.$$

Приймаємо $L_d = 16\,мкГн$.

13. Максимальне значення першої гармоніки напруги на конденсаторі $C1$

$$U_{C1m} = U_{гm} K\left(1/r'_E\right)\cos\delta\cos\left(\vartheta_0/2\right) =$$

$$= 575,3 \cdot 35,5\left(1/19,48\right) \cdot 0,447 \cdot 0,94 = 440,5\,В.$$

14. Середнє значення струму джерела живлення

$$I_d = \frac{U_d \lambda_{VS}^2}{\pi \omega L_d}\left[\frac{1}{2} - \frac{\cos\left(\delta-\varphi_1\right) - \frac{1}{\lambda_{VS}}\sin\left[\lambda_{VS} - \left(\delta-\varphi_1\right)\right] - \frac{1}{\lambda_{VS}}\sin\left(\delta-\varphi_1\right)}{\cos\left(\delta-\varphi_1\right) + \cos\left(\delta-\varphi_1+\vartheta_0\right)}\right] =$$

$$= \frac{245\left(3,14-0,698\right)^2}{\pi \cdot 2\pi \cdot 135 \cdot 10^3 \cdot 16 \cdot 10^{-6}}\left[\frac{1}{2} - \frac{\cos(63,4° - 27°)}{\cos(63,4° - 27°) + \cos(63,4° - 27° + 40°)} + \right.$$

$$+\frac{-\frac{1}{(3,14-0,698)}\sin\left[140°-(63,4°-27°)\right]-\frac{1}{(3,14-0,698)}\sin(63,4°-27°)}{\cos(63,4°-27°)+\cos(63,4°-27°+40°)}\Bigg]=11,11\text{A}.$$

15. Максимальне значення змінного струму інвертора (струму ключових приладів)

$$I_{m\sim}=\frac{U_{\text{г}m}}{r_{\text{E}}}\cos\delta=\frac{U_{C_2m}}{r_{\text{E}}}\cos\psi=\frac{575,3}{12,1}\cos 63,4°=21,28\,\text{A}.$$

16. Визначаємо час, який надається ключовим приладам для відновлення запірних властивостей. Для цього обчислюємо напругу на ключових приладах у кінці паузи (початок наступного півперіоду)

$$u_{\text{кп}}(0)=\frac{U_d-u_{\text{г}}(0)}{2}=\frac{U_d-U_{\text{г}m}\sin(\delta-\varphi_1)}{2}=$$

$$=\frac{245-575,3\sin(63,4°-27°)}{2}=-48,2\,\text{В}.$$

Оскільки $U_{\text{кп}}<0$, то

$$t_{\text{вим}}=\delta-\varphi_1+\vartheta_0=63,4°-27°+40°=76,4°,$$

або у мікросекундах

$$t_{\text{вим}}=\frac{t_{\text{вим}}\left[°\text{ел}\right]\cdot T\left[\text{мкс}\right]}{360}=\frac{t_{\text{вим}}\left[°\text{ел}\right]}{f\cdot 360}=\frac{76,4}{135\cdot 10^3\cdot 360}=1,6\,\text{мкс}.$$

Якщо одержимо, що $U_{\text{кп}}>0$, то потрібно провести розрахунок спочатку, збільшивши кут δ, до тих пір, поки не одержимо $U_{\text{кп}}<0$.

Встановлено, що якщо прийняти $\text{tg}\delta>\omega_{\text{к}}/\omega$, режими роботи інвертора самі доцільні з $U_{\text{кп}}<0$.

17. Визначаємо максимальну пряму напругу на ключових приладах

$$U_{\text{кп}m}=U_{\text{г}m}=575,3\text{В}.$$

18. Середнє значення струму ключових приладів

$$I_{\text{акп}}=I_d/2=11,11/2=5,56\,\text{А}.$$

19. Критерії вірності результатів проектування

$$P_{\text{н}}=\frac{1}{2}U_{\text{г}m}I_{m\sim}\cos\delta=\frac{1}{2}U_{C_2m}\,\text{I}_{m\sim}\cos\psi=$$

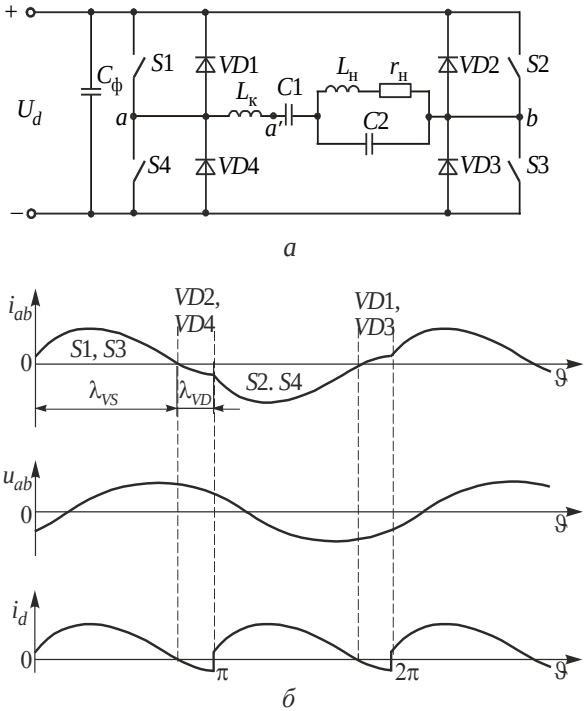
$$=\frac{1}{2}\cdot 575,3\cdot 21,28\cos 63,4°=2740,8\,\text{Вт}.$$

$$P_{\text{н}} = P_d = U_d I_d = 245 \cdot 11{,}11 = 2722\,\text{Вт}.$$

Максимальна похибка не перевищує 1,5 %, що припустимо. В якості ключових приладів доцільно обрати біполярні транзистори з ізольованим затвором.

8.2.2. Резонансні інвертори зі зворотними діодами

Приклад 8.5. Розрахувати мостовий резонансний інвертор зі зворотними діодами (рис. 8.5,*а*) у режимі природного закриття ключових приладів перед закінченням півперіоду за наступними даними: вихідна потужність $P_{\text{н}} = 2740\,\text{Вт}$; вихідна частота $f = 135\,\text{кГц}$; вихідна напруга $U_{\text{н}} = 220\,\text{В}$; коефіцієнт потужності навантаження $\cos\varphi_{\text{н}} = 0{,}06$; напруга джерела живлення $U_d = 245\,\text{В}$; час протікання струму через зворотні діоди $\lambda_{VD} = 40°$ (рис. 8.5,*б*).



а

б

Рис. 8.5

Р о з в' я з а н н я.

1. Визначаємо співвідношення частот $\omega_к/\omega$

$$\frac{\omega_к}{\omega}=\frac{T/2}{T_к/2}=\frac{\pi}{\pi-\lambda_{VD}+\lambda'_{VD}}>1$$

де $\lambda'_{VD}=(T_к/2)-(T/2)$.

Якщо тривалість λ'_{VD} невідома, то її можна визначити через інтервал паузи λ_{VD} $\lambda'_{VD}=(0,2\ldots0,5)\lambda_{VD}$ і уточнити в процесі розрахунку.

Вибираємо $\omega_к/\omega=1,07$.

2. Визначаємо кут δ зі співвідношення

$$\mathrm{tg}\delta=(1,2\ldots1,6)(\omega_к/\omega).$$

Приймаємо $\mathrm{tg}\delta=1,55$. Тоді $\delta=57,2°$.

3. Визначаємо добротність контуру

$$Q=\frac{\omega L_d}{r_E}=\frac{1}{2}\left(\frac{\omega}{\omega_к}\right)^2\left[\mathrm{tg}\delta+\sqrt{\mathrm{tg}^2\delta-\left(\frac{\omega_к}{\omega}\right)^2}\right]=$$

$$=\frac{1}{2}\left(\frac{1}{1,07}\right)^2\left[1,55+\sqrt{1,55^2-1,07^2}\right]=1,16.$$

4. Визначаємо кут φ_1

$$\mathrm{tg}\varphi_1=0,405\mathrm{tg}\delta-\sqrt{0,164\mathrm{tg}^2\delta-0,189}=$$

$$=0,405\cdot1,55-\sqrt{0,164\cdot1,55^2-0,189}=0,175,$$

звідки $\varphi_1=9,9°$.

5. Визначаємо максимальну напругу між точками a і b

$$U_{abm}=U_{гm}=\frac{\pi U_d}{2\cos(\delta-\varphi_1)}=\frac{\pi\cdot245}{2\cos(57,2°-9,9°)}=567,3\text{В}.$$

6. На практиці зазвичай використовують ємнісний розлад контуру. Вибираємо $\xi_0=0,992$, ($\xi_0^2=0,984$).

7. Визначаємо кут зсуву фаз ψ між першими гармоніками інвертованого струму $i_{(1)}$ та напругою на навантаженні

$$\text{tg}\psi=\text{tg}\varphi_{\text{н}}\,\frac{\dfrac{1}{\sin^2\varphi_{\text{н}}}-\xi_0^2}{\xi_0^2}=16,6\,\frac{\dfrac{1}{0,996}-0,984}{0,984}=0,33\,,$$

звідки $\psi=18,3°$.

8. Ємність паралельного конденсатора $C2$

$$C_2=\frac{1}{\xi_0^2\omega^2 L_{\text{н}}}=\frac{1}{0,984\cdot\left(2\pi\cdot 135\cdot 10^3\right)^2\cdot 1,23\cdot 10^{-6}}=1,15\,\text{мкФ}\,,$$

де

$$L_{\text{н}}=\frac{\text{tg}\varphi_{\text{н}} r_{\text{н}}}{\omega}=\frac{16,6\cdot 0,063}{2\pi\cdot 135\cdot 10^3}=1,23\cdot 10^{-6}\,\text{Гн}=1,23\,\text{мкГн}\,,$$

$$r_{\text{н}}=\frac{U_{\text{н}}{}^2\cos^2\varphi_{\text{н}}}{P_{\text{н}}}=\frac{220^2\cdot 0,06^2}{2740}=0,063\,\text{Ом}\,.$$

9. Визначаємо еквівалентні опори:

$$r'_{\text{E}}=\frac{\xi_0^2\,\text{ctg}\varphi_{\text{н}}}{\left(1-\xi_0^2\right)^2+\text{ctg}^2\varphi_{\text{н}}}=\frac{0,984\cdot 0,06}{\left(1-0,984\right)^2+0,06^2}=15,3\,,$$

$$r_{\text{E}}=r'_{\text{E}}\,/\left(\omega C_2\right)=15,3\Big/\left(2\pi\cdot 135\cdot 10^3\cdot 1,15\cdot 10^{-6}\right)=15,69\,\text{Ом}\,.$$

10. За кутами $\delta\left(\text{tg}\delta\right)$ і $\psi\,(\text{tg}\psi)$ визначаємо співвідношення

$$\text{K}=C_2/C_1=r'_{\text{E}}\,(\text{tg}\delta-\text{tg}\psi)=15,3(1,55-0,33)=18,7\,.$$

11. Ємність послідовного конденсатора $C1$

$$C_1=C_2/\text{K}=1,15\cdot 10^{-6}/18,7=0,061\cdot 10^{-6}\,\text{мкФ}=61\,\text{нФ}\,.$$

12. Індуктивність вхідного дроселя

$$L_d=r_{\text{E}}Q/\omega=15,69\cdot 1,16\Big/\left(2\pi\cdot 135\cdot 10^3\right)=21\,\text{мкГн}\ .$$

Приймаємо $L_d=19\,\text{мкГн}$.

13.Середнє значення струму ключових приладів

$$I_{\text{акп}}=\frac{U_d}{4\omega L_d}\left[\text{tg}\left(\delta-\varphi_1\right)\left(1+\cos\lambda_{VD}\right)-\sin\lambda_{VD}-\frac{\lambda_{VD}^2}{\pi}+\lambda_{VD}\right]=$$

$$=\frac{245}{4\cdot 2\pi\cdot 135\cdot 10^3\cdot 19\cdot 10^{-6}}\left[\text{tg}(57,2°-9,9°)(1+\cos 40°)-\sin 40°-\frac{0,7^2}{\pi}+0,7\right]=$$

$$= 6,9\,\text{А}.$$

14. Максимальне значення струму ключових приладів знаходимо, визначивши кут, при якому струм досягає максимальної величини,

$$\vartheta_m = \frac{\text{arctg}2Q\left(\omega_к/\omega\right)}{\omega_к/\omega} = \frac{\text{arctg}2\cdot 1,16\cdot 1,07}{1,07} = 63,6°$$

або в радіанах $\vartheta_m = 1,1\,\text{рад}$.

$$I_{mкп} = \frac{U_d}{\omega L_d}\vartheta_m - \frac{U_{гm}}{\omega L_d}\left[\cos\left(\delta-\varphi_1\right)-\cos\left(\delta-\varphi_1-\vartheta_m\right)\right] =$$

$$= \frac{245}{2\pi\cdot 135\cdot 10^3\cdot 19\cdot 10^{-6}}1,1 - \frac{567,3}{2\pi\cdot 135\cdot 10^3\cdot 19\cdot 10^{-6}}\times$$

$$\times\left[\cos(57,2°-9,9°)-\cos(57,2°-9,9°-63,6°)\right] = 26,5\,\text{А}.$$

15. Середнє значення струму зворотних діодів

$$I_{аVD} = \frac{U_d}{4\omega L_d}\left[\text{tg}\left(\delta-\varphi_1\right)\left(1-\cos\lambda_{VD}\right)+\sin\lambda_{VD}-\lambda_{VD}+\frac{\lambda_{VD}^2}{\pi}\right] =$$

$$= \frac{245}{4\cdot 2\pi\cdot 135\cdot 10^3\cdot 19\cdot 10^{-6}}\times$$

$$\times\left[\text{tg}(57,2°-9,9°)(1-\cos 40°)+\sin 40°-0,7+\frac{0,7^2}{\pi}\right] = 1,34\,\text{А}.$$

16. Максимальне значення струму зворотних діодів

$$I_{VDm} = \frac{U_d}{\omega L_d}\lambda_{VD} - \frac{U_{гm}}{\omega L_d}\left[\cos\left(\delta-\varphi_1\right)-\cos\left(\delta-\varphi_1-\lambda_{VD}\right)\right] =$$

$$= \frac{245}{2\pi\cdot 135\cdot 10^3\cdot 19\cdot 10^{-6}}0,7 - \frac{567,3}{2\pi\cdot 135\cdot 10^3\cdot 19\cdot 10^{-6}}\times$$

$$\times\left[\cos(57,2°-9,9°)-\cos(57,2°-9,9°-40°)\right] = 21,7\,\text{А}.$$

17. Середнє значення струму, що споживається від джерела живлення,

$$I_d = 2\left(I_{акп}-I_{аVD}\right) = \frac{U_d}{\omega L_d}\left[\text{tg}\left(\delta-\varphi_1\right)\cos\lambda_{VD}-\sin\lambda_{VD}-\frac{\lambda_{VD}^2}{\pi}+\lambda_{VD}\right] =$$

$$= \frac{245}{2\pi\cdot 135\cdot 10^3\cdot 19\cdot 10^{-6}}\left[\text{tg}(57,2°-9,9°)\cos 40°-\sin 40°-\frac{0,7^2}{\pi}+0,7\right] =$$

$$= 11,12\ \text{А}$$

18. Критерієм вірності результатів проектування є рівність струму I_d і теоретичного струму джерела живлення, який треба одержати від джерела живлення при заданій потужності $P_н$ та напрузі джерела живлення U_d,

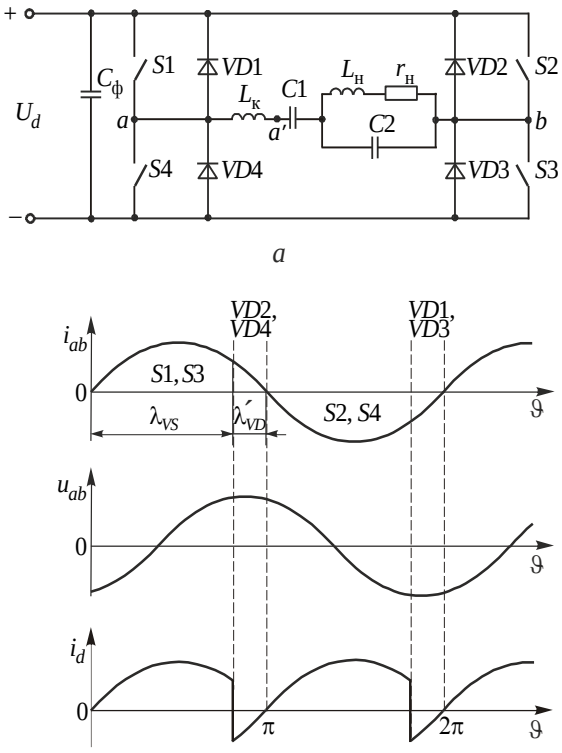
$$I_{d\,\text{теор}} = P_н / U_d = 2740/245 = 11{,}2\,\text{А}.$$

Похибка не перевищує 1,1 %.

Можливу різницю усувають, якщо провести одну або дві корекції інтервалу λ'_{VD}, тобто відношення частот $\omega_к/\omega$.

Якщо ми вибрали напівмостову схему інвертора, то у формули, наведені вище, замість U_d треба підставити $U_d/2$.

Приклад 8.6. Розрахувати мостовий резонансний інвертор зі зворотними діодами (рис. 8.6,*а*),) в режимі примусового закриття ключових приладів



а

б

Рис. 8.6

перед закінченням півперіоду (рис. 8.6,*б*) за даними прикладу 8.5.

Р о з в' я з а н н я.

1. Згідно рис. 8.6,*б* відношення частот дорівнює

$$\frac{\omega_к}{\omega}=\frac{T/2}{T_к/2}=\frac{\pi}{\pi+\lambda'_{VD}}.$$

Оскільки інтервал λ'_{VD} відраховується від заднього фронту імпульсу струму, який відрізняється повільним спадом, то він порівняно великий і приблизно визначається співвідношенням $\lambda'_{VD}=(0,6\ldots1,5)\lambda_{VD}$, яке в процесі розрахунку уточнюється. Тоді

$$\frac{\omega_к}{\omega}=\frac{\pi}{\pi+(0,6\ldots1,5)\lambda_{VD}}<1.$$

Приймаємо $\omega_к/\omega=0,95$.

2. Для забезпечення синусоїдальної форми напруги в діагоналі інверторного моста u_{ab} кут $\delta=35°\ldots65°$.

Приймаємо $\delta=58°$. Тоді $\mathrm{tg}\delta=1,6$.

3. Визначаємо добротність контуру

$$Q=\frac{\omega L_d}{r_E}=\frac{1}{2}\left(\frac{\omega}{\omega_к}\right)^2\left[\mathrm{tg}\delta+\sqrt{\mathrm{tg}^2\delta-\left(\frac{\omega_к}{\omega}\right)^2}\right]=$$

$$=\frac{1}{2}\left(\frac{1}{0,95}\right)^2\left[1,6+\sqrt{1,6^2-0,95^2}\right]=1,6.$$

4. Визначаємо кут φ_1

$$\mathrm{tg}\varphi_1=0,405\,\mathrm{tg}\delta-\sqrt{0,164\mathrm{tg}^2\delta-0,189}=$$

$$=0,405\cdot1,6-\sqrt{0,164\cdot1,6^2-0,189}=0,168.$$

Звідки $\varphi_1=9,53°$.

5. Визначаємо максимальну напругу між точками a і b

$$U_{abm}=U_{гm}=\frac{\pi U_d}{2\cos(\delta-\varphi_1)}=\frac{\pi\cdot245}{2\cos(58,5°-9,3°)}=580,2\,\mathrm{В}.$$

6. Вибираємо ємнісний розлад контуру

$$\xi_0=0,985,\ (\xi_0^2=0,97).$$

7. Визначаємо кут зсуву фаз ψ між першими гармоніками інвертованого струму $i_{(1)}$ та напругою на навантаженні.

$$\operatorname{tg}\psi = \operatorname{tg}\varphi_{\text{н}} \frac{\dfrac{1}{\sin^2\varphi_{\text{н}}} - \xi_0^2}{\xi_0^2} = 16,6 \frac{\dfrac{1}{0,996} - 0,97}{0,97} = 0,58.$$

Звідки $\psi = 30,2°$.

8. Ємність паралельного конденсатора $C2$

$$C_2 = \frac{1}{\xi_0^2 \omega^2 L_{\text{н}}} = \frac{1}{0,97\left(2\pi \cdot 135 \cdot 10^3\right)^2 \cdot 1,23 \cdot 10^{-6}} = 1,17\ \text{мкФ}.$$

Приймаємо $C_2 = 1,4\ \text{мкФ}$.

9. Визначаємо еквівалентні опори:

$$r'_{\text{E}} = \frac{\xi_0^2 \operatorname{ctg}\varphi_{\text{н}}}{\left(1 - \xi_0^2\right)^2 + \operatorname{ctg}^2\varphi_{\text{н}}} = \frac{0,97 \cdot 0,06}{\left(1 - 0,97\right)^2 + 0,06^2} = 12,9;$$

$$r_{\text{E}} = r'_{\text{E}} \,/\left(\omega C_2\right) = 12,9 \Big/ \left(2\pi \cdot 135 \cdot 10^3 \cdot 1,4 \cdot 10^{-6}\right) = 10,9\ \text{Ом}.$$

10. За кутами δ (tgδ) і ψ (tgψ) визначаємо співвідношення

$$\text{K} = C_2 / C_1 = r'_{\text{E}}\ (\operatorname{tg}\delta - \operatorname{tg}\psi) = 12,9(1,6 - 0,58) = 13,16.$$

11. Ємність послідовного конденсатора $C1$

$$C_1 = C_2 / \text{K} = 1,4 \cdot 10^{-6} / 13,16 = 0,106 \cdot 10^{-6}\ \text{мкФ} = 0,106\ \text{нФ}.$$

12. Індуктивність вхідного дроселя

$$L_d = r_{\text{E}} Q / \omega = 10,9 \cdot 1,6 \Big/ \left(2\pi \cdot 135 \cdot 10^3\right) = 20,6\ \text{мкГн}.$$

13. Середнє значення струму ключових приладів

$$I_{\text{акп}} = \frac{U_d}{4\omega L_d}\left[\operatorname{tg}\left(\delta - \varphi_1\right)\left(1 + \cos\lambda_{VD}\right) - \sin\lambda_{VD} - \frac{\lambda_{VD}^2}{\pi} + \lambda_{VD}\right] =$$

$$= \frac{245}{4 \cdot 2\pi \cdot 135 \cdot 10^3 \cdot 20,6 \cdot 10^{-6}} \times$$

$$\times \left[\operatorname{tg}\left(58° - 9,53°\right)\left(1 + \cos 40°\right) - \sin 40° - \frac{0,7^2}{\pi} + 0,7\right] = 6,7\ \text{А}.$$

14. Середнє значення струму зворотних діодів

$$I_{\text{a}VD}=\frac{U_d}{4\omega L_d}\left[\operatorname{tg}\left(\delta-\varphi_1\right)\left(1-\cos\lambda_{VD}\right)+\sin\lambda_{VD}-\lambda_{VD}+\frac{\lambda_{VD}^2}{\pi}\right]=$$

$$=\frac{245}{4\cdot 2\pi\cdot 135\cdot 10^3\cdot 20{,}6\cdot 10^{-6}}\times$$

$$\times\left[\operatorname{tg}\left(58^\circ-9{,}53^\circ\right)\left(1-\cos 40^\circ\right)+\sin 40^\circ+\frac{0{,}7^2}{\pi}-0{,}7\right]=1{,}27\,\text{A}.$$

15. Середнє значення струму, що споживається від джерела живлення,

$$I_d=2\left(I_{\text{a кп}}-I_{\text{a}VD}\right)=\frac{U_d}{\omega L_d}\left[\operatorname{tg}\left(\delta-\varphi_1\right)\cos\lambda_{VD}+\sin\lambda_{VD}+\frac{\lambda_{VD}^2}{\pi}-\lambda_{VD}\right]=$$

$$=2\left(6{,}7-1{,}27\right)=10{,}9\,\text{A};$$

(для напівмостового інвертора —

$$I_d=\frac{U_d}{2\omega L_d}\left[\operatorname{tg}\left(\delta-\varphi_1\right)\cos\lambda_{VD}+\sin\lambda_{VD}+\frac{\lambda_{VD}^2}{\pi}-\lambda_{VD}\right]).$$

16. Критерієм вірності результатів проектування є рівність струму I_d і теоретичного струму джерела живлення, який потрібно одержати від джерела живлення при заданій потужності $P_{\text{н}}$ та напрузі живлення U_d,

$$I_{d\,\text{теор}}=P_{\text{н}}/U_d=2740/245=11{,}2\,\text{A}.$$

Похибка складає 3 %.

8.3. АВТОНОМНІ ІНВЕРТОРИ НАПРУГИ

8.3.1. Інвертори напруги на повністю керованих вентилях

Приклад 8.7. Розрахувати однофазний мостовий транзисторний інвертор напруги (рис. 8.7) за наступними даними: максимальна повна потужність навантаження за першою гармонікою при максимальній вихідній напрузі $S_{(1)\text{н}}=500\,\text{ВА}$; діапазон регулювання діючого значення першої гармоніки напруги на навантаженні $U_{(1)\text{н}\min}=100\,\text{В}$, $U_{(1)\max}=150\,\text{В}$; коефіцієнт зсуву першої гармоніки $\cos\varphi_{(1)}=0{,}5$ (навантаження активно-індуктивне); частота вихідної напруги $f=400\,\text{Гц}$; напруга джерела живлення $U_d=60\,\text{В}$ (в якості джерела живлення інвертора використовується некерований однофазний

випрямляч, підімкнений до мережі змінного струму); діапазон зміни температури навколишнього середовища $T°\text{C} = -40\ldots+40°\text{C}$.

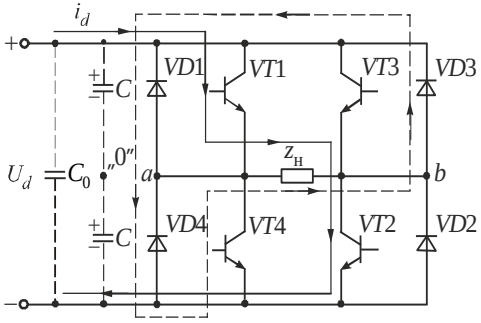


Рис. 8.7

Р о з в' я з а н н я.

1. Повний опір навантаження для основної гармоніки

$$z_н = U^2_{(1)н\max} \big/ S_{(1)н} = 150^2 / 500 = 45\,\text{Ом}.$$

2. Активний опір навантаження

$$r_н = z_н \cos\varphi_{(1)} = 45 \cdot 0,5 = 22,5\,\text{Ом}.$$

3. Індуктивний опір навантаження

$$x_н = 2\pi\varphi L_н = z_н \sin\varphi_{(1)} = 45 \cdot 0,866 = 39\,\text{Ом}.$$

4. Визначаємо діюче значення напруги першої гармоніки, яка прикладається до первинної обмотки вихідного трансформатора. Для того, щоб поліпшити гармонічний склад вихідної напруги при максимальній потужності в навантаженні, приймаємо $\lambda_{VT} = 2\pi/3$ або $\theta = \pi/3$. Нехтуючи спадом напруги на відкритих транзисторах, знаходимо діюче значення першої гармоніки напруги на первинній обмотці трансформатора

$$U_{(q)1} = \frac{U_{(q)1m}}{q\sqrt{2}} = \frac{4U_d}{q\pi\sqrt{2}} \cos\frac{q\theta}{2} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_d \sin\frac{\lambda_{VT}}{2} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot 60 \cdot 0,866 = 46,8\,\text{В},$$

де $q = 1$.

5. Коефіцієнт трансформації вихідного трансформатора

$$К_т = U_{(1)н} \big/ U_{(1)1} = 150 / 46,8 = 3,2.$$

6. Активний опір навантаження, зведений до первинної обмотки трансформатора,

$$r'_{\text{н}} = r_{\text{н}} / \text{K}_{\text{т}}^2 = 22,5/3,2^2 = 2,2\,\text{Ом}.$$

7. Індуктивний опір навантаження, зведений до первинної обмотки трансформатора,

$$x'_{\text{н}} = x_{\text{н}} / \text{K}_{\text{т}}^2 = 39/3,2^2 = 3,8\,\text{Ом}.$$

8. Параметр навантаження

$$k = r_{\text{н}}\left(\omega L_{\text{н}}\right) = r'_{\text{н}} / x'_{\text{н}} = 2,2/3,8 = 0,578;$$

$$(\cos\varphi_{(1)} = k/\sqrt{k^2+1}).$$

9. Базисний струм

$$I'_0 = U_d / r'_{\text{н}} = 60/2,2 = 27,3\,\text{А}.$$

10. Максимальне значення струму у первинній обмотці трансформатора

$$I'_{\text{н}0} = I'_0 \frac{e^{k\pi} - e^{k\theta}}{1+e^{k\pi}} = 27,3\frac{e^{\pi\cdot 0,578} - e^{\frac{\pi}{3}\cdot 0,578}}{1+e^{\pi\cdot 0,578}} = 16,5\,\text{А}.$$

11. Максимальне значення струму транзисторів і зворотних діодів $VD2$, $VD3$

$$I_{VT\max} = I_{VD2,3\max} = I'_{\text{н}0} = 16,5\,\text{А}.$$

12. Максимальне значення струму зворотних діодів $VD1$, $VD4$

$$I_{VD1,4\max} = I'_0 \frac{e^{k\lambda_{VT}} - 1}{e^{k\pi}+1} = 27,3\frac{e^{\frac{2\pi}{3}\cdot 0,578} - 1}{e^{\pi\cdot 0,578}+1} = 9\,\text{А}.$$

13. Кут та час провідності зворотних діодів $VD1$, $VD4$ при максимальній потужності навантаження

$$\sigma = \frac{1}{k}\ln\frac{e^{k\pi} + e^{k\lambda_{VT}}}{1+e^{k\pi}} = \frac{1}{0,578}\ln\frac{e^{\pi\cdot 0,578} + e^{\frac{2\pi}{3}\cdot 0,578}}{1+e^{\pi\cdot 0,578}} = 0,49;$$

$$t_{VD} = \sigma/(2\pi f) = 0,49/(2\cdot 3,14\cdot 400) = 0,196\cdot 10^{-3}\,\text{с}.$$

14. Середнє значення струму через зворотні діоди $VD1$, $VD4$ в режимі максимального навантаження

$$I_{\text{a}VD1,4} = \frac{I'_0}{2\pi}\left[\frac{e^{k\lambda_{VT}} - 1}{k\left(1+e^{k\pi}\right)} - \sigma\right] = \frac{27,3}{2\pi}\left[\frac{e^{\frac{2\pi}{3}\cdot 0,578} - 1}{0,578\left(1+e^{\pi\cdot 0,578}\right)} - 0,49\right] = 0,36\,\text{А}.$$

15. Середнє значення струму через зворотні діоди $VD2$, $VD3$ в режимі максимального навантаження

$$I_{\text{a}VD2,3}=\frac{I'_0}{2\pi}\left[\frac{e^{k\pi}-e^{k\theta}}{k\left(1+e^{k\pi}\right)}-\sigma\right]=\frac{27,3}{2\pi}\left[\frac{e^{\pi\cdot 0,578}-e^{\frac{\pi}{3}\cdot 0,578}}{0,578\left(1+e^{\pi\cdot 0,578}\right)}-0,49\right]=2,4\,\text{A}.$$

16. Максимальне значення напруги на транзисторах інвертора $U_{\text{KE}\max}$ та зворотної напруги на зворотних діодах $VD1\ldots VD4$

$$U_{\text{KE}\max}=U_{\text{зв}\,VD\max}=60\,\text{B}.$$

17. З урахуванням коефіцієнта запасу за струмом $\text{К}_{\text{зс}}=1,8\ldots 2$ і коефіцієнта запасу за напругою $\text{К}_{\text{зн}}=1,3\ldots 1,5$ із довідника вибираємо транзистори та діоди (з метою уніфікації елементів інвертора зворотні діоди вибираємо однаковими за максимальним середнім струмом):

$$U'_{\text{KE}\max}=U'_{\text{зв}VD\max}=\text{К}_{\text{зн}}U_{\text{KE}\max}=1,5\cdot 60=90\,\text{B},$$

$$I'_{\text{K}\max}=\text{К}_{\text{зс}}I'_{\text{н}0}=2\cdot 16,5=33\,\text{A},$$

$$I'_{\text{a}VD\max}=\text{К}_{\text{зс}}I_{\text{a}VD2,3}=2\cdot 2,4=4,8\,\text{A}.$$

Вибираємо біполярні транзистори, типу *n-p-n* 2Т827А, які допускають максимальний постійний струм 20 А; максимальний імпульсний струм 40 А; максимальну напругу $U_{\text{KE}\max}=100\,\text{B}$; максимальна напруга насичення $\le 2\,\text{B}$.

В якості зворотних діодів вибираємо діоди типу 2Д213В з максимальною зворотною напругою 100 В і максимальним допустимим значенням середнього струму 10 А.

18. Діюче значення напруги на первинній обмотці трансформатора при максимальній потужності навантаження

$$U_1=U_d\sqrt{\lambda_{VT}/\pi}=60\sqrt{(2\pi/3)/\pi}=49\,\text{B}.$$

19. Діюче значення напруги на вторинній обмотці трансформатора при максимальній потужності навантаження

$$U_2=\text{К}_{\text{т}}U_1=3,2\cdot 49=156,8\,\text{B}.$$

20. Діюче значення струму у первинній обмотці трансформатора при максимальному навантаженні

$$I_1=I'_0\sqrt{\frac{\lambda_{VT}}{\pi}+\frac{1}{k\pi\left(1+e^{k\pi}\right)}\left[-e^{k\lambda_{VT}}+\frac{e^{k\pi}}{e^{k\lambda_{VT}}}-\frac{e^{2k\pi}-1}{e^{k\pi}+1}\right]}=$$

$$= 27,3\sqrt{\frac{2\pi/3}{\pi}+\frac{1}{0,578\pi\left(1+e^{\pi\cdot 0,578}\right)}\left[-e^{\frac{2\pi}{3}0,578}+\frac{e^{0,578\cdot\pi}}{e^{\frac{2\pi}{3}0,578}}-\frac{e^{2\cdot 0,578\cdot\pi}-1}{e^{0,578\cdot\pi}+1}\right]}=$$

$$= 10,7\,\text{А}.$$

21. Діюче значення струму вторинної обмотки трансформатора

$$I_2 = I_1/\text{К}_\text{т} = 10,7/3,2 = 3,34\,\text{А}.$$

22. Габаритна (типова) потужність вихідного трансформатора

$$S_\text{Т} = S_1 = S_2 = 49\cdot 10,7 = 524,3\,\text{ВА}.$$

Розрахунок трансформатора виконується за відомими методиками.

23. Частота основної гармоніки пульсацій на накопичувальному конденсаторі C_0, що обумовлена роботою інвертора,

$$f_\text{п} = 2f = 2\cdot 400 = 800\,\text{Гц}.$$

24. Максимальна напруга на конденсаторі C_0

$$U_{C_0 m} = U_d = 60\,\text{В}.$$

В якості накопичувального конденсатора використовуємо конденсатор типу К50-33 з робочою напругою 100 В. У відповідності з ТУ на даний конденсатор допустима амплітуда змінної складової на частоті 800 Гц складає 1,5 % робочої напруги, тобто

$$U_{\text{п доп}} = 0,015\cdot 100 = 1,5\,\text{В}.$$

25. Ємність накопичувального конденсатора можна орієнтовно визначити як і для нерегульованого однофазного інвертора

$$C_0 = I_0'\ \frac{T_\text{н}}{U_{\text{п доп}}}\left(\frac{1-e^{-k\pi}}{1+e^{-k\pi}}-\ln\frac{2}{1+e^{-k\pi}}\right)=$$

$$= 27,3\frac{690\cdot 10^{-6}}{1,5}\left(\frac{1-e^{-0,578\cdot\pi}}{1+e^{-0,578\cdot\pi}}-\ln\frac{2}{1+e^{-0,578\cdot\pi}}\right)= 2235,3\cdot 10^{-6}\,\Phi = 2235,3\ \text{мкФ}.$$

де

$$T_\text{н} = L_\text{н}/r_\text{н} = x_\text{н}/(2\pi f\ r_\text{н}) = 39/(2\pi\cdot 400\cdot 22,5) = 690\cdot 10^{-6}\,\text{с}.$$

Вибираємо конденсатор К50-33 ємністю 2200 мкФ з робочою напругою 100 В.

Визначаємо ємність конденсатора C_0 з урахуванням можливого зменшення її на 50% при зниженні температури навколишнього середовища до -40°С та на 20% через технологічний розкид

$$C_0' \geq 2 \cdot 1,2 \cdot C_0 = 2 \cdot 1,2 \cdot 2200 = 5280 \text{ мкФ}.$$

Для одержання необхідної ємності з'єднуємо паралельно 3 конденсатори вказаного типу.

26. Мінімальне діюче значення першої гармоніки напруги на первинній обмотці трансформатора при мінімальній напрузі на навантаженні

$$U_{(1)1\min} = U_{(1)\text{н}\min} / \text{К}_\text{т} = 100/3,2 = 31,3 \text{ В}.$$

27. Мінімальна тривалість імпульсу вихідної напруги інвертора

$$\lambda_{VT\min} = 2\arcsin\frac{\pi U_{(1)1\min}}{2\sqrt{2}U_d} = 2\arcsin\frac{\pi \cdot 31,3}{2\sqrt{2} \cdot 60} = 71° \text{ (або 1,23 рад.)}$$

Одержані значення λ_{VT} та $\lambda_{VT\min}$ використовують при розрахунку системи керування інвертором.

28. Середнє значення струму, що споживається від джерела живлення в режимі максимальної та мінімальної потужності навантаження,

$$I_{d\max} = I_0' \left[\frac{\lambda_{VT}}{\pi} + \frac{e^{k(\pi-\lambda_{VT})} - e^{k\lambda_{VT}} - e^{k\pi} + 1}{k\pi\left(1 + e^{k\pi}\right)} \right] =$$

$$= 27,3\left[\frac{2\pi}{3\pi} + \frac{e^{0,578\left(\pi-(2\pi/3)\right)} - e^{0,578 \cdot 2\pi/3} - e^{0,578 \cdot \pi} + 1}{0,578 \cdot \pi\left(1 + e^{0,578 \cdot \pi}\right)} \right] = 4,17 \text{ А}.$$

$$I_{d\min} = I_0' \left[\frac{\lambda_{VT\min}}{\pi} + \frac{e^{k\left(\pi-\lambda_{VT\min}\right)} - e^{k\lambda_{VT\min}} - e^{k\pi} + 1}{k\pi\left(1 + e^{k\pi}\right)} \right] =$$

$$= 27,3\left[\frac{1,23}{\pi} + \frac{e^{0,578(\pi-1,23)} - e^{0,578 \cdot 1,23} - e^{0,578 \cdot \pi} + 1}{0,578 \cdot \pi\left(1 + e^{0,578 \cdot \pi}\right)} \right] = 1,97 \text{ А}.$$

Значення величин U_d, $I_{d\max}$, $I_{d\min}$ і ємності конденсатора C_0 використовують при розрахунку випрямляча, що живить інвертор, і визначення параметрів згладжувального *LC*- фільтра.

Приклад 8.8. Розрахувати трифазний транзисторний інвертор напруги (рис. 8.8) за наступними даними: вихідна напруга (лінійна) $U_{\text{нл}2} = 380 \text{ В}$; індуктивність навантаження $L_\text{н} = 20 \text{ мГн}$; активний опір навантаження

$r_н = 20\,Ом$; вихідна частота $f = 400\,Гц$; напруга джерела живлення $U_d = 100\,В$; трансформатор інвертора виконаний за схемою ⅄/⅄.

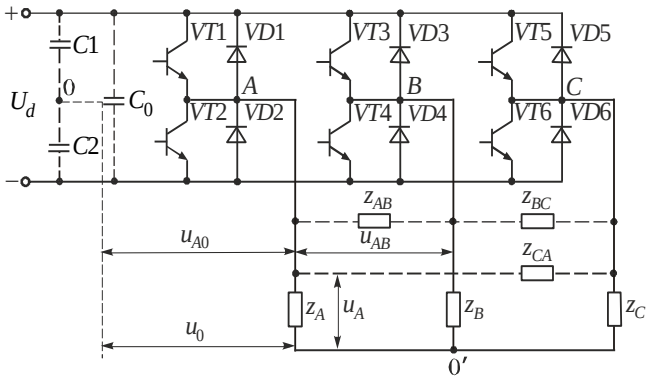


Рис. 8.8

Р о з в' я з а н н я.

1. Діюче значення фазної напруги на навантаженні

$$U_{нф2} = U_{нл2} / \sqrt{3} = 380 / \sqrt{3} = 220\,В.$$

2. Діюче значення фазної напруги на первинній обмотці трансформатора

$$U_{нф1} = \left(\sqrt{2}/3\right) U_d = \left(\sqrt{2}/3\right) \cdot 100 = 47{,}1\,В.$$

3. Коефіцієнт трансформації інверторного трансформатора

$$К_т = U_{нф1} / U_{нф1} = 220 / 47{,}1 = 4{,}67.$$

4. Зведені активний опір та індуктивність навантаження (до первинної обмотки)

$$r'_н = r_н / \ К_т^2 = 20 / 4{,}67^2 = 0{,}92\,Ом;$$

$$L'_н = L_н / К_т^2 = 10 / 4{,}67^2 = 0{,}46\,мГн.$$

5. Діюче значення струму у фазі первинної обмотки трансформатора

$$I_{ф1} = I_{л1} = \left(\sqrt{2}/3\right) I_0 A = \left(\sqrt{2}/3\right) \cdot 108{,}7 \cdot 0{,}596 = 30{,}5\,А;$$

$$I_0 = U_d / r'_н = 100 / 0{,}92 = 108{,}7\,А.$$

$$A = \sqrt{1 - \frac{3}{2k\pi} \frac{1 - a^2}{1 - a + a^2}} = \sqrt{1 - \frac{3}{2 \cdot 0{,}796 \cdot \pi} \frac{1 - 0{,}19}{1 - 0{,}436 + 0{,}19}} = 0{,}596,$$

де $k = r_{\text{н}} / (\omega L_{\text{н}}) = 20 / \left(2\pi \cdot 400 \cdot 10 \cdot 10^{-3}\right) = 0,796$; $a = e^{-k\frac{\pi}{3}} = e^{-0,796\frac{\pi}{3}} = 0,436$;

$a^2 = 0,19$.

6. Діюче значення струму у фазі вторинної обмотки трансформатора

$$I_{\text{ф}2} = I_{\text{ф}1} / \text{К}_{\text{т}} = 30,5 / 4,67 = 6,53\,\text{А}.$$

7. Коефіцієнт потужності навантаження

$$\lambda = P_{\text{н}} / S_{\text{н}} = A = 0,596.$$

8. Середнє значення струму, що споживається від джерела живлення,

$$I_d = 2I_0 A^2 / 3 = 2 \cdot 108,7 \cdot 0,596^2 / 3 = 25,7\,\text{А}.$$

9. Максимальний струм через транзистори (навантаження) перед комунікацією при $\lambda > 0,528$

$$I_{\text{К}\max} = I_{\text{н}0\max} = \frac{U_d}{3r'_{\text{н}}} \cdot \frac{(2-a)\left(1-a^2\right)}{1+a^3} =$$

$$= \frac{100}{3 \cdot 0,92} \cdot \frac{(2-0,436)(1-0,19)}{1+0,083} = 42,4\,\text{А},$$

де $a^3 = 0,083$ (при $\lambda < 0,528$ $I_{\text{К}\max} = \frac{U_d}{3r'_{\text{н}}} \frac{\left(1+a^2\right)\left(1-a^2\right)}{1+a^3}$).

10. Типова потужність інверторного трансформатора

$$S_{\text{т}} = S_1 = S_2 = 3U_{\text{нф}1} I_{\text{нф}1} = 3 \cdot 47,1 \cdot 30,5 = 4309,6\,\text{ВА}.$$

11. Середнє та діюче значення струмів зворотних діодів $VD1 \ldots VD6$

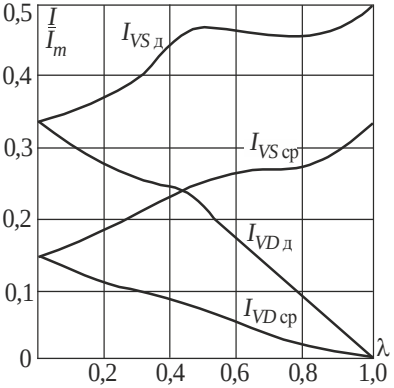


Рис. 8.9

$$I_{\text{а}VD} = I_{\text{н}0\max}\left(I_{VD\text{ср}} / I_m\right) =$$

$$= 42,4 \cdot 0,05 = 2,12\,\text{А}$$

$$I_{\text{а д}VD} = I_{\text{н}0\max}\left(I_{VD\text{д}} / I_m\right) =,$$

$$= 42,4 \cdot 0,17 = 7,2\,\text{А},$$

де значення I / I_m беруться з графіка (рис. 8.9) залежно від значення λ ($\lambda = 0,596$).

12. Максимальна напруга на транзисторах і зворотних діодах

$$U_{\text{КЕ}\max} = U_{VD\max} = U_d = 100\,\text{В}.$$

За отриманими результатами із довідника вибираємо транзистори та зворотні діоди, які мають:

$$I'_{\text{K}\max} = \text{К}_{\text{зс}} I_{\text{K}\max} = (1{,}8\ldots 2) I_{\text{K}\max} = 1{,}8 \cdot 42{,}4 = 76{,}3\,\text{А};$$

$$U'_{\text{KE}\max} = \text{К}_{\text{зн}} U_{\text{KE}\max} = 1{,}3 \ldots 1{,}5 \cdot 100 = 150\,\text{В};$$

$$I'_{\text{a}VD} = \text{К}_{\text{зс}} I_{\text{a}VD} = 2 \cdot 2{,}12 = 4{,}24\,\text{А};$$

$$I'_{\text{a д}VD} = \text{К}_{\text{зс}} I_{\text{a д}VD} = 2 \cdot 7{,}2 = 14{,}4\,\text{А};$$

$$U'_{\text{зв}\max} = 1{,}5 U_d = 150\,\text{В}.$$

Вибираємо біполярні транзистори *n-p-n* типу 2Т867А з $I_{\text{K}\max} = 40\,\text{А}$ (вмикаємо по два паралельно) і $U_{\text{KE}\max} = 300\,\text{В}$; зворотні діоди типу 2Д213А з $I_{\text{а доп}} = 10\,\text{А}$; $U_{\text{зв доп}} = 200\,\text{В}$.

13. Якщо $\lambda > 0{,}528$, то на вході інвертора накопичувальний конденсатор вмикати не треба. Якщо $\lambda < 0{,}528$, то на вході інвертора вмикають накопичувальний конденсатор C_0, ємність якого визначають з виразу

$$C_0 = \frac{U_d I_{\text{н}}}{3 r'_{\text{н}}\, \Delta U_C} \left[2 \ln \frac{(1+a)^2}{2\left(1+a^3\right)} + \frac{(1-2a)\left(1-a^2\right)}{1+a^3} \right],$$

де $\Delta U_C \le 0{,}1 U_d$; $T_{\text{н}} = L_{\text{н}} / r_{\text{н}}$.

Якщо інвертор живиться від випрямляча, який має односторонню провідність, то при живленні активно-індуктивного навантаження і знятті імпульсів керування з транзисторів на вході інвертора треба ставити накопичувальний конденсатор C_0, який приймає енергію, накопичену в навантаженні і знімає можливі перенапруги.

Максимальна величина ємності C_0 визначається виразом

$$C_{0\max} = \frac{U_d T_{\text{н}}}{3 r'_{\text{н}}\, \Delta U_C} (2 \ln 2 - 1) = \frac{100 \cdot 0{,}5 \cdot 10^{-3}}{3 \cdot 0{,}92 \cdot 5} (2 \ln 2 - 1) = 1400\,\text{мкФ},$$

де $T_{\text{н}} = L_{\text{н}} / r_{\text{н}} = 10 \cdot 10^{-3} / 20 = 0{,}5 \cdot 10^{-3}\,\text{с}$; $\Delta U_C = 0{,}05 U_d = 0{,}05 \cdot 100 = 5\,\text{В}$.

Вибираємо конденсатор типу К50-33 ємністю 1500 мкФ з робочою напругою 100 В.

8.3.2. Інвертори напруги на не повністю керованих вентилях

Приклад 8.9. Розрахувати однофазний тиристорний інвертор напруги з міжвентильною комутацією (рис. 8.10) за наступними даними: повна потужність навантаження за першою гармонікою $S_{(1)н} = 800\,\text{ВА}$; діюче значення напруги першої гамоніки на навантаженні $U_{(1)н} = 200\,\text{В}$; коефіцієнт зсуву першої гармоніки струму відносно першої гармоніки напруги $\cos\varphi_{(1)} = 0,75$ (навантаження активно-індуктивне); частота першої гармоніки вихідної напруги $f = 400\,\text{Гц}$; напруга джерела живлення $U_d = 100\,\text{В}$. Джерелом живлення інвертора є випрямляч, підімкнений до мережі змінного струму.

Р о з в' я з а н н я.

1. Повний опір навантаження на основній гармоніці

$$z_н = U^2_{(1)н} / S_{(1)н} = 200^2/800 = 50\,\text{Ом}.$$

2. Активний опір навантаження

$$r_н = z_н \cos\varphi_{(1)} = 50 \cdot 0,75 = 37,5\,\text{Ом}.$$

3. Індуктивний опір наван-таження на основній гармоніці

$$x_н = 2\pi f L_н = z_н \sin\varphi_{(1)} = 50 \cdot 0,6 = 33,1\ \text{Ом}.$$

4. Визначаємо діюче значення першої гармоніки напруги, яка прикладається до первинної обмотки трансформатора (спадом напруги на відкритих тиристорах нехтуємо),

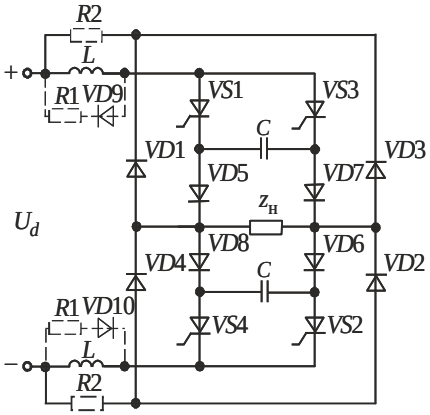


Рис. 8.10

$$U_{(1)1} = \frac{2\sqrt{2}U_d}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}\cdot 100}{3{,}14} = 90{,}1\,\text{В}.$$

5. У зв'язку з тим, що напруга на первинній обмотці трансформатора не відповідає напрузі на навантаженні, у схемі застосовується трансформатор. Коефіцієнт трансформації вихідного трансформатора

$$\text{К}_\text{т} = \frac{w_2}{w_1' + 2w_1''} = \frac{U_{(1)\text{н}}}{U_{(1)1}} = 200/90{,}1 = 2{,}22.$$

6. Активний опір навантаження, зведений до первинної обмотки трансформатора

$$r_\text{н}' = r_\text{н} / \text{К}_\text{т}^2 = 37{,}5/2{,}22^2 = 7{,}61\,\text{Ом}.$$

7. Індуктивний опір навантаження, зведений до первинної обмотки трансформатора

$$x_\text{н}' = x_\text{н} / \text{К}_\text{т}^2 = 33{,}1/2{,}22^2 = 6{,}71\,\text{Ом}.$$

8. Параметр навантаження

$$k = r_\text{н}' / x_\text{н} = r_\text{н} / x_\text{н} = 76{,}1/6{,}71 = 1{,}134.$$

9. Базисний струм

$$I_0 = U_d / r_\text{н}' = 100/7{,}61 = 13{,}14\,\text{А}.$$

10. Максимальне значення струму навантаження, зведене до первинної обмотки трансформатора,

$$I_{\text{н}\max}^{'} = I_{\text{н}0}^{'} = I_0 \frac{1-a^3}{1+a^3} = 13{,}14 \cdot \frac{1-0{,}0284}{1+0{,}0284} = 12{,}41\,\text{А},$$

де $a = e^{-k\frac{\pi}{3}} = e^{-1{,}134\cdot\frac{\pi}{3}} = 0{,}305$; $a^3 = 0{,}0284$.

11. Середнє значення струму, що споживається від джерела живлення,

$$I_d = I_0\left[1 + \frac{2\left(a^3-1\right)}{k\pi\left(1+a^3\right)}\right] = 13{,}14\left[1 + \frac{2(0{,}0281-1)}{1{,}134\cdot\pi(1+0{,}0284)}\right] = 6{,}17\,\text{А}.$$

Одержане значення I_d, а також величина U_d використовуються при розрахунку випрямляча, що живить інвертор.

12. Кут σ і час провідності звортних діодів

$$\sigma = 2\pi f t_{VD} = \frac{1}{k}\ln\frac{2}{1+a^3} = \frac{1}{1{,}134}\ln\frac{2}{1+0{,}0284} = 0{,}5865;$$

$$t_{VD} = \sigma / 2\pi f = 0{,}5865/(2\pi\cdot 400) = 233\cdot 10^{-6}\,\text{с}.$$

13. Середнє значення струму через тиристори

$$I_{\text{a}VS} = \frac{I_0}{2\pi}\left[\pi - \sigma - \frac{1-a^3}{k\left(1+a^3\right)}\right] =$$

$$= \frac{13{,}14}{2\pi}\left[\pi - 0{,}5865 - \frac{1-0{,}0284}{1{,}134\left(1+0{,}0284\right)}\right] = 3{,}6\,\text{A}.$$

14. Середнє значення струму зворотних діодів

$$I_{\text{a}VD} = \frac{I_0}{2\pi}\left[\frac{1-a^2}{k\left(1+a^3\right)} - \sigma\right] = \frac{13{,}14}{2\pi}\left[\frac{1-0{,}0284}{1{,}134\left(1+0{,}0284\right)} - 0{,}586\right] = 1{,}74\,\text{A}.$$

15. Максимальна зворотна напруга на тиристорах та діодах

$$U_{\text{зв max}} = U_d = 100\,\text{В}.$$

За результатами розрахунку із довідника вибираємо:

а) тиристори типу ТЧ-10-2 з наступними параметрами: допустимий середній струм $I_{\text{а доп}} = 10\,\text{А}$; допустима зворотна напруга $U_{\text{зв доп}} = 200\,\text{В}$; критична швидкість зростання прямої напруги $du/dt = 100\,\text{В/мкс}$; критична швидкість зростання анодного струму $di_{\text{а}}/dt = 100\,\text{А/мкс}$; час вимикання $t_{\text{вим}} = 20\,\text{мкс}$.

б) діоди 2Д220А з наступними параметрами $I_{\text{а доп}} = 3\,\text{А}$; $U_{\text{зв доп}} = 400\,\text{В}$; допустима частота 20 кГц.

16. Діюче значення напруги на первинній обмотці трансформатора

$$U_1 = U_d = 100\,\text{В}.$$

17. Діюче значення напруги на навантаженні

$$U_2 = U_1 \text{К}_{\text{т}} = 100 \cdot 2{,}22 = 222\,\text{В}.$$

18. Діюче значення струму в первинній обмотці трансформатора

$$I_1 = I_0\sqrt{1 + \frac{2}{k\pi}\cdot\frac{a^3-1}{a^3+1}} = 13{,}14\sqrt{1 + \frac{2}{1{,}134\cdot\pi}\cdot\frac{0{,}0284-1}{0{,}0284+1}} = 9\,\text{А}.$$

19. Діюче значення струму в навантаженні

$$I_2 = I_1/\text{К}_{\text{т}} = 9/2{,}22 = 4{,}05\,\text{А}.$$

20. Типова потужність трансформатора

$$S_{\text{т}} = S_1 = S_2 = U_1 I_1 = 100 \cdot 9 = 900\,\text{ВА}.$$

21. Визначаємо параметри комутуючих елементів, виходячи з мінімума енергії, що накопичується в контурі комутації,

$$C = \frac{t_{\text{с}} I'_{\text{н}0}}{0,425 U_d} = \frac{25 \cdot 10^{-6} \cdot 12,41}{0,425 \cdot 100} = 7,3 \cdot 10^{-6}\ \Ф = 7,3\ \text{мкФ};$$

$$L = \frac{U_d t_{\text{с}}}{0,425 I'_{\text{н}0}} = \frac{100 \cdot 25 \cdot 10^{-6}}{0,425 \cdot 12,41} = 474 \cdot 10^{-6}\ \Гн = 474\ \text{мкГн},$$

де $t_{\text{с}} = (1,2\ldots2) t_{\text{вим}}$. Приймаємо $t_{\text{с}} = 25\ \text{мкс}$.

22. Максимальна напруга на комутуючому конденсаторі C в інтервалі повернення енергії з контуру комутації

$$U_{Cm} = U_d \left(1 + \text{К}_{\text{п}}\right) = 100(1 + 0,1) = 110\ \text{В},$$

де $\text{К}_{\text{п}} = 2w''_1 / w_1 = 0,1\ldots0,2$ — коефіцієнт повернення.

23. Амплітуда першої гармоніки напруги на конденсаторі C

$$U_{(1)Cm} = 4U_d / \pi = 4 \cdot 100 / \pi = 127,4\ \text{В}.$$

В якості комутуючого конденсатора використовуємо конденсатори типу МБГЧ, для яких у відповідності з ТУ допустима амплітуда змінної складової на частоті 1000 Гц складає 20 % від робочої напруги. Отже робоча напруга конденсатора повинна задовольняти умовам

$$U_{C\text{роб}} \geq U_{Cm} = 110\ \text{В};$$

$$U_{C\text{роб}} \geq \frac{U_{(1)Cm} \cdot 100\%}{20\%} = \frac{127,4 \cdot 100}{20} = 637\ \text{В}.$$

Вибираємо конденсатор МБГЧ ємністю 2мкФ на робочу напругу 750 В. Для одержання необхідної ємності вмикаємо 4 конденсатори паралельно.

24. Середнє значення струму в дроселях L

$$I_{L_0} \approx 2 I_{\text{a}VS} \approx 2 \cdot 3,6 = 7,2\ \text{А}.$$

Комутуючий дросель розраховуємо за відомими методиками.

25. Швидкість зростання прямої напруги на тиристорах

$$\frac{du}{dt} = 1,2 \frac{U_d}{t_{\text{с}}} = 1,2 \frac{100}{25 \cdot 10^{-6}} = 4,8\ \text{В/мкс}.$$

26. Швидкість зростання анодного струму тиристорів

$$di_{\text{a}} / dt = U_d / (2L) = 100 / \left(2 \cdot 474 \cdot 10^{-6}\right) = 0,105\ \text{А/мкс}.$$

Одержані значення du/dt і di_{a}/dt не повинні перевищувати величин, що наведені в паспорті на вибраний тиристор.

27. Стала часу кола навантаження

$$T_{\text{н}} = L_{\text{н}} / r_{\text{н}} = x_{\text{н}} / (2\pi f r_{\text{н}}) = 33{,}1 / (2\pi \cdot 400 \cdot 37{,}5) = 351 \cdot 10^{-6}\ \text{с}.$$

28. Напруга на накопичувальному конденсаторі C_0

$$U_{C_0} = U_d = 100\,\text{В}.$$

29. Частота основної гармоніки пульсацій на конденсаторі C_0, яка обумовлена роботою інвертора,

$$f_{(1)} = 2f = 2 \cdot 400 = 800\,\text{Гц}.$$

В якості накопичувального конденсатора використовуємо конденсотор типу К50-3Б з робочою напругою 160 В. У відповідностіз ТУ на даний конденсатор допустима амплітуда змінної складової на частоті 800 Гц складає 1,5 % від робочої напруги, тобто $U_{\text{п доп}} = 0{,}015\% \cdot 160 = = 2{,}4\,\text{В}$.

30. Ємність накопичувального конденсатора C_0

$$C_0 = I_0 \frac{I_{\text{н}}}{U_{\text{п доп}}} \left(\frac{1 - a^3}{1 + a^3} - \ln \frac{2}{1 + a^3} \right) =$$

$$= 13{,}14 \frac{351 \cdot 10^{-6}}{2{,}4} \left(\frac{1 - 0{,}0284}{1 + 0{,}0284} - \ln \frac{2}{1 + 0{,}0284} \right) = 538\,\text{мкФ}.$$

Вибираємо конденсатор К50-3Б ємністю 200 мкФ з робочою напругою 160 В. Для одержання необхідної ємності з урахуванням технологічного розкиду, вмикаємо 3 конденсатори паралельно.

31. Вихідний трансформатор розраховуємо за відомими методиками для $S_{\text{т}} = 900\,\text{ВА}$; частоти $f = 400\,\text{Гц}$.

Приклад 8.10. Розрахувати трифазний тиристорний інвертор напруги з двоступеневою пофазною комутацією (рис. 8.11) і комутуючим дроселем у

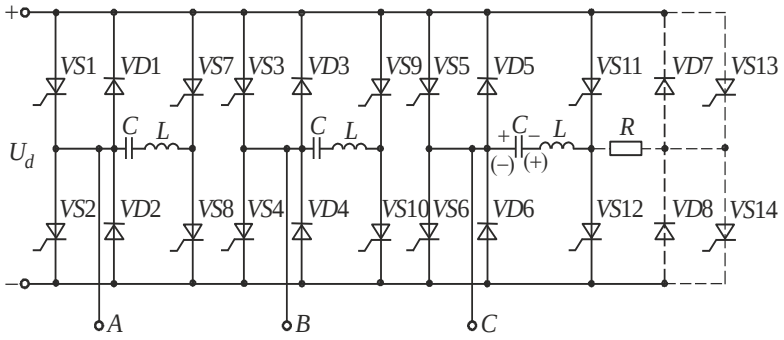


Рис. 8.11

колі конденсатора за даними, наведеними у прикладі 8.8.

Р о з в' я з а н н я.

1. Розрахунок до пункту 11 ведеться так, як і у прикладі 8.8.

2. Середнє та діюче значення струмів робочих тиристорів $VS1\ldots VS6$

$$I_{\text{а}\,VS} = I_{\text{н0max}}\left(I_{VS\text{ср}}/I_m\right) = 42{,}4\cdot 0{,}26 = 11{,}02\,\text{А};$$

$$I_{\text{а д}\,VS} = I_{\text{н0 max}} = \left(I_{VS\text{д}}/I_m\right) = 42{,}4\cdot 0{,}46 = 19{,}5\,\text{А}.$$

Значення I/I_m беруться з графіка рис. 8.9 залежно від значення λ ($\lambda = 0{,}596$).

3. Середнє та діюче значення струмів зворотних діодів $VD1\ldots VD6$

$$I_{\text{а}VD} = I_{\text{н0max}}\left(I_{VD\text{ср}}/I_m\right) = 42{,}4\cdot 0{,}05 = 2{,}12\,\text{А};$$

$$I_{\text{а д}VD} = I_{\text{н0max}}\left(I_{VD\text{д}}/I_m\right) = 42{,}4\cdot 0{,}17 = 7{,}2\,\text{А}.$$

4. Максимальна напруга на комутуючому конденсаторі в режимі холостого ходу

$$U_{Cm} = U_d \Big/ \left(1 - e^{-3\pi/\sqrt{4Q^2-1}}\right),$$

де $Q = z_C/r$ і r — відповідно еквівалентні добротність контуру комутації та опір втрат.

На практиці можливі значення напруг U_{Cm} (вона також є початковим значенням $U(0)$ перед комутацією робочих тиристорів) знаходяться в межах $(1{,}5\ldots 2{,}5)U_d$. Вибираємо $U_{Cm} = 1{,}5U_d = 1{,}5\cdot 100 = 150\,\text{В}$.

5. Максимальне значення прямої та звортної напруг на робочих тиристорах $VS1\ldots VS6$

$$U_{\text{пр max}} = U_{\text{зв max}} = U_d = 100\,\text{В}.$$

6. Максимальне значення прямої та зворотної напруг на комутуючих тиристорах $VS7\ldots VS12$

$$U_{\text{пр max}} = U_{\text{зв max}} = U_{Cm} = 150\,\text{В}.$$

7. Максимальне значення напруги на зворотних діодах $VD1\ldots VD6$

$$U_{\text{max}} = U_d = 100\,\text{В}.$$

8. Амплітуда струму перезаряду комутуючого конденсатора I_{Cm}

$$I_{Cm}/I_{\text{н0max}} = 1{,}1\ldots3.$$

Приймаємо $I_{Cm}/I_{\text{н0max}} = 1{,}3$.

9. Визначаємо коефіцієнт ε для комутуючого вузла, застосованого у схемі,

$$\varepsilon = \frac{U_{(0)} + E_{\text{к}}}{U_d} = \frac{150+0}{100} = 1{,}5.$$

10. Критичне (граничне) значення коефіціена навантаження характеризується найменшим значенням кута вимикання β

$$\chi_{\text{кр}} = \varepsilon \Big/ \left(I_{Cm}/I_{\text{н0max}}\right) = 1{,}5/1{,}3 = 1{,}15.$$

11. Характеристичний (хвильовий) опір

$$z_C = \chi_{\text{кр}} U_d / I_{\text{н0max}} = 1{,}15 \cdot 100/42{,}4 = 2{,}71\,\text{Ом}.$$

12. Кут вимикання

$$\beta = \omega_0 t_{\text{вим}} = 2\text{arctg}\sqrt{\left(\varepsilon/\chi\right)^2 - 1} = 2\text{arctg}\sqrt{\left(1{,}5/1{,}15\right)^2 - 1} \approx 79{,}9°.$$

13. Власна кутова частота контуру комутації

$$\omega_0 = \beta/t_{\text{вим}} = 2\pi \cdot 79{,}9 \cdot 10^6 \Big/ \left(360 \cdot 1{,}5 \cdot 30\right) = 80{,}9 \cdot 10^3\ \text{рад/с},$$

де $t_{\text{вим}} = (1{,}2\ldots1{,}5)t_{\text{вим т}}$.

14. Ємність комутуючого конденсатора

$$\text{C} = 1\Big/\left(\omega_0 z_{\text{C}}\right) = 1\Big/\left(30{,}9 \cdot 10^3 \cdot 2{,}71\right) \approx 12\,\text{мкФ}.$$

15. Індуктивність комутувючого дроселя

$$L = z_C/\omega_0 = 2{,}71\Big/\left(30{,}9 \cdot 10^3\right) = 0{,}088 \cdot 10^{-3}\,\text{Гн} = 88\,\text{мкГн}.$$

16. Середнє значення струму комутуючих тиристорів $VS7\ldots VS12$

$$I_{\text{a}VS} = 2\,fCU(0)e^{-k_\sigma \frac{\pi}{2}} = 2 \cdot 400 \cdot 12 \cdot 10^{-6} \cdot 150 e^{-0{,}083 \cdot \frac{\pi}{2}} = 1{,}26\,\text{А},$$

де k_σ — коефіцієнт згасання контуру;

$$k_\sigma = \frac{r}{2}\sqrt{\frac{C}{L}} = \frac{r}{2z_C} = \frac{1}{2 \cdot 6} = \frac{1}{2Q} = \frac{1}{2 \cdot 6} = 0{,}083;$$

$Q = 6$ для $U_{Cm} = 1{,}5U_d$.

17. Амплітудне значення струму у фазі первинної обмотки трансформатора

$$I_{(1)\,m} = \frac{2U_d}{3\pi} \cdot \frac{2 + 2\sin\frac{\pi}{2}\sin\frac{\pi}{6}}{\sqrt{\left(r'_{\text{н}}\right)^2 + \left(\omega L'_{\text{н}}\right)^2}} =$$

$$= \frac{2 \cdot 100}{3\pi} \frac{2 + 2 \cdot 1 \cdot 0{,}5}{\sqrt{0{,}92^2 + \left(2\pi \cdot 400 \cdot 0{,}46 \cdot 10^{-3}\right)^2}} \approx 44{,}9\,\text{А}.$$

18. Кут зсуву фаз між першими гармоніками струму та напруги

$$\varphi_{(1)} = \text{arctg}\left(\omega L'_{\text{н}}\right) \big/ r'_{\text{н}} = \text{arctg}\left(2\pi \cdot 400 \cdot 0{,}46 \cdot 10^{-3}\right) \big/ 0{,}92 = 51{,}5°.$$

19. Діюче значення струму комутуючого дроселя

$$I_L = \frac{I_{(1)m}}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{2\varphi_{(1)} - \sin^2 \varphi_{(1)}}{4\pi}} + \left(I_{Cm} - I_{\text{н}0\max}\right) \sqrt{\pi f \sqrt{LC}} =$$

$$= \frac{44{,}9}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{2 \cdot 2\pi \cdot 51{,}5/360 - \sin^2(51{,}5°)}{4\pi}} +$$

$$+ (1{,}3 \cdot 42{,}4 - 42{,}4) \sqrt{\pi \cdot 400 \sqrt{12 \cdot 10^{-6} \cdot 0{,}088 \cdot 10^{-3}}} \approx 28{,}4\,\text{А}.$$

За середнім струмом $I'_{\text{а}VS} = \text{К}_{\text{зс}} I_{\text{а}VS} = 2 \cdot 11{,}02 = 22{,}04\,\text{А}$ і максимальною зворотною та прямою напругам $U'_{\text{прmax}} = U'_{\text{звmax}} = \text{К}_{\text{зн}} U_{\text{прmax}} = 1{,}5 \cdot 100 = 150\,\text{А}$, де $\text{К}_{\text{зс}} = 1{,}5\ldots2$ — коефіцієнт запасу за струмом, $\text{К}_{\text{зн}} = 1{,}3\ldots1{,}5$ — коефіцієнт запасу за напругою, вибираємо робочі тиристори $VS1\ldots VS6$ типу ТЧ-40-2 з природним охолодженням ($I_{\text{а доп}} = 40\text{А}, U_{\text{зв доп}} = 200\,\text{В}$). Аналогічно вибираємо комутуючі тиристори $VS7\ldots VS12$ та зворотні діоди $VD1\ldots VD6$ відповідно типів ТЧ-10-3 ($I_{\text{а доп}} = 10\text{А}$, $U_{\text{зв доп}} = 300\,\text{В}$) і діоди типу 2Д245А ($I_{\text{а доп}} = 10\text{А}$, $U_{\text{зв доп}} = 400\,\text{В}$).

В якості комутуючих конденсаторів вибираємо конденсатори типу МБГЧ на номінальну робочу напругу 250 В та номінальною ємністю 10 мкФ і 4 мкФ (вмикаємо 2 конденсатори паралельно). Трансформатор, комутучий дросель і джерело живлення розраховуємо за відомими методиками.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Автономные инверторы / Ю.П. Гончаров, В.В. Ермуратский, Э.И. Заика, А.Ю. Штейнберг. – Кишинев: Штиинца, 1974. –
2. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники . Электрические цепи : Учебник. – 10-е изд. – М.: Гардарики, 2001. – 638 с.
3. Березин О.К., Костиков В.Г., Шахнов В.А., Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры. – М.: Три Л, 2000. – 400 с.
4. Векслер Г.С., Пилинский В.В. Электропитающие устройства электроакустической и кинотехнической аппаратуры. – К.: Вищ. шк. Головное изд-во, 1986. – 386 с.
5. Воронин П.А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение. – М.: Издательский дом Додэка-XXI, 2001. – 384 с.
6. 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.
7. 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.
8. Електроніка і мікросхемотехніка : У 4-х т. Том 3. Цифрові пристрої : Підручник / За ред. В.І. Сенька.– К.: Каравелла, 2008. – 400 с.
9. Зиновьев Г.С. Основы силовой электроники: Учеб. пособие. – Изд. 2-е, испр. и доп. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2003. – 664 с.
10. Зубчук В.И., Сигорский В.П., Шкуро А.Н. Справочник по цифровой схемотехнике. – К.: Техніка, 1990. – 448 с

11. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры: Справочник/ Г.С. Нейвельт, К Б. Мазель, Ч.И. Хусаинов и др., Под ред. Г.С. Нейвельта. – М.: Радио и связь, 1983. – 576 с.
12. Калабеков Б.А. Цифровые устройства и микропроцессорные системы. – М.: Горячая линия – Телеком, 2000. – 336 с.
13. 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.
14. Моин В.С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 376 с.
15. Поликарпов А.Г., Сергиенко ЕФ. Импульсные регуляторы и преобразователи постоянного напряжения. – М.: Изд-во МЭИ, 1998. – 80с.
16. Розанов Ю К. Основы силовой электроники. – М.: Энергоатомиздат, 1992. – 296 с.
17. Розанов Ю.К., Рябчицкий М.В., Квасюк А.А. Силовая электроника: Учебник для вузов. – М.: Издательский дом МЭИ, 2007. – 632 с.
18. Руденко В С., Сенько В.И., Чиженко И.М. Основы преобразовательной техники. – 2-е изд. перераб. и доп. – М.: Высшая школа, 1980. – 424 с.
19. Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М. Преобразовательная техника. – К.: Вища школа, 1983. – 424 с.
20. Руденко В.С., Сенько В.И., Трифонюк В.В. Основы промышленной электроники. – К.: Вища школа, 1985. – 400 с.
21. Руденко В.С., Сенько В.И., Трифонюк В.В. Приборы и устройства промышленной электроники. – К.: Техніка, 1990. – 368 с.
22. Тодоров Т., Алексеев Д., Маджаров Н, Иванов П. Автономные инверторы / Под ред. Т.С. Тодорова. – Габрово, 1996. – 210 с.
23. Четти П. Проектирование ключевых источников электропитания. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 240 с.
24. Чиженко И.М., Руденко В.С., Сенько В.И. Основы преобразовательной техники. – М.: Высш. шк., 1974. – 430 с.