

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ КОРАБЛЕБУДУВАННЯ ІМЕНІ
АДМІРАЛА МАКАРОВА

ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ СИСТЕМ ЗВ'ЯЗКУ.
ДЖЕРЕЛА ВТОРИННОГО ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ

Методичні вказівки до виконання курсового завдання

МИКОЛАЇВ
НУК
2015

УДК 621.314

Жук О.К.

Електроживлення пристроїв зв'язку. Джерела вторинного електроживлення:
Методичні вказівки до виконання курсового завдання. Миколаїв: НУК, 2015.

Методичні вказівки призначені для студентів напряму 6.050903
«Телекомунікації» до виконання курсового завдання з дисципліни
«Електроживлення систем зв'язку».

Наведено варіанти завдань, алгоритми розрахунку і необхідні довідкові дані

.

Рецензент к.т.н., доцент Ушкаренко А.О.

©НУК, 2015г.

©Жук О.К., 2015г.

Вступ

Метою завдання є закріплення студентами теоретичних знань, отриманих при вивченні основних розділів курсу «Електроживлення систем зв'язку», вироблення навичок самостійної роботи, вміння грамотно оформляти технічну документацію, розвиток здатності творчо вирішувати питання проектування електронних пристроїв.

При виконанні курсової роботи студент повинен: обґрунтувати вибір одної з семи найбільш широко застосовуваних на практиці схем високочастотних регульованих транзисторних перетворювачів, провести розрахунок елементом тової силовій частини обраної схеми перетворювача і елементів мережевого випрямляча; вибрати реальні елементи схем і скласти їх перелік; зобразити відповідно до ЄСКД і ГОСТ принципову схему ДВЕЖ.

Виконання курсової роботи передбачає великий обсяг роботи з довідковою літературою по сучасним радіокомпонентам.

1. Завдання і загальні вказівки по оформленню курсового завдання.

Номер варіанта роботи, що виконується студентом, повинен відповідати двом останнім цифрам номера залікової книжки, вихідні дані вибираються з таблиці 1.

Курсова робота виконується на аркушах формату А4. Вона повинна бути охайно оформлена, написана або надрукована на одній стороні кожного аркуша. Всі сторінки нумеруються.

Курсова робота повинна бути оформлена таким чином:

- На першій сторінці роботи оформляється титульний лист;
на другий зміст роботи;
- Потім відповідно до варіанта завдання, необхідно записати вихідні дані до розрахунку;
- Описати роботу структурної схеми ДВЕЖ;
- Обґрунтувати вибір принципової схеми перетворювача, яка буде розраховуватися і коротко описати її роботу;
- Зробити вибір мережевого випрямляча і провести розрахунок його елементів;
- Розрахункові формули повинні бути приведені в загальному вигляді і підставлені в системі СІ чисельними значеннями величин;
- Схеми і графіки повинні відповідати вимогам ЕСКД [13];
- Все малюнки, графіки і таблиці повинні бути пронумеровані;
- Прінципіальна схема ІВЕП оформляється на окремому аркуші в форматі А4, як креслення, відповідно до вимог ЕСКД;
- Перелік елементів принципової схеми оформляється у відповідність до вимог ЕСКД;
- В кінці роботи привести список використаної літератури.

Таблиця 1 – Варіанти завдання

Передостання цифра № залікової книжки	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Напруга живлення в мережі U_{ϕ} , В	220	127	110	36	220	127	110	36	220	127
Частота струму мережі живлення, f_c , Гц	50	60	50	400	60	50	60	50	50	50
Число фаз мережі, m	3	1	3	1	3	3	1	3	1	3
Пульсність мережевого випрямляча, p	3	2	6	2	6	6	2	6	2	3
Відносна зміна U_{ϕ} в бік збільшення, $a_{\max}$, в в бік зменшення, $a_{\min}$	0,2	0,1	0,2	0,1	0,1	0,1	0,15	0,2	0,1	0,2
	0,2	0,15	0,1	0,1	0,2	0,2	0,1	0,2	0,15	0,2
Частота перетворення, f_{Π} , кГц	30	40	60	50	30	40	50	40	25	40
Остання цифра № залікової книжки	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
U_0 , В	5	5	24	12	5	27	25	16	5	27
$I_{0\max}$, А	12	10	16	10	8	10	15	8	8	7
$I_{0\min}$, А	2,5	2	3	3	0,8	2	3	1	2	1
Нестабільність вихідної напруги δ , % (не більше)	2	1	3	1	2	2	3	1	2	1
амплітуда пульсації	0,05	0,05	0,2	0,12	0,05	0,25	0,15	0,05	0,05	0,2

$U_{\text{вых.т}}, \text{ В}$ (не більше)										
--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--

2. Методичні вказівки по виконанню курсової роботи

2.1 Структурна схема джерела електроживлення

Широке впровадження мікросхем в електронній апаратурі диктує необхідність поліпшення масо-об'ємних показників стабілізуючих джерел вторинного електроживлення (ДВЕЖ), що досягається застосуванням імпульсних способів регулювання і відмовою від низькочастотних трансформаторів. У літературі подібні ДВЕЖ отримали назви джерел електроживлення з бестрансформаторним входом [1], [2], [8], [9].

Найбільш часто ці ДВЕЖ виконуються по структурній схемі, наведеній на рисунку 1.

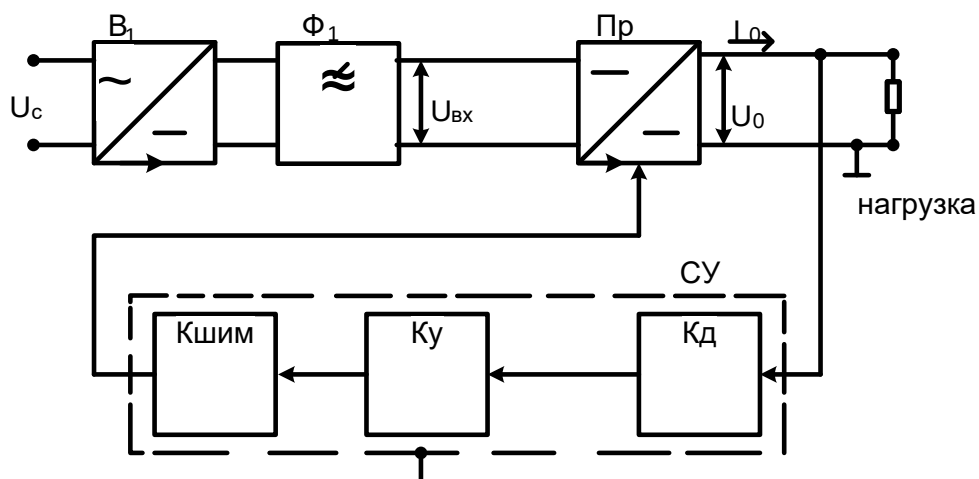


Рисунок 1 – Структурна схема ДВЕЖ з бестрансформаторним входом
На цьому рисунку:

В1 – вхідний мережевий випрямляч напруги;

Ф1 – вхідний згладжуючий фільтр (ФНЧ);

Пр – імпульсний перетворювач напруги (конвертор);

СУ – схема управління;

U_0 – вихідна напруга перетворювача;

$U_{\text{вх}}$ – вхідна напруга перетворювача.

У цих пристроях першим елементом є так званий мережевий випрямляч, що перетворює електричну енергію мережі змінного струму в електричну енергію постійного струму.

Як мережевого випрямляча В1 для однофазної і трифазної мереж використовуються випрямлячі з ємнісним характером навантаження.

Розрахунок схеми мережевого випрямляча здійснюється після розрахунку перетворювача. Перетворювач Пр (конвертор) перетворює напругу постійного струму $U_{\text{вх}}$ в напругу постійного струму іншого рівня U_0 .

Конвертер ДВЕЖ з безтрансформаторним входом будується в основному на базі регульованих транзисторних перетворювачів. Транзистори в перетворювачах працюють в режимі перемикання так, що більшу частину періоду перетворення вони знаходяться в режимі відсічення або насичення. Цим пояснюються високі енергетичні показники джерел з імпульсним регулюванням.

Підвищення частоти перетворення дозволяє зменшити обсяг і масу електромагнітних елементів і конденсаторів, і тим самим поліпшити питомі масо-об'ємні показники.

У стабілізуючих ДВЕЖ, як правило, застосовують широтно-імпульсний (ШІМ) спосіб регулювання, при якому період комутації постійний, а час перебування транзистора в області насичення (відсічення) змінюється.

Схема управління містить стежачий дільник з коефіцієнтом передачі $K_d \leq 1$, підсилювач сигналу помилки ($K_y \gg 1$) і широтно-імпульсний модулятор ($K_{шим} \gg 1$). Добуток $K_d, K_y, K_{шим}$ називають петльовим коефіцієнтом посилення, який визначає стабільність вихідної напруги U_0 ;

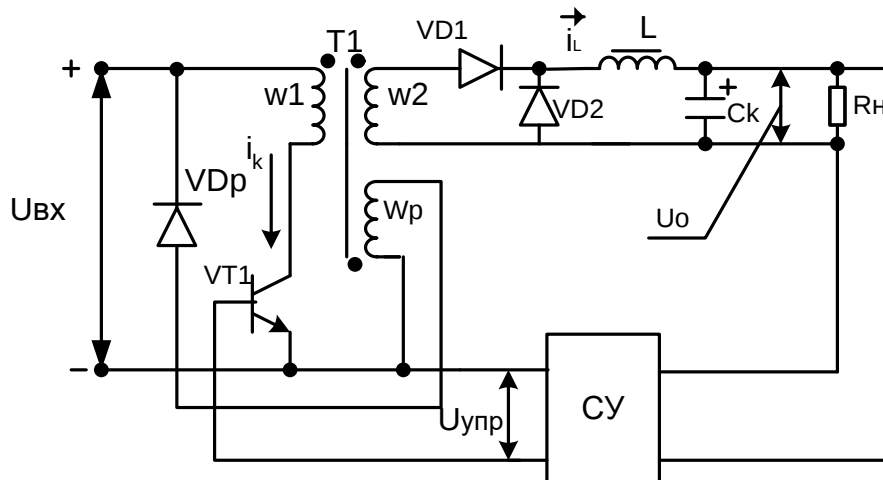
абсолютну – ΔU_0 , або відносну - $\delta = \frac{\Delta U_0}{U_0} = \frac{\Delta U_{ex} / U_{ex}}{1 + K_d K_y K_{шим}}$

2.2. Основні схеми перетворювачів напруги

У системах електроживлення електронної апаратури в основному застосовуються однокатний і двокатні перетворювачі напруги з гальванічною розв'язкою між джерелами енергії і навантаженням.

Схеми цих перетворювачів наведені нижче. На малюнку 2а зображена класична схема однокатного перетворювача з прямим включенням випрямного діода, а на малюнку 2б епюри, що пояснюють її роботу.

а)



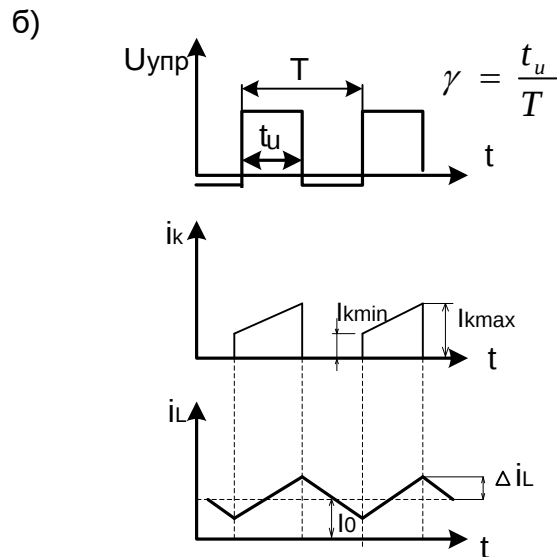


Рисунок 2 – Схема однотактного перетворювача з прямим включенням випрямного діода

При відкритому транзисторі VT1 напруга $U_{вх}$ виявляється прикладеним до первинної обмотки трансформатора W_1 . Діод VD1 – відкритий і енергія джерела живлення передається в навантаження. На інтервалі закритого стану транзистора струм навантаження підтримується енергією, запасеної дроселем і конденсатором, а енергія, накопичена в магнітодріт, за допомогою обмотки W_p через діод VD_p віддається в джерело живлення. Оскільки в сталому режимі роботи перетворювача енергія, запасені трансформатором на інтервалі відкритого стану транзистора, повинна бути повністю повернута в джерело живлення, то максимальне значення відносної тривалості відкритого стану транзистора $\gamma_{\max} = t_u / T$ (де T , t_u – період роботи і тривалість відкритого стану транзистора) залежить від співвідношення чисел витків обмоток W_1 та W_p .

Чим ширше межі регулювання, тим більше значення $\gamma_{\max}$ і тим менше повинно бути число витків розмагнічуючої обмотки W_p . Зменшення числа витків розмагнічуючої обмотки призводить до збільшення напруги на закритому транзисторі перетворювача: $U_{кз\max} = U_{вх\max}(1 + W_1 / W_p)$.

Так при $\gamma_{\max} = 0,5$ напруга на закритому транзисторі ідеального перетворювача перевищує вхідну напругу в два рази, а при $\gamma_{\max} = 0,9$ – в десять раз. Регулювальна характеристика ідеального перетворювача має лінійний характер: $U_o = \gamma \cdot n_{21} U_{вх}$, где $n_{21} = W_2 / W_1$ – коефіцієнт трансформації.

Ідеальна залежність справедлива за умови безразривності струму дроселя, яке має місце якщо індуктивність реактора вище деякої критичної величини $L > L_{кр}$.

При заданій потужності в навантаженні $P_{вих}$ імпульсні струми через транзистор VT1 і діоди перетворювача в режимі переривчастих струмів, більше ніж в режимі безперервних струмів. Тому в малопотужних джерелах (до 400 Вт) режим безперервних струмів краще.

При високих рівнях вхідної напруги $U_{вх} > 250В$ може застосовуватися полумостова схема прямоходового однотактного перетворювача, представлена на рисунку 3.

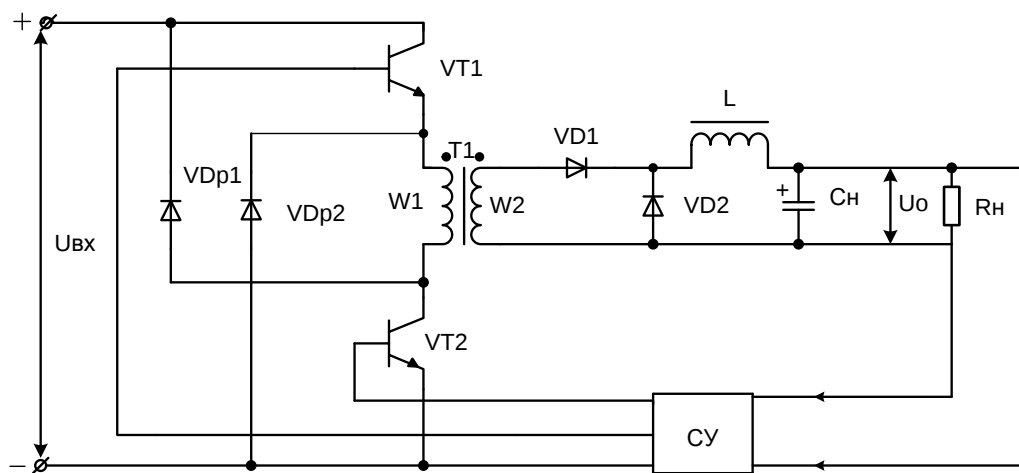


Рисунок 3 – Схема однотактного прямоходового перетворювача зі зниженою напругою на транзисторах

У цій схемі транзистори VT1 та VT2 управляються синхронно. Діоди VD_{p1} та VD_{p2} забезпечують рекуперацію енергії, запасеної трансформатором T1 в джерело живлення. Перевагою схеми рисунка 3 є менша напруга на закритих транзисторах VT1 и VT2, яке не перевищує величини $U_{вх}$.

На рисунку 4а приведена класична схема однотактного перетворювача зі зворотним включенням випрямного діода, на рисунку 4б, епюри пояснюють її роботу.

У схемі рисунка 4 при відмиканні транзистора VT1 напруга живлення прикладається до первинної обмотці W_1 трансформатора T1. Полярність напруги на вторинній обмотці така, що діод VD1 закритий. У цьому інтервалі відбувається накопичення енергії в трансформаторі. При замиканні транзистора VT1 змінюється полярність напруги на обмотках трансформатора, відкривається діод VD1 і енергія, накопичена трансформатором, передається в навантаження. Регульовальна характеристика ідеального перетворювача нелінійна і має вигляд: $U_o = \gamma \cdot n_{21} U_{вх} / (1 - \gamma)$.

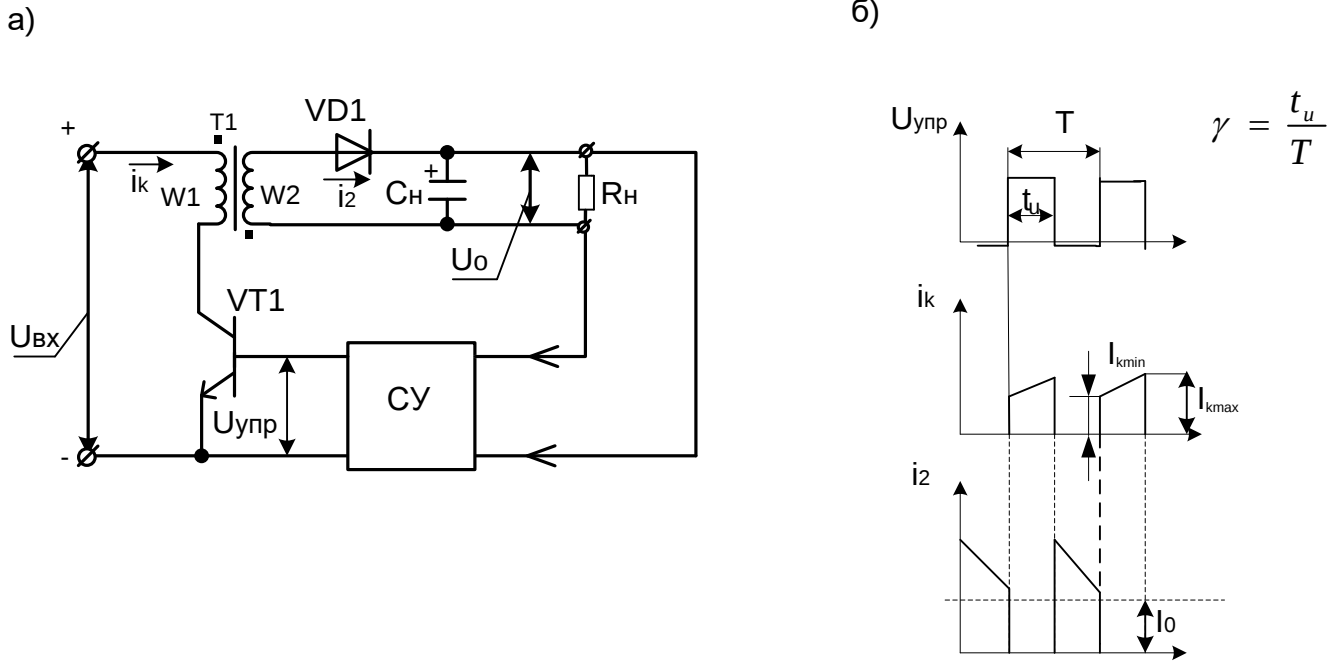


Рисунок 4 – Схема однофазного перетворювача зі зворотним включенням випрямного діода

Ідеальна схема обратного перетворювача не має втрати, так як в будь-який час перемикаючий елемент має або нульову напругу або нульовий струм.

Перевагою схеми рисунка 4 є наявність одногомоточного виробу (трансформатора Т1), що є в ряді випадків визначальним при виборі схеми малогабаритного, малопотужного, економічного джерела електроживлення.

При високих рівнях входної напруги $U_{вх} \geq 250\text{В}$ може застосовуватися полумостова схема обратного однофазного перетворювача, представлена на рисунку 5.

У цій схемі напруга на закритих транзисторах VT1 та VT2 не перевищує $U_{вх}$. З ростом вихідної потужності габарити ємнісного фільтра C_n перетворювачів (рисунки 4,5) різко зростають, що викликає необхідність застосування LC-фільтра.

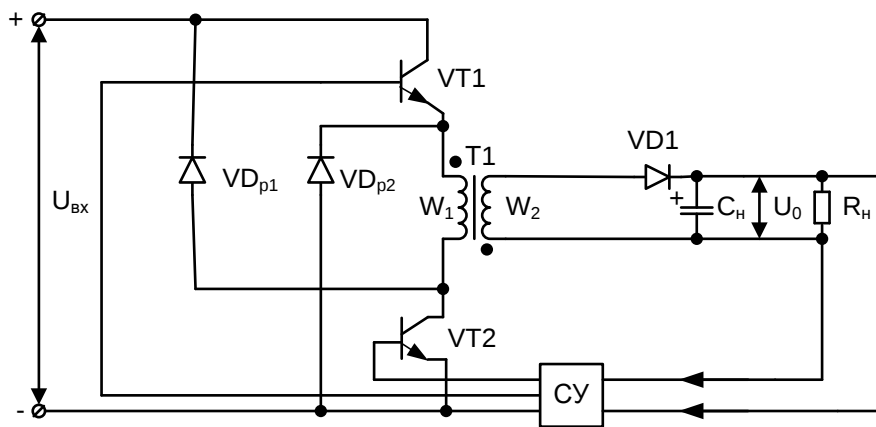


Рисунок 5 – Схема однотактного зворотного перетворювача зі зниженою напругою на транзисторах

Досить широке застосування останнім часом знаходить схема перетворювача з розділовими конденсаторами (схема Кука), показники на рисунку 6.

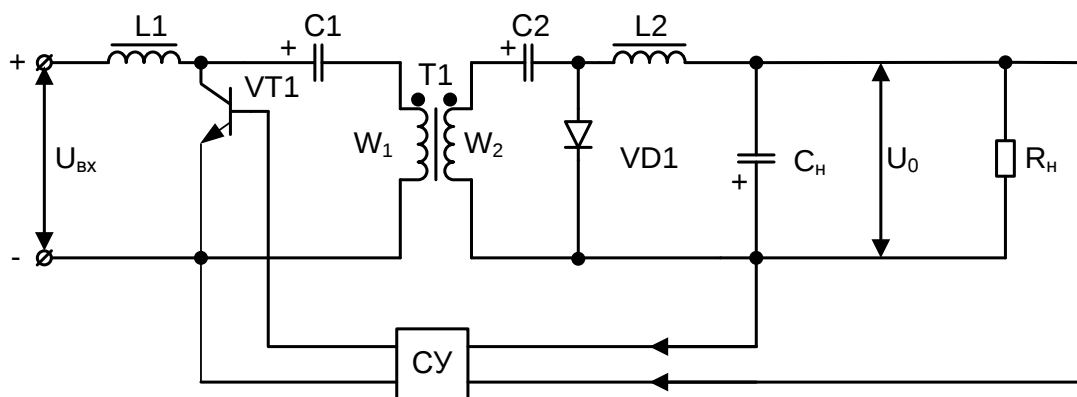


Рисунок 6 – Однотактний перетворювач з симетричним підмагнічуванням серцевини трансформатора.

У цій схемі при відкритому транзисторі VT1 дросель L1 підключений до джерела живлення, а напруга на первинній обмотці трансформатора W_1 дорівнює напрузі на конденсаторі C1. Діод VD1 закритий і до обмотки дроселя L2 докладено напруга вторинної обмотки трансформатора. Дроселі L1 і L2 на цьому інтервалі часу запасують енергію. При замиканні транзистора VT1 енергія, накопичена дроселем L1, йде на заряд конденсаторів C1, C2 і перемагнічування трансформатора T1. Енергія, накопичена дроселем L2 передається через діод VD1 в навантаження. Відмінною особливістю даної схеми є перемагнічування трансформатора по приватному симетричному циклу петлі гістерезису. Це дозволяє зменшити

габарити трансформатора в порівнянні з іншими розглянутими типами одноктних перетворювачів. Синфазність зміни е.р.с. обмоток трансформатора і дроселів дозволяє об'єднати ці елементи в один конструктивний вузол.

У тих випадках, коли потрібно побудувати ДВЕЖ при $U_{BX} > 300V$, доцільно застосовувати двотактний напівмостовий або повномостовий перетворювач, виконані за схемою рисунка 7 і рисунка 8. У схемі півмостового перетворювача на бази транзисторів VT1 і VT2 від схеми управління (СУ) по черзі надходять імпульси з тривалістю $t_{и}$. Під час відкритого стану одного з транзисторів до первинної обмотці W_1 трансформатора T1 прикладається напруга, рівна $0,5 U_{BX}$. При цьому до закритого транзистора прикладається напруга, рівна U_{BX} .

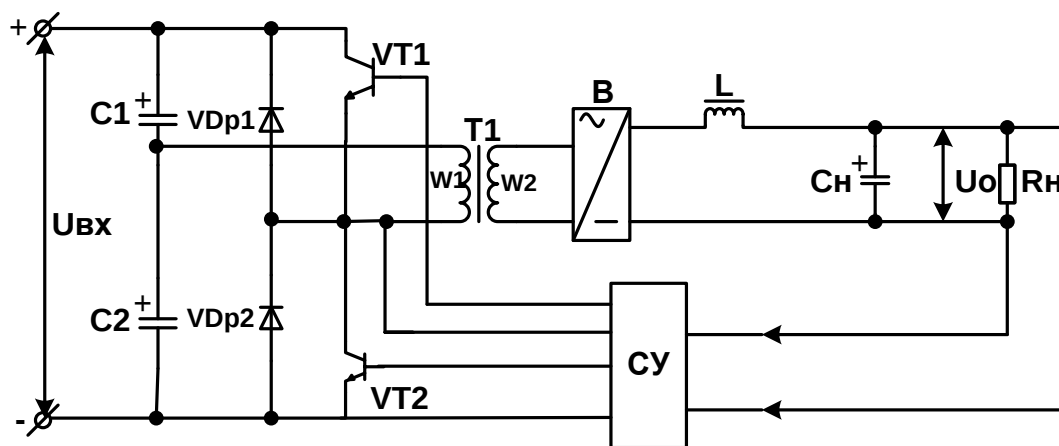


Рисунок 7. Двотактний напівмостовий перетворювач

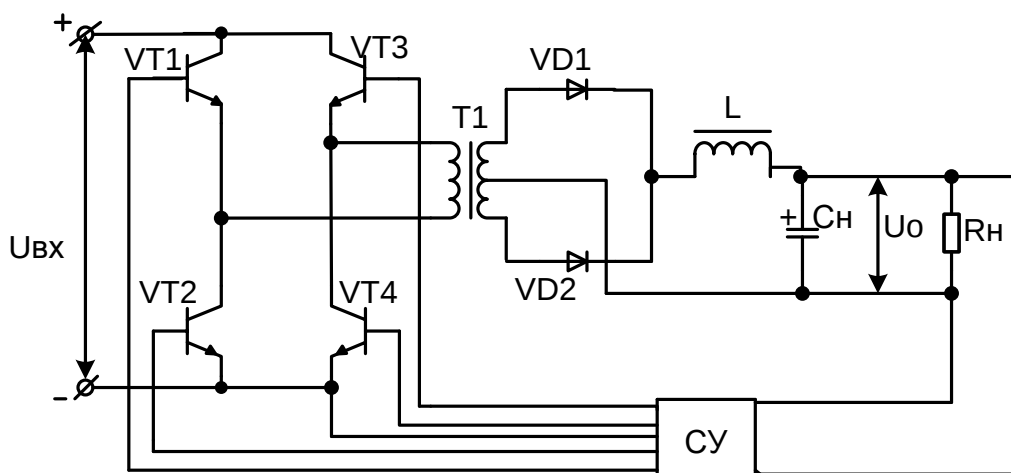


Рисунок 8. Схема повномостового перетворювача

У схемі повномостового перетворювача керуючі імпульси по черзі надходять на два транзистора, на початку на VT_1 , VT_4 , а потім на VT_3 , VT_2 . При цьому на первинній обмотці і закритих транзисторах напруга не перевищує $U_{вх}$.

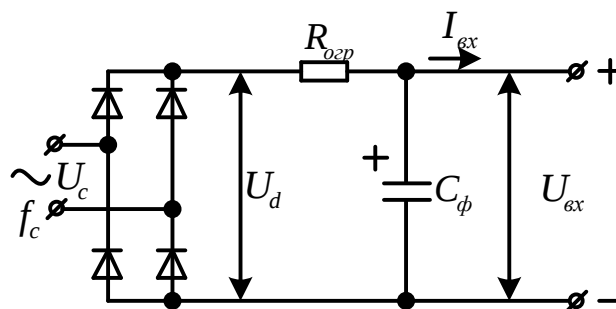
Перевагою цих схем перетворення є відсутність постійного підмагнічування трансформатора.

На виході трансформатора Т1 в більшості випадків включають випрямляч, виконаний або по мостовій, або двохполуперіодній схемі з середньою точкою. Тому на вхід LC-фільтра з виходу випрямляча за один період роботи перетворювача надходять два прямокутних однополярних імпульсу, що і визначає особливості його розрахунку, і знижене значення пульсації вихідної напруги.

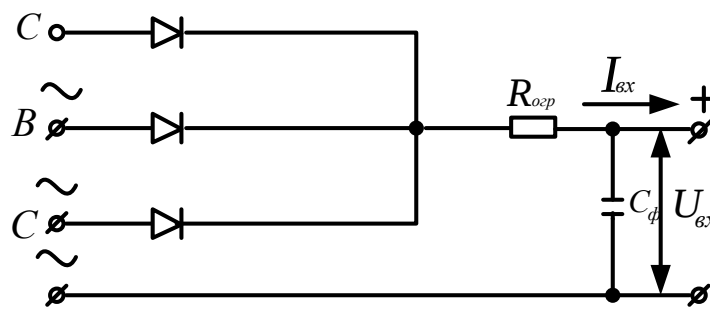
2.3. Основні схеми мережевих випрямлячів

Призначення мережевого випрямляча для ДВЕЖ з безтрансформаторним входом це по-перше, перетворення роду струму - з змінного в постійний і, по-друге, згладжування пульсацій випрямленої напруги. У якості згладжуючих фільтрів зазвичай використовують ємнісні низькочастотні фільтри. Найбільш часто мережеві випрямлячі виконуються за схемами, наведеними на рисунку 9.

а)



б)



В)

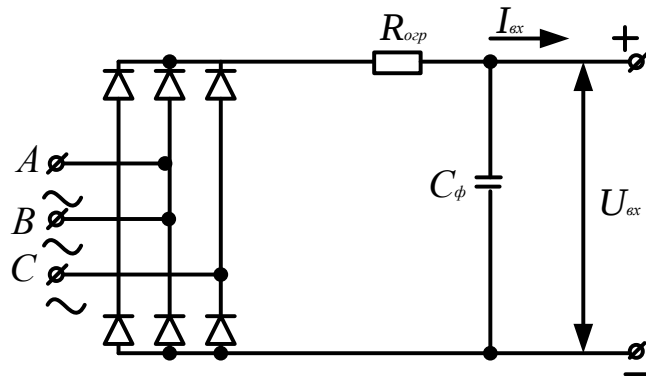


Рисунок 9. Схеми випрямлячів з ємнісним згладжуючим фільтром

величина ємності C_ϕ визначається виходячи з рівня пульсацій за наближеною формулою: $C_\phi = \frac{U_{вх} \cdot I_{вх} (2\pi / p - \arccos(1 - k_a))}{\pi f_c U_{dm}^2 \cdot k_a (2 - k_a)}$,

де $I_{вх}$ – середнє значення струму, споживаного від мережевого випрямляча;

f_c – частота живильної мережі;

p – число пульсацій за період (пульсність);

$k_a = 1 - U_{cmin} / U_{cmax}$ – коефіцієнт пульсацій напруги на конденсаторі

$U_{dm} = U_c \cdot \sqrt{2}$

Для розрахунків задається $k_a = 0,1 \dots 0,05$. Ці пульсації будуть відпрацьовані ланцюгом зворотного зв'язку перетворювача і не повинні бути великими, щоб не зменшувати діапазон регулювання по іншим дестабілізуючим впливам.

При малому внутрішньому опорі мережі наявність конденсатора в схемі випрямляча викликає в момент включення різкий стрибок струму заряду конденсатора i_{cmax} , який в десятки разів може перевищувати сталє значення струму і привести до виходу з ладу випрямних діодів. Для обмеження цього струму в схему вводять резистор $R_{ор}$.

Опір резистора визначають для найгіршого випадку, коли напруга мережі максимально, і обмежують i_{cmax} на рівні кількох десятків ампер. Цей струм є ударним струмом для діодів і його величина повинна відповідати переваантажувальній здатності діодів при роботі на ємність.

Реально $R_{ор}$ составит від 3 до 15 Ом для ДВЕЖ з вихідною потужністю 20...200 Вт. При цьому середня потужність, що розсіюється на резисторі невелика і лежить в межах часток вата. Імпульсна ж потужність досягає 10...15 Вт.

Тому в багатьох випадках використовують дротяні резистори (ДЕВ) или або металоплівкові (ОМЛТ, С2-23), але зі значним запасом по потужності[11].

2.4 Порядок розрахунку перетворювача

2.4.1 Алгоритм вибору схеми перетворювача

1. Визначаємо максимальну вихідну потужність перетворювача $P_0 = U_0 I_{\text{макс}}$. і знаходимо $\lg P_0$.

2. Визначаємо номінальну $U_{\text{вх}}$, максимальне і мінімальне значення вхідної напруги перетворювача:

$$U_{\text{вх}} = \sqrt{2} U_c (1 - k_a / 2), \text{ знаходимо } \lg U_{\text{вх}};$$

$$U_{\text{вхмакс}} = \sqrt{2} U_c (1 + a_{\text{макс}} + k_a / 2);$$

$$U_{\text{вхмин}} = \sqrt{2} U_c (1 - a_{\text{мин}} - k_a / 2).$$

де $k_a = (0,05 \dots 0,1)$ – коефіцієнт пульсацій на виході мережевого випрямляча.

$$U_c = U_\phi \text{ (при } p=2,3), U_c = \sqrt{3} \cdot U_\phi \text{ (при } p=6).$$

3. За відомими значеннями $\lg P_0$ і $\lg U_{\text{вх}}$ на графіку рисунка 10 знаходимо відповідну точку і вибираємо схему перетворювача з урахуванням рекомендацій, наведених в п.п.2.2.

Області позначені АБО відповідають рівноцінного застосування обох типів перетворювачів.

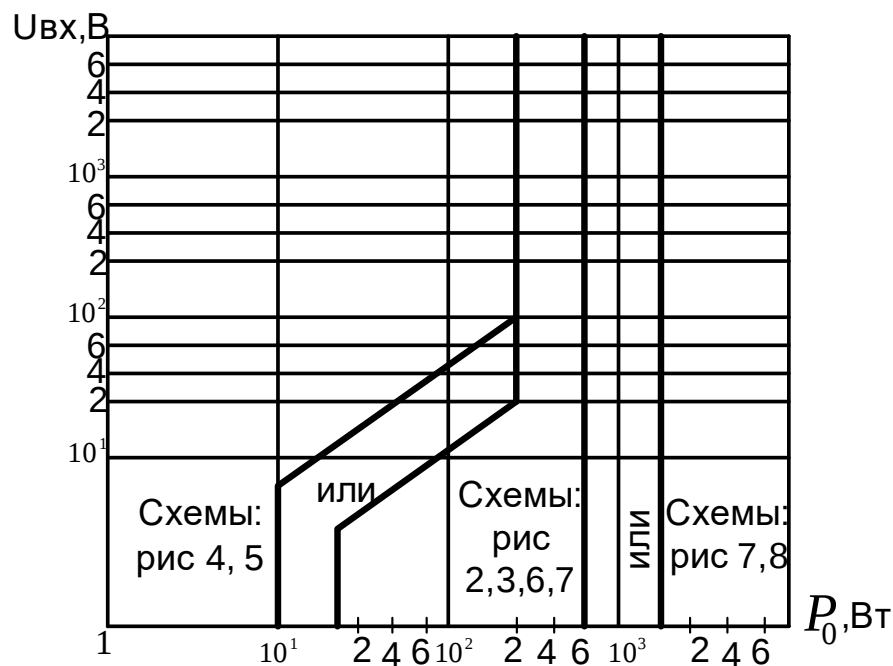


Рисунок 10 – Графік областей переважного застосування різних типів перетворювачів

Таблица 2 – Розрахунок основних параметрів

Параметр		Схеми рис. 2,3	Схеми рис. 4,5	Схеми рис. 6	Схеми рис. 7,8
1	γ	$U_0/(U_{\text{вх}} \cdot n_{21})$	$U_0/(n_{21} \cdot U_{\text{вх}} + U_0)$		$2U_0/(n_{21} \cdot U_{\text{вх}})$
2	$\gamma_{\text{мин}}$	$U_0/(U_{\text{вх.мак}} \cdot n_{21})$	$U_0/(n_{21} \cdot U_{\text{вхмак}} + U_0)$		$2U_0/(U_{\text{вх.мак}} \cdot n_{21})$
3	U_{1m}	$U_{\text{вх.}} - U_{\text{кэнас.}} - \Delta U$	$U_{\text{вх.мин.}} - U_{\text{кэнас.}} - \Delta U_1$	$U_{\text{вх.мин.}} - U_{\text{кэнас.}} - \Delta U_1 - \Delta U_{L1}$	Рис7 – $0,5 \cdot U_{\text{вх.мин.}} - \Delta U_1 - U_{\text{кэнас.}} - \Delta U_{C1}$ Рис8 – $0,5 \cdot U_{\text{вх.мин.}} - \Delta U_1 - 2U_{\text{кэнас.}}$
4	U_{2m}	$\frac{(U_0 + U_{npVD1} + \Delta U_L + \Delta U_2)}{\gamma_{\text{мак}}}$	$\frac{(U_0 + U_{npVD1} + \Delta U_2)(1 - \gamma)}{\gamma_{\text{мак}}}$		мостовой- $\frac{U_0 + 2U_{npVD} + \Delta U_L + \Delta U_2}{\gamma_{\text{мак}}}$ нулевой- $\frac{U_0 + U_{npVD} + \Delta U_L + \Delta U_2}{\gamma_{\text{мак}}}$
5	$L_{\text{кр}}$	$\frac{U_0(1 - \gamma_{\text{мин}})}{2 f_n I_{o \text{ мин}}}$	-	-	$\frac{U_0(1 - \gamma_{\text{мин}})}{2 f_n I_{o \text{ мин}}}$
6	$L_{\text{кр1}}$	-	-	$\frac{U_{ex}(1 - \gamma_{\text{мин}})}{2 n_{21} f_n I_{o \text{ мин}}}$	-
7	$L_{\text{кр2}}$	-	-	$\frac{U_0(1 - \gamma_{\text{мин}})}{2 f_n I_{o \text{ мин}}}$	-
8	$L_{W1\text{кр}}$	-	$\frac{U_{ex} \gamma_{\text{мак}}^2}{2 n_{21} f_n I_{o \text{ мин}}}$	-	-
9	I_1	$n_{21} \cdot I_{0\text{мак}} \sqrt{\gamma_{\text{мак}}}$	$n_{21} \cdot I_{0\text{мак}} \sqrt{\frac{\gamma_{\text{мак}}}{(1 - \gamma_{\text{мак}})}}$	$n_{21} \cdot I_{0\text{мак}} \sqrt{\gamma_{\text{мак}} + \frac{\gamma_{\text{мак}}^2}{(1 - \gamma_{\text{мак}})}}$	$n_{21} \cdot I_{0\text{мак}} \sqrt{\gamma_{\text{мак}}}$
10	I_2	$I_{0\text{мак}} \sqrt{\gamma_{\text{мак}}}$	$I_{0\text{мак}} \sqrt{1 - \gamma_{\text{мин}}}$	$I_{0\text{мак}} \sqrt{\gamma_{\text{мак}} + \frac{\gamma_{\text{мак}}^2}{(1 - \gamma_{\text{мак}})}}$	мостовой- $I_{0\text{мак}} \sqrt{\gamma_{\text{мак}}}$; нулевой- $0,5 I_{0\text{мак}} \sqrt{1 + \gamma_{\text{мак}}}$.
11	$S_{\text{ст}} \cdot S_{0\text{к}}$	$\frac{2U_{1m} \cdot \gamma_{\text{мак}} \cdot I_1}{f_n \cdot j \cdot K_{ок} \cdot \Delta B}$	$\frac{4U_0 \cdot L_{W1} \cdot I_1 \cdot I_{0\text{мак}}}{K_{ок} \cdot j \cdot \eta \cdot U_{ex} \cdot \Delta B}$	$\frac{2U_{1m} \cdot \gamma_{\text{мак}} \cdot I_1}{K_{ок} \cdot j \cdot f_n \cdot \Delta B}$	мостовой- $\frac{2U_{1m} \cdot \gamma_{\text{мак}} \cdot I_1}{K_{ок} \cdot j \cdot f_n \cdot \Delta B}$; нулевой- $\frac{U_{2m} \cdot I_2 \cdot \gamma_{\text{мак}} \cdot (1 + 2\eta)}{2\eta \cdot f_n \cdot \Delta B \cdot j \cdot K_{ок}}$.

2.4.2. Визначення основних даних для розрахунку схем перетворювачів

1. Для схем рисунків 4, 5, 6 значення $\gamma_{\max} = 0,5$.

Для схеми рисунків 7,8 задаємося $\gamma_{\max} = 2t_{\text{и}}/T = 0,85 \dots 0,9$. Для схем рисунків 2,3 значення $\gamma_{\max} = 0,7$.

2. За допомогою виразів таблиці 2 визначаємо амплітудні значення е.р.с. первинної $U_{1\text{м}}$ і вторинної $U_{2\text{м}}$ обмоток трансформатора перетворювача у функції вхідної напруги перетворювача $U_{\text{вх}}$ і потужності навантаження P_0 . При цьому задаємо: $U_{\text{кз нас}} = (1 \dots 2,5)\text{В}$ – напруга колектор-емітер регулюючого транзистора в режимі насичення;

$U_{\text{пр.VD}} = U_{\text{пр.VD1}} = U_{\text{пр.VD2}} = (0,6 \dots 1)\text{В}$ – падіння напруги на діоді в відкритому стані; $\Delta U_1 \cong 0,02U_{\text{ex}}$ – падіння напруги на активному опорі первинної $W1$ обмотки трансформатора; $\Delta U_2 = 0,02U_0$ – падіння напруги на активному опорі вторинної W_2 обмотки трансформатора; $\Delta U_L = (0,02 \dots 0,05)U_0 = \Delta U_{L2}$; $\Delta U_{L1} = (0,02 \dots 0,05)U_{\text{ex}}$ – падіння напруги на активному опорі дроселя L, L_1, L_2 ; $\Delta U_{C1} = 0,1U_{\text{ex}}$ – величина зміни напруги на конденсаторі C_1 і C_2 (для схеми рисунка 7) на частоті перетворення.

3. Визначаємо необхідний коефіцієнт трансформації n_{21} трансформатора: $n_{21} = U_{2\text{м}}/U_{1\text{м}}$.

4. За допомогою виразів таблиці 2 для обраної схеми перетворювача визначаємо γ і $\gamma_{\min}$. Якщо отримане значення $\gamma_{\min} \geq 0,15$ ристрій піддається реалізації. В іншому випадку слід вибрати іншу схему перетворювача, що володіє більш широкими межами регулювання (наприклад, схему рисунка 2 або рисунка 6) і повторити розрахунок.

5. Визначити критичну індуктивність дроселя $L_{\text{кр}}$ в схемах рисунків 2, 3, 8 критичну індуктивність дроселів $L_{\text{кр1}}, L_{\text{кр2}}$ в схемі рисунка 6, а також критичну індуктивність первинної обмотки трансформатора $L_{W1\text{кр}}$ в схемі рисунків 4, 5. Приймаємо $L = L_{\text{кр}}$; $L_1 = L_{\text{кр1}}$; $L_2 = L_{\text{кр2}}$; $L_{W1} = L_{W1\text{кр}}$.

6. Отримані при виборі перетворювача дані необхідні для подальших розрахунків схеми, заносяться в таблицю 3.

Таблиця 3 – Результати розрахунків

γ	$\gamma_{\min}$	$\gamma_{\max}$	n_{21}	$U_{1\text{м}}, \text{В}$	$U_{2\text{м}}, \text{В}$	$L, \text{Гн}$	Для схеми рисунка 6		$L_{W1}, \text{Гн}$
							$L_1, \text{Гн}$	$L_2, \text{Гн}$	

2.4.3 Вибір і розрахунок трансформатора

Трансформатор є одним з основних елементів перетворювача, багато в чому визначає його енергетичні та масо-об'ємні показники.

Принципово трансформатори перетворювачів можуть бути виконані на будь-якому магнітодроті. Слід мати на увазі, що муздрамтеатр трансформатора для перетворювача за схемами рисунків 4, 5 повинен мати немагнітний зазор або виконуватися з матеріалу не насичуючого при відносно невеликих значеннях напруженості магнітного поля (магнітодіелектрика). Однак промисловість випускає магнітодіелектрики в обмеженій кількості, тому трансформатори таких перетворювачів доцільно виконувати на розрізних магнітодротах. Для трансформаторів ж інших перетворювачів можуть з успіхом використовуватися як розрізні, так і замкнуті магнітодроти. З розрізних магнітодротів найбільше застосування знаходять броньові сердечники. Основні характеристики деяких типів таких магнітодротів приведені в табл. П.1 додатки, а тороїдальних – в таблиці П.2 і довідниках [1], [6], [11].

Розрахунок трансформатора здійснюється за виразами, наведеними в таблиці 2.

Порядок розрахунку трансформатора:

1. Визначаємо діюче значення струмів первинної I_1 і вторинної I_2 обмоток трансформатора.

2. За виразом, наведеному в таблиці 2, визначити добуток поперечного перерізу стержня на поперечний переріз вікна $S_{ст} \cdot S_{вк}$.

При цьому задаємося:

- коефіцієнтом заповнення міддю вікна магнітодроту $K_{ок}=0,25 \dots 0,35$;
- розмахом коливань магнітної індукції ΔB на частоті перетворення.

Значення ΔB для схем наведені (для найбільш часто використовуваних матеріалів М2000НМ 1, 2500НМС 1,3000НМС) в таблиці 4;

Таблиця 4. Вибір ΔB

Схема		Рис. 2,3	Рис. 4,5	Рис. 6	Рис. 7,8
Значення розмаху коливань магнітної індукції ΔB , Тл	При $f_n=25 \div 30$ кГц	0,15	0,15	0,3	0,3
	При $f_n=40 \div 50$ кГц	0,1	0,1	0,2	0,2

- η - коефіцієнтом корисної дії перетворювача в межах 0,6...0,8 (менше значення ККД відповідає більш низькій вихідній напрузі);

- щільністю струму j в обмотках трансформатора, яка визначається значенням відношення $\frac{f_n}{P_\Gamma}$ по таблиці 5.

Для перетворювачів рисунків 2...6 габаритна потужність трансформатора дорівнює: $P_\Gamma = U_{2m} \cdot I_2 \cdot \gamma_{\max} (1 + \eta) / (2\eta)$

Для схеми рисунків 7,8 з двухполуперіодним випрямлячем:

$$P_\Gamma = (2\eta + \sqrt{2}) \cdot U_{2m} \cdot I_2 \cdot \gamma_{\max} / (2\eta)$$

Таблиця 5. Вибір щільності струму

f_n/P_Γ , Гц/Вт	60	100	200	500	1000
J , А/м ²	$4,5 \times 10^6$	5×10^6	$5,4 \times 10^6$	$5,7 \times 10^6$	6×10^6

При $f_n/P_\Gamma > 1000$ Гц/Вт, щільність струму приймається $j = 6 \times 10^6$ А/м².

3. За відомим добутком $S_{\text{ст}} S_{\text{ок}}$ за допомогою таблиць П.1, П.2 додатки або за довідником [1], [6], вибираємо тип магнітодрота і уточнюємо його параметри.

4. Визначити число витків первинної $W_1 = \frac{\gamma_{\max} \cdot U_{1m}}{S_{\text{ст}} \cdot \Delta B \cdot f_n}$ і вторинної $W_2 = W_1 \cdot n_{21}$ обмоток трансформатора.

5. Визначаємо поперечний переріз дроту первинної $q_1 = I_1/j$ і вторинної $q_2 = I_2/j$ обмоток трансформатора

По таблиці П.3 додатку вибираємо стандартний дріт, що має найближче більше значення поперечного перерізу. Виконуємо розрахунок поперечного перерізу дроту з урахуванням ізоляції (q_1 ; q_2). При невеликих струмів (до 3...5А) і напрузі обмоток до 500В рекомендується застосовувати дріт марки ПЭТВ, понад 500В – марки ПЭВ-2; при струмах більш 5А слід вибирати дроти з комбінованої або подвійний бавовняної ізоляцією типу ПЭЛШО або ПБД.

6. За відомими значеннями q_1 ; q_2 , W_1 ; W_2 ; $S_{\text{ок}}$ необхідно перевірити умову розміщення обмотки в вікні магнітодроту $(q_1 W_1 + q_2 W_2) / S_{\text{ок}} \leq K_{\text{ок}}$. Якщо ця умова не виконується, то слід взяти більший типорозмір магнітопроводу трансформатора і провести повторний розрахунок.

7. Для схем рисунків 4, 5 знаходимо сумарну величину немагнітного зазору Δl_3 :

$$\Delta l_3 = W_1^2 \cdot \mu_0 \cdot S_{\text{ст}} / L_{W1},$$

де $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Гн/м}$ - магнітна постійна.

2.4.4. Порядок розрахунку елементів силової частини перетворювача

Основні розрахункові відносини елементів силової частини перетворювачів наведені в таблиці 6.

1. Виходячи з заданого значення амплітуди пульсації вихідної напруги $U_{\text{вих.м}}$, визначаємо необхідну значення вихідний ємності C_n .

Вибираємо стандартний конденсатор за таблицями П.4, П.5 [3] і рисункам П.1, П.2. При цьому необхідно вибрати конденсатор так, щоб ємність була більше або дорівнює розрахунковим значенням, номінальну напругу $U_{\text{раб.}}$ більше або дорівнює $1,5U_0$, а допустима величина пульсації на частоті перетворення (для схем рисунка 7, 8 на подвійний частоті перетворення) більше $U_{\text{вих.м}}$. В іншому випадку слід вибирати C_n найбільша робоча напруга, або переходити до іншого типу конденсатора.

Приклад запису: Конденсатор К50-29-16В-68мкф $\pm$ 20%.

Для конденсаторів К50-29 і К50-35 (таблиця П.4.) вказана амплітуда змінної складової пульсуючої напруги в вольтах або відсотках про номінальної напруги для частоти 50Гц. Для інших частот вона не повинна перевищувати значень, обчислених за формулою $U_f = U_{f50}K$,

де U_{f50} – амплітуда змінної складової пульсуючого напруги на частоті 50Гц при температурі 40°C.

K – коефіцієнт зниження амплітуди змінної складової пульсуючої напруги в залежності від частоти (рисунок П.1.).

Для конденсатора К50-53 (таблиця П.5.) вказано допустимий пульсуючий струм частоти 100Гц – $I(100\text{Гц})$, який можна перерахувати в напругу пульсацій такої ж частоти:

$$U(100\text{Гц}) = I(100\text{Гц}) / 2\pi \cdot 100 \cdot C_n,$$

Залежність допустимого діючого значення струму від частоти представлена на рисунку П.2. Пульсації напруги більш високої частоти f знаходимо за формулою:

$$U_f = K \cdot U(100\text{Гц}) \cdot 100 / f).$$

$$\text{де } K = I_f / I(100\text{Гц})$$

Очевидно, що для обраного типу конденсатора U_f має бути більше або дорівнює $U_{\text{вих.м}}$

Для схеми рисунка 6 при визначенні значення ємностей конденсаторів C_1 і C_2 слід задатися значеннями

$$\Delta U_{c1} \text{ і } \Delta U_{c2} (\Delta U_{c1} = \Delta U_{c2} \leq 0,1U_0).$$

Потім за таблицями П.4, 5. або за довідником [3], [11] вибираємо з урахуванням вищевикладених рекомендацій стандартні конденсатори, при цьому слід мати на увазі, що $U_{c1раб} = U_{c2раб} \geq 1,5U_0$.

2. Визначити приріст струму дроселя (для схеми рисунка 6 - $\Delta I_{L1}, \Delta I_{L2}$).

3. За раніше обраному значенням ККД перетворювача визначаємо значення максимального струму колектора $I_{кэ1макс}$ транзистора VT1 (транзисторів VT1, VT2, для схеми рисунка 7 і VT1, VT2, VT3, VT4 для схеми рисунка 8).

4. За виразами таблиці 6 визначаємо максимальне значення напруги на відкритому транзисторі $U_{клмакс}$. Для схеми рисунка 2 величина W_1/W_p знаходиться зі співвідношення $W_1/W_p = \gamma_{макс} / (1 - \gamma_{макс})$.

5. За обчисленими значеннями $I_{клмакс}$, $U_{кэ1макс}$ і заданій частоті перетворення f_n з таблиць П.6, П.7 вибираємо тип транзистора [1], [7], [11].

При виборі біполярного транзистора необхідно, щоб

$$U_{кэмакс} \geq 1,2U_{кэ1макс}; I_k > I_{клмакс}; t_{сп} \leq (0,05 \dots 0,1) / f_n.$$

Для обраного типу біполярного транзистора визначаємо значення напруги колектор-емітер в режимі насичення $U_{кэнас}$. Напруга база-емітер насичення приймаємо рівним $U_{бэнас} \approx 0,8V$. Час вимикання транзистора $t_{выкл} = t_{рас} + t_{сп}$, где $t_{рас}$ – час розсмоктування неосновних носіїв в напівпровідникової структурі, $t_{сп}$ – час спаду. При відсутності будь-яких даних, приймаємо $t_{сп} = t_{выкл} = t_{рас}$.

При виборі польового транзистора з таблиці П.7 необхідно, щоб $U_{си} \geq 1,2U_{кэ1макс}; I_{смакс} > I_{клмакс}$,

Для обраного типу польового транзистора визначити опір стік-витік у відкритому стані ($R_{си откp}$).

6. У разі вибору біполярного транзистора, задавшись коефіцієнтом насичення $K_{нас} = 1,2 \dots 1,3$, визначаємо за виразом таблиці 6 максимальне значення потужності P_k , розсіюється транзистором. Переконаємося в можливості використання обраного транзистора по потужності з умови $P_{кмакс} > 1,2P_k$. Якщо остання нерівність не виконується, то необхідно вибрати інший тип транзистора.

Таблиця 6 – Розрахунок параметрів для вибору елементів силової частини перетворювача

Параметр		Схеми рис. 2,3	Схеми рис. 4,5	Схеми рис. 6	Схеми рис. 7,8
1		2	3	4	5
1	ΔI_L	$\frac{U_0(1-\gamma_{\min})}{L \cdot f_n}$	$\frac{U_0(1-\gamma_{\min})}{f_n \cdot n_{21}^2 L_{W1}}$	-	$\frac{U_0(1-\gamma_{\min})}{L \cdot f_n}$
2	ΔI_{L1}	-	-	$\frac{\gamma_{\min} \cdot U_{\text{exmax}}}{f_n \cdot L_1}$	-
3	ΔI_{L2}	-	-	$\frac{U_0(1-\gamma_{\min})}{f_n \cdot L_2}$	-
4	C_H	$\frac{U_0(1-\gamma_{\min})}{16 f_n^2 \cdot L \cdot U_{\text{блх.т}}}$	$\frac{\gamma_{\max} \cdot I_{0\max}}{2 U_{\text{блх.т}} \cdot f_n}$	$\frac{U_0(1-\gamma_{\min})}{16 f_n^2 \cdot L_2 \cdot U_{\text{блх.т}}}$	$\frac{U_0(1-\gamma_{\min})}{16 f_n^2 \cdot L \cdot U_{\text{блх.т}}}$
5	C_1	-	-	$\frac{U_{\text{ex}} \cdot \gamma_{\max} \cdot I_{0\max} n_{21}}{2 U_{\text{ex.min}} \cdot f_n \cdot \Delta U_{c1}}$	-
6	C_2	-	-	$\frac{\gamma_{\max} \cdot I_{0\max}}{f_n \cdot \Delta U_{c2}}$	-
7	$I_{k1 \text{ макс}}$	$\frac{n_{21}(I_{0\max} + \Delta I_L / 2)}{\eta}$	$n_{21} \left(\frac{I_{0\max}}{(1-\gamma_{\max})} + \Delta I_{L1} \right) / \eta$	$\frac{U_0 \cdot I_{0\max}}{\eta \cdot U_{\text{ex.min}}} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} + \left(I_{0\max} + \frac{\Delta I_{L2}}{2} \right) \cdot n_{21}$	$\frac{I_{0\max} + \frac{\Delta I_L}{2} \cdot n_{21}}{\eta}$, здесь $I_{k1\max} = I_{k1\max}$
8	$U_{\text{кэл макс}}$	$U_{\text{exmax}} \left(1 + \frac{W_1}{W_p} \right)$	$U_{\text{exmax}} + \frac{U_0}{n_{21}}$	$\frac{U_{\text{ex.max}}}{(1-\gamma_{\min})}$	$U_{\text{ex.max}}$
9	$I_{VD1 \text{ макс}}$	$I_{0\max} + \frac{\Delta I_L}{2}$	$\frac{I_{0\max}}{(1-\gamma_{\max})} + \frac{\Delta I_L}{2}$	$\frac{U_0 \cdot I_{0\max}}{\eta \cdot U_{\text{ex.min}} n_{21}} + \frac{\Delta I_{L1}}{2 n_{21}} + I_{0\max} + \frac{\Delta I_{L2}}{2}$	-
10	P_K	$\frac{I_{0\max} \cdot n_{21} \cdot U_{k3.\text{нас}} \cdot \gamma_{\max} + 0,5 f_n \cdot U_{k31.\text{макс}} \cdot I_{k1\max} (t_{\text{вкл}} + t_{\text{выкл}}) + \gamma_{\max} \cdot K_{\text{нас}} \cdot U_{\text{б3.нас}} \cdot I_{k1\max}}{h_{21\min}}$			Схеми рис. 2,3,4,5,6
		$\frac{I_{k1.\max} \cdot U_{k3.\text{нас}} \cdot \gamma_{\max} + 0,5 f_n \cdot U_{k31.\text{макс}} \cdot I_{k1\max} (t_{\text{вкл}} + t_{\text{выкл}}) + \gamma_{\max} \cdot K_{\text{нас}} \cdot U_{\text{б3.нас}} \cdot I_{k1\max}}{2 h_{21\min}}$			Схеми рис. 7,8

1		2	3	4	5
11	$U_{VD1 \text{ макс}}$	$U_{\text{ex. max}} \cdot n_{21}$	$\frac{U_0}{\gamma_{\min}}$	$\frac{U_{\text{ex. max}} \cdot n_{21}}{(1 - \gamma_{\min})}$	-
12	P_{VD1}	$\frac{U_{np} \cdot I_{0 \text{ max}}}{(1 - \gamma_{\min})} + \frac{f_n \cdot U_{VD1 \text{ max}} \cdot I_{VD1 \text{ max}} \cdot 0,01}{f_{\text{пред}}}$		$U_{np} I_{VD1} (1 - \gamma_{\min}) + \frac{f_n U_{VD1 \text{ max}} I_{VD1 \text{ max}} \cdot 0,01}{f_{\text{пред}}}$	-
13	$I_{VD2 \text{ макс}}$	$I_{0 \text{ max}} + \frac{\Delta I_L}{2}$	-	-	$I_{0 \text{ max}} + \frac{\Delta I_L}{2}$
14	$U_{VD2 \text{ макс}}$	$U_{\text{ex max}} \cdot \frac{W_2}{W_p}$	-	-	мостовий - $\frac{U_0}{\gamma_{\min}}$
					нульовий - $\frac{2U_0}{\gamma_{\min}}$
15	P_{VD2}	$U_{np} \cdot I_{0 \text{ max}} \gamma_{\text{max}} + \frac{f_n \cdot U_{VD2 \text{ max}} \cdot I_{VD2 \text{ max}} \cdot 0,01}{f_{\text{пред}}}$		-	$U_{np} I_{\text{пр.ср}} + \frac{f_n U_{VD2 \text{ max}} I_{VD2 \text{ max}} \cdot 0,01}{f_{\text{пред}}}$

Для польового транзистора максимально допустима потужність визначається виразом

$$P_{\text{стмакс}} = I_{\text{смакс}}^2 R_{\text{сиоткр.}}$$

Використовуючи дані таблиць П.7 перевіряємо можливість використання по потужності обраного типу транзистора з умови $P_{\text{макс}} > P_{\text{стмакс}}$. Якщо нерівність не виконується, то на відміну від біполярних транзисторів, польові транзистори можна включати паралельно.

3. На підставі виразів таблиці 6 визначаємо параметри діодів VD1, VD2: середнє $I_{\text{пр.ср}} = I_{0 \text{ max}}/2$ і максимальне значення струму діодів $I_{VD1 \text{ макс}}$, $I_{VD2 \text{ макс}}$, максимальна зворотня напруга на діодах $U_{VD1 \text{ макс}}$, $U_{VD2 \text{ макс}}$. З таблиць П.8, П.9 або довідника [5] вибираємо тип діодів VD1, VD2. Знаходимо потужність, що розсіюється на діодах - P_{VD1} , P_{VD2} .

4. Виходячи з заданого значення нестабільності вихідної напруги δ , визначаємо необхідний коефіцієнт передачі в контурі регулювання:

$$K_{OC} = K_D \cdot K_Y \cdot K_{\text{ШИМ}} = \frac{U_{\text{ex max}} - U_{\text{ex min}}}{U_{\text{ex}} \cdot \delta} - 1$$

2.4.5. Розрахунок мережевого випрямляча

1. На підставі свого варіанту завдання вибираємо схему мережевого випрямляча (див.рис. 9).

2. Знаходимо середнє значення струму, споживаного від мережевого випрямляча

$$I_{\text{вх}} = n_{21} I_{0\text{макс}} \gamma_{\text{макс}}$$

3. За формулами таблиці 7 визначити необхідні параметри вентилів

$$I_{\text{вср}}, U_{\text{обр.и}}, f_0;$$

Таблиця 7 – Основні формули для розрахунку випрямлячів з ємнісним характером навантаження

Схема випрямлення	Середній випрямлений струм діода $I_{\text{вср}}$	Імпульсна зворотна напруга діода $U_{\text{обр.и}}$	Робоча частота діода f_0
Рис.9.а	$I_{\text{вх}}/2$	$U_{\text{вх.мах}}$	$2f_c$
Рис.9.б	$I_{\text{вх}}/3$	$2U_{\text{вх.мах}}$	$3f_c$
Рис.9.в	$I_{\text{вх}}/3$	$U_{\text{вх.мах}}$	$6f_c$

З довідника або за таблицями П.8, П.9. вибираємо діоди для мережевого випрямляча за умовами:

$$I_{\text{пр.ср}} \geq I_{\text{вср}}$$

$$U_{\text{обр. макс}} \geq U_{\text{обр.и}}$$

$$f_{\text{пред}} \geq f_0$$

4. Для обраного типу діода виписуємо максимальне значення струму при роботі на ємність $I_{\text{пр.уд.}}$ і розраховуємо величину резистора $R_{\text{огр.}}$

$$R_{\text{огр.}} \geq U_{\text{вх.макс.}}/I_{\text{пр.уд.}}$$

$$\text{і споживану потужність } P_{\text{огр}} = I_{\text{вх}}^2 \cdot R_{\text{огр}} \leq P_{\text{ном}}$$

По таблиці 8 або довідковій літературі [8], [11] вибираємо тип і номінал резистора для $R_{\text{огр.}}$. При цьому, щоб уникнути різкого зниження к.к.д. пристрою повинна виконуватися умова: $R_{\text{огр.}} \ll U_{\text{вх.}}/I_{\text{вх.}}$

У разі його невиконання необхідно вибрати діод з великим ударним струмом.

Приклад запису: опорів резисторів

Резистор С2-23-0,5-3.2Ом $\pm 5\%$, де 0,5 потужність резистора $P_{\text{ном}} = 0,5\text{Вт}$

Таблиця 8 – Ряди номіналів

$\Delta R, \%$	$R_{\text{ном}}, \text{Ом(кОм; Мом; ГОм); } \times 10; \times 100$
± 5	1,0; 1,1; 1,2; 1,3; 1,5; 1,6; 1,8; 2,0; 2,2; 2,4; 2,7; 3,0; 3,3; 3,6; 3,9; 4,3; 4,7; 5,1; 5,6; 6,2; 6,8; 7,5; 8,2; 9,1
± 10	1,0; 1,2; 1,5; 1,8; 2,2; 2,7; 3,3; 3,9; 4,7; 5,6; 6,8; 8,2
± 20	1,0; 1,5; 2,2; 3,3; 4,7; 6,8

5. За формулою з розділу 2.3., прийнявши $k_a = 0,1 \dots 0,05$ знаходимо величину ємності згладжуючого фільтра C_ϕ

6. За довідником [3] або таблиць П4, П5 вибираємо тип і номінал конденсатора, що задовольняє вимогам:

$$\begin{aligned} C_{\text{ном}} &\geq C_\phi \\ U_{\text{ном}} &\geq k_3 U_{\text{вх.макс.}} \end{aligned}$$

де $k_3 = 1, 2 \dots 1, 3$ – коефіцієнт запасу по напрузі. Якщо необхідний типомінал конденсатора в таблицях і довідниках відсутній, то можна взяти конденсатори з необхідним $U_{\text{ном}}$, але з меншою ємністю і, поєднуючи їх паралельно, отримати $C_{\text{ном}} = C_1 + C_2 + \dots + C_n$.

При виборі конденсатора слід враховувати діапазон робочих температур, а також той факт, що конденсатор C_ϕ буде розряджатися короткими імпульсами струму з частотою f_n . Власна внутрішня індуктивність конденсатора повинна бути мінімальною, тому паралельно електролітичному конденсатору C_ϕ підключають конденсатор малої місткості (0,5...0,01) мкФ керамічний, плівковий або паперовий.

2.5 Висновок

Складаємо принципову схему розрахованого пристрою і перелік елементів згідно з вимогами ЄСКД.

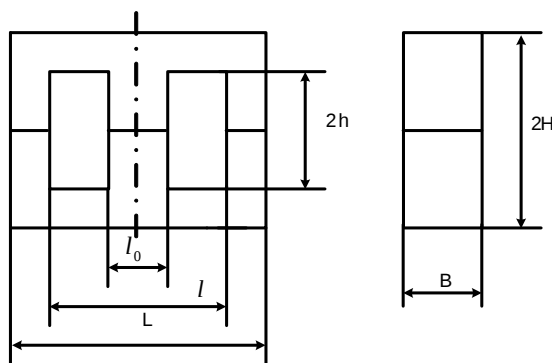
Список литературы.

- 1.Березин О.К., Костиков В.Г., Шахнов В.А. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры. - М.: «Три Л», 2000. – 400с.
- 2.Электропитание устройств связи: Учебник для вузов/ А.А.Бокуняев, В.М.Бушуев, А.С.Жерненко и др. Под ред. Ю.Д.Козляева.-М.: Радио и связь, 1998. – 328с.: ил.
- 3.Конденсаторы оксидно-электролитические К50-24...К50-53. Справочник.-СПб.: Издательство РНИИ «Электростандарт», 1996, 208с.: ил.
- 4.Прянишников В.А. Электроника: Курс лекций.-СПб.: Корона принт.,1998.-400с.
- 5.Полупроводниковые приборы. Диоды выпрямительные, стабилитроны, тиристоры: Справочник/ А.Б.Гитцкевич, А.А.Зайцев, В.В. Мокряков и др. Под редакцией А.В.Голомедова.-М.: КубК-а, 1996.-528с.
- 6.Электромагнитные элементы радиоэлектронной аппаратуры: Справочник/Ю.С.Русин, И.Я.Гликман, А.Н.Горский- М.: Радио и связь, 1991. – 224с.
- 7.Перельман Б.Л. и др. Полупроводниковые приборы. Справочник.- «СОЛОН», «МИКРОТЕХ», 1996. – 176с.: ил.
- 8.Сидоров И.Н. и др. Устройства электропитания бытовой РЭА: Справочник/ И.Н.Сидоров, М.Ф. Биннатов, Е.А.Васильев.-М.: Радио и связь, 1991. – 472с.
9. Козляев Ю.Д., Рагулина Л.Г., Сажнев А.И. Электропитание устройств и систем связи. Методические указания по выполнению контрольной работы. Новосибирск. СибГУТИ, 2001.-43с.
- 10.Интегральные микросхемы: Микросхемы для импульсных источников питания и их применение.-М.ДОДЭКА, 1997.-224с.
- 11.Справочник разработчика и конструктора РЭА. Элементная база. Меленников М.Ю. и др.-М.: ИТАР ТАСС, 1993.-299с.
- 12.Радиоматериалы, радиокомпоненты и электроника: Учебное пособие/ К.С.Петров.- СПб.: Питер, 2003.-512с.
- 13.Усатенко С.Г., Каченюк Т.К., Терехова М.В. Выполнение электрических схем по ЕСКД: Справочник.- М: Издательство стандартов, 1989. – 325с.

Додаток

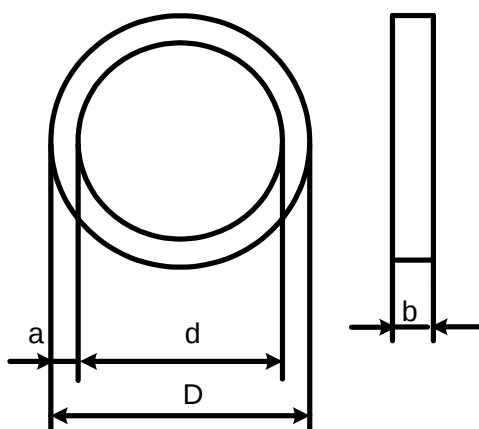
Таблиця П. 1 – параметри броньових феритових магнітопроводів для силових трансформаторів ДВЕЖ

Тип магнітопровода	Розміри, мм						$S_{ст} * S_{ок}, \text{см}^4$	Марка фериту	$S_{ст}, \text{см}^2$	$L_{ср}, \text{мм}$	Маса магнітопровода, г
	L	l_0	l	B	H	h					
Ш8x8	32	8	23	8	16	11,5	1,2	2500HMC1	0,69	75	13,6x2
Ш10x10	36	10	26	10	18	13	2,08	2000HM1	1,0	84	22,2x2
Ш12x15	42	12	30	15	21	15	4,86	3000HMC	1,8	97	46x2
Ш16x20	54	16	38	20	27	19	13,37	3000HMC 2500HMC2	3,2	123	104x2
Ш20x28	65	20	44	28	32	22	29,6	2000HM1	5,7	144	223x2



Таблиця П.2. – Параметри тороїдальних феритових магнітопроводів

Типорозмір магнітопровода	Розміри, мм				$L_{ср}, \text{см}$	$S_o * S_c, \text{см}^4$	Маса магнітопровода, г	$S_{ок}, \text{см}^2$
	a	b	d	D				
К 32*16*8	8	8	16	32	7,54	1,286	26	2,01
К 32*20*9	6	9	20	32	8,17	1,696	25	3,14
К 40*25*7,5	7,5	7,5	25	40	10,2	2,759	32	4,91
К 40*25*11	7,5	11	25	40	10,2	4,05	46	4,91
К 45*28*8	8,5	8	28	45	11,47	4,182	43	6,15
К 45*28*12	8,5	12	28	45	11,47	6,273	62	6,15



Таблиця П.3 – Номінальні дані обмотувальних дротів круглого перетину

Діаметр по міді. (мм)	Площа перетину міді. (мм ²)	Діаметр з ізоляцією. (мм)				Погонний опір, (Ом*м)
		ПЭВ-2 ПЭТВ	ПНЭГ- имнд	ПСК, ПСДК	ПЭЛ- ШО	
0,05	0,00196	0,08	-	-	0,14	9,169
0,06	0,00283	0,09	-	-	0,15	6,367
0,07	0,00385	0,10	-	-	0,16	4,677
0,08	0,00503	0,11	-	-	0,17	3,580
0,09	0,00636	0,12	-	-	0,18	2,829
0,10	0,00785	0,13	0,125	-	0,19	2,291
0,11	0,00950	0,14	0,135	-	0,20	1,895
0,12	0,01131	0,15	0,145	-	0,21	1,591
0,13	0,01327	0,16	0,155	-	0,22	1,356
0,14	0,01539	0,17	0,165	-	0,23	1,169
0,15	0,01767	0,19	0,180	-	0,24	1,018
0,16	0,02011	0,20	0,190	-	0,25	0,895
0,17	0,02270	0,21	0,20	-	0,26	0,793
0,18	0,02545	0,22	0,21	-	0,27	0,707
0,19	0,02835	0,23	0,22	-	0,28	0,635
0,20	0,03142	0,24	0,23	-	0,30	0,572
0,21	0,03464	0,25	0,24	-	0,31	0,520
0,23	0,04155	0,28	0,27	-	0,33	0,433
0,25	0,04909	0,30	0,29	-	0,35	0,366
0,27	0,05726	0,32	0,31	-	0,39	0,315
0,29	0,06605	0,34	0,33	-	0,41	0,296
0,31	0,07548	0,36	0,35	0,55	0,43	0,239
0,33	0,08553	0,38	0,37	0,57	0,45	0,210
0,35	0,09621	0,41	0,39	0,59	0,47	0,187
0,38	0,1134	0,44	0,42	0,62	0,50	0,152
0,41	0,1320	0,47	0,45	0,65	0,53	0,130

0,44	0,1521	0,50	0,48	0,68	0,57	0,113
0,47	0,1735	0,53	0,51	0,71	0,60	0,0993
0,49	0,1886	0,55	0,53	0,73	0,62	0,0914
0,51	0,2043	0,58	0,56	0,77	0,64	0,0840
0,53	0,2206	0,60	0,58	0,79	0,66	0,0781
0,55	0,2376	0,62	0,60	0,81	0,68	0,0725
0,57	0,2552	0,64	0,62	0,83	0,70	0,0675
0,59	0,2734	0,66	0,64	0,85	0,72	0,0630
0,62	0,3019	0,69	0,67	0,88	0,75	0,0571
0,64	0,3217	0,72	0,69	0,90	0,77	0,0538
0,67	0,3526	0,75	0,72	0,93	0,80	0,0488

Таблиця П.3 – Номінальні дані обмотувальних дротів круглого перетину

Діаметр по міді. (мм)	Площа перетину міді. (мм ²)	Діаметр з ізоляцією. (мм)				Погонний опір, (Ом/м)
		ПЭВ-2 ПЭТВ	ПНЭГ- имнд	ПСК, ПСДК	ПЭЛ- ШО	
0,69	0,3739	0,77	0,74	0,95	0,82	0,0461
0,72	0,4072	0,80	0,77	0,99	0,87	0,0423
0,74	0,4301	0,83	0,80	1,01	0,89	0,0400
0,77	0,4657	0,86	0,83	1,04	0,92	0,0370
0,80	0,5027	0,89	0,86	1,07	0,95	0,0342
0,83	0,5411	0,92	0,89	1,10	0,98	0,0318
0,86	0,5809	0,95	0,92	1,13	1,01	0,0297
0,90	0,6326	0,99	0,96	1,17	1,05	0,0270
0,93	0,6793	1,02	0,99	1,20	1,08	0,0253
0,96	0,7238	1,05	1,02	1,23	1,11	0,0238
1,00	0,7854	1,11	1,06	1,29	1,16	0,0219
1,04	0,8495	1,15	1,12	1,33	1,20	0,0202
1,08	0,9161	1,19	1,16	1,37	1,24	0,0188
1,12	0,9852	1,23	1,20	1,41	1,28	0,0175
1,16	1,0568	1,27	1,24	1,45	1,32	0,0163
1,20	1,1310	1,31	1,28	1,49	1,36	0,0152
1,25	1,2272	1,36	1,33	1,54	1,41	0,0140
1,30	1,3270	1,41	1,38	1,59	1,46	0,0132
1,35	1,4314	1,46	-	1,64	1,5	0,0123
1,40	1,5394	1,51	-	1,69	1,56	0,0113
1,45	1,6513	1,56	-	1,74	1,61	0,0106
1,50	1,7672	1,61	-	1,79	1,68	0,00993
1,56	1,9113	1,67	-	1,85	1,74	0,00917
1,62	2,0612	1,73	-	1,91	-	0,00850
1,68	2,217	1,79	-	1,98	-	0,00701

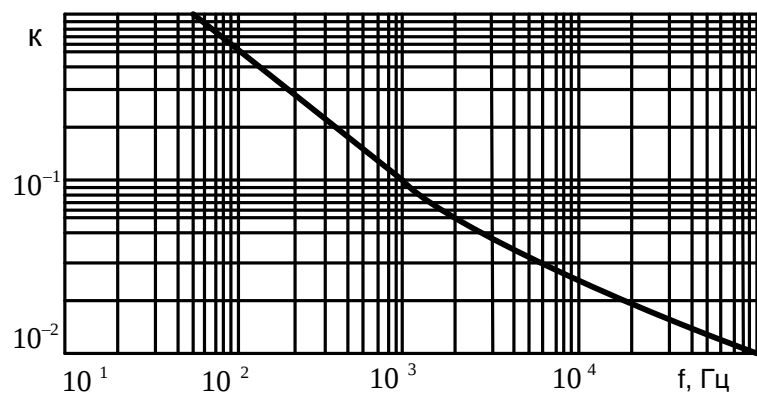
1,74	2,378	1,85	-	2,04	-	0,00737
1,81	2,573	1,93	-	2,11	-	0,00681
1,88	2,776	2,00	-	2,18	-	0,00631
1,95	2,987	2,07	-	2,25	-	0,00587
2,02	3,205	2,14	-	2,32	-	0,00547
2,10	3,464	2,23	-	2,40	-	0,00506
2,26	4,012	2,39	-	2,62	-	0,00437
2,44	4,676	2,57	-	2,80	-	0,00375

Таблиця П.4 – Конденсатори алюмінієві оксидно-електролітичні

Номинальна напруга, В	Тип конденсатора			
	К 50-29		К 50-35	
	Номинальна ємність, мкФ	Амплітуда змінної складової пульсуючої напруги частоти 50 Гц, % от U_n	Номинальна ємність, мкФ	Допустима амплітуда змінної синусоїдальної складової пульсуючої напруги, В
16	22	40	33, 47	4
	47, 68, 100, 150, 220	30	100, 150, 220, 330, 470, 680, 1000	3,2
	470	24	2200	2,4
	1000	20	4700	0,8
	2200	12		
25	10	40	22	6,25
	22, 47, 68, 100	30	47, 68, 100, 150, 220	5
	220	24	470, 1000	3,75
	470	16	2200	2,5
	1000, 2200	12	4700	1,2
40	-	-	22	
			47, 68, 100, 150, 220, 330, 470	6
			1000	2
63	4,7	30		
	10	20	10, 22	9,45
	22	16	47, 68, 100, 150, 220, 330, 470	6,3
	47, 100	12	1000	2,52
	220	10	2200	2,5
	470	8		
	1000	6		
100	2,2	30		
	4,7	24	2,2; 3,3; 4,7	15
	10	20	10, 22	10
	22	16	47, 100	8
	47, 100	12	220	5
160	104, 7	20	1;1,5; 2,2; 3,3; 4,7;6,8; 10;15;22	16
	10, 22	16	47	12,8

	47	12	100	9,6
250			22	25
			47	20
			100, 220	15
300	4,7; 6,8; 10; 15; 22	16	-	-
	47	12	10, 22	25,2
315	-	-	47	18,9
			100, 220	17,5
			330	10
350	2,2; 3,3; 4,7; 6,8; 10; 15; 22	16	-	-
450	2,2	16		
	4,7	14		
	22	10		

Конденсаторы типа К 50-29



Конденсаторы типа К 50-35

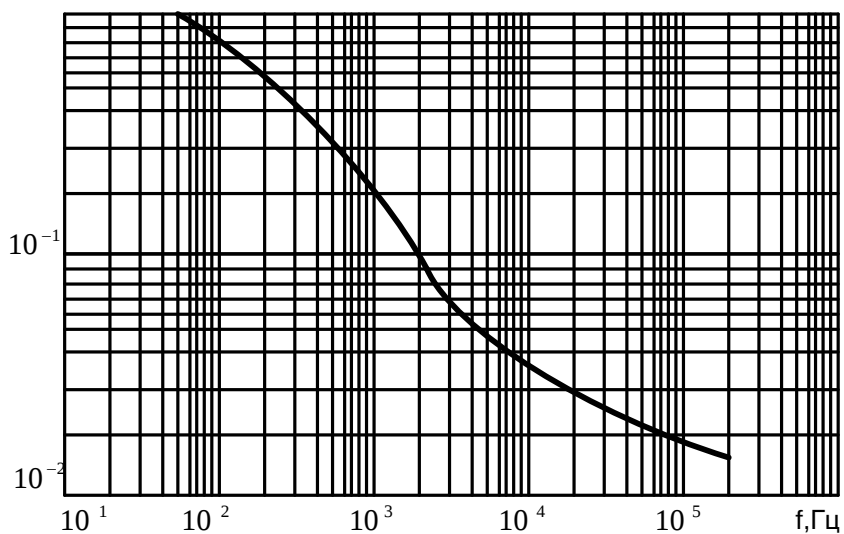


Рисунок П.1 – Залежність коефіцієнта зниження амплітуди змінної складової пульсуючої напруги від частоти

Таблица П.5 – Конденсаторы алюминиевые оксидно-электролитические К50-53

Номинальна напруга, В	Номинальна ємність, мкФ	Номинальний пульсуючий струм при 100 Гц, мА
16	33	35
	47	45
	100	80
	220	147
	470	246
	1000	433
	2200	767
	4700	1323
25	10000	1820
	22	29
	47	53
	100	91
	220	162
	470	286
	1000	500
	2200	921
	4700	1680
	22	38
	47	63

40	100	112
	220	190
	470	335
	1000	596
	2200	1134
	4700	1826
63	10	24
	22	45
	47	84
	100	143
	220	253
	470	448
	1000	805
	2200	1400
100	2,2	8
	3,3	13
	4,7	17
	10	31
	22	62
	47	104
	100	182
	220	326
	470	592
	1000	1120
160	1	7
	2,2	14
	4,7	25
	10	48
	22	85
	47	151
	100	274

Конденсаторы К50-53

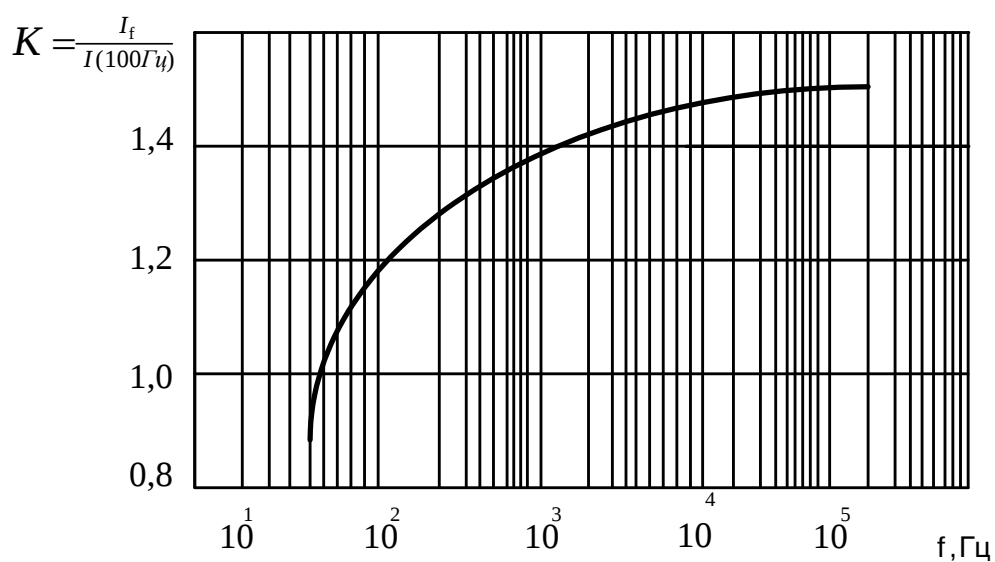


Рисунок П.2 – Залежність ефективного струму від частоти

Таблиця П.6.

Прийняті позначення:

Ік - максимально допустимий постійний струм колектора;

Ік макс. імп. – максимально допустимий імпульсний струм колектора;

Uкэ макс – максимально допустима напруга колектор-емітер;

Uкэ нас – напруга насичення колектор-емітер;

h₂₁ – статичний коефіцієнт передачі струму в схемі з загальним емітером;

t_i – час: **Р** – розсмоктування, **В** – включення, **Ы** – вимикання, **С** – спаду імпульсу

Тип транзистора	Тип провідності	Ік (Ік макс імп), А	Uкэ макс (Uкэ нас), В	Рк макс, Вт	h ₂₁	t _i ,мс
1	2	3	4	5	6	7
2Т812А	п-р-п	10(17)	700(2.5)	50	5...30	1.3С
2Т812Б	п-р-п	10(17)	500(2.5)	50	5...30	1.3С
2Т818А	р-п-р	15(20)	100(1)	60	20	2.5Ы
2Т818Б	р-п-р	15(20)	80(1)	60	20	2.5Ы
2Т818В	р-п-р	15(20)	60(1)	60	20	2.5Ы
2Т819А	п-р-п	15(20)	100(1)	60	20	2.5Ы

Продовження таблиці П.6.

1	2	3	4	5	6	7
2Т819Б	п-р-п	15(20)	80(1)	60	20	2.5Ы
2Т819В	п-р-п	15(20)	60(1)	60	20	2.5Ы
2Т827А	п-р-п	20(40)	100(2)	125	750...18000	4.5Ы
2Т827Б	п-р-п	20(40)	80(2)	125	750...18000	4.5Ы
2Т827В	п-р-п	20(40)	60(2)	125	750...18000	4.5Ы
2Т841А	п-р-п	10(15)	600(1.5)	50	12...45	1.2Р
2Т841Б	п-р-п	10(15)	400(1.5)	50	12...45	1.2Р
2Т847А	п-р-п	15(25)	650(1.5)	125	8...25	0.8
2Т847Б	п-р-п	15(25)	650(1.5)	125	8	3Р

2Т848А	n-p-n	15	400(2)	35	20	f _{гр} =3МГц
2Т856А	n-p-n	10(12)	950(1.5)	75	10...30	2Р
2Т856Б	n-p-n	10(12)	750(1.5)	75	10...60	2Р
2Т862А	n-p-n	15(30)	250(2)	70	10...100	1Р
2Т862Б	n-p-n	15(25)	250(2)	50	10...100	1Р
2Т862В	n-p-n	10(15)	350(1.5)	50	12...50	2Р
2Т862Г	n-p-n	10(15)	400(1.5)	50	12...50	2Р
2Т866А	n-p-n	20(20)	160(1.5)	30	15...100	0.1С
2Т867А	n-p-n	25(40)	300(1.2)	100	12...100	1.3Р
2Т878А	n-p-n	25(30)	800(1.5)	100	12...50	2.5Р
2Т878Б	n-p-n	25(30)	800(1.5)	100	12...50	2.5Р
2Т878В	n-p-n	25(30)	600(1.5)	100	12...50	2.5Р
2Т885А	n-p-n	40(60)	400(2.2)	150	12	2Р
2Т885Б	n-p-n	40(60)	500(2.5)	150	12	2Р
2Т887А	p-n-p	2(5)	700(1.4)	75	20...120	(0.7...5)Р
2Т887Б	p-n-p	2(5)	600(1.4)	75	20...120	(0.7...5)Р
2Т892А	n-p-n	15(30)	400(1.8)	100	300	5Ы
2Т892Б	n-p-n	15(30)	350(1.8)	100	300	5Ы

Таблиця П.7 – Параметри польових перемикаючих транзисторів з розсіюваною потужністю більше 2 Вт

Прийняті позначення:

U_{ск макс.} – максимально допустима постійна напруга стік-витік;

I_{с макс.} – струм стоку;

R_{сн відкр.} – опір стік-витік у відкритому стані;

P_{макс.} – максимально допустима потужність розсіювання.

Продовження таблиці П.7

1	2	3	4	5	6
КП810А	СИТ	650	7	0,2	50
КП810Б	СИТ	650			
КП810В	СИТ	700			

Тип прибору	Тип провідності	U _{ск} макс. В	I _с макс. А	R _{сн} відкр. Ом	P _{макс.} Вт
1	2	3	4	5	6
2П701А	п	500	5....17	3,5	17,5
2П701Б	п	400		2,8	
КП702А	п	300	8....16	1	17,5
2П703А	п	150	12....25	1,1	60
2Н703Б	п			0,9	
КП704А	п	180	10	0,35	8
КП704Б	п			0,5	
КП705А	п	1000	5,4	4,3	40
КП705Б	п	800	5,4	3,3	
КП705В	п	800	5,4	3,3	
2КП706А	п	500	15	0,8	21
2П706Б	п	400		0,5	
2П706В	п	400		0,65	
КП707А	п	400	15	1	50
КП707Б	п	600	10	2	
КП707В	п	800	7	3	
КП707Г	п	700	8	2,5	
КП707Д	п	500	12	1,5	
КП707Е	п	750	8	5,0	
КП709А	п	600	4	2	35
КП709Б	п	600	4	2,5	
2П802А	СИТ	500	2,5	3	8
2П803А	п	800	3	4,5	60
2П803Б	п	60	4	0,45	
2П804	п	60	4	0,45	2
КП805А	п	600	8	2,0	60
КП805Б	п	600	8	2,5	
КП805В	п	500	8	2,0	
КП809А	п	400	25	0,3	50
КП809Б	п	500	200	0,6	
КП809В	п	600	15	1,2	
КП809Г	п	700	15	1,5	
КП809Д	п	800	10	1,8	
КП809Е	п	750	8	2,5	

КП812А	п	60	35	0,03	50
КП813А	п	200	22	0,12	60
КП813Б	п	200		0,18	
2П815А	п	400	20	0,3	40
2П815Б	п	500	16	0,8	
2П815В	п	400	16	0,5	
2П815Г	п	500	12	1,0	
2П816А	п	800	20	1,0	40
2П816Б	п				
2П816В	п	1000	18	1,2	
2П816Г	п				
КП921А	п	45	10	0,13	8
2П922А	п	100	10	0,2	45
2П922Б	п			0,4	
2П926А	СИТ	450	16,5	0,1	40
2П926Б	СИТ	400			
2П934А	СИТ	450	10	0,07	25
КП946А	СИТ	300	15	0,15	40
КП946Б	СИТ	200			
КП948А	СИТ	400	5	0,15	20
КП948Б	СИТ	300			
КП948В	СИТ	350			
КП948Г	СИТ	250			
КП953А	СИТ	450	15	0,06	50
КП953Б	СИТ	300			
КП953В	СИТ	450			
КП953Г	СИТ	300			
КП954А	СИТ	90	20	0,3	40
КП954Б	СИТ	60		0,2	
КП954В	СИТ	25			
КП954Г	СИТ	15			
КП955А	СИТ	400	25	0,05	50
КП955Б	СИТ	200		0,04	
КП956А	СИТ	350	2	0,4	10
КП956Б	СИТ	200			
КП957А	СИТ	400	1	0,6	10
КП957Б	СИТ	250			

Таблиця П.8 – Діоди випрямляючі і набори діодів із середнім значенням прямого струму не більше 10А.

Прийняті позначення:

$U_{обр.макс}$ – максимально допустимий постійний (імпульсна) зворотна напруга;

$I_{пр.ср.макс}$ – максимально допустимий середній прямий струм;

$I_{пр.уд}$ – ударний прямий струм;

$f_{пред}$ – гранична частота.

Тип діода	U _{обр.макс} , В	I _{пр.ср.макс} , А	I _{пр.уд} , А	f _{пред} , кГц
1	2	3	4	5
2Д203 А	420 (600)	10	100	1
2Д203 Б	560 (800)			
2Д203 В	560(800)			
2Д203 Г	700 (1000)			
2Д203 Д	700 (1000)			
2Д204 А	400 (400)	0,4	10	50
2Д204 Б	200 (200)	0,6		
2Д204 В	50 (50)	1		
2Д206 А	400	5	100	1
2Д206 Б	500			
2Д206 В	600			
2Д210 А	800	10	50	1
2Д210 Б	800			
2Д210 В	1000			
2Д212 А	200 (200)	-	50	100
2Д212 Б	100 (100)			
2Д213 А	200 (200)	10	100	100
2Д213 Б	200 (200)			
2Д213 В	100 (100)			
2Д213 Г	100 (100)			
2Д219 А	15 (15)	10	250	200
2Д219 Б	20 (20)			
2Д220 А	400 (400)	3	60	20
2Д220 Б	600 (600)			
2Д220 В	800 (800)			
2Д220 Г	1000 (1000)			
2Д220 Д	400 (400)			
2Д220 Е	600 (600)			
2Д220 Ж	800 (800)			
2Д222 АС	20 (20)	3	-	200
2Д222 БС	30 (30)			
2Д222 ВС	40 (40)			
2Д222 ГС	20 (20)			
2Д222 ДС	30 (30)			
2Д222 ЕС	40 (40)			

Продолжение таблицы П.8

1	2	3	4	5
2Д230А	400 (400)	3	60	50
2Д230 Б	600 (600)			
2Д230 В	800 (800)			
2Д230 Г	1000 (1000)			

2Д230 Д	400 (400)	3	60	20
2Д230 Е	600 (600)			
2Д230 Ж	800 (800)			50
2Д230 И	1000 (1000)			
2Д230 К	100 (100)			
2Д230 Л	200 (200)	10	-	200
2Д231 А	150			
2Д231 Б	200			
2Д231 В	150			
2Д231 Г	200	3	30	-
2Д234 А	100 (100)			
2Д234 Б	200 (200)			
2Д234 В	400 (400)	1	30	100
2Д236 А	600 (600)			
2Д236 Б	800 (800)	1	3	300
2Д237 А	100 (100)			
2Д237 Б	200 (200)	7,5	15	200
2Д238 АС	25 (25)			
2Д238 БС	35 (35)			
2Д238 ВС	45 (45)	10	100	200
2Д245 А	400 (400)			
2Д245 Б	200 (200)	10	-	200
2Д251 А	50			
2Д251 Б	70			
2Д251 В	100			
2Д251 Г	50			
2Д251 Д	70			
2Д251 Е	100	3	10	100
2Д253 А	800 (800)			
2Д253 Б	800 (800)	1	3	100
2Д253 В	600 (600)	3	10	100
2Д253 Г	660 (600)	1	3	
2Д253 Д	400 (400)	3	10	
2Д253 Е	400 (400)	1	3	
2Д254 А	1000 (1000)	1	3	150
2Д254 Б	800 (800)			
2Д254 В	600 (600)			
2Д254 Г	400 (400)			
2Д255 А - 5	60 (60)	3	6	1000
2Д255 Б - 5	80 (80)			
2Д255 В - 5	100 (100)			

Таблиця П.9 Діоди випрямляючі з середнім значенням прямого струму більше 10А

Тип діода	U _{обр. макс.} В	I _{пр. ср. макс.} А	I _{пр. вл.} А	F _{пред.} кГц
1	2	3	4	5
2Д239А	100(100)	15	20(80)	500

2Д239Б	150(150)			
2Д239В	200(200)			
2Д2990А	600(600)	20	20(100)	200
2Д2990Б	400(400)			
2Д2990В	200(200)			
2Д2997А	200(250)	30	30(100)	100
2Д2997Б	100(200)			
2Д2997В	50(100)			
2Д2999А	200(250)	20	20(100)	100
2Д2999Б	100(200)			
2Д2999В	50(100)			
2Д252А	80(80)	30	60	10...200
2Д252Б	100(100)	30	60	
2Д252В	120(120)	120	40	
2Д2995А	50(50)	25		20...200
2Д2995Б	70(70)			
2Д2995В	100(100)			
2Д2995Г	150(150)			
2Д2995Д	200(200)			
2Д2995Е	100(100)			10...200
2Д2995Ж	150(150)			
2Д2995И	200(200)			
2Д2998А	15	30	600	200
2Д2998Б	25			
2Д2998В	35			
2Д4103-100	20...150	100		
2Д4103-125		125		
2ДШ112-32Х	20.30.40	40		
2ДШ112-40Х		40		
2ДШ112-50Х		50		
2ДШ112-63Х		63		