

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

В. В. Пілінський, В. Б. Швайченко

ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ ЕЛЕКТРОННИХ ЗАСОБІВ

**НАВЧАЛЬНИЙ ПОСІБНИК
ДЛЯ ВИКОНАННЯ РОЗРАХУНКОВОЇ РОБОТИ**

Проект джерел електроживлення на основі «інтелектуальних» силових збірок
TOPSwitch

*Рекомендовано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського
як навчальний посібник для студентів,
які навчаються за спеціальністю 171 «Електроніка»,
освітня програма
«Електронні системи мультимедіа та засоби Інтернету речей»*

Київ
КПІ ім. Ігоря Сікорського
2020

ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ ЕЛЕКТРОННИХ ЗАСОБІВ:
НАВЧАЛЬНИЙ ПОСІБНИК ДЛЯ ВИКОНАННЯ РОЗРАХУНКОВОЇ РОБОТИ
Проект джерел електроживлення на основі «інтелектуальних» силових збірок
TOPSwitch

[Електронний ресурс]: навч. посіб. для студ. спеціальності 171 «Електроніка»,
Освітня програма «*Електронні системи мультимедіа та засоби Інтернету речей*» / КПІ ім. Ігоря Сікорського ; В. В. Пілінський, В.Б.Швайченко. – Електронні
текстові данні (1 файл: 2,4 Мбайт). – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2020. – 31 с.
Гриф надано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського (протокол № 6 від 31.01.2020.)
за поданням Вченої ради Факультету електроніки
(протокол № 01/2020 від 27.01.2020)

Електронне мережне навчальне видання

НАВЧАЛЬНИЙ ПОСІБНИК ДЛЯ ВИКОНАННЯ РОЗРАХУНКОВОЇ
РОБОТИ

Проект джерел електроживлення на основі «інтелектуальних»
силових збірок TOPSwitch

Пілінський Володимир Володимирович канд. техн. наук, професор
Швайченко Володимир Борисович., канд. техн. наук, доцент.

Відповідальний редактор: Лазебний В.С., к.т.н., доцент

Рецензент: Артеменко М.Ю. д.т.н., професор кафедри А та АЕ

Навчальний посібник призначено для поглиблення знань та набуття практичних навичок в галузі проектування та експлуатації джерел вторинного електроживлення (ДВЕЖ), без яких неможливе штатне функціонування будь-яких електронних приладів та систем, у тому числі, що забезпечують засоби технології Інтернету речей. – комплексний розрахунок ДВЕЖ за сучасною структурною схемою на основі однотактного зворотного (fly-back) інвертора із застосуванням «інтелектуальної» великої інтегральної мікросхеми з групи TOPSwitch компанії Power Integrations. Завдання сформульовано таким чином, що стимулюють студентів до творчого підходу розв'язку практичних завдань із застосуванням сучасних інформаційних засобів.

© КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2020

© Пілінський В. В., канд. техн. наук, проф.

© Швайченко В.В., канд. техн. наук, доц.

ЗМІСТ

| | |
|---|----|
| ВСТУП..... | 5 |
| 1. ВХІДНІ ДАНІ ДЛЯ РОЗРАХУНКУ..... | 6 |
| 2. ВИБІР ТИПУ КОЛА ЗВОРОТНОГО ЗВ'ЯЗКУ TOPSwitch та | 7 |
| ПАРАМЕТРІВ ВХІДНОГО КОЛА | 7 |
| 2.1 Вибір схеми кола зворотного зв'язку і значення напруги керування..... | 7 |
| 2.2 Визначення значень ємності вхідного конденсатора та мінімальної постійної вхідної напруги..... | 10 |
| 2.3 Визначення напруг: на первинній обмотці трансформатора за розімкненого стану ключа і захисного (обмежувального) стабілітрона..... | 11 |
| 2.4 Визначення максимального і мінімального коефіцієнтів заповнення за зниженого і підвищеного значення напруги мережі | 14 |
| 2.5 Визначення відношення амплітуди пульсацій струму первинного кола до його максимального значення..... | 15 |
| 2.6 Визначення параметрів струму у первинному колі..... | 16 |
| 2.7 Вибір типу мікросхеми за максимально допустимим граничним значенням сили робочого струму | 16 |
| 3. ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ТЕМПЕРАТУРНОГО РЕЖИМУ МІКРОСХЕМИ TOPSwitch | 17 |
| 3.1 Визначення втрат потужності силового транзистора..... | 17 |
| 3.2 Перевірка мікросхему відповідно до даних температурних умов роботи.... | 17 |
| 3.3 Розрахунок і вибір радіатора..... | 18 |
| 4. РОЗРАХУНОК ТРАНСФОРМАТОРА..... | 19 |
| 4.1 Визначення значення індуктивності в первинному колі | 19 |
| 4.2 Обрання типу магнітопроводу та котушки для даного значення потужності навантажувального кола..... | 19 |
| 4.3 Визначення кількості шарів первинної обмотки та витків у вторинній обмотці | 20 |
| 4.4 Визначення кількості витків у первинній обмотці та кількості витків обмотки управління | 20 |
| 4.5 Перевірка значень магнітної індукції, густини струму, немагнітного зазору осердя..... | 21 |
| 4.6 Визначення втрат потужності в магнітопроводу..... | 22 |
| 4.7 Визначення втрат потужності в обмотках трансформатора..... | 22 |
| 4.8 Визначення сумарного значення потужності втрат в трансформаторі | 23 |
| 4.9 Визначення параметрів вторинного кола | 23 |
| 5. РОЗРАХУНОК І ВИБІР ДОПОМІЖНИХ ЕЛЕМЕНТІВ ДВЕЖ ТА КОЛА ЗВОРОТНОГО ЗВ'ЯЗКУ..... | 25 |
| 5.1 Визначення максимальне значення зворотних напруг у вторинному колі... | 25 |
| 5.2 Вибір типу захисного стабілітрона і блокувального діода..... | 25 |
| 5.3 Вибір типу вихідного діода..... | 25 |
| 5.4 Вибір вихідного конденсатора..... | 26 |
| 5.5 Вибір вихідного LC-фільтра | 26 |

| | |
|--|----|
| 5.6 Вибір випрямного діоду кола керування..... | 27 |
| 5.7 Вибір фільтрувального конденсатора кола керування..... | 27 |
| 5.8 Вибір корегувальних елементів кола керування..... | 27 |
| 5.9 Вибір елементів кола керування, які відповідають конкретним ДВЕЖ..... | 28 |
| 5.10 Вибір випрямних діодів для вхідного мостового випрямляча | 28 |
| 6. ПЕРЕВІРКА ЗНАЧЕННЯ ККД..... | 28 |
| 6.1 Втрати потужності на елементах:..... | 28 |
| 6.2 Визначення ККД:..... | 29 |
| УМОВНІ ПОЗНАЧЕННЯ..... | 30 |
| ЛІТЕРАТУРА..... | 31 |

Проект джерел електроживлення на основі «інтелектуальних» силових збірок TOPSwitch

ВСТУП

Розрахунок джерела вторинного електроживлення (ДВЕЖ) ключового типу є достатньо відповідальним завданням, для розв'язання якого необхідні знання різних розділів електроніки та електротехніки: принципів роботи аналогових і цифрових кіл, характеристик силових біполярних, МОН-приладів, магнітних явищ, термодинаміки, вимог з техніки безпеки, стійкості контуру управління, електромагнітної сумісності тощо, також необхідно мати певні практичні навички роботи з фаховою апаратурою і літературою та опанувати засади проектування електронних засобів.

Проте застосування великих інтегральних мікросхем (ВІМС) за типом «інтелектуальних» силових збірок типу TOPSwitch на основі мікросхеми керування у комплекті з силовим транзистором та колами з допоміжними функціями значно спрощує процедуру проектування.

Алгоритм розрахунку такий:

1. Визначення вхідних даних для розрахунку;
2. Вибір типу кола зворотного зв'язку (ЗЗ) TOPSwitch, параметрів вхідного кола;
3. Забезпечення температурного режиму роботи мікросхеми TOPSwitch;
4. Розрахунок трансформатора;
5. Розрахунок і вибір допоміжних елементів ДВЕЖ та кола зворотного зв'язку;
6. Перевірка значення ККД.

Методика розрахунку ґрунтується на матеріалах фірми Power Integration [1] та новітніх матеріалів, наприклад [2] з використанням ВІМС типу TOPSwitch та інших сучасних елементів ДВЕЖ від різних виробників.

На рис. В1 наведено базову принципову електричну схему ДВЕЖ із застосуванням однотактного зворотного перетворювача з мікросхемою TOPSwitch, яку рекомендовано використовувати, як довідкову для ідентифікації елементів, наведених у цьому навчальному посібнику. ДВЕЖ складено за *сучасною функціональною схемою* [3]. Функціональні вузли такі: 1) мережний протизавадний фільтр С1, L1; 2) мережний випрямляч VD1-4; 3) згладжувальний фільтр С2; 4) зворотний інвертор з мікросхемою DA1, трансформатором Tr1, обмежувальним (захисним) стабілітроном VD5 з блокувальним діодом VD6, колом зворотного зв'язку (ЗЗ) VD8, R1, С4; 5) випрямляч навантажувального кола VD7; 6) вихідний фільтр С3; 7) вихідний високочастотний (протизавадний) фільтр L2, С6.

Найважливішим параметром ДВЕЖ для високоякісної електронної апаратури є *нестабільність*. Значення цього параметра залежить від реалізації кола зворотного зв'язку. Залежно від вихідних параметрів блоку живлення (потужності, напруги), а також конкретного значення нестабільності застосовують одну з чотирьох модифікацій, наведених на рис. В1, рис.1...рис. 3.

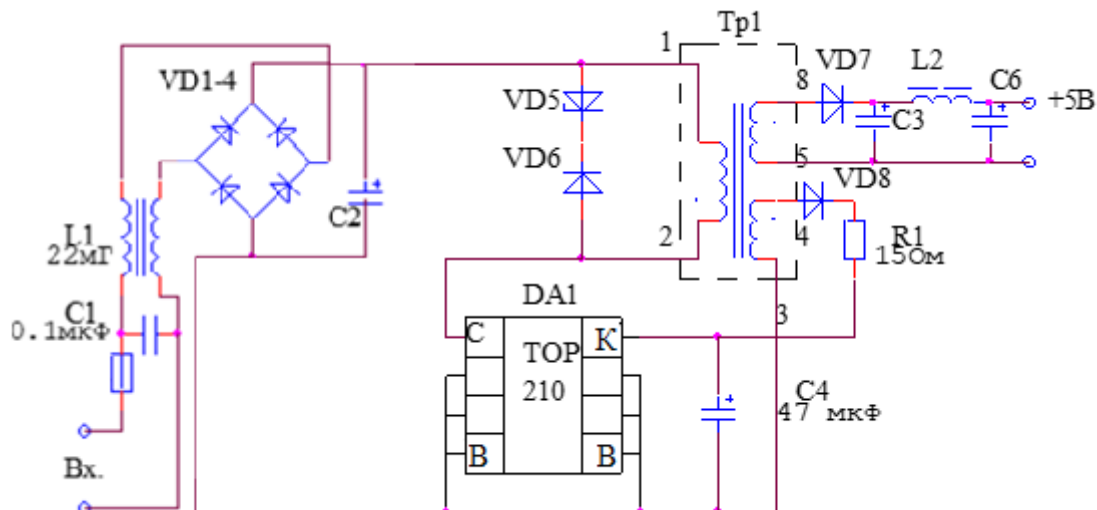


Рисунок В1 – Базова схема електрична принципова одноктного зворотного перетворювача на основі мікросхеми TOPSwitch

1. ВХІДНІ ДАНІ ДЛЯ РОЗРАХУНКУ

Основні розрахункові дані для джерела вторинного електроживлення на основі одноктного зворотного інвертора із застосуванням ВІМС типу TOPSwitch такі:

P_H – потужність навантажувального кола, Вт;

U_H – напруга навантажувального кола, В;

f_k – частота ключового режиму (комутації) мікросхеми TOPSwitch – (залежно від типу, на тепер 132 кГц);

f_M – частота мережі Гц – 50 (60);

$U_{M\text{ ном}}$ – номінальна напруга мережі, В;

$U_{M\text{ max}}$ – максимальна напруга мережі:

$$U_{M\text{ max}} = U_{M\text{ ном}} (1+a); \quad (1)$$

$U_{M\text{ min}}$ – мінімальна напруга мережі:

$$U_{M\text{ min}} = U_{M\text{ ном}} (1-b), \quad (2)$$

де a , b – коефіцієнти відхилення напруги мережі від номінального значення вбік збільшення і вбік зменшення, відповідно;

η – коефіцієнт корисної дії (ККД) джерела живлення;

z – коефіцієнт розподілу втрат;
 δ_U – нестабільність вихідної напруги обумовлена змінами напруги мережі;

δ_I – нестабільність вихідної напруги обумовлена змінами навантаження;
 T – температура довкілля.

Значення $U_{M \min}$ і $U_{M \max}$ є відхилами від номінальної напруги мережі (табл. 1), а згідно з Національним стандартом України ДСТУ EN 50160:2014 «Характеристики напруги в системах електропостачання загального призначення» напруга електромережі є $400/230 \text{ В} \pm 10\%$ [4].

Таблиця 1. Значення варіантів напруг електричної мережі

| $U_{M \text{ ном}}, \text{ В}$ | $U_{M \min}, \text{ В}$ | $U_{M \max}, \text{ В}$ |
|--------------------------------|-------------------------|-------------------------|
| 127 (110/115) | 85 | 132 |
| універсальне живлення (85-265) | 85 | 265 |
| 220 (230) | 195 | 265 |

ККД імпульсних джерел електроживлення визначають для конкретної мікросхеми TOPSwitch [1] за рекомендаціями:

– для низьковольтних значень U_H (5 та/або 3,3 В) можна прийняти в межах 75...80 %;

– для значень $U_H \geq 12\text{В}$ – можна приймати 85 % й вище.

ККД можуть бути різними залежно від значень U_H і P_H . Наприкінці розрахунку (розділ 6) наведено перевірку ККД на основі сумарних втрат в окремих елементах та функціональних вузлах джерела живлення.

Важливо знати значення втрат у первинному і вторинному колах, оскільки і вторинні втрати впливають на потужність, яку перетворює трансформатор і яку треба враховувати під час його розрахунку. Потужність розсіювання захисного стабілітрона вважають вторинними втратами. Відношення вторинних втрат до повних втрат називають коефіцієнтом розподілу втрат z , який визначають з досвіду попередніх розробок. Якщо відповідної інформації немає, то рекомендовано значення z прийняти 0,5.

Умови експлуатації (значення температури довкілля, відносної вологості, тиск тощо) визначають на підставі технічних умов за Національним стандартом України ДСТУ 2715-94 Джерела вторинного електроживлення. Загальні технічні умови [5].

2. ВИБІР ТИПУ КОЛА ЗВОРОТНОГО ЗВ'ЯЗКУ TOPSwitch та ПАРАМЕТРІВ ВХІДНОГО КОЛА

2.1 Вибір схеми кола зворотного зв'язку і значення напруги керування

Рекомендовано застосовувати чотири типи кіл зворотного зв'язку (33) – рис. В1, рис.1...рис. 3.

Конкретні значення нестабільностей обумовлених вхідною напругою та навантаженням наведено у табл. 2. Базове коло ЗЗ застосовано у схемі ДВЕЖ, рис. В1. Таке джерело має мінімальну ціну, низьку абсолютну точність і стабільність вихідної напруги і його може бути застосовано у разі малої потужності з вихідною напругою $U_H > 5\text{В}$. Стабільність можна підвищити, якщо додати в коло ЗЗ стабілітрон ($U_{\text{ст}} = 22\text{ В}$) і конденсатор, як наведено на рис. 1.

Подальше зростання стабільності забезпечує модифікація кола ЗЗ із застосуванням оптопарі і кола управління зі стабілітроном (рис. 2). Такий варіант ДВЕЖ, застосовують для середніх рівнів потужності ($P_H \leq 50\text{ Вт}$) і є доцільним, особливо для $U_H \geq 5\text{ В}$.

Зворотний зв'язок з оптопарою (рис. 3) і високоточним опорним стабілізатором на мікросхемі типу TL 431 (рис. 3) забезпечує вищу точність і стабільність за незначного зростання ціни і може бути застосований в разі зміни потужності і напруги в широких межах.

Значення напруги кола ЗЗ U_K вибирають за даними, наведеними у табл.2

Таблиця 2. Різновиди кіл зворотного зв'язку залежно від заданого значення нестабільності

| Коло ЗЗ | U_K , В | Точність установки вихідних параметрів | Нестабільність напруги за навантаженням δ_I | Нестабільність напруги за мережею δ_U | Примітки |
|---|-----------|--|--|--|--|
| базова схема (рис. В1) | 5,7 | $\pm 10\%$ | $\pm 5\%$ | $\pm 1,5\%$ | $U_H > 5\text{В}$, $P_H \sim 10\text{-}30\text{ Вт}$ |
| зі стабілітроном (рис. 1) | 27,7 | $\pm 5\%$ | $\pm 2,5\%$ | $\pm 1,5\%$ | $U_H > 5\text{В}$, $P_H \sim 10\text{-}30\text{ Вт}$ |
| з оптопарою і опорним стабілітроном (рис.2) | 12 | $\pm 5\%$ | $\pm 1,0\%$ | $\pm 0,5\%$ | $P_H \leq 50\text{ Вт}$ |
| з оптопарою і опорним стабілізатором TL 431 (рис.3) | 12 | $\pm 1\%$ | $\pm 0,2\%$ | $\pm 0,2\%$ | $P_H > 50\text{ Вт}$ |

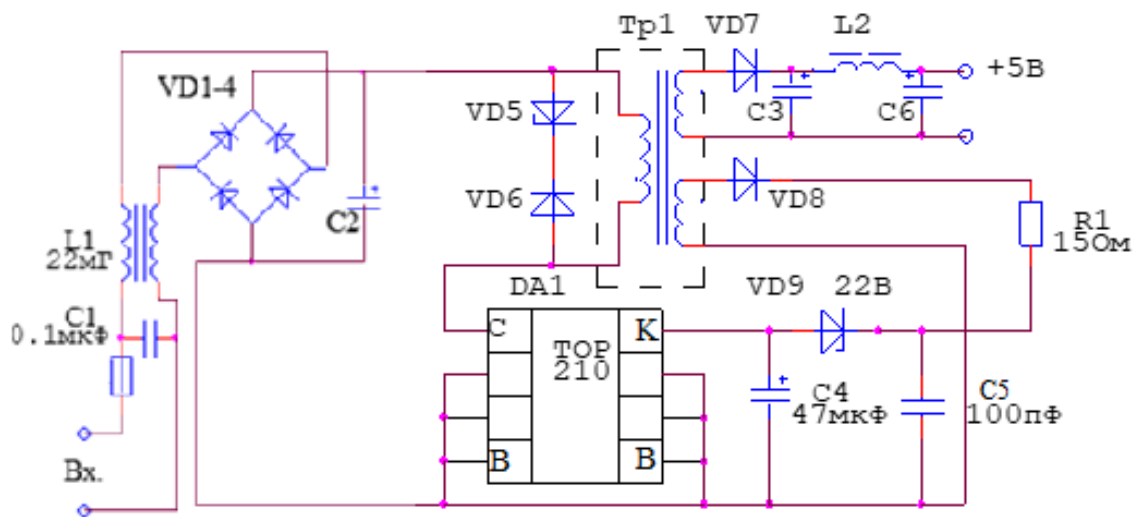


Рисунок 1 – Схема ЗЗ з опорним стабілітроном

На рис. 2 наведено схему ЗЗ з оптопарою і опорним стабілітроном

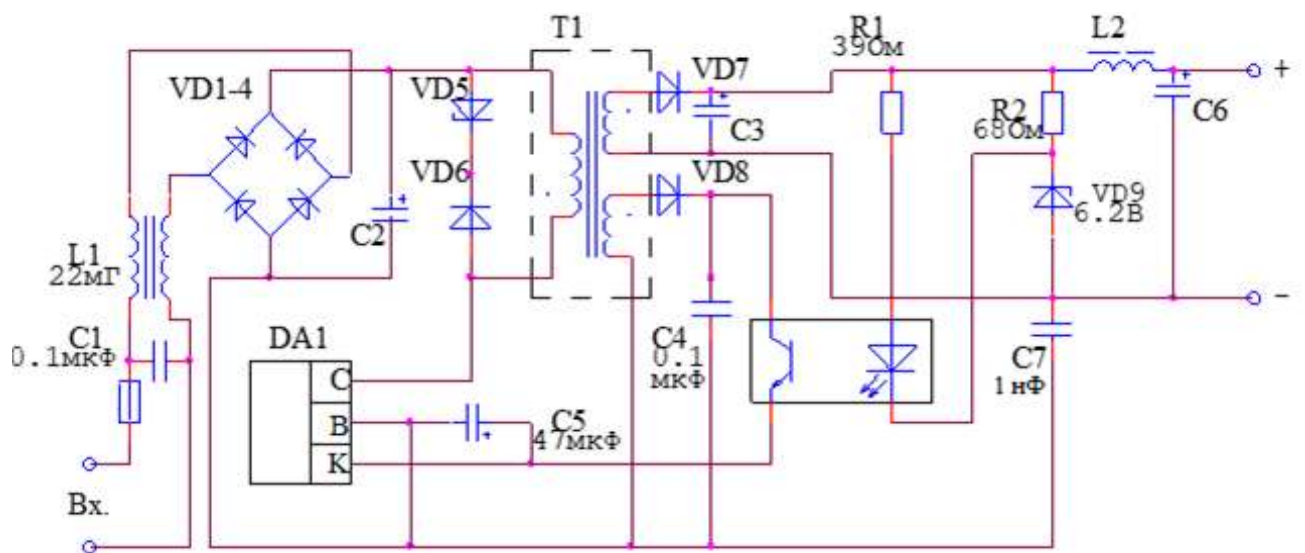


Рисунок 2 – Схема ЗЗ з оптопарою і опорним стабілітроном

На рис. 3 наведено схему ЗЗ з оптопарою і високоточним опорним стабілізатором типу TL 431

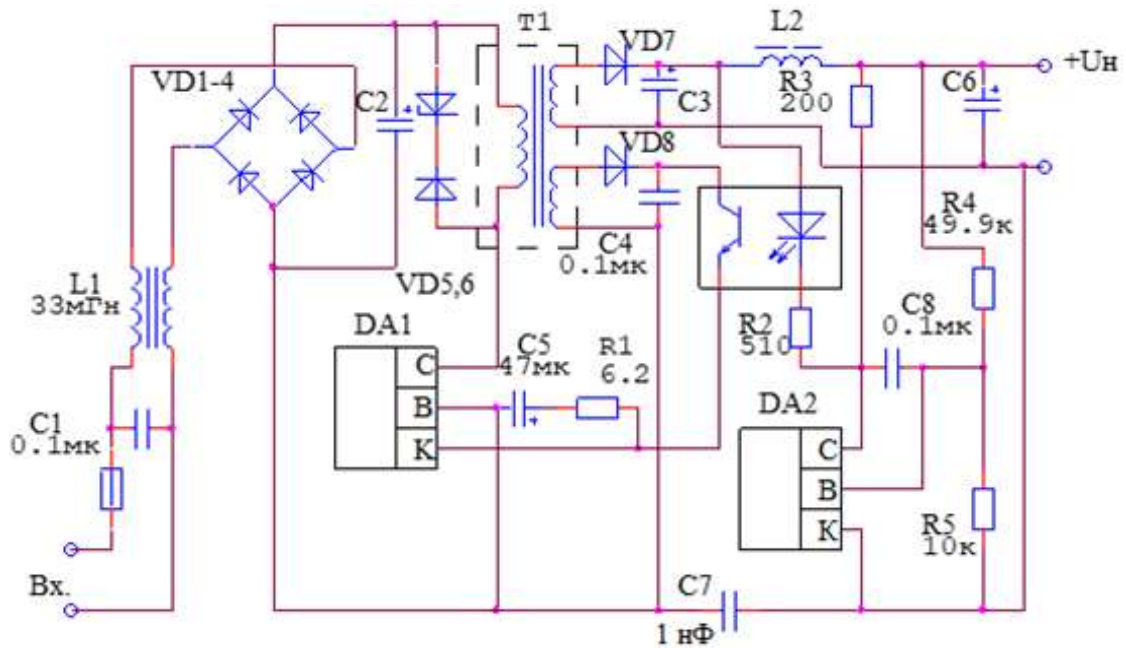


Рисунок 3 – Схема з оптопарою і високоточним опорним стабілізатором DA2 на мікросхеми типу TL 431

2.2 Визначення ємності вхідного конденсатора та мінімальної постійної вхідної напруги

Після випрямлення і фільтрації мережної напруги на шині «+» (рис. В) є постійна напруга (U_+) з пульсацією, форму якої наведено на рис.4.

Мінімально необхідне значення цієї напруги і ємності $C_{вх}$ обирають за табл. 3.

Таблиця 3. Мінімальні значення напруги і ємності конденсатора згладжувального фільтра

| Номінальна напруга мережі $U_{м ном}$, В | $C_{вх}$ на 1 Вт вихідної потужності, мкФ | U_{min} , В |
|---|---|---------------|
| 100 / 115 | 2 - 3 | ≥ 90 |
| універсальне живлення (85-265) | 2 - 3 | ≥ 90 |
| 220(230) | 1 | ≥ 240 |

Якщо прийняти більше значення $C_{вх}$, це дещо збільшить вартість пристрою без зростання U_{min} і спричинить зменшення пульсацій напруги. Якщо прийняти менше значення $C_{вх}$, то це спричинить зростання пульсації та суттєве зменшення вхідної напруги, що вимагає застосування дорожчих мікросхем TOPSwitch, які працюють за більших значень пікових струмів.

Збільшення амплітуди пульсацій вхідної напруги внаслідок недостатнього запасу коефіцієнта підсилення у колі керування, призводить до збільшення амплітуди пульсацій вихідної напруги.

Для уточнення значень U_{-min} для даного значення $C_{вх}$ застосовують формулу:

$$U_{-min} = \sqrt{2U_{Mmin}^2 - 2P_H(1/2f_M - t_c)/\eta C_{вх}} \quad (3)$$

де t_c – значення інтервалу заряджання конденсатора, зазвичай, приймають 3 мс або визначають експериментально.

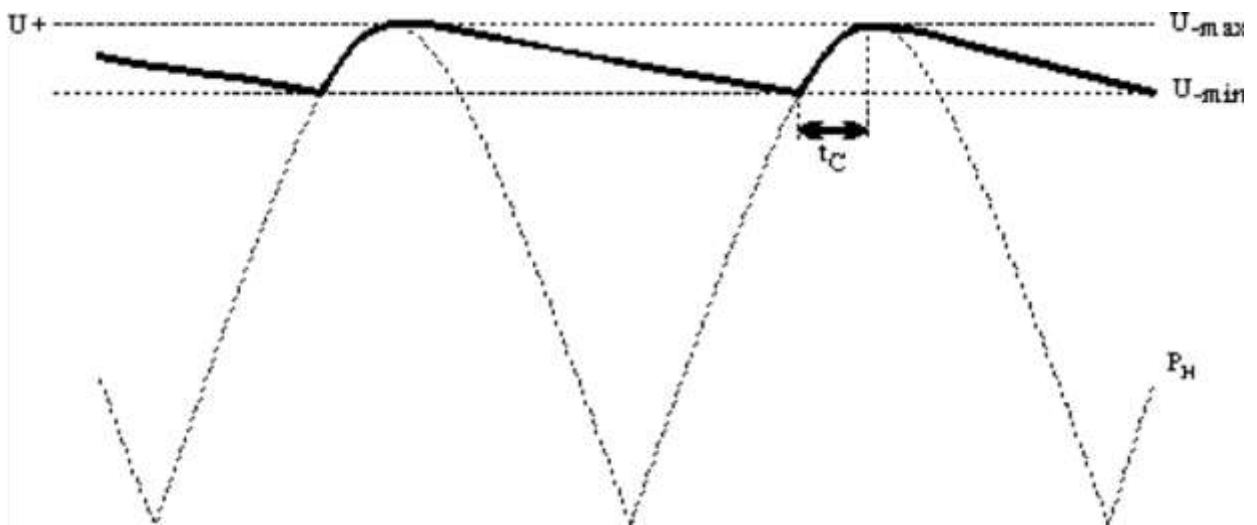


Рисунок 4 – Форма напруги після випрямляча на згладжувальному фільтрі

2.3 Визначення напруг: на силовому транзисторі за розімкненого стану і обмежувального (захисного) стабілітрона

Максимальне значення вхідної напруги:

$$U_{-max} = \sqrt{2} U_{Mmax} \quad (4)$$

Максимальна **напруга** на **силовому транзисторі** мікросхеми у розімкненому стані дорівнює суми значень вхідної напруги та напруги на захисному стабілітроні, що обмежує значення напруги на первинній обмотці, яку визначено напругою вторинної обмотки, перерахованої за коефіцієнтом трансформації (відношенням числа витків цих обмоток).

Крім суми значень U_{-max} і $U_{зв}$ на стоці мікросхеми має місце **сплеск напруги** (рис. 5 – рис. 8) під час розімкнення силового транзистора внаслідок енергії, накопиченої у трансформаторі. Щоб не допустити перевищення цим сплеском значення напруги пробою стоку BV_{DSS} , паралельно первинній обмотці підключають обмежувальне коло – **захисний стабілітрон** VD5 (рис. B1 – рис. 3), який є ефективним для обмеження енергії розсіювання підчас переход-

них процесів у силовому колі під час комутації. Номінальне значення напруги стабілітрона U_3 має в 1,5 рази (визначено емпірично) перевищувати значення зворотної напруги, щоб стабілітрон обмежував лише енергію розсіювання і не перешкоджав передаванню струму з первинного кола у вторинне. Нагадаємо, що трансформатор у зворотному інверторі виконує також функцію **накопичувача енергії**, тому не слід застосовувати мале значення напруги обмеження, оскільки частину енергії в трансформаторі розсіює стабілітрон, що спричинює зростання потужності втрат.

Максимальне значення $U_{3 \max}$ треба вибрати більше номінального – приблизно $1,4U_{зв}$.

Ще необхідно мати запас 20 В для викиду напруги, обумовленого значенням часу відновлення діода, ввімкненого послідовно зі стабілітроном.

З урахуванням наведених вище особливостей мінімальне значення напруги на стоці мікросхеми TOPSwitch $U_{\text{сток}} (U_{\text{DRAIN}})^*$ із запасом 20 В визначаємо за формулою:

$$U_{\text{сток}} = U_{\text{-max}} + (1,4 \cdot 1,5U_{зв}) + 20 . \quad (5)$$

Зменшення вартості джерела живлення можливо досягти, якщо збільшити значення $U_{зв}$, оскільки, як наведено нижче, збільшення $U_{зв}$ спричинює збільшення **коефіцієнта заповнення** γ (нагадаємо $\gamma = \tau_3/T$, де τ_3 – тривалість інтервалу замкненого стану силового транзистора, T – період комутації), що призводить до зменшення сили робочого струму мікросхеми за однакової вихідної потужності. У разі наближення значення γ_{\max} до максимально допустимого для мікросхеми TOPSwitch (0,64), потрібно не допустити подальшого зростання $U_{зв}$.

На рис. 5 та на рис.6 наведено осцилограми напруги згідно з формулами (1) – (3) і значеннями $U_{зв}$ і U_3 для режимів, що характеризуються напругами мережі з табл.4.

Якщо розраховані значення запасу напруги є занадто малими, то треба враховувати, що цей аналіз здійснено з урахуванням усіх чинників, що можуть виникнути за найскладніших умов експлуатації, і що реальний запас буде мати більше значення.

Таблиця 4. Значення напруг $U_{зв}$ і U_3 відповідно до параметрів мережі

| $U_{\text{М ном}} , \text{В}$ | $U_{зв} , \text{В}$ | $U_3 , \text{В}$ |
|-----------------------------------|---------------------|------------------|
| 100 / 115 | 60 | 90 |
| універсальне живлення (85-265) | 135 | 200 |
| 220 (230) | 135 | 200 |

Примітка: * Такі позначення наведено у каталогах (довідниках) закордонних фірм-виробників.

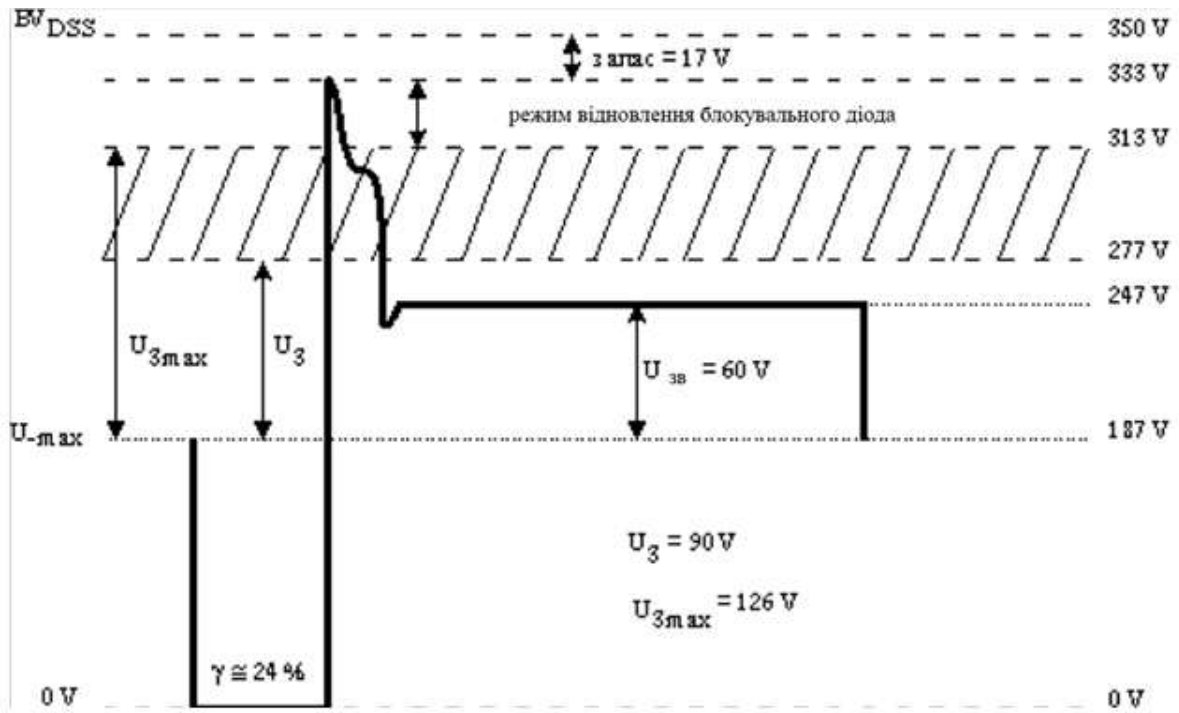


Рисунок 5 – Форма зворотної напруги за $U_{M\text{ ном}} = 127$ (110/115)V

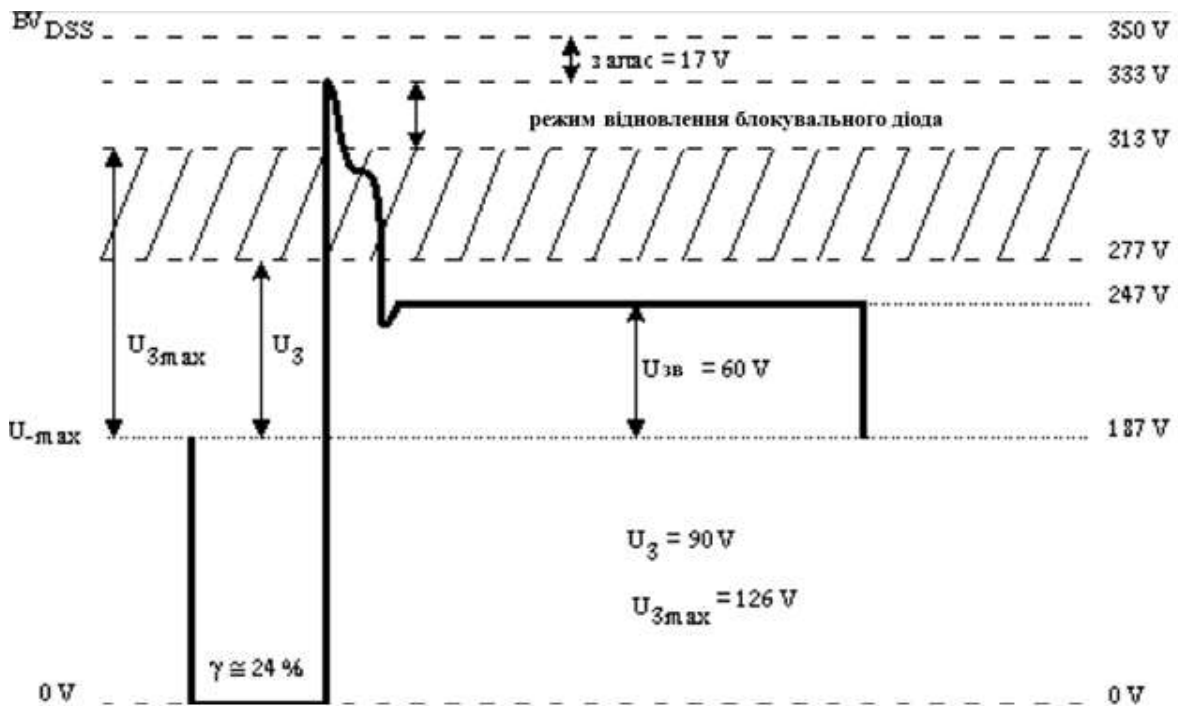


Рисунок 6 – Форма зворотної напруги для мережі електроживлення з $U_{M\text{ ном}} = 220$ (230)V.

2.4 Визначення максимального і мінімального коефіцієнтів заповнення в разі зниженого і підвищеного значення напруги мережі

Визначаємо γ_{\max} та γ_{\min} за формулами:

$$\gamma_{\max} = U_{\text{зв}} / [U_{\text{зв}} + (U_{\min} - U_{\text{DS}})], \quad (6)$$

$$\gamma_{\min} = U_{\text{зв}} / [U_{\text{зв}} + (U_{\max} - U_{\text{DS}})], \quad (7)$$

де U_{DS} – середнє значення напруги між стоком і витокм за час замкненого стану силового ключа мікросхеми.

На рис. 7 та рис.8 осцилограми за напруги $U_{\text{DS}} = 0$, і значення γ такі:

$\gamma_{\max} = 0,4$ для $U_{\text{МНОМ}} = 127$ (110/115В); рис. 7,

$\gamma_{\max} = 0,36$ для $U_{\text{МНОМ}} = 220$ (230В); рис. 7,

$\gamma_{\max} = 0,60$ для універсального електроживлення; рис. 8.

Для розрахунку приймають $U_{\text{DS}} = 10$ В, що призводить до незначного збільшення γ_{\max} .

Збільшення U_{\min} спричинює збільшення вихідної потужності, а зменшення U_{\max} призводить до збільшення $U_{\text{зв}}$, а отже γ_{\max} , що також збільшує $P_{\text{н}}$. Таким чином, використання більш вузького діапазону вхідної напруги завжди спричинює або збільшення $P_{\text{н}}$, або зменшення вартості вторинного джерела електроживлення.

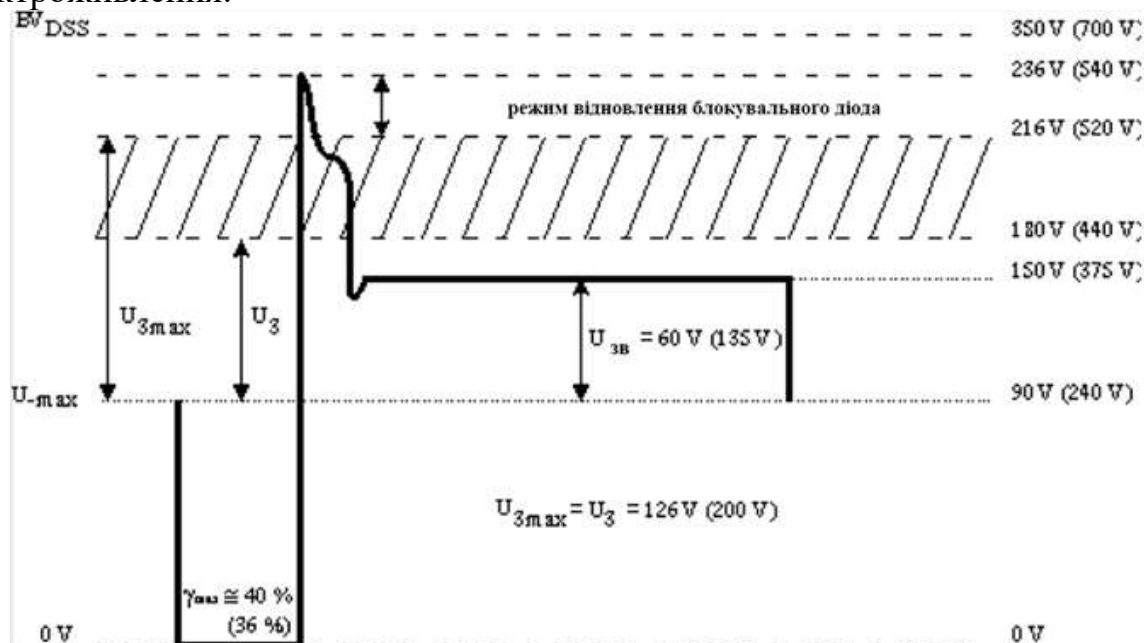


Рисунок 7 – Діаграма для визначення γ_{\max} для $U_{\text{МНОМ}} = 127$ (110/115)В і $U_{\text{МНОМ}} = 220$ (230)В

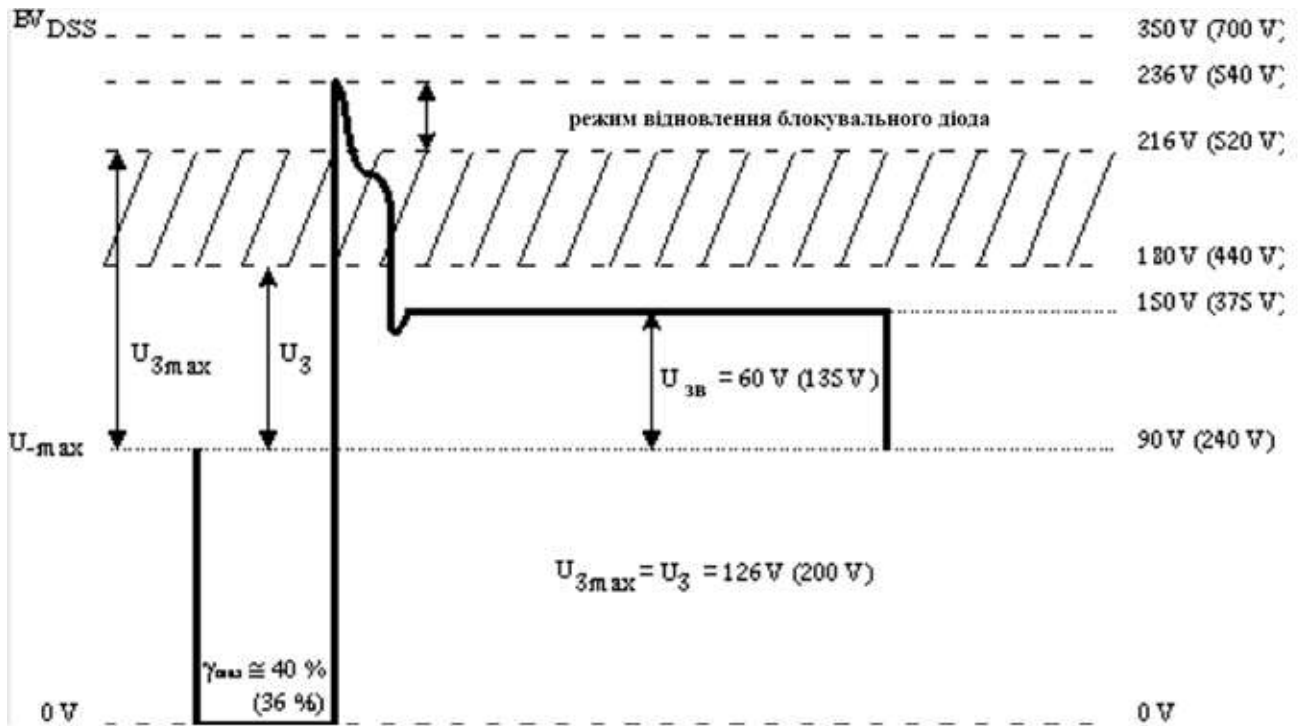


Рисунок 8 – Діаграма для визначення γ_{\max} у разі універсального електроживлення

2.5 Визначення коефіцієнта відношення амплітуди пульсації струму первинного кола до максимального значення

Визначимо коефіцієнт K_{RP} , який характеризує ступінь пульсації струму у первинному колі (рис. 9):

$$K_{RP} = I_R / I_P. \quad (8)$$

Значення K_{RP} не може бути більше 1 і менше значень, наведених у таблиці 5.

Таблиця 5. Граничні значення коефіцієнта K_{RP}

| $U_{M \text{ ном}}, \text{ В}$ | K_{RP} | |
|-----------------------------------|------------------------------------|--------------------------------------|
| | мінімальне (Безперервний режим) | максимальне (Переривчастий режим) |
| 127 (110 / 115) | 0,4 | 1,0 |
| Універсальне живлення (85-265) | 0,4 | 1,0 |
| 220 (230) | 0,6 | 1,0 |

Деякі проектувальники ДВЕЖ вважають за краще застосовувати переривчастий режими ($K_{RP} = 1$), оскільки за цих умов легше реалізувати коло

управління. У мікросхемі TOPSwitch є вбудоване коло зворотного зв'язку, що дає змогу застосувати одну RC ланку для реалізації кола зворотного зв'язку, незалежного від режиму роботи.

За $K_{RP} = 0,4$ або $K_{RP} = 0,6$ (табл. 5), можливо реалізувати безперервний режим роботи навіть в разі зниженого значення напруги живлення. В такому режимі можна зменшити пікові значення струму в первинному колі до мінімуму і можна використовувати для конкретного джерела електроживлення найменшу з наявних мікросхем TOPSwitch.

Також за малих коефіцієнтів K_{RP} немає затягування фронтів імпульсу струму, спричиненого розрядом конденсатора C2 за підвищених значень напруги.

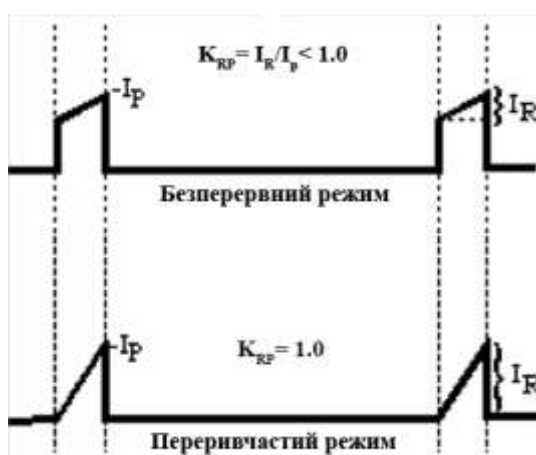


Рисунок 9 – Параметри пульсації струму

2.6 Визначення сили струму у первинному колі

Середнє значення постійної складової струму первинного кола $I_{I\text{сеп}}$ визначають за формулою:

$$I_{I\text{сеп}} = P_n / \eta U_{\text{min}} \quad (9)$$

Значення максимальної сили струму первинного кола I_p визначають за формулою:

$$I_p = I_{I\text{сеп}} / [(1 - K_{RP}/2) \gamma_{\text{max}}] \quad (10)$$

Значення амплітуди пульсації струму I_R визначають за формулою:

$$I_R = I_p K_{RP} \quad (11)$$

Середньоквадратичне значення сили струму в первинному колі:

$$I_I = I_p \sqrt{\gamma_{\text{max}} (K_{RP}^2 / 3 - K_{RP} + 1)} \quad (12)$$

2.7 Вибір типу мікросхеми за максимально допустимим граничним значенням сили робочого струму

Вибір здійснюють з урахуванням умови $0,9I_{\text{limit}(\text{min})} > I_p$ з довідкової таблиці технічних даних мікросхеми [1] або більш сучасних модифікацій мікросхем TOPSwitch за даними з Інтернет, за посиланням, наприклад [4].

Запас 10% є необхідним для врахування можливого підвищення температури. Найменшу за потужністю мікросхему, у якій значення I_{limit} більше необхідного, доцільно вибирати для першої спроби розрахунку з метою забезпечити мінімальну вартість ДВЕЖ.

3. ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ТЕМПЕРАТУРНОГО РЕЖИМУ МІКРОСХЕМИ TOPSwitch

3.1 *Визначення втрат потужності силового транзистора*

3.1.1 Активні втрати потужності силового транзистора мікросхеми у замкненому стані

$$P_{па} = I_I^2 R_{DS(ON)}, \quad (13)$$

де $R_{DS(ON)}$ – опір між стоком і витоком у замкненому стані силового транзистора за температури довкілля 100 °С. Це значення є у відповідному довіднику (Data Book_).

3.1.2 Втрати під час перемикавання силового транзистора мікросхеми із замкненого стану в розімкнений у разі зниження напруги живлення:

$$P_{кл} \cong [C_{хт}/2][U_{-max} + U_{зв}]^2 f_{кл}, \quad (14)$$

де $C_{хт}$ – ємність стоку – значення з Data Book. На початку розрахунку орієнтовно можна прийняти 100 пФ.

3.2 *Перевірка температурного режиму роботи мікросхеми*

3.2.1 Значення температури *p-n* переходу мікросхеми за температури довкілля 25 °С:

$$T_{пер} = 25 + (P_{па} + P_{кл})R_{п-с}, \quad (15)$$

де $R_{п-с}(\theta_{jA})^*$ – значення теплового опору між кристалами мікросхеми і довкіллям згідно з Data Book для відповідної мікросхеми TOPSwitch.

3.2.2 Якщо $T_{пер} > 100^\circ\text{C}$, то для забезпечення теплового режиму необхідно або вибрати більш потужну мікросхему, або розрахувати і застосувати тепловідвід.

Для обґрунтованого рішення щодо заміни мікросхеми на більш потужну або застосування радіатора треба врахувати такі рекомендації:

– теплове оточення мікросхеми залежить від конкретної конструкції ДВЕЖ. Для закритих портативних блоків живлення, які не мають вентиляції, є суттєві обмеження щодо значення потужності, яку може бути розсіяно всередині блоку. Радіатори в такій конструкції не є ефективними;

– у блоках електроживлення з примусовою або природною повітряною вентиляцією застосування радіатора дає змогу розсіювати надлишкове тепло.

3.3 Розрахунок і вибір радіатора

Для розрахунку радіатора скористаємось методикою, наведеною в [6, 7].

3.3.1 Значення теплового опору ділянки **p-n** перехід – корпус мікросхеми:

$$R_{п-к} = [T_{пер} - T_{сер}] / [P_{па} + P_{кл}], \quad (16)$$

де температура **p-n** переходу $T_{пер}$ – прийняти 120 °С,
 $T_{сер}$ – температура довілля, якщо не зазначено інше, то вважати $T_{сер} = 40^\circ\text{C}$.

3.3.2 Значення теплового опору ділянки корпус-радіатор $R_{к-р}$ з довідкових даних або наближено його можна знайти за формулою:

$$R_{к-р} \approx 2,2 / S_k, \quad (17)$$

де S_k, cm^2 – площа контактної зони корпусу мікросхеми з тепловідводом (наприклад, з програми PACKAGE Information для корпусу Plastic TO-220/3 [1]) або на підставі визначення контактної площі корпусу мікросхеми.

3.3.3 Температура радіатора:

$$T_{рад} = T_{пер} - (R_{п-к} + R_{к-р})(P_{па} + P_{кл}). \quad (18)$$

Значення опору тепловідведення (радіатор – навколишнє середовище) визначають за формулою:

$$R_{р-с} = [T_{рад} - T_{сер}] / [P_{па} + P_{кл}]. \quad (19)$$

За розрахунковим значенням $R_{р-с}$ треба вибрати типорозмір радіатора, наприклад [6] або інших джерел.

Якщо вхідних даних для вибору радіатора недостатньо, то можна розрахувати площу його поверхні:

$$S_{рад} = 1 / [\alpha_{рад} R_{р-с}], \quad (20)$$

де $\alpha_{рад}$ – коефіцієнт теплопередавання радіатора (з довідкових даних, наприклад [7]).

Під час вибору форми та конструкції радіатора необхідно враховувати його розташування на платі ДВЕЖ і напрямок потоку повітря.

4. РОЗРАХУНОК ТРАНСФОРМАТОРА

Під час розрахунку ДВЕЖ компромісним є питання раціонального вибору мікросхеми за потужністю та розмірами магнітопроводу трансформатора. Як варіант розв'язку є вибір значення коефіцієнта K_{RP} , якій характеризує ступінь пульсації струму у первинному колі. Збільшення значення K_{RP} забезпечує «більш переривчастий» режим роботи, що призводить до необхідності обрати більш потужну мікросхему, проте можна застосувати менше осердя трансформатора. За цих умов також є меншим значення індуктивності L_I , і зростає піковий струм I_p . Такий варіант доцільний у разі, коли обрана мікросхема має суттєвий запас за допустимим значенням сили струму I_{limit} .

Значення K_{RP} також впливає на ККД ДВЕЖ, тому що його збільшення спричинює зростання середньоквадратичного значення сили струму і зростання активних втрат мікросхеми.

Для ДВЕЖ з обмеженнями маси, розмірів, ККД тощо обґрунтоване значення K_{RP} може забезпечити раціональне співвідношення між вартістю і технічними характеристиками.

4.1 Визначення індуктивності трансформатора

Значення індуктивності трансформатора, яка має забезпечити запас енергії, що перенесена з первинної обмотки трансформатора у вторинну під час режиму розімкненого стану силового транзистора, визначають за формулою

$$L_I = [10^6 P_H / I_p^2 K_{RP} (1 - K_{RP}/2) f_{кл}] [(z(1 - \eta) + \eta)/\eta], \quad (21)$$

де z – коефіцієнт розподілу втрат; вибираємо початкове значення для розрахунку, а потім коригуємо його (нагадаємо – спочатку обираємо $z = 0,5$, бо у разі $z = 1$ – всі втрати мають місце у вторинному колі, а якщо $z = 0$, тоді всі втрати відбуваються у первинному колі, що не відповідає дійсності).

4.2 Вибір типу магнітопроводу та котушки для конкретного значення потужності навантажувального кола

За даними табл. 1 та табл. 4 (як приклад) Appendix A матеріалу AN-18 [1] або за каталогами, наприклад [8], [9], треба визначити такі параметри:

- площа поперечного перерізу сердечника магнітопроводу A_e , см²;
- середня лінія магнітопроводу l_e , см;
- зовнішній діаметр котушки BW , мм;
- питома індуктивності A_L , Гн/виток².

У табл. 2 AN-18 [1] наведено рекомендовані типи магнітопроводів для різних значень P_H (для двох конструкцій трансформаторів). У разі розрахунку

ДВЕЖ з одним значенням вихідної напруги застосування для вторинної обмотки з проводу з потрібною ізоляцією дає змогу спростити конструкцію трансформатора і використовувати мінімально можливий типорозмір магнітопроводу та котушки. Міжобмоткові ізолювальні прокладки потрібні за будь-якої кількості вторинних обмоток, що потребує дещо більшого магнітопроводу. Якщо немає особливих вимог до конструкції магнітопроводу, то найкраще застосувати Ш-подібне осердя, що є зазвичай найдешевшим.

На початку можна прийняти матеріал осердя типу TDK PC40 або інші феритові матеріали, що випускають різні фірми-виробники [8],[9], придатні для роботи на частотах 100 кГц й вище.

Після вибору осердя та його основних параметрів A_L , l_e , A_e можна вибрати відповідну котушку та її ширину BW (рис. 10а).

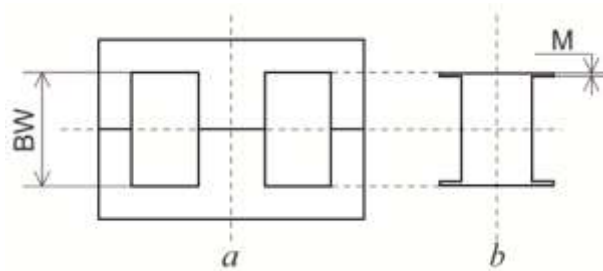


Рисунок 10 – Конструктивні елементи трансформатора:
a – магнітопровід, *b* – каркас котушки

4.3 Визначення кількості шарів первинної обмотки та витків у вторинній обмотці

4.3.1 Спочатку приймаємо $N = 2$ (для невеликих значень P_n можна прийняти $N = 1$).

4.3.2 Для визначення кількості витків вторинної обмотки w_{II} прийняти **питоме співвідношення** $w_{II} = 1$ виток / вольт для $U_{M\text{ ном}} = 127$ (100/115) В та $w_{II} = 0,6$ витка / вольт для $U_{M\text{ ном}} = 220$ (230) В та універсального живлення.

4.4 Визначення кількості витків у обмотках первинній та кола керування

4.4.1 Кількість витків первинної обмотки:

$$w_I = w_{II} U_{зв} / [U_n + U_{VD}], \quad (22)$$

де U_{VD} – падіння напруги на діоді у навантажувальному колі.

Падіння напруги на діодах у прямому напрямку приймають $U_{VD} = 0.7$ В для *p-n* переходу та $U_{VD} = 0.4$ В для діода Шотткі.

4.4.2 Кількість витків обмотки керування:

$$w_k = w_{II}(U_k + U_{VDk})/[U_H + U_{VD}], \quad (23)$$

де U_{VDk} – падіння напруги на діоді у колі керування.

4.5 Перевірка значень магнітної індукції, густини струму, немагнітного зазору осердя

Окрім вибору типу магнітопроводу та котушки, для визначення конструкції трансформатора необхідно знати значення: L_I , немагнітного проміжку δ , w_I , w_{II} , w_k , діаметрів провідників з ізоляцією $D_{I \text{ обм}}$, $D_{II \text{ обм}}$, і діаметрів мідних провідників $d_{I \text{ м}}$, $d_{II \text{ м}}$. За винятком δ , всі інші параметри є взаємозалежними.

4.5.1 Фактичний розмір котушки вздовж осі:

$$BW_\phi = N[BW - 2M], \quad (24)$$

де M – проміжок між краями обмотки та магнітопроводу (рис.10б) (приймають значення $M = 3$ мм). У разі використання вторинної обмотки з проводу з потрібною ізоляцією приймають $M = 0$.

4.5.2 Зовнішній діаметр проводу первинній обмотки

$$D_{I \text{ обм}} = BW_\phi / w_I. \quad (25)$$

4.5.3 Стандартний діаметр проводу без ізоляції $d_{I \text{ м}}$ (DIA)* за довідковими даними з таблиці проводів [1] або інших джерел.

4.5.4 Густина струму в стандартному провіднику:

$$J = I_I / [d_I^2(\pi/4)]. \quad (26)$$

Якщо $J > 5$ А/мм², то треба вибрати провід більшого перерізу, тобто взяти більше значення $d_{I \text{ м}}$ (DIA)*. Можливо треба буде застосувати котушку та магнітопровід більших розмірів та зробити перерахунок, починаючи з п. 4.2. Якщо J суттєво < 5 А/мм², то для зменшення вартості можна застосувати магнітопровід та котушку менших розмірів (дані щодо взаємного впливу означених параметрів наведено у табл.6).

4.5.5. Максимальне значення магнітної індукції в осерді магнітопроводу:

$$B_m = 100I_p L_I / w_{Ie} [\text{Гс}]. \quad (27)$$

Якщо значення $B_M > 3000$ Гс (0,3 Тл), треба збільшити перетин осердя, тобто типорозмір магнітопроводу. За можливості можна збільшити кількість витків. Якщо $B_M < 0,2$ Тл (2000 Гс), то можна використовувати менший типорозмір.

4.5.6 Ширина немагнітного зазору осердя, необхідного для запобігання насичення магнітопроводу:

$$\delta = 40\pi A_e [w_1^2 / 1000L_I - 1/A_L], \quad (28)$$

де A_e – переріз магнітопроводу,

A_L – ефективна індуктивність за відсутності немагнітного проміжку (значення наведено з іншими параметрами осердя у довідкових даних AN-18 [1] тощо).

Немагнітний проміжок виконують з немагнітного матеріалу не менше 51 мкм = 2 міл (1 міл = 1/1000 дюйма = 0,254 мм = 25,4 мкм). Якщо $\delta < 51$ мкм, то необхідно збільшити типорозмір магнітопроводу та, за можливості, збільшити кількість витків.

4.5.7 Фактична питома індуктивність трансформатора за наявності немагнітного проміжку:

$$A_{L\phi} = 1000L_I / w_1^2. \quad (29)$$

Таблиця 6. Взаємні зв'язки між параметрами трансформатора

| | | B_M | δ | J |
|-------------------|---|-------|----------|-----|
| N | ↑ | - | - | ↑ |
| w_{II} | ↑ | ↓ | ↑ | ↓ |
| Типорозмір осердя | ↑ | ↓ | ↑ | ↑ |

4.6 Визначення втрат потужності в магнітопроводі

$$P_{MP} = P_{вт} V_{MP}, \quad (30)$$

де V_{MP} – об'єм магнітопроводу, визначити із типорозміру вибраного магнітопроводу,

$P_{вт}$ – питомі втрати, визначити для вибраного магнітопроводу.

4.7 Визначення втрат потужності в обмотках трансформатора

Питомий опір навантаженого (так званого, «гарячого») мідного провідника ($\text{Ом мм}^2 \text{ м}^{-1}$)

$$\rho_{np} = 0,0175 \left[1 + 0,004 (T_{сер} + \Delta T - 20) \right], \quad (31)$$

де $T_{сер}$ – температура довкілля,
 ΔT – Температура перегріву (різниця між температурою пристрою і температурою довкілля), $\Delta T = 30^\circ\text{C}$.

– середня довжина одного витка провідника

$$l_{сер} = 2 \left[\frac{D-d}{2} + BW \right] + \pi d / 2, \quad (32)$$

де D, d – відповідно зовнішній та внутрішній діаметри намотувального проводу;

– опір проводу первинної та вторинної обмоток

$$r_I = \rho_{np} \left[\frac{l_{сер}}{S_I} \right] w_I, \quad (33)$$

$$r_{II} = \rho_{np} \left[\frac{l_{сер}}{S_{II}} \right] w_{II},$$

– втрати потужності в первинній та вторинній обмотках

$$P_I = I_I^2 r_I, \quad (34)$$

$$P_{II} = I_{II}^2 r_{II}$$

4.8 Визначення сумарного значення потужності втрат в трансформаторі

$$P_{втр} = P_{МП} + P_I + P_{II}. \quad (35)$$

4.9 Визначення параметрів вторинного кола

4.9.1 Максимальне значення сили струму у вторинному колі:

$$I_{II \max} = I_p w_I / w_{II}. \quad (36)$$

4.9.2 Середньоквадратичне значення сили струму у вторинному колі I_{II} визначимо за формулою (12) із заміною γ_{\max} на $(1 - \gamma_{\max})$ (значення коефіцієнта K_{RP} вторинної обмотки, як для первинної).

$$I_{II} = I_{II \max} \sqrt{(1 - \gamma_{\max})(K_{RP}^2 / 3 - K_{RP} + 1)} \quad (37)$$

4.9.3 Середньоквадратичне значення пульсацій струму через вихідний конденсатор:

$$I_{\sim} = \sqrt{I_{II}^2 - I_H^2} \quad (38)$$

де I_H – сила струму навантажувального кола ($I_H = P_H / U_H$).

4.9.4 Мінімальний діаметр проводу вторинної обмотки:

$$d_{II \min} = \sqrt{4I_{II} / J\pi} \quad [\text{мм}] \quad (39)$$

Вибираємо за стандартними $d_{II \text{м}}$ (DIA) AN-18 [1], або з інших довідкових даних для високочастотних моткових виробів. Якщо значення $d_{II \text{м}}$ є більше існуючих, то треба використовувати паралельне намотування двох проводів з відповідними діаметрами.

4.9.5 Максимальний зовнішній діаметр проводу (з урахуванням ізоляції) визначають за формулою

$$D_{II \max} = [BW - 2M] / w_{II}, \quad (40)$$

або за відповідним стандартним значенням площі поперечного перерізу

$$S = \pi D_{II \text{ст}}^2 / 4. \quad (41)$$

Обраний стандартний провід має відповідати умовам $D_{II \text{ст}}(\text{OD})^* \leq D_{II \max}$; $d_{II \text{ст}}(\text{DIA})^* \geq d_{II \min}$.

4.9.6 Максимальний зовнішній діаметр проводу (з урахуванням ізоляції):

$$D_{II \max} = [BW - 2M] / w_{ii} \quad (42)$$

5. РОЗРАХУНОК І ВИБІР ДОПОМІЖНИХ ЕЛЕМЕНТІВ ДВЕЖ ТА КОЛА ЗВОТНОГО ЗВ'ЯЗКУ [8-10]

5.1 *Визначення зворотних напруг у вторинному колі*

5.1.1 Максимальне значення зворотної напруги:

– на вихідному діоді (VD7) вторинного кола

$$U_{II \max} = U_H + (U_{-\max} w_{II} / w_I); \quad (43)$$

– на випрямному діоді у колі керування

$$U_{K \max} = U_K + (U_{-\max} w_K / w_I). \quad (44)$$

5.2 *Вибір типу захисного стабілітрона і блокувального діода*

Захисний стабілітрон VD5 і блокувальний діод VD6 (підрозділ 2.3) обираємо за рекомендаціями, наведеними у табл.7, як варіант.

Таблиця 7. Рекомендовані дані для захисного стабілітрона VD5
і блокувального діода

| U _{М ном} , В | U ₃ , В | VD5 | VD6 |
|--------------------------------------|--------------------|---------|--------|
| 127 (100/115) | 90 | P6KE91 | BYV26B |
| Універсальне живлення (85-265) | 200 | P6KE200 | BYV26C |
| 220 (230) | 200 | P6KE200 | BYV26C |

Примітка

P6KE91: 91 В/5 Вт ; Motorola.

P6KE200: 200 В/5 Вт ; Motorola.

BYV26B: 400 В/1 А, UFR; Philips.

BYV26C: 600 В/1 А, UFA; Philips.

5.3 *Вибір типу вихідного діода*

Вихідний діод VD7 обираємо за параметрами:

5.3.1 Максимальне допустиме значення зворотної напруги на діоді:

$$U_{зв VD} \geq 1,25 U_{II \max}. \quad (45)$$

5.3.2 Мінімальне допустиме значення сили струму діода:

$$I_{VD} \geq 3 I_H. \quad (46)$$

Якщо $U_{зв\ VD} < 45\ В$ і $U_H < 5\ В$ рекомендовано застосовувати діоди Шотткі. Якщо $U_{зв\ VD} > 45\ В$, то для забезпечення мінімальної вартості доцільно використовувати імпульсні **p-n** діоди, наприклад, наведені у табл. 8.

Таблиця 8. Дані деяких типів імпульсних **p-n** діодів

| Випрямний діод VD | | $U_{зв\ VD}$ | I_{VD} | Виробник |
|-------------------|-----------|--------------|----------|-------------|
| Діоди Шотткі | IN5819 | 40 | 1 | Motorola |
| | IN5822 | 40 | 3 | Motorola |
| | MBR745 | 45 | 7,5 | Motorola |
| | MBR1045 | 45 | 10 | Motorola |
| | MBR1645 | 45 | 16 | Motorola |
| СВЧ діоди | UF4002 | 100 | 1 | G1 |
| | MUR110 | 100 | 1 | Motorola |
| | MUR120 | 200 | 1 | Motorola |
| | UF4003 | 200 | 1 | G1 |
| | BYV27-200 | 200 | 2 | Philips |
| | UF3401 | 100 | 3 | G1 |
| | UF3402 | 200 | 3 | G1 |
| | MUR410 | 100 | 4 | Motorola |
| | MUR420 | 200 | 4 | Motorola |
| | MUR810 | 100 | 8 | Motorola |
| | MUR820 | 200 | 8 | Motorola |
| | BYW29-200 | 200 | 8 | Philips, G1 |
| | BYW32-200 | 200 | 20 | Philips |

5.4 Вибір вихідного конденсатора

Окрім значення ємності C_3 , важливим параметром під час вибору вихідного конденсатора є ще й значення еквівалентного послідовного активного опору $r_{екв}$ (ESR). Цей параметр впливає на значення пульсацій вихідної напруги і струму пульсацій через конденсатор, в той час як його фактична ємність лише змінює діапазон робочих частот кола керування (у разі збільшення ємності зменшується смуга пропускання кола керування).

Вихідний конденсатор C_3 необхідно вибрати з мінімальним значенням $r_{екв}$ і з робочою напругою $U_c > U_{I\max}$. За необхідності для зменшення коефіцієнта пульсації на виході ДВЕЖ встановлюють додатковий конденсатор або LC-фільтр. Орієнтовне значення ємності вибирають за критерієм 1000 мкФ за сили навантажувального струму 1 А.

5.5 Вибір вихідного LC-фільтра

Якщо коефіцієнт пульсації навантажувального кола більше необхідного значення, то необхідно застосувати додатковий LC-фільтр. Цей фільтр за відповідним проектуванням може виконувати і функції протизавадного [3].

За малої сили струму ($I_H \leq 1$ А) для схемної реалізації L2 доцільно застосувати дросель з індуктивністю декілька мілігенрі з осердям – феритове кільце.

Зауважимо, що за малої сили струму і значення $P_H < 5$ Вт можна встановити індуктивності з феритовим осердям і конденсатор з малим $r_{екв}$. Такий варіант може бути дешевшим, ніж у разі застосування вихідного конденсатора С3 більшої ємності з малим значенням $r_{екв}$.

Для порівняно великих значень струмів ($I_H \geq 1$ А) з метою зменшення пульсацій необхідно вибирати стандартний дросель з відповідними параметрами і розрахувати фільтр за відомими методиками. Під час вибору дроселя необхідно враховувати не лише силу струму і його активний опір, щоб уникнути суттєвого падіння постійної напруги на ньому, а також і резонансну частоту, що дає змогу прийняти обґрунтоване рішення, щодо забезпечення електромагнітної сумісності [3].

5.6 Вибір випрямного діоду кола керування

Можна застосовувати формули з підрозділу 5.3 з урахуванням, що сила робочого струму кола керування, зазвичай, не перевищує 10 мА. Для прикладу параметри кількох діодів наведено в табл. 9.

Таблиця 9. Дані деяких типів діодів для застосуванні у колі управління

| VD | $U_{зв VD}$ | Виробник |
|--------|-------------|----------|
| IN4148 | 75 | Motorola |
| BAV21 | 200 | Philips |
| UF4003 | 200 | G1 |

5.7 Вибір фільтрувального конденсатора кола керування

Оскільки значення потужності кола керування невелика, то електролітичний конденсатор С4 з параметрами 47 мкФ/50 В забезпечує необхідний коефіцієнт пульсацій. В цьому колі можна не застосовувати конденсатор з малим значенням $r_{екв}$

5.8 Вибір коригувальних елементів кола керування

Підключення керамічного конденсатора 100 пФ/10В дає змогу забезпечити необхідне коригування у колі керування для всіх типів кіл зворотного зв'язку.

Рекомендовано застосовувати резистор з опором 6,2 Ом, що забезпечує запас регулювання фази у колі керування ДВЕЖ, наприклад, за схемою на рис. 3, зі значенням $K_{RP} < 1$ у безперервному режимі. Резистор не потрібен, якщо $K_{RP}=1$, наприклад, у разі переривчастого режиму роботи.

5.9 Вибір елементів кіл керування, які відповідають конкретним ДВЕЖ

Елементи кіл керування треба вибрати відповідно до конкретної схеми, наприклад, за АН-11 [1] або з інших довідників.

5.10 Вибір випрямних діодів для вхідного мостового випрямляча

5.10.1 Максимальне середньоквадратичне значення сили вхідного струму, що протікає через мостовий випрямляч VD1-VD4:

$$I_{DM} = P_H / [\eta U_{M \min} K_P], \quad (47)$$

де K_P – коефіцієнт потужності ДВЕЖ.

Зазвичай для ДВЕЖ з ємнісним фільтром $K_P = 0,5 \dots 0,7$. Якщо немає точних даних треба застосувати $K_P = 0,5$.

5.10.2 Середньоквадратичне значення сили струму через діод:

$$I_{VD} \geq 2I_{DM}, \quad (48)$$

5.10.3 Зворотна напруга на діоді:

$$U_{VDЗВ} \geq 1,25 \sqrt{2} U_{M \max}. \quad (49)$$

6. ПЕРЕВІРКА ЗНАЧЕННЯ ККД

6.1 Втрати потужності на елементах:

6.1.1 Потужність втрат випрямного діода VD7

$$P_{втVD7} = I_H^2 r_{VD}, \quad (50)$$

де $r_{VD} = U_{VD} / I_H$. (51)

Значення U_{VD} – значення прямої напруги на діоді (см. п. 4.4).

6.1.2 Потужність втрат вхідного випрямляча (мостова схема Греца):

$$P_{вт м} = I_{DM}^2 2r_{VD}. \quad (52)$$

6.1.3 Потужність активних втрат силового кола мікросхеми $P_{вт а}$, визначають за формулою (13).

6.1.4 Потужність втрат у режимі перемикування силового кола мікросхеми $P_{вт кл}$, визначають за формулою (14).

6.1.5 Потужність втрат кола керування $P_{\text{вт к}}$ (в разі $P_{\text{н}}$ більше декількох одиниць...десятків ват можна нехтувати).

6.1.6 Потужність втрат $P_{\text{вт прф}}$ вхідного протизавадного фільтра визначають за відомими методиками, наприклад [3], або з електронних ресурсів у Інтернеті.

6.1.7 Потужність втрат $P_{\text{вт LC}}$ LC фільтра визначають за відомими методиками, наприклад [3], або з електронних ресурсів у Інтернеті.

6.1.8 Потужність втрат у трансформаторі $P_{\text{вт тр}}$ – визначають за формулами (30), (34) та (35), або за іншою літературою.

6.1.9 Потужність втрат на захисному стабілітроні $P_{\text{вт ст}}$ та блокувальному діоді (за потребою)

Можна орієнтуватись на значення втрат потужності, наведені в матеріалах Power Integrations.

6.2 Визначення ККД:

$$\eta = P_{\text{н}} / (P_{\text{вт VD7}} + P_{\text{вт м}} + P_{\text{вт а}} + P_{\text{вт кл}} + P_{\text{вт к}} + P_{\text{вт LC}} + P_{\text{вт прф}} + P_{\text{вт тр}} + P_{\text{вт ст}} + P_{\text{н}}). \quad (53)$$

або як добуток значень ККД окремих компонентів та функціональних вузлів:

Якщо значення η відрізняється від заданого більш ніж на 10%, - необхідно внести відповідні зміни та повторити розрахунок.

Примітки:

1. Загальні рекомендації з оцінювання електромагнітних завад і безпеки є в розділі AN-15 [1].
2. Для зменшення паразитних параметрів: індуктивності розсіювання, між-обмоткової ємності тощо необхідно виконувати практичні рекомендації, наведені у AN-18 [1].

Додаткову інформацію про особливості роботи ДВЕЖ з БТВ за різними варіантами реалізації можна отримати, наприклад в [11-12} та в електронних ресурсах у Інтернеті.

УМОВНІ ПОЗНАЧЕННЯ

- $U_{M \text{ ном}}$ – номінальне значення напруги мережі, В;
 $U_{M \text{ min}}$ – мінімальне значення напруги мережі, В;
 $U_{M \text{ max}}$ – максимальне значення напруги мережі, В;
 f_M – частота мережі, Гц;
 $f_{\text{кл}}$ – частота комутації мікросхеми, кГц;
 P_H – вихідна потужність ДВЕЖ, Вт;
 U_H – вихідна напруга ДВЕЖ, (напруга навантажувального кола);
 η – коефіцієнт корисної дії ДВЕЖ;
 z – коефіцієнт розподілу втрат;
 U_K – напруга кола управління, В;
 U_{min} – мінімальне постійне вхідна напруга, В;
 $U_{\text{зв}}$ – зворотна напруга на діодах випрямного моста, В;
 U_3 – напруга обмеження захисного стабілітрона, В;
 U_{DS}^* – падіння напруги між висновками втік-витік у замкненому стані силового транзистора мікросхеми, В;
 $U_{\text{стока}}$ – значення максимального зворотного напруги між стоком і витоком мікросхеми;
 γ – коефіцієнт заповнення силового каскаду;
 K_{RP} – коефіцієнт амплітуди пульсацій струму;
 $I_{I \text{ ср}}$ – середній вхідний струм ДВЕЖ, А;
 I_p^* – максимальний струм у первинному колі ДВЕЖ, А;
 I_R^* – амплітуда пульсацій струму у первинному колі, А;
 I_I – середньоквадратична сила струму у первинному колі, А;
 I_{\sim} – середньоквадратична с значення пульсуючого струму через конденсатор, А;
 I_{limit}^* – значення робочого струму конкретної мікросхеми;
 L_I – індуктивність первинної обмотки трансформатора, Гн;
 A_I^* – площа поперечного перерізу магнітопроводу;
 L_e^* – середня лінія довжини магнітопроводу;
 A_L^* – відносна індуктивність магнітопроводу без проміжку, мГн / виток;
 t_c^* – час заряду конденсатора вхідного фільтр, мс;
 R_{DS}^* – опір між стоком і витоком мікросхеми у відкритому стані, Ом;
 B_c – мінімальна індукція, Тл;
 δ – ширина немагнітного проміжку, мм;
 $P_{\text{па}}$ – потужність активних втрат в мікросхемі, Вт;
 $P_{\text{пкл}}$ – потужність втрат комутації мікросхеми, Вт;
 w – кількість витків обмотки;
 N – кількість шарів первинної обмотки;
 BW^* – розмір котушки трансформатора;
 D – зовнішній діаметр проводу (по ізоляції), мм;
 d – діаметр проводу за міддю, мм;
 J – густина струму, А/мм²;

$T_{\text{пер}}$ – температура кристала мікросхеми, °С;
 $R_{\text{п-с}}$ – тепловий опір перехід-середовище.

Список скорочень.

ДВЕЖ– джерело вторинного електроживлення

ВІМС – велика інтегральна мікросхема схема

ККД – коефіцієнт корисної дії.

Примітки. * Ці позначення прийняті в оригіналі [1], за ними виконують вибір елементів ДВЕЖ з довідкових даних закордонних фірм.

ЛІТЕРАТУРА

1. Power Integrated Circuit Data Book. – POWER INTEGRATIONS; INC; 1996.
2. TOP264-271TOPSwitch-JX Family Integrated Off-Line Switcher with EcoSmart™ Technologyfor Highly Efficient Power Supplies Електронний ресурс . www.power.com May 2015.
3. Пілінський В.В. Електроживлення в телекомунікаційних системах. Конспект лекцій у форматі презентацій Рекомендовано Вченою Радою ФЕЛ. Протокол № 5/17 від 29.05.2017, Ел видання 18 др. арк..
4. ДСТУ EN 50160:2014 Характеристики напруги в системах електропостачання загального призначення К. 2014.
5. ДСТУ 2715Джерела вторинного електроживлення. Загальні технічні умови. К. 1995.
6. Електронний ресурс <http://electrik.info/main/praktika/1296-kak-rasschitat-radiator-dlya-tranzistora.html>.
7. Електронний ресурс <https://www.boydcorp.com/thermal/air-cooling/heat-sinks.html>.
8. MAGNETTIC PRODUCTS.Soft Ferrites; PHILIPS.
9. PASSIVE COMPONENTS. Film capacitors. PHILIPS.
- 10 PASSIVE COMPONENTS. PHILIPS.
11. Подавление электромагнитных помех в цепях электропитания / Векслер Г.С., Недочетов В.С., Пилинский В.В.и др.; Под ред. Векслера Г.С. – К.: Техніка, 1990. – 167 с.
12. Векслер Г.С., Пилинский В.В. Электропитающие устройства электроакустической и кинотехнической аппаратуры. – К.: Вища школа, 1986. – 383 с.