

Проектування трансформатора для 15-Вт зворотного перетворювача з кількома виходами

Сучетан Сваруп Вайдьянатх (Suchethan Swaroop Vaidyanath),
Джон Дороса (John Dorosa)
Переклад: Володимир Рентюк

Серед джерел вторинного електроживлення малої та середньої потужності, зокрема зарядних пристроїв, найкращим схематехнічним рішенням є використання топології зворотного дового (flyback) перетворювача. В результаті можна отримати просте, компактне і відносно недороге рішення. У цій статті, представлений у вигляді перекладу технічного документа [1], увагу приділено методиці розрахунку трансформатора для зворотного квазірезонансного AC/DC-перетворювача з кількома ізолюваними вторинними обмотками та обговоренню його конструктивних особливостей. Як приклад наведено серійний трансформатор компанії Würth Elektronik, що використовується в демонстраційній платі зворотного AC/DC-перетворювача компанії Texas Instruments з трьома вихідними напругами.

ВСТУП

Зарядні пристрої нового покоління, що використовуються в промислових пристроях, наприклад електроінструментах, часто вимагають ізолюваних AC/DC-джерел живлення з кількома вихідними напругами. Ці джерела повинні мати високу ефективність, низький профіль та мінімальні габарити, а також малу власну споживану потужність у режимі очікування.

Щоб відповідати цим вимогам можна використати перспективне рішення від компанії Texas Instruments [2] на базі контролера зворотного дового перетворювача UCC28711. Особливістю цієї мікросхеми є можливість забезпечення ізоляції виходів без застосування оптронної гальванічної розв'язки, що раніше була традиційним рішенням для забезпечення зворотного зв'язку по вихідній напрузі. Використання контролера UCC28711 дозволяє зменшити кількість компонентів на платі та зменшити її розміри. Для точного регулювання вихідної напруги і струму, контролер використовує інформацію, отриману з допоміжної обмотки зворотного дового трансформатора, а квазірезонансний режим дозволяє знизити втрати на перемикання (комутаційні втрати).

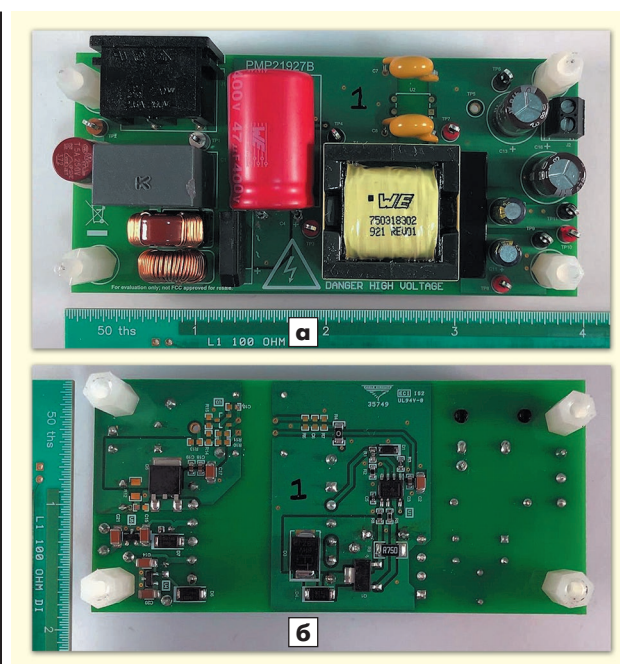


Рис. 1. Базова плата зворотного дового перетворювача PMP21927: вид зверху (а); вид знизу (б)

Зважаючи на те, що у промислових пристроях можуть знадобитися кілька вихідних напруг, запропоновано проект зворотного дового перетворювача PMP21927 [3] від компанії Texas Instruments (рис. 1), в якому застосовано нетрадиційні схематехнічні рішення. Він має універсальний діапазон вхідної напруги змінного струму та три ізолюваних виходи з напругою по 15 В і різним струмом навантаженням.

Основний вихід може витримувати до 1 А і забезпечує ККД понад 86%. Два інших ізолюваних виходи можуть віддавати в навантаження до 50 мА кожен. Для забезпечення стабільності вихідної напруги на рівні $\pm 5\%$, що зазвичай вважається достатнім для регулювання на первинній стороні, використовуються лінійні LDO-стабілізатори з малим падінням напруги на регулюючому елементі (*Low DropOut*).

Не дивлячись на те, що схематехніка зворотного дового перетворювача з регулюванням на первинній стороні є добре званою, конструктивне виконання може викликати деякі труд-

нощі. Основною з них є трансформатор, проектування якого зазвичай вимагає ітеративного процесу, іноді з багатьма ітераціями, з метою забезпечення високої ефективності, а також мінімально можливих габаритів, що є важливим фактором для пристроїв силової електроніки, зокрема для електроінструментів. В рамках цієї статті, ми розглянемо конструкцію зворотного трансформатора з кількома ізольованими виходами, який був використаний в базовому проекті PMP21927 компанії Texas Instruments, і обговоримо його особливості, які забезпечили досягнення високої ефективності при збереженні низького профілю. В результаті розрахунків був обраний трансформатор 750318302 від компанії Würth Elektronik GmbH&Co. KG для використання на платі PMP21927.

ПОЧАТКОВІ ДАНІ ДЛЯ ПРОЄКТУВАННЯ ТРАНСФОРМАТОРА НА ТРИ НАПРУГИ ДЛЯ ЗВОТНОХОДОВОГО КВАЗІРЕЗОНАНСНОГО АС/ДС-ПЕРЕТВОРЮВАЧА ПОТУЖНІСТЮ 15 ВТ

Початкові дані для проектування трансформатора:

- діапазон вхідної напруги: 85–265 В змінного струму;
- вихід 1: 15 В/1 А;
- виходи 2 і 3: 15 В після стабілізації (16.7 В до стабілізації)/50 мА;
- допоміжний (контрольний) вихід: 18 В/20 мА;
- робоча частота перетворювача: 70–80 кГц;
- вимоги безпеки: за UL60950-1¹ з посиленою ізоляцією.

Схема обмоток трансформатора представлена на рисунку 2.

Максимальний доступний робочий цикл D_{max} ґрунтується на режимі переривчастого струму (*Discontinuous Conduction Mode, DCM*), часі резонансу $t_R = 2$ мкс, основній частоті перемикавання за максимального навантаження $F_{max} = 80$ кГц і робочому циклі розмагнічування D_{magcc} . Робочий цикл розмагнічування — це робочий цикл провідності вторинного діода в режимі обмеження струму, і для контролерів сімейства UCC2871х конструктивно встановле-

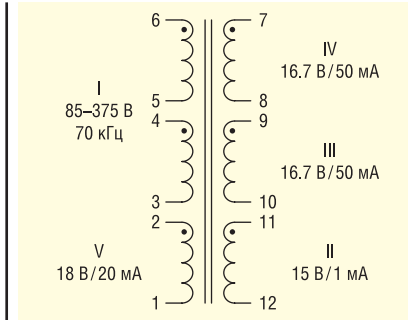


Рис. 2. Схема обмоток трансформатора 750318302 компанії Würth Elektronik

ний рівним 0.425. Усі рівняння взято із загальної специфікації на мікросхеми контролерів UCC2871х компанії Texas Instruments [4].

Рівняння для максимального робочого циклу має вигляд:

$$D_{max} = 1 - \left(\frac{t_R}{2} \times F_{max} \right) - D_{magcc}$$

Підставляючи значення, маємо:

$$D_{max} = 1 - \left(\frac{2 \times 10^{-6}}{2} \times 80\,000 \right) - 0.425 = 0.495$$

Схема електрична принципова зворотного перетворювача PMP21927 наведена на рисунку 3.

РОЗРАХУНОК ВІДНОШЕННЯ ЧИСЛА ВИТКІВ ПЕРВИННОЇ І ВТОРИННОЇ ОБМОТКИ

Оскільки пристрій має три виходи, то для розрахунку коефіцієнтів трансформації (тобто відношення кількості витків первинної та вторинної обмотки) за основу береться максимально навантажений вихід, а саме обмотка II, яка, згідно з початковими умовами, має бути розрахована на напругу 15 В і забезпечувати струм 1 А.

Оскільки задіяно кілька обмоток, процес розрахунків може бути ітеративним. Максимальне співвідношення витків первинної та вторинної обмоток, N_{PS1} , розраховується за максимальної частоти при повному навантаженні разом із розрахунковим часом резонансу DCM, мінімальній напрузі на конденсаторі $V_{bulkmin}$ основною стабілізованою вихідною напругою $V_{OCV} = 15$ В, прямим падінням напруги на діоді випрямляча вторинного кола $V_f = 0.5$ В при струмі, близьким до нуля, і заданою напругою компенсації падіння напруги на дротах та вихідних клемх $V_{ocbc} = 0$:

$$N_{PS1max} = \frac{D_{max} \times V_{bulkmin}}{D_{magcc} \times (V_{OCV} + V_f + V_{ocbc})}$$

У результаті розрахунку отримуємо:

$$N_{PS1max} = \frac{0.495 \times (85 \times 1.414 \times 0.7)}{0.425 \times (15 + 0.5 + 0)} = 6.3$$

Округлимо значення N_{PS1max} до цілого і приймемо його рівним 6.

РОЗРАХУНОК СПІВВІДНОШЕННЯ ВИТКІВ ІНШИХ ВТОРИННИХ ОБМОТКИ

Співвідношення витків додаткових вторинних обмоток ґрунтується на значенні коефіцієнта трансформації, прийнятому для основної вторинної обмотки, і може бути розраховане з використанням простого співвідношення:

$$N_{S2S1} = (V_{outs2} + V_f) / (V_{outs1} + V_f)$$

У результаті розрахунку отримуємо:

$$N_{S2S1} = (16.7 + 0.5) / (15 + 0.5) = 1.11$$

Співвідношення витків вторинної обмотки IV таке саме, як і вторинної обмотки III, але з округленням фактичної кількості витків у більший бік.

РОЗРАХУНОК СПІВВІДНОШЕННЯ ВИТКІВ ДОПОМІЖНОЇ ТА ВТОРИННОЇ ОБМОТКИ

Допоміжна обмотка використовується для вимірювання напруги та живлення мікросхеми контролера в усталеному режимі (у момент увімкнення вона живиться від високої напруги первинної сторони). Отже, обмотка залишається на тій самій стороні каркаса трансформатора, що і його первинна обмотка. Коефіцієнт трансформації N_{AS1} розраховується з використанням напруги вимкнення за рівнем блокування живлення за зниженої напруги (*Under Voltage Lockout, UVLO*) $VDD_{off} = 7.35$ В, що є одним із важливих параметрів контролера пристрою, прямого падіння напруги на випрямному діоді $V_{fa} = 0.7$ В, мінімальної бажаної вихідної напруги в режимі обмеження струму (*Constant Current Mode, CCM*), що дорівнює $V_{OCC} = 6.09$ В і враховує пряме падіння напруги вихідного випрямного діода $V_f = 0.5$ В:

$$N_{AS1} = (VDD_{off} + V_{fa}) / (V_{OCC} + V_f)$$

Отже, ми маємо:

$$N_{AS1} = (7.35 + 0.7) / (6.09 + 0.5) = 1.22$$

¹ Цей стандарт у редакції 2013 року ідентичний ДСТУ EN 60950-1:2015 Обладнання інформаційних технологій. Безпека. Частина 1. Загальні вимоги (EN 60950-1:2006; A11:2009; A1:2010; A12:2011; AС:2011; A2:2013, IDT).

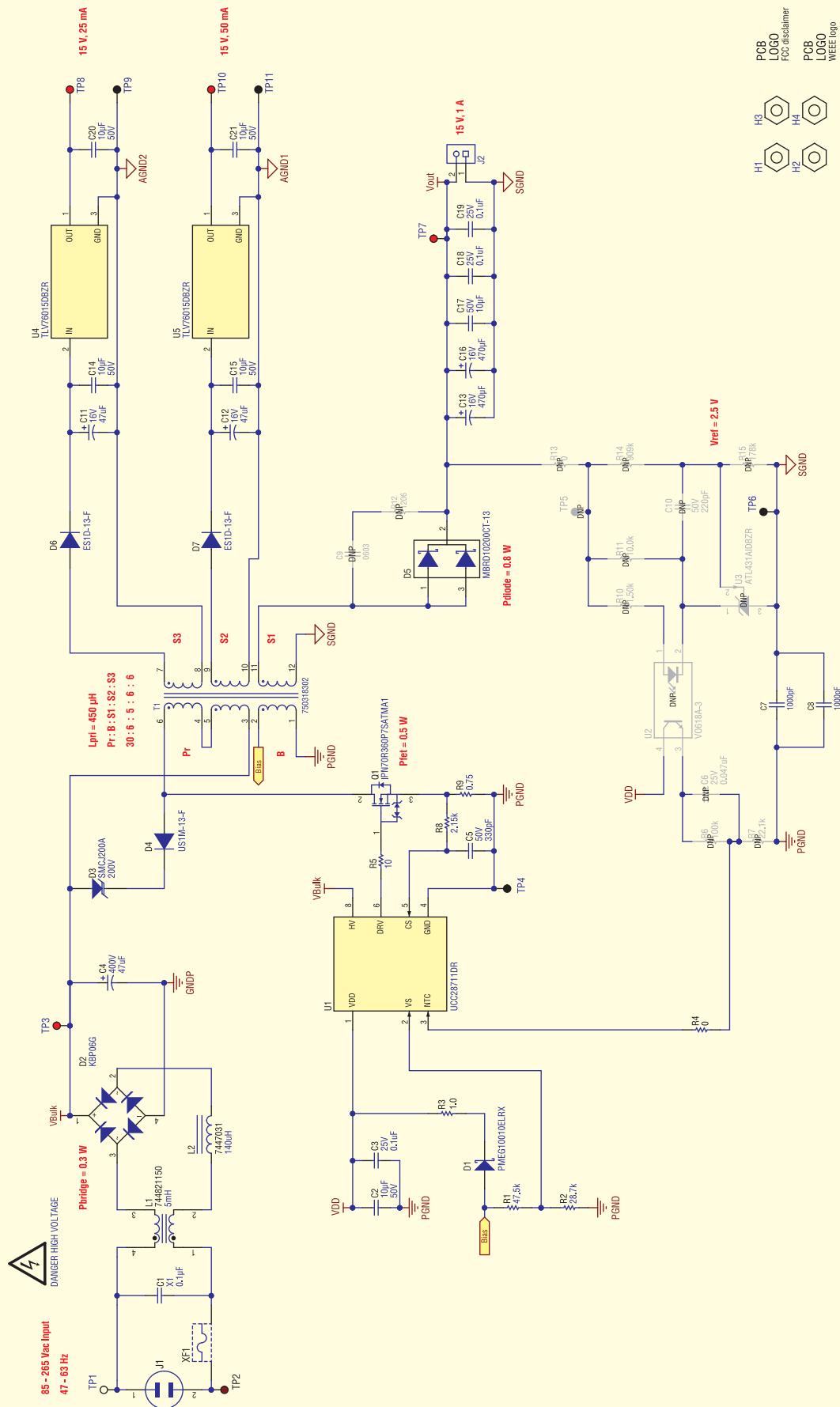


Рис. 3. Схема електрична принципова базової плати 15-Вт зворотногоходового АС/DC-перетворювача з кількома вихідними напругами

Оскільки на вхід живлення VDD контролера поступає ще й додаткова енергія від індуктивності розсіювання трансформатора, це в багатьох конструкціях трансформаторів дає змогу використовувати менше відношення витків.

РОЗРАХУНОК НОМІНАЛУ РЕЗИСТОРА СТРУМОВОГО СЕНСОРА

Фактичне значення резистора струмового сенсора, вибране для заданого струму $I_{occ} = 1.3$ А, визначає коефіцієнт трансформації трансформатора відносно первинної та основної вторинної обмотки (був раніше прийнятий рівним 6) і регулюючи напругу постійного струму UC2871x, що позначається як V_{cc} (дорівнює 343 мВ). Оскільки не вся енергія, що накопичена в трансформаторі, передається у вторинну обмотку, у розрахунок має бути включений коефіцієнт корисної дії трансформатора. На етапі проектування ми, для загального коефіцієнта корисної дії трансформатора $\eta = 0.9$ або 90%, припускаємо, що індуктивність розсіювання дорівнюватиме 3.5% від індуктивності первинної обмотки, втрати в осерді та обмотці дорівнюватимуть 5%, а втрати потужності на живлення контролера — 1.5%.

Враховуючи все перераховане вище, отримуємо:

$$R_{CS} = V_{cc} \times N_{PS1} \times \frac{\sqrt{\eta}}{2I_{occ}} = 0.343 \times 6 \times \frac{\sqrt{0.9}}{2 \times 1.3} = 0.75 \text{ Ом}$$

Опір резистора датчика струму обираємо з ряду стандартних значень, відповідно $R_{CS} = 0.75$ Ом.

РОЗРАХУНОК ПІКОВИХ СТРУМІВ В ПЕРВИННІЙ І ВТОРИННИХ ОБМОТКАХ

Пікові струми важливі під час розрахунку необхідної індуктивності первинної обмотки трансформатора. Піковий струм первинної обмотки — це максимальний поріг зчитування струму на контролері $V_{csmmax} = 0.773$ В, поділений на опір датчика струму R_{CS} :

$$I_{ppmax} = V_{csmmax} / R_{CS} = 0.773 / 0.75 = 1.0307 \text{ А.}$$

Піковий струм вторинної обмотки I_{spmax} — це піковий струм первинної обмотки I_{ppmax} , помножений на коефіцієнт трансформації N_{PS1} трансформатора:

$$I_{spmax} = I_{ppmax} \times N_{PS1} = 1.0307 \times 6 = 6.184 \text{ А.}$$

Піковий струм вторинної обмотки III можна розрахувати за допомогою рівняння:

$$L_{S2} = LP / N_{PS2}^2 = 450 / 5.42 = 15.432 \text{ мкГн,}$$

де $N_{PS2} = N_{PS1} / NS_{S1}^2 = 6 / 1.11 = 5.4$, а $L_p = 450$ мкГн — це значення індуктивності первинної обмотки, яке буде розраховано в наступному розділі.

При $P_{02} = P_{03} = 16.7$ В × 50 А = 0.835 Вт, отримуємо:

$$I_{pkS2} = \sqrt{\frac{P_{02}}{F_{max} \times L_{S2}}} = \sqrt{\frac{0.835}{80000 \times 15.432 \times 10^{-6}}} = 0.82 \text{ А.}$$

РОЗРАХУНОК ІНДУКТИВНОСТІ ПЕРВИННОЇ ОБМОТКИ ТРАНСФОРМАТОРА

Індуктивність первинної обмотки трансформатора L_p розраховується з використанням стандартного рівняння накопи-

чення енергії для котушок індуктивно сті $E = 0.5L \times I^2$. Необхідні для подальшого розрахунку параметри — це піковий струм первинної обмотки I_{pp} , максимальна частота перемикавання F_{max} , загальна потужність $P_{out} = (15 \text{ В} \times 1 \text{ А}) + 2(16.7 \text{ В} \times 50 \text{ А}) + (18 \text{ В} \times 20 \text{ мА}) = 17.03$ Вт і ККД трансформатора η :

$$L_p = \frac{2P_{out}}{\eta \times I_{ppmax}^2 \times F_{max}} = \frac{2 \times 17.03}{0.9 \times (1.03)^2 \times 80000} = 445.9 \text{ мкГн.}$$

Виберемо $L_p = 450$ мкГн з урахуванням допуску $\pm 10\%$.

РОЗРАХУНОК СЕРЕДЬОКВАДРАТИЧНИХ ПЕРВИННИХ І ВТОРИННИХ СТРУМІВ

Середньоквадратичні струми первинної та вторинної обмоток важливі для коректного вибору перерізу дротів у обмотці трансформатора. Середньоквадратичний струм в первинній обмотці I_{rmspri} залежить від пікового струму I_{pp} і максимального робочого циклу D_{max} :

$$I_{rmspri} = I_{ppmax} \sqrt{\frac{D_{max}}{3}} = 1.0307 \sqrt{\frac{0.495}{3}} = 0.42 \text{ А.}$$

Середньоквадратичний струм вторинної обмотки I_{rmssec} залежить від пікового струму I_{spmax} у вторинній обмотці і робочого циклу розмагнічування D_{magcc} :

$$I_{rmssec1} = I_{spmax} \sqrt{\frac{D_{magcc}}{3}} = 6.184 \sqrt{\frac{0.425}{3}} = 2.33 \text{ А.}$$

Середньоквадратичні струми у вторинних обмотках III і IV можна розрахувати за допомогою рівнянь:

$$I_{dc} = I_{pk} \times (D/2) \text{ і } I_{rms} = I_{pk} \sqrt{D/3}.$$

I_{S2} і I_{S3} — це максимальні вихідні струми після випрямлення, а D_{offS2} — це розрахунковий робочий цикл часу вимкнення для вторинних обмоток III і IV, який визначається як:

$$D_{offS2} = (2I_{S2}) / I_{pkS2} = (2 \times 50) / 1.16 = 8.62\%.$$

Оскільки тепер ми знаємо піковий струм і робочий цикл, то можемо розрахувати загальний середньоквадратичний струм для обмоток III і IV:

$$I_{rmssec2} = I_{pkS2} \sqrt{D_{offS2}/3} = 0.82 \sqrt{0.086/3} = 0.14 \text{ А.}$$

ВИБІР ТИПУ ОСЕРДЯ І КОНСТРУКЦІЇ КАРКАСУ ТРАНСФОРМАТОРА

Для силових застосувань із частотами перетворення, що не перевищують 500 кГц, кращим для осердь є марганцево-цинковий (Mn-Zn) ферит. Це пов'язано з тим, що він має прийнятні характеристики при відносній магнітній проникності μ_r 2000-2500. У цій конструкції для осердя використовується матеріал TP4A. Для нього густина магнітного потоку насичення B_{sat} становить 390 мТл при +100 °С. Наразі комерційно доступно безліч форм осердь із цього матеріалу, таких як EE, EFD, EP, RM, PQ, ETD тощо.

Під час вибору осердя і каркасу потрібно враховувати наступні параметри:

- необхідний об'єм осердя;
- необхідність дотримуватися стандартів безпеки;

- обмеження за розміром, як-от низький профіль або обмеження щодо займаної площі;
- вимоги до ізоляції (функціональної або посиленої);
- потужність, з якою осердя може працювати на заданій частоті;
- тип монтажу: у наскрізний отвір або поверхневий монтаж;
- вертикальний або горизонтальний каркас;
- кількість виводів на каркасі.

Для початку виконаємо розрахунок загальної потужності P_{in} :

$$P_{in} = P_{out} / \eta = 17.03 / 0.9 = 18.92 \text{ Вт.}$$

Для визначення необхідного ефективного об'єму осердя V_e ми будемо використовувати наведене нижче рівняння, узятє з книги «Switching Power Supplies A-Z» [5]:

$$V_e = \frac{31.4 \times P_{in} \times \mu_r}{z \times f \times B_{sat}^2} \times \left[r \times \left(\frac{2}{r} + 1 \right) \right]^2.$$

Відносна магнітна проникність μ_r матеріалу осердя прийнята за 2000, а максимальна густина магнітного потоку B_{sat} для забезпечення технологічного запасу, дорівнює 300 мТл. Одна з найважливіших умов під час проектування трансформатора для зворотногоходових перетворювачів - не допускати насичення трансформатора. З цією метою такий трансформатор виконується з певним повітряним (немагнітним) зазором. Коефіцієнт повітряного зазору осердя z , що визначається як співвідношення $AL_{\text{погод}} / AL_{\text{гаперд}}$ прийнято рівним 10, а необхідний для подальшого розрахунку коефіцієнт пульсацій струму $r = \Delta I / I$ обрано рівним 0.4. У результаті отримуємо:

$$V_e = \frac{31.4 \times 18.92 \times 2000}{10 \times 0.08 \times 3000^2} \times \left[0.4 \times \left(\frac{2}{0.4} + 1 \right) \right]^2 = 2.37 \text{ см}^3.$$

Згідно з каталогом компанії Würth Elektronik [6], об'єм осердя EFD25 становить 3.3 см³, а найближчого до нього, меншого за розмірами осердя EFD20 — 1.46 см³. Отже, для наших цілей ми виберемо EFD25, оскільки він відповідає критеріям за об'ємом, дещо перевищуючи розрахункові 2.37 см³, та іншим вимогам, як-от низька висота профілю, подовжена конструкція, що дасть змогу виконати вимоги щодо відповідності стандартам безпеки, та наявність 12 контактів, потрібних нам для організації виходів.

РОЗРАХУНОК ДРОТІВ ТРАНСФОРМАТОРА І КОНСТРУКТИВНОГО ВИКОНАННЯ ТРАНСФОРМАТОРА

Грунтуючись на теплових міркуваннях, обираємо густину струму $J = 10 \text{ А/мм}^2$, як це рекомендується в [7] і низці інших публікацій (з досвіду автора перекладу для зниження температури обмотки та зменшення нагріву трансформатора переріз дротів усе ж таки краще обирати в межах 4.5–5 мм²). Відповідно, переріз дротів для первинної обмотки обирають таким чином:

$$I_{rms\ pri} / J = 0.42 / 10 = 0.042 \text{ мм}^2$$

з еквівалентним мінімальним діаметром 0.23 мм.

Для вторинної обмотки маємо:

$$I_{rms\ sec} / J = 2.33 / 10 = 0.233 \text{ мм}^2$$

з еквівалентним мінімальним діаметром 0.54 мм.

Половина первинної обмотки	
Допоміжна обмотка	
16.7 В/50 мА	16.7 В/50 мА
15 В/1 А основна вторинна	
Половина первинної обмотки	
Осердя	

Рис. 4. Схема розміщення обмоток трансформатора виконання 750318302 компанії Würth Elektronik

Для ефективного використання міді нам потрібно вибрати діаметр дроту менший, ніж подвійна глибина скін-ефекту. Глибину скін-шару при +100 °С у міліметрах можна розрахувати як:

$$\text{Глибина скін-шару} = \frac{76}{\sqrt{f}} = \frac{76}{\sqrt{80000}} = 0.269 \text{ мм.}$$

Діаметр дроту має бути не більшим за подвійну товщину скін-шару або 0.538 мм. Беручи до уваги всі ці параметри, для первинної (I) і допоміжної (V) обмоток обираємо дріт діаметром 0.32 мм (28 AWG). Для вторинної обмотки (II) обрано дріт діаметром 0.53 мм (23.5 AWG). Більш товстий дріт кращий, оскільки забезпечує менший опір. Для слабкострумових вторинних обмоток III і IV обрано дріт діаметром 0.10 мм (38 AWG).

Оскільки в первинній обмотці більше витків, первинна обмотка розділена, що дає змогу поліпшити індуктивний зв'язок і зменшити загальну індуктивність розсіювання. Спочатку намотується половина первинної обмотки (I), потім вторинна обмотка (II), розрахована на 15 В/1 А, і обидві слабкострумові вторинні обмотки (III і IV) на 16.7 В/50 мА. Далі намотується допоміжна обмотка (V) і, нарешті, друга половина первинної обмотки (I). Кожна обмотка розділена шарами ізолюючої стрічки. Крім того, на трьох вторинних обмотках використовується дріт із потрібною ізоляцією, а стандартний обмотувальний дріт передбачений тільки на первинній і допоміжній обмотках. Конструктивне рішення розміщення обмоток представлено на рисунку 4.

Такий варіант розміщення і діаметри дротів обрано з двох причин. По-перше, це дає змогу знизити витрати, оскільки мідний дріт із потрібною ізоляцією, у технічній літературі та у постачальників часто званий TIW (Triple Insulated Wire), дорожчий, ніж обмотувальний дріт, і на вторинних обмотках менше витків, тож вони ляжуть в один шар. Друга причина — зниження загальної заповнюваності вікна каркасу. Шляхи витоку і зазори відповідають вимогам стандарту UL60950-1 для посиленої ізоляції при робочій напрузі 265 В середньоквадратичного значення, категорії перенапруги II і ступеня забруднення навколишнього середовища 2. Лак використовується для закріплення осердя й обмоток на місці та запобігання потрапляння вологи у трансформатор. Лак також покращує теплопровідність, сприяючи передачі тепла від обмоток назовні, і допомагає підтримувати діелектричні властивості (зважаючи на власний досвід проектування трансформаторів для зворотногоходових перетворювачів, може зауважити, що вторинні сильнотокові обмотки доцільно виконувати не товстим одножилним дротом, а звитим дротом з ізолюваних тонких провідників або літцендратом. Таку обмотку значно легше намотувати та паяти. Крім того, для зменшення рівня випромінюваних електромагнітних завад поверх зібраного трансформатора доцільно встановити замкнений екран з мідної або латунної фольги, підключивши

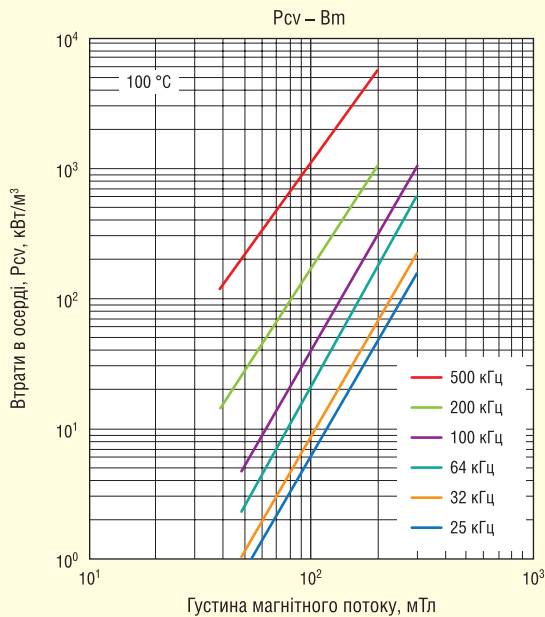


Рис. 5. Густина магнітного потоку залежно від втрат у осерді для матеріалу TP4A. Зверніть увагу, що одиниці втрат у осерді для того, щоб привести їх до мВт/см³, потрібно масштабувати на 10⁻⁶

його до заземлення на друкованій платі. Однак тут, щоб не порушити вимоги з безпеки, необхідно проявляти певну обережність. — Прим. пер.)

ОЦІНКА ВТРАТ

Втрати в осерді можна оцінити за допомогою рисунку 5. Оскільки в цьому додатку використовується однополярний сигнал, а діаграма, наведена на рисунку 5, може бути застосована до біполярних сигналів з V_{max} як розмахом від піку до піку, то для того, щоб використовувати графіки, ми повинні розділити густину магнітного потоку навпіл.

Раніше ми обрали максимальну густину магнітного потоку для осердя 300 мТл. Розділивши це значення навпіл, отримаємо 150 мТл. З використанням кривої для 100 кГц на рисунку 5 за 150 мТл приблизні втрати в осерді на одиницю об'єму становлять 150 мВт/см³ (мВт/см³ — це те саме, що й кВт/м³ у масштабі 10⁻⁶. — Прим. пер.). Помноживши це значення на об'єм осердя EFD25, що дорівнює 3.306 см³, отримаємо приблизні втрати в осерді:

$$P_{core} = 150 \times 3.306 = 496 \text{ мВт.}$$

Резистивні втрати в міді можна оцінити за допомогою простої формули $I_{rms}^2 \times DCR$. Середньоквадратичні струми розраховували раніше, а значення DCR (цей параметр більш відомий як RDC — опір за постійним струмом) розраховують на основі середньої довжини витка, площі перерізу і питомого опору дроту ρ за робочої температури, але оскільки для міді та невеликої довжини дроту обмотки можна брати табличне значення при температурі +25 °С, а саме $\rho = 0.0175 \text{ Ом}\cdot\text{мм}^2/\text{м}$. Крім того, можна використовувати дані щодо конкретного типу дроту, для якого дається його погонний опір. Отже, маємо:

$$P_{CU} = P_{pri1} + P_{pri2} + P_{sec1} + P_{sec2} + P_{sec3} + P_{AUX}$$

де P_{CU} — це повні втрати в дротах обмоток; P_{pri1} — втрати в першій половині первинної обмотки; P_{pri2} — втрати в другій половині первинної обмотки; P_{sec1} — втрати у вторинній обмотці II; P_{sec2} — втрати у вторинній обмотці III; P_{sec3} — втрати у вторинній обмотці IV; P_{AUX} — втрати в допоміжній обмотці V.

У підсумку маємо:

$$P_{CU} = (0.422 \times 0.29) + (0.422 \times 0.29) + (2.332 \times 0.031) + 2 \times (0.22 \times 1.038) + (0.0312 \times 0.017) = 381 \text{ мВт.}$$

При цьому загальні втрати в трансформаторі складуть $P_{losses} = P_{core} + P_{CU} = 887 \text{ мВт}$. Відповідно, ККД трансформатора можна розрахувати як:

$$\eta = 1 - (0.877/17.03) = 94.85 \%$$

НАГРІВАННЯ ТРАНСФОРМАТОРА

Просту і швидку оцінку підвищення температури трансформатора можна зробити, подивившись значення R_{th} осердя, яке представляє підвищення температури при втратах на 1 Вт. Для осердя EFD25 $R_{th} = 30 \text{ К/Вт}$. Множення на загальні втрати дає перевищення температури навколишнього середовища:

$$T_{rise} = R_{th} \times P_{losses} = 30 \times 0.877 = 26.31 \text{ °C.}$$

ТЕСТУВАННЯ ТА ГРАФІКИ ЕФЕКТИВНОСТІ

Загальну ефективність базової плати вимірювали за повного навантаження на основний вихід 15 В. Два інші виходи 15 В із навантаженням до 50 мА стабілізували за напругою за допомогою LDO-стабілізаторів TLV76015DBZR. Дані щодо ККД плати для входу 120 В змінного струму наведено в таблиці 1, а графіки загальної ефективності подано на рисунку 6. Дані щодо ККД плати для входу 230 В змінного

Потужність по входу P_{IN} Вт	Вихідна напруга V_{OUT} В	Вихідний струм I_{OUT} А	Потужність по виходу P_{OUT} Вт	ККД	Втрати потужності P_{LOSS} Вт
0.843	15.0487	0.0445	0.6697	79.44	0.1733
4.3555	15.024	0.25	3.756	86.24	0.5995
8.6366	15.0336	0.498	7.4867	86.69	1.1499
13	15.0309	0.749	11.2581	86.6	1.7419
17.3	15.0361	1	15.0361	86.91	2.264

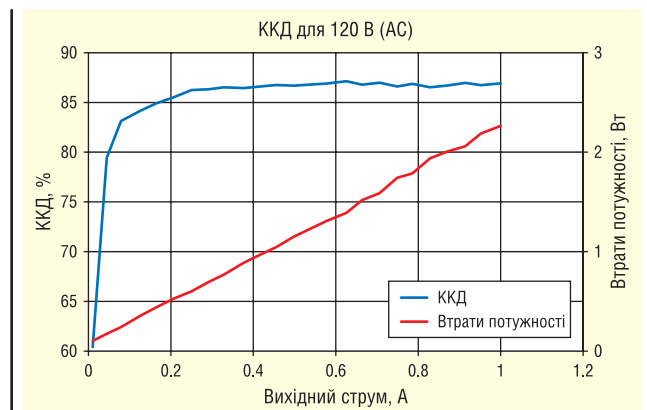


Рис. 6. Графік загальної ефективності плати при вхідній напрузі 120 В змінного струму

Потужність по входу P_{in} Вт	Вихідна напруга V_{out} В	Вихідний струм I_{out} А	Потужність по виходу P_{out} Вт	ККД	Втрати потужності P_{loss} Вт
0.916	15.041	0.0451	0.6784	74.06	0.2376
4.4599	15.0265	0.25	3.7566	84.23	0.7033
8.6973	15.0237	0.498	7.4818	86.02	1.2155
13	15.0385	0.748	11.2488	86.53	1.7512
17.3	15.0427	0.999	15.0276	86.87	2.2724

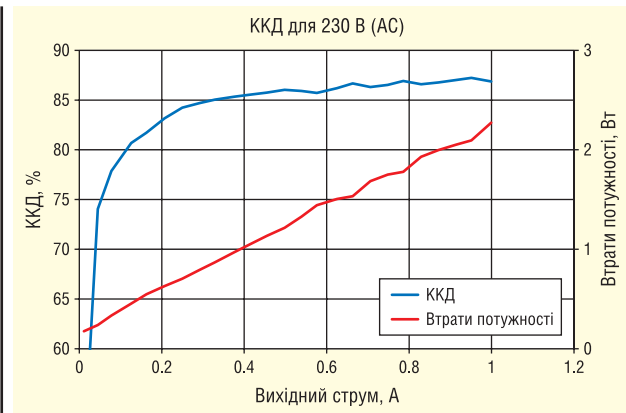


Рис. 7. Графік загальної ефективності плати при вхідній напрузі 230 В змінного струму

струму наведено в таблиці 2, а графіки загальної ефективності подано на рисунку 7.

ВИСНОВОК

Спочатку, під час розрахунків конструкції, з огляду на втрати індуктивності розсіювання 3.5%, втрати в осерді й обмотці 5% і втрати потужності зміщення 1.5%, ми припускали, що ККД трансформатора становитиме 90%. За розрахунками було отримано 5.15% втрат у осерді й обмотках на постійному струмі. На практиці в осерді та обмотці було отримано 6.5% втрат, включно з втратами в обмотці за змінним струмом, які ми не розраховували. Тож покладений в основу

на етапі проектування під час розрахунку для трансформатора зворотногоходового перетворювача з трьома виходами ККД = 90% — це коректний підхід, який дав прийнятний результат. Проте все ж слід враховувати втрати за змінним струмом і коефіцієнт заповнення вікна каркасу.

Як згадувалося раніше, створення такого трансформатора — ітеративний процес, але наведені в статті рекомендації мають зменшити кількість ітерацій і дати оптимальне рішення приблизно за два проходи. На системному рівні ця конструкція трансформатора для зворотногоходового AC/DC-перетворювача з кількома виходами та потужністю 15 Вт з урахуванням втрат перемикачів та втрат на інших компонентах, наприклад, на вхідному випрямлячі та доріжках друкованої плати, дала змогу досягти загального ККД понад 86%. Повний аналіз наведено в документі компанії Texas Instruments [8], доступному з [3], з неї ж можна завантажити і файли для проектування, що допоможе створювати свої варіанти блока живлення.

Література:

- Vaidyanath S. S., Dorosa J. 15W Multi Output Offline Flyback Transformer. <https://www.we-online.com/catalog/media/o183213v410%20ANP094a%2015W%20Multi%20Output%20Offline%20Flyback%20Transformer.pdf>
- UCC28711 Constant-voltage, constant-current PWM with PSR, valley switching, NTC option, and 0-mV cable comp. www.ti.com/product/UCC28711
- 15-W multi-output off-line flyback reference design PMP21927. www.ti.com/tool/PMP21927#technicaldocuments
- UCC2871x Constant-Voltage, Constant-Current Controller With Primary-Side Regulation. NOVEMBER 2012 — REVISED JUNE 2017. www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc28710.pdf
- Maniktala S. Switching Power Supplies A-Z. 2nd ed. Oxford, Newnes, 2012.
- Würth Elektronik, Custom Capabilities Catalog. <https://www.we-online.com/en/components/products/MID-OLTI>
- Sha Z. et al. Optimal design of switching power supply. Singapore, Wiley, 2015
- Test Report: PMP21927. 15-W Multi-Output Off-Line Flyback Reference Design. Texas Instruments Incorporated, 2019. **СН**

ОДИН КОМПОНЕНТ, ДВА ЗАСТОСУВАННЯ

Компанія **Würth Elektronik** анонсувала котушки індуктивності WE-RFI типорозмірів 0402 і 0603, які можна використовувати як котушки індуктивності для ВЧ-пристроїв або як феритові котушки для придушення завад. Таким чином виробник реагує на тенденцію до мініатюризації та доповнює вже наявні типорозміри 0805 і 1008. Компоненти підходять як фільтри нижніх частот (для фільтрації високочастотного шуму), фільтри ліній передачі даних, розв'язки напруги живлення, низькочастотні радіопристрої та RFID.

Як дротяні ферити, котушки індуктивності WE-RFI досягають вищого імпедансу, ніж звичайні ферити, навіть на високих частотах і в ширшій смузі пропускання. На відміну від багатошарових феритів, вони не демонструють зміщення по постійному струму. Як високочастотні котушки індуктивності вони забезпечують високі значення індуктивності від 20 нГн до 47 мкГн. Вони характеризуються низьким RDC і, відповідно, високим номінальним струмом до 1.91 А при $\Delta T = 40$ К. Для цієї групи компонентів доступний конструкторський набір, який Würth Elektronik завжди безкоштовно поповнює.

БЕЗ ТЕРМІЧНОГО СТАРІННЯ

Компанія **Würth Elektronik** представила WE-LHCA (Low Profile High Current Automotive Inductor) — особливо плоский і термостійкий індуктор у чотирьох розмірах з різними значеннями індуктивності.

Силкові котушки індуктивності розраховані на розширений температурний діапазон від -55 до $+155$ °С і сконструйовані таким чином, щоб уникнути теплової деградації. Індуктор, сертифікований AEC-Q200, підходить для таких застосувань, як сильноточові джерела живлення, системи «старт-стоп», модулі розподілу електроенергії, бортові зарядні пристрої, інформаційно-розважальні системи або системи опалення, вентиляції та кондиціонування повітря.

Сімейство котушок індуктивності WE-LHCA складається з наступних типорозмірів: 7030 ($L = 0.47-22$ мкГн), 1040 ($L = 1-68$ мкГн), 1365 ($L = 1-47$ мкГн) і 1770 ($L = 4.7-82$ мкГн). Ці компоненти мають низькопрофільну екрановану конструкцію з розподіленим повітряним проміжком у порошку залізного сплаву.

www.we-online.com