

Під «дахом» зворотного ходу: дизайн імпульсних джерел живлення

Частина 1

Ян Пікард (JeanPicard)

У статті представлено огляд базових топологій імпульсних зворотноходових джерел живлення. Зроблено акцент на не найочевидніші проблеми проектування, такі як вплив паразитних елементів, захист від перевантажень і придушення EMI. Представлено результати розрахунків і моделювання, дано їх порівняння з результатами фізичних вимірювань. Основною підтемою статті є опис роботи та характеристики зворотноходового трансформатора з урахуванням індуктивності розсіювання, перехресного регулювання, паразитної ємності та інших параметрів, що визначають його продуктивність.

ВСТУП

Завдяки простоті схеми та конструкції, а також низькій вартості зворотноходового конвертора (*flyback converter*) є, імовірно, найпопулярнішим типом джерела живлення для малопотужних застосувань. Його трансформатор об'єднує функції ізолювального елемента й вихідного індуктора, водночас він дає змогу формувати кілька вихідних напруг. Однак для багатьох розробників зворотноходовою топологією стає синонімом невисокої продуктивності, низької ефективності та поганого перехресного регулювання. Щоб використовувати всі можливості топології Flyback, необхідно добре розуміти її багато не найочевидніших особливостей.

У цьому розділі розглядаються основи зворотноходової схеми, а також обговорюються такі теми:

- Flyback-трансформатор і його вплив на характеристики джерела живлення — індуктивність розсіювання, перехресне регулювання, паразитні ємності, а також конструкція обмотки, оскільки вона, своєю чергою, впливає на перехресне регулювання, поведінку під час короткого замикання та ефективність.

- Обмеження струму у зворотноходових джерелах живлення — вплив паразитних елементів та їхніх зв'язків.
- Електромагнітні завади — мінімізація EMI у зворотноходових схемах і вплив прямих зв'язків.
- Снаббери та схеми фіксації —RCD-снаббери, «нерозсіювальні» снабберні ланцюги, снаббери у вторинних каскадах.

Для аналізу більшості з цих ефектів використовуються математичні моделі. Результати випробувань наведено для 48-V DC/DC-конвертора в 5 В зі зворотноходовим контролером TPS23754, який працює на частоті 250 кГц і здатний живити навантаження потужністю до 25 Вт.

ОСНОВИ ЗВОРотноХОВОЇ ТЕХНОЛОГІЇ, ДИЗАЙН ДЖЕРЕЛА ЖИВЛЕННЯ

Передача енергії

На початку робочого циклу, коли вхідний силовий ключ відкритий, зворотноходовий конвертор запасає енергію від джерела в трансформаторі. Потім ключ закривається, поляриність напруги

на трансформаторі змінюється на протилежну, вихідний діод (діоди) зміщується в пряму напругу, внаслідок чого енергія надходить на вихід (виходи) джерела.

У конверторі Flyback вихідний сигнал може бути позитивним або негативним, що визначається способом підключення трансформатора. Існує два режими передачі енергії:

1. Режим безперервної провідності (CCM), коли частина енергії, накопиченої у зворотноходовому трансформаторі, залишається в ньому на початку наступного періоду відкривання ключа (ON).
2. Режим переривчастої провідності (DCM), коли вся енергія, накопичена в навантаження під час закривання ключа (OFF). Існує і третій, «критичний» режим провідності (CRM, Critical conduction mode), також званий перехідним (TM, Transition mode). Він знаходиться на межі між DCM і CCM і виникає, коли накопичена енергія досягає нуля наприкінці циклу комутації.

На рисунках 1 і 2 проілюстровано роботу конвертора в режимах CCM, DCM і TM, а на рисунку 3 показано напрямки струму в різних періодах CCM і DCM. У стані DCM, коли відкривається MOSFET, первинний струм зростає з нуля до максимального значення, яке може більш ніж удвічі перевищувати піковий струм протягом періоду CCM. Під час вимкнення транзистора «ампер-витки» трансформуються на вторинну обмотку, вторинний струм зменшується до нуля і залишається таким до початку наступного робочого циклу.

Зворотноходовий трансформатор, призначений для режиму DCM, вимагає меншої індуктивності, ніж для CCM, оскільки пульсації струму (ΔI_L) при цьому набага-

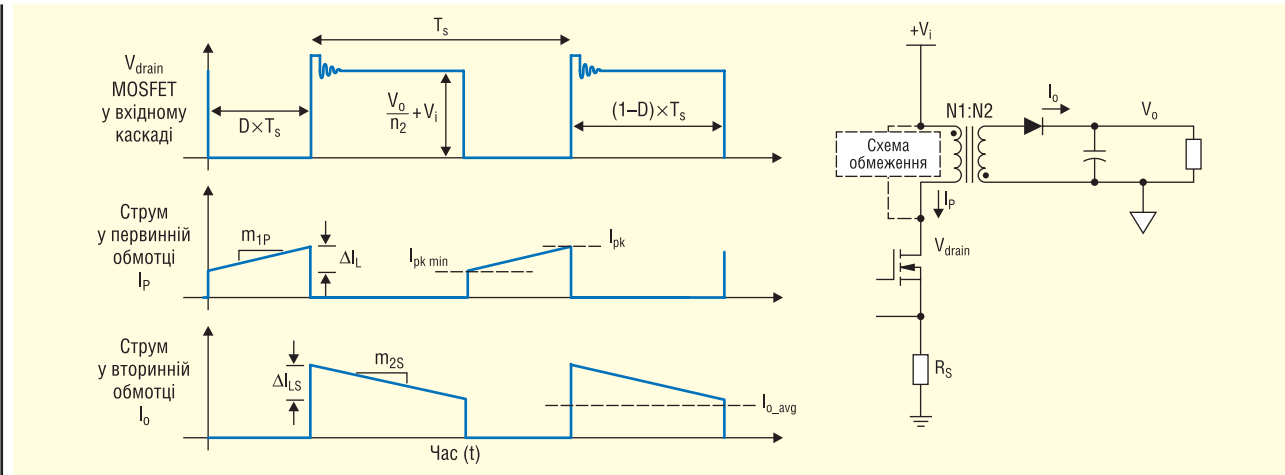


Рис. 1. Режим ССМ

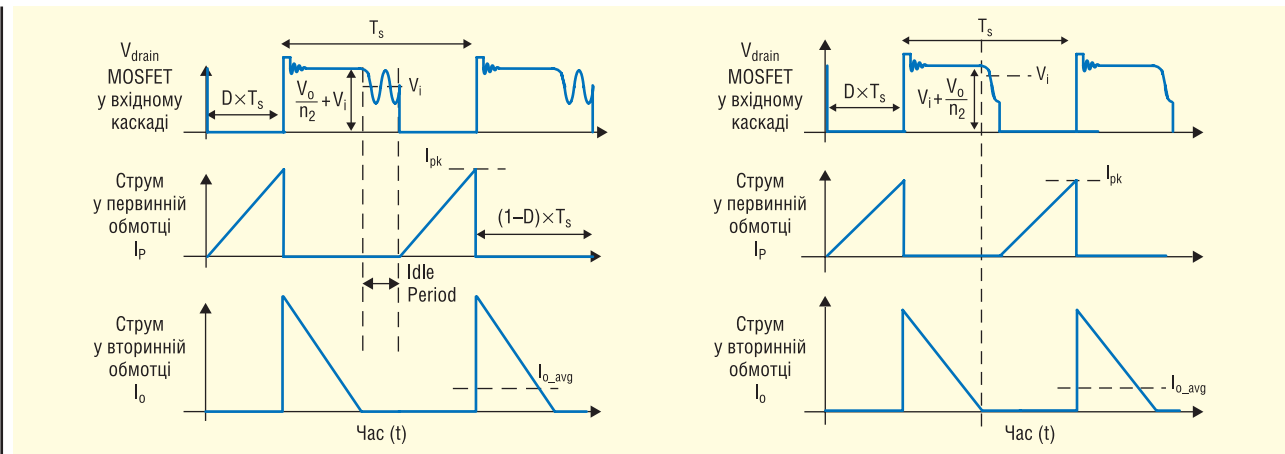


Рис. 2. Режим: DCM (а); ТМ (б)

то вищі. У низці застосувань менша індуктивність означає і фізично менший розмір трансформатора, але це справедливо за умови, що ККД і теплові характеристики пристрою залишаються прийнятними.

Режим ТМ аналогічний DCM, за винятком того, що у вхідному каскаді MOSFET-транзистор вмикається в момент часу, коли напруга на стоці має мінімальне значення. Така синхронізація забезпечує низькі втрати увімкнення та вищу ефективність, однак при цьому частота комутації стає змінною.

У режимі ССМ величина індуктивності велика, а пульсації струму та магнітного поля відносно малі. Хороший робочий компроміс для отримання прийнятної значення первинного пікового струму забезпечується за дотримання таких обмежень:

$$35\% \leq I_{pkmin} / I_{pk} \leq 50\%.$$

Такі самі міркування можуть бути використані для визначення компромісу між ефективністю і розміром трансформатора. Якщо знехтувати статичними втратами відкритого MOSFET (рис. 1), то

первинний струм збільшується зі швидкістю, що визначається як:

$$m_1 = \Delta I_L / (D \times T_s) = V_i / L, \tag{1}$$

де V_i — вхідна напруга; L — виміряна індуктивність первинної обмотки трансформатора; I_L — струм, що циркулює в первинній обмотці (I_p на рис. 1); T_s — тривалість циклу комутації.

Якщо слідувати тим самим припущенням, то в момент часу, коли MOSFET вимкнений і струм трансформатора (якщо він не стає переривчастим) передано на його вторинну обмотку, він зменшується зі швидкістю, яка визначається рівнянням (2):

$$m_{2S} = \frac{\Delta I_{LS}}{(1-D)T_s} = \frac{V_o}{L \times n_2^2}, \tag{2}$$

де V_o — вихідна напруга; $n_2 = N2/N1$; I_{LS} — намагнічувальний струм вторинної обмотки (I_o на рис. 2).

Зазначимо, що зв'язок між первинною і вторинною обмотками зворотного трансформатора неідеальний, оскільки існує індуктивність розсіювання.

Під час перемикання з первинної обмотки на вторинну енергію розсіювання не можна безпосередньо передати на вторинну обмотку, відповідно, вона має бути поглинена. За відсутності обмежувального кола (снаббера), єдиний шлях, яким може циркулювати струм індуктивності розсіювання, — це заряд паразитної ємності стік-витік MOSFET. Якщо не вжити заходів щодо обмеження напруги, транзистор може бути пошкоджений внаслідок пробію. На рисунку 3 показано загальне положення схеми обмеження, далі в статті представлено кілька варіантів снабберних кіл.

Зверніть увагу на переривчастий характер струму в обох обмотках трансформатора в режимі ССМ, DCM і ТМ. У цьому полягає принципова відмінність від інших безтрансформаторних топологій, таких як buck або boost. Високі пульсуючі струми в трансформаторі безпосередньо впливають на пульсації вихідної напруги, ефективність і рівень диференціальних електромагнітних завад.

Крім того, хоча в обох обмотках трансформатора й відбувається пере-

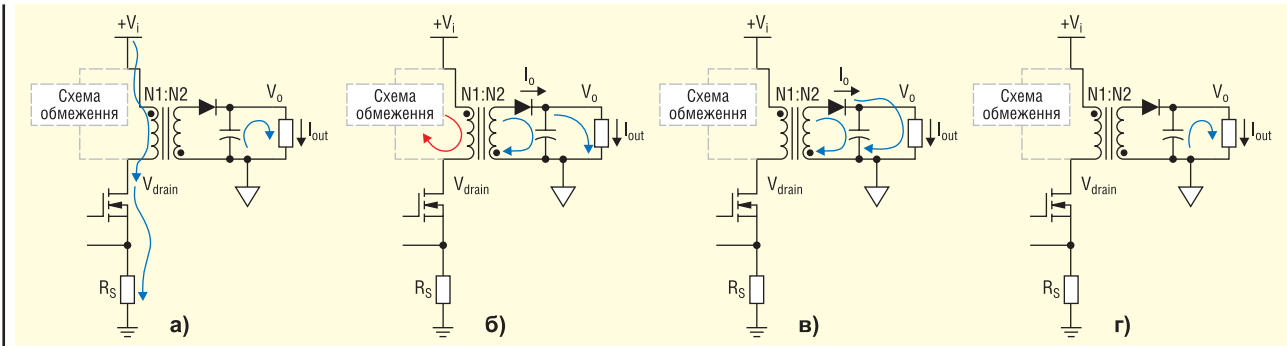


Рис. 3. Напрямок струму у зворотногоходовому силовому каскаді: вхідний MOSFET відкритий (а); процес відключення вхідного MOSFET (б); вхідний MOSFET закритий (в); вхідний MOSFET закритий, режим DCM (г)

ривання струму, робота в режимі CCM зазвичай ефективніша, ніж у DCM. Високе rms (середньоквадратичне) значення струму в стані DCM є однією з причин, що підтверджують цей факт, оскільки він означає більше розсіювання потужності в MOSFET, первинній і вторинній ємностях, а також вхідному снаббері. Однак оскільки індуктивність у режимі DCM нижча, то DCM-трансформатор із такими самими фізичними розмірами матиме менші втрати провідності, ніж якби його було розроблено для CCM, навіть якщо його струм rms вищий.

У деяких системах змінного струму режим TM може забезпечити аналогічну або навіть кращу ефективність, ніж CCM. Під час роботи в DCM (і TM) необхідно враховувати втрати в осерді, маючи на увазі велику АС-складову магнітного поля. Стан CCM зазвичай відповідає меншому змінному магнітному полю, отже, основним обмеженням під час проектування трансформатора стає насичення осердя, а не його втрати.

У режимі DCM енергія, що передається, визначається часом увімкнення (ON), вхідною напругою і величиною індуктивності. На кожному робочому циклі відбувається повне передавання потужності, що визначається як:

$$P_{DCM} = (V_i^2 \times D_2) / (2L \times Freq), \tag{3}$$

де P_{DCM} — потужність навантаження; L — виміряна індуктивність первинної обмотки трансформатора; D — контрольований коефіцієнт заповнення; $Freq$ — частота комутації. Це також означає, що рівняння для робочого циклу залежить від струму навантаження і вхідної напруги:

$$D_{DCM} = \sqrt{\frac{2P_{DCM} \times L \times Freq}{V_i^2}}. \tag{4}$$

Отже, коефіцієнт заповнення CCM:

$$D_{CCM} = V_o / (n_2 \times V_i \times V_o). \tag{5}$$

Питання керування

Однією з властивостей зворотногоходового конвертора є те, що енергію подають у навантаження тільки під час блокування силового ключа (OFF); будь-яка керувальна дія за відкритого транзистора (ON) відкладається до наступного періоду OFF. Наприклад, у відповідь на ступеневе збільшення навантаження, що призводить до зниження вихідної напруги, контролер збільшує час ON для накопичення більшої енергії в трансформаторі. Це фактично означає зменшення періоду вимкнення OFF. У результаті в режимі CCM зменшується потужність, що передається в навантаження протягом перших циклів, а початкова реакція призводить до більшого падіння

вихідної напруги. Повернення до нормального регулювання досягається тільки після того, як енергію, накопичену за більш тривалий період ON, передають у навантаження протягом декількох робочих циклів. При малосигнальному моделюванні це називається нулем правої півплощини (*Right-Half-Plane Zero, RHPZ*). У стані RHPZ фазовий кут зменшується зі збільшенням коефіцієнта посилення, що необхідно враховувати при визначенні компенсації контуру управління.

Стосовно тестової схеми, використаної в статті (режим CCM), на рисунку 4 ілюструється вплив вхідної напруги та струму навантаження на частоту RHPZ. Загальне правило для аналізу цього режиму полягає в моделюванні за найнижчої вхідної лінійної напруги, максимального навантаження й обмеження смуги пропускання контуру керування на рівні 1/5 від f_{RHPZ} . Відповідне рівняння має такий вигляд:

$$f_{RHPZ} = \frac{(1 - D)^2 \times V_o}{2\pi L \times D \times I_{out} \times n_2^2}. \tag{6}$$

Навіть у режимі DCM стан RHPZ присутній, проте це не є проблемою, зазвичай f_{RHPZ} перевищує половину частоти перемикавання.

У більшості випадків зворотногоходові конвертори працюють у режимі керування за напругою (*Voltage-Mode Control, VMC*) або за піковим струмом (*Current-Mode Control, CMC*). У версії CMC для визначення параметрів робочого циклу використовується струм намагнічування. Конвертор VMC, що працює в CCM-режимі, має низькочастотну двополосну характеристику, сформовану індуктивністю трансформато-

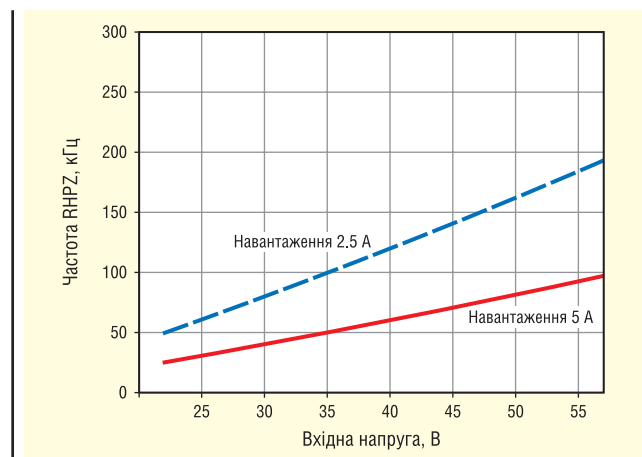


Рис. 4. Вплив вхідної напруги та струму навантаження на частоту RHPZ

Таблиця 1. Порівняння CCM, DCM і TM для зворотного джерела живлення		
Робочий режим	Переваги	Недоліки
CCM	<ul style="list-style-type: none"> Низькі пульсації та струм rms Нижчі втрати провідності MOSFET Нижчі втрати вимкнення MOSFET Нижчі втрати в осерді Краще перехресне регулювання Нижчі втрати в ємностях Менше EMI та вихідний фільтр Постійна частота комутації 	<ul style="list-style-type: none"> Потрібна компенсація нахилу при великих коефіцієнтах заповнення (СМС) Втрати зворотного відновлення діода Вищий рівень перенапруг для вихідних діодів Проблема RHPZ Втрати в снаббері синхронного випрямляча Низька ефективність при малому навантаженні
DCM	<ul style="list-style-type: none"> Немає втрат зворотного відновлення в діодах Не потрібна компенсація нахилу СМС* Немає проблеми RHPZ* Менша індуктивність, менший розмір трансформатора Система першого порядку, навіть у VMC* Постійна частота комутації 	<ul style="list-style-type: none"> Великі пульсації та піковий струм Вищі втрати провідності MOSFET Вищі втрати в сердечнику Вищі втрати вимкнення MOSFET Вищі втрати в конденсаторі Вищий рівень перенапруг на MOSFET Більше EMI та вихідний фільтр
TM (СМС)	<ul style="list-style-type: none"> Немає втрат зворотного відновлення в діодах Можливий режим «м'якого» ввімкнення — можна використовувати MOSFET з меншим $R_{DS(on)}$ Немає втрат на снаббері Не потрібна компенсація нахилу Немає проблеми RHPZ Система першого порядку Перехідний відгук Менша індуктивність, менший розмір трансформатора 	<ul style="list-style-type: none"> Більші пульсації та піковий струм Вищі втрати в осерді Вищі втрати вимкнення MOSFET Вищі втрати провідності MOSFET** Вищі втрати в конденсаторі Більше EMI та вихідний фільтр Змінна частота комутації Рівень перенапруги на MOSFET може бути вищим
<p>Примітки.</p> <p>* Справедливо тільки в тому разі, якщо режим DCM зберігається за будь-яких навантажень і вхідних напруг.</p> <p>** Якщо режим TM поєднується з плавним перемиканням, то слід обирати потужніший і ефективніший MOSFET, щоб знизити втрати провідності.</p>		

стання СМС-конвертора в CCM-режимі необхідна компенсація нахилу характеристики, щоб придати субгармонійні осциляції, що виникають, коли коефіцієнт заповнення перевищує або навіть наближається до 50%. Зазвичай це досягається додаванням зовнішнього нахилу до сигналу струмового зворотного зв'язку, тобто створенням складеного сигналу.

Основні принципи

У таблиці 1 перераховано переваги та недоліки режимів CCM, DCM і TM. Детальнішу інформацію про основні аспекти проектування зворотних джерел живлення, а також технології активного обмеження для підвищення ефективності можна знайти в [1, 2].

Далі буде

Література:

1. Mitchell D., Mammano B. *Designing Stable Control Loops*. Texas Instruments. 2011. TI Literature No. SLUP173.
2. Dixon L. *Transformer and Inductor Design for Optimum Circuit Performance*. Texas Instruments. 2003. TI Literature No. SLUP205.

CN

ра і вихідним конденсатором. Це створює певні складнощі для вироблення алгоритму компенсації на відміну від СМС-конвертора, який по суті є джерелом струму, що працює на той самий конденсатор. І навпаки, під час викори-



Технології з'єднання для систем накопичення енергії

Довіртеся надійним технологіям з'єднання для безпечного та компактного підключення вашого пристрою накопичення енергії

Детальніше: https://phoe.co/energy_storage_connectors

ТОВ «Фенікс Контакт»

м. Київ, пров. Охтирський, 7, корп. 3., оф. 203
ua-office@phoenixcontact.com
+380 44 594 55 22

