

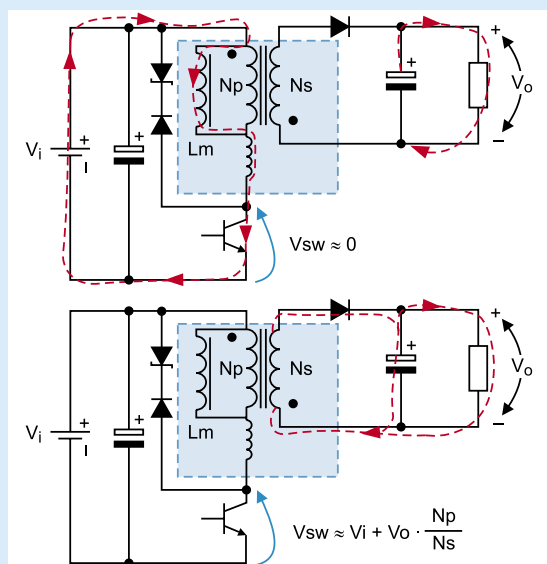
Przetwornica typu flyback krok po kroku (1)

Projektowanie przetwornicy typu flyback za pomocą programu Webench

Topologia flyback jest najczęściej wybieraną dla przetwornic odizolowanych galwanicznie od źródła zasilania, ponieważ umożliwia uzyskanie wielu napięć wyjściowych z użyciem tylko jednego tranzystora kluczującego i stosunkowo niewielkiej liczby komponentów zewnętrznych. Jednak mimo nieskomplikowanej budowy przetwornice o topologii flyback mają pewne cechy szczególne, które mogą ograniczać zakres ich zastosowań, jeśli nie zostaną zrozumiane i dogłębnie przeanalizowane przez konstruktora. Posługując się matematyką oraz programem Webench w paru artykułach odkryjemy tajemnice konstrukcyjne tych przetwornic oraz podamy porady umożliwiające wykonywanie optymalnych konstrukcji.

Niektóre aplikacje wymagają zastosowania zasilacza, który zapewni separację galwaniczną pomiędzy wejściem a wyjściem oraz dostarcza wielu niezależnych napięć. Dodatkowo, odseparowanie wejścia od wyjścia może być wymagane przez normę bezpieczeństwa lub służyć do dopasowania impedancji odbiornika do źródła. Zasilacze z izolacją galwaniczną nie tylko chronią użytkowników przed napięciem lub prądem zagrażającym ich życiu, ale również mają inne zalety. Źródła zasilania z izolacją „chronią” klasy pomiarowe przyrządów przerywając pętle uzziemienia lub masy i pozwalają na łatwe uzyskanie napięcia o polaryzacji dodatniej z zasilania o polaryzacji ujemnej, prawie bez utraty właściwości oryginalnego źródła.

Topologia flyback jest tradycyjnie wybierana przez konstruktorów dla konwerterów z izolacją galwaniczną



Rysunek 1. Typowa przetwornica flyback pracująca w trybie przewodzenia

o mocy wyjściowej poniżej 100 W. Taki zasilacz wymaga tylko jednego komponentu magnetycznego (transformatora) i prostownika wyjściowego. Zaletami tego rozwiązania są jego prostota i niski koszt. Łatwo jest też dodawać wyjścia napięciowe o różnych parametrach elektrycznych. Wadami topologii flyback są: potrzeba stosowania na wyjściach napięciowych kondensatorów o dużej pojemności, duże prądy szczytowe płynące przez element przełączający (tranzystor MOSFET) i wyjściową diodę prostowniczą, spore wymiary rdzenia transformatora oraz potencjalne problemy z kompatybilnością elektromagnetyczną.

Topologia flyback wywodzi się z topologii buck-boost i niestety, dziedziczy po niej główne wady: energia ze źródła jest gromadzona tylko w stanie przewodzenia tranzystora kluczującego MOSFET. A później, po zatkanie tranzystora, energia z uzwojenia pierwotnego jest dostarczana do wyjścia. To jest unikalna cecha topologii flyback oraz buck-boost (rysunek 1).

Transformator w przetwornicy flyback nie pracuje jak typowy transformator, w którym prądy w uzwojeniach pierwotnym i wtórnym płyną w tym samym czasie i tylko niewielka porcja energii jest przechowywana przez transformator. Transformator w przetwornicy flyback bardziej przypomina wiele cewek nawiniętych na tym samym rdzeniu (i pracuje w taki sposób), niż typowy transformator prądu przemiennego. Przypomnijmy z podstaw elektrotechniki, że transformator idealny nie magazynuje energii i cała energia jest transmitowana z uzwojenia pierwotnego do wtórnego.

Transformator w przetwornicy flyback jest używany jako urządzenie magazynujące energię. Ta energia jest przechowywana w szczelinie powietrznej lub w rozproszonych szczelinach powietrznych w rdzeniu permalajowym. Dlatego cewka transformatora używanego w przetwornicy flyback powinna być opracowana w taki sposób, aby indukcyjność rozproszenia była jak

najmniejsza, a straty energii w uzwojeniu i rdzeniu – minimalne.

Indukcyjność rozproszenia jest częścią indukcyjności głównej, która nie jest związana magnetycznie z uzwojeniem wtórnym. Ważne jest, aby miała ona wartość tak małą, jak to tylko możliwe, ponieważ indukcyjność rozproszenia powoduje zmniejszenie sprawności transformatora oraz zakłócenia w postaci szpilek występujących na drenie tranzystora przełączającego. Indukcyjność rozproszenia może być postrzegana jako część energii magazynowanej przez transformator, która nie będzie przekazana do uzwojenia wtórnego i dalej, do obciążenia. Dodatkowo, ta energia musi być rozproszona po stronie pierwotnej przez zewnętrzny ogranicznik, co stwarza pewne trudności techniczne. Sposób wykonania ogranicznika będzie omówiony w dalej.

Kiedy tranzystor kluczujący MOSFET przewodzi i do uzwojenia pierwotnego jest doprowadzane napięcie, to prąd płynący w tym uzwojeniu narasta liniowo. Zmiana prądu jest zależna od napięcia wejściowego, indukcyjności uzwojenia pierwotnego transformatora i czasu załączenia tranzystora. W tym czasie energia jest magazynowana w rdzeniu transformatora, dioda wyjściowa D1 jest polaryzowana w kierunku zaporowym i energia nie jest przekazywana do obciążenia. Gdy tranzystor MOSFET jest wyłączany, natężenie pola magnetycznego zaczyna maleć, co powoduje odwrócenie polaryzacji na uzwojeniach pierwotnym i wtórnym. Dioda D1 jest polaryzowana w kierunku przewodzenia, a energia jest przekazywana do obciążenia.

Tryb przerywany kontra tryb pracy ciągły

Przetwornica flyback, podobnie jak inne, pracujące z wykorzystaniem innych topologii, ma dwa odmienne tryby pracy: przerywany i ciągły. Warto też wiedzieć, że tryb pracy przetwornicy, która została opracowana dla trybu przerywanego zmienia się na ciągły, gdy natężenie prądu wyjściowego (obciążenia) wzrasta poza pewną określoną wartość.

W trybie pracy przerywanym, cała energia zmagazynowana w uzwojeniu pierwotnym w czasie, gdy tranzystor przełączających przewodzi, jest przekazywana do uzwojenia wtórnego i do obciążenia przed początkiem następnego cyklu. Występuje również czas martwy pomiędzy chwilą, w której prąd uzwojenia wtórnego osiąga zero a początkiem następnego cyklu. W trybie pracy ciągłym, w uzwojeniu wtórnym nadal pozostaje pewna część energii przed początkiem kolejnego cyklu. Przetwornica flyback może pracować w obu trybach, jednak należy wiedzieć, że mają one inne właściwości.

W trybie pracy przerywanym występują prądy szczytowe o większym natężeniu i z tego powodu na wyjściu przetwornicy pojawiają się tętnienia w momencie, gdy jest wyłączany tranzystor kluczujący. Z drugiej strony, ten rodzaj przetwornicy ma krótszy czas odpowiedzi na zmiany obciążenia, a uzwojenie pierwotne transformatora może mieć mniejszą indukcyjność i dlatego transformator może mieć mniejsze wymiary. Szybkość pracy diody nie jest parametrem krytycznym, ponieważ prąd przewodzenia ma natężenie zero przed odwróceniem polaryzacji. Zaburzenia przewodzone EMI są w trybie pracy przetwornicy redukowane, ponieważ tranzystor jest załączany przy zerowym prądzie kanału. W trybie

Right – Half – Plane Zero (RHPZ)

Przy analizie małosygnałowej, bieguny i zera są normalnie ulokowane na lewej połowie płaszczyzny „S”. Wykres Bodego prezentujący konwencjonalne lub umieszczone po lewej stronie zera (LHP) ma wielkość wzmocnienia rosnącą o 20 dB/dekadę powyżej sygnału o częstotliwości 0 Hz i przy wyprzedzeniu fazy o 90°. Zera są zwykle wprowadzane przez obwody kompensujące po to, aby wyeliminować bieguny występujące na tej samej częstotliwości. W ten sam sposób, bieguny są wprowadzane po to, aby wyeliminować zera i utrzymać całkowite opóźnienie fazowe wprowadzane przez pętlę mniejsze niż 180° przy zachowaniu odpowiedniego marginesu przesunięcia fazowego. RHPZ (*right-half-plane zero*) również ma wzmocnienie rosnące o 20 dB/dekadę, jak przy „konwencjonalnych” zerach, ale **przy opóźnieniu o 90° zamiast przy wyprzedzeniu**. Taka charakterystyka jest trudna, a wręcz niemożliwa do skompensowania. Konstruktor jest zwykle zmuszany do ustalania częstotliwości wzmocnienia pętli sprzężenia zwrotnego na relatywnie niską wartość. Częstotliwość przepustowa musi być w takiej sytuacji o dekadę lub więcej poniżej tej, którą mogłaby być w normalnej sytuacji. W konsekwencji pogarsza to parametr odpowiedzi dynamicznej pętli oraz całego, objętego nią obwodu. Problem RHPZ nigdy nie występuje w przetwornicach typu *buck*. Spotyka się go tylko w topologiach *flyback*, *boost* oraz *Ćuk* i tylko wtedy, gdy te układy pracują w trybie ciągłym.

Opracowano na podstawie: www.ti.com/lit/ml/slup084/slup084.pdf

pracy ciągłym występują mniejsze prądy szczytowe o mniejszym natężeniu i dlatego na wyjściu przetwornicy pojawiają się niewielkie piki napięcia. Niestety, jest to powodem, dla którego pętla sprzężenia zwrotnego jest dosyć skomplikowana ze względu na konieczność zachowania RHPZ (*right half plane zero*, patrz: objaśnienie w ramce), co wymusza konieczność górnej częstotliwości granicznej pętli i pogarsza parametry dynamiczne przetwornicy. Mimo tego, z powodu trudności konstrukcyjnych dla większości aplikacji zaleca się przetwornice pracujące w trybie ciągłym.

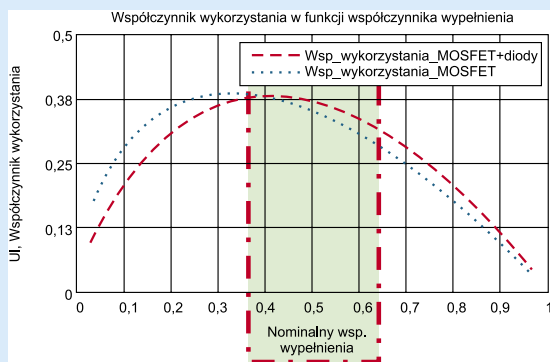
Transformator: dobór przekładni i indukcyjności

Trudność, którą musi pokonać konstruktor przetwornicy flyback jest zaprojektowanie lub wybór transformatora. Dla zdecydowanej większości aplikacji można zastosować gotowy transformator wybrany z katalogu, bez potrzeby wykonywania żmudnych obliczeń oraz uruchamiania kosztownej produkcji transformatora na specjalne zamówienie. Większość dostawców ma w ofercie całe rodziny transformatorów przeznaczonych dla różnych aplikacji i przetwornic o różnej mocy. Nie zwalnia to jednak konstruktora z odpowiedzialności za wybór właściwego produktu. Aby dokonać go świadomie, trzeba zrozumieć, jak pracuje transformator w topologii flyback.

Wybierając transformator, oprócz liczby zwojów i mocy przetwornicy, należy również zwrócić uwagę na jego przekładnię oraz indukcyjność uzwojeń pierwotnego i wtórnego.

Jeśli można pominąć wartości spadków napięć na tranzystorze przełączającym MOSFET i wyjściowej diodzie prostowniczej, to w stanie pracy stabilnej iloczyn napięcia [V] i czasu [s] w stanie załączenia tranzystora (T_{ON}) powinien być równy iloczynowi napięcia, czasu i przekładni transformatora w stanie wyłączenia (T_{OFF}) tranzystora:

$$(1) \quad V_{IN} \cdot T_{ON} = V_{OUT} \cdot N_{ps} \cdot T_{OFF}$$



Rysunek 2. Współczynnik wykorzystania w funkcji współczynnika wypełnienia dla typowej przetwornicy flyback; współczynnik wykorzystania jest maksymalizowany ze współczynnikiem wypełnienia 30...40%

$$(2) \quad V_O \cong V_{i_{min.}} \cdot \frac{D_{maks.}}{1-D_{maks.}} \cdot \frac{N_s}{N_p}$$

gdzie:

V_{IN} – napięcie wejściowe,

V_{OUT} – napięcie wyjściowe,

N_{ps} – przekładnia wyliczona jako stosunek liczby zwojów uzwojenia pierwotnego do liczby zwojów uzwojenia wtórnego.

Związek pomiędzy przekładnią transformatora a minimalnym napięciem wejściowym przy maksymalnym współczynniku wypełnienia jest następujący:

$$(3) \quad \frac{N_p}{N_s} = \frac{V_{i_{min.}} - V_{ds_{Q1on}}}{V_o + V_{d_{fw}}} \cdot \frac{D_{maks.}}{1-D_{maks.}}$$

gdzie:

N_s – liczba zwojów uzwojenia wtórnego,

N_p – liczba zwojów uzwojenia pierwotnego,

D – współczynnik wypełnienia: $T_{ON}/okres_kluczowania$.

W wielu wypadkach maksymalny współczynnik wypełnienia jest a priori ustalany na 50%, jednak w aplikacjach pracujących z szerokim zakresem napięcia wejściowego istotne jest zrozumienie, jak optymalizować związki pomiędzy: maksymalnym współczynnikiem wypełnienia, przekładnią transformatora, prądem szczytowym i zakresem napięcia wejściowego.

Jedną z najważniejszych zalet topologii flyback jest możliwość pracy ze współczynnikiem wypełnienia większym niż 50%. Zwiększanie maksymalnego współczynnika wypełnienia redukuje prąd szczytowy w uzwojeniu pierwotnym transformatora, skutkując zmniejszeniem przekroju drutu nawojowego po stronie pierwotnej (tym samym: oszczędnością miedzi oraz obniżeniem ceny transformatora) i mniejszymi tętnieniami na wejściu źródła zasilania przetwornicy. W tym samym czasie, wzrost maksymalnego współczynnika wypełnienia zwiększa maksymalne przepięcia występujące pomiędzy drenem a źródłem głównego tranzystora przełączającego MOSFET i podnosi natężenie prądu szczytowego po stronie wtórnego. Dlatego przed rozpoczęciem opracowywania przetwornicy ważne jest zrozumienie związków zachodzących pomiędzy maksymalnym współczynnikiem wypełnienia, przekładnią transformatora (N_p/N_s), maksymalnym napięciem występującym na tranzystorze MOSFET i maksymalnymi prądami płynącymi w uzwojeniach pierwotnym i wtórnym.

Równanie (2) pokazuje podstawową zależność pomiędzy napięciem wyjściowym V_O a napięciem wejściowym V_i (dla uproszczenia nie jest rozważany spadek napięcia na tranzystorze oraz diodzie prostowniczej). Aby

upewnić się odnośnie do regulacji napięcia V_O w pełnym zakresie napięcia wejściowego V_i , maksymalna wartość współczynnika wypełnienia $D_{maks.}$ może być arbitralnie wybrana na wartość teoretyczną, mniejszą od 1. Wówczas przekładnię N_p/N_s można wyliczyć jako:

Współczynnik wypełnienia $D_{maks.}$ dobrano w taki sposób, że powoduje on występowanie maksymalnego napięcia pomiędzy drenem a źródłem tranzystora MOSFET. Napięcie $V_{ds_{Q1off}}$ może być wyznaczone za pomocą wzoru (4), prąd średni w uzwojeniu pierwotnym $I_{p_{avg}}$ za pomocą wzoru (5), natomiast prąd średni w uzwojeniu wtórnym za pomocą (6).

$$(4) \quad V_{ds_{Q1off}} = \frac{N_p}{N_s} \cdot (V_o + V_{d_{fw}}) + V_i \approx \frac{V_i}{1-D}$$

$$(5) \quad I_{p_{avg}} = \frac{P_{o_{maks.}}}{(V_{i_{min}} - V_{ds_{on}}) \cdot \eta \cdot D_{maks.}}$$

$$(6) \quad I_{s_{avg}} = \frac{I_{o_{maks.}}}{1-D_{maks.}}$$

gdzie:

$V_{d_{fw}}$ – spadek napięcia w kierunku przewodzenia na diodzie prostowniczej po stronie wtórnego,

$V_{d_{on}}$ – spadek napięcia na tranzystorze MOSFET w stanie przewodzenia,

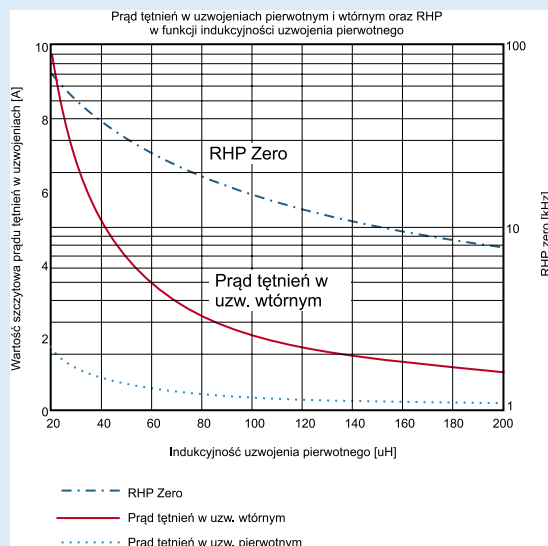
η – całkowita sprawność źródła zasilania,

$I_{o_{maks.}}$ – maksymalny prąd wyjściowy.

Optymalny współczynnik wypełnienia może być obliczony przez maksymalizację współczynnika wykorzystania $U(D)$ funkcji współczynnika wypełnienia:

$$(7) \quad U = \frac{P_{o_{maks.}}}{\sum_{j=1}^4 V_j \cdot I_j}$$

Współczynnik wykorzystania (U_i) jest mocą wyjściową podzieloną przez sumę stresów, na które są narażone tranzystor kluczujący MOSFET i dioda prostownicza po stronie wtórnego. Na **rysunku 2** pokazano współczynnik wykorzystania wyliczony tylko przy uwzględnieniu przepięć na tranzystorze przełączającym MOSFET (niebieska linia kropkowana) i współczynnik wykorzystania przełączającego tranzystora MOSFET oraz diody



Rysunek 3. Prąd tętnień w uzwojeniach pierwotnym i wtórnym oraz RHPZ w funkcji indukcyjności uzwojenia pierwotnego w typowej przetwornicy typu flyback.

prostowniczej po stronie wtórnej (czerwona linia przezywana).

Dla optymalizacji sprawności źródła zasilania przy nominalnym napięciu wejściowym, przekładnia transformatora powinna być wyliczona ze współczynnikiem wypełnienia, który maksymalizuje współczynnik wykorzystania. Typowo, wartość tak rozumianego współczynnika wypełnienia mieści się w zakresie 30...40%.

Wykres na rys. 2 odnosi się tylko do napięć występujących teoretycznie na komponentach aktywnych. W praktyce, ważniejsza jest ocena, w jaki sposób maksymalne napięcie występujące na tranzystorze MOSFET i przekładnia transformatora zmienia się z maksymalnym, wybranym współczynnikiem wypełnienia i wybrać wartość, która podaje „okrągłą” przekładnię poniżej maksymalnego napięcia uszkodzenia tranzystora MOSFET.

Określenie indukcyjność uzwojenia pierwotnego

Jest kilka kryteriów dla wyboru indukcyjności uzwojeń pierwotnego i wtórnego. Tu podamy trzy najważniejsze. Pierwszym z nich jest wybranie indukcyjności uzwojenia pierwotnego w taki sposób, aby przetwornica pracowała w trybie przewodzenia w całym zakresie prądu obciążenia. Stosując drugie kryterium należy wyliczyć indukcyjności uzwojeń pierwotnego i wtórnego przez zdefiniowanie maksymalnego prądu tętnień po stronie wtórnej. I wreszcie używając kryterium trzeciego, należy wyliczyć indukcyjność uzwojenia pierwotnego, tak aby zachować RHP (right-half-plane) tak dobre, jak to tylko możliwe i w tym celu obniżyć maksymalną częstotliwość przenoszenia pętli sprzężenia zwrotnego.

W praktyce, pierwsze kryterium jest używane tylko w szczególnych przypadkach. Najczęściej jest stosowane kryterium doboru indukcyjności magnetycznej, które jest dobrym kompromisem pomiędzy wielkością transformatora, prądem szczytowym i RHPZ (right-half-plane zero). Obliczenia indukcyjności uzwojeń pierwotnego (L_p) i wtórnego (L_s) za pomocą określenia maksymalnego prądu tętnień mogą być wykonane w następujący sposób:

$$(8) \quad L_s = \frac{(V_o + V_{d_{fw}}) \cdot (1 - D)}{\Delta I_s \cdot f_{sw}}$$

gdzie:

f_{sw} – częstotliwość kluczenia przetwornicy,
 ΔI_s – dozwolony prąd tętnień po stronie wtórnej, który zazwyczaj wynosi około 30...50% wartości średniej prądu znamionowego.

$$(9) \quad \Delta I_s = \frac{I_{o_{max}}}{(1 - D_{max})} \cdot (30 - 50\%)$$

Równoważną indukcyjność uzwojenia pierwotnego można wyliczyć z zależności:

$$(10) \quad L_p = L_s \cdot N_{ps}^2$$

Jak wspomniano wcześniej, indukcyjność uzwojenia pierwotnego i współczynnik wypełnienia mają wpływ na parametr RHP. Wprowadza on opóźnienie fazowe w zamkniętej pętli sprzężenia zwrotnego wymuszając ustalenie jej maksymalnej częstotliwości przepustowej na wartość co najmniej 1/4 częstotliwości RHP.

RHP jest funkcją współczynnika wypełnienia, wartości prądu obciążenia i indukcyjności. Powoduje wzrost wzmocnienia pętli przy jednoczesnym zmniejszaniu się

dopuszczalnego marginesu przesunięcia fazowego. Typową praktyką jest określenie przypadku najgorszej częstotliwości RHPZ i ustawienie częstotliwości sygnału dla jednostkowego wzmocnienia pętli poniżej 1/3 RHPZ.

W topologii flyback, do wyznaczenia RHPZ służy następujące wyrażenie:

$$(11) \quad F_{RHPZ} = \frac{V_o \cdot (1 - D)^2}{I_o \cdot D \cdot 2\pi \cdot L_s}$$

Indukcyjność uzwojenia pierwotnego może być tak wybrana, aby tłumić efekty niepożądane. Wykres na **rysunku 3** pokazuje wpływ indukcyjności uzwojenia pierwotnego na prądy płynące w uzwojeniach pierwotnym i wtórnym oraz RHPZ: przy wzroście indukcyjności, prąd tętnień maleje i dlatego zmniejszają się napięcia tętnień na wejściu oraz wyjściu, i w konsekwencji można zmniejszyć pojemność kondensatorów filtrujących. Trzeba jednak mieć na uwadze, że zwiększanie indukcyjności powoduje wzrost liczby zwojów cewek pierwotnej i wtórnej transformatora i zmniejsza RHPZ.

Zdrowy rozsądek podpowiada, aby nie zwiększać indukcyjności, ponieważ można narazić na szwank sprawność pętli sprzężenia zwrotnego obejmującej cały system. Rośnie również wielkość strat w transformatorze przetwornicy flyback.

Zależności wynikające z podanych wcześniej wzorów przedstawiono na rys. 3. Zaprezentowany wykres odnosi się jedynie do sytuacji, w której przetwornica flyback pracuje w trybie ciągłym.

Dobranie tranzystora MOSFET oraz obliczenie strat

Tranzystor MOSFET powinien być wybrany z uwzględnieniem maksymalnego, występującego na nim napięcia, prądu szczytowego, całkowitych strat mocy, maksymalnej temperatury pracy i wydajności prądowej drivera sterującego klucowaniem.

Napięcie przebicia tranzystora pomiędzy drenem a źródłem (V_{ds}) musi być większe niż:

$$(12) \quad V_{ds} = \frac{N_p}{N_s} \cdot (V_o + V_{d_{fw}}) + V_i$$

Ciągły prąd drenu (I_d) tranzystora musi być większy, niż prąd szczytowy w uzwojeniu pierwotnym ($I_{p_{peak}}$, wzór 15).

Oprócz maksymalnego napięcia znamionowego i maksymalnego prądu znamionowego drenu, bardzo ważne są trzy inne parametry tranzystora: rezystancja kanału w stanie załączenia ($R_{ds_{on}}$), napięcie bramki, przy którym tranzystor zostaje załączony (zwane progami załączenia) i pojemność bramki.

W tranzystorach przełączających MOSFET występują trzy typy strat: przewodzenia, przełączania i ładunku bramki:

- Straty przewodzenia można wyznaczyć ze wzoru $I^2 \cdot R$ i dlatego całkowita rezystancja pomiędzy źródłem a drenem w stanie załączenia ($R_{ds_{on}}$) powinna być tak mała, jak to tylko możliwe.
- Straty przełączania można wyznaczyć ze wzoru $\text{Czas}_{\text{przełączania}} \cdot V_{ds} \cdot I$ - częstotliwość. Czas przełączania, czasy narostu i opadania zboczy są funkcją ładunku Millera bramki w odniesieniu do drenu tranzystora MOSFET (Q_{gd}), rezystancji wewnętrznej drivera i napięcia progowego ($V_{gs_{th}}$) tj. takiej mini-

malnej wartości napięcia, która powoduje przepływ prądu przez kanał tranzystora MOSFET.

- Straty ładunku są powodowane przez cykliczne ładowanie i rozładowanie pojemności bramki. Straty ładunku można wyliczyć z wyrażenia częstotliwości: $Q_g \cdot f_{\text{całk.}} \cdot V_{\text{dr}}$.

Niestety, budowa tranzystora przełączającego MOSFET powoduje, że wraz ze zmniejszaniem się rezystancji kanału w stanie załączenia rośnie pojemność bramki.

Pojemność bramki wpływa również na straty przełączania. Jeśli driver sterujący tranzystorem musi naładować większą pojemność, wówczas czas, który tranzystor MOSFET „spędza” na liniowym odcinku charakterystyki wydłuża się, co powoduje wzrost strat. Im jest krótszy czas załączania, tym mniejsze są straty. Niestety, powoduje to zakłócenia o dużej częstotliwości.

Starty przewodzenia nie zależą tylko od częstotliwości, ale od rezystancji kanału w stanie załączenia ($R_{\text{ds(on)}}$) i kwadratu natężenia prądu średniego $I_{\text{p,RMS}}$:

$$(13) \quad P_{\text{Cond}} = I_{\text{p,rms}}^2 \cdot R_{\text{ds(on)}}$$

Prąd płynący w uzwojeniu pierwotnym transformatora przetwornicy flyback pracującej w trybie ciągłym ma kształt trapezoidalny, pokazany na górze na **rysunku 4**.

Prąd I_{p} odpowiada prądowi szczytowemu uzwojenia pierwotnego:

$$(14) \quad \Delta I_{\text{p}} = \frac{(V_{\text{i min}} - V_{\text{ds(on)}}) \cdot D_{\text{max}} \cdot f_{\text{sw}}}{L_{\text{p}}}$$

$$(15) \quad I_{\text{p,peak}} = I_{\text{p,avg}} + \frac{\Delta I_{\text{p}}}{2}$$

Prąd I_{a} jest natężeniem prądu średniego, poprzednio wyliczonym za pomocą wyrażenia (5), pomniejszonym o połowę natężenia prądu ΔI_{p} .

$$(16) \quad I_{\text{a}} = I_{\text{p,avg}} - \frac{\Delta I_{\text{p}}}{2}$$

Wartość średnia prądu I_{p} może być wyliczona jako:

$$(17) \quad I_{\text{p,RMS}} = \sqrt{D \cdot \left(\frac{I_{\text{a}}^2 + I_{\text{a}} \cdot I_{\text{b}} + I_{\text{b}}^2}{3} \right)}$$

Można ją też oszacować z zależności:

$$(18) \quad I_{\text{p,RMS}} = I_{\text{p,avg}} \sqrt{D}$$

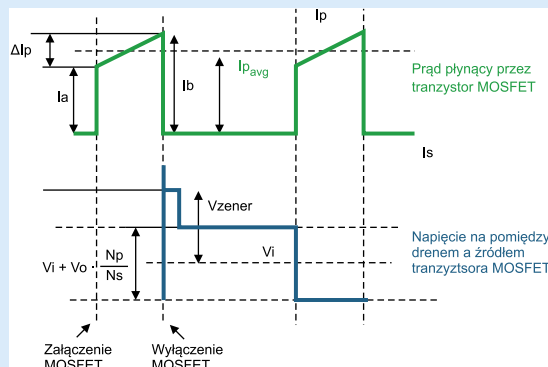
Straty przełączania (P_{sw}) zależą od napięcia i prądu w czasie zmiany stanu tranzystora, częstotliwości przełączania oraz czasu przełączania (rys. 4).

$$(19) \quad P_{\text{sw}} = P_{\text{TURN-ON}} + P_{\text{TURN-OFF}}$$

W momencie załączenia, napięcie na tranzystorze MOSFET jest sumą napięcia wejściowego i napięcia występującego na uzwojeniu pierwotnym, a prąd jest równy prądowi szczytowemu pomniejszonemu o połowę prądu ΔI_{p} :

$$(20) \quad P_{\text{TURN-ON}} = I_{\text{a}} \cdot \left(V_{\text{i}} + V_{\text{o}} \cdot \frac{N_{\text{p}}}{N_{\text{s}}} \right) \cdot \frac{t_{\text{turn-on}}}{3} \cdot f_{\text{sw}}$$

Przy wyłączeniu, napięcie na tranzystorze MOSFET jest sumą napięcia wejściowego, napięcia występującego na uzwojeniu pierwotnym oraz napięcia na diodzie



Rysunek 4. Kształty sygnałów napięcia i prądu kanału tranzystora MOSFET w trakcie przełączania

Zenera używanej do absorpcji efektów występowania indukcyjności rozproszenia. Szczytowy prąd wyłączenia jest szczytowym prądem uzwojenia pierwotnego.

$$(21) \quad P_{\text{TURN-OFF}} = I_{\text{a}} \cdot (V_{\text{i}} + V_{\text{zener}}) \cdot \frac{t_{\text{turn-off}}}{3} \cdot f_{\text{sw}}$$

Czas przełączania zależy od maksymalnej wydajności prądowej drivera i całkowitego ładunku bramki tranzystora MOSFET. Pojemność bramki tranzystora ma największy wpływ na czas przełączania tranzystora MOSFET. Pojemności C_{gs} i C_{gd} zależą od geometrii złącza i są odwrotnie proporcjonalne do napięcia dren – źródło. Zazwyczaj te pojemności nie są podawane wprost przez producenta tranzystora, ale można je otrzymać z wartości C_{iss} , C_{oss} i C_{rss} .

Czas przełączania od wyłączenia do załączenia może być przybliżony za pomocą ładunku bramki z użyciem następujących wzorów:

$$(22) \quad t_{\text{turn-on}} = \left(Q_{\text{gd}} + \frac{Q_{\text{gs}}}{2} \right) \cdot \frac{R_{\text{dr,on}}}{V_{\text{dr}} - V_{\text{gs,th}}}$$

$$(23) \quad t_{\text{turn-off}} = \left(Q_{\text{gd}} + \frac{Q_{\text{gs}}}{2} \right) \cdot \frac{R_{\text{dr,off}}}{V_{\text{gs,th}}}$$

gdzie:

Q_{gd} – ładunek bramka – dren,

Q_{gs} – ładunek źródło – bramka,

$R_{\text{dr,on}}$ – rezystancja wewnętrzna drivera w stanie załączenia, kiedy jego napięcie wyjściowe ma wartość maksymalną.

$R_{\text{dr,off}}$ – rezystancja wewnętrzna drivera, kiedy jego napięcie wyjściowe spada do poziomu napięcia masy.

Podsumowanie

Po tych rozważaniach, być może dla niektórych nieco nużących, ale jednak niezbędnych dla zrozumienia zasad działania przetwornicy flyback, pozostało do omówienia praktyczne rozwiązanie dławika służącego do eliminowania przepięć oraz praktyczny przykład konstrukcji przetwornicy za pomocą programu Webench. Myślę, że każdy inżynier doceni sprawność tego narzędzi przy konstruowaniu zasilaczy impulsowych.

Michele Sclocchi
Application Engineer
Texas Instruments