

Sterowniki impulsowe, część 5

Przetwornice

Jest to ostatnia część cyklu artykułów, omawiających zagadnienia związane z przetwornicami impulsowymi. Autor poświęcił ją omówieniu najważniejszych zjawisk fizycznych, mających wpływ na sposób projektowania transformatora impulsowego, który jest jednym z najtrudniejszych do wykonania elementów przetwornicy.

Wskazówki i zależności projektowe przy konstrukcji transformatora impulsowego

Transformator impulsowy przetwornicy jest głównym źródłem powstawania zakłóceń szpilkowych. Przyczyną tego są pasożytnicze indukcyjności rozproszenia. Podczas przerywania przepływu prądu przez transformator impulsowy powstaje przepięcie o wartości:

$$U_s = L_s \cdot \frac{di_s}{dt}$$

Podczas projektowania przetwornicy transformator impulsowy jest często wykonywany z użyciem ferrytowego rdzenia kubkowego. Rdzeń taki ma tę korzystną cechę, że uzwojenia są w całości otoczone przez materiał ferromagnetyczny. W ten sposób linie sił pola magnetycznego są w maksymalnym stopniu skupione wewnątrz rdzenia i strumienie rozproszenia są niewielkie. Umożliwia to uzyskanie najmniejszych, w porównaniu z innymi typami rdzeni (np. kształtkami typu EE, ETP, PQ czy też RM), zakłóceń promieniowanych w postaci pola elektromagnetycznego (zakłócenia RFI).

W celu uzyskania małych zakłóceń należy położyć duży nacisk na minimalizację indukcyjności rozproszenia. Można to uzyskać poprzez zmniejszenie liczby zwojów uzwojenia pierwotnego i wtórnego. To jednak powoduje, że przepływający przez indukcyjność główną transformatora L_m prąd magnesujący zwiększa się i może być przyczyną nasycenia rdzenia. Ponieważ indukcyjność ta jest równa $L_m = AL \cdot z_p^2$ (AL -stała indukcyjności rdzenia [$nH/zwój^2$], z_p -liczba zwojów uzwojenia pierwotnego), zatem należy albo zwiększyć liczbę AL (co można zrobić tylko do określonej granicy, określonej asortymentem produkowanych rdzeni), albo zwiększyć liczbę zwojów z_p . Jak widać, powyższe wymagania są sprzeczne, zatem konieczny jest kompromis. Ponadto istotne jest, aby maksymalna wartość indukcji w rdzeniu nie była zbyt duża (aby uniknąć nasycenia rdzenia). Ograniczona wartość indukcji maksymalnej umożliwia ponadto bezpieczną pracę konwertera w przypadku rozsymetryzowania układu przeciwsobnego oraz zapewnia mniejsze straty w rdzeniu (które są proporcjonalne do powierzchni pętli histerezy materiału magnetycznego).

Ważna jest także wartość tętnień spowodowanych przez pasożytniczą, szeregową rezystancję ESR kondensatora wejściowego. W celu minimalizacji tych zakłóceń przyjmuje się, że wartość prądu magnesującego nie powinna być większa niż 5%..10% wartości prądu głównego. Znając założoną maksymalną moc wyjściową, można obliczyć maksymalne natężenie prądu głównego. Stąd uzyskuje się wartość prądu magnesującego, który jest równy:

$$I_m = \frac{U_{wej}}{L_p} \cdot \tau,$$

Z tego wzoru, dla najgorszego przypadku,

wynika minimalna wartość indukcyjności uzwojenia pierwotnego:

$$L_p > L_{p \min} = \frac{U_{wej \max} \cdot \tau_{\max}}{I_{m \max}}$$

Znając dodatkowo AL kubka ferrytowego można wyznaczyć minimalną liczbę zwojów uzwojenia pierwotnego $z_{p \min}$ jako:

$$z_p > z_{p \min} = \sqrt{\frac{L_{p \min}}{AL}}$$

Ważne jest także wyznaczenie maksymalnej wartości indukcji magnetycznej B w rdzeniu. Ponieważ:

$$B \cdot S = \phi = \frac{I_m \cdot z_p}{R_m}$$

(gdzie: S -pole przekroju poprzecznego, ϕ -strumień magnetyczny, R_m -reluktancja rdzenia), oraz:

$$R_m = \frac{z_p^2}{L_p}$$

stąd:

$$B = \frac{I_m \cdot AL \cdot z_p}{S}$$

Przyjmując jako najbardziej krytyczny przekrój S kolumny środkowej rdzenia, otrzymuje się wartość maksymalnej spodziewanej indukcji magnetycznej B . Dla materiałów ferrytowych F1001, F2001, F3001 dopuszczalną granicą B_{\max} jest wartość 250 mT.

Przyjmując maksymalną wartość gęstości prądu w uzwojeniu pierwotnym jako 4.4,5A/mm², można obliczyć (dla założonego maksymalnego prądu w uzwojeniu) średnicę kołowego miedzianego przewodu.

Ważne jest także oszacowanie strat wynikających ze skończonej rezystancji uzwojeń. Aby to uczynić należy oszacować ich rezystancje. Rezystancja uzwojenia jest równa:

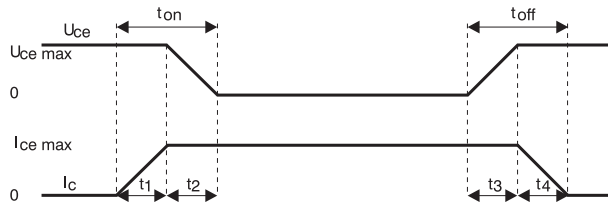
$$R_p = \frac{4 \cdot D \cdot n_p \cdot \rho_{cu}}{d^2}$$

(gdzie: ρ_{cu} - opór właściwy miedzi ($\rho_{cu} = 1,8 \cdot 10^{-8}$ m), d -średnica przewodu, D -średnica karkasu).

Znając natomiast stosunek napięcia wyjściowego do wejściowego, można obliczyć przekładnię n transformatora.

Analiza sprawności przetwornicy i obciążenia termicznego tranzystorów mocy (przy stosowaniu tranzystorów mocy typu MOSFET)

W celu oszacowania sprawności przetwornicy, należy dokonać uproszczonej analizy przyczyn powodujących straty mocy. Oprócz strat stałych (spowodowanych przez pobór prądu przez układy sterujące i regulacyjne) występują także straty zależne od wielkości obciążenia konwertera. Straty mocy powstają w następujących punktach obwodu:



Rys. 32. Analiza strat dynamicznych tranzystora bipolarnego.

✓ *Straty mocy powstające w tranzystorze przełączającym MOSFET podczas przewodzenia prądu uzwojenia pierwotnego.* Są one proporcjonalne do wartości rezystancji obszaru kanału (r_{ds}) i równe:

$$P_{strat1} = r_{DS} \cdot I_D^2 \cdot \gamma$$

gdzie: I_D - prąd drenu tranzystora, γ - współczynnik wypełnienia przebiegu.

Wynika stąd wniosek, że w celu zmniejszenia tych strat należy wybierać tranzystory polowe o małej wartości rezystancji kanału iysterowa bramki tych tranzystorów odpowiednio wysokim napięciem (aby zmniejszyć wartość r_{ds}).

✓ *Straty mocy podczas wyłączania tranzystora* (w przypadku celowego opóźnienia zbroczy opadających dla minimalizacji przepięć powstających na indukcyjnościach rozproszonych transformatora). Wiąże się to ze stratami mocy. Przyjmując najprostsz model takiego procesu (tzn. prąd przepływający przez tranzystor opada liniowo do wartości zerowej w czasie t_0 , a napięcie pomiędzy źródłem a drenem w tym samym czasie narasta liniowo do swojej wartości maksymalnej równej U_{zas}) otrzymuje się, że moc wydzielana na tranzystorze polowym jest równa:

$$P_{strat2} = \frac{U_{zas} \cdot I_D}{6} \cdot \frac{t_0}{T}$$

✓ *Straty mocy w uzwojeniu pierwotnym transformatora.* Związane są z rezystancją uzwojenia, która zależy od częstotliwości pracy konwertera (efekt naskórkowości). Dla częstotliwości spotykanych w praktyce ($f < 25\text{kHz}$), efekt ten jest do pominięcia (nawet po uwzględnieniu wyższych harmonicznych przebiegu), dlatego straty mocy są równe:

$$P_{strat3} = r_p \cdot I_D^2 \cdot \gamma$$

gdzie: r_p - rezystancja stałoprądowa uzwojenia pierwotnego. Minimalizować te straty można poprzez zmniejszanie liczby uzwojeń, stosowanie drutu nawojowego o większej średnicy (lub taśmy nawojowej o przekroju prostokątnym), a dla wyższych częstotliwości pracy - licy (czyli przewodu powstałego ze skręcenia większej liczby odizolowanych od siebie przewodów o mniejszej średnicy), co minimalizuje wpływ efektu naskórkowego.

✓ *Straty mocy w uzwojeniu wtórnym transformatora.* Są one równe:

$$P_{strat4} = r_w \cdot \left(\frac{I_D}{n}\right)^2 \cdot \gamma$$

✓ *Straty mocy związane z histerezą materiału ferromagnetycznego* (proporcjonalne do częstotliwości przetwarzania) - jako małe

można w praktyce pominąć.

Aby zdecydować, czy konieczne jest zastosowanie radiatorów, należy rozpatrzyć obciążenie termiczne tranzystora mocy MOSFET. Znając natężenie granicznego prądu drenu oraz rezystancję kanału

oblicza się moc traconą. Natomiast moc rozpraszania powiązana jest z temperaturą złącza półprzewodnikowego i temperaturą otoczenia zależnościami:

$$P_{tot} = \frac{t_j - t_{amb}}{R_{thj-a}}$$

gdzie: P_{tot} - moc rozpraszana, t_j - temperatura złącza, t_{amb} - temperatura otoczenia, R_{thj-a} - rezystancja termiczna złącze-otoczenia (dana katalogowa). W wyniku obliczeń uzyskuje się temperaturę złącza tranzystora MOSFET (przyjmuje się maksymalną wartość temperatury pracy jako 105...125°C). Na tej podstawie można stwierdzić, czy konieczne jest stosowanie radiatora. Jeśli nie jest to konieczne, to należy zrezygnować ze stosowania radiatorów, które zwiększają tylko poziom zakłóceń (zostało to przedstawione w rozdziale dotyczącym optymalizacji konwertera pod względem wielkości zakłóceń, gabaryty i cenę układu).

Analiza sprawności przetwornicy i obciążeń termicznych bipolarnych tranzystorów mocy

Analiza sprawności w dużej części pokrywa się z analizą dotyczącą tranzystora MOSFET (m.in. straty mocy związane z uzwojeniami transformatora impulsowego), dlatego w tym miejscu omówiono tylko różnice związane z zastosowaniem jako tranzystorów przełączających tranzystorów bipolarnych. Ogólnie straty mocy w tranzystorze bipolarnym można podzielić na:

✓ *Straty stałoprądowe* (statyczne), związane z istnieniem skończonej wartości napięcia nasycenia tranzystora U_{CEsat} , wartość tych strat jest równa:

$$P_{strat1} = U_{CEsat} \cdot I_C \cdot \gamma$$

Należy zatem dobrać tranzystory o jak najmniejszym napięciu nasycenia.

✓ *Straty mocy dynamiczne* (podczas procesu przełączania tranzystora, związane z występowaniem czasu przeciągania podczas wyłączania tranzystora). Oszacowanie strat mocy można opisać, stosując uproszczony model dla najgorszego przypadku (tzn. przy włączaniu tranzystora napięcie U_{CE} jest maksymalne i stałe dopóki prąd I_C nie osiągnie wartości maksymalnej, a następnie liniowo opada do zera, natomiast przy wyłączaniu prąd I_C jest maksymalny i stały dopóki napięcie U_{CE} nie osiągnie swojej wartości maksymalnej, aby później liniowo opaść do zera). Przypadek ten ilustruje rys. 32.

Straty mocy są wtedy równe:

$$P_{strat2} = U_{CE\ max} \cdot I_{C\ max} \cdot \frac{t_{on} + t_{off}}{2 \cdot T}$$

Rozpatrując obciążenie termiczne tranzystorów mocy należy przyjąć maksymalną wartość mocy wydzielającą się na pojedynczym tranzystorze (wartość katalogowa). Korzystając z przedstawionego uprzednio wzoru otrzymuje się graniczną temperaturę złącza. Także w tym przypadku, jeśli nie jest to bezwzględnie konieczne, należy zrezygnować ze stosowania radiatorów.

Podsumowanie

Analiza teoretyczna przetwornic różnych typów wykazała, że są one bardzo zróżnicowane pod względem wielkości wytwarzanych zakłóceń. Najgorsza pod tym względem okazuje się przetwornica zaporowa. Występują w niej znaczne przepięcia, powstające podczas wyłączania przepływu prądu (związane z występowaniem dwóch taktów pracy) oraz bardzo niekorzystny kształt prądu ładującego kondensator filtra wyjściowego (charakteryzuje się on występowaniem nagłych skoków wartości, co z uwagi na występowanie pasywnych rezystancji ESR i indukcyjności ESL kondensatora elektrolitycznego znacznie zwiększa poziom zakłóceń wyjściowych). Równie niekorzystna jest przetwornica samowzbudna. Występujące w niej podczas procesu komutacji nagłe zwiększanie się wartości prądu płynącego przez uzwojenia transformatora (związane z początkową fazą nasycania się rdzenia) powoduje znaczny wzrost zakłóceń. Lepsze okazują się przetwornice przepustowe, a zwłaszcza ich odmiany w postaci przetwornic przeciwsoobnych. Dwukrotne zwiększenie częstotliwości na wyjściu przetwornicy przeciwsoobnej w stosunku do częstotliwości kluczowania tranzystorów mocy oraz najlepsze wykorzystanie rdzenia transformatora są dużymi zaletami takiej przetwornicy. Ponadto, przeciwsoobne przetwarzanie napięcia umożliwia, przy takich samych przetwarzanych mocach, zmniejszenie liczby zwojów uzwojeń (co decyduje o wzroście sprawności i zmniejszeniu pasywności indukcyjności rozproszonych) oraz zmniejszenie maksymalnej wartości prądu płynącego przez uzwojenie (co powoduje ograniczenie wielkości przepięcia). Przetwornice przeciwsoobne półmostkowe oraz mostkowe, jakkolwiek mniej skomplikowane przy nawijaniu transformatora, wymagają bardziej skomplikowanego układu sterowania oraz podwyższenia przekładni transformatora, co nie jest korzystne pod względem wielkości zakłóceń. Przedstawiono także rozwiązanie przetwornicy rezonansowej. Mimo że zapewnia ona sinusoidalne przetwarzanie napięcia, nie zapewnia elastycznej stabilizacji napięcia wyjściowego oraz jest bardzo wrażliwa na rozrzuty parametrów elementów użytych do budowy układu. Natomiast przetwornica Cuka, mimo że umożliwia zmniejszenie wielkości zakłóceń na wejściu i wyjściu, wymaga zastosowania dwóch transformatorów. Ponadto w celu osiągnięcia dobrego efektu końcowego wymaga ona odpowiedniego sprzęgnięcia cewek transformatora, co jest trudno osiągalne. Zatem ze wszystkich przeanalizowanych rozwiązań przetwornica przeciwsoobna wydaje się być najbardziej optymalna.

Oprócz wyboru odpowiedniego do danych wymagań typu konwertera, istotna jest także minimalizacja zakłóceń w konwerterach już istniejących. Cel ten można osiągnąć przez dobór odpowiednich elementów (ze zwróceniem uwagi na występujące parametry pasożytnicze). Najbardziej istotnym elementem jest transformator impulsowy, który charakteryzuje się występowaniem pasożytniczych indukcyjności rozproszeń i pojemności międzyuzwojeniowych. Metodą umożliwiającą zmniejszenie wartości tych pojemności jest założenie ekranu pomiędzy uzwojenia transformatora. Aby oszacować wartości tych elementów pasożytniczych można zastosować prostą metodę pomiarową, opartą na mierzeniu impedancji transformatora. W wyniku pomiaru uzyskuje się częstotliwości, przy których występuje efekt rezonansu, na podstawie których można obliczyć te wartości.

W układach należy także zwrócić uwagę na zakłócenia powodowane przez kondensatory elektrolityczne (charakteryzujące się występowaniem pasożytniczych rezystancji i indukcyjności szeregowej), zakłócenia

wnoszone przez diody prostownicze i pętle przewodzące impulsowe prądy o dużych wartościach oraz problemy związane z ekranowaniem. Wszystkie te uwagi zostały poruszone w opracowaniu. Skuteczne jest także stosowanie filtrów dolnoprzepustowych (dla zakłóceń typu różnicowego) oraz dławika wzdłużnego (dla zakłóceń typu wspólnego).

Reasumując, skuteczność metod zmniejszania zakłóceń jest różna i zależy od stosowanych środków. Ogólnie można stwierdzić, że przy konstrukcji przetwornic o małym poziomie zakłóceń należy unikać stosowania przetwornic zaporowych i samowzbudnych, gdyż są one strukturalnie przyczyną powstawania zakłóceń o dużej wartości. Zwłaszcza przetwornice samowzbudne, bardzo atrakcyjne pod względem prostoty konstrukcji, charakteryzują się występowaniem w widmie napięcia wyjściowego dużych składowych. Dlatego też z rozwiązań konwencjonalnych należy preferować przetwornice przepustowe, a zwłaszcza przeciwobne. Charakteryzują się one bowiem mniejszym poziomem zakłóceń w napięciu wyjściowym.

Stosunkowo małym nakładem sił i środków można znacznie zmniejszyć poziom zakłóceń różnicowych przez zastosowanie filtrów dolnoprzepustowych. Natomiast dla zakłóceń typu wspólnego skutecznym i tanim środkiem okazuje się dławik wzdłużny (balun). Dławik taki jest także skuteczny przy tłumieniu zakłóceń różnicowych. Zatem, przy niewielkim nakładzie sił i środków można znacznie poprawić parametry konwertera związane z wielkością zakłóceń. Warto stosowania jest także ekranowanie przetwornicy oraz jej poszczególnych bloków.

Rozwiązaniem godnym polecenia, chociaż skomplikowanym i kłopotliwym, jest założenie ekranu pomiędzy uzwojenia transformatora impulsowego. Ekran taki umożliwia tłumienie zakłóceń generowanych przez przetwornicę, a przenikających na jej wyjście poprzez pasożytnicze pojemności międzyuzwojeniowe.

Przy małych przetwarzanych mocach godnym polecenia jest konwerter sinusoidalny. Wykazuje się on najmniejszym poziomem zakłóceń. Pewnym mankamentem jest jednak jego mała sprawność.

Adam Myalski