

# Przetwornica typu flyback krok po kroku (2)



## Projektowanie przetwornicy typu flyback za pomocą programu Webench

**Topologia flyback jest najczęściej wybierana 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 kolejnych artykułach odkryjemy tajemnice konstrukcyjne tych przetwornic oraz podamy porady umożliwiające wykonywanie optymalnych konstrukcji.**

W poprzednim artykule omówiono ogólną zasadę działania, parametry i sposoby optymalizacji przetwornicy *flyback*. Kontynuując temat zajmiemy się opisem działania tłumika przepięć dołączanego po stronie pierwotnej i mającego za zadanie rozproszenie skutków ubocznych występowania indukcyjności rozproszenia. Zajmiemy się również omówieniem sposobu zaprojektowania przetwornicy za pomocą programu Webench i zaprezentujemy przykładowe jej rozwiązanie. W następnej kolejności omówimy zagadnienia związane z opracowaniem izolowanej galwanicznie pętli sprzężenia zwrotnego dla przetwornicy *flyback* pracującej w trybie ciągłym.

### Tłumik przepięć

Indukcyjność rozproszenia można sobie wyobrazić jako indukcyjność pasywną dołączoną szeregowo do uzwojenia pierwotnego transformatora. Co ważne, jest to część indukcyjności, która nie jest sprzężona z uzwojeniem wtórnym. Gdy tranzystor kluczujący MOSFET zostaje wyłączony, energia przechowywana (w uproszczeniu) w uzwojeniu pierwotnym jest transmitowana do uzwojenia wtórnego i do obciążenia przez diodę spolaryzowaną w kierunku przewodzenia. Indukcyjność rozproszenia nie jest sprzężona magnetycznie z uzwojeniem wtórnym, więc nie ma jak przekazać zgromadzonej w niej energii. Dlatego zamienia się ona w szpilki napięcia o sporej amplitudzie występujące na drenie tranzystora kluczującego MOSFET. Indukcyjność rozproszenia może być zmierzona przez zwarcie wyprowadzeń uzwojenia wtórnego i pomiar indukcyjności uzwojenia pierwotnego. Parametr ten jest też zwykle podawany przez producenta transformatora.

Typowym sposobem niwelowania przepięć jest zastosowanie diody Zenera połączonej równolegle z uzwojeniem wtórnym poprzez włączoną szeregowo diodę blokującą, jak pokazano na **rysunku 5**. Energię, która musi być rozproszona przez ten tłumik można wyznaczyć ze wzoru:

$$(24) \quad E_{rozp.} = \frac{1}{2} \cdot L_{rozp.} \cdot I_{p_{peak}}^2$$

Napięcie diody Zenera powinno być niższe niż maksymalne napięcie dren – źródło, które może pojawić się na tranzystorze kluczującym MOSFET o maksymalne napięcie wejściowe przetwornicy.

Ze względu na krótki czas trwania przepięć wystarczająca jest możliwość rozproszenia energii w krótkim przedziale czasu. Maksymalne straty mocy, które mogą występować na diodzie Zenera można wyznaczyć z następującego równania:

$$(25) \quad \frac{1}{2} \cdot I_{p_{peak}}^2 \cdot L_{rozp.} \cdot \frac{V_{zener}}{V_{zener} - V_o \cdot \frac{N_p}{N_s}} \cdot f_{sw}$$

gdzie:

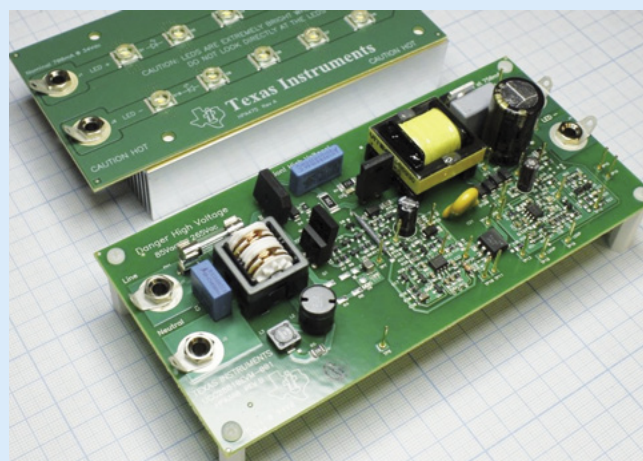
$I_{p_{peak}}$  – prąd szczytowy,

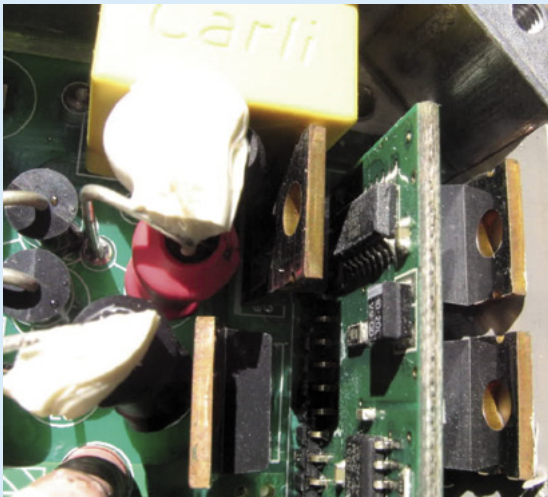
$L_{rozp.}$  – indukcyjność rozproszenia,

$V_{zener}$  – napięcie znamionowe diody Zenera,

$V_o$  – napięcie wyjściowe,

$N_p$  – liczba zwojów uzwojenia pierwotnego,





$N_s$  – liczba zwojów uzwojenia wtórnego,  
 $f_{sw}$  – częstotliwość przełączania.

### Wspomaganie projektowania

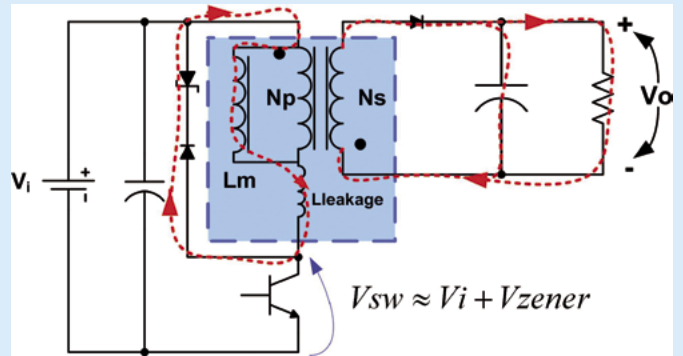
Aby pomóc w konstruowaniu przetwornicy *flyback*, firma National Semiconductor opracowała serię regulatorów i kontrolerów PWM przeznaczonych szczególnie do zastosowania w aplikacjach tego typu. Aktualnie ta firma jest własnością Texas Instruments i jej produkty są wprowadzone do oferty TI. Również dawne opracowania NS na temat przetwornic są udostępnione na stronie internetowej prowadzonej przez TI [http://www.ti.com/lstds/ti/analog/powermanagement/power\\_portal.page](http://www.ti.com/lstds/ti/analog/powermanagement/power_portal.page). Można na niej odnaleźć projekty referencyjne, noty aplikacyjne, arkusze programu Mathcad i programy narzędziowe służące do symulowania pracy przetwornicy – w tym *flyback* – umożliwiające konstruktorowi opracowanie optymalnego źródła zasilania z wykorzystaniem różnych topologii.

Na **rysunku 6** pokazano schemat typowej przetwornicy *flyback* z układem regulatora LM5000 uzyskany za pomocą programu Webench. Napięcie wejściowe może zmieniać się w zakresie 10...35 V, natomiast napięcie wyjściowe wynosi 5 V przy prądzie obciążenia 1 A. W budowie przetwornicy uwzględniono wszystkie podane wcześniej zalecenia. Wykorzystano gotowy, dostępny z katalogu transformator firmy Coilcraft o przekładni 3:1. Ta przekładnia oraz indukcyjność uzwojenia pierwotnego wynosząca 80  $\mu$ H zapewniają, że uzyska się dobrą stabilizację napięcia wyjściowego przy szczytowym prądzie obciążenia 1,3 A, a maksymalne napięcie występujące na tranzystorze kluczującym MOSFET będzie mniejsze od 60 V.

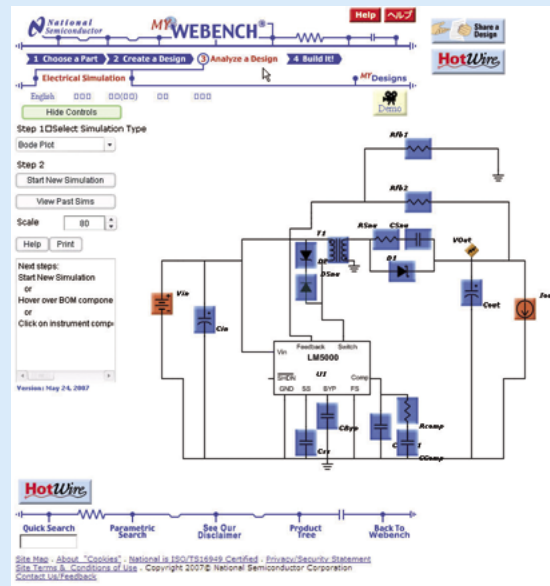
Indukcyjność uzwojenia pierwotnego 80  $\mu$ H zapewnia prąd tętnień uzwojenia wtórnego nieprzekraczający 30% wartości natężenia prądu średniego oraz zachowanie parametru RHPZ powyżej 20 kHz.



Webench to program dostępny on-line z poziomu przeglądarki internetowej, który umożliwia opracowanie kompletnego źródła napięcia zasilania z przetwarzaniem w czterech nieskomplikowanych krokach. W pierwszych z nich podaje się wymagania odnośnie do projek-



Rysunek 5. Tłumik przebiegów wykonany z użyciem diody Zenera

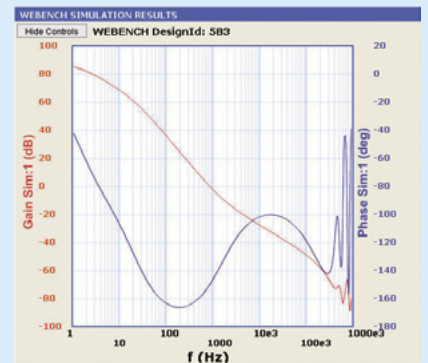


Rysunek 6. Schemat typowej przetwornicy *flyback* o mocy 5 W uzyskany za pomocą programu Webench

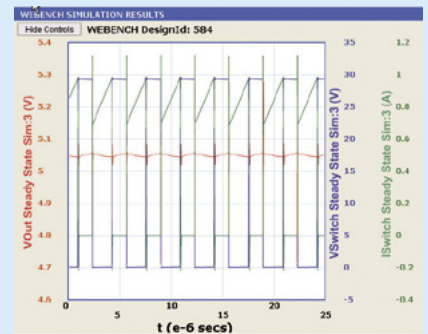
tuwanej przetwornicy. Na **rysunku 7** pokazano wykres Bodego a na **rysunku 8** kształt napięcia przełączania uzyskany ze pomocą symulatora wbudowanego w program Webench.

### Izolowana pętla sprzężenia zwrotnego

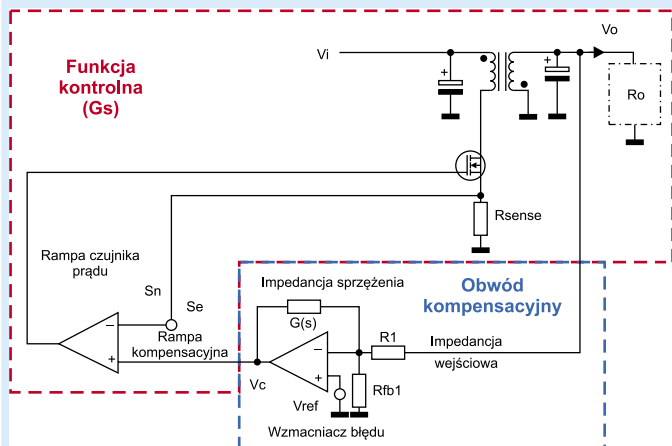
Modelowanie i odpowiednie skompensowanie izolowanej galwanicznie pętli kontrolnego sprzężenia zwrotnego jest jednym z najtrudniejszych etapów konstruowania przetwornicy *flyback*, ponieważ obowiązuja przy tym niejasne zasady kompensacji, a zmiennoprądowe modelowanie pracy pętli jest bardzo skompli-



Rysunek 7. Wykres Bodego sporządzony dla przetwornicy z rysunku 6



Rysunek 8. Przebiegi napięć w najważniejszych punktach układu



**Rysunek 9. Uproszczony model pętli sprzężenia zwrotnego przetwornicy flyback pracującej w trybie kontroli prądu szczytowego za pomocą PWM**

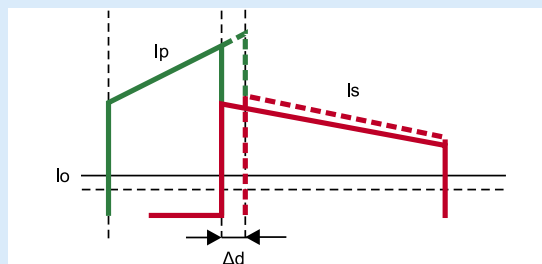
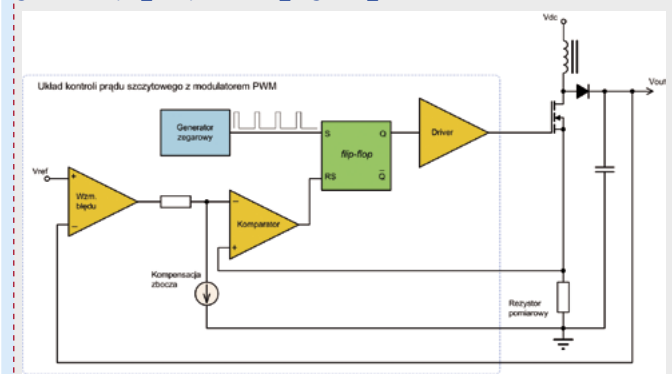
konwane. Zazwyczaj konstruktorzy obawiają się czysto akademickiego ujęcia matematycznego i sięgają do rozwiązań sprawdzonych w praktyce lub w warunkach laboratoryjnych, takich jak na przykład pomiary odpowiedzi przetwornicy przy zmianach napięcia wejściowego i obciążenia, obserwacje kształtu napięcia w głównych węzłach układu.

Najlepszym z punktu widzenia konstruktora jest posiadanie nieskomplikowanego, intuicyjnego modelu obwodu kontrolnego, a następnie wybór na podstawie analizy jego działania poprawnego obwodu kompensacji i we-

Przetwornica pracująca z zastosowaniem konwencjonalnych metod kompensacji zbrocza może wykazywać niestabilność przy współczynnikach wypełnienia sygnału zbliżonych do 100%. Nowy sposób kompensacji wykorzystujący rezystancję ujemną zapewnia lepsze rezultaty i dobrą stabilność również wtedy, gdy zawiodą typowe sposoby. Aby zrozumieć na czym polega ta nowa metoda trzeba zrozumieć na czym polega kompensacja zbrocza. Na rysunku pokazano schemat typowej przetwornicy pracującej z modulacją PWM i kompensacją zbrocza. Generator wytwarza sygnał kluczujący tranzystor przełączający. Wąski impuls pochodzący z jego wyjścia steruje przerzutnikiem flip-flop, którego wyjście zostaje ustawione na poziomie wysokim i wprowadza tranzystor kluczujący MOSFET w stan przewodzenia. To rozpoczyna cykl przełączania przetwornicy.

Gdy tranzystor kliczący jest załączony, wzrasta prąd drenu, co powoduje spadek napięcia na rezystorze pomiarowym. Gdy napięcie na tym rezystorze jest równe wewnętrznemu napięciu przełączania, wyjście przerzutnika flip-flop zostaje wyzerowane. Tranzystor kluczujący zostaje zatkany i pozostaje w tym stanie do następnego impulsu zmieniającego poziom na wyjściu przerzutnika, a więc do następnego początku cyklu przełączania. W stanie pracy stabilnej na wyjściu wzmacniacza błędny występuje stałe napięcie, które jest porównywane z napięciem na rezystorze pomiarowym. Bez obwodu kompensacji zbrocza, to napięcie ma stałą wartość. Z kompensacją zbrocza, to napięcie jest obniżane przez źródło prądowe obwodu kompensacji zbrocza.

Opracowano na podstawie: [http://powerelectronics.com/power\\_management/slope\\_compensation\\_negative\\_0609/](http://powerelectronics.com/power_management/slope_compensation_negative_0609/)



**Rysunek 10. Oddziaływanie RHP na pracę przetwornicy pracującej w trybie ciągłym; niewielki wzrost współczynnika wypełnienia przekłada się na zmniejszenie się średniego prądu płynącego przez obciążenie**

ryfikacja rezultatów dzięki precyzyjnym pomiarom pętli sprzężenia zwrotnego za pomocą analizatora sieci. Na tej podstawie opisano nieskomplikowaną metodę pozwalającą na dobre zrozumienie problematyki analizy pętli sprzężenia zwrotnego przetwornicy flyback pracującej w trybie ciągłym z kontrolą prądu szczytowego za pomocą PWM.

Na początku okresu przełączania ( $T$ ) tranzystor kluczujący załącza się, a następnie jest mierzony prąd transformatora za pomocą rezystora  $R_{sense}$  oraz wzmacniacza pomiarowego. Sygnał proporcjonalny do natężenia prądu jest dodawany do rampy korekcyjnej, a gdy suma tych dwóch sygnałów przekracza napięcie  $V_c$ , wyjście komparatora zostaje wyzerowane wyłączając tranzystor kluczujący.

System zasilania może być reprezentowany przez uproszczony model pokazany na **rysunku 9**. Model zawiera:

- Ścieżkę kontroli napięcia wyjściowego z modulatorem PWM, transformatorem i filtrem wyjściowym.
- Ścieżkę kompensacji wzmacniacza błędny, którego zadaniem jest zapewnienie stabilnego napięcia wyjściowego.

Funkcja transferu ścieżki kontroli może zostać uproszczona jako zawierająca jeden biegun niskoczęstotliwościowy, jedno zero spełniające warunek RHPZ i wspomniane wcześniej oraz dwa bieguny próbkowania, niezwiązane z żadnym z trybów kontroli prądu.

- Jeden biegun jest umieszczony w obszarze niskiej częstotliwości; jego obecność jest skutkiem włączenia pojemności  $C_o$  oraz obciążenia  $R_o$ :

$$(26) \quad \omega_{LFP} = \frac{1 - D}{C_o \cdot R_o}$$

gdzie:

$D$  – współczynnik wypełnienia.

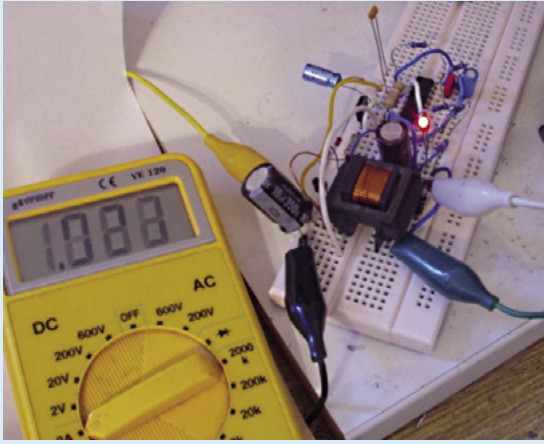
- Dodatkowe zero będące skutkiem włączenia pojemności  $C_o$  oraz jej parametru  $ESR$ :

$$(27) \quad \omega_{LFP} = \frac{1}{C_o \cdot ESR}$$

- Zależność parametru RHPZ od indukcyjności uzwojeń pierwotnego i wtórnego, a tym samym położenie zera  $\omega_{RHP}$  były omówione dokładnie w poprzedniej części cyklu, przy okazji opisu sposobów optymalizacji przetwornicy. W poniższym równaniu RHPZ jest wyrażone w rad/s:

$$(28) \quad \omega_{RHP} = \frac{(1 - D)^2 \cdot R_o}{L_{sec} \cdot D}$$

Wykres parametru RHPZ ma takie samo nachylenie charakterystyki (rosnące o 20 dB na oktawę), jak „konwencjonalne” zera, ale przy opóźnieniu o 90° zamiast



przy wyprzedzeniu. Taka charakterystyka jest trudna do skompensowania. Ten problem występuje tylko w topologiach *flyback*, *boost* oraz *Ćuk* i tylko wtedy, gdy te układy pracują w trybie ciągłym. Więcej o RHPZ można przeczytać w poprzedniej części.

Niepożądany efekt RHPZ pokazany na **rysunku 10** nie występuje, gdy przetwornica pracuje w trybie przerywanym., ponieważ zwiększanie się współczynnika wypełnienia nie ma wpływu na czas przewodzenia diody dopóty, dopóki energia zgromadzona w uzwojeniach jest całkowicie rozładowywana w każdym cyklu i prąd płynący przez obciążenie może wzrosnąć do pełnej wartości.

Ważną właściwością trybu kontroli prądu szczytowego jest występowanie efektu próbkowania. To zjawisko, występujące wewnątrz wszystkich pętli kontroli prądu szczytowego, wprowadza do funkcji transferu ścieżki kontroli kilka biegunów na częstotliwości równej połowie częstotliwości przełączania  $\frac{f_{sw}}{2}$  ze współczynnikiem dobroci  $Q_{sp}$  zależnym od współczynnika wypełnienia  $D$  i współczynnika wiążącego rampę prądu cewki  $S_n$  i rampę kompensacji  $S_e$ .

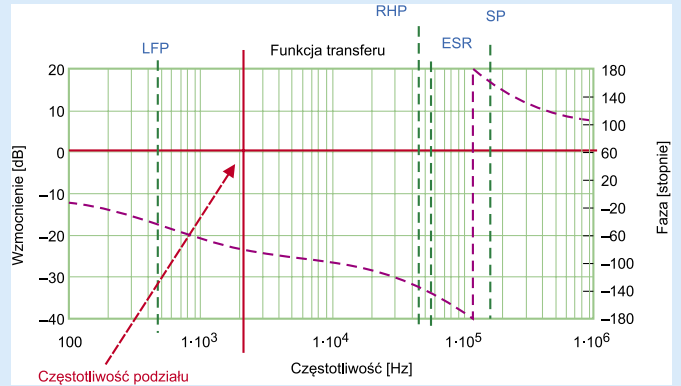
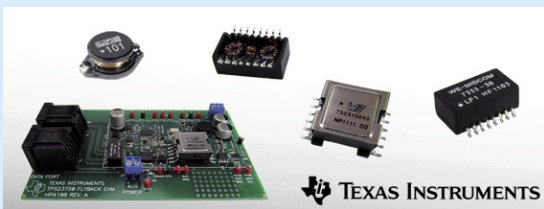
$$(29) \quad Q_{sp} = \frac{1}{\pi \cdot \left[ (1 - D) \cdot \left( 1 + \frac{S_e}{S_n} \right) - 0,5 \right]}$$

$$(30) \quad S_e = V_{slope} \cdot f_{sw}$$

$$(31) \quad S_n = \frac{V_i}{L_p} \cdot R_{sense}$$

We wzorze (31)  $R_{sense}$  to rezystor włączony szeregowo z przełączającym tranzystorem MOSFET w celu pomiaru prądu szczytowego płynącego przez uzwojenie pierwotne transformatora.

Dla współczynnika wypełnienia większego niż 50% w prądowej pętli sprzężenia zwrotnego pojawiają się oscylacje o częstotliwości niższej od częstotliwości sygnału kluczowania. Ta niestabilność może być wyeli-



**Rysunek 11.** Wykres wzmocnienia i fazy funkcji transferu stopnia mocy w dziedzinie częstotliwości

minowana przez wprowadzenie dodatkowych, stałych ramp napięciowych  $V_{slope}$  do sygnału proporcjonalnego do prądu  $S_n$ . Ta technika jest znana pod nazwą „kompensacja zbocza”. Typowo, wszystkie układy kontroli prądu szczytowego mają już ustaloną na stałe wewnętrzną kompensację, która może być łatwo zwiększona poprzez zwiększenie impedancji wewnętrznej źródła sygnału pomiaru prądu.

$$(32) \quad F_{power\_stage} = A_{DC} \cdot \frac{\left( 1 + \frac{s}{\omega_{ESR}} \right) \cdot \left( 1 - \frac{s}{\omega_{RHP}} \right)}{\left( 1 + \frac{s}{\omega_{LFP}} \right) \cdot \left( 1 + \frac{s}{\omega_{SP} \cdot Q_{SP}} + \frac{s^2}{\omega_{SP}^2} \right)}$$

Funkcja transferu stopnia zasilania przyjmuje postać:  
We wzorze  $A_{DC}$  jest wzmocnieniem stopnia mocy.

$$(33) \quad A_{DC} = \frac{R_o}{R_{sense}} \cdot \frac{1 - D}{1 + D} \cdot V_i \cdot \frac{N_s}{N_p} \cdot \frac{f_{sw}}{(S_n + S_e)}$$

Można je wyznaczyć jako:

Na **rysunku 11** pokazano typowe wzmocnienie i fazę funkcji transferu w dziedzinie częstotliwości. Ten przybliżony wykres może być użyty do zrozumienia, jak opracować obwód kontroli/kompensacji i w ten sposób poprawić jego stabilność oraz parametry dynamiczne.

W praktyce, gdy jeśli tylko jest możliwość wykonania rzeczywistych pomiarów zmiennoprądowych pętli sprzężenia zwrotnego stopnia mocy, zaleca się, aby wykonać odpowiednie wykresy za pomocą analizatora sieci i przemyśleć sposób kompensacji na podstawie rzeczywistych wyników pomiarów.

## Podsumowanie

W kolejnej, ostatniej części artykułu, omówimy metody kompensowania wzmacniacza błędów odpowiedzialnego za stabilizację napięcia wyjściowego, sposoby izolowania galwanicznego pętli oraz prawie kończąc rozważania teoretyczne, wreszcie pokażemy praktyczne rozwiązania przetwornic *flyback* z optymalnie zaprojektowanymi, odizolowanymi galwanicznie pętlami sprzężenia zwrotnego.

**Michele Sclocchi**  
Application Engineer  
Texas Instruments