

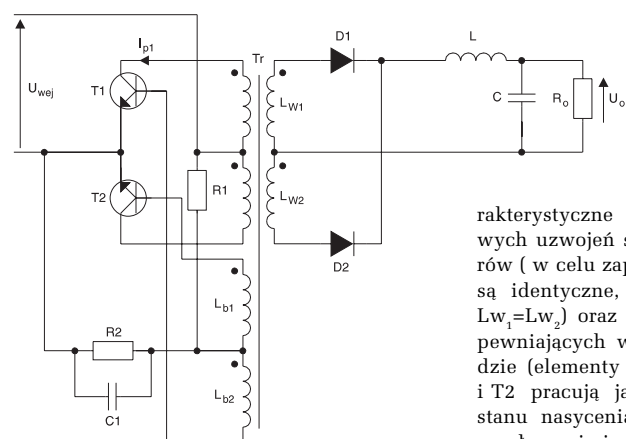
Sterowniki impulsowe, część 4

Przetwornice

W czwartej części artykułu prezentujemy pozostałe typy przetwornic DC/DC. Kończymy w ten sposób przegląd podstawowych rozwiązań stosowanych w tych mało znanych konstrukcjach. Kolejny, ostatni już, odcinek poświęcimy omówieniu istotnych zagadnień związanych z konstruowaniem zasilaczy impulsowych - doboru elementów i ich istotnych parametrów.

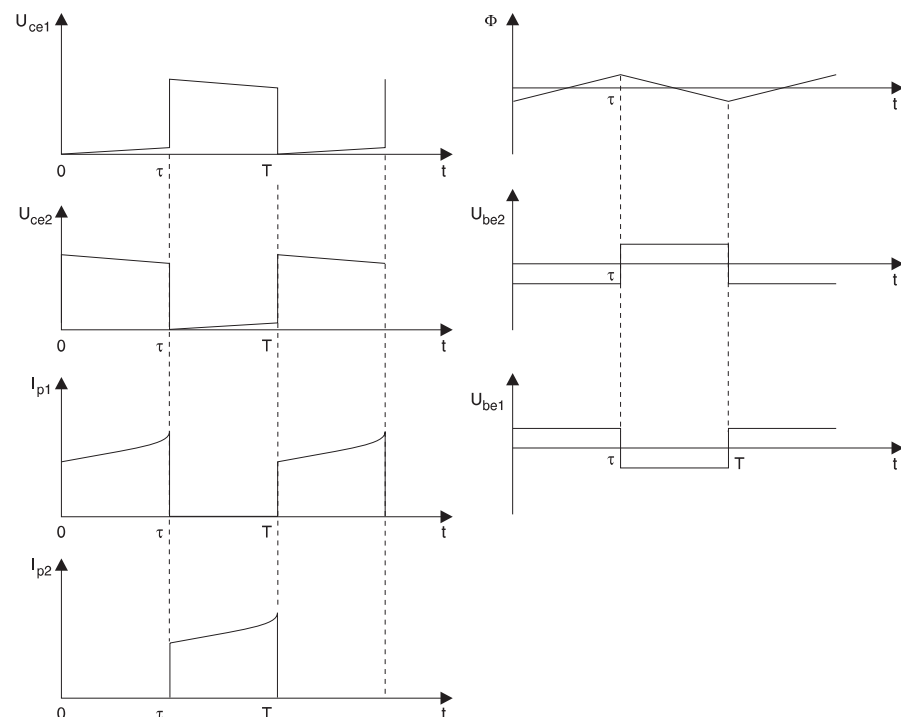
Przetwornice samowzbudne

Do analizy przetwornic pod względem wytwarzanych przez nie zakłóceń włączono także przetwornice samowzbudne. Charakteryzują się one tym, że układ wytwarzający przebiegi sterujące załączające klucze tranzystorowe jest integralną częścią przetwornicy i nie występuje potrzeba (tak jak w przetwornicach obcowzbudnych) dołączania wejściowego sygnału sterującego. Upraszcza to znacznie konstrukcję kosztem niewielkiego skomplikowania przy nawijaniu transformatora. Ponieważ z wcześniejszych rozważań wynika, że przetwornice zaporowe są bardzo niekorzystne, jeżeli chodzi o wielkość tętnień jak i zakłócających impulsów szpilkowych, zatem dalszej analizie poddano tylko samowzbudne przetwornice przeciwsoobne, które ze wszystkich przetwornic samowzbudnych charakteryzują się najlepszymi parametrami. Podstawowy schemat ideowy przeciwsoobnej przetwornicy samowzbudnej przedstawia rys.21.



Rys. 21. Schemat ideowy przeciwsoobnej przetwornicy samowzbudnej.

W przetwornicy tej charakterystyczne jest występowanie dodatkowych uzwojeń sterujących bazami tranzystorów (w celu zapewnienia symetrii uzwojenia są identyczne, tzn. $L_{p1}=L_{p2}$, $L_{b1}=L_{b2}$ oraz $L_{w1}=L_{w2}$) oraz elementów inicjujących i zapewniających występowanie drgań w obwodzie (elementy R1, R2, C1). Tranzystory T1 i T2 pracują jako klucze, przechodząc od stanu nasycenia do stanu zatkania. Proces przełączania jest taki, że jeżeli tranzystor T1 jest nasycony, to przepływa przez niego prąd uzwojenia pierwotnego I_{p1} . Energia transfor-



Rys. 22. Przebiegi napięć i prądów w obwodzie przeciwsoobnej przetwornicy samowzbudnej.

nowana jest poprzez transformator na wyjście, a dodatkowe uzwojenie wzbudzające, połączone z bazą, wysterowują tranzystor i utrzymuje go w stanie nasycenia.

Ten stan trwa do chwili, gdy rdzeń transformatora zacznie się nasycać. Od tej chwili prąd I_{p1} nie narasta, co powoduje zmniejszenie napięcia wysterowującego tranzystor. Zmniejszenie napięcia U_{be} powoduje zmniejszenie prądu kolektora i jeszcze większy spadek napięcia U_{be} (efekt dodatniego sprzężenia zwrotnego). W efekcie tranzystor T1 wyłącza się, a załącza się tranzystor T2 i cały proces powtarza się.

Najbardziej charakterystyczne przebiegi napięć i prądów w obwodzie przetwornicy przeciwsoobnej, samowzbudnej przedstawia rys.22. Jak widać prąd kolektora wykazuje występowanie znacznych impulsów, co jest związane z początkową fazą nasycania się rdzenia transformatora. Zjawisko to, niezbędne dla działania konwertera, jest jednocześnie szkodliwe z punktu widzenia sprawności przetwornicy oraz, co najistotniejsze, rzutuje na duży poziom impulsów zakłócających, pojawiających się na wyjściu.

Przetwornica przeciwsoobna, samowzbudna charakteryzuje się, podobnie jak obcowzbudna przetwornica przeciwsoobna, dobrym wykorzystaniem rdzenia transformatora (bipolarne zmiany wartości strumienia). Pomimo swoich korzystnych cech, wysoki poziom zakłóceń dyskwalifikuje tę przetwornicę jako przetwornicę dostarczającą mało zakłóconego napięcia wyjściowego.

Przetwornice rezonansowe

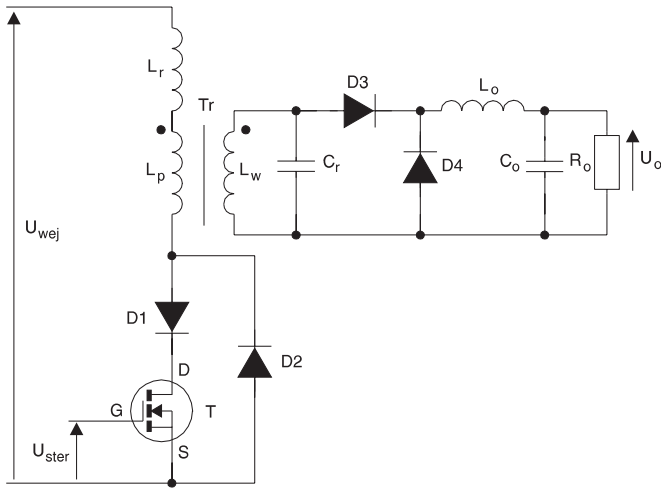
Kolejną strukturą konwertera o małym poziomie zakłóceń jest przetwornica rezonansowa. Przetwornice tego typu są mało znane i rzadko wykorzystywane praktycznie. Przetwarzanie napięcia w tym przypadku polega na wykorzystaniu sinusoidalnych przebiegów napięć i prądów obwodu rezonansowego LC. Zapewnia to sinusoidalne przetwarzanie napięć i w rezultacie mały poziom zakłóceń generowanych przez konwerter. Rozwiązanie przetwornicy rezonansowej zostanie pokazane na przykładzie przetwornicy przepustowej pracującej w trybie nieciągłym. Podstawowy schemat ideowy tej przetwornicy został pokazany na rys.23.

Praca w nieciągłym trybie oznacza, że prąd płynący w obwodzie rezonansowym jest w rzeczywistości przebiegiem złożonym z połówek sinusoid. Obwód rezonansowy przetwornicy stanowią indukcyjność L_r oraz przeniesiona na stronę pierwotną transformatora pojemność C_r . Częstotliwość rezonansowa takiego obwodu jest równa:

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_r \cdot C_r \cdot n^2}}$$

gdzie: $n=zp/zw$ (przekładnia transformatora).

L_r stanowi indukcyjność rozproszenia transformatora lub (gdy jej wartość jest zbyt mała) zewnętrzną indukcyjność o małej wartości. Obciążenie przetwornicy jest połączo-

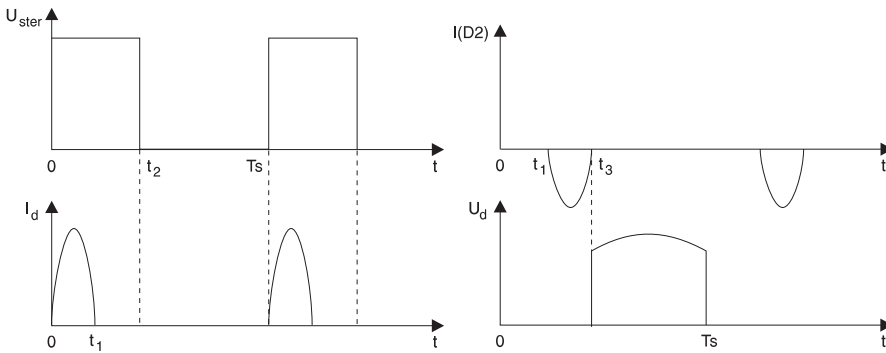


Rys. 23. Schemat ideowy rezonansowej przetwornicy przepustowej.

ne równoległe z kondensatorem szeregowego obwodu rezonansowego.

Jeśli tranzystor T jest włączony, przez szeregowy obwód rezonansowy przepływa prąd sinusoidalny. Po upływie czasu równego połowie okresu drgań prąd ten opada do zera i zaczyna zmieniać swój kierunek. W tym momencie otwiera się dioda D2

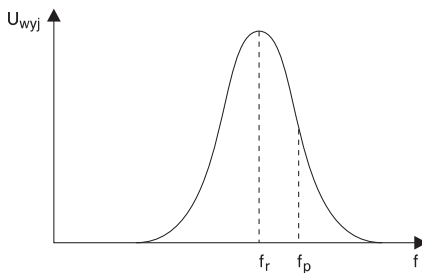
zystora (a nie jak w przetwornicach konwencjonalnych przez zmianę współczynnika wypełnienia przebiegu γ). Powoduje to zmianę częstotliwości pracy wraz ze zmianą obciążenia, co nie zawsze jest do przyjęcia. Kłopotliwa jest także praca dla bardzo wysokich częstotliwości przełączających-wartości L_r oraz C_r są bardzo małe, co jest czyn-



Rys. 24. Przebiegi napięć i prądów w obwodzie przeciwsobnej przetwornicy rezonansowej (U_{ster} -napięcie sterujące, I_d -prąd drenu tranzystora, $I(D2)$ -prąd diody D2, U_d -napięcie drenu tranzystora).

umożliwiają przepływ tego prądu z ominięciem tranzystora. Powoduje to, że potencjał drenu jest mniejszy od potencjału źródła o spadek napięcia na przewodzącej diodzie D2. W tym czasie tranzystor T jest wyłączany, co zapewnia minimalne straty mocy podczas procesu komutacji (gdyż przez tranzystor nie przepływa prąd). Długość czasu włączenia tranzystora nie jest zatem krytyczna, musi być tylko większa od połowy okresu drgań obwodu rezonansowego, a mniejsza od całego okresu. Gdy prąd pły-

nikiem krytycznym jeśli chodzi o sposób montażu elementów oraz ich tolerancje wartości i stałości czasowe parametrów. Aby uniezależnić się od indukcyjności rozproszenia transformatora, która w różnych egzemplarzach może być różna, należy stosować zewnętrzną indukcyjność szeregową, która wymaga, w celu zachowania takiej samej wartości częstotliwości rezonansu, mniejszej pojemności C_r . To jednak powoduje obniżenie wartości impulsu prądowego przepływającego przez tranzystor (w przybliżeniu odwrotnie proporcjonalnego do wartości $\sqrt{L_r/C_r}$). Może to sta-



Rys. 25. Zmiana napięcia wyjściowego realizowana poprzez zmianę częstotliwości pracy f_p .

nowić utrudnienie w uzyskaniu wymaganej mocy wyjściowej. W celu wyeliminowania zmiennej częstotliwości pracy należy zastosować przetwornicę pracującą w trybie ciągłym. W tym przypadku zmiana napięcia wyjściowego jest osiągana dzięki wykorzystaniu krzywej dobroci obwodu rezonansowego (rys.25). Ustalając częstotliwość pracy na zboczach charakterystyki rezonansowej obwodu, poprzez niewielkie zmiany częstotliwości uzyskuje się duże zmiany napięcia wyjściowego (dla obwodów o dużej dobroci).

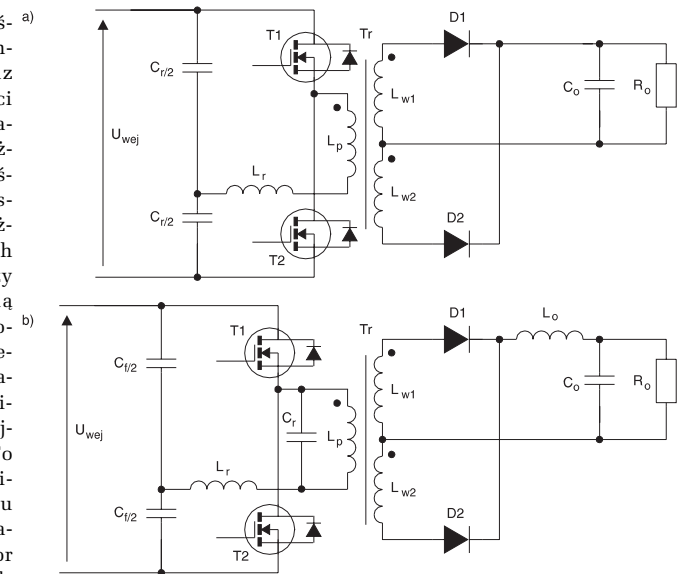
nowić utrudnienie w uzyskaniu wymaganej mocy wyjściowej.

W celu wyeliminowania zmiennej częstotliwości pracy należy zastosować przetwornicę pracującą w trybie ciągłym. W tym przypadku zmiana napięcia wyjściowego jest osiągana dzięki wykorzystaniu krzywej dobroci obwodu rezonansowego (rys.25). Ustalając częstotliwość pracy na zboczach charakterystyki rezonansowej obwodu, poprzez niewielkie zmiany częstotliwości uzyskuje się duże zmiany napięcia wyjściowego (dla obwodów o dużej dobroci).

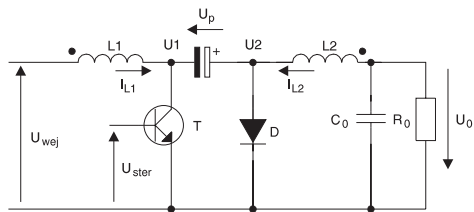
Konwertery z ciągłym trybem pracy są wykonywane zwykle jako układy półmostkowe, przy czym obciążenie może zostać połączone szeregowo z obwodem rezonansowym (rys.26a), lub równoległe do pojemności rezonansowej C_r (rys.26b).

Dla układu a) obwód rezonansowy stanowi indukcyjność L_r i wypadkowa pojemność złożona z dwóch kondensatorów $C_r/2$, które pełnią także rolę pojemnościowego dzielnika napięcia wyjściowego. Taki typ przetwornicy jest preferowany dla wysokich napięć wyjściowych. Dla układu b) obwód rezonansowy także stanowi indukcyjność L_r oraz pojemność C_r . Kondensatory $C_r/2$ tworzą pojemnościowy dzielnik napięcia. W celu zapobieżenia zmniejszeniu dobroci Q obwodu stosuje się dławik wyjściowy L_o , który powoduje zwiększenie impedancji transformowanej na stronę pierwotną, a bocznikującą kondensator obwodu rezonansowego.

Przetwornice rezonansowe, mimo że zapewniają sinusoidalne przetwarzanie napięcia, mały poziom zakłóceń na wejściu i wyjściu przetwornicy oraz wysoką sprawność posiadają także wiele wad. Nie umożliwiają one elastycznej stabilizacji napięcia wyjściowego od dużych zmian zarówno napięcia wejściowego, jak i impedancji obciążenia. Rozrzuty rzeczywistych parametrów stosowanych elementów (m.in. indukcyjności rozproszenia, jak i pasywnicze pojemności międzyzwojowe) powodują, że przetwornice



Rys. 26. Półmostkowe przetwornice rezonansowe (a-z obciążeniem podłączonym szeregowo do obwodu rezonansowego, b-z obciążeniem podłączonym równoległe do pojemności C_r).



Rys. 27. Schemat ideowy przetwornicy Cuka.

takie są bardzo kłopotliwe w produkcji seryjnej. Ponadto istotne staje się rozmieszczenie elementów na płycie drukowanej jak i prowadzenie ścieżek przewodzących.

Przetwornica Cuka

Przetwornica ta, mało znana i rzadko wykorzystywana, zapewnia zmniejszenie poziomu zakłóceń konwertera poprzez zapewnienie ciągłego przepływu prądu, zarówno na wejściu, jak i na wyjściu układu. W celu omówienia zasady pracy tego konwertera przedstawiono najpierw jego wersję bez izolacji galwanicznej wejścia od wyjścia. Wersja z izolacją galwaniczną nie zmienia istoty zjawisk i polega tylko na zastosowaniu transformatora separującego. Podstawowy schemat ideowy przetwornicy Cuka przedstawiono na rys. 27.

W celu analizy pracy układu założono, że elementy przełączające (tranzystor i dioda) są idealne oraz, że napięcia U_p oraz U_o są w przybliżeniu stałe (tzn. kondensatory C_p oraz C_o mają duże pojemności).

W pierwszej fazie pracy włączony jest tranzystor T. Nagłe zmniejszenie się potencjału U_1 (do potencjału masy) powoduje, że dioda D jest spolaryzowana w kierunku zaporowym. Przez indukcyjność L_1 płynie liniowo w czasie narastający prąd o wartości:

$$I_{L1}(t) = I_{L1\min} + \frac{U_{wejt}}{L_1} \cdot t$$

natomiast prąd płynący przez cewkę L_2 jest równy:

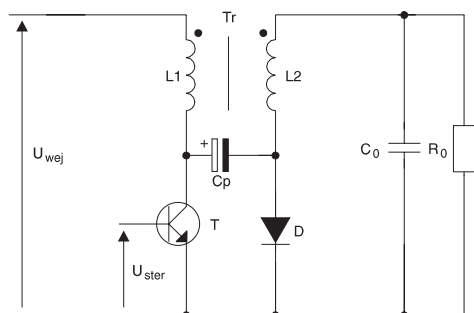
$$I_{L2}(t) = I_{L2\min} + \frac{U_p - U_o}{L_2} \cdot t$$

Po upływie czasu τ prądy te osiągają wartości:

$$I_{L1}(\tau) = I_{L1\max} = I_{L1\min} + \frac{U_{wejt}}{L_1} \cdot \tau$$

$$I_{L2}(\tau) = I_{L2\max} = I_{L2\min} + \frac{U_p - U_o}{L_2} \cdot \tau$$

Po upływie czasu τ tranzystor jest wyłączany. Warunki początkowe indukcyjności wymuszają przepływ prądu przez diodę, po-



Rys. 28. Konfiguracja minimalizująca tętnienia wyjściowe i wyjściowe.

laryzując ją w kierunku przewodzenia. Potencjał U_1 wzrasta do wartości U_p , natomiast potencjał U_2 jest w przybliżeniu równy zero. Prądy płynące przez indukcyjności opadają liniowo w czasie i są wtedy równe:

$$I_{L1}(t) = I_{L1\max} - \frac{U_p - U_{wejt}}{L_1} \cdot (t - \tau),$$

$$I_{L2}(t) = I_{L2\max} - \frac{U_o}{L_2} \cdot (t - \tau).$$

Przez porównanie i przekształcenie powyższych zależności otrzymuje się, że:

$$U_p = U_{wejt} \cdot \frac{1}{1 - \gamma}$$

gdzie $\gamma = \tau/T$ (współczynnik wypełnienia przebiegu sterującego). Charakterystyka sterowania ma postać:

$$U_o = U_{wejt} \cdot \frac{\gamma}{1 - \gamma}$$

Jak widać przetwornica ta umożliwia zarówno zmniejszanie (dla $\gamma < 0,5$), jak i zwiększanie (dla $\gamma > 0,5$) napięcia wyjściowego. Jeśli indukcyjności L_1 oraz L_2 zostaną nawinięte na tym samym rdzeniu tworząc transformator, to tętnienia prądu wejściowego i wyjściowego mogą zostać zredukowane do minimum. Modyfikację układu przedstawia rys.28.

Jeśli tranzystor jest włączony, to prąd i_1 płynie przez L_1 narastając liniowo w czasie. Przez uzwojenie L_2 także płynie prąd narastający liniowo w czasie, a na cewce występuje dodatnie napięcie. To napięcie powoduje wymuszenie przepływu prądu przez cewkę L_1 do źródła (efekt transformatorowy). Ponieważ $L_1 = L_2$, zatem nachylenia zboczy tego wymuszanego prądu oraz prądu i_1 są identyczne. Prądy te płyną jednak w odwrotnych kierunkach znosząc się wzajemnie. Przez indukcyjność L_1 płynie zatem tylko prąd stały o wartości:

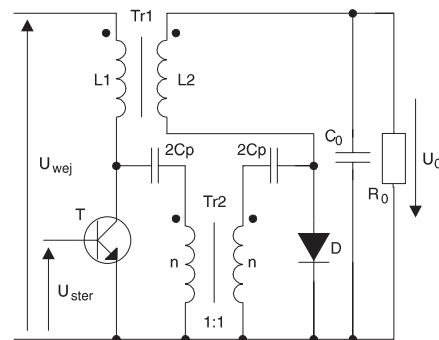
$$I_{L1dc} = \frac{P_o}{\eta \cdot U_{wejt}}$$

gdzie: P_o -moc wyjściowa, η -sprawność przetwornicy.

Jeśli tylko sprzężenie pomiędzy cewkami L_1 i L_2 jest wystarczająco duże ($k \approx 1$), wtedy także prąd i_2 przepływający przez indukcyjność L_2 jest prądem stałym pozbawionym tętnień.

W celu zapewnienia izolacji galwanicznej pomiędzy wejściem konwertera a jego wyjściem konieczne jest zastosowanie transformatora izolacyjnego o przekładni 1:1. Schemat ideowy takiego rozwiązania przedstawia rys.29. Charakterystyka sterowania pozostaje identyczna jak w przypadku braku bariery galwanicznej.

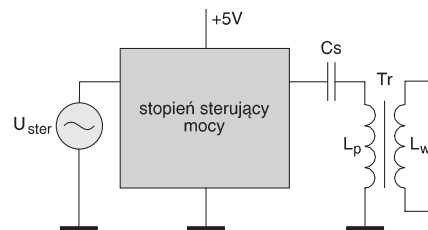
Przetwornica Cuka umożliwia uzyskanie małego poziomu zakłóceń wejściowych, jak i wyjściowych. Pewnym mankamentem jest fakt, że układ się nieco komplikuje (należy stosować dwa elementy magnetyczne w postaci transformatora L_1L_2 oraz transformatora izolującego 1:1). Dużą komplikację stanowi także prawidłowe sprzęgnięcie indukcyjności L_1 oraz L_2 , co jest koniecznym warunkiem uzyskania dobrego efektu końcowego.



Rys. 29. Przetwornica Cuka z izolacją galwaniczną.

Przetwornica sinusoidalna

Metoda sinusoidalnego przetwarzania napięcia, stosowana w przetwornicach rezonansowych, może zostać zrealizowana także w inny sposób (poprzezysterowanie stopnia mocy napięciem sinusoidalnym). Ponieważ podczas procesu przetwarzania najczęściej do dyspozycji istnieje tylko napięcie unipolarne, zatem ideę odpowiedniego ukła-

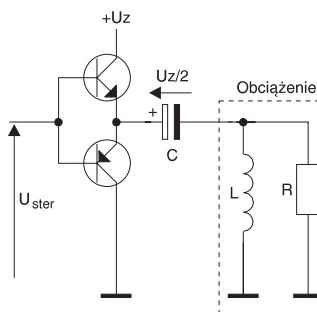


Rys. 30. Idea sinusoidalnego przetwarzania napięcia.

du sinusoidalnego przetwarzania napięcia przedstawia rys.30. W takiej konfiguracji indukcyjność rozproszona nie powoduje powstawania jakichkolwiek przepięć.

Próbując oszacować sprawność takiej przetwornicy należy rozważyć pracę końcówki mocy obciążonej transformatorem. Dla przetwarzania napięcia unipolarnego najbardziej odpowiedni jest stopień mocy klasy B wykonany z użyciem komplementarnej pary tranzystorów bipolarnych. Uproszczony schemat stopnia mocy przedstawia rys.31.

Zakładając przepływ sinusoidalnego prądu wyjściowego ($I = I_m \sin(\omega t)$), napięcie na wyjściu będzie przesunięte w fazie o kąt fazowy ϕ ($U = U_m \sin(\omega t - \phi)$). Średnia moc pobierana ze źródła napięcia P_{zas} jest równa:



Rys. 31. Stopień końcowy mocy - analiza sprawności.

Tabela 1. Porównanie istotnych cech przetwornic DC/DC.

cecha	przetwornica							
	zaporowa	przepustowa	przeciwsobna	półmostkowa	mostkowa	samowzbudna	rezonansowa	Cuka
złożoność układu	mała	średnia	duża	duża	duża	mała	duża	duża
układ sterowania	prosty	prosty	złożony	bardzo złożony	bardzo złożony	bardzo prosty	złożony	złożony
ilość uzwojeń	mała	mała	duża	średnia	średnia	bardzo duża	średnia	średnia
rozmiar transformatora	bardzo duży	duży	mały	mały	mały	mały	mały	mały
rozmiar dławika	bardzo duży	duży	mały	mały	mały	mały	mały	mały
tętnienia napięcia wyjściowego	bardzo duże	średnie	małe	małe	małe	małe	małe	małe
poziom zakłóceń wyjściowych	bardzo duży	średni	mały	mały	mały	mały	mały	mały

$$P_{zas} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{\frac{T}{2}} U_z \cdot I_m \cdot \sin(\omega \cdot t) dt = \frac{U_z \cdot I_m}{\pi}$$

Natomiast moc wydzielana na obciążeniu P_o :

$$P_o = \frac{U_m \cdot I_m}{2} \cdot \cos \varphi$$

Sprawność jest zatem równa:

$$\eta = \frac{P_o}{P_{zas}} = \frac{\pi}{2} \cdot \cos \varphi \cdot \frac{U_m}{U_z}$$

Największa wartość amplitudy napięcia wyjściowego jest równa $U_{m_{max}} = U_z/2$, zatem:

$$\eta_{max} = \frac{\pi}{4} \cdot \cos \varphi$$

Kąt fazowy $\varphi = \arctg(R/\omega L)$, zatem:

$$\cos \varphi = \frac{\omega \cdot L}{\sqrt{\omega^2 \cdot L^2 + R^2}}$$

Dążąc do maksymalizacji sprawności ($\cos \varphi = 1$) otrzymuje się zależność: $\omega \cdot L \gg R$.

Należy zatem dążyć do zwiększania częstotliwości pracy lub indukcyjności uzwojenia pierwotnego transformatora. To jednak powoduje w przetwornicy podwyższającą napięcie n -krotne (n -przekładnia transformatora) zwiększenie liczby zwojów strony wtórnej, co zwiększa indukcyjności rozproszoną oraz stwarza kłopoty techniczne (ograniczona objętość karkasu rdzenia).

Moc strat wydzielająca się na tranzystorach jest równa:

$$P_{strat} = P_{zas} - P_o = \frac{U_z \cdot I_m}{\pi} - \frac{U_m \cdot I_m}{2} \cdot \cos \varphi$$

osiąga wartość maksymalną dla:

$$U_m = \frac{U_z}{\pi \cdot \cos \varphi}$$

równą:

$$P_{strat_{max}} = \frac{U_z^2}{2 \cdot \pi^2} \cdot \frac{1}{|Z| \cdot \cos \varphi}$$

Generalnie można stwierdzić, że sprawność przetwornicy sinusoidalnej jest raczej niewielka, co jednak dla małych przetwarzanych mocy nie wydaje się być istotną przeszkodą.

Podsumowanie

Najważniejsze cechy analizowanych standardowych przetwornic DC/DC zostały zamieszczone w tabeli 1.

Jak wynika z tego zestawienia, do przetwarzania napięcia stałego o małych zakłóceniach najlepiej nadaje się obcowzbudna przetwornica przeciwsobna. Pomimo złożonej konstrukcji samego konwertera, jak i układu sterowania oraz bardziej kłopotliwego nawijania transformatora zyskuje się najlepsze wykorzystanie rdzenia transformatora (co umożliwi jego miniaturyzację) oraz najmniejsze wartości tętnienia napięcia wyjściowego i impulsów zakłócających.

Adam Myalski