

# Sterowniki impulsowe, część 2

## Przetwornice

*Drugą część artykułu poświęcamy omówieniu zagadnień przenikania zakłóceń do zasilanych układów. Rozpoczniemy także przegląd najczęściej stosowanych układów przetwornic.*

### Przenikanie zakłóceń w układach analogowo-cyfrowych

Wiele układów elektronicznych składa się z części analogowej oraz z części cyfrowej. Na ogół obie te części są zasilane ze wspólnego zasilacza, który charakteryzuje się skończoną impedancją wyjściową  $Z_{wyj}$ . Układy cyfrowe (bramki, przerzutniki) podczas swojej pracy pobierają impulsowo prąd, co powoduje, że na impedancji  $Z_{wyj}$  odkłada się napięcie zakłócające. Poza tym należy brać pod uwagę istnienie niezerowych impedancji przewodów uziemienia ( $Z_{c1}$ ,  $Z_{c2}$ ,  $Z_{c3}$ ) na których także powstają szkodliwe spadki napięć, będące zakłócającymi siłami elektromotorycznymi ( $U_{nc1}$ ,  $U_{nc2}$ ,  $U_{nc3}$ ) - **rys.7**.

Zakłócenia powstające na impedancji  $Z_{wyj}$  przedostają się do części analogowej układu zbudowanej ze wzmacniaczy operacyjnych. Zakłócenia nałożone na napięcie zasilające powodują, że sygnał wyjściowy wzmacniacza operacyjnego także zawiera zakłócenie. Wartość tego zakłócenia jest ograniczona i zależy od parametru PSRR (ang. Power Supply Rejection Ratio - współczynnik tłumienia zmian napięcia zasilania). Choć w współczesnych wzmacniaczach operacyjnych współczynnik ten osiąga duże wartości, to jednak wpływ zakłóceń jest znaczny, zwłaszcza w układach, od których oczekuje się dużej czułości. Napięcie zakłócające  $U_{nz}$  propagujące przez przewody zasilania może zostać formalnie sprowadzone do wejścia wzmacniacza operacyjnego, jako wejściowe napięcie różnicowe  $U_d$  o wartości:

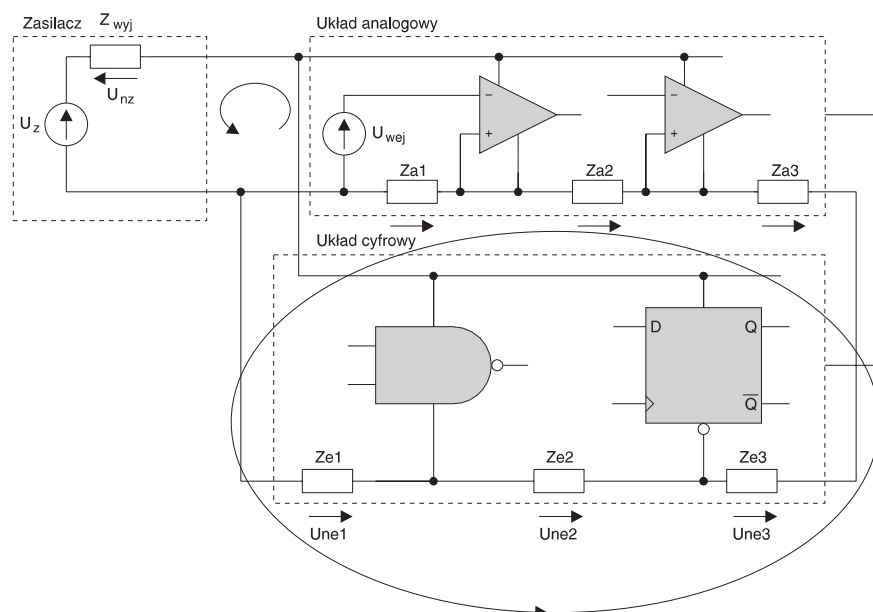
Ilustruje to **rys.8**.

Kolejny problem powstaje przy podłączeniu sygnału wyjściowego układu analogowego (np. sygnał wyjściowy z czułego prze-

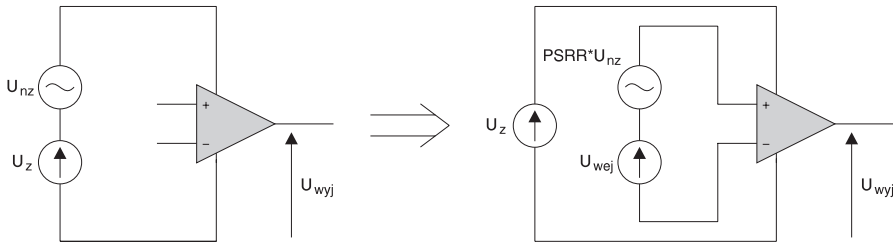
twornika pomiarowego) do wejścia układu cyfrowego (np. wejścia przetwornika analogowo/cyfrowego). Połączenie obu może powoduje zamknięcie obwodu dla sygnałów zakłócających  $U_{nc1}$ ,  $U_{nc2}$ ,  $U_{nc3}$ . Powodują one powstanie spadków napięcia na pasywnych impedancjach masy układu analogowego ( $Z_{a1}$ ,  $Z_{a2}$ ,  $Z_{a3}$ ), które dodają się do wejściowych napięć różnicowych wzmacniaczy operacyjnych.

Rozwiązaniem tego problemu jest m.in. uziemianie wszystkich wzmacniaczy operacyjnych i innych elementów aktywnych w jednym punkcie (uziemienie gwiazdźdźste), z tym, że dla bardziej rozbudowanych układów jest to bardzo kłopotliwe oraz trudne technicznie. Innym rozwiązaniem problemu jest zastosowanie przetwornicy napięcia stałego do zasilania części analogowej. Problem zamkniętych pętli sprzężeń dla idealnej przetwornicy mógłby być wtedy rozwiązany. Jednakże w rzeczywistości istnieją elementy pasożytnicze, które sprawiają, że rozwiązanie takie jest tylko połowiczne.

Wprowadzenie przetwornicy, w której elementem izolacji galwanicznej jest transformator impulsowy (**rys.9**), spowodowałoby dla idealnego transformatora przerwanie pętli dla zakłóceń. Jednakże w rzeczywistości transformator charakteryzuje się skończoną wartością pasożytniczej pojemności między uzwojeniami pierwotnym i wtórnym ( $C_s$ ) co powoduje, że zakłócenia o wysokiej częstotliwości przedostają się na stronę wtórną. Poza tym zakłócenia indukowane na impedancji wyjściowej zasilacza  $Z_{wyj}$  także sprzęgają się przez pojemność  $C_s$  do obwodu wtórnego transformatora. Prace projektowe muszą więc skupić się na problemie uzyskania jak najmniejszej wartości pojemności  $C_s$ . Można to osiągnąć m.in. przez fizyczne oddalenie od siebie uzwojenia pierwotnego



Rys. 7. Źródła zakłóceń w układach analogowo-cyfrowych.



Rys. 8. Przenikanie zakłóceń przez przewody zasilające.

i wtórnego. Taki krok powoduje jednak zmniejszenie współczynnika sprzężenia uzwojeń  $k$  i w rezultacie zwiększa indukcyjności rozproszenia. To natomiast powoduje zwiększenie zakłóceń impulsowych o szerokim widmie częstotliwości wytwarzanych przez przetwornicę podczas procesu przetwarzania napięcia stałego. Poza tym sama przetwornica generuje sygnały zakłócające, które przedostają się poprzez nieidealną izolację galwaniczną na wyjście. Należy zatem tak zaprojektować przetwornicę, aby przenoszone i generowane przez nią zakłócenia były jak najmniejsze. Warunki te są niemożliwe do osiągnięcia, zatem konieczny jest kompromis w celu osiągnięcia zadowalających rezultatów.

**Przegląd przetwornic pod względem wytwarzanych zakłóceń i tętnienia napięcia wyjściowego**

W celu zbudowania przetwornicy, która spełniałaby przyjęte wymagania na wielkość zakłóceń w napięciu wyjściowym (zarówno generowanych, jak i przenoszonych), przeanalizowano istniejące rozwiązania przetwornic i do dalszych rozważań wybrano przetwornice: zaporowe, przepustowe, przeciwsobne (z odmianami w postaci przetwornic półmostkowych oraz mostkowych), przetwornice samowzbudne, rezonansowe oraz przetwornicę Cuka.

**Przetwornica zaporowa**

Podstawowy schemat przetwornicy zaporowej przedstawia rys.10.

W tej przetwornicy tranzystor  $T$  pracuje jako klucz, który jest przełączany między stanem nasycenia a stanem odcięcia. Zapewnia to niskie straty, dużą sprawność oraz niewrażliwość na rozrzuty parametrów technologicznych tranzystora. Przetwornica zaporowa jest przetwornicą dwutaktową, tzn. podczas pierwszego taktu pracy energia pobierana ze źródła wejściowego jest gromadzona w rdzeniu (w postaci energii pola magnetycznego), aby w drugim taktie być przekazaną do wyjścia układu. Zakładając, że w stanie ustalonym napięcie na kondensatorze filtrującym jest w przybliżeniu stałe i równe  $U_o$  oraz przyjmując, iż tranzystor  $T$  i dioda  $D$  są idealne, można dokonać przybliżonej analizy pracy układu.

W pierwszym taktie pracy tranzystor jest wprowadzany w stan nasycenia i przewodzi prąd uzwojenia pierwotnego. Pomijając spadek napięcia na nasyconym tranzystorze ( $U_{cesat}=0$ ), napięcie wejściowe  $U_{we}$  przyłożone jest w całości do uzwojenia pierwotnego. Napięcie to jest transformowane na stronę wtórną, ale kierunek włączenia diody  $D$  jest

taki, że jest ona spolaryzowana zaporowo i wpływ strony wtórnej transformatora można w dalszych rozważaniach pominąć. Prąd w uzwojeniu pierwotnym narasta liniowo wg zależności:

osiągając po upływie czasu  $\tau$  wartość maksymalną  $I_{p_{max}}$ .

W chwili  $\tau$  tranzystor jest wyłączany i przechodzi w stan zatkania. Na uzwojeniu wtórnym powstaje przepięcie, które powoduje odblokowanie diody oraz przepływ prądu przez uzwojenie wtórne. Prąd ten opada liniowo wg zależności:

Wartość  $I_{w_{max}}$  można wyznaczyć z warunku ciągłości przepływu strumienia w rdzeniu transformatora:

(gdzie:  $Z_p$ - liczba zwojów uzwojenia pierwotnego,  $Z_w$ -liczba zwojów uzwojenia wtórnego,  $R_m$ - reluktancja - opór magnetyczny rdzenia transformatora). Z powyższego wynika, że:

Po upływie czasu  $T$  (gdzie  $T$ - okres prze-

biegu sterującego bazę tranzystora) tranzystor jest znowu załączany. W tej chwili prąd uzwojenia wtórnego jest równy:

i podobnie:

Porównując przyrosty prądów:

otrzymuje się charakterystykę sterowania przetwornicy:

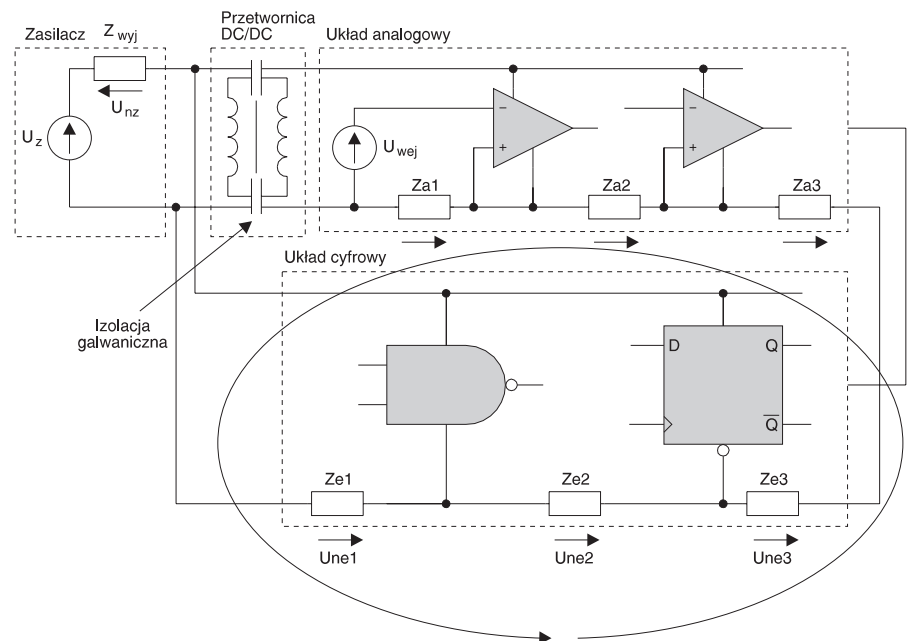
gdzie  $\gamma$  jest współczynnikiem wypełnienia przebiegu sterującego.

Napięcie wyjściowe przetwornicy zaporowej może być więc stabilizowane w stosunku do zmian napięcia wejściowego przez zmianę współczynnika wypełnienia  $\gamma$ , z tym, że nie jest to liniowa zależność od  $\gamma$ .

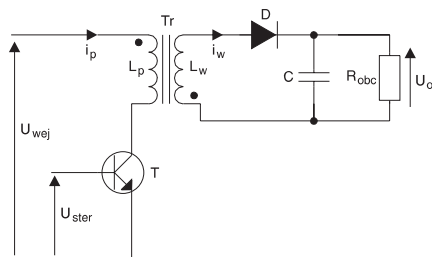
Powyższe zależności są prawdziwe dla przypadku, gdy strumień  $\Phi$  w rdzeniu nie spada do zera (jest to tzw. przepływ ciągły). Warunkiem takiego przepływu jest, aby  $I_{p_{min}} <> 0$  (a co za tym idzie, aby  $I_{w_{min}} <> 0$ ) i jest on zachowany, gdy średni prąd obciążenia  $I_o$  nie spada poniżej wartości prądu obciążenia krytycznego  $I_{okr}$  równego:

Dla prądów obciążenia  $I_o < I_{okr}$  charakterystyka sterowania określona jest zależnością:

Napięcie wyjściowe zaczyna zależeć od częstotliwości pracy, wielkości obciążenia oraz wartości indukcyjności uzwojenia pierwotnego. Dlatego też unika się pracy przetwornicy w zakresie nieciągłego przepływu



Rys. 9. Przenikanie zakłóceń w układach analogowo-cyfrowych.



Rys. 10. Schemat ideowy przetwornicy zaporowej.

strumienia w rdzeniu transformatora.

Dla przepływu nieciągłego z charakterystyki sterowania wynika, iż jeśli  $R_o$  wzrasta (przetwornica jest coraz mniej obciążana), to wzrasta także napięcie wyjściowe  $U_o$ , teoretycznie do nieskończonej dużej wartości. Przetwornica zaporowa nie może zatem pracować bez obciążenia, a przy obciążeniu zmieniającym się w dużych granicach należy zastosować obciążenie wstępne.

Napięcie na tranzystorze przełączającym w momencie jego wyłączenia jest równe sumie napięcia wejściowego i przetransformowanego napięcia wyjściowego:

Dla dużych wartości współczynnika wypełnienia napięcie to znacznie wzrasta, co może doprowadzić do uszkodzenia tranzystora.

Przetwornica zaporowa jest także niekorzystna jeżeli chodzi o rozmiar rdzenia. Ponieważ cała energia przekazywana do obciążenia musi najpierw być zgromadzona w rdzeniu transformatora, zatem powinien on charakteryzować się dużą wartością indukcji nasycenia. Energia zgromadzona w rdzeniu transformatora jest równa:

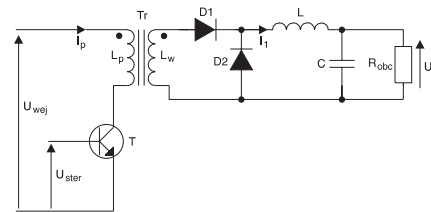
Zatem przy większych mocach dostarczanych przez przetwornicę należy zmniejszyć indukcyjność uzwojenia pierwotnego  $L_p$ , zwiększyć napięcie wejściowe  $U_{wej}$  oraz czas załączenia tranzystora kluczującego. Zmniejszenie indukcyjności  $L_p$  powoduje zwiększenie prądu magnesującego, a więc zwiększenie strumienia magnetycznego w rdzeniu i przyspieszone nasycenie się rdzenia. Rozwiązaniem tego problemu jest albo zwiększenie rozmiarów rdzenia (co wpływa ujemnie na gabaryty konwertera) albo wprowadzenie szczeliny powietrznej. Szczelina powietrzna powoduje jednak dla otwartych rdzeni ferromagnetycznych (np. kształtek typu E) zwiększenie zakłóceń generowanych na zewnątrz w postaci pola elektromagnetycznego i, co najważniejsze, zwiększenie indukcyjności rozprośzeń, które są podstawowym powodem powstawania zakłóceń szpilkowych w napięciu wyjściowym.

Najbardziej istotne przebiegi napięć i prądów w obwodzie przetwornicy zaporowej przedstawia rys.11.

### Analiza pracy przetwornicy zaporowej pod względem wielkości tętnień napięcia wyjściowego

W celu dokonania analizy wartości tętnień napięcia wyjściowego, przyjęto wstępne założenie, że kondensator filtrujący C nie posiada elementów pasożytniczych, tzn. szeregowej rezystancji ESR oraz szeregowej indukcyjności ESL. Wpływ tych parametrów pasożytniczych będzie omówiony dalej.

Tętnienia na pojemności filtrującej C można określić podając współczynnik tętnień  $\chi$ :



Rys. 12. Schemat ideowy przetwornicy przepustowej.

(gdzie  $\Delta U_c$  to zmiany napięcia na kondensatorze filtrującym,  $U_o$  - średnie napięcie wyjściowe). Współczynnik tętnień napięcia wyjściowego jest równy (dla przepływu ciągłego):

Dla pracy z nieciągłym strumieniem w rdzeniu transformatora współczynnik tętnień jest równy:

Jak wynika z powyższych rozważań, dla interesującego przypadku pracy (przepływ ciągły) współczynnik tętnień jest proporcjonalny do  $1/f$ . Współczynnik ten jest także zależny od wielkości obciążenia, przy czym dla przepływu ciągłego i to obciążenie jest większe, tym tętnienia są mniejsze.

Powyższe zależności zostały wyprowadzone dla przypadku, gdy pasożytnicza rezystancja szeregową była równa zero ( $ESR=0$ ), oraz pasożytnicza indukcyjność szeregową także była równa zero ( $ESL=0$ ). Jeśli uwzględnić rezystancję szeregową, to okazuje się, że zwiększa ona wartość tętnienia napięcia wyjściowego o składową równą:

Natomiast pasożytnicza indukcyjność szeregową powoduje powstawanie dodatkowej składowej równej:

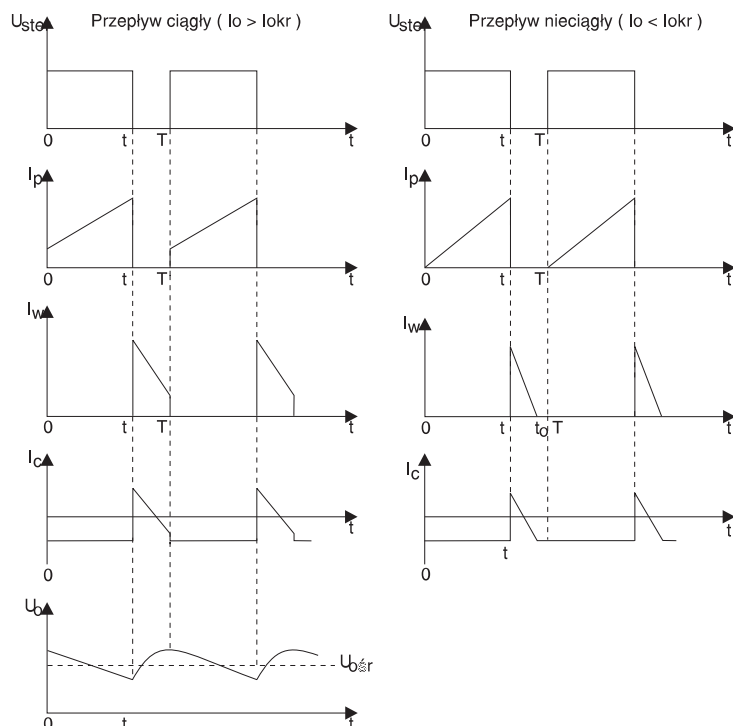
Ponieważ w przetwornicy zaporowej występują znaczne nagłe skoki prądów płynących przez ESL, zatem znacznie zwiększa się poziom zakłócających impulsów szpilkowych na wyjściu.

Reasumując można powiedzieć, że przetwornica zaporowa pomimo prostej konstrukcji oraz niewielkiej liczby elementów składowych nie jest korzystna, zarówno pod względem wartości tętnień napięcia wyjściowego, jak i poziomu generowanych zakłóceń typu szpilkowego.

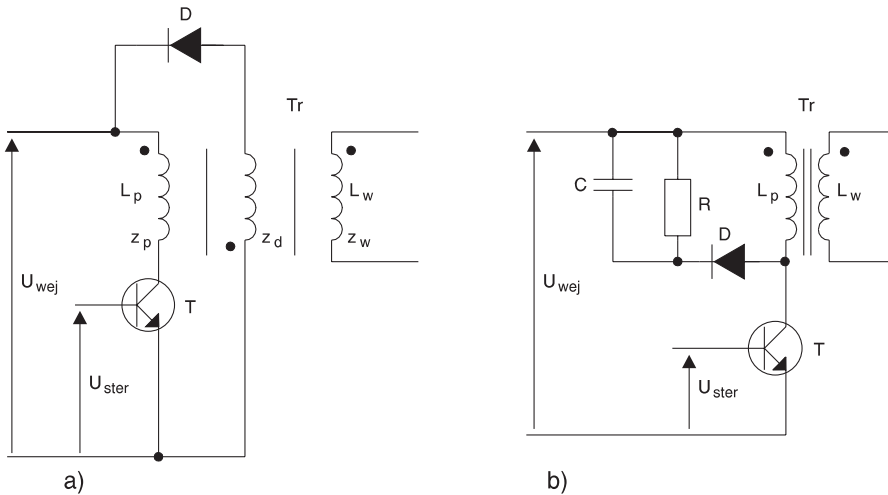
### Przetwornica przepustowa

Podstawowy schemat przetwornicy przepustowej przedstawia rys.12.

W przetwornicy tej występuje dodatkowo dławik L, który wraz z kondensatorem C stanowi filtr dolnoprzepustowy tłumiący wyższe harmoniczne przebiegu wyjściowego. Zakładając (jak w przypadku przetwornicy zaporowej), że w stanie ustalonym napięcie na kondensatorze filtrującym C jest w przy-



Rys. 11. Przebiegi napięć i prądów w obwodzie przetwornicy zaporowej.



Rys. 13. Metody usuwania energii magnesującej z rdzenia transformatora.

bliżeniu stałe i równe  $U_o$ , oraz przyjmując, że elementy przełączające (diody oraz tranzystor) są idealne, można dokonać przybliżonej analizy układu.

W momencie załączenia tranzystora kluczującego, na stronę pierwotną w całości jest przyłożone napięcie wejściowe  $U_{wej}$ , które transformuje się na stronę wtórną. Prąd w uzwojeniu pierwotnym narasta liniowo wg zależności:

gdzie  $n=Z_p/Z_w$  (przekładnia transformatora). Natomiast po stronie wtórnej:

Składowa prądu pierwotnego:

reprezentuje tzw. prąd magnesujący, który jest niezbędny do procesu transformowania napięcia z obwodu pierwotnego do wtórnego i który fizycznie odpowiada gromadzącej się w rdzeniu energii pola magnetycznego.

Po upływie czasu  $\tau$  tranzystor kluczujący jest wyłączany. Wielkości prądów są następujące:

oraz:

Natomiast maksymalna wartość strumienia magnetycznego w rdzeniu transformatora:

Zatkanie tranzystora powoduje powstanie przepięcia, które blokuje diodę D1. Dioda D2 jest tzw. diodą obejściową, która umożliwia ciągły przepływ prądu w obwodzie obciążenia. W czasie od  $\tau$  do T prąd w cewce L opada liniowo wg zależności:

aby w czasie T osiągnąć wartość:

Obliczając wahania prądu płynącego przez dławik otrzymuje się, że:

natomiast charakterystyka sterowania opisana jest wzorem:

Jest ona, w przeciwieństwie do przetwornicy zaporowej, funkcją liniową.

Powyższe zależności są prawdziwe dla ciągłego przepływu strumienia w dławiku L, tzn. dla prądu obciążenia  $I_o$  większego od wartości prądu krytycznego  $I_{okr}$  danego wzorem:

Jeśli przepływ strumienia w rdzeniu dławika L jest nieciągły, to charakterystyka sterowania jest nieliniowa i dana wzorem:

Napięcie wyjściowe zaczyna zależeć w tym przypadku od wielkości obciążenia, częstotliwości pracy, kwadratu współczynnika wypełnienia przebiegu. Podobnie jak w przetwornicy zaporowej unika się pracy dla prądów obciążenia mniejszych od wartości prądu krytycznego, z tym, że w przypadku przetwornicy przepustowej brak obciążenia powoduje, iż napięcie wyjściowe narasta tylko do wartości  $n \cdot U_{wej}$ , a nie do bardzo dużych napięć, jak w przetwornicy zaporowej. Lepsze także jest wykorzystanie rdzenia w przetwornicy przepustowej. W rdzeniu gromadzi się tylko energia magnetyczna niezbędna, aby zaistniał proces transformacji napięcia. Wartość tej energii dana jest wzorem:

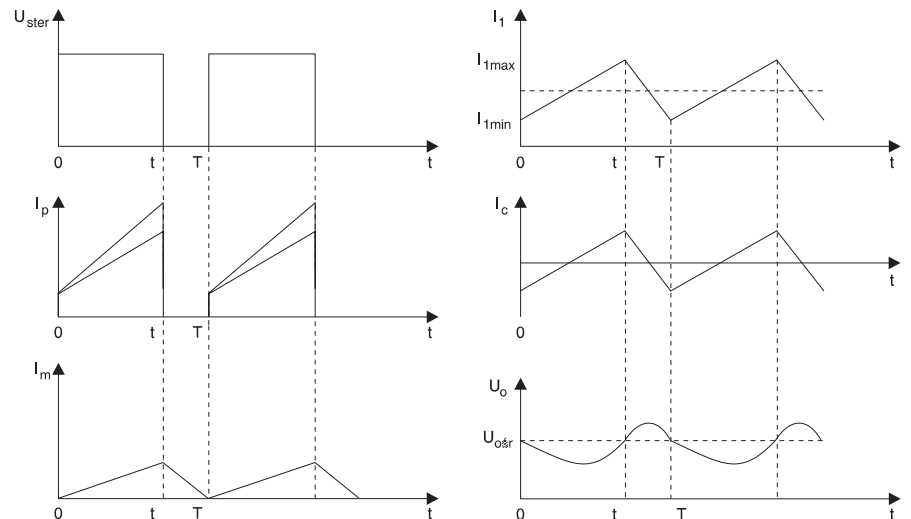
gdzie  $I_m$  jest to prąd magnesujący rdzenia, którego największa wartość jest równa:

Maksymalna wartość strumienia w rdzeniu, która musi być brana pod uwagę podczas procesu projektowego aby rdzeń nie uległ nasyceniu, jest równa:

Jeśli zapewnić odpowiednio dużą wartość  $L_p$ , to można zminimalizować zjawisko gromadzenia się energii w rdzeniu. Istniejącą już energię należy z rdzenia usuwać, aby zapobiec jego nasyceniu. Można to zrobić dwójako- albo tracąc tę energię w postaci ciepła (stosowane dla przetwornic małej mocy- rys.13b), albo zwracając ją do źródła (co wiąże się ze stosowaniem dodatkowego uzwojenia rozmagasowującego, które powoduje zwiększenie indukcyjności rozproszeń i tym samym zwiększenie generowanych zakłóceń- rys.13a).

Najbardziej istotne przebiegi napięć i prądów w obwodzie przetwornicy przepustowej przedstawia rys.14.

Adam Myalski



Rys. 14. Przebiegi napięć i prądów w obwodzie przetwornicy przepustowej.