

Jan WAJLER

SAMOWZBUDNE PRZETWORNICE DWUTAKTOWE ZE STABILIZACJĄ
NAPIĘCIA I PRĄDU WYJŚCIOWEGO

Streszczenie. W artykule omówiono działanie i przedstawiono przebiegi czasowe występujące w samowzbudnych przetwornicach dwutaktowych. Dla zakresu stabilizacji napięcia wyjściowego i dla pracy w obszarze zabezpieczenia nadprądowego obliczono zmiany częstotliwości przetwarzania. Z kolei zaproponowano taki sposób kształtowania charakterystyki wyjściowej zasilacza, który zapewnia pracę samowzbudnej przetwornicy dwutaktowej w ponadakustycznym zakresie częstotliwości przetwarzania. Wyniki obliczeń zaprezentowane zostały w formie wykresów o współrzędnych bezwymiarowych, dzięki czemu stanowią one cenną pomoc przy projektowaniu zasilaczy impulsowych w oparciu o samowzbudne przetwornice dwutaktowe.

1. Wstęp

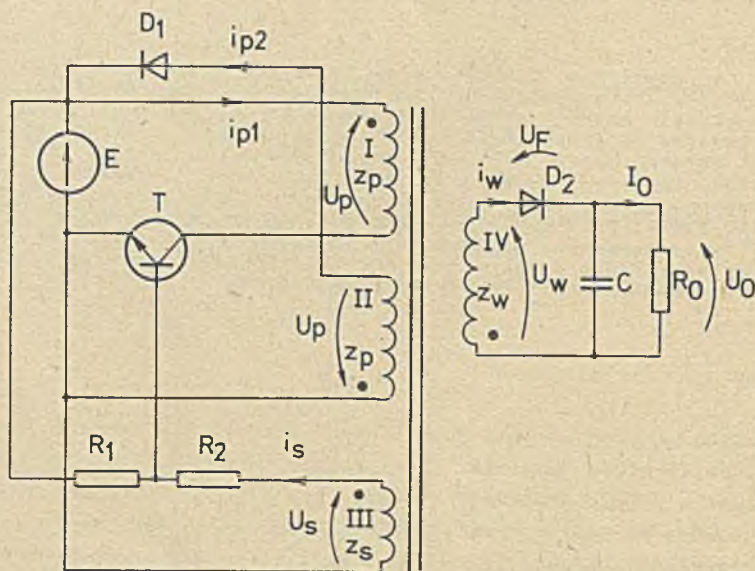
Samowzbudne przetwornice dwutaktowe z ujemnym sprzężeniem zwrotnym są klasą przetworników napięcia, które rokuje obecnie największe możliwości zastosowań w grupie zasilaczy o małej mocy wyjścia (5 W do 30 W), czyli w tzw. klasie mikroprzetwornic. Praca samowzbudna nie wymaga dodatkowych źródeł zasilania układów sterujących zasilacza, jak to ma miejsce w zasilaczach obcowzbudnych o stałej częstotliwości pracy. Zmniejsza się przez to liczba elementów użytych do budowy zasilacza impulsowego, co istotnie zwiększa niezawodność układu. Jednocześnie wprowadzenie ujemnego sprzężenia zwrotnego z wykorzystaniem elementów optoelektronicznych pozwala zachować galwaniczną izolację wejścia i wyjścia przy zapewnieniu stabilizacji napięcia wyjściowego.

W stosunku do rozwiązań konwencjonalnych (stabilizatory ciągłe) uzyskuje się zmniejszenie wymiarów i wzrost sprawności zasilacza. Jednakże projektowanie samowzbudnych przetwornic dwutaktowych ze sprzężeniem zwrotnym sprawia ciągle sporo kłopotów. Musi być poprzedzone gruntowną analizą zjawisk występujących w przetwornicy w różnych zakresach pracy. Przyjmując model transformatora uwzględniający rozproszenie magnetyczne między stroną pierwotną a wtórną w artykule wyznaczono zmiany częstotliwości przetwarzania dla samowzbudnych przetwornic dwutaktowych objętych pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego. W dalszej części omówiono zagadnienie kształtowania charakterystyki wyjściowej zasilacza impulsowego z przetwornicą

dwutaktową. Wyniki obliczeń przedstawione są w postaci wzorów i wykresów o współrzędnych bezwymiarowych.

2. Przebiegi czasowe prądów i napięć

Na rys. 1 przedstawiono schemat ideowy dwutaktowej przetwornicy samowzbudnej z jednym tranzystorem kluczującym. Uzwojenie I jest głównym uzwo-



Rys. 1. Schemat ideowy samowzbudnej przetwornicy dwutaktowej

jeniem strony pierwotnej transformatora, II - uzwojeniem dodatkowym strony pierwotnej, zaś IV - uzwojeniem strony wtórnej. Znajdujące się na stronie pierwotnej sterujące uzwojenie III zapewnia odpowiednią polaryzację złącza baza-emiter tranzystora, zaś sprzężenie magnetyczne występujące dzięki niemu jest warunkiem samooscylicyjnej pracy układu.

Do analizy samowzbudnej przetwornicy dwutaktowej o powyższym schemacie ideowym przyjęto następujące założenia:

1. Różn jest bezstratny i praca odbywa się na liniowej części krzywej magnesowania. Warunek ten spełniony będzie dla przetwornic samowzbudnych, w których o wyłączeniu tranzystora decyduje osiągnięcie przez prąd kolektora do odpowiedniej wartości, nie zaś nasycenie rdzenia magnetycznego.

2. Rezystancje i pojemności własne uzwojeń transformatora są niewielkie i ich wpływ może być zaniedbany [1], [2].

3. Przepływ uzwojenia sterującego $i_s z_g$ jest znacznie mniejszy od przepływów pozostałych uzwojeń i w analizie nie będzie uwzględniony.

4. Uzwojenia I i II strony pierwotnej o jednakowej liczbie zwojów z_p nawinięte są tak, by strumień rozproszenia magnetycznego między nimi był znikomo mały. W związku z tym można przyjąć, że ich indukcyjności własne L_{p1} , L_{p2} oraz indukcyjność wzajemna M_{p12} są sobie równe ($L_{p1} = L_{p2} = M_{p12} = L_p$). Dość dobre spełnienie powyższego warunku uzyskuje się przy bifilarnym nawinięciu uzwojeń.

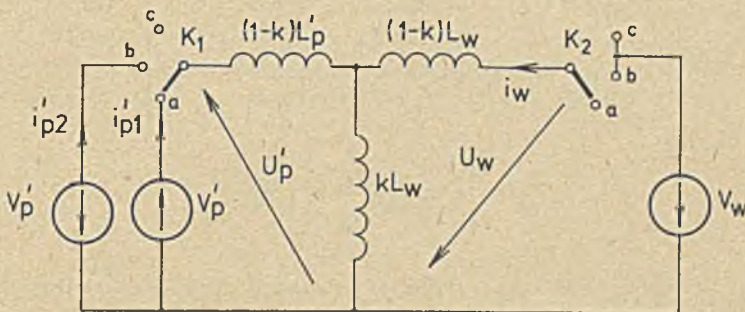
5. Rozproszenie magnetyczne między stroną pierwotną a wtórną w transformatorze jest reprezentowane przez współczynnik sprzężenia uzwojeń k , przy czym $k = \frac{M}{\sqrt{L_p L_w}}$, gdzie L_w jest indukcyjnością własną uzwojenia wtórnego o z_w zwojach, M indukcyjnością wzajemną uzwojenia wtórnego i głównego (lub dodatkowego) uzwojenia strony pierwotnej.

6. Składowe zmienne napięć wejściowego E i wyjściowego U_0 dla częstotliwości przetwarzania są pomijalnie małe w odniesieniu do składowych stałych tych napięć [1], [2].

7. Tranzystor i diody przełączane są w bardzo krótkim czasie. Na nasyconym tranzystorze występuje spadek napięcia $U_{CE sat}$, na przewodzącej diodzie napięcie U_F , zaś w stanie zablokowania tranzystor i dioda stanowią przerwę. Dla uproszczenia przyjęto $U_{CE sat} = U_F$.

8. Przetwornica samowzbudna pracuje na granicznym cyklu stabilnym przy stałym napięciu wejściowym i ustalonym prądzie wyjściowym I_0 i napięciu wyjściowym U_0 .

Przy spełnieniu powyższych założeń dla samowzbudnej przetwornicy dwutaktowej można przyjąć schemat zastępczy przedstawiony na rys. 2.



Rys. 2. Schemat zastępczy samowzbudnej przetwornicy dwutaktowej

Napięcia i prądy oraz indukcyjność uzwojeń strony pierwotnej zostały przeniesione na stronę wtórną, przy czym przyjęto przekładnię transformatora $n = \frac{z_p}{z_w}$. Stan przewodzenia lub blokowania tranzystora i diod został uwzględniony w schemacie zastępczym przez wprowadzenie synchronicznych

kluczy K_1 i K_2 , których położenie odpowiada kolejnym fazom cyklu pracy przetwornicy dwutaktowej. Analizę układu rozpoczniemy na początku pierwszego taktu, tj. w chwili, gdy tranzystor zaczyna przewodzić ($t = 0$), podając na uzwojenie pierwotne I napięcia $V_p = E - V_{CE \text{ sat}}$. Dla przetwornicy samowzbudnej dwutaktowej strumień w rdzeniu na początku pierwszego taktu jest zawsze równy zero, tak więc prąd w uzwojeniu I zaczyna od zera narastać liniowo. Napięcia indukowane na uzwojeniach II i IV mają taki znak, że diody D_1 i D_2 spolaryzowane są zapornie. Taktowi pierwszemu odpowiadać będzie na schemacie zastępczym położenie kluczy K_1 i K_2 w pozycji a.

Po upływie czasu t_a prąd uzwojenia I osiąga wartość, przy której następuje wyłączenie tranzystora T (koniec pierwszego taktu). Przerwanie prądu w uzwojeniu I powoduje, że napięcia na wszystkich uzwojeniach zmieniają znak i będą narastać (opadać) do takiej wartości, przy której diody D_1 i D_2 zostaną spolaryzowane w kierunku przewodzenia. Z chwilą gdy zacznie przewodzić dioda D_1 , przepływ wytworzony przez uzwojenie pierwotne I zostanie w całości przyjęty przez uzwojenie dodatkowe II ze względu na silne sprzężenie tych uzwojeń. Dzięki temu maksymalna wartość napięcia U_{CE} tranzystora zostanie ograniczona do wartości $2E$. Ujemne napięcie na uzwojeniu sterującym III utrzymuje tranzystor T w odcięciu, a więc prąd przez uzwojenie I w tym czasie nie płynie.

W uzwojeniu wtórnym IV w chwili wyłączenia tranzystora prąd był równy zero. Dla powyższych warunków początkowych w oparciu o schemat zastępczy, w którym klucze K_1 i K_2 znajdują się w pozycji b, można podać równanie opisujące przebiegi czasowe prądów uzwojeń dla czasu $t_a < t \leq t_a + t_b$.

$$i_{p1}(t) = 0 \quad (1)$$

$$i_{p2}(t) = \frac{1}{n} \left[\frac{V_p' t_a}{L_w} - \frac{V_p' - kV_w}{(1-k^2)L_w} (t - t_a) \right] \quad (2)$$

$$i_w(t) = \frac{kV_p' - V_w}{(1-k^2)L_w} (t - t_a) \quad (3)$$

W czasie, w którym odbywa się komutacja między stroną pierwotną a wtórną, energia zgromadzona w obwodzie magnetycznym w czasie pierwszego taktu jest teraz odprowadzona do wyjścia ale także z powrotem do wejścia przetwornicy. Komutacja zakończy się w chwili $t = t_a + t_b$, gdy prąd uzwojenia dodatkowego II opadnie do zera.

Czas komutacji t_b między stroną pierwotną a wtórną wyrazić można wzorem:

$$t_b = \frac{V'_p(1 - k^2)}{V'_p - kV_w} t_a \quad (4)$$

Dla czasu $t_a + t_c \leq t \leq t_a + t_b + t_c$ (drugi takt cyklu pracy przetwornicy dwutaktowej) energia z obwodu magnetycznego transformatora jest dostarczana już tylko do wyjścia, a prąd w uzwojeniu wtórnym opadać będzie liniowo.

Klucze K_1 i K_2 znajdują się w położeniu c. Czas trwania drugiego taktu t_c podaje wzór:

$$t_c = \frac{V'_p(kV'_p - V_w)}{V_w(V'_p - kV_w)} t_a \quad (5)$$

W chwili gdy prąd wtórny opadnie do zero, napięcia indukowane na uzwojeniach transformatora zaczną szybko zanikać. Gdy zniknie ujemne napięcie na uzwojeniu sterującym III nastąpi ponowne załączenie tranzystora dzięki startowemu opornikowi R_1 .

Osiągnięty więc został stan równoważny z chwilą $t = 0$. Przebiegi czasowe prądów i napięć uzwojeń transformatora przedstawiono na rys. 3.

Dla samowzbudnej przetwornicy dwutaktowej suma czasu t_a , t_b i t_c stanowi 1 okres (1 pełny cykl pracy), więc napięcia wejściowe oraz wyjściowe wiążąc będzie wzór (6)

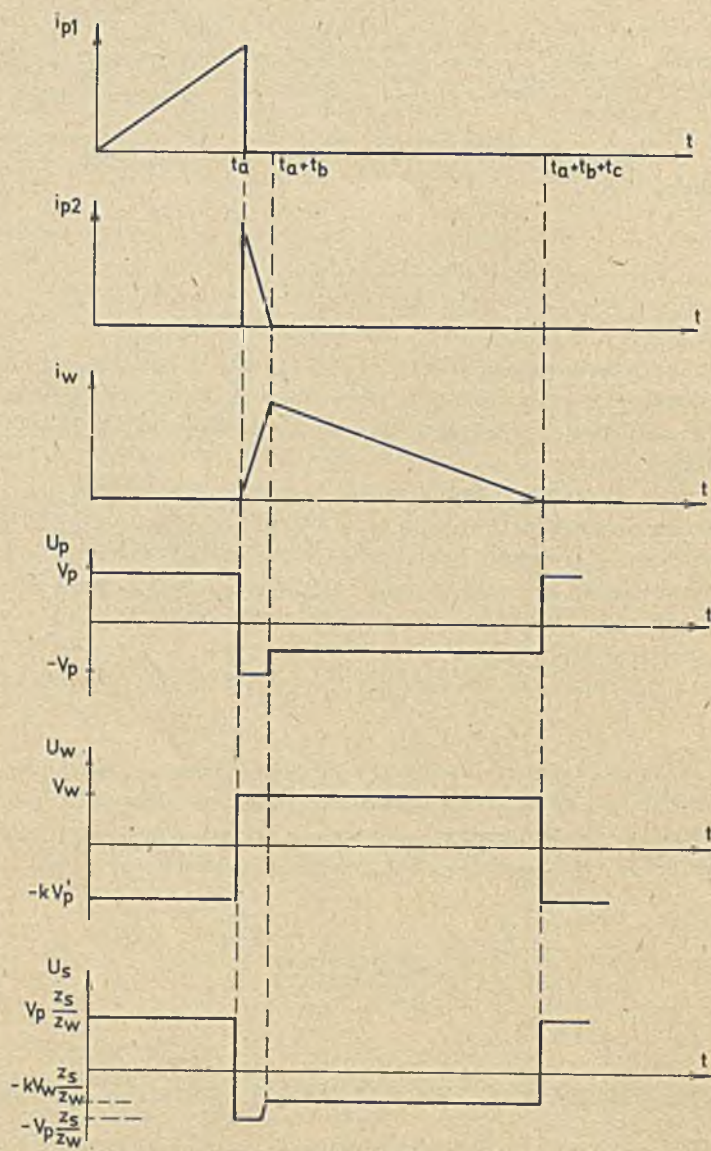
$$t_a f \left(1 + \frac{kV'_p}{V_w}\right) = 1 \quad (6)$$

w którym f oznacza częstotliwość przetwarzania (częstotliwość pracy przetwornicy). Z kolei, pamiętając, że wyjściowy prąd obciążenia I_0 jest równy średniej wartości prądu uzwojenia wtórnego, można uzależnić czas trwania pierwszego taktu t_a od prądu obciążenia przetwornicy.

$$t_a = \left[\frac{2I_0(V'_p - kV_w)L_w V_w}{f kV_p^2(kV'_p - V_w)} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (7)$$

3. Częstotliwość przetwarzania przy stabilizacji napięcia wyjściowego

Istotną cechą przetwornic samowzbudnych jest zmienność ich częstotliwości pracy w zależności od napięcia zasilania i prądu obciążenia. Obecnie większość przetwornic projektuje się tak, by pracowały z częstotliwością 20 kHz do 50 kHz. Wykraczanie poza ten przedział bywa z reguły niepożądane. Praca przy $f < 20$ kHz grozi wejściem w zakres częstotli-



Rys. 3. Przebiegi czasowe prądów i napięć uzwojeń dla przetwornicy dwu-taktowej samowzbudnej

wości akustycznych, zaś znaczne podwyższenie częstotliwości wiąże się ze wzrostem strat na przełączanie, a więc pogorszeniem sprawności. Stąd też potrzeba wyznaczenia częstotliwości pracy przetwornicy i zakresu jej zmienności.

Korzystając z wyrażeń (6) i (7) można wyprowadzić ogólny wzór na częstotliwość pracy przetwornicy dwutaktowej

$$f = \frac{V_w}{2I_{O1}L_w} \frac{kV_p'^2(kV_p' - V_w)}{(V_p' - kV_w)(kV_p' + V_w)^2} \quad (8)$$

słuszny w różnych warunkach zasilania i obciążenia przetwornicy.

Obecnie, wprowadzając współrzędne bezwymiarowe, przeanalizuje się zmienność częstotliwości pracy w pewnych szczególnych przypadkach.

Dla przetwornicy objętej ujemnym sprzężeniem zwrotnym rozważmy zakres stabilizacji napięcia wyjściowego i stałego obciążenia przy zmianach napięcia zasilania. Tak więc $V_O = \text{const}$ (co pozwala przyjąć, że $V_w = \text{const}$), $I_O = \text{const}$, zaś $V_w = \text{var}$. W tym stanie pracy wygodnie jest wprowadzić do wzoru (8) współrzędną bezwymiarową

$$a = \frac{kV_p'}{V_w}$$

Ostatecznie wzór (8) sprowadzany do współrzędnych bezwymiarowych ma postać:

$$F_1 = \frac{f}{f_{O1}} = 4 \frac{a^2}{(1+a)^2} \frac{a-1}{a-k^2} \quad (9)$$

gdzie:

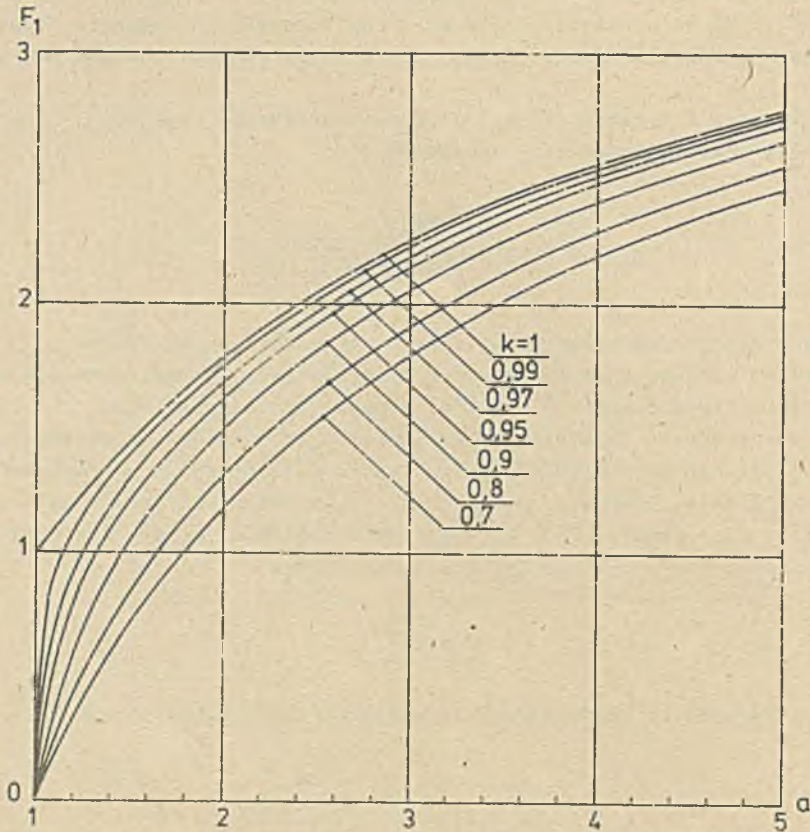
$$f_{O1} = \frac{V_w}{8I_{O1}L_w} \quad (10)$$

Jako częstotliwość odniesienia f_{O1} przyjęto tu częstotliwość pracy takiej przetwornicy, w której $k = 1$ (brak rozproszenia magnetycznego w transformatorze) oraz $a = 1$ (praca przy napięciu zasilania $V_p = \frac{z_p}{z_w} V_w$).

Na rys. 4 przedstawiono wykres zależności (9) wyznaczony dla kilku wartości stałej sprzężenia transformatora k .

Analiza wykresu pozwala sformułować następujące wnioski:

- 1) ze wzrostem napięcia zasilania częstotliwość przetwarzania rośnie,
- 2) wzrost rozproszenia magnetycznego między obwodem pierwotnym a wtórnym powoduje obniżenie częstotliwości,



Rys. 4. Częstotliwość pracy w funkcji napięcia wejściowego przy stałym napięciu i prądzie wyjściowym przetwornicy

3) szczególnie dużą zmienność częstotliwości obserwuje się dla pracy przy a dążącym do 1.

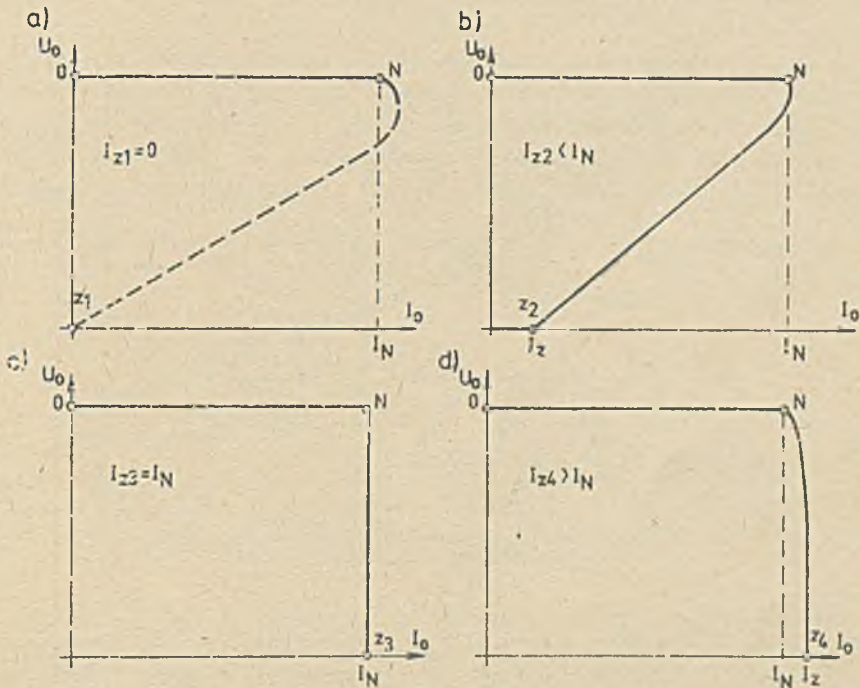
Wykres z rys. 4 umożliwia ilościowe określenie zmian częstotliwości przetwarzania przetwornicy dwutaktowej przy zmianach napięcia zasilania o $\pm n\%$ od warunków znamionowych określonych przez współrzędną a_n .

Wpływ zmian prądu obciążenia przetwornicy na częstotliwość jej pracy jest prostszy w interpretacji. Przy stałym napięciu zasilania i stabilizacji napięcia wyjściowego częstotliwość pracy przetwornicy jest odwrotnie proporcjonalna do prądu obciążenia (patrz wzór (8)). Oznacza to, że przy obciążeniu znamionowym przetwornica pracuje z częstotliwością najmniejszą. Odciążenie wyjścia przetwornicy do np. 20% prądu znamionowego powoduje aż 5-krotny wzrost częstotliwości. Tak znaczna zależność częstotliwości pracy od prądu obciążenia ogranicza zastosowanie samowzbudnych przetwornic dwutaktowych jedynie do tych przypadków, gdy przetwornica pra-

cuja z dużym wstępnym obciążeniem lub gdy jej obciążenie zmienia się w niezbyt dużym zakresie.

4. Samowzbudne przetwornice dwutaktowe w obszarze zabezpieczenia nadprądowego

W technice układów zasilających stosowane są różne struktury zabezpieczeń nadprądowych, gwarantujące uzyskanie odpowiedniej charakterystyki wyjściowej zasilacza $U_0 = g(I_0)$. Przykłady takich charakterystyk przedstawiono na rys. 5a-d.



Rys. 5. Różne warianty charakterystyki wyjściowej zasilacza w obszarze zabezpieczenia nadprądowego

Charakterystyki powyższe są identyczne na odcinku O-N, tj. dla zakresu stabilizacji napięcia wyjściowego przy zmianach prądu obciążenia od 0 do prądu znamionowego I_N , różnią się natomiast na odcinku N-Z, czyli od obciążenia znamionowego do zwarcia wyjścia. W zasilaczach o charakterystyce wyjściowej jak na rys. 5a po przekroczeniu prądu znamionowego następuje zerwanie drgań, a napięcie i prąd wyjściowy pozostają równe zero. Do-

piero zwiększenie rezystancji obciążenia powyżej $R_{ON} = \frac{U_{ON}}{I_N}$ powoduje poprawne wzbudzenie się układu.

Przetwornice o charakterystykach wyjściowych jak na rys. 5b-d na odcinku od obciążenia znamionowego do zwarcia drgań nie zrywają, a prąd zwarcie I_Z może być odpowiednio mniejszy, równy lub większy od prądu znamionowego.

Kryterium, według którego należy wybrać odpowiedni typ charakterystyki, jest najczęściej moc strat w zasilaczu, która w zakresie zabezpieczenia nie powinna przekraczać mocy traconej w warunkach znamionowych. Dla samowzbudnych przetwornic dwutaktowych należy uwzględnić ponadto zakres zmian częstotliwości przetwarzania dla pracy na odcinku N-Z charakterystyk $U_0 = g(I_0)$.

Na początek rozpatrzmy własności zabezpieczenia zapewniającego stabilizację prądu od obciążenia znamionowego (punkt N) do zwarcia (punkt Z_3). Analizując zmiany częstotliwości na odcinku N- Z_3 charakterystyki wyjściowej założymy, że napięcie wejściowe przetwornicy E jest stałe, a więc i napięcie V_p' pozostaje stałe. Posługując się dla tego obszaru pracy współrzędną bezwymiarową $A = \frac{V_w}{kV_p'}$, przy czym $0 < A < 1$, można przekształcić wzór (8) do poniższej postaci:

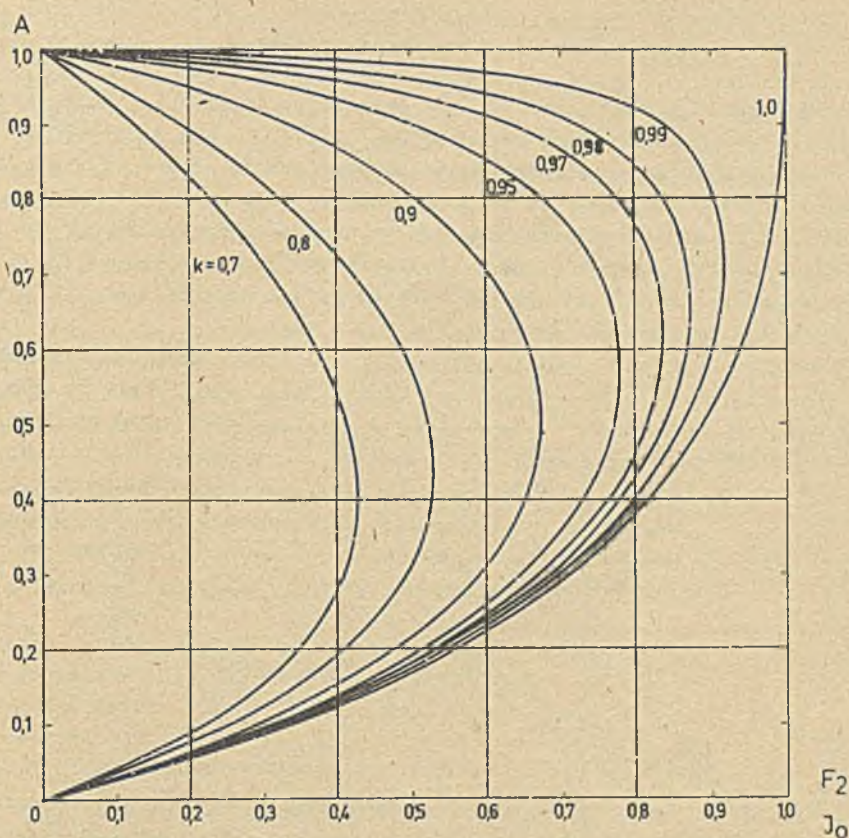
$$f = \frac{V_p'}{8I_0L_w} 4 \frac{(1-A)Ak}{(1-Ak^2)(1+A)^2} \quad (11)$$

lub dla współrzędnych bezwymiarowych:

$$F_2(A) = \frac{f}{f_{02}} = 4 \frac{(1-A)Ak}{(1-Ak^2)(1+A)^2} \quad (12)$$

$f_{02} = \frac{V_p'}{8I_0L_w}$ - jest częstotliwością pracy przetwornicy w warunkach znamionowych przy stałej sprzężenia uzwojeń transformatora $k = 1$.

Wykres na rys. 6 zależności (12) pozwala prześledzić zmiany częstotliwości pracy od obciążenia znamionowego przy A_N (A_N nie może zbyt blisko zbliżyć się do 1) do zwarcia (A blisko 0). Generalnym wnioskiem, który nasuwa się z analizy wykresu zależności (12) jest stwierdzenie, że dla stanów bliskich zwarcia wyjścia przetwornicy (A zdąża do 0) częstotliwość spada do 0 niezależnie od stałej k . Oznacza to pracę przy częstotliwościach akustycznych dla zabezpieczenia nadprądowego ze stabilizacją prądu. Jest to oczywiście niekorzystna cecha samowzbudnych przetwornic dwutaktowych.



Rys. 6. Częstotliwość przetwarzania przy stabilizacji wyjściowego prądu przetwornicy $F_2(A)$ oraz kształt charakterystyki wyjściowej zasilacza $J_0(A)$, utrzymującego stałą częstotliwość przetwarzania w obszarze zabezpieczenia nadprądowego

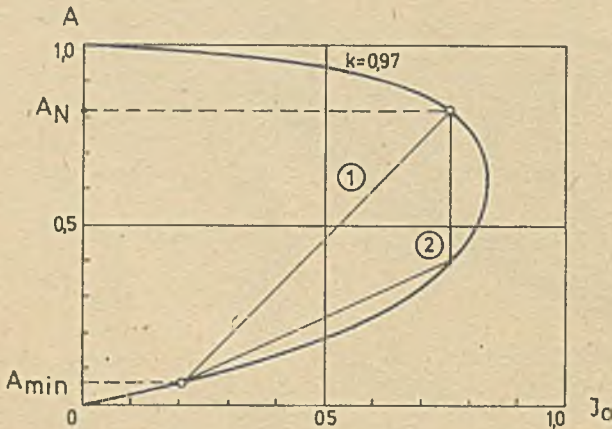
Postaramy się więc odpowiedzieć na pytanie: jak należy ukształtować charakterystykę wyjściową przetwornicy $U_0 = g(I_0)$, czyli dla współrzędnych bezwymiarowych $A = h(J_0)$, aby w zakresie działania zabezpieczenia nadprądowego częstotliwość pozostawała stała.

Szukaną zależność między prądem i napięciem wyjściowym w formie uwikłanej przedstawia wzór (11) o ile przyjąć, że $f = f_0 = \text{const}$. Oznaczając przez J_0 bezwymiarową współrzędną prądu wyjściowego ($J_0 = \frac{I_0}{\sqrt{\frac{P}{8L_w f_0}}}$) można

podać związek (13) między bezwymiarowym napięciem i prądem wyjściowym, którego zachowanie zapewnia pracę przetwornicy samowzbudnej ze stałą częstotliwością w obszarze zabezpieczenia nadprądowego.

$$J_0(A) = 4 \frac{Ak(1-A)}{(1-Ak^2)(1+A)^2} \quad (13)$$

Ponieważ funkcje $F_2(A)$ oraz $J_0(A)$ opisane są identyczną zależnością, wykres na rys. 6 ma podwójną oś odciętych (F_2, J_0). Dla przetwornic dwutaktowych samowzbudnych o znikomym małym rozproszeniu magnetycznym między stroną pierwotną a wtórną ($k = 1$) utrzymanie stałej częstotliwości przetwarzania przy zabezpieczeniu nadprądowym wymaga zmniejszania prądu wyjściowego w miarę opadania napięcia wyjściowego (charakterystyka foldback). Jeśli natomiast $k < 1$, to charakterystyka wyjściowa przetwornicy musi mieć bardziej złożony kształt.



Rys. 7. Charakterystyki wyjściowe przetwornic pracujących w ponadakustycznym paśmie częstotliwości przy zabezpieczeniu nadprądowym

Jętem warunku charakterystyka wyjściowa przetwornicy powinna znajdować się na lewo od krzywej $A = h(J_0)$ odpowiadającej stałej częstotliwości pracy.

Na rys. 7 przedstawiono przykłady charakterystyk wyjściowych samowzbu-
danej przetwornicy dwutaktowej o sprzężeniu uzwojeń $k = 0,97$, które speł-
niają ostatni warunek, a są jednocześnie dużo prostsze w praktycznej re-
alizacji.

Innym rodzajem pracy jest przeciążenie prądowe przetwornicy w sytua-
cji, gdy nie zastosowano żadnego układu ograniczającego prąd wyjściowy.
W samowzbudnych przetwornicach dwutaktowych stan taki jest z reguły do-
puszczalny, gdyż energia z wejścia do wyjścia nie jest przekazywana wprost
lecz w dwu taktach. W związku z tym do wyjścia nie można przekazać więcej
energii ponad to, co zostało zgromadzone w rdzeniu w pierwszym taktie.
Przy przeciążeniach prądowych i zwarciach wyjścia do awarii nie dojdzie,

Oczywiście odrębnym i wcale nie prostym ze-
gadnieniem będzie prak-
tyczna realizacja tak-
kiej charakterystyki na
odcinku A_N (obciąże-
nie znamionowe) do
 $A_{\min} = \frac{U_F}{kV'_P}$ (przy zwar-
ciu wyjścia). Spróbuj-
my więc osłabić kryte-
rium stałej częstotli-
wości do warunku, by
częstotliwość przetwa-
rzania przy ogranicze-
niu nadprądowym była
nie mniejsza od górnej
granicy pasma akus-
tycznego. Przy tak przy-

jednakże trzeba określić warunki pracy tranzystora i diod (zwłaszcza przy zwarciu wyjścia) i porównać je z obciążeniem znamionowym.

Układy sterowania tranzystora są projektowane tak, by z chwilą, gdy prąd kolektorowy osiągnie zbyt dużą wartość, nastąpiło natychmiastowe wyłączenie tranzystora. Ograniczenie prądu tranzystora przy stałym napięciu wejściowym E oznacza, że czas trwania pierwszego taktu nie może przekroczyć pewnej wartości maksymalnej $t_{a \max}$. Wartość $t_{a \max}$ odpowiada najczęściej czasowi trwania pierwszego taktu dla przetwornicy pracującej w warunkach znamionowych. W przetwornicach, które posiadają tylko jedno sprzężenie zwrotne z wyjścia do wejścia (wykorzystywane dla stabilizacji napięcia wyjściowego), przy prądach obciążenia większych od znamionowego przetwornica pracuje ze stałym czasem pierwszego taktu równym $t_{a \max}$. W takim stanie warunki pracy elementów strony pierwotnej przetwornicy będą nie gorsze niż przy obciążeniu znamionowym. Natomiast niewiele można powiedzieć o warunkach pracy elementów strony wtórnej przetwornicy przed wyznaczeniem jej charakterystyki wyjściowej $U_0 = g_1(I_0)$.

Dla przetwornicy dwutaktowej samowzbudnej, pracującej ze stałym czasem trwania pierwszego taktu, charakterystykę wyjściową w formie uwikłanej przedstawia wzór (14), który otrzymujemy z relacji (6) i (7).

$$t_a = \frac{2I_0(v'_p - kv_w) L_w(v_w + kv'_p)}{kv'_p(kv'_p - v_w)} \quad (14)$$

gdzie v_w reprezentuje napięcie wyjściowe ($v_w = U_0 + U_F$).

Zakładając, że dla przeciążenia prądowego $E = \text{const}$ (a więc $v_p = \text{const}$) oraz $t_a = t_{a \max} = \text{const}$, można wzór (11) wprowadzić do bezwymiarowej postaci (15):

$$J_0(A) = \frac{\int I_0}{\frac{v'_p t_{a \max}}{4L_w}} = \frac{I_0}{\frac{I_{p \max}}{4}} = \frac{1-A}{1+A} \frac{2k}{1-k^2A} \quad (15)$$

będącej związkiem między napięciem wyjściowym a prądem wyjściowym przetwornicy dwutaktowej pracującej ze stałym czasem załączenia tranzystora.

Prąd odniesienia we wzorze (15) to wartość prądu wyjściowego przetwornicy dwutaktowej o idealnym sprzężeniu magnetycznym uzwojeń pierwotnego i wtórnego ($k = 1$) dla $A = 1$, czyli gdy $v_w = \frac{z_w}{z_p} v_p = v'_p$.

Charakterystyki wyjściowe uzyskane ze wzoru (16) przedstawia rys. 8 (linia ciągła).

Dla przetwornic, dla których występuje rozproszenie magnetyczne między stroną pierwotną a wtórną ($k < 1$), parametr A nie powinien zbliżyć się zbyt do jedności, gdyż powoduje to zmniejszenie się mocy wyjściowej

przetwornic. Dlatego też interesujący jest dla nas tylko fragment krzywych z rys. 8, poczynawszy od obciążenia znamionowego (A_N, J_N) aż do zwarcia (A_{\min}, J_z).

Jak widać z wykresów dla przetwornicy dwutektowej samowzbudnej, pracującej ze stałym czasem trwania pierwszego taktu, zmniejszanie rozstancji obciążenia powoduje wzrost prądu wyjściowego i zmniejszanie się napięcia wyjściowego. Szczególnie cenna jest możliwość określenia, ile razy prąd zwarcia jest większy od prądu znamionowego, gdyż właśnie przy zwarciu przez diodę i uzwojenie wtórne popłynie największy prąd. I tak np. dla przetwornicy, w której $k = 1$, pracującej przy obciążeniu znamionowym z $A = 1$, prąd zwarcia jest dwukrotnie większy od prądu znamionowego.

Z kolei wyznaczyć należy zmiany częstotliwości przetwarzania od obciążenia znamionowego do zwarcia.

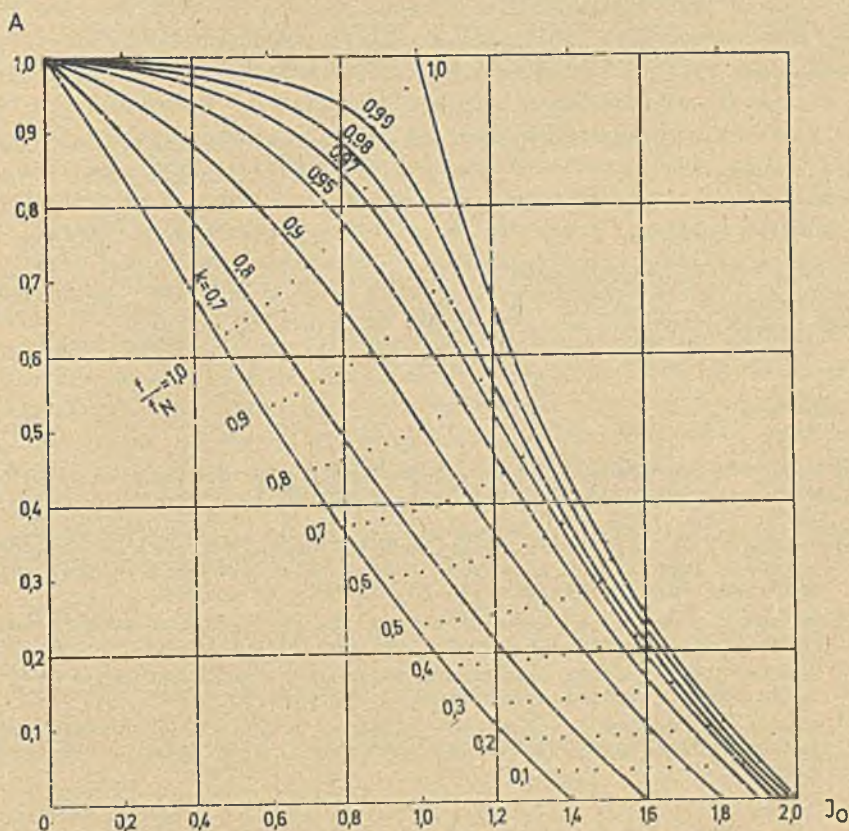
Dla współrzędnych bezwymiarowych wyrażać je będzie wzór (16) otrzymany z równania (6).

$$\frac{f}{f_N} = \frac{1 + A_N}{A_N} \frac{A}{1 + A} \quad (16)$$

Jako częstotliwość odniesienia f_N przyjęto w (16) częstotliwość przetwarzania przetwornicy pracującej w warunkach znamionowych, tj. takich, które odpowiadają maksymalnemu prądowi wyjściowemu dla zakresu stabilizacji napięcia wyjściowego. Wtedy do wyjścia przetwornicy jest przenoszona największa moc. Wartość bezwymiarowej współrzędnej napięcia A w warunkach znamionowych może być dobrana przez projektanta dość dowolnie, z tym zastrzeżeniem jednak, by A nie było zbyt blisko jedności.

By zilustrować zmiany częstotliwości przetwarzania w opisanej wyżej wersji zabezpieczenia nadprądowego zdecydowano się na jednolite kryterium wyboru A_N . Będzie to wartość odpowiadająca punktowi z krzywych na rys. 8, w którym iloczyn bezwymiarowej mocy wyjściowej ($A \cdot J_0$) osiąga maksymalną wartość. Tak więc przy obciążeniu znamionowym (A_N, J_N) względna moc wyjściowa przetwornicy jest największa. Na rys. 8 linią kropkowaną połączono punkty odpowiadające obciążeniu znamionowemu, tj. takie, w których $\frac{f}{f_N} = 1$. Następne linie kropkowane łączą punkty na charakterystykach wyjściowych, dla których $\frac{f}{f_N} = 0,9; 0,8; 0,7$ itd.

Widoczny z wykresów znaczny spadek częstotliwości przetwarzania w miarę duchodzenia do zwarcia (tj. do $A_{\min} = \frac{U_F}{kV_P}$) prowadzić będzie zawsze do pracy w akustycznym paśmie częstotliwości. Jednak należy pamiętać, że ta ostatnia wersja zabezpieczenia nadprądowego ze stałym czasem trwania pierwszego taktu jest najprostszą w praktycznej realizacji.



Rys. 8. Charakterystyki wyjściowe przetwornicy dwutaktowej pracującej ze stałym czasem załączenia tranzystora

5. Podsumowanie

Z analizy przedstawionych w artykule wykresów widać, że zaniedbywane często rozproszenie magnetyczne w transformatorze ma dość znaczny wpływ na własności samowzbudnej przetwornicy dwutaktowej, zwłaszcza wtedy, gdy bezwymiarowa zmienna $A = \frac{kV}{V_p} \pi$ zdąży do jedności. Ponieważ przy A bliskich jedności niekorzystne cechy kumulują się (silne zmiany częstotliwości przetworzenia, zmniejszanie się mocy wyjścia na przetwornicy), należy unikać pracy w tym zakresie. Zmiany częstotliwości przetworzenia w samowzbudnych przetwornicach dwutaktowych przy zmianach napięcia wejściowego nie są zbyt duże, natomiast wyjściowy prąd obciążenia ma na częstotliwość wpływ bardzo znaczny. Stąd też tej klasy przetwornice stosowane są w zesilaczach pracujących na stałe obciążenie (lub zmienne w niezbyt szerokim

zakresie) i przy napięciu wejściowym zmiennym w dość szerokim zakresie [3], [4]. Praca w zakresie zabezpieczenia nadprądowego prowadzi do znacznego spadku częstotliwości przetwarzania (praca w paśmie akustycznym), jednakże w artykule zaproponowano sposób eliminacji tego niekorzystnego zjawiska. Jakkolwiek rozważania prowadzone były dla przetwornic dwuktowych samowzbudnych, wyniki obliczeń mogą być wykorzystane także dla tej grupy obcowzbudnych przetwornic dwuktowych, które w pewnych warunkach pracują na granicy ciągłości przepływu strumienia magnetycznego w rdzeniu. I tak, zalecenia odnośnie kształtowania charakterystyki wyjściowej przetwornicy w celu utrzymania stałej częstotliwości pracy w zakresie zabezpieczenia nadprądowego znalazły swe praktyczne potwierdzenia w [5].

LITERATURA

- [1] Wilson T.: Cross regulation in an energy-storage DC-to-DC converter with two regulated outputs. Bell Laboratories Whippany, New Jersey 1977.
- [2] Burgum F.: Electrolytic capacitors for output filters of switched-mode power supplies: discussion of desirable characteristics. Mullard Technical Communications Vol. 13, No 123, July 1974.
- [3] Janson L.: Survey of converter circuits for switched-mode power supplies. Mullard Technical Communications Vol. 12, No 119, July 1973.
- [4] Boschert R.: Flyback converters solid state solution to low-cost switching power supplies. Electronics, December 21, 1978.
- [5] Siurek R., Wajler J.: Zasilacz sieciowy 5 V/6 A z przetwornicą dwuktową (praca niepublikowana). Instytut Elektroniki, Politechnika Śląska 1982.

Recenzent: Doc. dr J. Luciński

Wpłynęło do Redakcji 1.VII.1982 r.

АВТОКОЛЕБАТЕЛЬНЫЕ ДВУХТАКТНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ СО СТАБИЛИЗАЦИЕЙ ВЫХОДНОГО ТОКА И НАПРЯЖЕНИЯ

Р е з ю м е

Рассматривается работу и представляются временные диаграммы выступающие в автоколебательных двухтактных преобразователях тока. В диапазоне стабилизации выходного напряжения и для работы с ограничением выходного тока рассчитано изменение частоты преобразования. Предложен метод формирования выходной характеристики источника питания, который обеспечивает работу автоколебательного двухтактного преобразователя тока в сверх акустическом диапазоне частоты преобразования.

Результаты расчёта представлены в форме графиков с обобщёнными координатами, что в действительности облегчает задачу проектирования источников питания в автоколебательных двухтактных преобразователях тока.

SELF-OSCILLATING FLYBACK CONVERTER WITH THE OUTPUT VOLTAGE AND LOAD CURRENT CONTROL

S u m m a r y

Principles of operation and the current/voltage waveforms in self-oscillating flyback converters are presented. The switching frequency changes for voltage control and over-current protection modes of operation of this converters, are calculated. It is also shown that the performance of the self-oscillating converter in the ultrasonic frequency range is assured by the proper shaping of the output characteristic of the power supply. The results of the calculations derived are plotted in dimensionless coordinates and these curves constitute a guide to the design of the switched-mode power supplies containing the self-oscillating flyback converters.