

Zbigniew RYMARSKI

## WŁASNOŚCI STATYCZNE I DYNAMICZNE PRZETWORNICZY "BOOST" PRZY ZASTOSOWANIU FILTRU WEJŚCIOWEGO

**Streszczenie.** Artykuł omawia kryteria doboru filtra wejściowego współpracującego z dwutaktową przetwornicą "boost". Filtr wejściowy wpływa na własności dynamiczne przetwornicy i powoduje konieczność odpowiedniego doboru wzmacniacza błędów. W artykule rozważano wpływ filtra wejściowego  $L_P C_P$  lub kondensatora wejściowego  $C_P$  na charakterystyki częstotliwościowe układu otwartego i impedancję wyjściową stabilizatora. Analiza dotyczy małych przyrostów wokół określonego punktu pracy dla częstotliwości mniejszych od połowy częstotliwości impulsowania i przy ciągłym przepływie prądu przez diodę.

### 1. Wprowadzenie

Artykuł ma na celu przedstawienie wpływu parametrów pasożytniczych przetwornicy oraz dodatkowo dołączonego filtra wejściowego na charakterystyki amplitudowo- i fazowo-częstotliwościowe układu otwartego i na impedancję wyjściową stabilizatora w zakresie niskich częstotliwości. Analizowana przetwornica jest typu "boost" ze sprzężeniem zwrotnym z modulatorem szerokości impulsów i stałej częstotliwości impulsowania  $f_S$  oraz pracuje z ciągłym przepływem prądu przez diodę. Znajomość wymienionych charakterystyk umożliwi prawidłowy dobór wzmacniacza błędów. Dość często istnieje konieczność równoległego zasilania układów z tego samego źródła zasilającego. Przetwornice działające na zasadzie gromadzenia energii w diodzie pobierają prąd o przebiegu w przybliżeniu trójkątnym. Jeżeli wspólne źródło zasilające ma niezerową rezystancję i indukcyjność wyjściową, to na jego wyjściu uzyskamy napięcie zmienne, mogące zakłócić inne równoległe podłączone układy. Z tego względu stosuje się na wejściu filtry  $L_P C_P$  lub sam kondensator  $C_P$ . Innym rozwiązaniem tego problemu jest zastosowanie przetwornicy z gromadzeniem energii w kondensatorze i dwoma szeregowymi diodami [1], co wymaga w sumie tej samej liczby elementów dodatkowych.

Wszystkie typy przetwornic bazujących na gromadzeniu energii w diodzie można sprowadzić do jednej z trzech postaci: jednotaktowej "buck" (STSI) lub dwutaktowych "boost" (SIRT) i "buck - boost" [2].

Ze względu na aktualnie prowadzone badania w Instytucie Elektroniki przedstawiono analizę przetwornicy "boost".

W artykule zastosowano przybliżoną metodę analizy nieliniowych układów impulsowych polegającą na linearyzacji układu dyskretnego uprzednio uśrednionego dla małych przyrostów wokół punktu pracy.

Posługiwanie się analizą dla małych przyrostów jest celowe, ponieważ przy założeniu dużych wzmocnień w pętli sprzężenia zwrotnego, przy większych zaburzeniach wzmacniacz błędnie się nasyca i przetwornica pracuje w układzie otwartym ze stałym współczynnikiem wypełniania impulsów ( $D$ ). Analizę takiego stanu stabilizatora przedstawiono w [5]. Rezygnując z przybliżonych rozwiązań analitycznych można posłużyć się metodą kreślenia trajektorii na płaszczyźnie stanu [6] lub metodami wspomaganymi przez komputer bazującymi na równaniach stanu układu dyskretnego (również linearyzowanego) [7]. W [8] dokonano porównania przedstawionych metod.

Zgodnie z zawartymi tam wnioskami w artykule wybrano metodę [3, 4] uśredniania równań stanu w czasie jednego okresu przetwarzania  $T_S$  poprzez uśrednienie macierzy stanu, sterowania i wyjścia, a następnie linearyzacji równań stanu wokół ustalonego punktu pracy. W rezultacie można uzyskać pożądane transmitancje dla małych przyrostów zmiennych. W artykule ograniczono się do opisu stanu ciągłego przepływu prądu przez dławik gromadzący energię, ponieważ w większości zastosowań projektant stara się utrzymać ten rodzaj pracy przetwornicy ze względu na mniejsze tętnienia i dynamiczne straty mocy niż przy przepływie nieciągłym prądu. Należy jednak zwrócić uwagę, że praca z przepływem nieciągłym sprawia mniejsze kłopoty, jeżeli chodzi o utrzymanie stabilności układu, ze względu na to, że prąd dławika będący zmienną stanu w każdym okresie spada do zera, co, jak wykazano w [4], ogranicza dynamikę układu.

Jeżeli oznaczymy współczynnik wypełnienia impulsów  $D$  (stosunek czasu  $T_{ON}$  nasycenia tranzystora kluczującego do okresu przetwarzania  $T_S$ ), a współczynnik  $D' = 1 - D$  (stosunek czasu  $T_{OFF}$  odcięcia tranzystora kluczującego do czasu  $T_S$ ), to zastosowana metoda jest tym dokładniejsza, im pulsacja przetwarzania  $\omega_S$  jest większa od pulsacji drgań własnych nietłumionych efektywnego filtra wyjściowego:

$$\frac{D'}{\sqrt{L_U C_U}}, \text{ gdzie } L_U \text{ jest indukcyjnością dławika przetwornicy, a } C_U \text{ pojem-$$

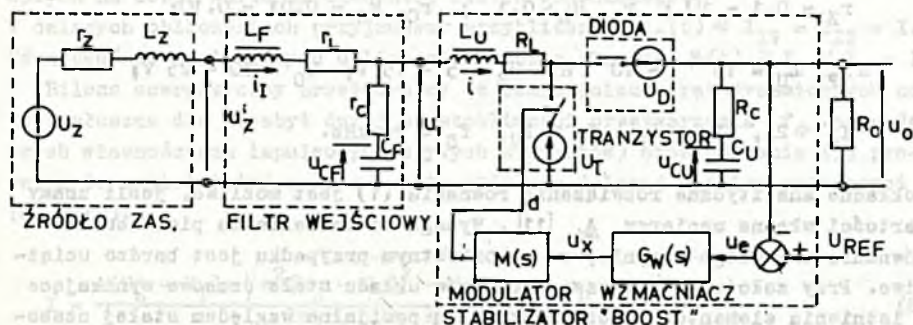
nością wyjściową [3]. Analizować można układ jedynie dla częstotliwości mniejszych od połowy  $f_S$ , co uzasadniono w dalszym ciągu artykułu.

Rysunek 1 przedstawia rozpatrywany układ.

W przedstawionym modelu uwzględniono: rezystancję wyjściową  $r_Z$  i indukcyjność wyjściową  $L_Z$  źródła zasilającego, indukcyjność  $L_P$  dławika filtra wejściowego i jego rezystancję  $r_P$ , pojemność  $C_P$  kondensatora filtra wejściowego i jego szeregowa rezystancję  $r_C$ , indukcyjność  $L_U$  dławika przetwornicy i jego rezystancję  $R_U$ , pojemność  $C_U$  kondensatora wyjściowego przetwornicy i jego rezystancję  $R_C$ , rezystancję obciążenia  $R_O$ , spadki napięcia  $U_T$  i  $U_D$  na przewodzących kluczach tranzystorowym i diodowym.

Pominięto pojemności międzyzwojowe dławików, jak również indukcyjności szeregowe  $L_{SCF}$  i  $L_{SCU}$  o wartościach znikomych w stosunku do wartości  $L_P$  i  $L_U$ . Powodują one wąskie impulsy napięcia na rzeczywistych kondensatorach nie mające znaczenia z punktu widzenia analizy dla niskich częstotliwości oraz znikome małe skoki napięcia proporcjonalne do stosunku  $L_{SCF}$  i  $L_{SCU}$  do  $L_P$  i  $L_U$ .

Wpływ na dynamikę przetwornicy ma również zjawisko modulacji czasu przeciągania  $t_S$  tranzystora mocy w funkcji zmian wartości prądu kolektora w chwili odcinania tranzystora. Efekt ten zależny jest od rodzaju sterowania tranzystora mocy i jego wpływ na dynamikę przetwornicy opisano w [9, 10]. W [10] wykazano, że im większy wpływ prądu kolektora na czas  $t_S$ , tym większe tłumienie układu otwartego. Jednakże w konkretnych rozwiązaniach przetwornic o mocy wyjściowej nie przekraczającej 50 W opisany efekt można pominać.



Rys. 1. Struktura analizowanego stabilizatora "boost"

Fig. 1. The analysed "boost" converter structure

## 2. Własności statyczne przetwornicy

Przetwornica jest objęta sprzężeniem zwrotnym i pracuje jako stabilizator. Stąd zakładamy stałe napięcie wyjściowe  $u_o = U_o$ . Jego małe zmiany mają znikomy wpływ na prąd wejściowy  $i_1$  przetwornicy.

Parametrami określającymi statyczny punkt pracy przetwornicy są napięcia  $U_Z, U_o, U_D, U_T$ , prąd obciążenia  $I_o$ , rezystancje  $r_Z, r_L, r_G, R_L$ , indukcyjności  $L_Z, L_P, L_U$ , pojemności  $C_P, C_U$ .

Układ opisany jest równaniami stanu (1):

$$\dot{x}(t_1) = A_1 x(t_1) + E_1 U_1 \quad (1)$$

$$i = 1 \text{ dla } 0 < t < DT_S, \quad t_1 = t;$$

$$i = 2 \text{ dla } DT_S < t < T_S, \quad t_2 = t - DT_S, \quad 0 < t_2 < D'T_S.$$

Wektor zmiennych stanu:

$$\underline{x}(t_1) = [i_I(t_1), u(t_1), i(t_1)]^T$$

Wektory sterowania:

$$\underline{U}_1 = [U_Z, U_T]^T; \quad \underline{U}_2 = [U_Z, U_0 + U_D]^T$$

Dobór zmiennych stanu jest celowy i pozwala na bezpośrednie wyliczenie interesujących autora przebiegów, w szczególności prądu wejściowego.

Zakładamy następujący zakres wartości parametrów układu przedstawionego na rys. 1:

$$r_Z = 0.1 - 1\Omega; \quad r_L, R_L < 0.1; \quad r_C, R_C = 0.01 - 0.1\Omega;$$

$$L_P, L_U = 10^{-4} - 10^{-3} \text{ H}; \quad U_Z = 5 - 15 \text{ V}; \quad U_0 = 10 - 25 \text{ V};$$

$$I_0 < 2\text{A}, \quad I_Z \ll I_P, \quad I_Z \ll L_U, \quad f_S = 20 \text{ kHz}.$$

Dokładne analityczne rozwiązanie równania (1) jest możliwe, jeśli znamy wartości własne macierzy  $\underline{A}_1$  [11]. Wymaga to znalezienia pierwiastków równania trzeciego stopnia, co w konkretnym przypadku jest bardzo uciążliwe. Przy założonym doborze parametrów układu stałe czasowe wynikające z istnienia elementów pasywnych są pomijalne względem stałej czasowej filtra wejściowego  $\tau_F = \sqrt{L_P C_F}$ , a  $\tau_F$  jest znacznie większa od okresu przetwarzania  $T_S$ . Dzięki temu można aproksymować z dobrą dokładnością macierz  $e^{\underline{A}t}$  za pomocą równania (2):

$$e^{\underline{A}t} = 1 + \underline{A}t_1 + \frac{1}{2} \underline{A}^2 t_1^2. \quad (2)$$

Oznaczając warunki początkowe obu taktów pracy w czasie jednego okresu przetwarzania jako  $\underline{X}_1 = [I_{I1}, U_1, I_1]^T$ , można zapisać warunki pracy układu w stanie ustalonym:

$$\underline{X}_1 = \underline{x}(t_1 = 0) = \underline{x}(t_2 = D^*T) \quad (3)$$

$$\underline{X}_2 = \underline{x}(t_2 = 0) = \underline{x}(t_1 = DT)$$

Przybliżone rozwiązanie równania (1), uwzględniając (2) ma postać:

$$\underline{x}(t_1) = (1 + \underline{A}t_1 + \frac{1}{2} \underline{A}^2 t_1^2) \underline{X}_1 + (1 + \frac{1}{2} \underline{A} t^2) \underline{B}_1 \underline{U}_1 \quad (4)$$

Z równań (3) i (4) można wyliczyć  $\underline{X}_1$  i  $\underline{X}_2$ .

Najbardziej interesujący z punktu widzenia doboru filtra wejściowego jest przebieg prądu wejściowego  $i_I(t)$

$$I_{I1} = I_{I2} = \frac{1}{r_Z + r_L + R_L} [U_Z - DU_t - D'(U_0 + U_D)] \quad (5)$$

$$i_I(t_1) = I_{I1} + D' \frac{r_C}{L_F I_U} (U_0 + U_D - U_T) \frac{t_1^2}{2} - DD' \frac{1}{2} \frac{r_C}{L_F I_U} (U_0 + U_D - U_T) T t_1 \quad (6)$$

$$i_I(t_2) = I_{I2} - D \frac{r_C}{L_F I_U} (U_0 + U_D - U_T) \frac{t_2^2}{2} + DD' \frac{1}{2} \frac{r_C}{L_F I_U} (U_0 + U_D - U_T) T t_2 \quad (7)$$

Znajomość przebiegu  $i_I(t)$  umożliwia obliczenie maksymalnej amplitudy tętnień napięcia  $U_Z(t)$ . Ustalenie dopuszczalnej wartości tej amplitudy wpływa na dobór wartości elementów filtra wejściowego.

W dalszych obliczeniach przyjmujemy przybliżenie  $i_I(t) \approx I_{I1} = I_{I2} = I$ . Równocześnie w niektórych obliczeniach można przyjąć  $i(t) \approx I_1 \approx I_2 = I$ .

Bilans energetyczny przetwornicy (z pominięciem strat dynamicznych co jest słuszne dla niezbyt dużej częstotliwości przetwarzania  $f_B$  przy dobrych własnościach impulsowych użytych elementów) oraz równanie (5) prowadzą do najistotniejszych z punktu widzenia dalszej analizy zależności (8) i (9).

$$I = \frac{a(U_Z - U_T) - \sqrt{a^2(U_Z - U_T)^2 - 4a(r_Z + r_L + R_L)U_0 I_0}}{2a(r_Z + r_L + R_L)} \quad (8)$$

gdzie

$$a = \frac{U_0}{U_0 + U_D - U_T}$$

$$D = \frac{U_0 + U_D - U_Z}{U_0 + U_D - U_T} + \frac{r_Z + r_L + R_L}{U_Z - U_T} I_0 \quad (9)$$

Wzory (8) i (9) po podstawieniu  $r_L = 0$  są również słuszne dla układu bez filtra wejściowego.

Granica ciągłego przepływu prądu przez dławik  $L_U$  określona jest przez minimalną wartość prądu obciążenia  $I_{OG}$  i związaną z nią minimalną wartość współczynnika wypełnienia  $D_G$  opisane przybliżonymi wzorami (10a, b)

$$I_{OG} = \frac{1}{2} \frac{1}{L_U} (U_0 - U_Z + U_D) \frac{(U_Z - U_T)^2}{(U_0 + U_D - U_T)^2} T S \quad (10a)$$

$$D_G = D(I_0 = I_{OG}) \quad (10b)$$

### 3. Własności dynamiczne przetwornicy

W celu określenia własności dynamicznych przetwornicy zastosowano metodę przedstawioną we wprowadzeniu.

Układ opisano równaniami stanu o postaci (1) i równaniem wejścia (11):

$$u_0(t_1) = C_1 x(t_1). \quad (11)$$

W celu zwiększenia dokładności metody zastosowano jednak inne zmienne stanu niż w równaniu (1). Jako zmienne przyjęto napięcia na idealnych (a nie jak poprzednio rzeczywistych) kondensatorach, ponieważ zmiany napięcia na nich w jednym okresie przetwarzania są mniejsze niż na rzeczywistych kondensatorach. Zmieniany jest również wektor sterowania, ponieważ liczymy obecnie zależność  $u_0(t)$ .

Indeks F oznaczać będzie zależności dla układu z filtrem wejściowym, indeks P dla układu podstawowego bez filtra.

Wektory zmiennych stanu mają postać:

$$\underline{x}_P = [i, u_{CU}]^T, \quad \underline{x}_F = [i_I, u_{CF}, i, u_{CU}]^T,$$

wektor sterowania:

$$U_1 = U_2 = U = [U_Z, U_T, U_D]^T.$$

Po uśrednieniu równań stanu w jednym okresie przetwarzania można zapisać zależności (12):

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}(t) &= A \hat{x}(t) + B U, \\ u_0(t) &= C \hat{x}(t), \end{aligned} \quad (12)$$

gdzie:

$$A = D A_1 + D' A_2, \quad B = D B_1 + D' B_2, \quad C = D C_1 + D' C_2.$$

W celu wyprowadzenia wzorów dla małych przyrostów zapisujemy:

$x = X + \hat{x}$ ,  $y = Y + \hat{y}$ ,  $d = D + \hat{d}$ , gdzie oznaczenia "z daszkiem" wskazują wielkości przyrostowe wokół punktu pracy oznaczonego dużymi literami.

Równania stanu dla małych przyrostów mają postać (13):

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}} &= A \hat{x} + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U] \hat{d} \\ \hat{y} &= C \hat{x} + (C_1 - C_2)X \hat{d} \end{aligned} \quad (13)$$

Transmitancja operatorowa układu otwartego stabilizatora (rys. 1):

$$K(s) = \frac{\hat{u}_o(s)}{u_e(s)} = G_w(s)M(s)K_p(s), \quad (14)$$

gdzie:

$$G_w(s) = \frac{\hat{u}_x(s)}{\hat{u}_e(s)} \quad \text{transmitancja wzmacniacza błędów,}$$

$$\hat{u}_e(s) = -\hat{u}_o(s) \quad \text{jest przyrostowym sygnałem błędów,}$$

$$M(s) = \frac{\hat{d}(s)}{\hat{u}_x(s)} \quad \text{transmitancja modulatora;}$$

$$K_p(s) = \frac{\hat{u}_o(s)}{\hat{d}(s)} \quad \text{transmitancja części mocy przetwornicy.}$$

W [12] do analizy modulatora zastosowano metodę funkcji opisującej. Dla zakresu częstotliwości mniejszych od połowy częstotliwości impulsowania:

$$M(s) = \frac{f_M(s)}{U_M}, \quad (15)$$

gdzie  $f_M(s)$  reprezentuje własności dynamiczne elementów modulatora, a  $U_M$  jest teoretycznym przyrostem napięcia wejściowego modulatora powodującym zmianę współczynnika wypełnienia  $d$  od 0 do 1; w zakresie badanych częstotliwości przyjmujemy  $f_M(s) = 1$ .

Wyznaczone transmitancje  $K_0(s) = M(s)K_p(s)$ , której znajomość jest niezbędna do zaprojektowania wzmacniacza błędów:

$$K_0(s) = \frac{\hat{u}_o(s)}{\hat{u}_x(s)} = \frac{1}{U_M} \left\{ (c_1s - A)^{-1} \left[ (A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U \right] + (c_1 - c_2)X \right\} \quad (16)$$

$$K_0(s) = K_0(s=0) \frac{1 + \sum_{k=1}^n a_k s^k}{1 + \sum_{k=1}^n b_k s^k} \quad (17)$$

Przyjęto oznaczenie:  $L_F = L_Z + L_P$

$$K_0(s=0) = \frac{1}{D,2} \frac{R_0}{R_0 + R_T} \frac{U_Z - U_T}{U_M} \quad (18)$$

$$n = 4$$

$$a_1 = -\frac{L_F + L_U}{D,2 R_0} + R_C C_U + r_S C_F \quad (19)$$

$$a_2 = -\frac{R_C}{D,2 R_0} L_F' + L_U C_U + L_F' C_F - \frac{r_S}{D,2 R_C} L_U C_F + r_S R_C C_U C_F \quad (20)$$

$$a_3 = -\frac{R_C}{D,2 R_0} r_S C_F L_U C_U + R_C C_U L_F' C_F - \frac{L_U}{D,2 R_0} L_F' C_F \quad (21)$$

$$a_4 = -\frac{R_C}{D,2 R_0} L_U C_U L_F' C_F \quad (22)$$

$$n = 4$$

$$b_1 = \frac{R_0}{R_0 + R_T} \left( \frac{L_F' + L_U}{D,2 R_0} + R_T C_U + \frac{D,2 r_S R_0 - r_C^2}{D,2 R_0} C_F \right) \quad (23)$$

$$b_2 = \frac{R_0}{R_0 + R_T} \left( \frac{L_F' + L_U}{D,2} C_U + \frac{L_F' C_F}{D,2} + \frac{r_S}{D,2 R_0} L_U C_F + \frac{r_S R_S + r_C^2}{D,2} C_U C_F \right) \quad (24)$$

$$b_3 = \frac{R_0}{R_0 + R_T} \left( r_S C_F \frac{L_U C_U}{D,2} + R_S C_U \frac{L_F' C_F}{D,2} + \frac{L_U L_F' C_F}{D,2 R_0} \right) \quad (25)$$

$$b_4 = \frac{R_0}{R_0 + R_T} \frac{1}{D,2} L_U C_U L_F' C_F \quad (26)$$

gdzie:

$$r_S = r_Z + r_L + r_C, \quad R_S = r_C + R_L + D,2 R_C,$$

$$R_T = \frac{1}{D,2} (r_Z + r_L + R_L + D,2 R_C)$$

We wzorach (18)-(26) przyjęto założenie, że  $r_S \ll R_{WE}$  oraz  $R_S \ll R_{WE}$ ,  
gdzie rezystancja wejściowa przetwornicy  $R_{WE} \approx B,2 R_0$ .



Rezystancja  $r_S$  jest rezystancją tłumiącą obwód wejściowy. Rezystancja  $R_T$  jest rezystancją tłumiącą efektywny filtr wyjściowy. Pojęcie efektywnego filtra wprowadzono w [3] wynika z uśrednienia równań stanu w okresie przetwarzania.

W przypadku przetwornicy "boost" (SIRT) o zmiennej w czasie okresu przetwarzania strukturalnie należy w uśrednionym opisie przetwornicy uwzględnić efektywną (przemnożoną przez kwadrat przekładni napięciowej przetwornicy) indukcyjność dławika gromadzącego energię, co związane jest z opisaną w literaturze [3, 4, 10] analogią przetwornicy impulsowej do transformatora przenoszącego składową stałą.

Przedstawione wzory zapisano tak, że można przyjąć za równe zero nie istniejące w danym przypadku wartości  $L_F$ ,  $r_L$  lub  $C_F$  i  $r_C$ . W podstawowym przypadku, gdy  $L_F = 0$ ,  $r_L = 0$ ,  $C_F = 0$ ,  $r_C = 0$ , wzór (17) przyjmuje następującą postać:

$$K_O(s) = K_{OP}(s)$$

$$K_{OP}(s) = \frac{R_O}{R_O + R_T} \frac{U_Z - U_T}{U_M} \frac{(1 + s R_C C_U)(1 - s \frac{L_U}{D^2 R_O})}{1 + 2 \frac{\xi^x}{\omega^x U} s + \frac{1}{\omega^x U^2} s^2} \quad (27)$$

$$\xi^x = \frac{1}{2} \left( \frac{R_T}{R_U} + \frac{R_U}{R_O} \right), \quad R_U = \sqrt{\frac{L_U}{C_U}} = \frac{1}{D} \sqrt{\frac{L_U}{C_U}} \quad (28)$$

$$\omega^x U = \frac{1}{\sqrt{L_U^x C_U}} \frac{D^2}{\sqrt{L_U C_U}} \quad (29)$$

$L_U^x$ ,  $R_U^x$  są parametrami efektywnego filtra wyjściowego.

Przedstawione wzory (27)-(29) umożliwiają wykreślenie przybliżonych logarytmicznych charakterystyk częstotliwościowych układu otwartego bez wzmacniacza błędów na podstawie analizy wzajemnego rozkładu zer i biegunów funkcji (27).

Podkreślić należy niekorzystną nieminimalnofazowość funkcji (27) stabilizatora "boost" mogąca prowadzić do opóźnienia w układzie otwartym bez wzmacniacza błędów większego od  $-\pi$ , jeżeli pojemność wyjściowa  $C_U$  jest zbyt mała, tzn. nie spełnia zależności (30).

$$C_U > \frac{1}{R_O R_C} \frac{L_U}{D^2} \quad (30)$$

Efekt nieminimalnofazowości wynika z istnienia rezystancji pasywnych kondensatora wyjściowego.

W przypadku stosowania w sprzężeniu zwrotnym stabilizatora SIRT proporcjonalnego wzmacniacza błędu jego dopuszczalne wzmocnienie  $k_W$  jest tym większe, im większy jest stosunek rezystancji obciążenia  $R_O$  do rezystancji pasożytniczej  $R_C$  zgodnie ze wzorem (31):

$$k_W < D^2 \frac{U_M}{U_Z - U_T} \frac{R_O}{R_C} \quad (31)$$

Ponieważ bezpośrednia analiza charakterystyk częstotliwościowych układu otwartego stabilizatora z filtrem wejściowym  $L_P C_P$  jest niemożliwa ze względu na zbyt dużą liczbę zer i biegunów, należy wprowadzić takie przybliżenia, by można było analizować wzory o stopniu licznika i mianownika nie wyższym niż drugi. Przybliżenie to musi spełniać następujące założenie wynikające z uprzednio przedstawionych zależności:

dotychczasowe obwody wejściowe (filtr wejściowy  $L_P C_P$  lub kondensator wejściowy  $C_P$ ) wpływają na przebieg charakterystyk częstotliwościowych dla pulsacji z wnętrza analizowanego zakresu, praktycznie nie wpływając na transmitancję widmowa dla pulsacji bliskich 0, jak i dla pulsacji bliskich połowie częstości przetwarzania. Przybliżenie za pomocą opisanych w literaturze metod redukcji wprowadza duże błędy pomimo spełnienia przedstawionych założeń [16]. Stąd wniosek, że przybliżenie powinno zawierać tę samą liczbę zer i biegunów co funkcja dokładna, jednak musi umożliwiać analizę wielomianów co najwyżej drugiego stopnia.

Transmitancję układu otwartego stabilizatora z dodatkowym obwodem wejściowym ( $K_{OP}$  lub  $K_{OC}$ ) można przedstawić jako iloczyn transmitancji układu podstawowego ( $K_{OP}$ ) i funkcji wyrażającej wpływ dodatkowego obwodu wejściowego ( $K_{KP}$  lub  $K_{KC}$ ) nazywanej dalej funkcją wpływu.

Zarówno funkcja wpływu jak i przedstawiona już transmitancja układu podstawowego mają liczbę zer i biegunów nie większą od 2, a zatem możliwa jest dyskusja ich logarytmicznych charakterystyk częstotliwościowych.

Ponieważ nie można wyznaczyć dokładnej funkcji wpływu, więc należy posłużyć się jej nisko- lub wysokoczęstotliwościowym przybliżeniem w odpowiednim zakresie pulsacji.

Logarytmiczne charakterystyki częstotliwościowe będące przybliżeniem charakterystyk funkcji wpływu w całym analizowanym zakresie pulsacji powstają ze złożenia dwóch wspomnianych przybliżeń, przy czym pulsację graniczną  $\omega_G$ , przy której należy przejść z przybliżenia nisko- do wysokoczęstotliwościowego oblicza się dając do jak najdokładniejszego przybliżenia charakterystyk amplitudowych.

W celu ograniczenia ilości parametrów występujących w funkcji wpływu wyrażono tę funkcję w zależności od odpowiednich zmiennych bezwymiarowych określających wzajemne relacje parametrów dodatkowego obwodu wejściowego i podstawowego układu przetwornicy.

Jako podstawowa zmienna przyjęto wielkość  $x$  ( $x_F$  lub  $x_C$ ) określająca tłumienie w obwodzie wejściowym, traktując pozostałe zmienne ( $\delta_L$ ,  $\lambda_C$ ,  $R_U/R_O$ ) i współczynnik wypełnienia impulsów  $D$  jako parametry funkcji wpływu.

Dopuszczalny zakres zmiennej  $x$  podzielono na przedziały, w których występuje odrębny, indywidualny dla danego przedziału przebieg logarytmicznych charakterystyk częstotliwościowych funkcji wpływu. Zestaw tych przebiegów we wszystkich wyodrębnionych przedziałach zmiennej  $x$  tworzy obraz zmian funkcji wpływu w zależności od wartości zmiennej  $x$ . Na podstawie wpływu wartości zmiennych bezwymiarowych na współczynniki przybliżeń funkcji wpływu i na pulsację  $\omega_G$  można określić wpływ parametrów obwodu wejściowego oraz parametrów sterownika na przebieg charakterystyk funkcji wpływu, a w rezultacie na transmitancję układu otwartego  $K_O$ . W [16] przedstawiono rezultaty analizy według naszkicowanego schematu.

$$x_F = x_S^2 \frac{C_F}{L_F} \quad (32)$$

$$x_C = x_S^2 \frac{C_F}{L_U} \quad (33)$$

$$\lambda_C = \frac{C_F}{U}, \quad \delta_L = \frac{L_F}{L_U} \quad (34)$$

W przypadku stosowania filtra wejściowego  $L_F C_F$  korzystne jest dobranie jak największej pojemności  $C_F$ , tak by  $x_F > 1$ , ponieważ osłabia to wpływ filtra na własności dynamiczne przetwornicy. Wpływ filtra wejściowego maleje wraz z tłumieniem. W [17] wykazano, że przy dowolnych parametrach przetwornicy "boost" z złożonego zakresu:

$$\omega_G \ll \omega_F, \quad \text{gdzie} \quad \omega_F = \frac{1}{\sqrt{L_F C_F}} \quad (35)$$

Ponieważ najbardziej istotny wpływ filtra wejściowego występuje dla pulsacji w otoczeniu  $\omega_{M2}$  (zgodnie z oznaczeniem z [16]), a  $\omega_{M2} > \omega_F$ , więc w niniejszym artykule przedstawiono jedynie wysokoczęstotliwościowe przybliżenie funkcji wpływu  $K_{KF2}$ .

$$K_{KF2}(s) = \frac{\omega_{L2}^2 + 2\xi_{L2}\omega_{L2}s + s^2}{\omega_{M2}^2 + 2\xi_{M2}\omega_{M2}s + s^2} \quad (36)$$

$$\xi_{L2} = \frac{1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + \delta_L}} \sqrt{x_F} \quad (37)$$

$$\omega_{L2} = \sqrt{1 + \delta_L} \omega_F \quad (38)$$

$$\xi_{M2} = \frac{1 - k_F \delta_L}{\sqrt{1 - \Delta}} \xi_{L2} \quad (39)$$

$$\omega_{M2} = \sqrt{1 - \Delta} \omega_{L2} \quad (40)$$

$$\Delta = \frac{k_F \delta_L}{1 + \delta_L} \left( 1 - \delta_L \frac{D^2 R_T}{r_S} \right) x_F \quad (41)$$

$$k_F = \frac{r_Z + r_L - r_C}{r_Z + r_L + r_C} \quad (42)$$

Przy niewielkiej wartości  $x_F$  spełniającej nierówność (43) istotny przyrost modułu wzmocnienia spowodowany stosowaniem filtra wejściowego  $L_F C_F$  wystąpi dla  $\omega = \omega_{M2}$ .

$$x_F < \frac{4(1 + \delta_L)}{(1 + k_F \delta_L)^2 - 4 k_F \delta_L^2} \quad (43)$$

$$K_{KF2}(\omega = \omega_{M2}) = \frac{1}{1 - k_F \delta_L} \sqrt{1 + \frac{\Delta^2}{1 + \Delta} \frac{1 + \delta_L}{x_F}} \quad (44)$$

W zakresie  $\omega_{M2} < \omega < \omega_{L2}$  wystąpi znaczne dodatkowe opóźnienie fazy w układzie otwartym. Równoczesny przyrost modułu wzmocnienia i dodatkowe opóźnienie fazy wskazują na destabilizujący wpływ filtra wejściowego. Projektant stabilizatora musi zatem uwzględnić parametry filtra wejściowego przy określaniu charakterystyki wzmacniacza błędów.

Przedstawione w artykule przybliżone zależności pozwalają na szybkie oszacowanie wpływu filtra wejściowego  $L_F C_F$  na wykreślone wstępnie logarytmiczne charakterystyki częstotliwościowe podstawowego układu stabilizatora.

Podobną analizę dla stabilizatora z kondensatorem wejściowym  $C_F (L_F = 0)$  przedstawiono w [16]. Okazuje się, że stosowanie kondensatora  $C_F$  spowoduje przyrost modułu wzmocnienia w układzie otwartym tym większy, im mniejsza jest jego rezystancja szeregową  $r_C$  i im mniejsza jest wartość zmiennej  $x_C$

W pewnym zakresie częstotliwości może wystąpić dodatkowe opóźnienie fazy. Aby temu zapobiec, należy dobrać wartość pojemności  $C_F$  zgodnie ze wzorem (45).

$$C_F \gg \frac{L_I}{R_S} \quad (45)$$

Po dobraniu wzmacniacza błędu, znając transmitancję całego układu otwartego, można obliczyć impedancję wyjściową stabilizatora, pod warunkiem że zna się impedancję wyjściową przetwornicy pracującej w układzie otwartym. Wzory opisujące tę impedancję zamieszczono w [16]. Impedancja wyjściowa stabilizatora impulsowego, szczególnie przy stosowaniu filtra wejściowego  $L_F C_F$  może w pewnym zakresie częstotliwości mieć charakter ujemnej rezystancji. Jest to zjawisko niekorzystne przy niewielkiej rezystancji obciążenia, gdyż może wówczas wystąpić niestabilna praca układu zasilacz - obciążenie. W opisaną już transmitancji układu otwartego uwzględniono rezystancję obciążenia. Zatem dobór wzmacniacza błędu dokonany na podstawie analizy tej transmitancji powinien zapewniać stabilną pracę układu zasilacz - obciążenie. Z tego punktu widzenia analiza impedancji wyjściowej jest alternatywnym podejściem do doboru wzmacniacza błędu w stosunku do analizy transmitancji układu otwartego. Odrębnym zagadnieniem jest analiza impedancji wyjściowej z punktu widzenia najbardziej pożądanego przebiegu jej charakterystyk częstotliwościowych.

Ponieważ dodatkowe obwody wejściowe ( $L_F C_F$  lub  $C_F$ ) mają wpływ na przebieg charakterystyk częstotliwościowych impedancji wyjściowej wewnątrz analizowanego zakresu częstotliwości, nie zmieniając istotnie ich przebiegu zarówno dla najniższych, jak i najwyższych częstotliwości, można stwierdzić, że dodatkowe obwody wejściowe wydłużają czas dojścia napięcia wyjściowego  $u_0$  do stanu ustalonego po zadanym skoku prądu obciążenia  $i_0$ .

#### 4. Przykłady obciążeń dla laboratoryjnych modeli stabilizatorów

W celu wykazania prawidłowości teoretycznych rozważań z punktów 2 i 3 zbudowano przetwornicę "boost" o parametrach zgodnych z założeniami, dokonano pomiarów charakterystyk amplitudowo- i fazowo-częstotliwościowych układu otwartego bez wzmacniacza błędu, a następnie porównano je z charakterystykami wyznaczonymi teoretycznie. Zastosowano metodę przedstawioną w [13, 14, 15], adaptowaną odpowiednio przez autora niniejszego artykułu w [16]. Główną zasadą tej metody jest wprowadzenie napięciowego sygnału testującego do układu zamkniętego (automatycznie utrzymującego stały punkt pracy) dla dokonania pomiarów transmitancji widmowej układu otwartego. W [16] wskazano na konieczność wychodzenia z zakresu małych przyrostów przy pomiarach transmitancji dla wyższych częstotliwości

(bliskich  $0,5 f_S$ ), co może być jedną z nieuwzględnianych w literaturze przyczyn rozbieżności charakterystyk teoretycznych i pomiarowych. Okazuje się jednak w praktyce, że małosygnałowa transmitancja  $K_O(s)$  może opisywać układ otwarty również dla dość dużych sygnałów zmiennych na wejściu modulatora.

Błąd względny pomiarów, przy stosowaniu opisanego [16] zestawu przyrządów, przy eliminacji wskazanych przyczyn błędów, nie powinien przekroczyć 5%.

Testowany stabilizator "boost" miał następujące parametry:

$L_u = 0,426 \text{ mH}$ ,  $C_u = 7950 \text{ } \mu\text{F}$ ,  $R_L = 0,039 \Omega$ ,  $R_C = 0,015 \Omega$ ,  $r_Z = 0,35 \Omega$ ,  
 $U_{we} = 9,6 \text{ V}$ ,  $U_O = 15 \text{ V}$ ,  $U_D = 0,85 \text{ V}$ ,  $U_T = 0,18 \text{ V}$ ,  $I_O = 1,20 \text{ A}$ ,  
 $U_M = 12 \text{ V}$ .

Parametry filtra wejściowego:

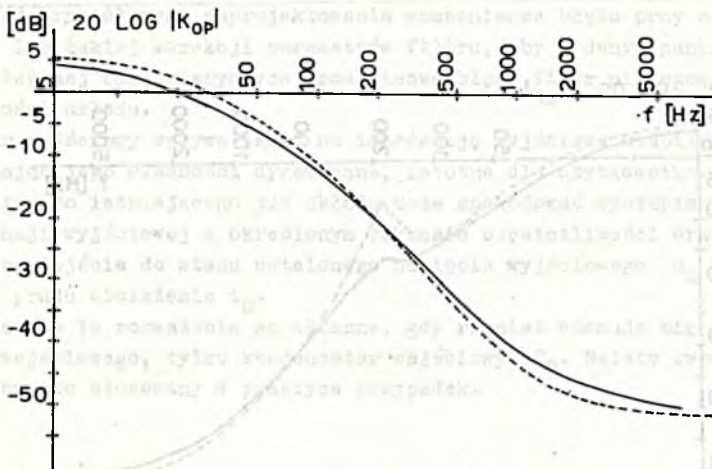
$L_P = 0,410 \text{ mH}$ ,  $C_P = 3250 \text{ } \mu\text{F}$ ,  $r_L = 0,038 \Omega$ ,  $r_C = 0,030 \Omega$ .

Rysunek 2, 3, 4 i 5 przedstawiają obliczone (linia przerywana) i zmierzane (linia ciągła) logarytmiczne charakterystyki częstotliwościowe układu otwartego bez wzmacniacza błędu laboratoryjnego modelu stabilizatorów "boost" bez dodatkowych obwodów wejściowych i z filtrem wejściowym  $L_P C_P$  dla częstotliwości od 5 Hz do 7 kHz.

Uzyskano dość dobrą zbieżność obliczeń i pomiarów dla przetwornicy o parametrach dobranych celowo tak, by podkreślić przyczyny występujących błędów przedstawionego w artykule modelu matematycznego. Rysunek 2 i 3 obrazują zwiększenie niedokładności matematycznego opisu przetwornicy przy zbyt dużym tłumieniu w obwodzie wejściowym, co koliduje z założeniem liniowości przebiegów czasowych zmiennych stanu wewnątrz kolejnych taktów pracy. Rysunek 4 i 5 ilustrują stwierdzenie, że pominięcie w analizie rzeczywistych własności dynamicznych elementów układu jest przyczyną tego, że wpływ filtra wejściowego  $L_P C_P$  wynikający z obliczeń jest większy niż istniejący naprawdę.

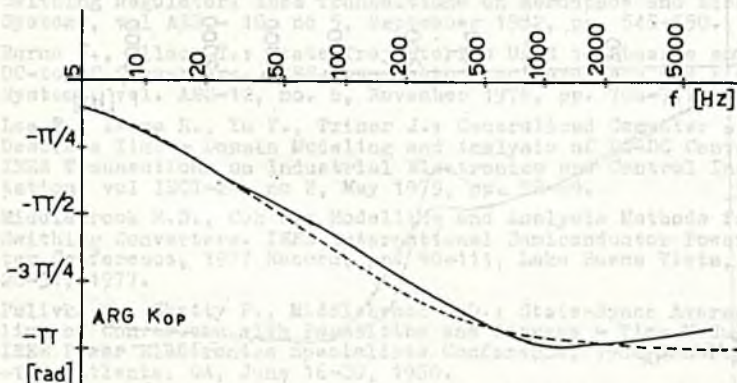
## 5. Podsumowanie

Dla założonej największej dopuszczalnej wartości tętnień napięcia zasilającego stabilizator, przy znanej impedancji wyjściowej źródła, na podstawie zależności (6) i (7) dobieramy parametry filtra wejściowego. Napięcia wejściowe i wyjściowe, prąd wyjściowy oraz parametry układu określają statyczny punkt pracy stabilizatora (między innymi współczynnik wypełnienia  $D$  i średni prąd wejściowy układu  $I$ ). Dla tak określonego punktu pracy możemy przedstawić bezpośrednio charakterystyki częstotliwościowe układu z filtrem lub charakterystyki układu bez filtra i funkcję wpływu filtra wejściowego na tę charakterystykę. Takie podejście daje z jednej strony



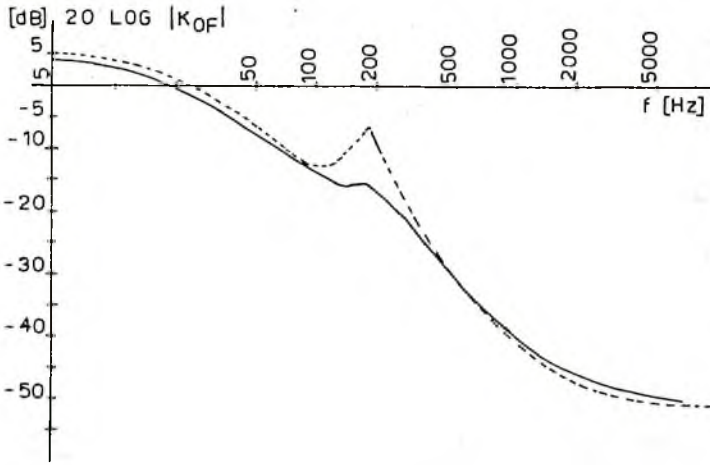
Rys. 2. Obliczone (linia przerywana) i zmierzone (linia ciągła) logarytmiczne charakterystyki amplitudowe układu otwartego bez wzmacniacza błędów laboratoryjnego modelu stabilizatora "boost" bez dodatkowych obwodów wejściowych o parametrach podanych w tekście

Fig. 2. The theoretical (the interrupted line) and measured (the continuous line) frequency gain characteristics of open loop (without error amplifier) of "boost" converter without input filter



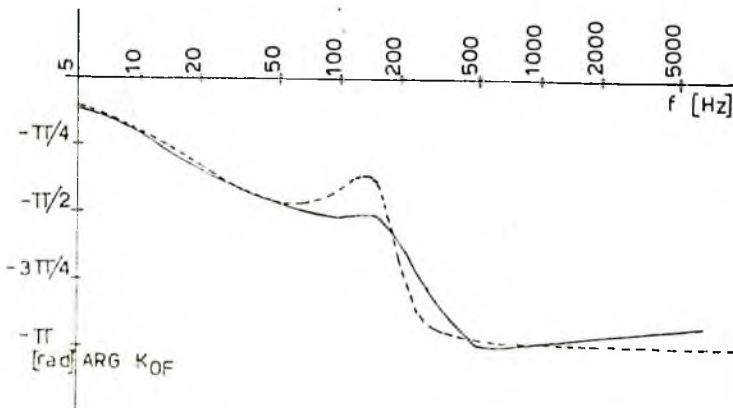
Rys. 3. Odpowiadające charakterystykom z rys. 2 logarytmiczne charakterystyki fazowe (obliczone i zmierzone)

Fig. 3. The frequency phase characteristics correspondent to the characteristics from figure 2



Rys. 4. Obliczone (linia przerywana) i zmierzone (linia ciągła) logarytmiczne charakterystyki amplitudowe układu otwartego bez wzmacniacza błędów laboratoryjnego modelu stabilizatora "boost" z filtrem wejściowym  $L_P C_P$  o parametrach podanych w tekście

Fig. 4. The theoretical (the interrupted line) and measured (the continuous line) frequency gain characteristics of open loop (without error amplifier) of "boost" converter with input filter



Rys. 5. Odpowiadające charakterystyk z rys. 4 logarytmiczne charakterystyki fazowe (obliczone i zmierzone)

Fig. 5. The frequency phase characteristics correspondent to the characteristics from figure 4



możliwość prawidłowego zaprojektowania wzmacniacza błędu przy narzuconym filtrze lub takiej korekcji parametrów filtra, aby w danym punkcie pracy przy założonej charakterystyce wzmacniacza błędu filtr nie spowodował niestabilności układu.

Filtr wejściowy wpływa także na impedancję wyjściową stabilizatora, pogarszając jego własności dynamiczne, istotne dla użytkownika. Dołączenie filtra do istniejącego już układu może spowodować wystąpienie ujemnej rezystancji wyjściowej w określonym zakresie częstotliwości oraz wydłużenie czasu dojścia do stanu ustalonego napięcia wyjściowego  $u_0$  po skokowej zmianie prądu obciążenia  $i_0$ .

Wszystkie te rozważania są słuszne, gdy również stosuje się zamiast filtra wejściowego, tylko kondensator wejściowy  $C_F$ . Należy zwrócić uwagę na ten często stosowany w praktyce przypadek.

#### LITERATURA

- [1] Middlebrook R.D.: Power Electronics; Topologies, Modelling and Measurement. IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 1981 Record, Chicago, IL, April 27-29 1981.
- [2] Middlebrook R.D.: Design Techniques for Preventing Input - Filter Oscillations in Switched - Mode Regulators. The Fifth National Solid-State Power Conversion Conference, May 4-6, 1978, San Francisco.
- [3] Middlebrook R.D., Cuk S.: A General Unified Approach to Modelling Switching - Converter Power Stages. International Journal of Electronics Vol 42, no 6, pp. 521-550, June 1977.
- [4] Cuk S., Middlebrook R.D.: A General Unified Approach to Modeling Switching DC-to-DC Converters in Discontinuous Conduction Mode. IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1977 Record, pp. 36-57.
- [5] Nebeshima T., Harada K.: Large - Signal Transient Responses of a Switching Regulator. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol AES - 18, no 5, September 1982, pp. 545-550.
- [6] Burns W., Wilson T.: State Trajectories Used to Observe and Control DC-to-DC Converters. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. AES-12, no. 6, November 1976, pp. 706-717.
- [7] Lee F., Iwens R., Yu Y., Triner J.: Generalized Computer - Aided Discrete Time - Domain Modeling and Analysis of DC-DC Converters. IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, vol IECI-26, no 2, May 1979, pp. 58-69.
- [8] Middlebrook R.D., Cuk S.: Modelling and Analysis Methods for DC-to-DC Switching Converters. IEEE International Semiconductor Power Converter Conference, 1977 Record, pp. 90-111, Lake Buena Vista, FL, March 28-31, 1977.
- [9] Polivka W., Chetty P., Middlebrook R.D.: State-Space Average Modeling of Converters with Parasitics and Storage - Time Modulation. IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1980 Record, pp. 119-143, Atlanta, GA, June 16-20, 1980.
- [10] Rymarski Z.: Wpływ rezystancji wyjściowej źródła zasilającego stabilizator typu "boost" na jego własności dynamiczne. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, seria Automatyka.
- [11] Kaczorek T.: Teoria układów regulacji automatycznej. WNT, Warszawa 1977.

- [12] Middlebrook R.D.; Predicting Modulator - Phase Lag in PWM Converter Feedback Loops. The Eight International Solid-State Power Electronics Conference, April 27-30 1981, Dallas TX.
- [13] Middlebrook R.D.; Measurement of Loop Gain in Feedback Systems. International Journal of Electronics, vol. 38, no 4, pp. 485-512, April 1975.
- [14] Barzegar F., Cuk S., Middlebrook R.D.; Using Small Computers to Model and Measure Magnitude and Phase of Regulator Transfer Functions and Loop Gain. The Eighth International Solid-State Power Electronics Conference. April 27-30 1981, Dallas, TX.
- [15] Chetty P.; Closed loops - on track for testing switchers. Electronic Design, July 7, 1983, pp. 135-140.
- [16] Rymarski Z.; Wpływ obwodu wejściowego stabilizatora impulsowego na jego własności statyczne i dynamiczne. Politechnika Śląska, Wydział Automatyki, Elektroniki i Informatyki, praca doktorska, 1985.

Recenzent: Doc. dr inż. Jerzy LUCIŃSKI

Wpłynęło do Redakcji 16.05.1986 r.

#### СТАТИЧЕСКИЕ И ДИНАМИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА УСИЛИТЕЛЯ "БООСТ" С ВЫХОДНЫМ ФИЛЬТРОМ

##### Р е з ю м е

В статье представлено влияние входного фильтра на его статические свойства, частотные характеристики открытой системы и выходной импеданции усилителя "боост". Применён метод уравнений состояния, усреднённых в одном цикле конверсии, линеаризованных в окрестности точки работы. Сопоставлены теоретические и экспериментальные характеристики.

#### THE STEADY STATE AND DYNAMIC PROPERTIES OF THE DC/DC "BOOST" CONVERTER WITH THE INPUT FILTER

##### S u m m a r y

The mathematical description enabling the assortment of the proper error amplifier in a design process is presented in this paper. The small signal, low frequency state space averaging method of modelling has been used. Parasitic resistances and voltage drops are included to the continuous dynamic model of converter with input circuit (a line impedance and an input filter  $L_p C_p$ , or input capacitor  $C_p$ ). The criterions of the input filter design and its influence on the "boost" converter frequency characteristics are presented.

The analysis concerns converters with PWM modulator, working in continuous conduction mode ("heavy mode" operation) with output power less than 50 W about.

The breadboard verification of predicted frequency characteristics has been showed.

The imperfections of the presented model and their reasons have been pointed out.

WYKORZYSTANIE SYSTEMU UPISU SPINIEJU MODELNI W ANALIZOWYCH SYSTEMOW MICROPROCESOROWYCH

Modelowanie i analiza matematyczna polega na przedstawieniu modelu technologicznego w postaci upisu spinieju wyliczeń cyfrowych. Przedstawienie opisu modelatora symulator w języku MATHS i sposób jego wykorzystania do symulacji zmian sygnałów w typowych układach mikroprocesorowych.

1. Sprawy warstwa strukturalna systemu cyfrowych na technologia upisu spinieju i logowania

1.1. Warstwa strukturalna systemu cyfrowych na technologia upisu spinieju i logowania polega na przedstawieniu modelu technologicznego w postaci upisu spinieju wyliczeń cyfrowych. Przedstawienie opisu modelatora symulator w języku MATHS i sposób jego wykorzystania do symulacji zmian sygnałów w typowych układach mikroprocesorowych.

Modelowanie i analiza matematyczna polega na przedstawieniu modelu technologicznego w postaci upisu spinieju wyliczeń cyfrowych. Przedstawienie opisu modelatora symulator w języku MATHS i sposób jego wykorzystania do symulacji zmian sygnałów w typowych układach mikroprocesorowych.