

Zbigniew RYMARSKI

Instytut Elektroniki  
Politechniki Śląskiej w Gliwicach

## WPLYW REZYSTANCJI WYJŚCIOWEJ ŹRÓDŁA ZASILAJĄCEGO STABILIZATOR TYPU "BOOST" NA JEGO WŁASNOŚCI DYNAMICZNE

**Streszczenie.** Artykuł omawia wpływ rezystancji wyjściowej źródła zasilającego stabilizator impulsowy typu "boost" na jego charakterystyki częstotliwościowe dla układu otwartego.

Posłużono się zlinearyzowanymi dla małych przyrostów wokół punktu pracy, uśrednionymi w jednym okresie przetwarzania równaniami stanu. Uwzględniono rezystancje pasożytnicze i efekt modulacji czasu przeciągania  $t_s$  tranzystora kluczującego.

Zweryfikowano doświadczalnie wyliczone zależności i wskazano przy czym niewielkich rozbieżności charakterystyk zmierzonych i wyliczonych teoretycznie.

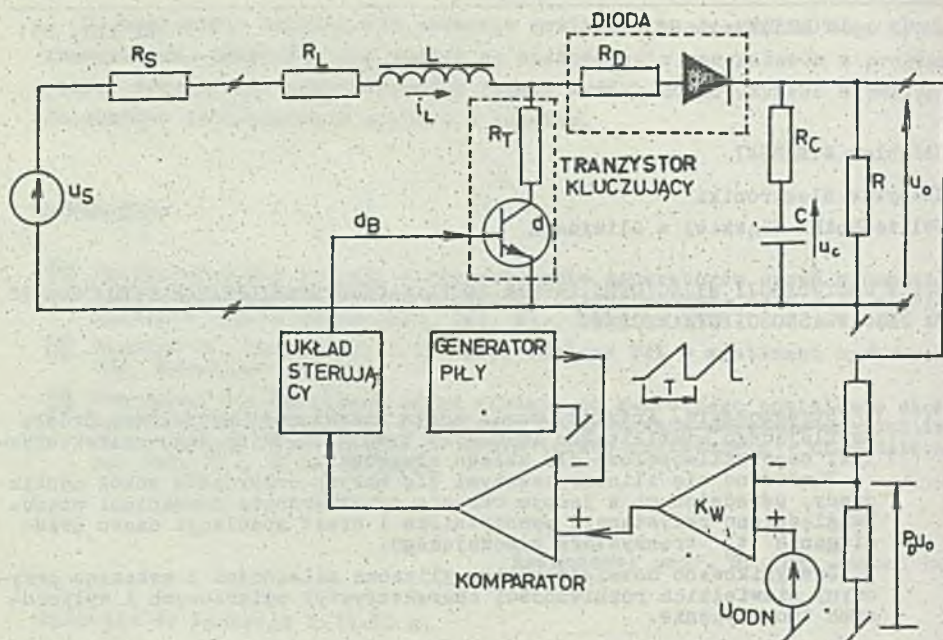
### 1. WPROWADZENIE DO ZAGADNIENIA ANALIZY STABILIZATORÓW IMPULSOWYCH

Dynamiczne własności stabilizatorów impulsowych można analizować ogólnie znanymi metodami, badając odpowiedź nieliniowego układu na wymuszenie impulsowe, o określonej długości impulsu. Metoda taka prowadzi jednak do skomplikowanych wzorów wyjściowych, nawet zaniedbując wpływ zjawisk fizycznych, powodujących nieidealność elementów. Szczególnie duże trudności występują przy analizie układów o strukturze zmiennej w czasie jednego cyklu pracy.

Schemat układu "boost" o takiej właśnie zmiennej strukturze przedstawiono na rys. 1. Na rysunku zaznaczono szeregowo rezystancje źródła zasilającego, elementów kluczujących i kondensatora wyjściowego.

Układ "boost" podwyższa napięcie i w związku z tym znajduje zastosowanie w układach zasilanych z niskonapięciowych baterii i akumulatorów. Konfiguracja układu z dławikiem włączonym w szereg z wejściem zapobiega skokowym zmianom prądu pobieranego ze źródła zasilającego.

Analiza własności stabilizatora dla małych przyrostów wokół ustalonego punktu pracy jest, zdaniem autora, rozsądnym kompromisem między wymaganą dokładnością metody, a łatwością interpretacji wyników obliczeń. Dla celów projektowych można analizować cały zbiór możliwych punktów pracy i wybrać przypadek najbardziej niekorzystny dla konstruktora. Pewne przypadki można wykluczyć z analizy przez narzucenie ograniczeń, np. przez zastosowanie wstępnego obciążenia, ustalenie maksymalnego współczynnika wypełnienia



Rys. 1. Schemat analizowanego stabilizatora impulsowego ze sterownikiem typu "boost"

Fig. 1. The circuit of the analyzed power supply with the "boost" converter

impulsów lub poprzez zastosowanie zabezpieczenia nadprądowego. W większości zastosowań zasilacze impulsowe pracują zwykle ze stałym obciążeniem, co również skłania do badania zasilacza w określonym punkcie pracy. Jedną z tego typu metod opisana w [1] polega na badaniu odpowiedzi uśrednionego modelu lub rzeczywistego układu na impuls o szerokości  $\Delta t_n \approx 0$  i powierzchni  $S_n$  proporcjonalnej do małego przyrostu sygnału błęd.

Inne podejście przedstawione w [2], [3], [4] polega na wyrażeniu prądu  $I_L$  wpływającego do kondensatora wyjściowego i obciążenia w funkcji napięcia wyjściowego, wejściowego i parametru decydującego o sterowaniu kluczem. Parametrem tym w przypadku modulatora PWM (modulacja szerokości impulsów) jest współczynnik wypełnienia impulsów  $d$  (stosunek czasu załączenia klucza do okresu przetwarzania). Następnie zapisujemy powyższe zależności dla małych przyrostów, co pozwala charakteryzować układ dla częstotliwości znacznie niższych od częstotliwości pracy układu. W artykule posłużono się metodą, polegającą na uśrednieniu równań stanu w jednym okresie przetwarzania, a następnie linearyzacji równań dla małych przyrostów wokół punktu pracy. Zmiennymi stanu są: prąd dławika  $i_L$  i napięcie na idealnej pojemności  $u_C$ , napięcie wejściowe  $u_S$  jest wielkością wymuszającą, a napięcie wyjściowe  $u_O$  - wielkością wyjściową.

W przypadku ciągłego przepływu prądu przez dławik opisany w [5] stan przetwornicy w czasie jednego okresu przetwarzania opisany jest dwoma układami równań dla zwartego i rozwartego klucza. W przypadku gdy prąd w dławiku spada do zera, mamy trzeci stan dla  $i_L = 0$ , co przedstawiono w [6]. Autorzy [5] i [6] powołując się na szereg Bakera-Campbella-Hausdorfa wykazują, że można uśrednić układy równań stanu w jednym cyklu przetwarzania. W przypadku przepływu ciągłego  $i_L$  można zapisać:

$$\dot{x} = A_1 x + B_1 u_S \quad (1)$$

$$y = C_1^T x, \quad (2)$$

gdzie:

$$x = \begin{bmatrix} i_L \\ u_C \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$y = u_0 \quad (4)$$

$i = 1$  dla klucza zwartego,

$i = 2$  dla klucza rozwartego.

Po uśrednieniu uzyskujemy jeden układ równań:

$$\dot{x} = A x + B u_S \quad (5)$$

$$y = C^T x \quad (6)$$

$$A = d A_1 + (1-d)A_2 \quad (7)$$

$$B = d B_1 + (1-d)B_2 \quad (8)$$

$$C = d C_1 + (1-d)C_2 \quad (9)$$

Uśrednienie takie jest słuszne, jeżeli częstotliwość przetwarzania układu jest znacznie większa od częstotliwości drgań własnych, nietłumionych wyjściowego filtra efektywnego (dla układów o zmiennej strukturze).

W przypadku przepływu nieciągłego prądu  $i_L$  dzięki temu, że spada on do zera i zaczyna się od zera w każdym cyklu pracy, można modelować przetwornicę (bez sprzężenia zwrotnego) za pomocą układu I rzędu [6]. Nieciągły przepływ prądu ułatwia zapewnienie stabilnej pracy układowi ze sprzężeniem zwrotnym, jednak kosztem znacznie większych strat mocy przy przełączaniu elementów kluczujących, większych tętnień napięcia wyjściowego i większych zakłóceń wprowadzanych do sieci zasilającej. Dlatego większość stabilizatorów projektuje się tak, aby zapewnić przepływ ciągły prądu dławika.

W celu umożliwienia określenia wzmocnienia układu otwartego należy określić wzmocnienie modulatora. Wielkością wejściową modulatora jest sygnał błędu napięcia wyjściowego, a wielkością wyjściową parametr decydujący o sterowaniu kluczem. W przypadku modulatora PWM z rys. 1 parametrem tym jest współczynnik wypełnienia  $d_B$ . Za pomocą metody funkcji opisującej wykazano w [7], że jeżeli porównujemy sygnał błędu  $u_C$  z przebiegiem linio-wo narastającym, to słuszna jest zależność (10).

$$d_B = \frac{u_C}{U_M}, \quad (10)$$

gdzie  $U_M$  jest przyrostem napięcia wejściowego modulatora powodującym zmianę  $d_B$  od 0 do 1.

Stabilizator z rys. 1 zawiera rezystancje szeregowe  $R_L$ ,  $R_T$ ,  $R_D$  i  $R_C$ , będące wielkościami pasywnymi. Innym nieuwzględnionym dotąd zjawiskiem była modulacja czasu przeciągania tranzystora  $t_S$  w funkcji zmian prądu kolektora w chwili wyłączania klucza. Elementy te wprowadzono do modelu przetwornicy w uproszczony sposób w [8].

Istotny wpływ na własności dynamiczne stabilizatora ma impedancja wyjściowa źródła zasilającego. W [9] przedstawiono analizę doboru takiej struktury filtra wejściowego, która nie wpływa na przebieg charakterystyk częstotliwościowych oraz na impedancję wyjściową idealizowanego stabilizatora.

Najprostszy i najczęściej spotykany przypadek przy zasilaniu z baterii, akumulatora lub niestabilizowanego źródła napięcia blokowanego dużą pojemnością jest przypadek, gdy można traktować impedancję tego źródła jako czystą rezystancję. W niniejszym artykule przedstawiono wpływ tej rezystancji na charakterystyki częstotliwościowe stabilizatora typu "boost", pracującego w ustalonym punkcie pracy, z ciągłym przepływem prądu dławika. Modulator jest typu PWM. Analiza uwzględnia wszystkie wspomniane uprzednio nieidealności elementów.

## 2. TEORETYCZNE CHARAKTERYSTYKI CZĘSTOTLIWOŚCIOWE UKŁADU OTWARTEGO

W przypadku stabilizatora "boost" z rys. 1 macierze  $A_1$ ,  $B_1$ , i  $C_1$  z równań (1) i (2) mają postać:

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_S + R_L + R_T}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C(R_C + R)} \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} \frac{R_S + R_L + R_D + R_C \parallel R}{L} & -\frac{R}{(R_C + R)L} \\ \frac{R}{(R_C + R)C} & -\frac{1}{(R_C + R)C} \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$B_1 = B_2 = \begin{bmatrix} 1 \\ L \\ 0 \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$C_1^T = \begin{bmatrix} 0 & \frac{R}{R_C + R} \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$C_2^T = \begin{bmatrix} R \parallel R_C & \frac{R}{R + R_C} \end{bmatrix} \quad (15)$$

Wzory na macierze uśrednione  $A$ ,  $B$  i  $C^T$  wynikają z równań (7), (8), (9) i (11) ÷ (15).

Do równań (5) i (6) wprowadzamy zapis uwzględniający małe przyrosty  $\hat{x}$ ,  $\hat{y}$ ,  $\hat{d}$ ,  $\hat{u}_S$  wokół punktu pracy określonego przez  $X$ ,  $Y$ ,  $D$ ,  $U_S$ . Zapisujemy:

$$x = X + \hat{x}, \quad y = Y + \hat{y}, \quad d = D + \hat{d}, \quad u_S = U_S + \hat{u}_S.$$

Stąd uzyskujemy opis stanu ustalonego:

$$AX + BU_S = 0 \quad (16)$$

$$Y = C^T X \quad (17)$$

Równania dla małych przyrostów linearyzujemy pomijając iloczyny wielkości przyrostowych.

$$\dot{\hat{x}} = A \hat{x} + B \hat{u}_S + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U_S] \hat{d} \quad (18)$$

$$\hat{y} = C^T \hat{x} + (C_1^T - C_2^T)X \hat{d} \quad (19)$$

Uwzględnienie modulacji czasu przeciągania  $t_B$  tranzystora kluczującego prowadzi do następujących zależności:

$$d = d_B + \frac{t_B}{T} \quad (20)$$

$$d = D + \hat{d}_B + \frac{\hat{t}_B}{T} \quad (21)$$

Zgodnie z oznaczeniami z rys. 1:

$d$  - współczynnik wypełnienia impulsów prądu kolektora tranzystora mocy,  
 $d_B$  - współczynnik wypełnienia impulsów prądu bazy tranzystora mocy.

Jeżeli sterujemy tranzystor stałym prądem przy nasyceniu i odcinaniu, to zależność (22) pozwala wyznaczyć  $\hat{t}_B$ .

$$\hat{t}_B = - \frac{\hat{i}_{CW}}{I_{ME}}, \quad (22)$$

gdzie:

$i_{CW}$  - prąd kolektora tranzystora mocy w chwili odcinania go;

$\frac{1}{I_{ME}}$  - współczynnik zależny od rodzaju sterowania tranzystorem.

Ponieważ w przetwornicy "boost" prąd  $i_{CW}$  równy jest prądowi  $i_L$  w chwili odcinania tranzystora mocy, wynika stąd:

$$\hat{i}_{CW} = \hat{i}_L \quad (23)$$

$$\frac{\hat{i}_{CW}}{I_{ME}} = W \hat{x} \quad (24)$$

$$W = \left[ 1/I_{ME}, 0 \right] \quad (25)$$

Uwzględniając modulację  $t_B$ , można zapisać równania (18) i (19) w postaci operatorowej:

$$\hat{x}(s) = (sI - A + FW)^{-1} B \hat{u}_B(s) + (sI - A + FW)^{-1} P \hat{d}_B(s) \quad (26)$$

$$\hat{y}(s) = (C^T - FW) \hat{x}(s) + P \hat{d}_B(s), \quad (27)$$

gdzie:

$$F = (A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U_S \quad (28)$$

$$P = (C_1^T - C_2^T)X \quad (29)$$

Z równań (26) i (27) wynika wzór na funkcję przejścia:

$$K_{U_0, d_B}(s) = \frac{\hat{u}_0(s)}{\hat{d}_B(s)} = (C^T - FW) (sI - A + FW)^{-1} P + P \quad (30)$$

Równania (31) i (32) opisują stan ustalony:

$$X = U_S \frac{R}{R' + (1-D)^2 R} \begin{bmatrix} 1 \\ \alpha(1-D) \end{bmatrix} \quad (31)$$

$$Y = \alpha U_S \frac{(1-D)R}{R' + (1-D)^2 R} \quad (32)$$

gdzie:

$$R' = R_S + R_L + DR_T + (1-D)R_D + (1-D)R_C \quad (33)$$

Współczynnik  $\alpha < 1$  wprowadzony został sztucznie do równań w celu uwzględnienia dynamicznych strat mocy występujących przy przełączaniu elementów.

We wszystkich prezentowanych równaniach wprowadzono uproszczenia wynikające z faktu, że  $R_C \ll R$

$$K_{U_O, d_B}(j\omega) = K_O \frac{(1 + j\omega T_1)(1 + j\omega T_2)}{(j \frac{\omega}{\omega_0})^2 + j 2\xi \frac{\omega}{\omega_0} + 1} \quad (34)$$

gdzie:

$$K_O = K_{U_O, d_B}(\omega = 0) \quad (35)$$

$$K_{U_O, d_B}(s) = K_O \frac{\omega_0^2}{s_1 s_2} \frac{(s - s_1)(s - s_2)}{s^2 + 2\xi \omega_0 s + \omega_0^2} \quad (36)$$

$$s_1 = \frac{(1-D)^2 R - R_S - R_L - R_T}{L} = -\frac{1}{T_1} \quad (37)$$

$$s_2 = \frac{-1}{CR_C} = -\frac{1}{T_2} \quad (38)$$

$$\omega_0^2 = \frac{(1-D)^2}{LC} + \frac{1}{LC} \frac{R_S + R_L + DR_T + (1-D)R_D + (1-D)R_C}{R} + \frac{1}{LC} \alpha \frac{R_D - R_T + R_C + 2(1-D)R}{R} \quad (39)$$

$$\xi = \frac{1}{2\omega_0} \left[ \frac{1}{RC} + \frac{R_S + R_L + DR_T + (1-D)R_D + (1-D)R_C}{R} + \right. \\ \left. + \mathcal{K} \frac{R_D - R_T + R_C + (1-D)R}{L} \right] \quad (40)$$

Bezwymiarowy współczynnik  $\mathcal{K}$  określa wpływ zmiany prądu kolektora tranzystora kluczującego na zmianę czasu przeciągania  $t_g$  w danym punkcie pracy, przy określonym typie sterowania prądem bazy.

$$\mathcal{K} = \frac{1}{I_{ME}} \frac{U_0}{(1-D)R} \quad (41)$$

Jeżeli  $\xi > 1$ , to istnieją rzeczywiste  $s_3$  i  $s_4$ , które można wyliczyć ze wzorów (42) i (43).

$$s_3 = (\sqrt{\xi^2 - 1} - \xi) \omega_0 \quad (42)$$

$$s_4 = (-\sqrt{\xi^2 - 1} - \xi) \omega_0 \quad (43)$$

$$s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2 = (s - s_3)(s - s_4) \quad (44)$$

Należy zwrócić uwagę na równanie (37). Wynika z niego, że w większości przypadków  $s_1 > 0$ .

Badany układ jest wówczas nieminimalnofazowy i znacznie zaostrzają się ograniczenia wzmocnienia dla uzyskania stabilnej pracy układu zamkniętego.

$$K_0 = \frac{U_0}{(1-D)} \frac{(1-D)^2 R - R_S - R_L - R_T}{(1-D)^2 R + R_S + R_L + DR_T + (1-D)R_D + (1-D)R_C +} \quad (45)$$

$$+ \mathcal{K} [R_D - R_T + R_C + 2(1-D)R]$$

W równaniach opisujących stan ustalony i własności dynamiczne dla małych przyrostów przyjęto jednakowe wartości  $R_T$  i  $R_D$ , co jest znacznym uproszczeniem, ale pozwala na wyprowadzenie czytelnych wzorów końcowych.

Z równania (10) wynika zależność:

$$\hat{d}_B(s) = \frac{f_M(s) \hat{u}_C(s)}{U_M} \quad (46)$$



gdzie:

$$f_M(s) \Big|_{s=0} = 1$$

Funkcja  $f_M(s)$  reprezentuje własności dynamiczne modulatora. W rozpatrywanym przykładzie  $f_M(s) = 1$  dla badanego zakresu częstotliwości. Wzmacniacz błędu w zakresie małych przyrostów opisany jest równaniem (47):

$$\hat{u}_O(s) = -P_D K_W f_W(s) \hat{u}_O(s), \quad (47)$$

gdzie:

$$f_W(s) \Big|_{s=0} = 1$$

$P_D$  - wzmacnienie dzielnika wejściowego,

$K_W$  - wzmacnienie w stanie ustalonym,

$f_W(s)$  - funkcja reprezentująca własności dynamiczne wzmacniacza błędu; w rozpatrywanym przykładzie  $f_W(s) = 1$  dla badanego zakresu częstotliwości.

Na podstawie równań (34), (46) i (47) można zapisać KB(j $\omega$ ) dla układu otwartego:

$$KB(j\omega) = P_D K_W \frac{1}{U_M} K_O \frac{(1 + j\omega T_1)(1 + j\omega T_2)}{(j\frac{\omega}{\omega_0})^2 + j 2\xi \frac{\omega}{\omega_0} + 1} \quad (48)$$

Z zależności (48) wyznaczamy charakterystykę amplitudową (49) i fazową (50).

$$|KB(j\omega)| = P_D K_W \frac{1}{U_M} K_O \frac{\sqrt{1 + \omega^2 T_1^2} \sqrt{1 + \omega^2 T_2^2}}{\sqrt{(2\xi \frac{\omega}{\omega_0})^2 + [1 - (\frac{\omega}{\omega_0})^2]^2}} \quad (49)$$

$$\arg [KB(j\omega)] = \arctg(\omega T_1) + \arctg(\omega T_2) - \arctg \frac{2\xi \frac{\omega}{\omega_0}}{\omega^2 - \omega_0^2} \quad (50)$$

Równania dla małych przyrostów (49) i (50) słuszne są jedynie dla częstotliwości mniejszych od połowy częstotliwości przetwarzania badanego układu, co wynika z rozważań w [7].

### 3. POMIARY MODELU LABORATORYJNEGO

W celu weryfikacji wyprowadzonych uprzednio zależności zbudowano model laboratoryjny stabilizatora "boost" zgodnie ze schematem z rys. 1. Wzmacniacz błędu i komparator tak zaprojektowano, by  $f_M(j\omega)$  i  $f_W(j\omega)$  z rów-

nań (46) i (47) równe były 1 dla częstotliwości mniejszych od połowy częstotliwości przetwarzania  $f = 20$  kHz.

Sterowanie tranzystorem mocy KD 502 tak dobrano, by można było pominąć efekty związane z występowaniem czasu opóźnienia  $t_d$ , narostu  $t_r$  i opadania  $t_f$ , a uwzględnić znacznie dłuższy czas przeciągania  $t_s$  i jego modulację w funkcji zmian prądu kolektora. Elementy układu z rys. 1 tak dobrano, by można było nie uwzględniać wpływu nie zaznaczonych na rysunku nieidealności elementów, np. by szeregowo pasywnicze indukcyjności kondensatora C i źródła napięcia wejściowego  $u_g$  były pomijalne. Rezystancja  $R_S$  reprezentuje sumę rezystancji wyjściowej zasilacza ZTR 1/71 dającego napięcie  $u_g$ , rezystancji połączeń i dodatkowo włączonej rezystancji szeregowej.

Pomiar charakterystyk częstotliwościowych wzmocnienia układu otwartego KB skonstruowanego modelu jest możliwy tylko w układzie zamkniętym. Otwarcie pętli uniemożliwia utrzymanie stałego punktu pracy, ponieważ przy dużym wzmocnieniu zakłócenia wpływy dryftu temperaturowego mogą wprowadzić wzmacniacze w nasycenie lub odcięcie. W [10] opisano metodę pomiaru KB w układzie zamkniętym. Jeżeli do układu zamkniętego wprowadzimy sygnał sterujący  $\hat{u}_z$  pomiędzy wyjście  $\hat{u}_y$  a wejście układu  $\hat{u}_x$ , sumując go z sygnałem  $-\hat{u}_y$ , to nadal sygnałem wyjściowym będzie  $\hat{u}_y$ , a sygnałem wejściowym  $\hat{u}_x$ . Natomiast oba sygnały  $\hat{u}_x$  i  $\hat{u}_y$  są funkcją sygnału sterującego  $\hat{u}_z$ . Sygnał sterujący może być prądowy lub napięciowy.

Wyjście układu o wzmocnieniu napięciowym  $-K_U$  ma impedancję wyjściową  $Z_0$ , a wejście impedancję  $Z_1$ . Pomiedzy wyjście a wejście włączamy źródło napięcia sterującego  $\hat{u}_z$  o impedancji wyjściowej  $Z_z$ .

Rzeczywiste wzmocnienie układu otwartego (bez dołączonego źródła napięcia  $\hat{u}_z$ ) wynosi:

$$KB = K_U \frac{Z_1}{Z_0 + Z_1} \quad (51)$$

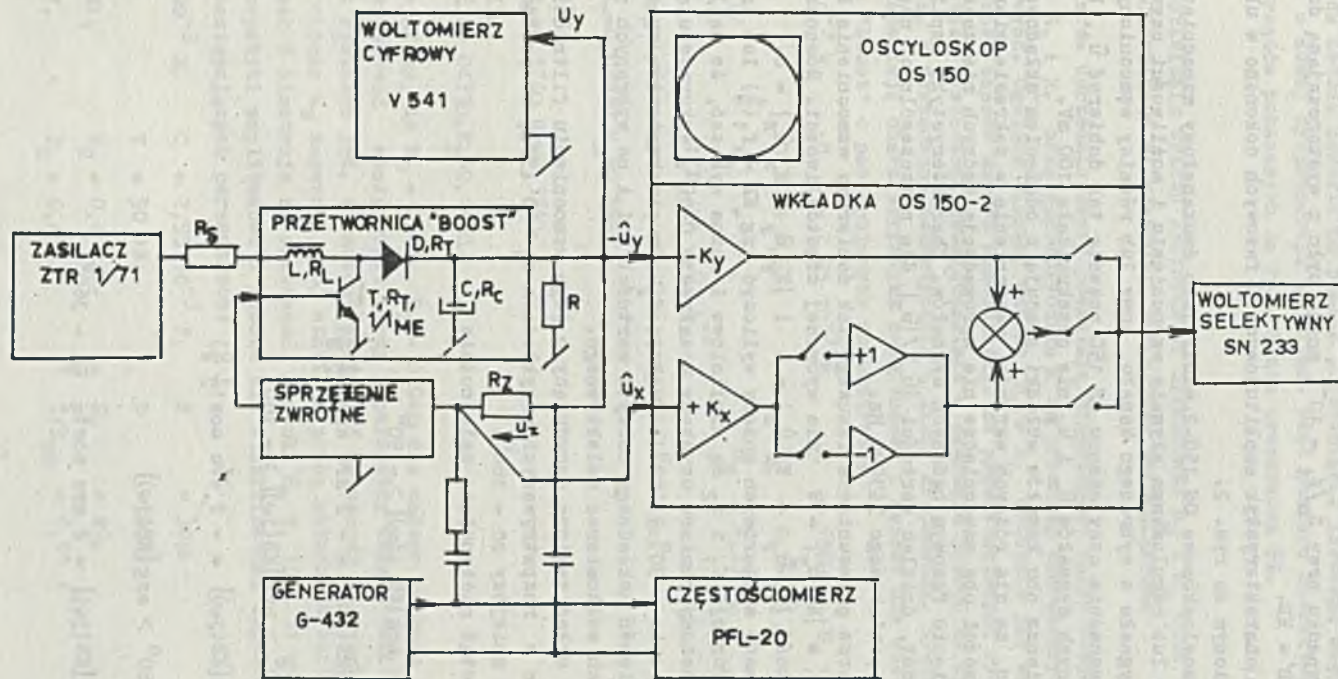
Wzmocnienie mierzone w rzeczywistym układzie, po włączeniu źródła  $\hat{u}_z$  w osiągalnym fizycznie punkcie pomiarowym, wynosi:

$$KB' = K_U + \frac{Z_0}{Z_1} \quad (52)$$

Z obu wzorów (52) i (53) wynika:

$$KB' = \left(1 + \frac{Z_0}{Z_1}\right) KB + \frac{Z_0}{Z_1} \quad (53)$$

Zależność (53) wykazuje, że błąd metody pomiaru KB przy wymuszeniu napięciowym zależy od stosunku  $Z_0/Z_1$  a nie zależy od wartości  $Z_z$ . Autor włączył źródło sygnału  $\hat{u}_z$  o rezystancji wyjściowej  $R_z = 10\Omega$  między wyjście sta-



Rys. 2. Układ do pomiaru charakterystyk częstotliwościowych układu otwartego badanego stabilizatora

Fig. 2. The instrumentation to the measurement of frequency domain open loop characteristics of a power supply

bilizatora a wejście dzielnika wejściowego sprzężenia zwrotnego. W opisywanym przypadku przy  $Z_0/Z_1 = 10^{-4}$  można być z wystarczającą dokładnością przyjąć  $KB' = KB$ .

Pomiary charakterystyk amplitudowych i fazowych dokonano w układzie przedstawionym na rys. 2.

Wkładka oscyloskopowa OS 150-2 służy jako dwukanałowy wzmacniacz o stabilizowanym lub regulowanym płynnie wzmocnieniu i możliwości uzyskania na wyjściu sygnału z wybranego kanału, sumy lub różnicy wzmocnionych sygnałów. Zastosowanie oscyloskopu OS 150 pozwala tak dobrać  $\hat{u}_z$ , by amplituda mierzonych sygnałów  $\hat{u}_x$  i  $\hat{u}_y$  nie przekraczała 100 mV.

Wzmacniacze obu kanałów wkładki pracują z odcięciem składowej stałej. Sprawdzone, że dla różnych wartości wzmocnienia w zakresie mierzonych częstotliwości oba wzmacniacze nie wprowadzają żadnych mierzalnych różnic w przesunięciu fazowym badanych sygnałów. Charakterystykę amplitudową mierzymy wprost, dzieląc wartości  $|\hat{u}_y|/|\hat{u}_x|$  dla poszczególnych częstotliwości z zakresu pomiarowego 5 ÷ 9000 Hz.

Przy pomiarze przesunięcia fazowego tak doбираemy wzmocnienia  $K_x$  i  $K_y$ , by  $|K_x \hat{u}_x| = |K_y \hat{u}_y| = W$  dla wybranej częstotliwości. Równocześnie mierzymy wartość  $|K_y \hat{u}_y - K_x \hat{u}_x| = A$  i  $|K_y \hat{u}_y + K_x \hat{u}_x| = S$ .

Z wykresów wektorowych możemy wyliczyć  $\arg KB = f_1(\frac{A}{W})$  lub  $\arg KB = -f_2(\frac{S}{W})$ . Funkcje  $f_1$  i  $f_2$  są nieliniowe i można wykazać, że najlepszą dokładność metody pomiaru uzyskamy w zakresie  $0 \div 90^\circ$ , wykorzystując funkcję  $f_1$ , w zakresie  $-90^\circ \div 180^\circ$  - funkcję  $f_2$ . Drugim kryterium wyboru funkcji jest możliwość dokładnego odczytu wartości S i A na wybranych zakresach pomiarowych woltomierza selektywnego.

Badany układ zawiera decydujący o jego wzmocnieniu filtr dolnoprzepustowy LC, a w rozpatrywanych przykładach  $s_1 > 0$  (37), co powoduje, że  $\arg KB$  będzie mniejszy od  $-180^\circ$ .

Wynikają stąd następujące zależności:

$$\begin{aligned} \text{dla} \quad & 0^\circ > \arg [KB(j\omega)] > -90^\circ \\ & \arg [KB(j\omega)] = -2 \arcsin \left( \frac{1}{2} \frac{A}{W} \right) \end{aligned} \quad (54)$$

$$\begin{aligned} \text{dla} \quad & -90^\circ > \arg [KB(j\omega)] > -180^\circ \\ & \arg [KB(j\omega)] = -2 \arcsin \left( \frac{1}{2} \frac{S}{W} \right) \end{aligned} \quad (55)$$

$$\begin{aligned} \text{dla} \quad & -180^\circ > \arg [KB(j\omega)] \\ & \arg [KB(j\omega)] = 2 \arcsin \left( \frac{1}{2} \frac{S}{W} \right) - 360^\circ \end{aligned} \quad (56)$$

Przedstawiona metoda pozwala na pomiar przesunięcia fazowego między dwoma przebiegami o dużej dysproporcji amplitud. Błąd pomiaru charakterystyk za pomocą przyrządów pokazanych na rys. 2 nie przekracza 5%.

#### 4. PRZEDSTAWIENIE WPŁYWU REZYSTANCJI SZEREGOWEJ $R_S$ I $R_L$ ORAZ WSPÓŁCZYNNIKA $\mathcal{K}$ NA WŁASNOŚCI DYNAMICZNE STABILIZATORA

Wyprowadzone uprzednio wzory pozwalają przewidywać wpływ rezystancji szeregowej  $R_S$  i  $R_L$  oraz współczynnika  $\mathcal{K}$  na przebieg charakterystyk częstotliwościowych. Ogólnie biorąc, wzrost  $R_S + R_L$  podobnie jak wzrost  $\mathcal{K}$  powodują wzrost zapasu modułu wzmocnienia. Na przedstawionych rysunkach charakterystyki wyznaczone doświadczalnie w zakresie 5÷9000 Hz wykreślono linią ciągłą, a wyznaczone teoretycznie - linią kropkowaną. Rysunki 3, 4, 5 i 6 przedstawiają charakterystyki amplitudowe i fazowe dla stabilizatora impulsowego "boost" o następujących parametrach:

$$\begin{aligned} L &= 0,64 \cdot 10^{-3} \text{ H}, & C &= 7,95 \cdot 10^{-3} \text{ F}, & R &= 15 \Omega, & U_O &= 15 \text{ V} \\ T &= 50 \mu\text{s}, & D &= 0,53, & R_L &= 0,167 \Omega, \\ R_C &= 0,015 \Omega, & K_W &= 20, & U_M &= 9,35 \text{ V}, \\ P_D &= 0,488, & 1/I_{ME} &= 0,01 \text{ A}^{-1}. \end{aligned}$$

Charakterystyki oznaczone numerem 1 wykreślono dla:

$$R_S=0,025 \Omega, R_T=0,035 \Omega, R_D=0,35 \Omega,$$

numerem 2 dla:

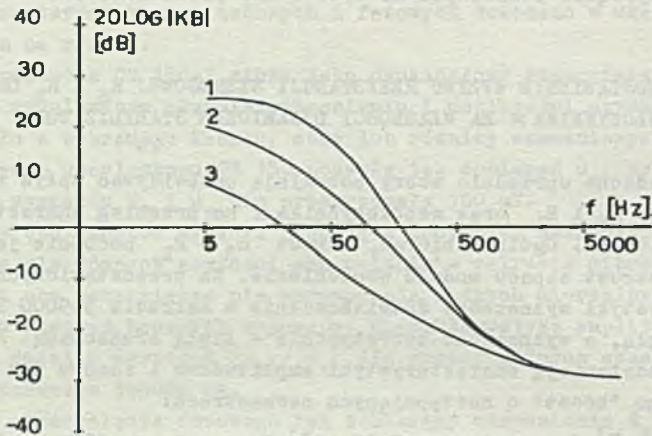
$$R_S=0,625 \Omega, R_T=0,374 \Omega, R_D=0,374 \Omega,$$

numerem 3 dla:

$$R_S=1,495 \Omega, R_T=0,0437 \Omega, R_D=0,445 \Omega.$$

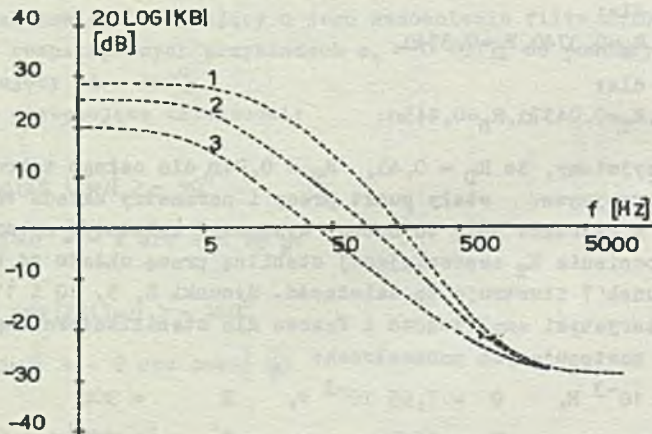
Jeżeli przyjmiemy, że  $R_D = 0,4 \Omega$ ,  $R_T = 0,04 \Omega$  dla całego zakresu zmian  $R_S$ , będziemy utrzymywać stały punkt pracy i parametry układu takie jak dla przykładu z rysunków 3÷6, to możemy wyznaczyć zależność maksymalnej wartości wzmocnienia  $K_W$  zapewniającej stabilną pracę układu od wartości  $R_S + R_L$ . Rysunek 7 ilustruje tę zależność. Rysunki 8, 9, 10 i 11 przedstawiają charakterystyki amplitudowe i fazowe dla stabilizatora impulsowego "boost" o następujących parametrach:

$$\begin{aligned} L &= 0,95 \cdot 10^{-3} \text{ H}, & C &= 7,95 \cdot 10^{-3} \text{ F}, & R &= 30 \Omega \\ U_O &= 15 \text{ V}, & T &= 50 \mu\text{s}, & D &= 0,66, \\ R_L &= 0,113 \Omega, & R_C &= 0,015 \Omega, & K_W &= 20, \\ U_M &= 10,5 \text{ V}, & P_D &= 0,480, & 1/I_{ME} &= 0,01 \text{ A}^{-1}. \end{aligned}$$



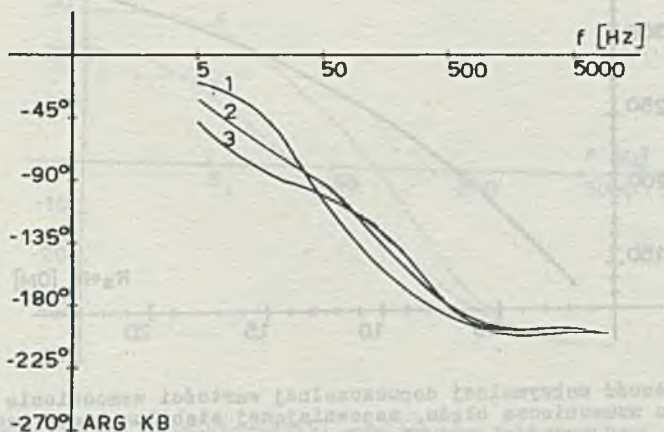
Rys. 3. Logarytmiczne charakterystyki amplitudowe i fazowe zmierzone (linia ciągła) i wyznaczone teoretycznie (linia przerywana) dla przypadków przetwornicy "boost" oznaczonych numerami 1, 2 i 3

Fig. 3. The measured (the continuous line) and theoretically predicted (the interrupted line) frequency domain open loop characteristics of the "boost" power supply cases number 1, 2 and 3



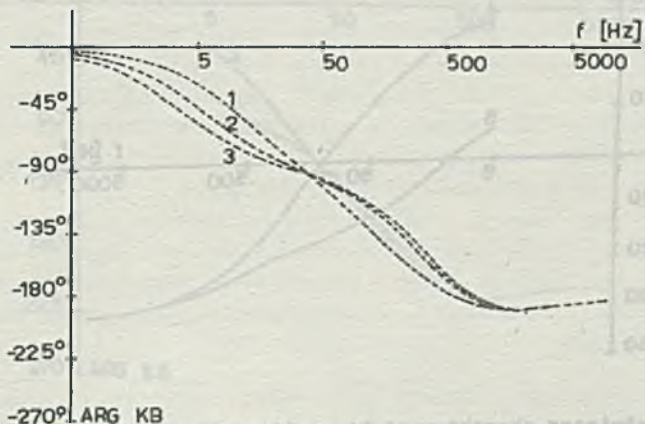
Rys. 4. Logarytmiczne charakterystyki amplitudowe i fazowe zmierzone (linia ciągła) i wyznaczone teoretycznie (linia przerywana) dla przypadków przetwornicy "boost" oznaczonych numerami 1, 2 i 3

Fig. 4. The measured (the continuous line) and theoretically predicted (the interrupted line) frequency domain open loop characteristics of the "boost" power supply cases number 1, 2 and 3



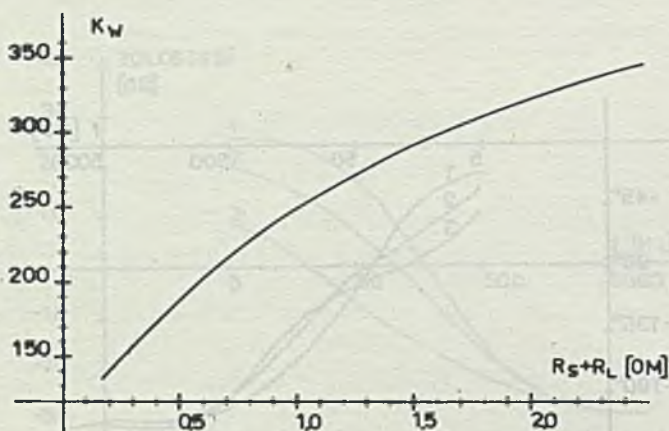
Rys. 5. Logarytmiczne charakterystyki amplitudowe i fazy zmierzone (linia ciągła) i wyznaczone teoretycznie (linia przerywana) dla przypadków przetwornicy "boost" oznaczonych numerami 1, 2 i 3

Fig. 5. The measured (the continuous line) and theoretically predicted (the interrupted line) frequency domain open loop characteristics of the "boost" power supply cases number 1, 2 and 3



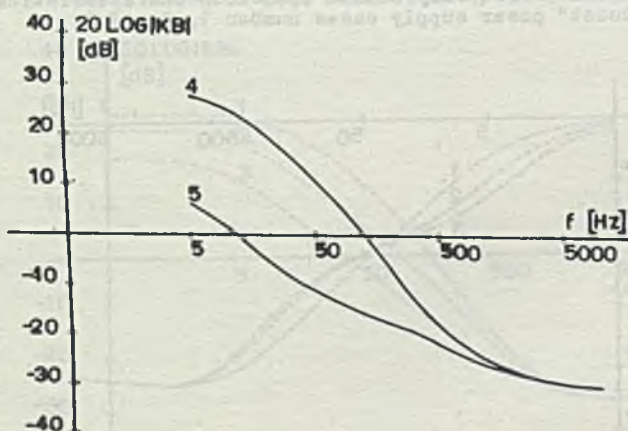
Rys. 6. Logarytmiczne charakterystyki amplitudowe i fazy zmierzone (linia ciągła) i wyznaczone teoretycznie (linia przerywana) dla przypadków przetwornicy "boost" oznaczonych numerami 1, 2 i 3

Fig. 6. The measured (the continuous line) and theoretically predicted (the interrupted line) frequency domain open loop characteristics of the "boost" power supply cases number 1, 2 and 3



Rys. 7. Zależność maksymalnej dopuszczalnej wartości wzmacnienia  $K_w$  proporcjonalnego wzmacniacza błędów, zapewniającej stabilną pracę zasilacza, od wartości rezystancji szeregowej  $R_S + R_L$

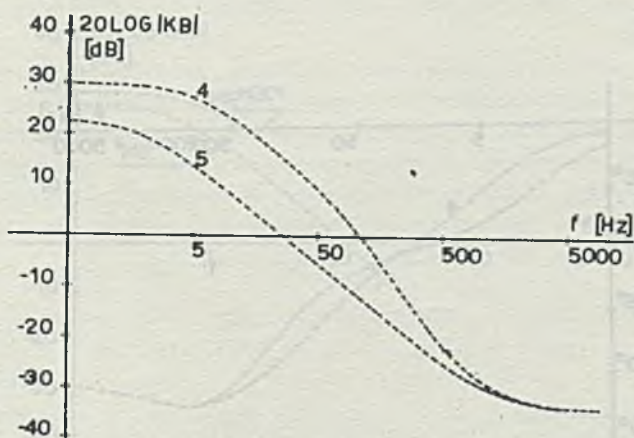
Fig. 7. The maximum gain  $K_w$  of the proportional error amplifier in function of the series resistance  $R_S + R_L$  value



Rys. 8. Logarytmiczne charakterystyki amplitudowe i fazowe zmierzone (linia ciągła) i wyznaczone teoretycznie (linia przerywana) dla przypadków przetwornicy "boost", oznaczonych numerami 4 i 5

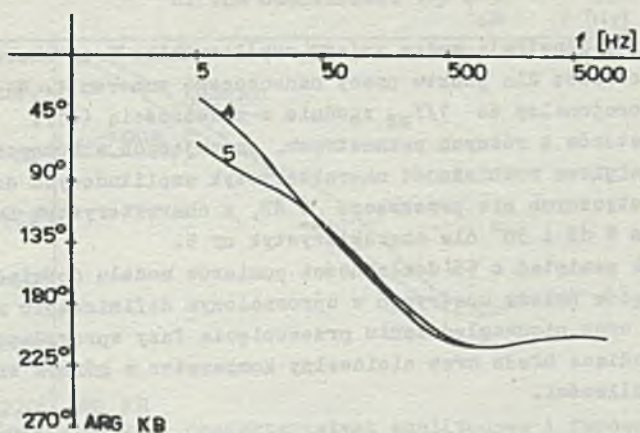
Fig. 8. The measured (the continuous line) and theoretically predicted (the interrupted line) frequency domain open loop characteristics of the "boost" power supply cases number 4 and 5





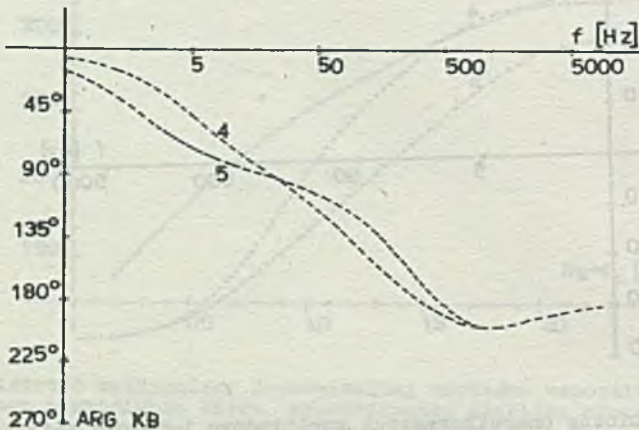
Rys. 9. Logarytmiczne charakterystyki amplitudowe i fazowe zmierzone (linia ciągła) i wyznaczone teoretycznie (linia przerywana) dla przypadków przetwornicy "boost", oznaczonych numerami 4 i 5

Fig. 9. The measured (the continuous line) and theoretically predicted (the interrupted line) frequency domain open loop characteristics of the "boost" power supply cases number 4 and 5



Rys. 10. Logarytmiczne charakterystyki amplitudowe i fazowe zmierzone (linia ciągła) i wyznaczone teoretycznie (linia przerywana) dla przypadków przetwornicy "boost", oznaczonych numerami 4 i 5

Fig. 10. The measured (the continuous line) and theoretically predicted (the interrupted line) frequency domain open loop characteristics of the "boost" power supply cases number 4 and 5



Rys. 11. Logarytmiczne charakterystyki amplitudowe i fazowe zmierzone (linia ciągła) i wyznaczone teoretycznie (linia przerywana) dla przypadków przetwornicy "boost", oznaczonych numerami 4 i 5

Fig. 11. The measured (the continuous line) and theoretically predicted (the interrupted line) frequency domain open loop characteristics of the "boost" power supply cases number 4 and 5

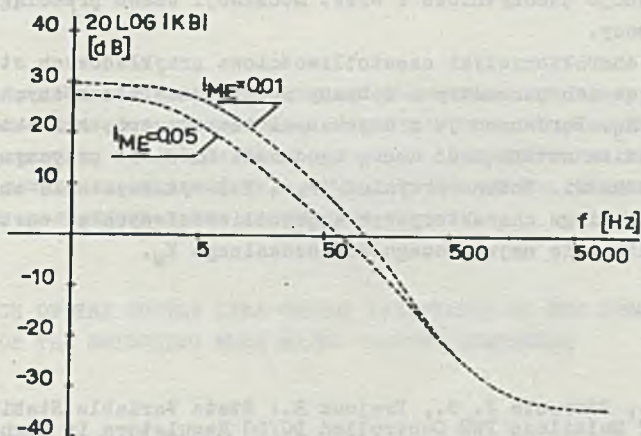
Rysunki 12 i 13 ilustrują wpływ zmiany współczynnika  $\mathcal{K}$  na charakterystyki częstotliwościowe dla punktu pracy oznaczonego numerem 4. Współczynnik  $\mathcal{K}$  jest proporcjonalny do  $1/I_{MG}$  zgodnie z zależnością (41).

Dla stabilizatorów o różnych parametrach, pracujących w różnych punktach pracy, największa rozbieżność charakterystyk amplitudowych doświadczalnych i teoretycznych nie przekracza 6 dB, a charakterystyk fazowych  $20^\circ$ , z wyjątkiem 8 dB i  $30^\circ$  dla charakterystyk nr 5.

Należy jednak pamiętać o 5% dokładności pomiarów modelu doświadczalnego. Przyczyną błędów należy upatrywać w uproszczonym definiowaniu rezystancji  $R_T$  i  $R_D$  oraz nieuwzględnieniu przesunięcia fazy wprowadzanego przez nieidealny wzmacniacz błędów oraz nieidealny komparator w górnym zakresie badanych częstotliwości.

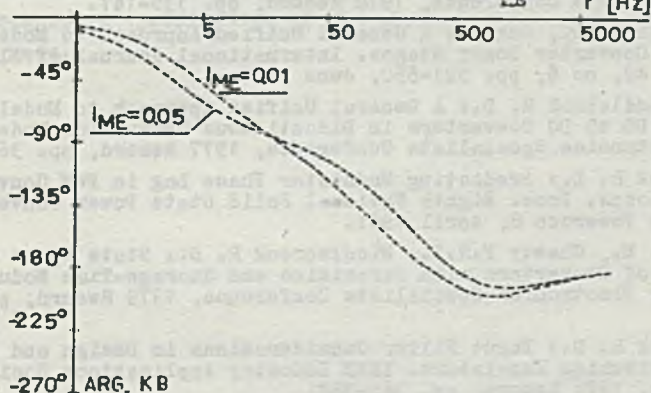
## 5. PODSUMOWANIE

Celem artykułu było przedstawienie wpływu rezystancji wyjściowej źródła zasilającego stabilizator "boost" na jego własności dynamiczne, opisane za pomocą charakterystyk częstotliwościowych układu otwartego. Stabilizator pracujący w określonym punkcie pracy opisano uśrednionymi w jednym



Rys. 12. Logarytmiczne charakterystyki amplitudowe i fazowe wyznaczone teoretycznie dla przypadku przetwornicy "boost", oznaczonego numerem 4 dla różnych wartości współczynnika  $\mathcal{K} = \frac{1}{ME}$

Fig. 12. The theoretically predicted frequency domain open loop characteristics of the "boost" power supply case number 4 for the various values of the coefficient  $\mathcal{K} = \frac{1}{ME}$



Rys. 13. Logarytmiczne charakterystyki amplitudowe i fazowe wyznaczone teoretycznie dla przypadku przetwornicy "boost", oznaczonego numerem 4 dla różnych wartości współczynnika  $\mathcal{K} = \frac{1}{ME}$

Fig. 13. The theoretically predicted frequency domain open loop characteristics of the "boost" power supply case number 4 for the various values of the coefficient  $\mathcal{K} = \frac{1}{ME}$

okresie przetwarzania, zlinearyzowanymi równaniami stanu. Układ analizowano dla ciągłego przepływu prądu przez dławik. W modelu teoretycznym uwzględniono rezystancje pasożytnicze i efekt modulacji czasu przeciągania  $t_B$  tranzystora mocy.

Zmierzono charakterystyki częstotliwościowe przykładowych stabilizatorów, zmieniając ich parametry i dobrany punkt pracy dla różnych wartości rezystancji  $R_S$ . Porównano je z uzyskanymi teoretycznie charakterystykami, uzyskując, zdaniem autora, dość dobrą zgodność. Omówiono przyczyny istniejących rozbieżności. Podano przykład (rys. 7.) wykorzystania znajomości zależności przebiegu charakterystyk częstotliwościowych od wartości  $R_S + R_L$  dla wyliczenia największego dopuszczalnego  $K_W$ .

#### LITERATURA

- [1] Capel A., Ferrante J. G., Prajoux R.: State Variable Stability Analysis of Multiloop PWM Controlled DC/DC Regulators in Light and Heavy Mode. IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1975 Record, pp. 91-102.
- [2] Redl R., Sokal N.: Switching Mode Power Converters; Optimizing Dynamic Behaviour with Input and Output Feed-Forward and Current-Mode Control. IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1982 Record.
- [3] Redl R., Novak I.: Current Control of Switching-Mode Voltage Regulators - a New Method to Improve Stability Parameters. Hirasdas technika vol. 29., no 11, 1978.
- [4] Capel A., Ferrante J. G., O'Sullivan D., Weinberg A.: Application of the Injected Current Model for the Dynamic Analysis of Switching Regulators with the New Concept of LC<sup>2</sup> Modulator. IEEE, Power Electronics Specialists Conference, 1978 Record, pp. 135-147.
- [5] Middlebrook R. D., Čuk S.: A General Unified Approach to Modelling Switching Converter Power Stages. International Journal of Electronics vol. 42, no 6, pp. 521-550, June 1977.
- [6] Čuk S., Middlebrook R. D.: A General Unified Approach to Modelling Switching DC to DC Converters in Discontinuous Conduction Mode. IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1977 Record, pp. 36-57.
- [7] Middlebrook R. D.: Predicting Modulator Phase Lag in PWM Converter Feedback Loops. Proc. Eighth National Solid State Power Conversion Conference Powercon 8, April 1981.
- [8] Polivka W. M., Chetty P.R.K., Middlebrook R. D.: State Space Average Modelling of Converters with Parasitics and Storage-Time Modulation. IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1979 Record, pp. 109-130.
- [9] Middlebrook R. D.: Input Filter Considerations in Design and Application of Switching Regulators. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 1976 Record, pp. 366-382.
- [10] Barzegar F., Čuk S., Middlebrook R. D.: Using Small Computers to Model and Measure Magnitude and Phase of Regulator Transfer Functions and Loop Gain. Proc. Eighth National Solid-State Power Conversion Conference Powercon 8, Dallas, Texas, April 1981.

Recenzent: doc. dr inż. Jerzy Luciński

## ВЛИЯНИЕ ВЫХОДНОЙ РЕЗИСТАНЦИИ ИСТОЧНИКА ПИТАЮЩЕГО УСИЛИТЕЛЬ "БООСТ" НА ЕГО ДИНАМИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ

## Р е з ю м е

В статье представлено влияние выходной резистанции источника питающего усилитель "боост" на его динамические характеристики для разомкнутой системы.

В статье применён метод уравнений состояния, усреднённых в одном цикле конверсии а потом линеаризованных в области точки работы. Сопоставлены теоретические и экспериментальные характеристики.

## THE INFLUENCE OF THE SUPPLY LINE OUTPUT RESISTANCE ON THE DYNAMIC PROPERTIES OF THE SWITCHING MODE DC/DC "BOOST" CONVERTER

## S u m m a r y

The influence of the supply line output resistance on the dynamic properties of the switching mode DC/DC "boost" converter is presented in this paper.

The method of state space equations, averaged over a single switching cycle has been used.

A dynamic small signal model has been linearized in the neighbourhood of a steady state operating point.

Parasitic resistances and storage time modulation are included in the mathematical model.

The breadboard verification of the predicted frequency characteristics has been made.