

Udoskonalona metoda obliczania mocy traconej w tranzystorach wzmacniacza klasy AB

Streszczenie. Przedstawiono udoskonaloną metodę obliczania mocy traconej w elementach aktywnych przeciwobnego wzmacniacza liniowego klasy AB w funkcji jegoysterowania. Dla charakterystyki przejściowej elementu aktywnego zastosowano aproksymację kwadratową w obszarze zakrzywienia oraz aproksymację liniową w obszarze dużych prądów. Metoda obejmuje także zasady doboru prądu spoczynkowego elementów aktywnych przeciwobnego wzmacniacza klasy AB zapewniające maksymalną liniowość. Otrzymane wyniki zweryfikowano podczas symulacji komputerowych i pomiarów wzmacniacza z tranzystorami IRF510 (20 W, 1 – 3 MHz) i wzmacniacza z podwojnym tranzystorem w. cz. SD703 (100 W, 3 – 30 MHz).

Abstract. An improved method of calculating the power dissipated in transistors in the Class-AB push-pull linear amplifier versus the amplifier drive level is presented. A mixed piece-wise square-linear approximation of the transistor transfer characteristic is applied (the square approximation in the "knee" region, and linear in the high-current region). The method describes also how to find the quiescent current of power transistors in the Class-AB push-pull amplifier to maximize its linearity. This method has been verified by PSPICE simulations and measurements of the amplifier with IRF510 transistors (20W, 1 - 3MHz) and the amplifier with the h.f. push-pull SD703 transistor (100W, 3 - 30MHz). (**Improved Calculation Method of Power Loss in Transistors of Class-AB Amplifier.**)

Słowa kluczowe: liniowe wzmacniacze mocy, moc, wzmacniacz szerokopasmowy, wzmacniacz przeciwobny, wzmacniacz mocy w. cz.

Keywords: linear power amplifiers, wide-band amplifier, push-pull amplifier, h.f. power amplifier.

Wprowadzenie

Liniowe wzmacniacze mocy wielkiej częstotliwości są obecnie coraz szerzej stosowane w nadajnikach systemów radiokomunikacyjnych i radiodyfuzyjnych. Oprócz wojskowych, morskich i amatorskich systemów krótkofalowych z modulacją SSB służących do analogowej łączności fonicznej i transmisji danych rozwija się bowiem cyfrowa radiokomunikacja i radiofonia DRM wykorzystująca modulację OFDM z wieloma podnośnymi.

Podstawowym układem liniowych wzmacniaczy mocy nadajników radiowych jest szerokopasmowy niestrojony wzmacniacz przeciwobny klasy AB, głównie w układzie transformatorowym. Zapewnia on niskie zniekształcenia nieliniowe (zredukowane parzyste harmoniczne) i wyższą sprawność energetyczną w stosunku do klasy A. Pozwala także ograniczyć strojenie do jednego filtra wyjściowego, co jest szczególnie istotne w przypadku tranzystorowych nadajników dużej mocy z sumowaniem mocy z wielu elementarnych wzmacniaczy.

Procedura projektowania liniowych przeciwobnych wzmacniaczy mocy klasy AB powinna, po pierwsze, zapewnić uzyskanie założonej maksymalnej mocy wyjściowej $P_{wy\max}$ przy dostatecznie niskich zniekształceniach nieliniowych i możliwie wysokiej sprawności energetycznej. Obliczenia dla mocy maksymalnej prowadzi się przy założeniu pracy wzmacniacza w klasie B wyznaczając wymagane napięcie zasilania wzmacniacza E_Z , rezystancję obciążenia elementu aktywnego R_d oraz maksymalną wartość szczytową jego prądu wyjściowego $i_{O\max}$. Po drugie, należy dobrać wartość napięcia wstępnej polaryzacji elektrody sterującej elementu aktywnego U_{I0} tak, aby wypadkowa charakterystyka przejściowa obu elementów aktywnych $i_{O1}(u_i) - i_{O2}(-u_i)$ była możliwie dokładnie linią prostą w całym zakresie napięcia sterującego $0 \leq |u_i| \leq u_{i\max}$. Wyznacza się także maksymalną amplitudę napięcia sterującego $U_{i\max}$ konieczną do uzyskania prądu $i_{O\max}$ i mocy wyjściowej wzmacniacza $P_{wy\max}$. Te dwa etapy są dobrze opisane w literaturze (zarówno klasycznej np. [1], jak i współczesnej, np. [2]).

Trzecim etapem projektowania wzmacniacza klasy AB jest wyznaczenie maksymalnej wartości mocy traconej w elementach aktywnych $P_{str\max}$. Maksimum to najczęściej nie występuje ani przy pełnymysterowaniu wzmacniacza

klasy AB ($P_{wy} = P_{wy\max}$), ani przy brakuysterowania ($P_{wy} = 0$). Celowe jest zatem wyznaczenie zależności mocy traconej w tych elementach odysterowania wzmacniacza $P_{str}(k)$, gdzie $k = U_{we} / U_{we\max} = U_{wy} / U_{wy\max}$ jest współczynnikiemysterowania. Etap ten w większości podręczników ogranicza się do podania zależności $P_{str}(k)$ i wartości $P_{str\max}$ dla idealnej klasy B w postaci wzorów (np. [1], [2]).

Niestety w rzeczywistym wzmacniaczu klasy AB, z prądem spoczynkowym zapewniającym maksymalną liniowość charakterystyki przejściowej, moc tracona w elementach aktywnych może być znacznie większa od wartości obliczonej dla idealnej klasy B. Dokładniejsze obliczanie mocy traconej we wzmacniaczu klasy AB jest szczególnie istotne w przypadku tranzystorów, do których producent nie dostarcza modelu SPICE (np. BLF177, BLF242, BLF 244, MRF151G). Próba rozwiązania tego problemu jest praca [3], w której wyznaczono zależność $P_{str}(k)$ we wzmacniaczu klasy AB stosując model elementu aktywnego w postaci odcinkowo-liniowej aproksymacji jego charakterystyki przejściowej $i_O(u_i)$, złożonej z trzech części:

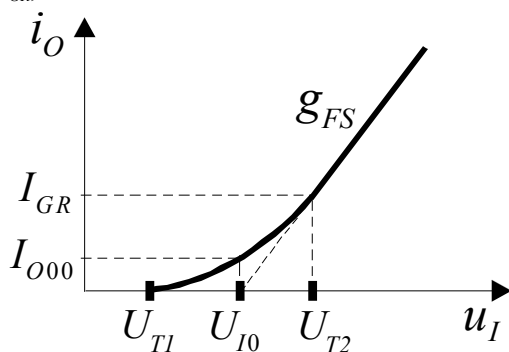
- obszar dużych prądów – odcinek o nachyleniu g_{FS} ,
- obszar zakrzywienia charakterystyki – odcinek o nachyleniu mniejszym o połowę $0,5g_{FS}$,
- obszar zatkania – półprosta $i_O = 0$, u_i poniżej napięcia progowego.

Wadą aproksymacji charakterystyki elementu aktywnego przyjętej w pracy [3] są błędy powstające w części przebiegu wyznaczonej charakterystyki $P_{str}(k)$. Dla matematycznie poprawnego położenia odcinków aproksymujących poszczególne obszary charakterystyki $i_O(u_i)$ zastosowanego elementu aktywnego (np. metodą najmniejszej sumy kwadratów błędu aproksymacji) otrzymujemy bowiem dodatni błąd aproksymacji w spoczynkowym punkcie pracy elementu aktywnego $u_i = U_{I0}$ ([3], rys. 1). Wyznaczona z takiego modelu moc tracona w tym elemencie bezysterowania wzmacniacza P_{str00} jest więc zawyżona ([3], rys. 3b, krzywa 1). Jest to szczególnie istotne we wzmacniaczach klasy AB z dużym prądem spoczynkowym, w których maksimum mocy traconej w elemencie aktywnym występuje przy brakuysterowania (obliczona wartość $P_{str\max}$ jest wówczas zawyżona). Błąd ten można wyeliminować prowadząc linię aproksymującą obszar zakrzywienia charakterystyki przez punkt

spoczynkowy rzeczywistego elementu aktywnego U_{I0} , I_{O00} ([3], rys. 3a, rys. 3b, krzywa 2), jednak zwiększa to błąd obliczonej zależności $P_{str}(k)$ w obszarze średniego występowania ([3], rys. 3b, krzywa 2). Błąd ten ma istotny wpływ na obliczaną wartość średnią mocy traconej w elementach aktywnych przy danym sygnale sterującym wzmacniacz, np. przy sygnale 2-tonowym.

Udoskonalony model elementów aktywnych

Poprawa dokładności obliczania mocy traconej w elementach aktywnych wzmacniacza klasy AB w funkcji występowania wymaga zmniejszenia błędów zastosowanego modelu charakterystyki przejściowej $i_O(u_I)$ elementu aktywnego. Konieczne jest przy tym zachowanie możliwie prostego opisu matematycznego zależności $i_O(u_I)$ wymagającego możliwie małej liczby danych wejściowych. Przyjęcie aproksymacji liniowej w obszarze dużych prądów nie powoduje istotnych błędów przypadku tranzystorów mocy MOSFET (i lamp elektronowych dużej mocy) dlatego w tym obszarze pozostawiono model liniowy $i_O = g_{FS}(u_I - U_{T2}) + I_{GR}$.



Rys. 1. Kwadratowo-liniowa aproksymacja charakterystyki przejściowej elementu aktywnego przyjęta do obliczania mocy traconej w przeciwobnym wzmacniaczu klasy AB

gdzie g_{FS} jest nachyleniem charakterystyki przejściowej elementu aktywnego w obszarze dużych prądów, U_{T2} , I_{GR} są współrzędnymi punktu granicznego tego obszaru (rys. 1). Natomiast w obszarze zakrzywienia charakterystyki przejściowej $i_O(u_I)$ zwiększenie dokładności opisu jest możliwe przy zastosowaniu modelu w postaci funkcji kwadratowej

$$(1) \quad i_O(u_I) = a(u_I)^2 + bu_I + c$$

Wartości parametrów a , b , c funkcji aproksymującej prąd elementu aktywnego w obszarze zakrzywienia charakterystyki można wyznaczyć z następujących warunków:

- I. $i_O(U_{T1})=0$, czyli $a(U_{T1})^2 + bU_{T1} + c = 0$ – ciągłość funkcji aproksymującej w punkcie U_{T1} , 0,
- II. $i_O(U_{T2})=I_{GR}$, czyli $a(U_{T2})^2 + bU_{T2} + c = I_{GR}$ – ciągłość funkcji aproksymującej w punkcie granicznym U_{T2} , I_{GR} ,

$$(7) \quad i_{O1} - i_{O2} = a \left[(U_{I0} + u_i)^2 - (U_{I0} - u_i)^2 \right] + b \left[(U_{I0} + u_i) - (U_{I0} - u_i) \right] = (4aU_{I0} + 2b) \cdot u_i$$

Uwzględniając wzory (2) i (4) otrzymujemy

$$(8) \quad i_{O1} - i_{O2} = 2 \left[g_{FS} - \frac{2I_{GR}}{U_{T2} - U_{T1}} + \frac{2}{g_{FS}} \left(\frac{I_{GR}}{U_{T2} - U_{T1}} \right)^2 \right] \cdot u_i$$

Różnica prądów elementów aktywnych $i_{O1} - i_{O2}$ przy występowaniu w zakresie zakrzywienia charakterystyk przejściowych elementów aktywnych jest więc wprost proporcjonalna do napięcia sterującego u_i pomimo silnie

$$\text{III. } \left. \frac{di_O}{du_I} \right|_{u_I=U_{T2}} = g_{FS}, \text{ czyli } 2aU_{T2} + b = g_{FS} - \text{ciągłość}$$

pochodnej funkcji aproksymującej w punkcie granicznym U_{T2} , I_{GR} ,

Warunki (I), (II), (III) tworzą układ trzech równań liniowych z niewiadomymi a , b , c , których rozwiązanie wyraża się wzorami:

$$(2) \quad a = \frac{g_{FS}}{U_{T2} - U_{T1}} - \frac{I_{GR}}{(U_{T2} - U_{T1})^2}$$

$$b = -\frac{g_{FS}(U_{T1} + U_{T2})}{U_{T2} - U_{T1}} + \frac{2U_{T2}I_{GR}}{(U_{T2} - U_{T1})^2}$$

$$c = \frac{g_{FS}U_{T1}U_{T2}}{U_{T2} - U_{T1}} + I_{GR} \frac{(U_{T1})^2 - 2U_{T1}U_{T2}}{(U_{T2} - U_{T1})^2}$$

Dla przyjętej aproksymacji charakterystyki przejściowej elementów aktywnych spoczynkowy punkt pracy tych elementów U_{I0} we wzmacniaczu klasy AB zapewniający maksymalną liniowość wzmacniacza przeciwobnego tej klasy leży na przecięciu prostej aproksymującej zakres dużych prądów z osią u_i (rys. 1):

$$(3) \quad g_{FS}(U_{I0} - U_{T2}) + I_{GR} = 0$$

Wymagana wartość napięcia wstępnej polaryzacji elektrody wejściowej U_{I0} wynosi zatem

$$(4) \quad U_{I0} = U_{T2} - \frac{I_{GR}}{g_{FS}}$$

Dla takiej wartości U_{I0} we wzmacniaczu przeciwobnym przy sterowaniu obu elementów aktywnych napięciem u_i w przeciwfazie:

$$(5) \quad u_{I1} = U_{I0} + u_i \quad u_{I2} = U_{I0} - u_i$$

półproste aproksymujące obszar dużych prądów obu elementów aktywnych leżą na jednej prostej (rys. 1). Dzięki temu dla napięć sterujących o dostatecznie dużym module (zapewniającym pracę tylko jednego elementu aktywnego) wypadkowy prąd $i_{O1} - i_{O2}$ w obciążeniu wzmacniacza przeciwobnego jest wprost proporcjonalny do napięcia wejściowego u_i :

$$(6) \quad i_{O1} - i_{O2} = g_{FS} \cdot u_i$$

Natomiast dla napięć sterujących o dostatecznie małym module, gdy pracują oba elementy aktywne a ich charakterystyki $i_O(u_I)$ opisywane są funkcją kwadratową, wypadkowy prąd $i_{O1} - i_{O2}$ w obciążeniu elementów aktywnych opisany jest wzorem

nieliniowej zależności każdego z prądów i_{O1} , i_{O2} od napięcia u_i . Warunkiem liniowości przeciwobnego wzmacniacza klasy AB w całym zakresie dopuszczalnych wartości napięcia wejściowego u_i jest jednak taka sama wartość

transkonduktancji występująca we wzorze (6) i we wzorze (8), czyli:

$$(9) \quad 2 \left[g_{FS} - \frac{2I_{GR}}{U_{T2} - U_{T1}} + \frac{2}{g_{FS}} \left(\frac{I_{GR}}{U_{T2} - U_{T1}} \right)^2 \right] = g_{FS}$$

Równanie (9) sprowadza się do warunku:

$$(10) \quad \frac{I_{GR}}{U_{T2} - U_{T1}} = \frac{g_{FS}}{2}$$

Warunek (10) nakłada wymagania na przebieg charakterystyki przejściowej elementów aktywnych, które, przy odpowiednim napięciu polaryzacji elektrody wejściowej, umożliwią uzyskania liniowej charakterystyki przejściowej przeciwobnego wzmacniacza klasy AB. Uwzględniając wzór (4) otrzymujemy, iż warunek (10) oznacza symetrię granic obszaru zakrzywienia charakterystyki przejściowej U_{T1} , U_{T2} względem punktu przecięcia się prostej aproksymującej zakres dużych prądów z osią u_i (tj. względem napięcia spoczynkowego U_{I0}).

$$(11) \quad U_{T2} - U_{I0} = U_{I0} - U_{T1} = \frac{I_{GR}}{g_{FS}}$$

Wymagana wartość napięcia wstępnej polaryzacji elektrod wyjściowych elementów aktywnych spełniających warunek (11) wynosi więc:

$$(12) \quad U_{I0} = \frac{U_{T2} + U_{T1}}{2}$$

Dla elementu aktywnego spełniającego warunek symetrii współczynniki a , b , c funkcji aproksymującej zależność $i_O(u_i)$ w obszarze zakrzywienia charakterystyki mają wartości:

$$(13) \quad a = \frac{0,5g_{FS}}{U_{T2} - U_{T1}} \quad b = -g_{FS} \frac{U_{T1}}{U_{T2} - U_{T1}} \\ c = \frac{0,5g_{FS}(U_{T1})^2}{U_{T2} - U_{T1}}$$

Równanie opisujące prąd takiego elementu aktywnego w obszarze zakrzywienia charakterystyki ma więc postać

$$(14) \quad i_O(u_i) = \frac{0,5g_{FS}}{U_{T2} - U_{T1}} (u_i - U_{T1})^2 = \frac{0,25(g_{FS})^2}{I_{GR}} (u_i - U_{T1})^2$$

Dla takiego elementu aktywnego spełniony jest więc także warunek ciągłości pochodnej funkcji aproksymującej w punkcie U_{T1} , 0. Wzór (14) odpowiada zależności prądu drenu od napięcia bramka-źródło w modelu Shockley'a tranzystora MOSFET w obszarze nasycenia (używany we wzmacniaczach „analogowych”). Prąd spoczynkowy elementu aktywnego w optymalnym dla przeciwobnego wzmacniacza klasy AB punkcie pracy U_{I0} (wzór 12) wynosi

$$(15) \quad I_{O00} = \frac{0,5g_{FS}}{U_{T2} - U_{T1}} (U_{I0} - U_{T1})^2 = 0,125g_{FS}(U_{T2} - U_{T1}) = 0,25I_{GR}$$

$$(20) \quad I_Z = 2 \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_{O2}(\varphi) d\varphi = \frac{I_{O00}}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left(1 - k \frac{i_{Opmax}}{4I_{O00}} \cos \varphi \right)^2 d\varphi = 2I_{O00} \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{k \cdot i_{Opmax}}{4I_{O00}} \right)^2 \right]$$

Moc tracona w obu elementach aktywnych dla $0 \leq k \leq k_{gr}$ wyraża się więc wzorem:

$$(21) \quad P_{str(2)}^{(A)}(k) = E_Z \cdot I_Z - P_{wy}(k) = 2E_Z I_{O00} \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{k \cdot i_{Opmax}}{4I_{O00}} \right)^2 \right] - k^2 \cdot P_{wymax}$$

Uwzględniając sterowanie w przeciwfazie elementów aktywnych wzmacniacza przeciwobnego napięciem $\pm u_i$ i wymagane napięcie wstępnej polaryzacji U_{I0} (wzór 12) otrzymujemy całkowite napięcie elektrody sterującej elementów aktywnych (wzór 5) równe $u_{1,2} = \pm u_i + 0,5(U_{T2} + U_{T1}) - U_{T1}$. W obszarze zakrzywienia charakterystyki dla $|u_i| \leq u_{igr}$ prąd wyjściowy tych elementów wyraża się więc wzorem:

$$(16) \quad i_{O1,2} = \frac{0,5g_{FS}}{U_{T2} - U_{T1}} [\pm u_i + 0,5(U_{T2} - U_{T1})]^2 = I_{O00} \left(\frac{\pm u_i}{u_{igr}} + 1 \right)^2$$

gdzie $u_{igr} = 0,5(U_{T2} - U_{T1})$ jest maksymalną wartością modułu napięcia sterującego w obszarze zakrzywienia charakterystyki. Natomiast w obszarze dużych prądów dla $u_i > u_{igr}$ obowiązuje zależność $i_{O1} = g_{FS} u_i$, $i_{O2} = 0$, a dla $u_i < -u_{igr}$ - zależność $i_{O2} = -g_{FS} u_i$, $i_{O1} = 0$.

Obliczanie mocy traconej w elementach aktywnych

Przyjmijmy sterowanie analizowanego przeciwobnego wzmacniacza klasy AB sygnałem kosinusoidalnie zmiennym $u_i = U_i \cos \omega_o t$. Przy dostatecznie małymysterowaniu, gdy chwilowy punkt pracy nie wykracza poza obszar zakrzywienia charakterystyki, prądy wyjściowe elementów aktywnych **1** i **2** płyną przez cały okres (klasa A) a ich przebieg wyraża się wzorem:

$$(17) \quad i_{O1,2} = I_{O00} \left(1 \pm \frac{U_i \cos \omega_o t}{U_{igr}} \right)^2 = I_{O00} \left(1 \pm \frac{U_i \cos \omega_o t}{U_{imax}} \frac{U_{imax}}{U_{igr}} \right)^2$$

gdzie $U_{igr} = u_{igr}$ jest maksymalną amplitudą napięcia sterującego w obszarze zakrzywienia, U_{imax} jest amplitudą tego napięcia dla maksymalnej mocy wyjściowej wzmacniacza. W obszarze dużych prądów obowiązuje liniowa zależność $i_O = g_{FS} u_i$. Zachodzi zatem równość:

$$(18) \quad \frac{U_{imax}}{U_{igr}} = \frac{i_{Opmax}}{I_{GR}} = \frac{i_{Opmax}}{4I_{O00}}$$

gdzie i_{Opmax} jest wartością szczytową prądu wyjściowego elementu aktywnego przy mocy maksymalnej wzmacniacza. Zatem przebieg prądu wyjściowego elementu aktywnego **1** i **2** przyysterowaniu w zakresie obszaru zakrzywienia charakterystyki wyraża się wzorem:

$$(19) \quad i_{O1,2} = I_{O00} \left(1 \pm k \frac{i_{Opmax}}{4I_{O00}} \cos \omega_o t \right)^2$$

dla $0 \leq k \leq k_{gr} = 4I_{O00}/i_{Opmax}$, $k = U_i/U_{imax}$ jest współczynnikiemysterowania wzmacniacza.

Prąd zasilania wzmacniacza I_Z równa się podwojonej wartości średniej prądu jednego elementu aktywnego. Przy małymysterowaniu ($0 \leq k \leq k_{gr}$, klasa A) prąd ten wynosi:

gdzie $P_{wy}(k)$ jest mocą wyjściową wzmacniacza przyysterowaniu k , $P_{wy\max} = U_{\max} i_{Op\max}/2$ jest wartością maksymalną tej mocy (dla $k = 1$), U_{\max} jest maksymalną amplitudą napięcia wyjściowego elementu aktywnego. Normalizując moc traconą do $P_{wy\max}$ otrzymujemy:

$$(22) \quad \frac{P_{str(2)}^{(A)}(k)}{P_{wy\max}} = \frac{4}{\xi_D} \frac{I_{O00}}{i_{Op\max}} \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{k \cdot i_{Op\max}}{4I_{O00}} \right)^2 \right] - k^2$$

gdzie $\xi_D = U_{\max}/E_Z$ jest współczynnikiem wykorzystania napięcia zasilania wzmacniacza przy mocy maksymalnej.

Przy dużym wyysterowaniu dla $k_{gr} \leq k \leq 1$ (klasa AB) chwilowy punkt pracy elementu aktywnego porusza się we wszystkich trzech obszarach charakterystyki przejściowej elementu aktywnego. Zakres kątów, w którym chwilowy punkt pracy elementu aktywnego **2** w pierwszym półokresie sygnału wejściowego znajduje się w obszarze zakrzywienia wynosi $\varphi_1 \leq \varphi \leq \varphi_2$:

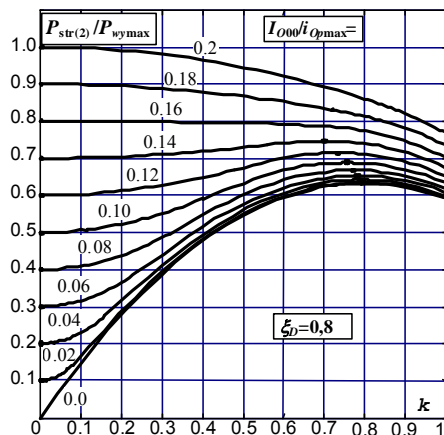
$$(25) \quad I_{O0(I)} = \frac{2}{2\pi} \int_{\varphi_2}^{\pi} i_{O2}(\varphi) d\varphi = \frac{1}{\pi} \int_{\varphi_2}^{\pi} g_{FS} U_i \cos \varphi d\varphi = \frac{1}{\pi} i_{Op\max} \cdot k \sqrt{1 - \left(\frac{4I_{O00}}{i_{Op\max} \cdot k} \right)^2}$$

Moc tracona w obu elementach aktywnych przy dużym wyysterowaniu dla $k_{gr} \leq k \leq 1$ (klasa AB) unormowana do maksymalnej mocy wyjściowej ($P_{wy\max} = \xi_D E_Z i_{Op\max}/2$) wyraża się wzorem:

$$(26) \quad \frac{P_{str(2)}^{(AB)}(k)}{P_{wy\max}} = \left[2E_Z \cdot (I_{O0(z)} + I_{O0(I)}) - P_{wy}(k) \right] \frac{1}{P_{wy\max}} =$$

$$\frac{8}{\pi \cdot \xi_D} \frac{I_{O00}}{i_{Op\max}} \left\{ \arcsin \left(\frac{4I_{O00}}{k \cdot i_{Op\max}} \right) \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{k \cdot i_{Op\max}}{4I_{O00}} \right)^2 \right] + \frac{3}{2} \sqrt{\left(\frac{k \cdot i_{Op\max}}{4I_{O00}} \right)^2 - 1} \right\} - k^2$$

Zależność unormowanej mocy traconej w elementach aktywnych przeciwobnego wzmacniacza klasy AB od wyysterowania w całym zakresie $0 \leq k \leq 1$ (wzory 22 i 26)



$$(23) \quad \phi_1 = \arccos \frac{4I_{O00}}{k \cdot i_{Op\max}} \quad \phi_2 = \arccos \frac{4I_{O00}}{k \cdot i_{Op\max}}$$

Wartość średnia za okres prądu elementu aktywnego **2** w obszarze zakrzywienia wynosi więc:

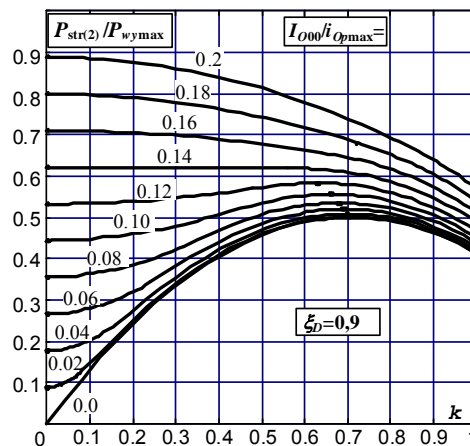
$$(24) \quad I_{O0(z)} = \frac{2}{2\pi} \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} i_{O2}(\varphi) d\varphi = \frac{I_{O00}}{\pi} \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} \left(1 - k \frac{i_{Op\max}}{4I_{O00}} \cos \varphi \right)^2 d\varphi =$$

$$= \frac{I_{O00}}{\pi} \left\{ 2 \arcsin \frac{4I_{O00}}{i_{Op\max} \cdot k} \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{k \cdot i_{Op\max}}{4I_{O00}} \right)^2 \right] - \sqrt{\left(\frac{k \cdot i_{Op\max}}{4I_{O00}} \right)^2 - 1} \right\}$$

Natomiast w pierwszym półokresie sygnału wejściowego dla kątów $\varphi_2 \leq \varphi \leq \pi$ chwilowy punkt pracy znajduje się w obszarze dużych prądów opisanym zależnością liniową $i_O = g_{FS} u_i$. Zatem wartość średnia za okres prądu elementu aktywnego w tym obszarze jest równa:

$$I_{O0(I)} = \frac{2}{2\pi} \int_{\varphi_2}^{\pi} i_{O2}(\varphi) d\varphi = \frac{1}{\pi} \int_{\varphi_2}^{\pi} g_{FS} U_i \cos \varphi d\varphi = \frac{1}{\pi} i_{Op\max} \cdot k \sqrt{1 - \left(\frac{4I_{O00}}{i_{Op\max} \cdot k} \right)^2}$$

przedstawiono na rysunku 2 (rys. 2a - $\xi_D = 0,8$, rys. 2b - $\xi_D = 0,9$).



Rys. 2. Moc tracona w obu tranzystorach wzmacniacza klasy AB w funkcji wyysterowania dla różnych wartości unormowanego prądu spoczynkowego przy wykorzystaniu napięcia zasilania $\xi_D = 0,8$ (a) i $\xi_D = 0,9$ (b)

Podsumowanie

Z porównania przebiegu zależności mocy traconej w elementach aktywnych przeciwobnego wzmacniacza klasy AB od wyysterowania $P_{str(2)}(k)$ wyznaczonego w niniejszym artykule (rys. 2) z przebiegiem tej zależności przedstawionym w pracy [3] wynika kilka wniosków. Po pierwsze, zastosowanie modelu charakterystyki przejściowej elementu aktywnego z aproksymacją

kwadratowo-liniową daje bardziej regularny przebieg zależności $P_{str(2)}(k)$, bez fałszywego lokalnego minimum, niż zastosowanie modelu z aproksymacją odcinkowo-liniową. Po drugie, wartość mocy traconej $P_{str(2)}(k)$ wyznaczonej przy aproksymacji kwadratowo-liniowej jest większa niż wartość wyznaczona przy aproksymacji odcinkowo-liniowej (z wyjątkiem wartości przy braku wyysterowania ($k = 0$), gdzie obie analizy dają takie same wyniki). Ta większa wartość

mocy traconej (rys. 2) jest jednak znacznie bliższa wartości rzeczywistej, gdyż aproksymacja odcinkowo-liniowa zaniża wartości prądu elementu aktywnego w okolicach „styku” odcinka o nachyleniu $0,5g_{FS}$ i odcinka o nachyleniu g_{FS} (co daje minimum funkcji $P_{str(2)}(k)$).

Należy zauważyć, że różnice między wartościami $P_{str(2)}$ dla obu metod aproksymacji są tym większe, im większa jest wartość prądu spoczynkowego elementów aktywnych rozważanego wzmacniacza w stosunku do ich wartości szczytowej przy mocy maksymalnej I_{O00}/i_{Opmax} . Dzięki temu dla wzmacniaczy klasy AB z małym prądem spoczynkowym $I_{WY0}/i_{Opmax} < 0,08$ zastosowanie modelu z aproksymacją kwadratowo-liniową (rys. 2) i modelu z aproksymacją odcinkowo-liniową ([3], rys. 2 a, b) daje bardzo zbliżone wyniki. Natomiast dla wzmacniaczy klasy AB z dużym prądem spoczynkowym $0,12 < I_{O00}/i_{Opmax} < 0,2$ metoda odcinkowo-liniowa powoduje znaczące zniżenie wyznaczonej wartości mocy traconej dla wysterowania powyżej $k = 0,15$, szczególnie w okolicach minimum. Jest to szczególnie istotne w przypadku obliczania średniej mocy traconej przy wzmacnianiu konkretnego sygnału, np. sygnału 2-tonowego stosowanego przy pomiarze zniekształceń nieliniowych gotowego wzmacniacza.

Wyniki przedstawionej analizy zostały potwierdzone podczas symulacji PSPICE i pomiarów charakterystyk zbudowanych transformatorowych wzmacniaczy mocy klasy AB z tranzystorami MOSFET:

a) wzmacniacz o mocy 20 W i paśmie 1 – 3 MHz, rezystancja dynamiczna $R_d = 12,5 \Omega$, napięcie zasilania 30 V, tranzystory IRF510, $I_{D00}/i_{Dpmax} = 0,132$, $\xi_D = 0,765$;

b) wzmacniacz o mocy 100 W i paśmie 3 – 30 MHz, rezystancja dynamiczna $R_d = 3,125 \Omega$, napięcie zasilania 34 V, podwójny tranzystor w.cz. SD703, $I_{D00}/i_{Dpmax} = 0,0475$, $\xi_D = 0,754$ [4].

Przeprowadzona analiza potwierdza także, że liniową charakterystykę przejściową przeciwsobnego wzmacniacza klasy AB (bez zniekształceń skrośnych i zniekształceń przy małym wysterowaniu) można uzyskać stosując elementy aktywne, których charakterystyki przejściowe w obszarze zakrzywienia mają przebieg zbliżony do zależności kwadratowej. Zasada ta jest znana wśród konstruktorów elektroakustycznych wzmacniaczy mocy.

LITERATURA

- [1] Cykin G.S., Wzmacniacze elektroniczne, wyd. 2, WKiŁ, Warszawa 1970
- [2] Kazimierzczuk M., RF Power Amplifiers, J. Wiley and Sons, Ltd., New York, NY 2008
- [3] Modzelewski J., Obliczanie mocy traconej w tranzystorach wzmacniacza liniowego klasy AB, *Elektronika, konstrukcje, technologie, zastosowania*, nr 09/2014, 51-54
- [4] Bartosik A., Analiza ograniczeń parametrów liniowych wzmacniaczy o mocy do 100W w paśmie 1 – 30MHz, praca dyplomowa magisterska, Instytut Radioelektroniki Politechniki Warszawskiej, Warszawa 2014

Autor: dr inż. Juliusz Modzelewski, Politechnika Warszawska, Wydział Elektroniki i Technik Informacyjnych, Instytut Radioelektroniki, ul. Nowowiejska 15/19, 00-665 Warszawa, E-mail: juliuszm@ire.pw.edu.pl.