

Analiza asymetrii w sterowaniu tranzystorów przeciwsobnego wzmacniacza mocy w.cz. za pomocą transformatora z linią transmisyjną

Streszczenie. Przeanalizowano właściwości obwodu wejściowego przeciwsobnego liniowego wzmacniacza mocy w. cz. klasy AB z transformatorem szerokopasmowym o przekładni 1:1 na linii transmisyjnej w pobliżu jego dolnej częstotliwości granicznej. Wykazano, że w takim obwodzie wejściowym przy dostatecznie małej częstotliwości roboczej przesunięcie fazy między sygnałami sterującymi bramki obu tranzystorów znacząco maleje poniżej 180° a różnica między ich amplitudami znacznie wzrasta. W przeciwsobnym wzmacniaczu mocy klasy AB takie błędy sterowania są bardzo niekorzystne, gdyż powodują zniekształcenia nieliniowe wzmacnianego sygnału, w szczególności znaczny poziom drugiej harmonicznej.

Abstract. Properties of the input circuit in the hf linear Class-AB push-pull power amplifier with the transmission-line 1:1 wide-band transformer were analyzed near its lower limit frequency. It was shown that if the operating frequency is sufficiently low then in this input circuit the phase shift between the signals driving the gates of both transistors decreases significantly below 180° and their amplitude difference increases. In the push-pull Class-AB power amplifier this incorrect driving is very harmful because it causes non-linear distortion of amplifying signals, in particular a high level of the second harmonic. (*Asymmetry analysis of transistors driving by the transmission-line transformer in h.f. push-pull power amplifier*).

Słowa kluczowe: liniowy wzmacniacz mocy, wzmacniacz szerokopasmowy, wzmacniacz transformatorowy, dolna częstotliwość graniczna, zniekształcenia nieliniowe.

Keywords: linear power amplifiers, wide-band amplifier, transformer amplifier, lower limit frequency, non-linear distortions.

Wprowadzenie

Nadajniki współczesnych cyfrowych systemów radiodifuzyjnych i radiokomunikacyjnych z modulacją OFDM wymagają liniowych wzmacniaczy mocy sygnałów w. cz. Wzmacniacze takie stosowane były dotąd w analogowych krótkofalowych systemach radiokomunikacyjnych z modulacją jednowstęgową SSB (w radiostacjach wojskowych, morskich i amatorskich oraz radiotelefonach CB wyższej klasy) a także w nadajnikach telewizyjnych.

Krótkofalowe nadajniki radiokomunikacyjne pracują w kanałach łączności zawartych w całym paśmie fal krótkich 3 – 30 MHz. Wzmacniacz mocy tych nadajników powinien być zatem liniowym niestrojonym wzmacniaczem szerokopasmowym (tzw. wzmacniaczem aperiodycznym). Podstawowym rozwiązaniem takiego wzmacniacza mocy w zakresie fal krótkich (i UKF) jest przeciwsobny wzmacniacz transformatorowy z tranzystorami o jednakowym typie przewodnictwa pracującymi w układzie wspólnego źródła (albo emitera) w klasie AB (por. np. [1, 2, 3, 4, 5, 6]). W typowym wzmacniaczu przeciwsobnym transformator wejściowy ma jedno uzwojenie pierwotne i dwa jednostronnie uziemione uzwojenia wtórne, a transformator wyjściowy – dwa uzwojenia pierwotne i jedno wtórne. Natomiast w przypadku wzmacniaczy w. cz. z tranzystorami MOSFET można zastosować prostszy transformator wejściowy z jednym uzwojeniem wtórnym włączonym symetrycznie między bramki tych tranzystorów (których źródła są uziemione) [1, 4]. Napięcia bramka-źródło sterujące w przeciwfazie oba tranzystory uzyskuje się wówczas uziemiając punkt wspólny rezystorów bramkowych – rysunek 1a. Jest to możliwe, gdyż nieliniowość wejścia tranzystorów MOSFET jest znacznie mniejsza niż w przypadku tranzystorów bipolarnych czy elektronowych lamp mocy.

Transformatory we wzmacniaczu szerokopasmowym w paśmie wzmacnianych sygnałów powinny być możliwie zbliżone do transformatora idealnego. Klasycznym rozwiązaniem transformatorów szerokopasmowych są dwie (lub więcej) cewki indukcyjne sprzężone magnetycznie. W pierwszym przybliżeniu szerokość przenoszzonego pasma takiego transformatora jest tym większa, im większe są

wartości indukcyjności tych cewek i im większy jest ich współczynnik sprzężenia. Niestety w transformatorach z uzwojeniami sprzężonymi magnetycznie na zakres powyżej kilku MHz ujawniają się skutki pojemności między uzwojeniem pierwotnym i wtórnym [10, 12, 13]. W przypadku transformatora wejściowego wzmacniacza przeciwsobnego pojemności te powodują rosnącą z częstotliwością asymetrię amplitudy i fazy obu napięć wyjściowych [11]. Natomiast w przypadku transformatora wyjściowego powodują one rosnącą z częstotliwością różnicę w impedancji obciążenia obu tranzystorów.

Z powyższych względów we wzmacniaczach przeciwsobnych na zakres fal krótkich i UKF transformator wejściowy i wyjściowy należy realizować jako transformator na linii transmisyjnej nawinięty na rdzeniu ferromagnetycznym z obciążeniem dopasowanym do impedancji charakterystycznej tej linii (por. np. [2, 3, 7]). W takim transformatorze moc z wejścia do wyjścia jest przekazywana bezpośrednio dopasowaną dwuprzewodową linią transmisyjną, dlatego dla dostatecznie dużych częstotliwości ich charakterystyka częstotliwościowa jest bliska idealnej. Natomiast izolacja między wejściem i wyjściem dla składowych wspólnych napięcia wejściowego i wyjściowego (ang. *common mode voltage*) wynika z indukcyjności powstałej przez nawinięcie tej linii na rdzeń ferromagnetyczny. Izolacja ta istnieje zatem jedynie dla dostatecznie dużych częstotliwości, dlatego obwód wejściowy i obwód wyjściowy wzmacniacza z takimi transformatorami muszą zawierać dodatkowe kondensatory sprzęgające odcinające składową stałą (np. [2, 3, 7, 8]).

Problem dolnej częstotliwości granicznej transformatora szerokopasmowego na linii transmisyjnej jest rozważany w literaturze (np. w [9, 10]), jednak wymagania stawiane takiemu transformatorowi w obwodzie wejściowym (i w obwodzie wyjściowym) wzmacniacza przeciwsobnego odbiegają od typowych. Celowa jest zatem analiza zjawisk zachodzących przy obniżaniu częstotliwości w obwodzie wejściowym wzmacniacza z transformatorem szerokopasmowym na linii transmisyjnej i ich wpływu na parametry tego wzmacniacza.

Analiza obwodu wejściowego z transformatorem 1:1

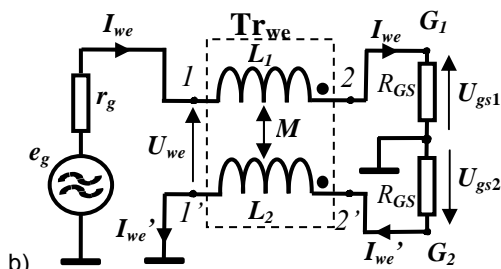
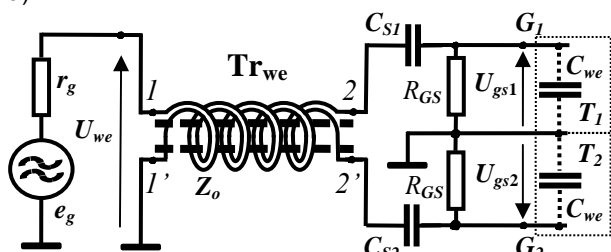
Najprostsza wersja obwodu wejściowego wzmacniacza przeciwsobnego z transformatorem na linii transmisyjnej zawiera transformator symetryzujący (ang. *balun*) o przekładni 1:1. Taki obwód został wykorzystany w wielu wzmacniaczach szerokopasmowych (np. [3, 5, 6, 7]).

Linia transmisyjna zastosowana w transformatorze w tym obwodzie może być dopasowana, jeśli, po pierwsze, rezystancja rezystorów R_{GS} jest mała w stosunku do modułu impedancji pojemności wejściowej tranzystorów C_{we} (rys. 1a). Po drugie, moduł reakcji kondensatorów sprzęgających C_{S1} , C_{S2} powinien być znacznie mniejszy od modułu impedancji wejściowej tranzystorów wraz z rezystorem R_{GS} . Wówczas warunek dopasowania linii transmisyjnej tworzącej transformator wejściowy wzmacniacza ma postać

$$(1) \quad Z_0 = r_g = 2R_{GS}$$

gdzie Z_0 jest impedancją charakterystyczną zastosowanej linii.

a)



Rys. 1. Obwód wejściowy wzmacniacza przeciwsobnego z transformatorem o przekładni 1:1 na linii transmisyjnej (a) i jego schemat zastępczy dla dostatecznie małych częstotliwości (b)

Analiza układów z transformatorami szerokopasmowymi na liniach transmisyjnych w ogólnym przypadku jest skomplikowana, gdyż wymaga uwzględnienia równań czwórnikowych odcinka linii dłuższej (zaciski wejściowe 1, 1', zaciski wyjściowe 2, 2') i prądu płynącego między zaciskami wejściowymi i wyjściowymi wskutek różnicy potencjałów tych zacisków. Różnica ta występuje na impedancji, którą stanowią przewody linii nawiniętej na rdzeń ferromagnetyczny. Jednak gdy analizujemy zachowanie się obwodu z transformatorem szerokopasmowym przy dolnych częstotliwościach pasma przenoszonego przez wzmacniacz, można pominąć zjawiska falowe w linii transmisyjnej i przyjąć uproszczony model tego transformatora w postaci dwóch jednakowych indukcyjności $L_1 = L_2 = L_{gl}$ sprzężonych indukcyjnością wzajemną M (rys. 1b). Dla tych częstotliwości w przyjętym schemacie zastępczym można także pominąć pojemności wejściowe tranzystorów mocy. Pominięto również pojemności sprzęgające C_{S1} , C_{S2} , które powinny stanowić w przybliżeniu zwarcie w całym zakresie częstotliwości przenoszonych przez wzmacniacz z analizowanym obwodem wejściowym.

Dla obwodu z rys. 1b obowiązują następujące równania wiążące prądy i napięcia:

$$(2) \quad E_g = I_{we} \cdot (r_g + j\omega \cdot L_{gl} + R_{GS}) - j\omega \cdot M \cdot I_{we}'$$

$$(3) \quad I_{we}' \cdot (j\omega \cdot L_{gl} + R_{GS}) - j\omega \cdot M \cdot I_{we} = 0$$

$$(4) \quad U_{we} = E_g - I_{we} \cdot r_g$$

$$(5) \quad U_{gs1} = I_{we} \cdot R_{GS}$$

$$(6) \quad U_{gs2} = -I_{we}' \cdot R_{GS}$$

gdzie E_g , U_{we} , U_{gs1} , U_{gs2} , I_{we} , I_{we}' są zespolonymi amplitudami odpowiednich napięć i prądów. Z równań (2), (3) i (5) wyznaczamy transmitancję K_1 wiążącą napięcie U_{gs1} sterujące bramkę G_1 tranzystora T_1 z SEM generatora sterującego E_g :

$$(7) \quad K_1 = \frac{U_{gs1}}{E_g} = \frac{1 + \frac{j\omega \cdot L_{gl}}{R_{GS}}}{1 + \frac{r_g}{R_{GS}} - \left(\frac{\omega \cdot L_{gl}}{R_{GS}}\right)^2 \cdot (1 - k^2) + j \frac{\omega \cdot L_{gl}}{R_{GS}} \cdot \left(2 + \frac{r_g}{R_{GS}}\right)}$$

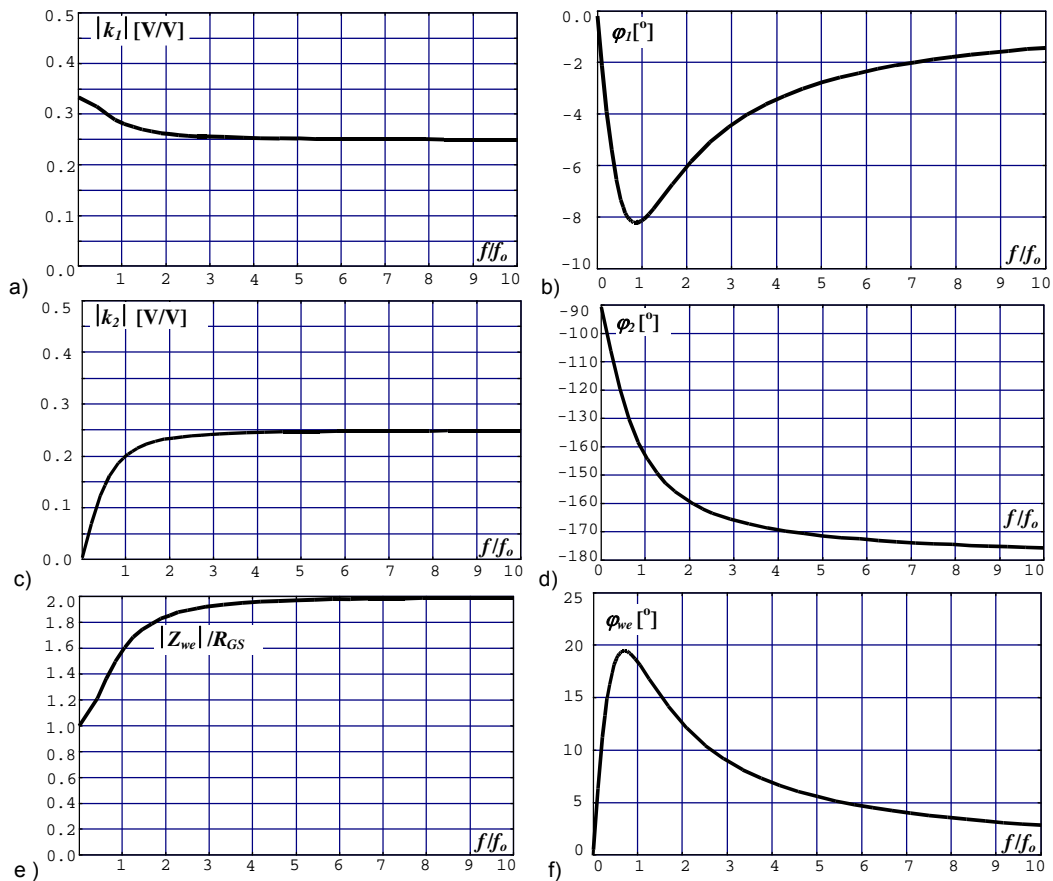
gdzie $k = M/L_{gl}$ jest współczynnikiem sprzężenia magnetycznego cewek tworzących transformator Tr_{we} . Natomiast z równań (2), (3) i (6) wyznaczamy transmitancję K_2 wiążącą napięcie U_{gs2} sterujące bramkę G_2 tranzystora T_2 i SEM generatora sterującego E_g :

$$(8) \quad K_2 = \frac{U_{gs2}}{E_g} = \frac{-\frac{j\omega \cdot k \cdot L_{gl}}{R_{GS}}}{1 + \frac{r_g}{R_{GS}} - \left(\frac{\omega \cdot L_{gl}}{R_{GS}}\right)^2 \cdot (1 - k^2) + j \frac{\omega \cdot L_{gl}}{R_{GS}} \cdot \left(2 + \frac{r_g}{R_{GS}}\right)}$$

Analogicznie z równań (2), (3) i (4) wyznaczamy impedancję wejściową wzmacniacza Z_{we} :

$$(9) \quad Z_{we} = \frac{U_{we}}{I_{we}} = R_{GS} \frac{1 - \left(\frac{\omega \cdot L_{gl}}{R_{GS}}\right)^2 \cdot (1 - k^2) + \frac{j\omega \cdot 2L_{gl}}{R_{GS}}}{1 + j \frac{\omega \cdot L_{gl}}{R_{GS}}}$$

Z przeprowadzonej analizy wynika przede wszystkim, iż wzór (7) opisujący napięcie U_{gs1} , sterujące bramkę tranzystora T_1 różni się od wzoru (8) opisującego napięcie U_{gs2} sterujące bramkę tranzystora T_2 nie tylko znakiem. Różnica występuje przy tym jedynie w licznikach tych wzorów. Układ wejściowy przeciwsobnego wzmacniacza klasy AB z transformatorem na linii transmisyjnej o przekładni 1:1 (rys. 1a) obciążony jest zatem „strukturalną” asymetrią napięć U_{gs1} , U_{gs2} sterujących bramki tranzystorów mocy (ich amplitud i faz), która jest bardzo szkodliwa dla takiego wzmacniacza, gdyż powoduje różnice wzmocnienia dla dodatniej i dla ujemnej części sygnału wejściowego $u_{we}(t)$. Skutkiem tej asymetrii są zniekształcenia nieliniowe (intermodulacyjne) pojawiające się zarówno w paśmie wzmacnianego sygnału, jak i poza tym pasmem (emisje pozapasmowe i emisje niepożądane). Postać wzorów (7) i (8) wskazuje jednak, iż asymetria napięć U_{gs1} , U_{gs2} i powodowane przez nią zniekształcenia maleją ze wzrostem częstotliwości. Natomiast takie same mianowniki wzorów (7) i (8) opisują „współbieżne” zmiany napięć U_{gs1} i U_{gs2} w funkcji częstotliwości, które powodują jedynie liniowe (usuwalne) zniekształcenia wzmacnianych sygnałów.



Rys. 2. Charakterystyki częstotliwościowe podstawowych parametrów obwodu wejściowego z transformatorem na linii transmisyjnej (rys. 1): (a), (b) transmitancja $k_1(f)$, (c), (d) transmitancja $k_2(f)$, (e), (f) impedancja wejściowa $Z_{we}(f)$; $k = 1$ i $r_g = 2R_{GS}$

Wzory (7) i (8) wskazują, iż przy dostatecznie dużej częstotliwości warunkiem koniecznym przybliżonej symetrii napięć sterujących $U_{gs1} \cong -U_{gs2}$ i rzeczywistej impedancji wejściowej tego wzmacniacza $Z_{we} = 2R_{GS}$ jest idealne sprzężenie magnetyczne $k = 1$ ($M = L_{gt}$) między przewodami tworzącymi linię transmisyjną, którą nawinięty jest transformator wejściowy. Warunek ten jest z dobrym przybliżeniem spełniony w przypadku nawinięcia tego transformatora linią koncentryczną lub skrętką. Drugim warunkiem koniecznym dla spełnienia tych wymagań jest odpowiednia relacja między wartościami rezystancji r_g i R_{GS} (wzór 1). Przy spełnieniu obu tych warunków wzory (7), (8) i (9) upraszczają się do postaci:

$$(10) \quad K_1 \cong \frac{1}{4} \cdot \frac{1 + \frac{j\omega \cdot L_{gt}}{R_{GS}}}{0,75 + j \frac{\omega \cdot L_{gt}}{R_{GS}}}$$

$$K_2 \cong \frac{1}{4} \cdot \frac{-\frac{j\omega \cdot L_{gt}}{R_{GS}}}{0,75 + j \frac{\omega \cdot L_{gt}}{R_{GS}}}$$

$$Z_{we} = 2R_{GS} \frac{0,5 + \frac{j\omega \cdot L_{gt}}{R_{GS}}}{1 + j \frac{\omega \cdot L_{gt}}{R_{GS}}}$$

Przebiegi modułu i argumentu transmitancji K_1 , K_2 i impedancji wejściowej Z_{we}/R_{GS} wyznaczono dla $k = 1$ i $r_g = 2R_{GS}$ w funkcji częstotliwości unormowanej do $f_{od} =$

$R_{GS}/(2\pi L_{gt})$ (rys. 2). Przebiegi transmitancji K_1 i K_2 wskazują, że ze spadkiem częstotliwości obwód wejściowy wzmacniacza przeciwnego z rysunku 1a zachowuje się bardzo niekorzystnie, wykazując rosnącą asymetrię napięć sterujących bramki tranzystorów T_1 i T_2 zarówno pod względem amplitudy, jak i fazy. Przy spadku częstotliwości następuje bowiem wzrost amplitudy napięcia U_{gs1} sterującego bramkę tranzystora T_1 i spadek amplitudy napięcia U_{gs2} sterującego bramkę tranzystora T_2 (rys. 2a, c). Zakłóca to pracę wzmacniacza przeciwnego klasy AB powodując wzrost poziomu parzystych harmonicznych w sygnale wyjściowym. Natomiast spadek mocy wyjściowej jest stosunkowo niewielki, gdyż obniżenie mocy wytwarzanej przez tranzystor T_2 jest w części kompensowane przez wzrost mocy wytwarzanej przez tranzystor T_1 . Z tego względu nie ma sensu klasyczna definicja dolnej częstotliwości granicznej obwodu wejściowego z rysunku 1 jako częstotliwość 3-dB spadku (albo wzrostu) napięcia wyjściowego.

Tabela 1. Stosunek amplitud i różnica faz napięć U_{gs1} i U_{gs2} w obwodzie z rysunku 1 dla wybranych częstotliwości

ff_{od}	0,2	0,5	1,0	1,5	2,0	3,0
$ U_{gs1} / U_{gs2} $	5,099	2,236	1,414	1,2018	1,1180	1,0541
$\varphi_1 - \varphi_2$ [°]	101,31	116,56	135,00	146,31	153,44	161,56

Wyniki przeprowadzonych obliczeń (rys. 2, tabela 1) wskazują, iż 5% rozbieżności między amplitudami napięć U_{gs1} i U_{gs2} sterujących oba tranzystory mocy uzyskuje się dla częstotliwości powyżej $3f_{od}$. Niestety przy częstotliwości $3f_{od}$ przesunięcie fazy między tymi napięciami wynosi zaledwie ok. $161,5^\circ$ (zamiast wymaganych 180°). Jak wykazały symulacje PSPICE, taka asymetria sterowania powoduje w sygnale wyjściowym wzmacniacza klasy AB znaczną

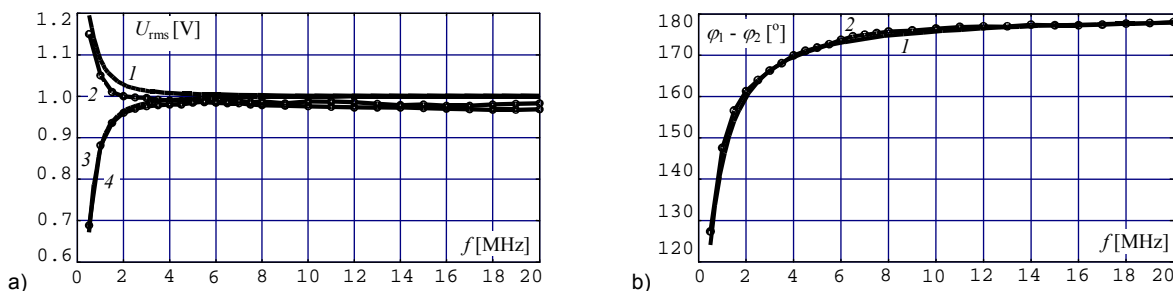
zawartość drugiej harmonicznej, na poziomie -17,3dB składowej podstawowej.

Weryfikacja doświadczalna

W celu doświadczalnej weryfikacji wyników analizy teoretycznej zbudowano i przebadano obwód wejściowy w układzie z rysunku 1a. W obwodzie tym pominięto kondensatory sprzęgające C_{S1} , C_{S2} dołączając „gorące” końcówki rezystorów $R_{GS} = 24 \Omega$ bezpośrednio do zakończenia przewodu wewnętrznego i do ekranu kabla koncentrycznego nawiniętego na rdzeniu pierścieniowym jako uzwojenia transformatora Tr_{we} . Natomiast „zimne” końcówki tych rezystorów dołączono bezpośrednio do ekranu kabla koncentrycznego od strony wejścia transformatora Tr_{we} . Dzięki temu zminimalizowano indukcyjności pasożytnicze między wyjściami zbudowanego układu a ich obciążeniem. Pominięto również pojemności wejściowe tranzystorów mocy C_{we} . Układ ten jest więc

zgodny ze schematem zastępczym z rysunku 1b. Od strony wejścia transformatora Tr_{we} przewód wewnętrzny i ekran kabla koncentrycznego połączono maksymalnie krótko z gniazdem BNC, stanowiącym wejście zbudowanego układu.

Transformator Tr_{we} nawinięto kablem koncentrycznym RG174 ($Z_0 = 50 \Omega$) o małej średnicy zewnętrznej (2,5 mm). Na rdzeniu proszkowym typu T131-8/90 o średnicy zewnętrznej 33 mm z materiału „8” o przenikalności względnej $\mu_r = 35$ i stałej $A_L = 52,5 \text{ nH}$ [14] nawinięto 10 zwojów tego kabla, co daje indukcyjność główną $L_{gl} \approx 5,4 \mu\text{H}$ dla częstotliwości do 8 MHz. Przy wyższych częstotliwościach moduł impedancji tego uzwojenia wzrastał szybciej niż proporcjonalnie wskutek zbliżania się do rezonansu własnego ($f_{rez} \approx 33 \text{ MHz}$). Dla uzyskanej indukcyjności głównej transformatora częstotliwość odniesienia wynosi $f_{od} \approx 737 \text{ kHz}$.



Rys. 3. Wyniki pomiarów wartości skutecznych (a) i różnicy faz (b) napięć wyjściowych U_{gs1} , U_{gs2} w funkcji częstotliwości dla doświadczalnego obwodu wejściowego w układzie z rysunku 1a (bez kondensatorów C_{S1} , C_{S2} i pojemności wejściowych tranzystorów) na tle wyników obliczeń na podstawie wzorów (10): (1), (3) - wyniki obliczeń, (2), (4) - wyniki pomiarów; $E_{g(tms)} = 4 \text{ V}$

Wyniki przeprowadzonych pomiarów napięć wyjściowych zbudowanego układu (rys. 3a) i przesunięcia faz między tymi napięciami (rys. 3b) w funkcji częstotliwości są w przybliżeniu równe wartościom obliczonym na podstawie wyprowadzonych wzorów (10) (również w przypadku impedancji wejściowej Z_{we}). Potwierdza to dopuszczalność przyjętych założeń.

Podsumowanie

Uzyskane wyniki wskazują, że dolna częstotliwość graniczna obwodu wejściowego z rysunku 1a przeciwobnego wzmacniacza klasy AB jest rzędu $f_d \approx 3R_{GS}/(2\pi L_{gl})$. Wartość ta wynika przy tym głównie ze wzrostu poziomu parzystych harmonicznych a nie ze spadku mocy wyjściowej. Jest to wartość wysoka, zmuszająca do stosowania transformatorów z odpowiednio dużą indukcyjnością główną. Może to powodować problemy w zakresie górnych częstotliwości pasma wzmacniacza, wywołane bądź stratami w rdzeniu ferromagnetycznym o dużej przenikalności, bądź rezonansem własnym cewki z dużą liczbą zwojów.

Przeprowadzone prace wykazały także, że do poprawy charakterystyki częstotliwościowej napięć sterujących U_{gs1} i U_{gs2} w dolnym zakresie częstotliwości można wykorzystać kondensatory C_{S1} i C_{S2} . Sposób ten jest analogiczny do przedstawionego w nocie aplikacyjnej ECO6907 (Philips). Dobierając pojemności tych kondensatorów można uzyskać 5% rozbieżności między amplitudami napięć U_{gs1} i U_{gs2} dla częstotliwości powyżej $1,2R_{GS}/(2\pi L_{gl})$. Niestety przy tej częstotliwości przesunięcie fazy między napięciami wynosi ok. $127^\circ < 180^\circ$.

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

LITERATURA

- [1] HF 300-0130M: 300 W HF Amplifier, WWW.RES-Ingenium.com
- [2] Noty aplikacyjne STMicroelectronics: AN1229, AN4016
- [3] Noty aplikacyjne POLYFET: nr 104, nr 105, nr 206
- [4] Nota aplikacyjna Philips AN8703
- [5] Modzelewski J., Bartosik A., Liniowy wzmacniacz mocy na pasmo 26 – 29MHz z tranzystorami przełącznikowymi, *Elektronika, konstrukcje, technologie, zastosowania*, nr 09/2013, 131-134
- [6] Modzelewski J., Bartosik A., Szerokopasmowe transformatorowe wzmacniacze mocy klasy AB na zakres fal krótkich i UKF, *Elektronika, konstrukcje, technologie, zastosowania*, nr 07/2015, 52-58
- [7] Nota aplikacyjna Motorola AN593
- [8] Józef SP9HVW: Uniwersalny wzmacniacz HF 100W, *Świat Radio*, 1/2016, 48-50
- [9] Orłowski A., Transformatory szerokopasmowe z wykorzystaniem linii długich, *Przegląd Telekomunikacyjny*, nr 10/1978, 306-311
- [10] Trask C., Designing Wide-band Transformers for HF and VHF Power Amplifiers, QEX, March/April 2005, 3-15
- [11] Białkowski A., Szerokopasmowy przeciwobny wzmacniacz mocy na zakres UKF-FM 87,5-108 MHz, praca magisterska, Instytut Radioelektroniki Politechniki Warszawskiej, 2013
- [12] Trask C., Wideband Transformers: An Intuitive Approach to Models, Characterization and Design, *APPLIED MICROWAVE & WIRELESS*, No 13, (2001), 30-41
- [13] Biernacki J., Czajkowski D., High frequency transformer modeling Circuits and Systems, The 2001 IEEE International Symposium on ISCAS 2001, III-676 – II-679
- [14] <http://www.micrometals.com/pcparts/torcore5>