

ULTRASZEROKOPASMOWY ROZŁOŻONY WZMACNIACZ KASKADOWY

STRESZCZENIE

W opracowaniu przedstawiono kaskadowy wzmacniacz rozłożony zdolny do przenoszenia ekstremalnie szerokich pasm częstotliwości przy dużym (multiplikatywnym) wzmocnieniu. Przedstawiono koncepcję wzmacniacza i wyprowadzono zależności na wzmocnienia napięciowe i mocy jego bezstratnej i unilateralnej wersji. Poddano szczegółowej analizie podstawowe bloki wzmacniacza oraz sformułowano kryteria doboru elementów. Przedstawiono też porównawcze wyniki symulacji wzmacniacza ze stratami własnymi użytego modelu tranzystora. Praca ma znaczenie praktyczne, bowiem zaprojektowane zgodnie z nią elementy wzmacniacza mogą stanowić dobre wartości początkowe procesu optymalizacji komputerowej.

Słowa kluczowe: ultraszerokopasmowy, linia transmisyjna, rozłożony wzmacniacz kaskadowy, tranzystor polowy z nośnikami o dużej ruchliwości (HEMT), wzmocnienie mocy

ULTRA-BROADBAND DISTRIBUTED CASCADED AMPLIFIER

Cascaded Single Stage Distributed Amplifier (CSSDA) is presented. Amplifier gain formulas are derived for lossless and unilateral version. Fundamental parts of amplifier are submitted to detailed discussion and criteria of elements' selection are formulated. Comparative results of amplifier simulation with loss transistor model are quoted. The paper is of practical importance since it shows how to design elements' values which can be good starting point for computer optimization.

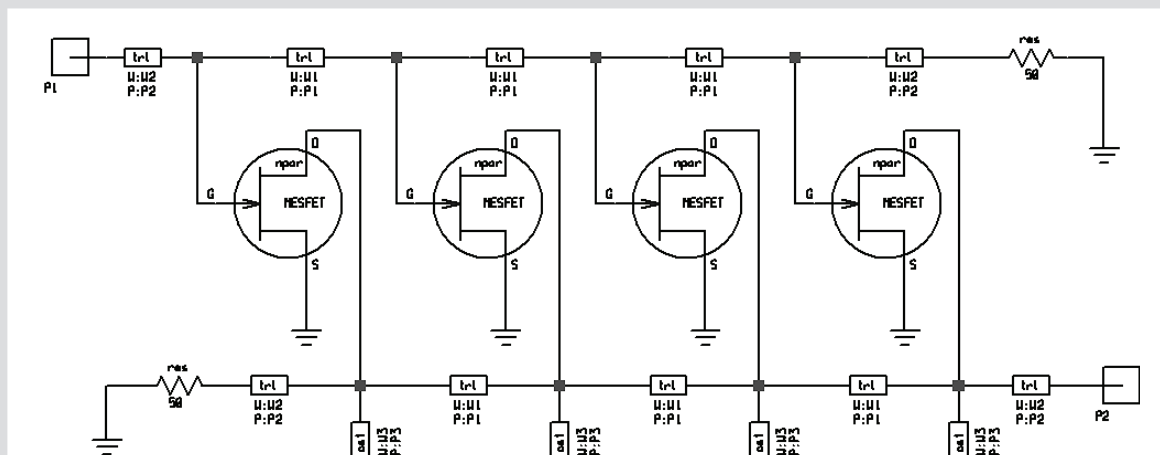
Keywords: ultrabroadband, transmission line, cascaded single stage distributed amplifier, high electron mobility transistor (HEMT), power gain

1. WSTĘP

Konwencjonalne (łańcuchowe) wzmacniacze rozłożone TWA (Traveling Wave Amplifiers) [1, 2, 3] (rys. 1) są zbudowane w formie szeregu równoległych tranzystorów dołączonych do dwóch linii transmisyjnych w taki sposób, że wewnętrzne pojemności tranzystorów stanowią integralne części składowe linii. Dzięki temu następuje separacja pojemności sąsiednich tranzystorów, które zostają rozdzielone odcinkami naturalnej linii transmisyjnej albo indukcyjnościami linii sztucznej. Pojemności nie podlegają sumowaniu i pasmo wzmacniacza nie ulega zawężeniu.

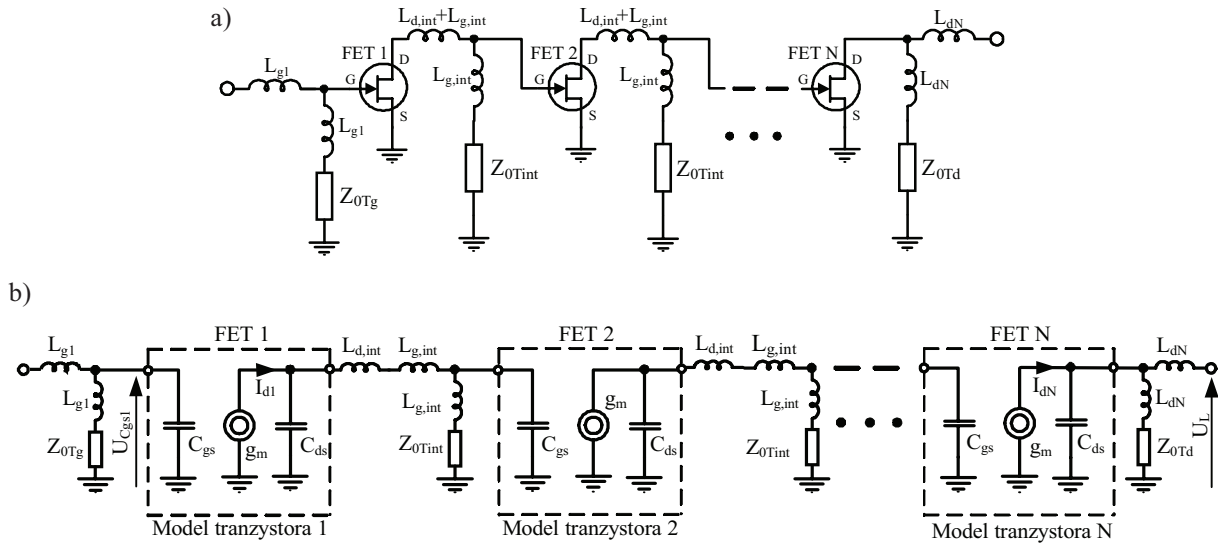
Napięcie wyjściowe wzmacniacza tworzone jest przez prąd wyjściowy będący sumą prądów każdego z tranzystorów, zatem wzmocnienie napięciowe układu jest proporcjonalne do sumy wzmocnień poszczególnych stopni; jest to więc wzmacniacz addytywny.

Oprócz licznych zalet, jak ekstremalna szerokopasmowość, dobre obustronne dopasowanie, stabilność, wzmacniacze takie mają pewne wady, z których najważniejsze są: małe stosunkowo wzmocnienie i konieczność wyrównywania stałych fazowych odpowiadających sobie segmentów obu linii transmisyjnych [2, 3]. Naturalne więc było dążenie do znalezienia struktury wzmacniacza eliminującej te wady.



Rys. 1. Schemat zastępczy 4-stopniowego łańcuchowego wzmacniacza rozłożonego, TWA, z naturalnymi liniami transmisyjnymi

* Akademia Górniczo-Hutnicza w Krakowie, Wydział EAIiE, Katedra Elektroniki



Rys. 2. N -stopniowy kaskadowy wzmacniacz rozłożony (CSSDA): a) schemat elektryczny; b) schemat zastępczy unilateralnego wzmacniacza bezstratnego

2. KONCEPCJA KASKADOWEGO WZMACNIACZA ROZŁOŻONEGO

Większe wzmocnienie może zapewnić konstrukcja multiplikatywna, w której sygnał podlega kolejnemu mnożeniu przez wzmocnienie w następujących po sobie elementach (stopniach) wzmacniających. Wyjście kolejnego stopnia musi być połączone z wejściem stopnia następnego. Dla zachowania cechy szerokopasmowości, jaką nadają dopasowane linie transmisyjne, wymagane jest zachowanie ich segmentów na wejściu i wyjściu każdego tranzystora. W rezultacie powstaje konstrukcja wzmacniacza jak na rysunku 2a, a jego schemat zastępczy w najprostszym, unilateralnym przypadku oraz przy pominięciu strat własnych w układzie jest przedstawiony na rysunku 2b. Wzmacniacz taki nosi nazwę kaskadowego wzmacniacza rozłożonego [4, 5] CSSDA (*Cascaded Single Stage Distributed Amplifier*).

3. ANALIZA PRACY WZMACNIACZA W ZAKRESIE MAŁYCH CZĘSTOTLIWOŚCI

Zależność na wzmocnienie wzmacniacza dla przebiegów stałych i wolnozmiennych, przy których dozwolone jest pominięcie indukcyjności i pojemności w układzie, można uzyskać przez następujące rozumowanie. Prąd drenu pierwszego tranzystora to $I_{d1} = g_{m1} \cdot U_{Cgs1}$, gdzie g_{m1} – transkonduktancja 1. tranzystora, U_{Cgs1} – napięcie na wejściu, sterujące źródłem prądowym 1. tranzystora. Podstawiając zależność $U_{Cgs2} = I_{d1} \cdot Z_{0Tint}$, gdzie Z_{0Tint} jest impedancją (tu: rezystancją) obciążenia (oprócz ostatniego) tranzystorów, do analogicznego w formie wzoru na prąd drenu drugiego tranzystora, otrzymuje się $I_{d2} = g_{m2} \cdot I_{d1} \cdot Z_{0Tint}$. Przyjmując, że transkonduktancje wszystkich tranzystorów są sobie równe, tzn. $g_{m1} = g_{m2} = \dots = g_{mN} = g_m$, prąd I_{d2} można przedstawić jako $I_{d2} = g_m^2 \cdot U_{Cgs1} \cdot Z_{0Tint}$, i po-

dobnie prąd 3. tranzystora $I_{d3} = g_m^3 \cdot U_{Cgs1} \cdot Z_{0Tint}^2$. Prąd ostatniego, N -tego tranzystora

$$I_{dN} = g_m^N \cdot U_{Cgs1} \cdot Z_{0Tint}^{N-1} \quad (1)$$

tworzy swoją częścią prąd wyjściowy wzmacniacza. Ta część prądu wytwarza wyjściowy spadek napięcia na (zewnątrznej) impedancji obciążenia Z_L , która jest zwykle dopasowana do impedancji wyjściowej wzmacniacza, czyli zachodzi równość $Z_L = Z_{0Td}$. Napięcie wyjściowe wzmacniacza wyraża się więc zależnością $U_L = I_{dN} \cdot \frac{Z_{0Td}}{2} = g_m^N \cdot U_{Cgs1} \cdot Z_{0Tint}^{N-1} \cdot \frac{Z_{0Td}}{2}$, a jego wzmocnienie napięciowe

$$k_{U,CSSDA} = \frac{U_L}{U_{Cgs1}} = g_m^N \cdot Z_{0Tint}^{N-1} \cdot \frac{Z_{0Td}}{2} \quad (2)$$

Zakładając, że również wejście wzmacniacza jest dopasowane, czyli impedancja (rezystancja) wewnętrzna Z_S sterującego źródła napięcia jest równa rezystancji Z_{0Tg} , napięcie U_{Cgs1} – na wejściu wzmacniacza jest równe połowie siły elektromotorycznej E_S źródła sterującego, zatem

$$U_L = \frac{1}{4} \cdot g_m^N \cdot E_S \cdot Z_{0Tint}^{N-1} \cdot Z_{0Td} \quad (3)$$

Skuteczne wzmocnienie mocy wzmacniacza, będące w warunkach obustronnego dopasowania maksymalnym (dysponowanym) wzmocnieniem mocy, wyraża się zależnością $G_A = \frac{P_L}{P_{A,S}}$, gdzie P_L – moc wydzielona w obciążeniu wzmacniacza, $P_{A,S}$ – moc dysponowana źródła sygnału.

W tym przypadku $P_L = \frac{U_L^2}{Z_{0Td}} = \frac{g_m^{2 \cdot N} \cdot E_S^2 \cdot Z_{0Tint}^{2 \cdot (N-1)} \cdot Z_{0Td}}{16}$, natomiast $P_{A,S} = \frac{E_S^2}{4 \cdot Z_{0Tg}}$. Wobec tego

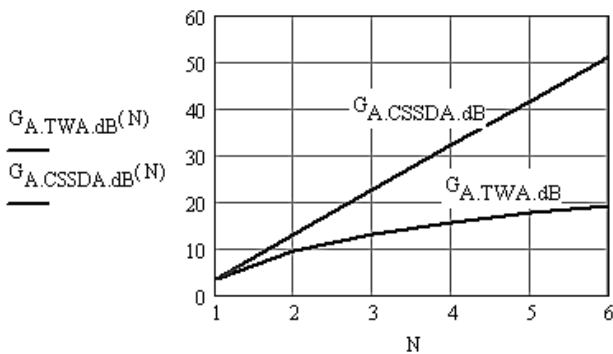
$$G_{A,CSSDA} = \frac{1}{4} \cdot g_m^{2 \cdot N} \cdot Z_{0Tint}^{2 \cdot (N-1)} \cdot Z_{0Tg} \cdot Z_{0Td} \quad (4)$$

Dla porównania przytoczona zostaje relacja na dysponowane wzmocnienie mocy N -stopniowego, konwencjonalnego (addytywnego) wzmacniacza rozłożonego – TWA [3]

$$G_{A,TWA} = \frac{1}{4} N^2 \cdot g_m^2 \cdot Z_g \cdot Z_d \quad (5)$$

gdzie Z_g i Z_d – (dopasowane) impedancje obciążenia linii – odpowiednio – bramkowej i drenowej.

Wykres porównawczy obrazujący wzrost wzmocnienia mocy G_A ze wzrostem liczby stopni N obu (bezstratnych) rodzajów wzmacniaczy rozłożonych, przedstawiony jest na rysunku 3.



Rys. 3. Zależność dysponowanego wzmocnienia mocy G_A (w decybelach) od liczby stopni N , przy założeniu, że $g_m = 0,06$, $Z_{0Tint} = Z_{0Tg} = Z_{0Td} = Z_g = Z_d = 50 \Omega$

Widoczna jest wzrastająca wraz z liczbą stopni przewaga wzmacniacza kaskadowego nad łańcuchowym.

4. ANALIZA PRACY KASKADOWEGO WZMACNIACZA ROZŁOŻONEGO W ZAKRESIE WIELKICH CZĘSTOTLIWOŚCI

W zakresie wielkich częstotliwości indukcyjności i pojemności silnie znaczą swoją obecność, gdyż ich reaktancje są porównywalne z impedancjami (rezystancjami) obciążenia tranzystorów. Analizie zostanie poddany wzmacniacz unilateralny, dwustopniowy ($N = 2$), bezstratny, tj. bez uwzględnienia strat własnych w liniach transmisyjnych i tranzystorach.

4.1. Układ wejściowy

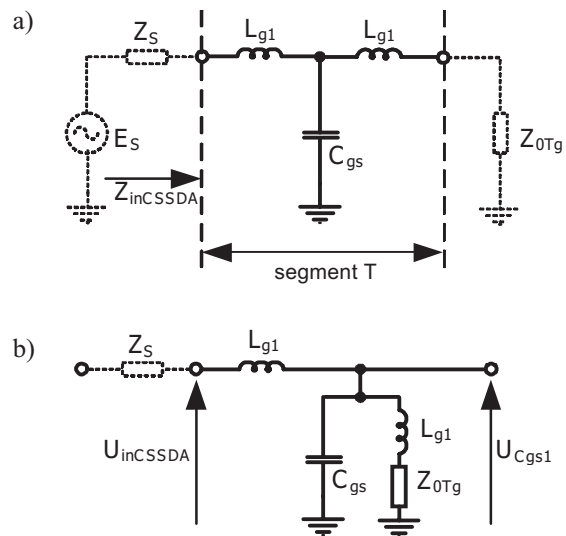
Układ wejściowy wzmacniacza stanowi dwuwrotnik (czwórnik) o strukturze segmentu T sztucznej linii transmisyjnej (rys. 4) [2, 3].

Impedancję charakterystyczną dwuwrotnika oblicza się jako pierwiastek z iloczynu impedancji wejściowych przy

zwarciu i rozwarciu wyjścia układu. Dla segmentu T z rysunku 4 impedancja charakterystyczna dana jest wzorem

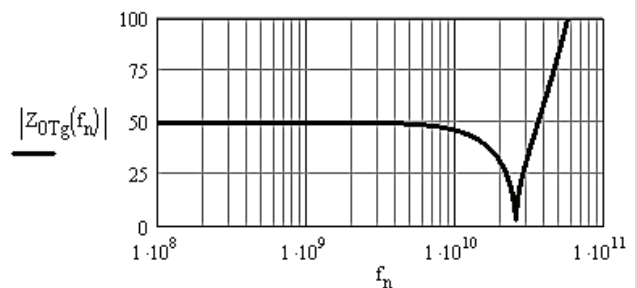
$$Z_{0Tg} = \sqrt{\frac{2 \cdot L_{g1}}{C_{gs}} \left(1 - \left(\frac{\omega}{\omega_{c,g}} \right)^2 \right)} \quad (6)$$

gdzie $\omega_{c,g} = 2 \cdot \pi \cdot f_{c,g} = \frac{2}{\sqrt{2 \cdot L_{g1} \cdot C_{gs}}}$ – jest pulsacją a $f_{c,g}$ – częstotliwością odcięcia linii transmisyjnej.



Rys. 4. Obwód wejściowy wzmacniacza w postaci: a) bezstratnego segmentu T ; b) dwuwrotnika wejście-wyjście (dla określenia wzmocnienia napięciowego)

Przebieg tej impedancji, dla wartości elementów $L_{g1} = 312,5 \text{ pH}$, $C_{gs} = 0,25 \text{ pF}$, pokazany jest na rysunku 5.



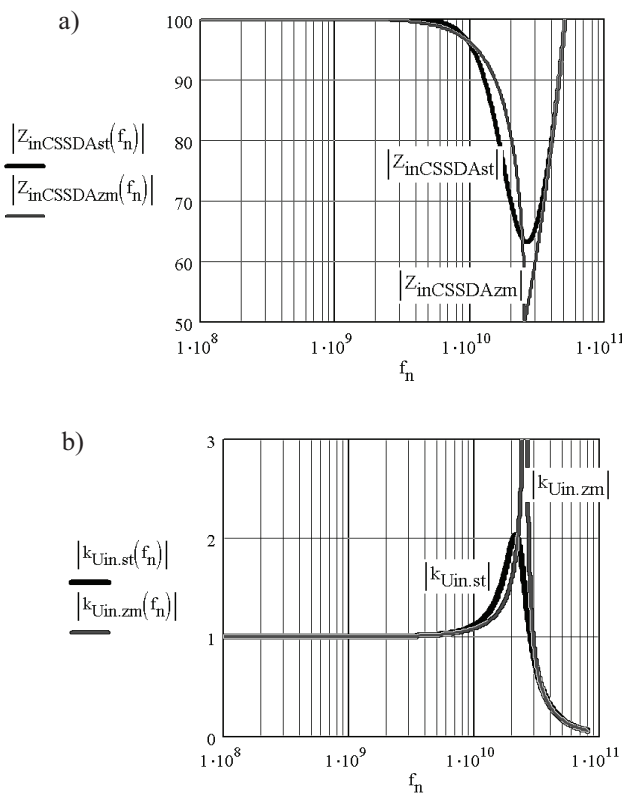
Rys. 5. Moduł impedancji charakterystycznej segmentu T bezstratnej linii wejściowej wzmacniacza

Częstotliwość odcięcia linii wynosi tutaj $f_{c,g} = 25,46 \text{ GHz}$. Do częstotliwości odcięcia impedancja wykazuje charakter „czysto” rezystancyjny, a powyżej jest reaktancją.

We wzmacniaczu pojemność C_{gs} segmentu jest „pobierana” z tranzystora, jest to pojemność bramka-źródło, na której wytwarza się spadek napięcia sterujący źródłem prądowym tranzystora.

Układ wejściowy może być widziany jako dzielnik napięcia (rys. 4b), w którym napięcie wyjściowe jest pobierane z tłumionego przez impedancję Z_{0Tg} obwodu rezonansowego. Impedancja ta pełni rolę obciążenia segmentu T linii wejściowej. Jej dobór ma znaczący wpływ na przebieg impedancji obwodu rezonansowego i funkcji przenoszenia układu wejściowego. Obciążenie segmentu jego impedancją charakterystyczną skutkuje najszerszym pasmem przenoszenia.

Jednak impedancja charakterystyczna jest zmienna z częstotliwością (rys. 5) i realizacja obwodu odtwarzającego taką funkcję wymagałaby rozbudowy układu. Dlatego zwykle obciąża się linie czy segmenty linii „uproszczoną” impedancją charakterystyczną. Jej wartość jest stała z częstotliwością (rezystor) i w przypadku struktur bez- lub małostratnych wyznaczana jest przez poziom impedancji charakterystycznej (zwykle 50Ω) dla częstotliwości znacznie mniejszych od odcięcia $f \ll f_c$. Rysunek 6a pokazuje przebieg modułu impedancji wejściowej $Z_{inCSSDAst}$ układu wejściowego obciążonego stałą impedancją $Z_{0Tg, st} = 50 \Omega$ oraz przebieg $|Z_{inCSSDAzm}|$ przy obciążeniu impedancją („ściśłą”) $Z_{0Tg, zm}$ o charakterystyce jak na rysunku 5. Wpływ takich obciążeń na funkcję przenoszenia napięcia układu wejściowego pokazany jest na rysunku 6b.



Rys. 6. Charakterystyki układu wejściowego przy obciążeniach segmentu T impedancją charakterystyczną stałą i zmienną z częstotliwością: a) przebieg impedancji wejściowej; b) przebieg wzmocnienia napięciowego

Przebieg wzmocnienia $|k_{Uin}| = \left| \frac{U_{Cgs1}}{U_{inCSSDA}} \right|$ wykazuje

silny wyskok w okolicy częstotliwości odcięcia segmentu. Jest to spowodowane zmniejszeniem modułu impedancji wejściowej $Z_{inCSSDA}$ układu w tym zakresie częstotliwości.

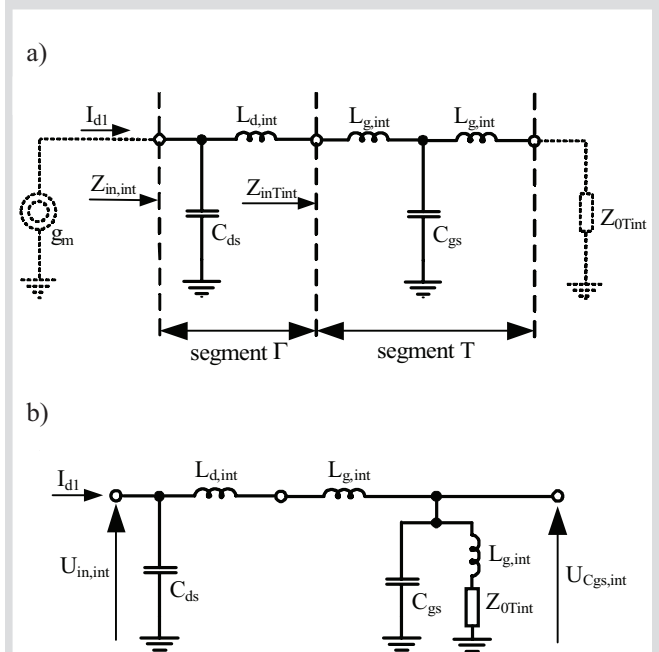
Generalnie, układ wejściowy projektuje się dla zapewnienia dopasowania wzmacniacza na wejściu, zwykle do ogólnie przyjętego standardu 50Ω . Impedancja wejściowa ma zatem mieć tę samą wartość w możliwie szerokim paśmie częstotliwości. Mając to na uwadze oraz narzuconą pojemność tranzystora C_{gs} (tutaj $0,25 \text{ pF}$), należy zaprojektować indukcyjność sekcji korzystając ze wzoru (6)

$$L_{g1} = \frac{Z_{0Tg}^2 \cdot C_{gs}}{2} \Big|_{C_{gs}=0,25\text{pF}} = 312,5 \text{ pH} \quad (\text{pomijając składnik dotyczący częstotliwości odcięcia}).$$

4.2. Układ międzystopniowy

Układ międzystopniowy jest posobnym złożeniem segmentów Γ oraz T (rys. 7), w których pojemności C_{gs} i C_{ds} są pojemnościami wewnętrznymi, odpowiednio bramka-źródło i dren-źródło sąsiednich tranzystorów.

W układzie następuje transformacja (dopasowanej) impedancji Z_{0Tint} przez sekcję T na jej impedancję wejściową Z_{inTint} , analogicznie, jak to dzieje się w układzie wejściowym. Następnie impedancja ta doznaje transformacji przez moduł Γ na impedancję wejściową $Z_{in,int}$ całego układu.



Rys. 7. Układ międzystopniowy wzmacniacza: a) jako połączenie sekcji Γ i T ; b) w formie dla określenia wzmocnienia napięciowego

Wartości pojemności narzucone są przez tranzystor i przyjęto model, w którym $C_{gs} = 0,25$ pF, $C_{ds} = 0,1$ pF. Dobór indukcyjności dla segmentu T odbywa się z dwójakiego punktu widzenia:

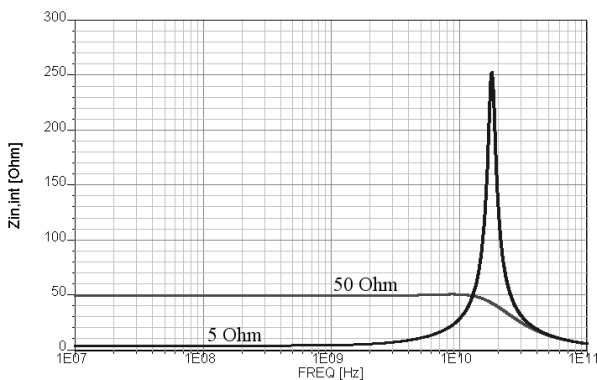
- 1) wartości impedancji charakterystycznej

$$Z_{0Tint} = \sqrt{\frac{2 \cdot L_{g,int}}{C_{gs}}} \quad (\text{dla } \omega \ll \omega_{cTint}),$$

- 2) wartości częstotliwości odcięcia

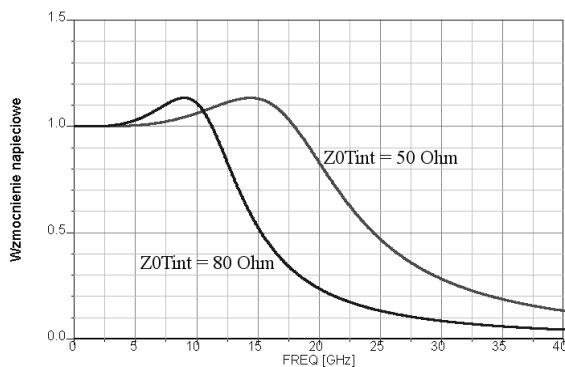
$$f_{c,Tint} = \frac{1}{\pi \sqrt{2 \cdot L_{g,int} \cdot C_{gs}}}.$$

Segment Γ można widzieć jako zdegenerowany segment T w takim sensie, że nie ma on wejściowej indukcyjności (natomiast pojemność ma połówkową wartość). Z końcówek wejściowych stanowi równoległy obwód rezonansowy tłumiony przez rezystancję (impedancję) obciążenia (tutaj Z_{inTint}). Rezystancja ta silnie wpływa na przebieg impedancji wejściowej segmentu Γ , a więc całego układu międzystopniowego, co jest pokazane na rysunku 8.



Rys. 8. Przebieg impedancji wejściowej $Z_{in,int}$ segmentu Γ przy obciążeniu $Z_{inTint} = Z_{0\Gamma int} = 50 \Omega$ oraz $Z_{inTint} = 5 \Omega$

Przy słabym tłumieniu obwodu ($Z_{inTint} = 5 \Omega$) impedancja wejściowa ma wyraźny „wyskok” rezonansowy, po czym monotonicznie opada do zerowej asymptoty. Dla rezystancji dopasowującej (50Ω) przebieg impedancji jest „wygładzony” w szerokim paśmie częstotliwości.



Rys. 9. Przebieg wzmocnienia napięciowego układu międzystopniowego dla $Z_{0Tint} = 50 \Omega$ i 80Ω

Wartość impedancji wejściowej Z_{inTint} bezpośrednio wpływa na wzmocnienie wzmacniacza, gdyż jest ona zasilana źródłem prądowym tranzystora. Dzięki dopasowaniu w każdym z obu segmentów, impedancja ta w szerokim zakresie częstotliwości jest równa impedancji charakterystycznej Z_{0Tint} , a wzmocnienie napięciowe wzmacniacza $k_{U,CSSDA}$ jest zgodne ze wzorem (2). W celu jej zwiększenia, należy zwiększyć indukcyjności w obu segmentach, co powoduje jednak zmniejszenie częstotliwości odcięcia linii, a więc zmniejszenie pasma przenoszenia wzmacniacza (rys. 9). Przyjmując $Z_{0Tint} = 50 \Omega$, dobiera się indukcyjność

$$L_{g,int} = \frac{Z_{0Tint}^2 \cdot C_{gs}}{2} \Bigg|_{C_{gs}=0,25\text{pF}} = 312,5 \text{ pH}, \text{ a dla } Z_{0Tint} = 80 \Omega,$$

$L_{g,int} = 800$ pH. W celu regulacji właściwości segmentów często równoległe do C_{ds} dołącza się dodatkową pojemność C_{da} . Mając dane $C_{ds} = 0,1$ pF oraz przyjmując $C_{da} = 0,15$ pF,

można obliczyć indukcyjność $L_{d,int} = \frac{Z_{0\Gamma int}^2 \cdot (C_{ds} + C_{da})}{2}$

sekcji Γ , która przybiera, odpowiednio, takie same wartości jak $L_{g,int}$. Przebieg modułu wzmocnienia napięciowego

$k_{Uint} = \frac{U_{Cgs,int}}{U_{in,int}}$ dla tych obu konstrukcji układu, pokazany jest na rysunku 9.

Wzmocnienie w obu przypadkach utrzymuje początkową wartość 1, ponieważ dla niższych częstotliwości elementy reaktancyjne są do pominięcia i napięcie wyjściowe jest równe wejściowemu. Pasma częstotliwości natomiast jest mniejsze dla konstrukcji 80-omowej, ponieważ indukcyjności w tym przypadku mają większą wartość, co powoduje zmniejszenie częstotliwości odcięcia.

4.3. Układ wyjściowy

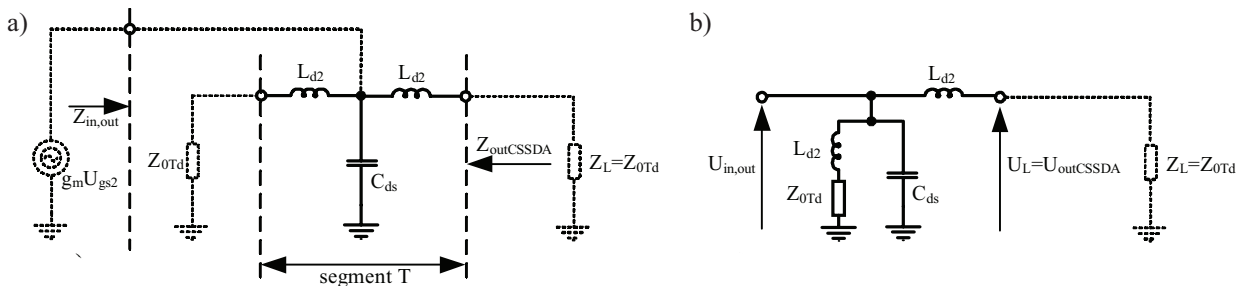
Układ wyjściowy wzmacniacza (rys. 10) stanowi segment typu T obciążony z jednej strony (zwykle dopasowaną) impedancją odbiornika sygnału Z_L , a z drugiej strony integralną impedancją dopasowującą segment, czyli o wartości jego impedancji charakterystycznej Z_{0Td} .

Segment sterowany jest przez źródło prądowe poprzedzającego tranzystora, dołączone do pojemności C_{ds} segmentu, która jest zarazem wewnętrzną pojemnością tego tranzystora. Impedancja charakterystyczna $Z_{0Td} = \sqrt{\frac{2 \cdot L_{d2}}{C_{ds}}}$

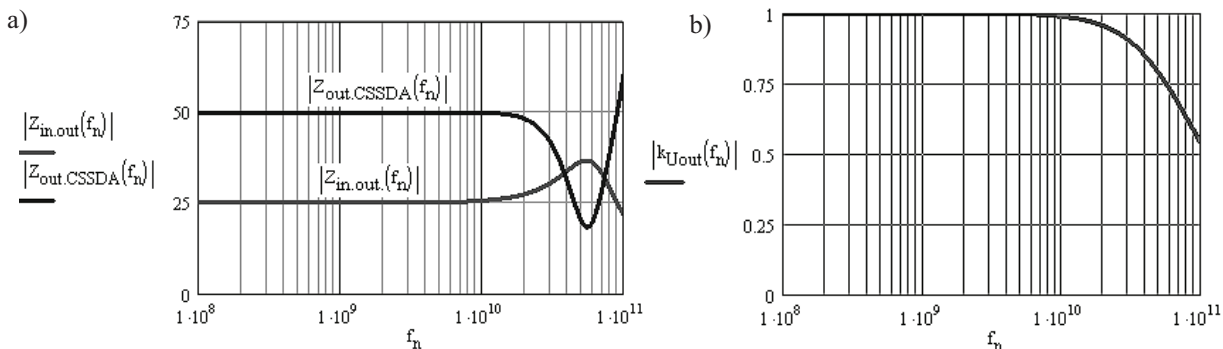
dobierana jest tak, aby zapewnić dopasowanie wyjścia wzmacniacza do (zewnątrznej) impedancji obciążenia, zazwyczaj 50Ω . Mając daną pojemność tranzystora, $C_{ds} = 0,1$ pF,

oblicza się $L_{d2} = \frac{1}{2} \cdot Z_{0Td}^2 \cdot C_{ds}$, co przy standardzie 50-omowym daje wartość 125 pH. Przebieg modułu impedancji wejściowej $|Z_{in,out}(f_n)|$ układu oraz jego impedancji

wyjściowej $|Z_{outCSSDA}(f_n)|$, która jest zarazem impedancją wyjściową całego wzmacniacza, pokazany jest na rysunku 11a, a na rysunku 11b przedstawiono przebieg wzmocnienia napięciowego układu.



Rys. 10. Układ wyjściowy wzmacniacza: a) jako obciążony segment *T*; b) w konfiguracji dla wyznaczenia wzmocnienia napięciowego



Rys. 11. Charakterystyki układu wyjściowego: a) moduł impedancji wejściowej dla sterującego źródła prądowego $|Z_{in,out}(f_n)|$ oraz impedancji wyjściowej wzmacniacza $|Z_{out,CSSDA}(f_n)|$; b) wzmocnienie napięciowe układu

4.4. Charakterystyki wzmacniacza

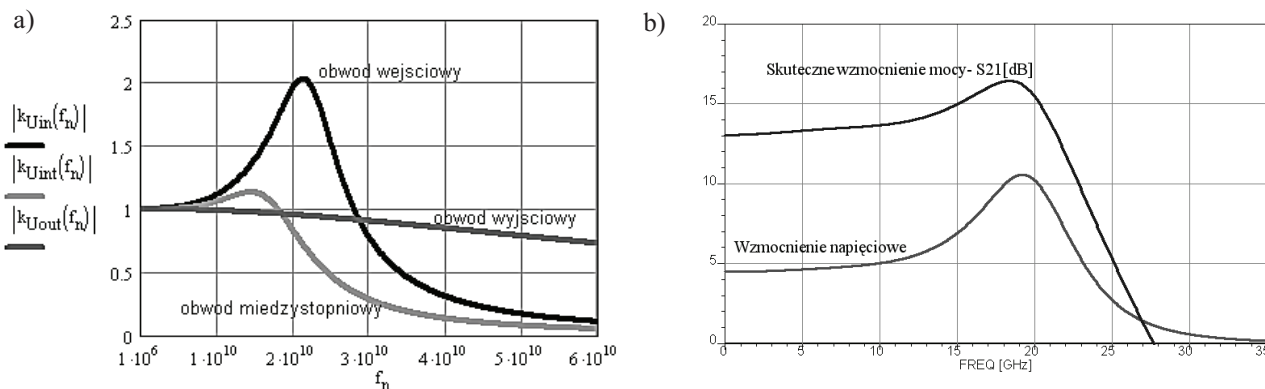
Dwustopniowy kaskadowy wzmacniacz rozłożony stanowi posobne połączenie pięciu bloków – trzech układów pasywnych i włączonych pomiędzy nimi dwóch aktywnych (tranzystorów). Układy zewnętrzne toru – wejściowy i wyjściowy – za główne zadanie mają dopasowanie wzmacniacza do obciążeń, czyli źródła i odbiornika sygnału. Nie ma tu dużej swobody w doborze wartości indukcyjności. Dzięki szerokopasmowości użytych struktur pasywnych, udaje się zapewnić doskonałe dopasowanie w wielooktaowych pasmach częstotliwości (tutaj $WFS \leq 2$ w zakresie do ok. 20 GHz). Pokazują to charakterystyki współczynnika fali stojącej, na wejściu – WFS1, oraz na wyjściu – WFS2 (rys. 13). Przebieg charakterystyk wzmocnienia napięciowego poszczególnych układów pasywnych przedstawiony jest na rysunku 12a, a rysunek 12b pokazuje takie

wzmocnienie całego wzmacniacza, z uwzględnieniem tranzystorów. Na wykresie tym zamieszczono również kształt skutecznego (tu równego maksymalnemu) wzmocnienia mocy $G_{A,CSSDA}$, określanego zwykle symbolem S21 w decybelach. Obliczenia tych wielkości dla wzmacniacza, według wzorów (2) i (4):

$$k_{U,CSSDA} = g_m^2 \cdot Z_{OTint} \cdot \frac{Z_{OTd}}{2} = \frac{0,06^2 \cdot 50^2}{2} = 4,5;$$

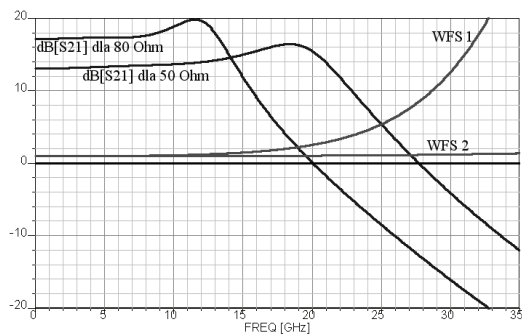
$$G_{A,CSSDA} = \frac{1}{4} \cdot g_m^4 \cdot Z_{OTint}^2 \cdot Z_{OTg} \cdot Z_{OTd} = \frac{0,06^4 \cdot 50^4}{4} = 20,25 \Rightarrow 13,06 \text{ dB},$$

potwierdzają ich zgodność z charakterystykami dla początkowego zakresu.



Rys. 12. Przebiegi wzmocnienia napięciowego: a) układów pasywnych wzmacniacza; b) kompletnego wzmacniacza – $k_{U,CSSDA}$, oraz skutecznego wzmocnienia mocy – S21 [dB]

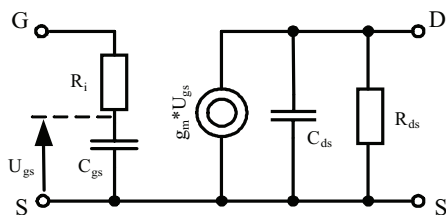
W układzie międzystopniowym zachodzi wymiana wzmocnienia na pasmo, co pokazane jest na rysunku 13, dla dwóch konstrukcji tego układu – 50- i 80-omowej.



Rys. 13. Charakterystyki przenoszenia mocy (S21 [dB]) i dopasowania (WFS-y) wzmacniacza dla konstrukcji układu międzystopniowego 50- i 80-omowej

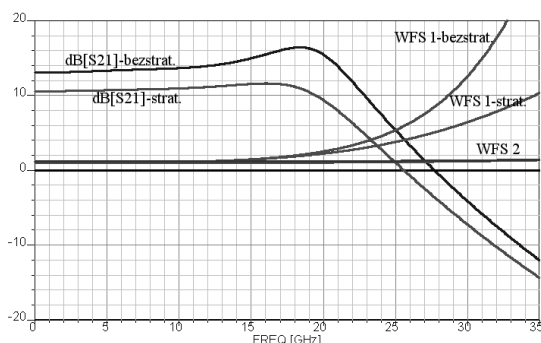
5. KASKADOWY WZMACNIACZ ROZŁOŻONY Z UWZGLĘDNIENIEM STRAT WŁASNYCH

Jednym z głównych źródeł strat własnych wzmacniacza są tranzystory. Liniowy model (struktury wewnętrznej) tranzystora polowego, uwzględniający straty pokazany jest na rysunku 14.



Rys. 14. Liniowy model struktury („jądra”) tranzystora polowego z uwzględnieniem podstawowych strat własnych

Przyjmując spotykane wartości strat $R_i = 5 \Omega$ oraz $R_{ds} = 243 \Omega$ i zastępując takim modelem tranzystory w schemacie wzmacniacza na rysunku 2b, uzyskuje się wyniki symulacji komputerowej jak na rysunku 15.



Rys. 15. Porównanie przebiegów wzmocnienia mocy i dopasowania wzmacniaczy, bezstratnego i z uwzględnieniem strat własnych tranzystorów

Widoczna jest strata wzmocnienia i zwięźlenie pasma, ale wyrównanie charakterystyki przenoszenia oraz polepszenie dopasowania na wejściu (dodatkowe tłumienie rezonansów), chociaż poza użytecznym zakresem pasma częstotliwości.

6. ZAKOŃCZENIE

Przedstawiona analiza przeprowadzona została na silnie uproszczonym, gdyż bezstratnym i unilateralnym modelu wzmacniacza. Dzięki temu jednak zyskała walor przejrzystości, ponieważ pokazuje zjawiska podstawowe, nie zaciemnione wpływami drugorzędnymi. Wbrew pozorom, ma również duże znaczenie praktyczne, gdyż obliczone na jej podstawie wartości elementów są dobrym punktem startowym dla optymalizacji komputerowej. Do programu komputerowego można wprowadzać modele strat, inercji, sprzężeń, promieniowania energii itp., w rezultacie czego symulacja daje wyniki zgodne z praktyką, a końcowe – zoptymalizowane wartości elementów – są do zastosowania w realnym układzie. Buduje się kaskadowe wzmacniacze z naturalnymi liniami transmisyjnymi, uzyskując ekstremalnie szerokie pasma częstotliwości i czyniąc nazwę „wzmacniacze rozłożone” bardziej adekwatną do realiów. Przykładem może być publikacja [5], w której opisano monolityczny wzmacniacz dwustopniowy zrealizowany w technologii linii planarnych na arsenku galu (GaAs) z pseudomorficznymi tranzystorami HEMT (pHEMT). Pasywne elementy układu to, oprócz linii, cienkowarstwowe rezystory GaAs, kondensatory metalizator-metal (MIM) i otwory skrośne w podłożu GaAs o grubości 100 μm . Wzmacniacz osiągnął wzmocnienie mocy 20 dB \pm 1 dB w paśmie 0,5÷22 GHz.

Literatura

- [1] Pozar D.M.: *Microwave engineering*. 2nd edition, New York, Wiley 1998
- [2] Virdee B., Virdee A., Banyamin B.: *Broadband Microwave Amplifiers*. Boston-London, Artech House, 2004
- [3] Kral J.: *Projektowanie szerokopasmowych addytywnych wzmacniaczy rozłożonych*. *Elektrotechnika i Elektronika*, t. 25, z. 1, 2006, 49–58
- [4] Minnis B.: *The Traveling Wave Matching Technique for Cascadable MMIC Amplifiers*. *IEEE Trans. on MTT*, vol. 42, No. 4, 1994, 690–692
- [5] Deng K., Huang T., Wang H.: *Design and Analysis of Novel High-Gain Broad-Band GaAs pHEMT MMIC Distributed Amplifiers with Traveling-Wave Gain Stages*. *IEEE Trans. on MTT*, vol. 51, No. 11, 2003, 2188–2196

Wpłynęło: 21.11.2006



Jerzy KRAL

Dr inż. Jerzy Kral w 1971 roku ukończył Wydział Elektroniki Politechniki Warszawskiej. W latach 1974–1975 pracował przy uruchamianiu urządzeń elektronicznych Naziemnej Stacji Łączności Satelitarnej w Psarach koło Kielc. Stopień doktora uzyskał w 1984 roku na Wydziale Elektrotechniki, Automatyki i Elektroniki AGH za pracę w dziedzinie analizy mikrofalowych mieszaczy tranzystorowych. W latach 1989–1991 wykładał na Uniwersytecie INES de Tiaret w Algierii. Od 1984 pracuje na stanowisku adiunkta w Katedrze Elektroniki Akademii Górniczo-Hutniczej. Zakres jego zainteresowań to analiza i projektowanie układów wielkiej częstotliwości i układów mikrofalowych oraz części RF urządzeń nadawczo-odbiorczych (szczególnie związanych z modulacjami cyfrowymi) systemów bezprzewodowych.

e-mail: jkral@uci.agh.edu.pl