

Rozdział 9

Wzmacnianie i wzmacniacze mikrofalowe

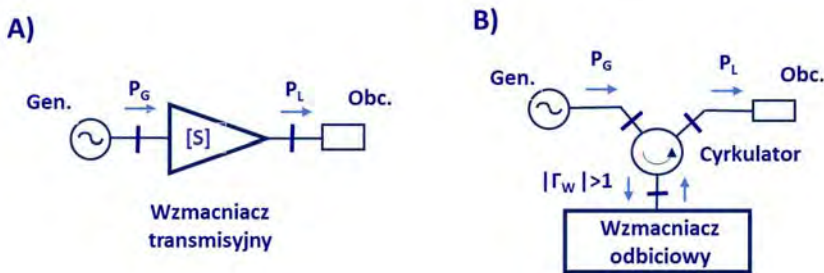
9.1. Wprowadzenie

Tranzystor mikrofalowy pełni rozliczne role w układach mikrofalowych, ale dwie z nich są najważniejsze: wzmacnianie i generacja sygnałów. Rozdział 9 poświęcony jest opisowi pierwszej z nich: wzmacnianiu, przedstawieniu i opisowi struktur i zasad działania mikrofalowych wzmacniaczy tranzystorowych. W kolejnych punktach tego rozdziału studiujący zapozna się z definicją parametru wzmocnienia, ze strukturą wzmacniacza tranzystorowego, z kryteriami doboru tranzystorów, dalej z rolą mikrofalowych obwodów towarzyszących, wreszcie ze specyfiką wzmacniaczy mocy. Oddzielny podrozdział poświęcony jest opisowi szumów i ich roli w procesie wzmacniania sygnałów. Szумы, to bardzo ważny dział wiedzy elektronicznej; spotykamy się z nimi wszędzie w procesach wytwarzania i obróbki sygnałów.

Można wyróżnić dwie podstawowe konfiguracje układów wzmacniaczy: wzmacniacze transmisyjne i wzmacniacze odbiciowe. Podstawowa struktura wzmacniacza transmisyjnego pokazana jest na rys. 9.1A. Wzmacniacz jest aktywnym dwuwrotnikiem, jego właściwości opisuje macierz rozproszenia $[S]$. Właściwości wzmacniająca wzmacniacza wyraża transmitancja S_{21} , a o jego dopasowaniu decydują reflektancje S_{11} i S_{22} . Można przyjąć, że warunkiem wzmocnienia sygnału transmitowanego z generatora do obciążenia jest odpowiednio duża wartość modułu transmitancji $|S_{21}|$, zgodnie z zapisem (9-1):

$$|S_{21}| > 1; \tag{9-1}$$

W następnym punkcie warunki wzmocnienia zostaną szczegółowo przedyskutowane.



Rys. 9.1. Podstawowe konfiguracje wzmacniaczy mikrofalowych. **A)** Wzmacniacz transmisyjny w układzie dwuwrotnika. **B)** Wzmacniacz odbiciowy z cyrkulatorem.

Układ wzmacniacza odbiciowego przedstawiono na rys. 9.1B. Sygnał z generatora kierowany jest przez cyrkulator do portu wzmacniacza odbiciowego. Obwód aktywny jest w tej konfiguracji jednowrotnikiem. Jego właściwości wzmacniające opisuje współczynnik odbicia Γ_W . Moc sygnału odbitego od wzmacniacza powinna być większa od mocy padającego sygnału, zgodnie z warunkiem (9-2):

$$|\Gamma_W| > 1; \quad (9-2)$$

Sygnał odbity od wzmacniacza kierowany jest przez cyrkulator do obciążenia. Aby z układu odbiciowego uzyskać układ transmisyjny, konieczne jest użycie cyrkulatora.

Pojęcie małej i dużej mocy jest względne. Wzmacniacze dużej mocy stosowane są zwykle przy antenie nadajnika. Poziom transmitowanej anteną mocy może być w przedziale od 1 W do 1 kW, w zależności od pasma. Wzmacniacze dużej mocy projektuje się do pracy przy dużym, często największym z możliwych poziomieysterowania, aby uzyskać maksymalną moc wyjściową. Niekiedy ważnym parametrem staje się sprawność wzmacniacza, która określa, jaka część mocy zasilania wzmacniacza zostaje przetworzona na moc sygnału.

Wzmacniacze małej mocy pracują najczęściej przy antenie odbiornika. Poziom odbieranej mocy jest zwykle bardzo mały. Projektując taki wzmacniacz zwraca się uwagę na jego możliwie najmniejszy współczynnik szumów. Wzmacniacz małej mocy pracuje przy niewielkim, w stosunku do możliwości tranzystora, poziomie sygnału wejściowego. Projektując wzmacniacz, zwykle maksymalizuje się wzmocnienie, zapewnia obustronne dopasowanie, a także często minimalizuje wartość współczynnika szumów. Producenci tranzystorów oferują dla obu typów wzmacniaczy różne, specjalnie przygotowane rodziny tranzystorów.

W rozdziale 9 zawarto bardzo obszerny materiał. Zrozumienie i przyswojenie sobie jego treści nie powinno przysparzać problemów, o ile studium zapoznał się z wiedzą o tranzystorach i z łatwością operuje wprowadzonymi w poprzednich rozdziałach pojęciami macierzy rozproszenia, sensem fizycznym jej współczynników i zrozumieniem problemu dopasowania obwodu.

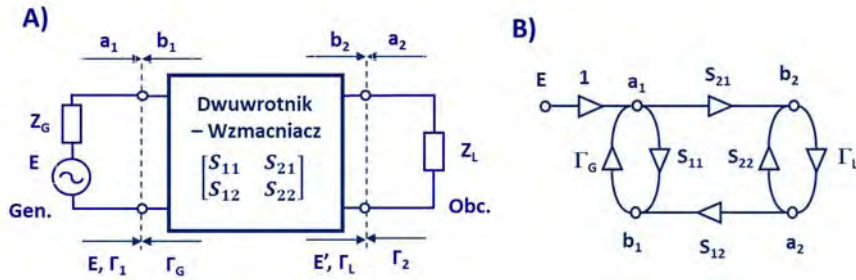
9.2. Definicje wzmocnienia

9.2.1. Wzmocnienie mocy

Wzmocnienie mocy dwuwrotnika / wzmacniacza G zostanie zdefiniowane w ogólnym przypadku dla układu z rys. 9.2A.

W układzie tym generator dostarczający sinusoidalnie zmienny sygnał o częstotliwości f , reprezentowany jest przez źródło napięciowe o amplitudzie E , impedancji wewnętrznej Z_G i współczynniku odbicia Γ_G . Obciążenie reprezentuje impedancja Z_L i odpowiadający jej współczynnik odbicia Γ_L . Wzmacniacz opisany jest macierzą rozproszenia $[S]$. Przez Γ_1 oznaczono współczynnik odbicia widziany przez generator. Wartość tego współczynnika

zależny od S_{11} i od Γ_L . Przez Γ_2 oznaczono współczynnik odbicia widziany od strony obciążenia. Wartość tego współczynnika zależy od S_{22} i od Γ_G .



Rys. 9.2. Podstawowa konfiguracja wzmacniacza mikrofalowego. **A)** Wzmacniacz transmisyjny w układzie dwuwrotnika między źródłem sygnału a odbiornikiem. **B)** Graf przepływu sygnału w układzie generator – wzmacniacz – obciążenie.

Na rys. 9.2B przedstawiono graf przepływu sygnału w układzie z rys. 9.2A. Na podstawie grafu można znaleźć związki między amplitudami E i a_1 – zależność (9-3a) oraz E i b_2 – zależność (9-3b). Pierwsza z nich wskazuje na silny związek amplitudy a_1 sygnału płynącego od generatora do wzmacniacza z warunkami dopasowania określonych współczynnikami odbicia Γ_G i Γ_1 .

$$a_1 = \frac{E}{1 - \Gamma_G \Gamma_1}; \quad (9-3a)$$

Druga z zależności pokazuje, że amplituda b_2 sygnału wypływającego ze wzmacniacza zależy nie tylko od transmitancji S_{21} , ale także od warunków dopasowania we wrotach wejściowych i wyjściowych.

$$b_2 = \frac{a_1 S_{21}}{1 - \Gamma_L S_{22}} = \frac{E S_{21}}{(1 - \Gamma_G \Gamma_1)(1 - \Gamma_L S_{22})}; \quad (9-3b)$$

Projektując wzmacniacz, należy zatem uwzględnić warunki dopasowania po obu stronach elementu wzmacniającego.

Badania warunków wzmocnienia wzmacniacza oparte są zwykle na analizie zależności opisującej wzmocnienie mocy. Wzmocnienie mocy G jest stosunkiem mocy P_L wydzielonej w obciążeniu do mocy P_G dostarczonej z generatora do obwodu, zgodnie z wzorem (9-4):

$$G(\Gamma_L, [S]) = \frac{P_L}{P_G}; \quad (9-4)$$

Moce P_L i P_G można wyznaczyć, wykorzystując wzory (9-3a) i (9-3b). Wyniki obliczeń można przedstawić następująco – (9-5):

$$P_L = \frac{|b_2|^2}{2} (1 - |\Gamma_L|^2);$$

$$P_G = \frac{|a_1|^2}{2} (1 - |\Gamma_1|^2);$$
(9-5)

Po przekształceniach otrzymuje się zależność (9-6a).

$$G = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - \Gamma_L S_{22}|^2 (1 - |\Gamma_1|^2)};$$
(9-6a)

Powyższe wyrażenie nie jest łatwe w interpretacji. W liczniku wyrażenia decydującą rolę pełni $|S_{21}|$, ale widać także wpływ innych parametrów. Wartość wzmocnienia G nie zależy od współczynnika odbicia Γ_G generatora. W przypadku bezodbiciowego obciążenia, gdy $\Gamma_L = 0$, zależność (9-6a) upraszcza się do postaci (9-6b):

$$G = \frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{11}|^2};$$
(9-6b)

9.2.2. Skuteczne i dysponowane wzmocnienia mocy

Skuteczne wzmocnienie mocy G_T (ang. *transducer power gain*) jest definiowane jako stosunek mocy P_L do dysponowanej mocy generatora P_{GA} :

$$G_T(\Gamma_G, \Gamma_L, [S]) = \frac{P_L}{P_{GA}};$$
(9-7)

Po przekształceniach otrzymuje się zależność (9-8).

$$G_T = \frac{1 - |\Gamma_G|^2}{|1 - \Gamma_1 \Gamma_G|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - \Gamma_L S_{22}|^2};$$
(9-8)

Wyrażenie (9-8) wskazuje na dominującą rolę transmitancji $|S_{21}|$. Jednakże czynniki pierwszy i trzeci wskazują na możliwość powiększenia wzmocnienia drogą dopasowania obu portów wzmacniacza. Porównując wyrażenia (9-6a) i (9-8), widać, że:

$$G_T \leq G;$$
(9-9)

Przy czym równość otrzymuje się, gdy $\Gamma_1 = \Gamma_G^*$.

Dysponowane wzmocnienie mocy G_A (ang. *available power gain*) jest stosunkiem dysponowanej mocy wzmacniacza P_{LA} do dysponowanej mocy generatora P_{GA} :

$$G_A(\Gamma_G, [S]) = \frac{P_{LA}}{P_{GA}};$$
(9-10)

Moc P_{LA} jest określona przy założeniu $\Gamma_L = \Gamma_2^*$, tzn. przy spełnieniu warunku energetycznego dopasowania obciążenia. Uwzględniając ten warunek, otrzymuje się zależność (9-11):

$$G_A = \frac{|S_{21}|^2(1 - |\Gamma_G|^2)}{|1 - \Gamma_G S_{11}|^2(1 - |\Gamma_2|^2)}; \quad (9-11)$$

Wzmocnienie G_T jest nie większe od G_A ,

$$G_T \leq G_A; \quad (9-12)$$

przy czym równość otrzymuje się dla $\Gamma_L = \Gamma_2^*$.

Wzmocnienie mocy staje się dysponowanym, gdy w obu wrotach wzmacniacza uda się uzyskać stan dopasowania energetycznego:

$$\Gamma_1 = \Gamma_G^*; \quad (9-13)$$

$$\Gamma_2 = \Gamma_L^* ;$$

Uzyskanie stanu obustronnego dopasowania energetycznego nie jest wcale łatwe. Nie wystarczy spełnienie warunków: $\Gamma_L = S_{22}^*$ i $\Gamma_G = S_{12}^*$, ponieważ wejściowy współczynnik odbicia równy jest Γ_1 , a wyjściowy równy Γ_2 . Można stan taki osiągnąć drogą kolejnych przybliżeń. Można też problem rozwiązać analitycznie.

Po spełnieniu warunku (9-13) i kolejnych przekształceniach otrzymuje się zależność (9-14) określającą *MAG* (ang. *Maximum Available Gain*), czyli maksymalne wzmocnienie mocy tranzystora:

$$G_{AMAX} = MAG = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| \left(K - \sqrt{K^2 - 1} \right); \quad (9-14)$$

Wprowadzenie do zależności współczynnika stabilności K nadaje jej nowe znaczenie. Analizując w rozdziale 5 warunki stabilności, wprowadzono współczynnik stabilności K , wiążący ze sobą rozmaite współczynniki macierzy rozproszenia wzmacniacza. Współczynnik K zapisano zależnością (5-44), którą powtórzymy.

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta_S|^2}{2|S_{12}S_{21}|}; \quad (9-15)$$

Wykazano, że warunkiem koniecznym i wystarczającym bezwarunkowej stabilności jest aby współczynnik stabilności spełnił prosty warunek $K > 1$.

Łatwo zauważyć, że gdy współczynnik $K < 1$, nie można korzystać z wyrażenia (9-14). W tym przypadku można oszacować maksymalną wartość wzmocnienia, korzystając z wielkości nazwanej maksymalnym stabilnym wzmocnieniem *MSG* (ang. *Maximum Stable Gain*):

$$MSG = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right|; \quad (9-16)$$

Uzyskanie wzmocnienia równego MSG jest praktycznie niemożliwe ze względu na konieczność zachowania określonego marginesu bezpieczeństwa przed samowzbudzeniem wzmacniacza.

9.2.3. Unilateralne wzmocnienie mocy

Przytoczone definicje pokazują, że wartość wzmocnienia G zależy od parametrów generatora i obciążenia. W procesie projektowania bardzo często oblicza się wzmocnienie unilateralne G_U jako wzmocnienie obliczone przy spełnieniu warunku (9-17):

$$S_{12} = 0; \quad (9-17)$$

Przyjęcie tego warunku bardzo upraszcza obliczenia. Otrzymuje się wtedy następującą zależność na wzmocnienie:

$$G_U(\Gamma_G, [S], \Gamma_L) = \frac{(1 - |\Gamma_G|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_G|^2} |S_{21}|^2 \frac{(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2}; \quad (9-18)$$

Wyrażenie na wzmocnienie unilateralne G_U można zapisać jako iloczyn 3 czynników:

$$G_U = G_1 |S_{21}|^2 G_2; \quad (9-19)$$

G_1 reprezentuje tutaj wpływ dopasowania wrót wejściowych:

$$G_1 = \frac{(1 - |\Gamma_G|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_G|^2}; \quad (9-20)$$

G_1 osiąga wartość maksymalną dla $\Gamma_G = S_{11}^*$:

$$G_{1MAX} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2}; \quad (9-21)$$

G_2 reprezentuje wpływ dopasowania wrót wyjściowych:

$$G_2 = \frac{(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2}; \quad (9-22)$$

G_2 osiąga wartość maksymalną dla $\Gamma_L = S_{22}^*$:

$$G_{2MAX} = \frac{1}{1 - |S_{22}|^2}; \quad (9-23)$$

Można teraz zapisać formułę końcową wzmocnienia G_U w bardzo przejrzystej formie:

$$G_{UMAX} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |S_{22}|^2}; \quad (9-24)$$

Końcowy wniosek jest wielkiej wagi. Wzmocnienie tranzystora może być istotnie większe od wartości określonej transmitancją $|S_{21}|^2$, jeżeli tylko odpowiednio zaprojektować

obwody dopasowujące dwuwrotnik. Należy też odnotować, że można uzyskać efekt wzmacnienia, nawet gdy $|S_{21}|^2 < 1$ – pod warunkiem właściwego, obustronnego dopasowania. Wpływ obwodów dopasowujących jest oczywiście różny dla różnych częstotliwości.

9.3. Wzmacniacz tranzystorowy jednostopniowy

9.3.1. Przygotowanie tranzystora

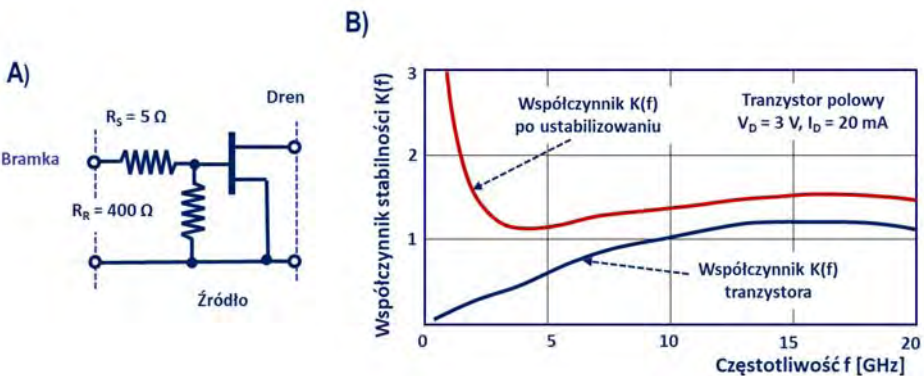
Projektowanie wzmacniacza zaczyna się zwykle doбором tranzystora. Kryteria doboru tranzystorów do obwodów wzmacniaczy są bardzo złożone, należy przy tym wziąć pod uwagę następujące czynniki:

- ✓ częstotliwość i pasmo pracy wzmacniacza;
- ✓ konieczną wartość wzmacnienia;
- ✓ moc wyjściową wzmacniacza;
- ✓ współczynnik szumów.

Bardzo ważna jest decyzja, czy we wzmacniaczu użyte zostaną tranzystory bipolarne, czy polowe. Kolejną decyzją jest ustalenie, ile stopni powinien mieć wzmacniacz.

Przy doborze tranzystora należy zwrócić uwagę na jego współczynnik stabilności K . Współczynnik ten wiąże ze sobą rozmaite wyrazy macierzy rozproszenia – patrz zależność (9-15). Wykazano, że warunkiem koniecznym i wystarczającym bezwarunkowej stabilności jest wartość współczynnika stabilności $K > 1$. Spełnienie tego warunku ułatwia zarówno proces projektowania, jak i stabilizuje pracę wykonanych obwodów.

Przykład przebiegu zależności $K(f)$ dla jednego z typów tranzystorów polowych pokazano na rys. 9.3B. Projektowanie wzmacniacza dla częstotliwości, dla których $K < 1$ i tranzystor jest stabilny warunkowo jest oczywiście możliwe, ale wymaga ostrożności, aby nie dopuścić do wzbudzenia. Prościej rozwiązaniem jest ustabilizowanie tranzystora przez dodanie jednej lub dwóch rezystancji.

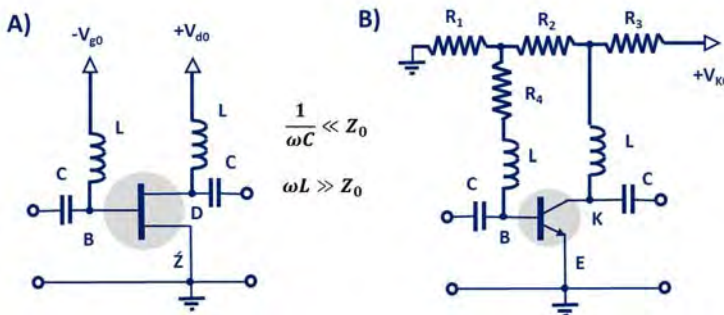


Rys. 9.3. Ilustracja procedury ustabilizowania tranzystora rezystorami zewnętrznymi. **A)** Zewnętrzne rezystory R_S i R_R stabilizujące tranzystor. **B)** Współczynnik stabilności $K(f)$ przed stabilizacją i po ustabilizowaniu.

Ustabilizowanie tranzystora polega na dodaniu rezystancji, które zmienią wartości $K(f)$ tak, aby w całym paśmie częstotliwości tranzystor był stabilny bezwarunkowo. Propozycję takiego układu pokazano na rys. 9.3A. Dobierając wartości elementów rezystywnych należy mieć na uwadze proste uwarunkowania. Rezystancja szeregowa powinna spełniać warunek $R_S \ll Z_0$, a równoległa $R_R \gg Z_0$. Wtedy redukcja wzmocnienia będzie stosunkowo niewielka. Potwierdzają to rezultaty obliczeń symulacyjnych przedstawione na rys. 9.3B.

Redukcja $|S_{21}|$ jest niewielka, natomiast w zakresie małych częstotliwości zwykle maleje wartość maksymalnego wzmocnienia do nieco ponad 20 dB. Jest to wartość wystarczająco duża, aby projektować wzmacniacz. Zaleca się umieszczenie rezystorów stabilizujących po stronie wejściowej tranzystora, jak na rys. 9.3A. Ich obecność ułatwi dopasowanie.

Ważnym fragmentem procesu projektowania wzmacniacza jest dobranie obwodu zasilania tranzystora. Obwody polaryzujące tranzystor często wpływają w znaczący sposób na pracę wzmacniacza. Chcąc sprecyzować wymagania stawiane obwodom polaryzacji, należy na pierwszym miejscu mieć na uwadze, by obwody polaryzacji nie zmieniały istotnie parametrów tranzystora w wybranym pasmie pracy wzmacniacza. Drugim wymaganiem jest zabezpieczenie tranzystora przed niepożądanymi wzbudzeniami drgań poza pasmem pracy. Szczególną łatwość wzbudzenia obserwuje się w dolnych pasmach częstotliwości. Wreszcie układy polaryzacji powinny zapewnić stabilną pracę wzmacniacza w szerokich zakresach zmian temperatury.



Rys. 9.4. Przykłady obwodów polaryzacji tranzystorów. **A)** Obwód polaryzacji tranzystora FET. **B)** Obwód polaryzacji tranzystora bipolarnego z jednym zasilaczem.

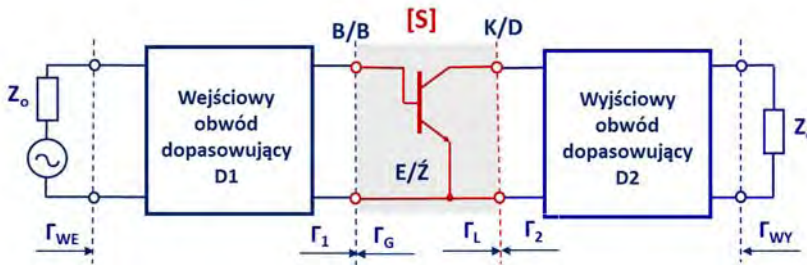
Opracowano wiele wersji takich obwodów i projektant znajdzie tu wiele możliwości. Na rys. 9.4 widać przykłady dwóch rozwiązań obwodów zasilania. Na rys. 9.4A pokazano najprostszy układ osobnych obwodów zasilania bramki i drenu tranzystora polowego. Reaktancja indukcyjności L powinna być na tyle duża, by odseparować zasilacze od transmitowanego sygnału. Natomiast reaktancja kondensatorów powinna być na tyle mała, by nie wpływać na transmisję wzmacnianego sygnału w pasmie pracy wzmacniacza.

W układzie polaryzacji tranzystora bipolarnego na rys. 9.4B zastosowano układ dzielników napięcia z rezystorami R_1 - R_4 . Odpowiednie wartości rezystorów pozwalają na użycie jednego zasilacza. Wymagania na wartości L i C dla obu obwodów są identyczne.

9.3.2. Podstawowa struktura wzmacniacza

Podstawową strukturę jednostopniowego wzmacniacza tranzystorowego pokazano na rys. 9.5. Zasadniczymi elementami układu są:

- ✓ wejściowy obwód dopasowujący D1;
- ✓ tranzystor wzmacniający w konfiguracji wspólnego emitera / wspólnego źródła;
- ✓ wyjściowy obwód dopasowujący D2.



Rys. 9.5. Podstawowa struktura wzmacniacza z tranzystorem i obwodami dopasowującymi.

Analizując proces wzmocnienia w takim układzie, przyjmujemy następujące założenia:

- ✓ generator będący źródłem wzmacnianego sygnału jest bezodbiorny $Z_G = Z_0$;
- ✓ obciążenie dołączone do obwodu wyjściowego jest dopasowane $Z_L = Z_0$;
- ✓ obwody D1 i D2 są bezstratne;
- ✓ tranzystor jest bezwarunkowo stabilny.

Przyjęcie powyższych warunków upraszcza procedurę obliczeń. Tylko w niektórych przypadkach założenie bezstratności obwodów D1 i D2 może być przyjęte z dobrym przybliżeniem. Przedstawione zostaną dwa sposoby podejścia do projektowania obwodów dopasowujących wzmacniacza.

Pierwszy sposób oparty będzie na wykorzystaniu zależności umożliwiających obliczenie wzmocnienia unilateralnego. Jak wiemy, jest to sposób uproszczony warunkiem $S_{12} = 0$, i dlatego obarczony błędem, zwykle mało znaczącym.

Drugi sposób bazuje na użyciu zależności pozwalających uzyskać dysponowane wzmocnienia mocy wzmacniacza.

Aby lepiej zrozumieć rolę obwodów D1 i D2, dodamy następujący komentarz. Obwód D1 transformuje współczynnik odbicia generatora od wartości 0 do wartości Γ_G . Obwód wyjściowy D2 transformuje współczynnik odbicia obciążenia równy 0 do wartości Γ_L . W ten sposób właściwości bezstratnych dwuwrotników dopasowujących zostały opisane dwiema liczbami zespolonymi Γ_G i Γ_L . Rolę obwodów D1 i D2 można opisać innymi

słowami. Obwód D1 transformuje refleksję Γ_1 tranzystora do wartości Γ_{WE} na wejściu wzmacniacza, a obwód D2 transformuje refleksję Γ_2 do wartości Γ_{WY} na wyjściu wzmacniacza.

Projektowanie obwodów dopasowujących odbywa się zgodnie z regułami opisanymi w rozdziale 4.

9.3.3. Wzmocnienie wzmacniacza

Przyjęcie warunku unilateralności, czyli $S_{12} = 0$, pozwala prosto wyjaśnić rolę obwodów dopasowujących. Warunek ten jest w wielu przypadkach dla tranzystorów bipolarnych i FET dobrze spełniony. Jeśli go przyjąć, to wzmocnienie G_U wzmacniacza może być liczone z zależności (9-18), przedstawionej w poprzednim punkcie. Należy dodać, że tranzystor jest bezwarunkowo stabilny, $K > 1$.

Rolą obwodów dopasowania D1 i D2 jest uformowanie współczynników Γ_G i Γ_L tak, aby spełnione były warunki dopasowania (9-25).

$$\begin{aligned}\Gamma_G &= S_{11}^*; \\ \Gamma_L &= S_{22}^* ;\end{aligned}\tag{9-25}$$

Spełnienie obu warunków pozwala osiągnąć maksymalną wartość wzmocnienia unilateralnego G_{UMAX} , zgodnie z zależnością (9-26).

$$G_{UMAX} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |S_{22}|^2} = G_{1MAX} |S_{21}|^2 G_{2MAX};\tag{9-26}$$

Zależność (9-26) pokazuje w sposób przejrzysty wpływ obu obwodów na całkowite wzmocnienie. Współczynnik Γ_G decyduje o wartości G_1 , a współczynnik Γ_L o wartości G_2 .

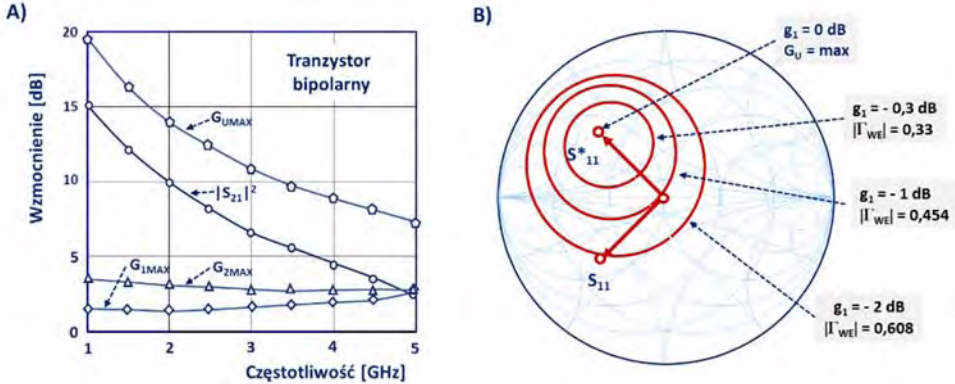
Na rys. 9.6 pokazano wykresy, które mają obrazować wpływ warunków dopasowania na wartość wzmocnienia unilateralnego G_U . Dla wybranego typu tranzystora bipolarnego przedstawiono na rys. 9.6A przebiegi wartości trzech czynników widocznych we wzorze (9-26) w szerokim zakresie częstotliwości. Wartości wzmocnień wyrażono w decybelach. Wzmocnienie związane z transmitancją $|S_{21}|^2$ maleje, zgodnie z mechanizmem działania tranzystora bipolarnego, w tempie 6 dB na oktawę.

W całym paśmie częstotliwości wartości wzmocnień G_{1MAX} i G_{2MAX} stanowią istotną część wzmocnienia całkowitego. W górnej części pasma częstotliwości są sobie równe.

Istotnym zagadnieniem jest odpowiedź na pytanie, jak zmienia się wzmocnienie wzmacniacza, jeżeli jeden albo oba warunki nie są spełnione. Do analizy graficznej tego zagadnienia wykorzystano pojęcie okręgów stałego wzmocnienia, co pokazano na rys. 9.6B.

Rysunek przypomina mapę wzgórze z zaokrąglonym szczytem. Sam szczyt wypada w punkcie S_{11}^* . Pochyłość wzgórze charakteryzują poziomicę pokazujące różnicę wysokości od szczytu (maksymalnego wzmocnienia). Pierwsza poziomicę ma kształt okręgu

leżącego poniżej najwyższego punktu, dla niej wzmacnienie maleje o wartość $g_1 = -0,3$ dB. Druga poziomica leży niżej i dla niej $g_1 = -1$ dB, a trzecia leży -2 dB poniżej szczytu. Jeśli warunek dopasowania (9-25) nie jest spełniony, to wzmacnienie maleje, jednakże zmiany w sąsiedztwie maksimum są niewielkie.



Rys. 9.6. Analiza warunków maksymalizacji wzmacnienia unilateralnego. **A)** Przykład zależności trzech czynników G_{1MAX} , G_{2MAX} i $|S_{21}|^2$ na wartość wzmacnienia unilateralnego. **B)** Wpływ niedopasowania – warunek (9-25) – na wartość wzmacnienia G_U .

Położenie środków kolejnych okręgów dla innych częstotliwości w pasmie pracy oraz ich promienie można dokładnie opisać odpowiednimi wzorami (dostępne w literaturze pomocniczej).

Opracowano cały szereg dobrych i bardzo dobrych programów komputerowych, które pozwalają obliczyć wzmacnienie wzmacniacza bez znajomości tych wzorów. Każdy projektant wzmacniaczy tranzystorowych będzie zmuszony dobrze je poznać. Jednak projektowanie wzmacniaczy z ich pomocą jest poza zakresem programu tej publikacji.

Wzmacnienie unilateralne jest mniejsze od wzmacnienia dysponowanego, $G_U < G_A$. Obliczenie wzmacnienia dysponowanego G_A i warunków jego uzyskania powinno być ważnym elementem procesu projektowania. Zachowując warunek bezwzględnej stabilności $K > 1$, rezygnujemy z warunku unilateralności, dopuszczając, że $S_{12} \neq 0$. W tych warunkach współczynniki odbicia Γ_1 i Γ_2 widziane w portach wejściowym i wyjściowym tranzystora (zgodnie z oznaczeniami na rys. 9.5.) można znaleźć z równości (9-27).

$$\Gamma_1 = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} = \frac{S_{11} - \Gamma_L\Delta_S}{1 - S_{22}\Gamma_L};$$

$$\Gamma_2 = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_G}{1 - S_{11}\Gamma_G} = \frac{S_{22} - \Gamma_G\Delta_S}{1 - S_{11}\Gamma_G};$$

$$\Delta_S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21};$$
(9-27)

Wartość współczynnika Γ_1 równa jest refleksji S_{11} powiększonej o składnik proporcjonalny do S_{12} . Ze wzrostem częstotliwości pracy rośnie $|S_{12}|$ i tym samym rola składnika dodanego do S_{11} . Podobnie ze wzrostem częstotliwości rośnie różnica między Γ_2 a S_{22} . Aby wykorzystać właściwości wzmacniającego tranzystora i uzyskać wzmocnienie dysponowane G_A , należy jednocześnie spełnić podane wcześniej warunki (9-13).

$$\begin{aligned}\Gamma_G &= \Gamma_1^*; \\ \Gamma_L &= \Gamma_2^*\end{aligned}\tag{9-13}$$

Proces obliczeń jest bardziej złożony niż w przypadku spełnienia warunku unilateralności. Odpowiednie zależności Czytelnik znajdzie w bibliografii przedmiotu. Do obliczeń można oczywiście wykorzystać dostępne programy komputerowe.

$$G_{MAX} = MAG = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| \left(K - \sqrt{K^2 - 1} \right);\tag{9-14}$$

Spełnienie warunku (9-13) pozwala uzyskać wzmocnienie wyrażone podaną wcześniej zależnością (9-14), którą tutaj powtórzono.

W przypadku gdy w pewnym zakresie częstotliwości $K < 1$ i tranzystor jest stabilny warunkowo, proces projektowania wzmacniacza jest bardziej złożony, ale możliwy. Odpowiednie zależności Czytelnik znajdzie w bibliografii przedmiotu. Jednakże zalecanym rozwiązaniem jest ustabilizowanie tranzystora rezystorami zewnętrznymi (rys. 9.4), aby spełnić warunek $K > 1$.

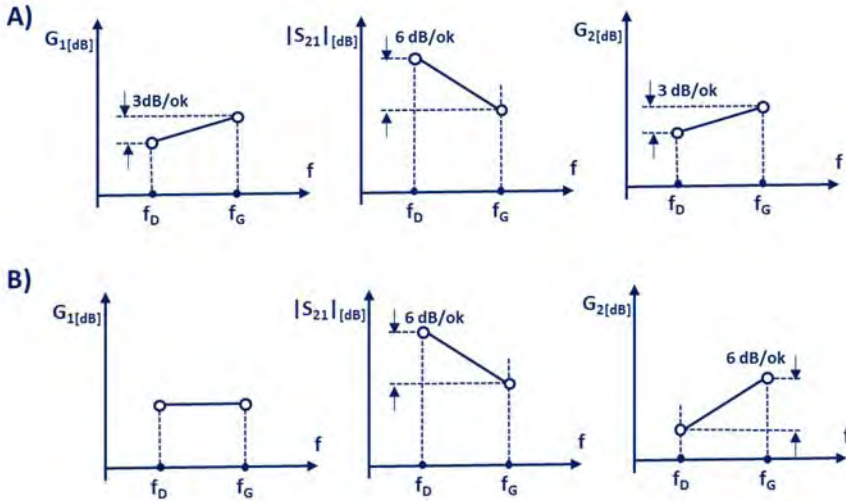
9.3.4. Wzmacniacz jednostopniowy szerokopasmowy

Analiza parametrów tranzystorów pokazuje, że wzmocnienia MAG i MSG maleją ze wzrostem częstotliwości pracy f w tempie 6 dB/oktawę dla tranzystorów bipolarnych, a wolniej dla tranzystorów FET.

Przy projektowaniu charakterystyk wzmacniaczy pracujących w określonym pasmie częstotliwości istnieje konieczność kompensowania tych zmian i wyrównywania charakterystyk częstotliwościowych. Zachowanie się transmitancji $|S_{21}(f)|^2$ wynika z mechanizmu działania tranzystorów. W takim razie rolę korygowania kształtu charakterystyk częstotliwościowych muszą wziąć na siebie oba obwody dopasowujące D1 i D2.

Ilustracje tych możliwości przedstawiono na rys. 9.7. Przypadek z rys. 9.7A pokazuje użycie obu obwodów D1 i D2. Oba obwody powiększają wzmocnienie w górnej części pasma pracy, natomiast zmniejszają wzmocnienie w dolnej części pasma kosztem pogorszenia dopasowania.

W przypadku z rys. 9.7B funkcje korekcji wzięły na siebie obwód wyjściowy D2, gdyż ważniejsze dla stabilnej pracy jest dobre dopasowanie w porcie wejściowym. W dolnej części pasma pracy port wyjściowy będzie źle dopasowany.

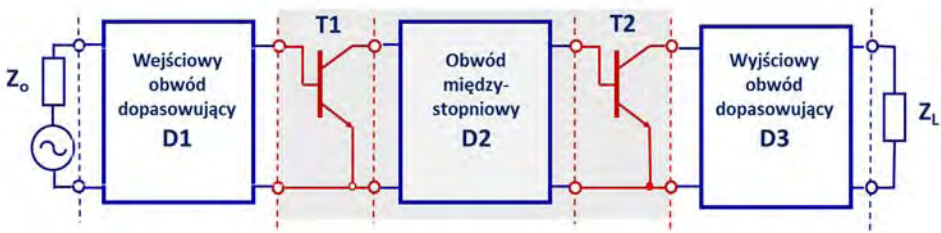


Rys. 9.7. Korygowanie charakterystyki wzmacnienia wzmacniacza jednostopniowego z tranzystorem bipolarnym. **A)** Funkcję korekcji pełnią oba obwody. **B)** Tylko obwód wyjściowy koryguje charakterystykę wzmacnienia, obwód wejściowy dopasowuje port wejściowy.

9.4. Wzmacniacz tranzystorowy dwustopniowy

9.4.1. Podstawowa struktura wzmacniacza

Wzmacniacze stosowane w łączach radiokomunikacji mają wartości wzmacnień wymagające stosowania układów z kilkoma tranzystorami. Nie wchodząc w opis zasad działania układów wielotranzystorowych, można dla przykładu opisać możliwości, jakie daje prosty układ wzmacniacza z dwoma tranzystorami. Najprostsza struktura takiego wzmacniacza przedstawiona jest na rys. 9.8.



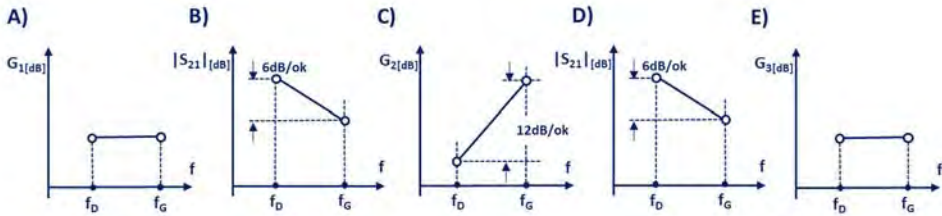
Rys. 9.8. Struktura układu dwustopniowego wzmacniacza tranzystorowego.

Głównym zadaniem obwodów D1 i D3 jest uzyskanie dobrego dopasowania w pasmie pracy wzmacniacza. Jak wiemy, poprawie dopasowania towarzyszy wzrost wzmacnienia. Między tranzystorami umieszczono obwód międzystopniowy D2, któremu można powierzyć rozmaite zadania modyfikowania parametrów wzmacniacza.

9.4.2. Rola obwodów wzmacniacza

W przypadku wzmacniacza dwustopniowego, pracującego w wąskim paśmie częstotliwości, istnieje możliwość takiego zaprojektowania obwodu D2, a następnie D1 i D3, aby całkowite wzmocnienie było równe $MAG' + MAG''$. Aby tak się stało każdy z tranzystorów musi widzieć po obu swoich stronach optymalne współczynniki odbicia. Jest to trudny warunek do spełnienia, ale też rzadko konieczny.

We wzmacniaczu dwustopniowym szerokopasmowym obwód międzystopniowy zwykle bierze na siebie rolę wyrównania charakterystyki wzmocnienia i kompensuje spadki transmitancji obu tranzystorów T1 i T2, co pokazano na rys. 9.9C. Wtedy układ złożony z tranzystorów oraz obwodu międzystopniowego D2 staje się dwuwrotnikiem aktywnym, który w pasmie pracy ma płaską charakterystykę $|S_{21}(f)|$. W takim układzie zewnętrzne obwody dopasowujące D1 i D3 powinny zapewnić dobre dopasowanie w całym pasmie częstotliwości.



Rys. 9.9. Ilustracje roli kolejnych obwodów wzmacniacza dwustopniowego szerokopasmowego z tranzystorami bipolarnymi. **A) i E)** Obwody D1 i D3 dopasowują oba porty wzmacniacza. **B) i D)** Transmitancje tranzystorów T1 i T2 maleją 6 dB/oktawę. **C)** Obwód międzystopniowy D2 kompensuje spadki wzmocnienia tranzystorów i poziomyje charakterystykę wzmocnienia.

Gdy oba tranzystory są stabilne, warunkowo zaleca się zaprojektowanie obwodu międzystopniowego stratnego, aby uzyskać stabilność bezwarunkową układu, oczywiście możliwe z najmniejszą stratą wzmocnienia, a następnie projektować obwody dopasowujące.

9.5. Tranzystorowy wzmacniacz mocy

9.5.1. Charakterystyki tranzystora mocy

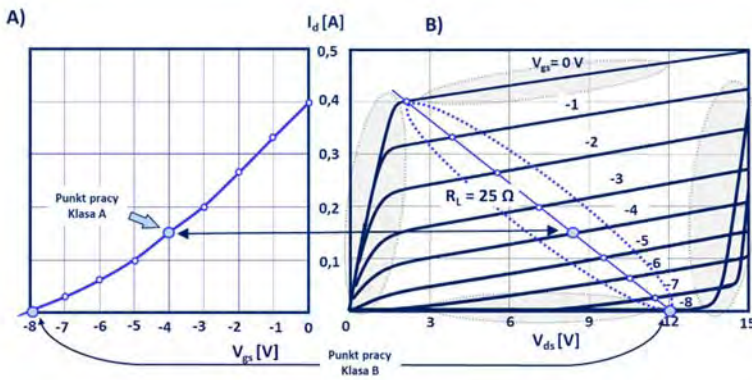
W torach układów nadajnika pracuje kilka wzmacniaczy. W procesie wzmocniania rośnie poziom mocy sygnału, ostatni ze wzmacniaczy pracuje w najtrudniejszych warunkach pełnego wysterowania i zwykle przy największych wymaganiach. Wymagania te dotyczą trzech parametrów:

- ✓ jak największej mocy wyjściowej;
- ✓ jak największej sprawności;
- ✓ najlepszej możliwej liniowości.

Trudno spełnić wszystkie te wymagania, a szczególnie trudno spełnić je równocześnie. Dlatego wzmacniacze mocy są osobną kategorią wzmacniaczy, dla której opracowano odrębne zasady analizy i projektowania. W tym punkcie przedstawione zostaną niektóre problemy i specyfika tych układów.

Zasadniczą kwestią jest ustalenie punktu pracy tranzystora. Planując polaryzację tranzystora i wykorzystanie całego pola jego charakterystyk prądowo-napięciowych, należy sobie zdawać sprawę z ograniczeń i niebezpieczeństw.

Pokazano je na rys. 9.10B dla konkretnego typu tranzystora FET, w polu rodziny charakterystyk $I_d(V_{ds}, V_{gs})$. Wybrano tranzystor pracujący w pasmie 1-6 GHz, z mocą wyjściową kilku watów. Na przykładzie tego typu omówione zostaną właściwości wzmacniacza mocy i scharakteryzowane warunki jego pracy.



Rys. 9.10. Przykład charakterystyk tranzystora mocy FET. **A)** Charakterystyka $I_d(V_{gs})$ dla punktu pracy pokazanego na rysunku. **B)** Charakterystyki $I_d(V_{ds}, V_{gs})$ tranzystora FET. Zacięto 4 obszary, które nie powinny być wykorzystane. Wpisano prostą obciążenia $R_L = 25 \Omega$. Zaznaczono punkty pracy w klasie A i w klasie B.

W ogólności można wyodrębnić 4 obszary, które nie powinny być wykorzystywane:

- ✓ obszar $V_{gs} > 0$, gdyż grozi to wejściem złącza bramka – źródło w stan przewodzenia i zniszczeniem tranzystora,
- ✓ region małych napięć V_{ds} , obszar zagięcia charakterystyk, ze względu na silne nieliniowości,
- ✓ zagęszczenia w regionie małych prądów I_d , w okolicach odcięcia prądu, ze względu na nieliniowości,
- ✓ region dużych napięć V_{ds} , obszary przebiccia, grożą zniszczeniem przyrządu.

Pomimo tych ograniczeń pola charakterystyk pozostaje dostatecznie dużo miejsca do realizacji procesu wzmacniania.

Należy teraz określić dwa ważne parametry wzmacniacza:

- ✓ obliczyć impedancję obciążenia jaką powinien widzieć tranzystor;
- ✓ określić punkt pracy tranzystora.

Dla tranzystora z rys. 9.10B określono rezystancję R_L tak, aby była „przekątną” dla obszaru dozwolonej pracy. W przedstawianym przypadku jest to rezystancja 25Ω . Należy zauważyć, że wartość R_L nie ma nic wspólnego z wartością Z_0 impedancji charakterystycznej, ani z wartością S_{22} tranzystora. Można teraz wyznaczyć położenie charakterystyki $I_d(V_{gs})$, którą pokazano na rys. 9.10A.

Powstaje pytanie, jak praktycznie zrealizować rezystancję $R_L = 25 \Omega$. We wrotach wyjściowych tranzystora należy ulokować impedancję obwodu obciążenia (może to być impedancja anteny), która wraz z impedancją wyjściową tranzystora znajdzie się, dla wybranej częstotliwości, w rezonansie. Dla częstotliwości rezonansowej impedancja jest czysto rzeczywista i powinna być równa R_L . Punkt pracy porusza się po prostej R_L w takt sygnału wejściowego. Natomiast dla częstotliwości obok rezonansowej punkt pracy porusza się po elipsie – rys. 9.10B.

Przy takim doborze impedancji obciążenia wrota wyjściowe wzmacniacza nie będą dopasowane.

9.5.2. Praca w klasie A, AB, B i C

W zależności od położenia punktu pracy wzmacniacze mocy pracują w klasach: A, AB, B i C. Dla każdej z klas mamy różne warunki obciążenia, w każdej z nich uzyskujemy różne moce wyjściowe, różne sprawności i różny poziom zniekształceń nieliniowych. Przyjrzyjmy się ilustracjom na rys. 9.11.

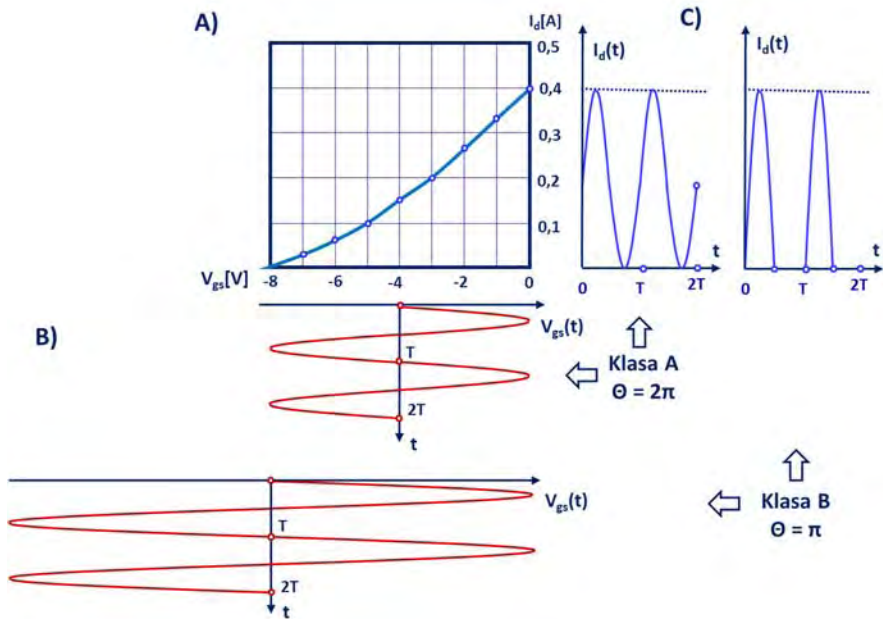
Na rys. 9.11A pokazano znaną już charakterystykę $I_d[V_{gs}]$, obliczoną dla $R_L = 25 \Omega$. Na rys. 9.11B pokazano przebiegi sinusoidalnych napięć sygnału wzmacnianego dla dwóch przypadków. W pierwszym z nich punkt pracy odpowiada napięciu $V_{gs} = -4 \text{ V}$. W tym przypadku wzmacniacz pracuje w klasie A, przy pełnym wysterowaniu, gdy amplituda sygnału sinusoidalnego równa jest 4 V prąd płynie w całym okresie zmian napięcia sterującego. Mówimy wtedy, że kąt przepływu $\theta = 2\pi$.

W drugim przypadku ustalono napięcie polaryzacji $V_{gs} = -8 \text{ V}$. Amplituda napięcia sterującego jest dwukrotnie większa, prąd I_d płynie dokładnie przez pół okresu, a kąt przepływu $\theta = \pi$. To są warunki pracy tranzystora w klasie B. Na rys. 9.11C pokazano przebiegi prądu drenu $I_d(t)$ dla obu przypadków pracy w klasie A i klasie B.

Jeśli napięcie polaryzacji zostanie ustalone między wymienionymi wartościami $V_{gs} = -4 \text{ V}$ i $V_{gs} = -8 \text{ V}$, to przyjmuje się, że tranzystor pracuje w klasie AB, pośredniej, a kąt przepływu spełnia warunek $\pi < \theta < 2\pi$.

Gdy napięcie polaryzacji $V_{gs} < -8 \text{ V}$ kąt przepływu dalej maleje, $\theta < \pi$, prąd I_d płynie krócej, niż przez pół okresu, to wtedy tranzystor pracuje w klasie C.

Z przedstawionych rozważań wynika, że impuls prądu I_d drenu może – w zależności od klasy – mieć różny kształt i być istotnie krótszym od okresu napięcia sinusoidalnego. Czas trwania impulsu, gdy porównuje się go z okresem T przebiegu sinusoidalnego, lub kąt przepływu θ prądu, jest podstawą do określenia, w jakiej klasie pracuje wzmacniacz.



Rys. 9.11. Ilustracja stanu polaryzacji i wystawiania tranzystora oraz kształtu impulsów prądu dla różnych klas pracy. **A)** Charakterystyka $I_d(V_{gs})$ dla tranzystora, którego charakterystyki pokazano na rys. 9.10B. **B)** Przebiegi wzmacnianego napięcia sinusoidalnego $V_{gs}(t)$ dla pracy w klasie A i klasie B. **C)** Przebiegi prądu $I_d(t)$ w przypadku pracy w klasie A i klasie B.

Odpowiednie zestawienie parametrów dla opisanych klas, w których może pracować tranzystorowy wzmacniacz mocy, przedstawiono w tabeli 9.1.

Tabela 9.1. Cechy charakterystyczne klas pracy wzmacniaczy mocy

Klasa pracy wzmacniacza	Prąd w punkcie pracy	Kąt przepływu θ
Klasa A	$I_d \approx I_{MAX}/2$	$\theta = 2\pi$;
Klasa AB	$0 < I_d < I_{MAX}/2$	$\pi < \theta < 2\pi$;
Klasa B	$I_d = 0$	$\theta = \pi$
Klasa C	$I_d = 0$	$\theta < \pi$

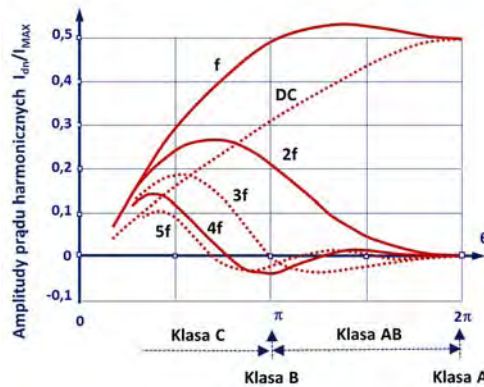
9.5.3. Kształt impulsu a harmoniczne

Praca wzmacniacza mocy w warunkach, gdy kąt przepływu $\theta < 2\pi$ oznacza istotne odkształcenie przebiegu prądu drenu $I_d(t)$ w stosunku do sinusoidy napięcia sterującego. W przypadku krańcowym pracy wzmacniacza w klasie C prąd $I_d(t)$ jest sumą impulsów

w kształcie „przyciętej sinusoidy”, co pokazano na rys. 9.11C. Jeśli przebieg prądu nie jest pełną sinusoidą, to pojawiają się składowe harmoniczne. Przebieg prądu jest w tym wypadku funkcją okresową i można go rozłożyć na szereg Fouriera. Przyjmując, że sygnał sterujący prądem tranzystora jest sinusoidą o pulsacji $\omega = 2\pi f$ otrzymujemy szereg składników o częstotliwościach $f, 2f, 3f, 4f, \dots$ wraz ze składową stałą. Zależność prądu $I_d(t)$ można przedstawić zależnością (9-28) w postaci nieskończonego szeregu.

$$I_d(t) = I_{d0} + I_{d1}\cos(\omega t) + I_{d2}\cos(2\omega t) + I_{d3}\cos(3\omega t) + \dots; \quad (9-28)$$

Obecność harmonicznnych w prądzie tranzystora wzmacniacza mocy doprowadzającego sygnał do anteny zwykle przeszkadza w prawidłowej pracy łącza. W takim przypadku obwód wyjściowy wzmacniacza powinien filtrować sygnał, usuwając niepotrzebne składniki.



Rys. 9.12. Zawartość harmonicznnych częstotliwości f wzmacnianego sygnału w prądzie I_d tranzystora wzmacniacza, w zależności od wartości kąta przepływu θ . DC – składowa stała przebiegu.

Na rys. 9.12 pokazano zależność amplitud harmonicznnych częstotliwości podstawowej f od wartości kąta przepływu θ . Kolejne harmoniczne oznaczono przez $2f, 3f, \dots$

Zauważmy, że mimo skrócenia kąta przepływu do połowy – klasa B – zawartość składowej podstawowej jest taka sama jak klasy A. Zwróćmy też uwagę, że w miarę zmniejszania kąta przepływu maleje składowa stała, co oznacza pobieranie coraz mniejszego prądu ze źródła zasilania. I tak w klasie B, gdy $\theta = \pi$, składowa o częstotliwości podstawowej f ma taką samą wartość, jak dla $\theta = 2\pi$, a wartość składowej stałej I_{DC}/I_{MAX} maleje z wartości 0,5 do wartości 0,3. Oznacza to zmniejszenie mocy zasilania o 40% i zwiększenie sprawności wzmacniacza. Sprawności wzmacniaczy mocy pracujących w klasie C dochodzą do 60%.

Dane prezentowane na wykresie z rys. 9.12 mogą być wykorzystane przy projektowaniu wzmacniacza mocy.

9.5.4. Sprawność wzmacniacza mocy

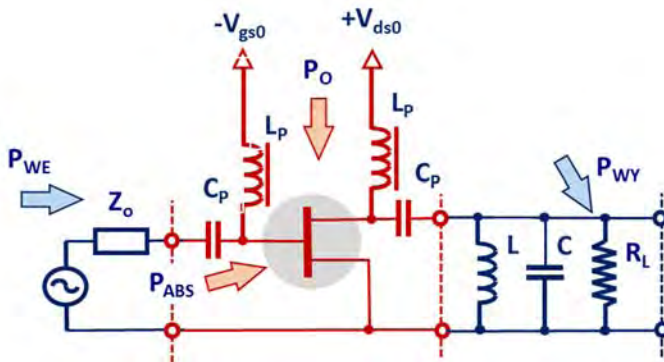
Na rys. 9.13 pokazano uproszczony schemat wzmacniacza mocy z tranzystorem mikrofalowym. Elementy L_P i C_P wraz ze źródłami prądu stałego o napięciach V_{ds0} i V_{gs0} służą ustaleniu punktu pracy tranzystora. Obciążeniem jest obwód rezonansowy. Do układu wzmacniacza dostarczona moc P_0 prądu stałego wraz z mocą P_{WE} sygnału doprowadzoną do wejścia wzmacniacza. Po wzmocnieniu moc wyjściowa P_{WY} dostarczona do obciążenia, jest większa od P_{WE} , ale mniejsza od sumy $P_0 + P_{WE}$. Różnica to moc P_{ABS} tracona w samym tranzystorze. Bilans mocy wzmacniacza jest następujący:

$$P_{WE} + P_0 = P_{WY} + P_{ABS}; \quad (9-29)$$

Można teraz zdefiniować sprawność dodaną η_{AD} wzmacniacza:

$$\eta_{AD} = \frac{P_{WY} - P_{WE}}{P_0} = \frac{P_{WY}}{P_0} \left(1 - \frac{1}{G}\right); \quad (9-30)$$

W powyższym wzorze $G = P_{WY}/P_{WE}$ jest wzmocnieniem mocy wzmacniacza.



Rys. 9.13. Uproszczony układ wzmacniacza mocy na tranzystorze FET z zaznaczeniem składników mocy.

Wartość sprawności definiowanej zależnością (9-17) ma istotne znaczenie w większości zastosowań wzmacniaczy mocy. W szczególności w telefonii komórkowej sprawność jest bardzo ważnym parametrem, gdyż od niej bezpośrednio zależy czas pracy telefonu przy określonym stanie naładowania baterii. W urządzeniach tego typu stosowana jest modulacja impulsowa i widmo transmitowanego sygnału jest stosunkowo wąskie. W tych warunkach wzmacniacz mocy może pracować w klasie B lub C, bez obawy wprowadzenia zniekształceń. Konieczność uzyskania dużych sprawności bardzo wpłynęła na pomysłowość konstruktorów. Problematyka ta wykracza niestety poza ramy naszego kursu, ale zachęcam do pogłębienia studiów tego tematu.

9.6. Szumy wzmacniaczy tranzystorowych

Wzmacniacze pracujące w układach odbiorników pracują w obecności szumów odbieranych przez antenę, generowanych przez przyrządy półprzewodnikowe i elementy toru w temperaturze większej od zera. Bardzo ważnym parametrem wzmacniaczy mikrofalowych jest ich współczynnik szumów, który jest miarą szumów dodawanych w procesie wzmacniania. Poziom szumów generowanych w pewnych warunkach przez wzmacniacz odgrywa bardzo ważną rolę w procesie bezbłędnej transmisji informacji. Opracowano szczegółowe warunki projektowania wzmacniaczy niskoszumowych wykorzystujące w tych układach specjalne typy tranzystorów. Zagadnienia szumów w układach odbiorczych zostaną przedstawione szerzej w rozdziale 13.

9.7. Zestawienie parametrów wzmacniaczy tranzystorowych

Wzmacniacze są niezbędnym elementem łączy telekomunikacyjnych. Pełnią w nich rozmaite funkcje, pracują we wszystkich pasmach częstotliwości radiowych, wzmacniają sygnały o bardzo zróżnicowanym poziomie mocy. Aby spełnić te zadania, produkowane są rozmaite typy tranzystorów w różnych technologiach, z wykorzystaniem różnych materiałów półprzewodnikowych. Dlatego też opracowano różnorodne układy wzmacniaczy. W tym punkcie zestawiono najważniejsze parametry wzmacniaczy tranzystorowych pracujących w łączach telekomunikacyjnych

Wzmocnienie G wzmacniacza; typowa wartość to 6-8 dB/stopień, budowane są wzmacniacze wielostopniowe, o wzmocnieniach dochodzących do 40 dB. Zwykle wymaga się, aby wzmocnienie było stałe w paśmie pracy lub zmieniało się w niewielkich granicach. W sieciach telewizji kablowej stosuje się wzmacniacze o wzmocnieniu rosnącym z częstotliwością, aby skompensować obecność kabli współosiowych, których tłumienie rośnie z częstotliwością.

Pasmo pracy B wzmacniacza; dla wzmacniaczy wąskopasmowych $B = 10-40\%$, dla szerokopasmowych $f_{\max}/f_{\min} = 2-1000$. W pasmie pracy wymagane jest dobre, obustronne dopasowanie.

Współczynnik stabilności K ; powinien być w całym pasmie częstotliwości większy od 1. Bezwarunkowo stabilny wzmacniacz zapobiega wzbudzeniu układu/systemu.

Maksymalna moc wyjściowa P_{WYMAX} jest parametrem wzmacniaczy mocy. Jest to moc w punkcie kompresji wzmocnienia o 1 dB, z wartości G [dB] do $G-1$ [dB].

Sprawność dodana η_{AD} wzmacniacza, bardzo ważna dla wzmacniaczy mocy wyrażona jest zależnością (9-17).

Należy pamiętać, że wzmacniacz staje się – przy dużym poziomie mocy wejściowej – dwuwrotnikiem nieliniowym. Powoduje to bardzo niepożądane efekty, zniekształcanie przebiegu sinusoidalnego i generację harmonicznych. W przypadku, gdy wzmacniane są

sygnały złożone z kilku przebiegów sinusoidalnych f_1, f_2 , generowane są sygnały o częstościach $|mf_1 \pm nf_2|$.

9.8. Podsumowanie

Możliwość wzmacniania sygnału w określonym pasmie częstotliwości jest niezbędnym warunkiem działania systemów telekomunikacyjnych. Sto lat temu burzliwy rozwój systemów transmisji radiowej na falach długich, średnich i krótkich możliwy był ponieważ wynaleziono i opanowano technologię lamp próżniowych. Wynalazek tranzystora wytwarzanego w oparciu na intensywnie rozwijanej technologii materiałów półprzewodnikowych był milowym krokiem na drodze lawinowego rozwoju systemów telekomunikacyjnych wszelkiego rodzaju. Współczesna technika wzmacniania sygnałów w szerokim zakresie częstotliwości od prądu stałego do fal milimetrowych bazuje na wykorzystaniu tranzystorów. Dopiero prace nad wykorzystaniem pasm optycznych – technika światłowodowa – wymusiły zastosowanie innych, nie-tranzystorowych technik wzmacniania sygnałów.

Współczesne wzmacniacze tranzystorowe na pasma radiowe wykonywane są często w technologii monolitycznych układów scalonych. Opis technologii produkcji i metod projektowania układów scalonych nie mieści się w ramach tej książki. Informacje zawarte w tym rozdziale umożliwiają zapoznanie Czytelnika z podstawową wiedzą o mechanizmie wzmocnienia wzmacniacza z tranzystorem, pracującego w pasmach mikrofalowych, o stawianych mu wymaganiach, o roli szumów, a także o specyfice pracy przy dużym poziomie mocy wzmacnianych sygnałów.