

Rozdział 11

Detekcja i przemiana częstotliwości

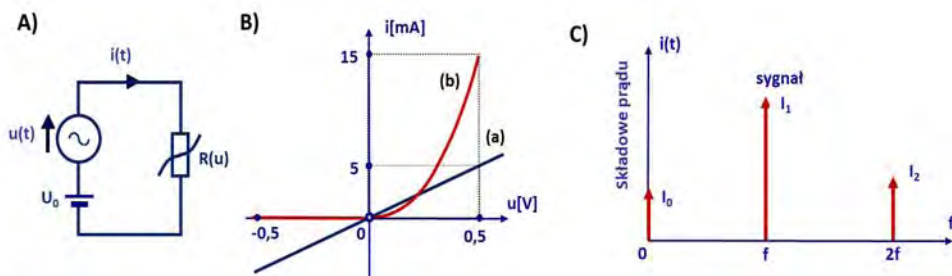
11.1. Wprowadzenie

Przemiana częstotliwości jest procesem wielkiej wagi powszechnie wykorzystywanym przez współczesną telekomunikację. Anteny nadawcze satelitów skierowują promieniowanie mikrofalowe na duże obszary kontynentu. Do anten odbiorczych dociera bardzo mała część wypromieniowanej mocy. Rozpoczyna się długi proces przetwarzania odebranego sygnału, na końcu którego powstaje, na przykład na ekranie telewizora, obraz wysokiej jakości. W tym procesie częstotliwość sygnału będzie kilkakrotnie zmieniana i obniżana. Opracowano kilka sposobów przesunięcia / przemiany częstotliwości sygnału niosącego informację z jednego pasma do innego. Najpopularniejszym jest wykorzystanie właściwości elementu nieliniowego, który umieszczony w obwodzie deformuje kształt sygnałów sinusoidalnych, a to jest równoznaczne z generacją nowych częstotliwości. Obecność w obwodzie elementu nieliniowego pozwala także wykryć pojawienie się sygnału sinusoidalnego. Proces ten nazywamy detekcją. Detekcja i przemiana częstotliwości zostaną opisane w tym rozdziale.

11.2. Detektor diodowy

11.2.1. Obwód z rezystorem nieliniowym

Obecność w obwodzie elementu nieliniowego, dla którego prąd i napięcie nie są związane prawem Ohma, jest źródłem wielu efektów.



Rys. 11.1. Obwód elektryczny z elementem nieliniowym. **A)** Rezystor nieliniowy $R(u)$ w obwodzie prądu zmiennego. **B)** Porównanie charakterystyk liniowej rezystancji 100Ω (a) i nieliniowej diody półprzewodnikowej (b). **C)** Składniki prądu w obwodzie z elementem nieliniowym.

Rozważmy najprostszy obwód z rys. 11.1A, w którym źródło napięciowe $u(t)$ połączono z nieliniowym rezystorem $R(u)$. Tym rezystorem może być dioda półprzewodnikowa, lub odpowiednio spolaryzowany tranzystor. Na rys. 11.1B pokazano dla porównania charakterystyki $i(u)$ nieliniowej diody półprzewodnikowej oraz liniowego rezystora 100Ω .

Aby znaleźć składowe prądu $i(t)$ w obwodzie, charakterystykę $i(u)$ elementu nieliniowego można opisać szeregiem Taylora (11-1).

$$i(u) = C_0 + C_1u + C_2u^2 + C_3u^3 + \dots; \quad (11-1)$$

Pierwszy składnik C_0 jest prądem wywołanym obecnością baterii U_0 . Przyjmijmy teraz, że napięcie źródła $u(t)$ zmienia się sinusoidalnie z amplitudą U i pulsacją ω :

$$u(t) = U\cos(\omega t); \quad (11-2)$$

Po wstawieniu napięcia $u(t)$ do zależności (11-1) i zastosowaniu odpowiednich związków trygonometrycznych, po prawej stronie wyrażenia tworzy się – obok składowej stałej – nieskończony szereg sinusoidalnie zmiennych składników o pulsacjach kolejno $\omega, 2\omega, 3\omega, \dots$

$$i(t) = I_0 + I_1\cos(\omega t) + I_2\cos(2\omega t) + I_3\cos(3\omega t) + \dots; \quad (11-3)$$

Składnik $I_0 = C_0 + \delta I$ reprezentuje prąd stały, przy czym składnik δI jest wynikiem obecności sygnału sinusoidalnego. Przyrost δI wartości prądu stałego jest proporcjonalny do amplitudy w kwadracie U^2 . Obecność tego właśnie składnika wykorzystywana jest w procesie detekcji sygnałów mikrofalowych.

Kolejny składnik $I_1\cos(\omega t)$ zwykle ma największą amplitudę. Następne składniki $I_2\cos(2\omega t)$ oraz $I_3\cos(3\omega t)$ wskazują na obecność procesu zwanego powielaniem częstotliwości. Powielanie częstotliwości jest często wykorzystywane do uzyskania sygnału w paśmie, w którym bezpośrednia oscylacja jest trudna do realizacji. Należy oczekiwać, że obecność kolejnych wyrazów szeregu (11-1) skutkuje pojawieniem się kolejnych harmonicznych pulsacji ω .

W tabeli 11.1 zestawiono kilka pierwszych składników, wskazując, które z wyrazów szeregu (11-1) mają udział w ich powstaniu.

Tabela 11.1. Udział kolejnych składników szeregu (11-1) w tworzeniu harmonicznych

Składnik prądu	I_0	$I_1\cos(\omega t)$	$I_2\cos(2\omega t)$	$I_3\cos(3\omega t)$
Amplituda	$C_0 + C_2U^2/2$	$C_1U + 3C_3U^3/4$	$C_2U^2/2$	$C_3U^3/4$

Na rys. 11.1C pokazano amplitudy trzech pierwszych składników prądu w analizowanym obwodzie. Pojawienie się składników prądu w obwodzie o częstotliwościach innych niż częstotliwość włączonego źródła traktowana jest często jako powstanie niepożądanych zniekształceń. Jednak w procesach detekcji i mieszania częstotliwości ich obecność będzie podstawą użytecznego procesu.

11.2.2. Proces detekcji z diodą Schottky'ego

Aby zrealizować procesy detekcji, czy też przemiany częstotliwości, potrzebny jest nieliniowy element w obwodzie. Takimi elementami są diody Schottky'ego, a także tranzystory mikrofalowe. Ich obwody zastępcze są proste i łatwo mierzalne, umożliwiają konstrukcje struktur szerokopasmowych.

Diody z barierą Schottky'go, zwane krótko diodami Schottky'ego należą, obok diod ostrzowych i wstecznych, do przyrządów półprzewodnikowych stosowanych w detektorach i mieszaczach. Uniwersalność diod Schottky'ego, opanowanie technologii ich produkcji z zapewnieniem powtarzalności parametrów, możliwość szerokopasmowej pracy i łatwość dopasowania, spowodowały, że diody ostrzowe i wsteczne wykorzystywane są jedynie sporadycznie.

W rozdziale 6 przedstawiono kilka typów diod półprzewodnikowych pełniących rozmaite funkcje w układach radiokomunikacji. Wśród nich opisano parametry diody Schottky'go. Charakterystyka $I(U)$ diody Schottky'go jest silnie nieliniowa, opisuje ją dokładne wyrażenie (6-22). Z dobrym przybliżeniem można korzystać z zapisu (11-4), w którym I_S jest prądem nasycenia diody zależnym od wysokości bariery złącza metal-półprzewodnik, a współczynnik α jest zależny od temperatury złącza i w temperaturze pokojowej jest równy około 40 V^{-1} .

$$I(U) = I_S [e^{\alpha U} - 1]; \quad (11-4)$$

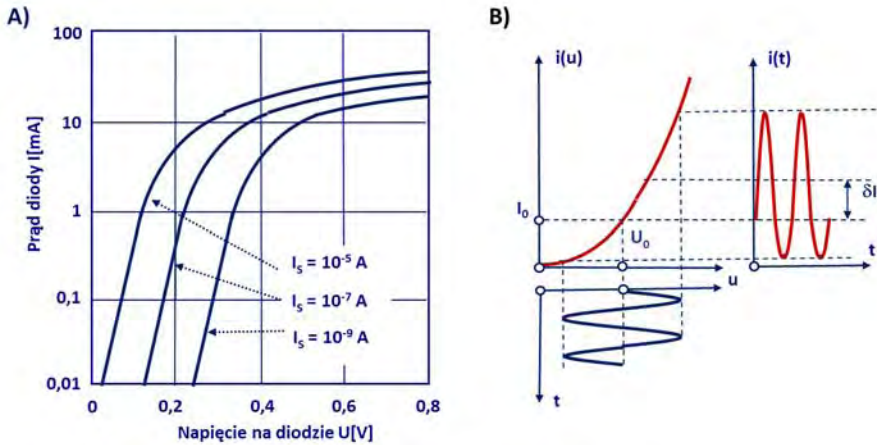
W rozdziale 6 opisano także obwód zastępczy diody Schottky'ego pokazany na rys. 6.16B. Na rys. 11.2A pokazano rodzinę charakterystyk $I(U)$ dla różnych wartości prądu I_S , w układzie logarytmiczno-liniowym. Zmniejszenie wartości prądu I_S decyduje o przesunięciu charakterystyki $I(U)$ w stronę większych wartości napięć U .

Na podstawie charakterystyki $I(U)$ diody Schottky'ego opisanej zależnością (11-4) można objaśnić działanie detektora diodowego. Niech napięcie $u(t)$ na diodzie będzie sumą stałego napięcia polaryzacji U_0 i zmiennego sygnału o pulsacji ω .

$$u(t) = U_0 + U \cos(\omega t); \quad (11-5)$$

Wykorzystując zależność (11-4), prąd diody $i_d(t)$ będzie opisany wzorem (11-6):

$$i_d(t) = I_S [e^{\alpha [U_0 + U \cos(\omega t)]} - 1]; \quad (11-6)$$



Rys. 11.2. Charakterystyki diody Schottky'go. **A)** Charakterystyki $I(U)$ przedstawione w układzie logarytmiczno-liniowym. **B)** Ilustracja działania diody Schottky'go w układzie detektora.

Powyższy związek może być wykorzystany do znalezienia kolejnych współczynników C_0 , C_1 , C_2 i C_3 szeregu (11-1);

$$C_0 = I_S(e^{\alpha U_0} - 1);$$

$$C_1 = \alpha I_S e^{\alpha U_0};$$

$$C_2 = \frac{\alpha^2 I_S e^{\alpha U_0}}{2}; \quad (11-7)$$

$$C_3 = \frac{\alpha^3 I_S e^{\alpha U_0}}{6};$$

Po przekształceniach przedstawimy prąd $i_d(t)$ – trzy pierwsze wyrazy – w następującej postaci:

$$i_d(t) = I_0(U_0) + \delta I(U^2) + I_1(U_0, U)\cos(\omega t) + \dots; \quad (11-8)$$

Pierwszy składnik prawej strony to składowa stała $I_0(U_0)$, rezultat polaryzacji diody napięciem stałym U_0 . Z punktu widzenia detekcji najważniejszym jest drugi składnik δI , opisujący przyrost składowej stałej w obecności sygnału mikrofalowego. Wartość δI jest funkcją amplitudy U sygnału zmiennego:

$$\delta I = \frac{\alpha^2 I_S e^{\alpha U_0}}{4} U^2; \quad (11-9)$$

Trzeci i dalsze wyrazy prawej strony wyrażenia (11-8) to składniki zmienne o pulsacji ω , 2ω , 3ω itd.

Zależność (11-9) jest uproszczona w tym sensie, że nie uwzględniono w niej obecności kolejnych wyrazów szeregu (11-8). Jednakże pokazuje ona podstawową dla mikrofalowego detektora diodowego zależność prądu detekcji od mocy sygnału mikrofalowego.

Współczynnik proporcjonalności w wyrażeniu (11-9) jest proporcjonalny do prądu I_S . Na rys. 11.2A pokazano typowe charakterystyki diod Schottky'ego dla kilku wartości prądów I_S , różniących się o kilka rzędów wielkości. Dla diod z wysoką barierą wartości I_S są bardzo małe. Aby współczynnik proporcjonalności miał odpowiednio dużą wartość, a detektor odpowiednio dużą czułość, należy spolaryzować diodę napięciem U_0 , by czynnik $\exp(\alpha U_0)$, a tym samym prąd I_0 był odpowiednio duży. Diody Schottky'ego z wysoką barierą wymagają wstępnej polaryzacji. Jeśli nie można zastosować wstępnej polaryzacji należy zastosować diodę Schottky'ego z niską barierą, tzw. *zero bias diode*.

Ilustrację pracy detektora diodowego pokazano na rys. 11.2B. Gdy nie ma sygnału zmiennego przez diodę płynie prąd I_0 , gdyż dioda polaryzowana jest napięciem U_0 . Obecność sinusoidalnie zmiennego sygnału powoduje wzrost składowej stałej prądu o δI , jako efekt detekcji. Przy detekcji sygnałów o małych amplitudach prąd detekcji jest proporcjonalny do mocy sygnału mikrofalowego.

Pomiar niewielkich przyrostów δI prądu na tle prądu I_0 może być trudnym problemem. Aby go ułatwić, sygnał mikrofalowy $u(t)$ bywa modulowany amplitudowo z małą częstotliwością f_m . W rezultacie obok składowej stałej pojawi się napięcie zmienne o częstotliwości f_m , które można wzmocnić wykorzystując selektywny wzmacniacz.

11.2.3. Parametry detektora diodowego

Ważnym parametrem detektora diodowego jest czułość prądowa $\beta_{i[A/W]}$ wiążąca przyrost δI prądu detekcji z mocą mikrofalową P_{RF} doprowadzoną do detektora, definiowana zależnością (11-10).

$$\delta I_{[A]} = \beta_{i[A/W]} P_{RF[W]}; \quad (11-10)$$

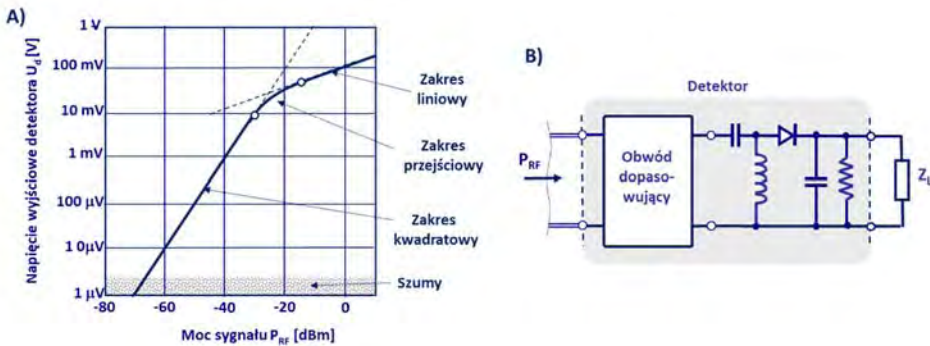
Moc P_{RF} jest całkowitą mocą doprowadzoną do detektora. Tylko część z niej dociera do złącza diody, część zostaje zaabsorbowana przez elementy obwodu dopasowania detektora. Czułość napięciowa $\gamma_{[V/W]}$ detektora diodowego wiąże przyrost napięcia na rozwartrym wyjściu detektora z mocą mikrofalową P_{RF} :

$$\delta U_{[V]} = \gamma_{[V/W]} P_{RF[W]}; \quad (11-11)$$

Typowe wartości czułości napięciowej γ [V/W] mieszczą się w granicach 0,5-1,5 mV/ μ W.

Na rys. 11.3 pokazano typową charakterystykę $U_d(P_{RF})$ detektora diodowego w układzie log-log. Zakres mierzonych mocy mikrofalowych rozciąga się od nanowatów do miliwatów.

Wyjściowe napięcia detektora mieszczą się w granicach od mikrowoltów do około 100 miliwoltów.



Rys. 11.3. Właściwości detektora diodowego. **A)** Charakterystyka detektora diodowego w układzie log-log. **B)** Obwód zastępczy detektora diodowego z obwodem dopasowującym.

Można wyróżnić trzy zakresy charakterystyki detektora diodowego.

Zakres kwadratowy, dla którego dla małych mocy sygnału $U_d \approx P_{RF}$, jest właściwym zakresem pracy detektora mikrofalowego. Nazwa „kwadratowy” bierze się stąd, że U_d jest proporcjonalne do kwadratu amplitudy sygnału wejściowego. Zakres kwadratowy rozciąga się do około 10 mV napięcia wyjściowego.

Zakres liniowy, dla którego $U_d \approx \sqrt{P_{RF}}$, występuje dla dużych mocy wejściowych. W tym zakresie napięcie wyjściowe U_d jest proporcjonalne do amplitudy sygnału, dioda przewodzi prąd jedynie w małej części okresu, a detektor nazywany jest czasami detektorem szczytowym. Jest to typowy zakres pracy detektorów małej i średniej częstotliwości, dla których amplituda sygnału zawiera się w granicach 1-100 V. W pasmach mikrofalowych tak duże napięcia sygnału nie mogą być stosowane ze względu na możliwość przebicia i zniszczenie diody.

Odcinek charakterystyki między wymienionymi zakresami nazywany jest zakresem przejściowym, często wykorzystywanym w układach pomiarowych, ale wymagającym skalowania diody.

Od strony najmniejszych mocy charakterystyka ograniczona jest przez szumy termiczne, które ograniczają poziom detekowalności sygnału.

Opracowano i opisano wiele różnorodnych konstrukcji detektorów diodowych. Przy ich całej różnorodności można w konstrukcjach tych wyróżnić elementy pokazane na rys. 11.3B.

Obwody dopasowujące konstruowane są w rozmaity sposób. W detektorach przeznaczonych do pracy szerokopasmowej są to obwody z elementami stratnymi, rezystorami. Dobre dopasowanie jest szczególnie ważne w detektorach diodowych pracujących w miernikach mocy.

W detektorach pracujących z diodą Schottky'ego z wysoką barierą stosowane są obwody polaryzacji z filtrem dolnoprzepustowym separującym obwody mikrofalowe od obwodów wyjściowych prądu stałego i małych częstotliwości.

Zakres pomiarowy detektora od strony małych mocy ograniczony jest obecnością szumów. Pokazano to na rys. 11.3A. Szумы ograniczają dynamiczny zakres pracy detektora i detekowalność słabych sygnałów. Pomiar przyrostów napięć stałych na poziomie 1 μV może sprawiać kłopoty. Mniej problemów sprawia pomiar napięć zmiennych ze względu na możliwość filtrowania sygnału. Z tego powodu w obwodach detektorów do pomiaru małych mocy stosuje się elektroniczne kluczowanie sygnału.

11.3. Mieszacz diodowy

11.3.1. Obwód z rezystorem nieliniowym i dwoma źródłami

Aby wyjaśnić mechanizm procesu mieszania częstotliwości, należy zająć się prądem w prostym obwodzie pokazanym na rys. 11.4A, w którym obok elementu nieliniowego $R(u)$ umieszczono dwa źródła sygnału sinusoidalnego. Przyjmujemy, że napięcie $u(t)$ jest sumą dwóch sinusoidalnie zmiennych składników o pulsacjach ω_1 i ω_2 , zgodnie ze wzorem (11-12).

$$u(t) = u_1(t) + u_2(t) = U_1 \cos(\omega_1 t) + U_2 \cos(\omega_2 t); \quad (11-12)$$

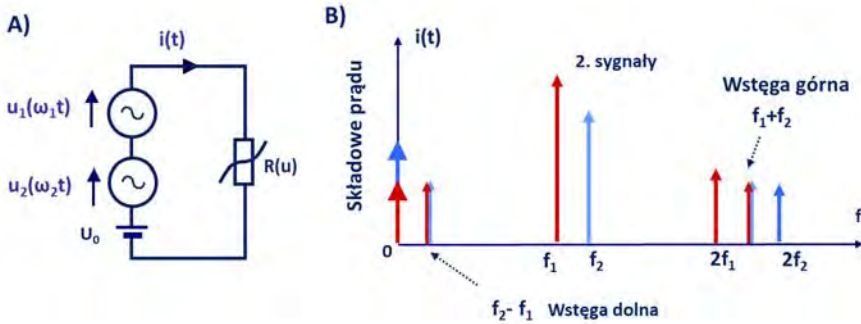
Związek między prądem i napięciem $i(u)$ opisany jest szeregiem (11-1). Aby uprościć zależności przyjmujemy dalej, że $U_0 = 0$, a z szeregu wyrazów uwzględnimy obecność dwóch pierwszych ze współczynnikami C_1 i C_2 . Gdyby uwzględnić więcej wyrazów szeregu (11-1), liczba składników prądu $i(t)$ znacznie wzrosłoby.

$$\begin{aligned} i(t) &\cong C_1 u(t) + C_2 u^2(t) \\ &= C_1 u_1(t) + C_1 u_2(t) + C_2 u_1^2(t) + 2C_2 u_1(t)u_2(t) + C_2 u_2^2(t); \end{aligned} \quad (11-13)$$

Wyrażenie (11-13) pozwala na wyciągnięcie ważnych wniosków. Dwa ze składników prądu zawierają czynniki u_1^2 oraz u_2^2 . Te składniki prądu dostarczają harmonicznych pulsacji ω_1 i ω_2 , co jest znanym już procesem powielania częstotliwości, oraz powiększą składową stałą prądu, co identyfikujemy jako detekcję.

W wyrażeniu (11-13) pogrubioną czcionką oznaczony jest składnik prądu, który pełni główną rolę w procesie mieszania częstotliwości. Jest to składnik z iloczynem $u_1(t)u_2(t)$. Przyjmując, że oba napięcia są sinusoidalnie zmiennymi sygnałami i wykorzystując tożsamość trygonometryczną, można po rozwinięciu otrzymać dwa składniki prądu o pulsacjach $(\omega_1 - \omega_2)$ i $(\omega_1 + \omega_2)$. Składniki te przedstawiono w zależności (11-14).

$$i(t) = \dots + C_2 U_1 U_2(t) \{ \cos[(\omega_1 - \omega_2)t] + \cos[(\omega_1 + \omega_2)t] \} + \dots; \quad (11-14)$$



Rys. 11.4. Obwód elektryczny z elementem nieliniowym i dwoma źródłami sygnału. **A)** Rezystor nieliniowy $R(u)$ i źródła sygnału. **B)** Składniki prądu w obwodzie.

Na rys. 11.4B pokazano wybrane składniki prądu $i(t)$. Składniki o częstotliwościach f_1 i f_2 to sygnały obu źródeł z rys. 11.4A. Obecność sygnałów źródeł powoduje przyrosty składowych stałych i istnienie harmonicznych $2f_1$ i $2f_2$. Najważniejsze składniki prądu powstałe w procesie mieszania to wstęga dolna i wstęga górna, o częstotliwościach odpowiednio $f_2 - f_1$ i $f_1 + f_2$.

11.3.2. Produkty przemiany częstotliwości

Jak wspomniano, w prądzie $i(t)$ pojawia się więcej składników przemiany o częstotliwościach wyrażonych ogólną zależnością (11-14). Dokładne wyprowadzenia możemy wykonać po uwzględnieniu tożsamości trygonometrycznych.

$$f_{m,n} = |\pm m f_1 \pm n f_2| \quad \text{dla } m, n = 0, 1, 2, 3 \dots;$$

Składniki o częstotliwościach opisanych powyższą zależnością, będące liniowymi kombinacjami częstotliwości f_1 i f_2 nazywamy produktami przemiany częstotliwości. Można je wykorzystać do rozmaitych celów.

Na rys. 11.5 pokazano piramidę produktów przemiany częstotliwości dla omawianego przypadku dwóch sygnałów sinusoidalnych, wskazującą kolejne produkty wyrazów szeregu.

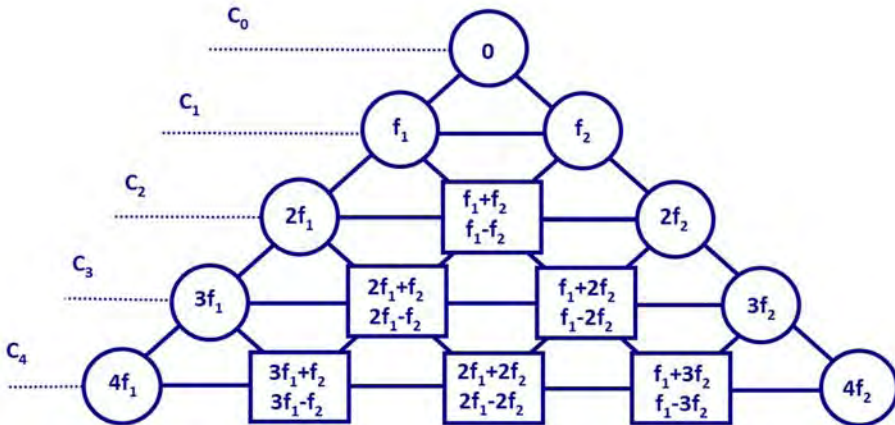
Przypatrmy się składnikom prądu w obwodzie i roli poszczególnych wyrazów szeregu.

Wyraz pierwszy C_0 reprezentuje składową stałą. Wartość tej składowej rośnie ze wzrostem amplitudy sygnałów (detekcja).

Wyraz drugi z C_1 ma wymiar konduktancji, to składnik liniowy.

Wyraz trzeci z C_2 dostarcza składników: $2\omega_1$, $2\omega_2$, $(\omega_1 + \omega_2)$, $(\omega_1 - \omega_2)$ oraz powoduje przyrost składowej stałej.

Wyraz czwarty z C_3 także powoduje przyrost składowej stałej oraz dostarcza liczną grupę składników: ω_1 , ω_2 , $3\omega_1$, $3\omega_2$, $(2\omega_1 + \omega_2)$, $(2\omega_1 - \omega_2)$, $(\omega_1 + 2\omega_2)$, $(\omega_1 - 2\omega_2)$.



Rys. 11.5. Piramida produktów przemiany częstotliwości dla dwóch sygnałów sinusoidalnych.

W tabeli 11.2 zestawiono amplitudy kilku pierwszych składników prądu przy sygnale dwuczęstotliwościowym, wskazując które z wyrazów szeregu (11-1) mają udział w ich powstaniu.

Tabela 11.2. Kilka składników prądu $i(t)$ przy zasilaniu dwusygnałowym (ω_1, U_1) i (ω_2, U_2)

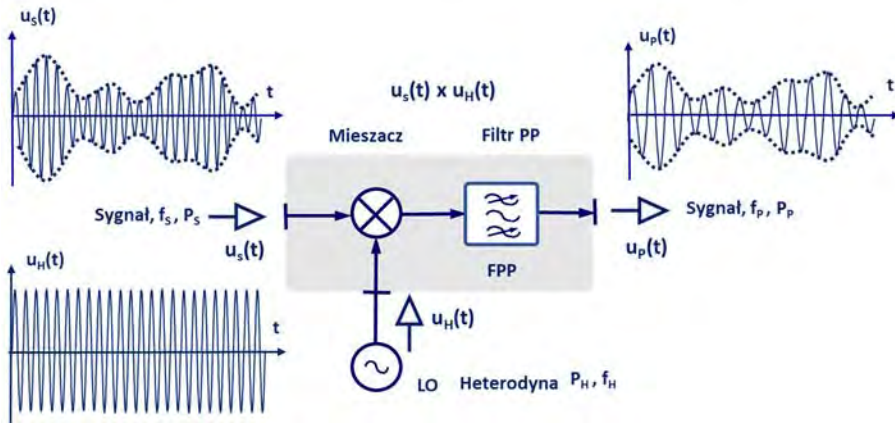
Składnik prądu	I_0	$I_{1/1}\cos(\omega_1 t)$	$I_{1/2}\cos(\omega_2 t)$	$I_{1-2}\cos[(\omega_1 - \omega_2)t]$ $I_{1+2}\cos[(\omega_1 + \omega_2)t]$
Amplituda	$C_2(U_1^2 + U_2^2)/2$	$C_1 U_1$	$C_1 U_2$	$C_2 U_1 U_2$

11.3.3. Schemat ideowy i działanie mieszacza

Mieszacze należą do rodziny układów przemiany częstotliwości. Znalazły one szerokie zastosowanie w technice mikrofalowej, szczególnie w telekomunikacji mikrofalowej. Prosty układ przemiany częstotliwości z mieszaczem przedstawiono na rys. 11.6. Mieszacz jest trójwrotnikiem. Do wrót wejściowych mieszacza doprowadzane są dwa sygnały mikrofalowe. Sygnał $u_S(t)$ niesie informację zapisaną na fali nośnej w procesie modulacji, zgodnie z zależnością (11-15):

$$u_S(t) = A_S(t)\cos[\omega_S t + \varphi_S(t)]; \quad (11-15)$$

Pulsacja fali nośnej wynosi $\omega_S = 2\pi f_S$, a informację niosą: amplituda $A_S(t)$ i faza $\varphi_S(t)$.



Rys. 11.6. Schemat ideowy mieszacza mikrofalowego.

Drugi z sygnałów $u_H(t)$, zwany sygnałem heterodyny, generowany jest zwykle przez lokalny oscylator LO. Pulsacja sygnału heterodyny wynosi $\omega_H = 2\pi f_H$, jego amplituda A_H i faza φ_H są stałe w procesie mieszania. Sygnał ten opisuje zależność (11-16).

$$u_H(t) = A_H \cos[\omega_H t + \varphi_H]; \quad (11-16)$$

Mieszacz tworzą dwa elementy. Odpowiednio skonstruowany układ z elementami nieliniowymi, diodami albo tranzystorami, realizuje proces mnożenia $u_s(t) \times u_H(t)$. W rezultacie w prądzie mieszacza pojawiają się nowe składniki, wśród nich wstęgi dolna i górna. Filtr PP pośredniej częstotliwości wybiera wstęgę dolną $u_p(t)$, którą można opisać zależnością (11-17).

$$u_p(t) = CA_S(t)A_H \cos[(\omega_H - \omega_S)t + (\varphi_S(t) - \varphi_H)]; \quad (11-17)$$

W porcie wyjściowym mieszacza pojawia się sygnał niosący tę samą informację opisaną amplitudą $A_S(t)$ i fazą $\varphi_S(t)$, ale naniesioną teraz na falę nośną o pulsacji $|\omega_H - \omega_S|$. Stała C jest proporcjonalna do wprowadzonej wcześniej stałej C_2 , ale powinna także uwzględnić parametry filtra PP, a także obwodów sumujących oba sygnały i doprowadzeń do elementów nieliniowych. Przeniesienie częstotliwości fali nośnej do innego zakresu ułatwia proces odbioru radiowego. Mieszacz, w którym wykorzystywana jest dolna wstęga $|f_H - f_S|$ nazywany jest mieszaczem dolnowstęgowym. Mieszacze dolnowstęgowe stosowane są powszechnie w odbiornikach. W wielu przypadkach użyteczną jest wstęga górna $|f_H + f_S|$. Mieszacz, w którym wykorzystana została górna wstęga, nazywany jest mieszaczem górnostęgowym.

11.3.4. Parametry mieszacza

W procesie mieszania informacja niesiona przez falę nośną o częstotliwości f_S przenoszona jest na falę nośną o częstotliwości $f_P = |f_H - f_S|$. Istotnym parametrem tego procesu jest porównanie mocy sygnałów P_S i P_P . Przedstawiono je dla mieszacza diodowego zależnością (11-18). Można przyjąć, że stosunek obu mocy równy jest kwadratowi stosunku obu amplitud. Uwzględniając zależność (11-17) i odpowiednią amplitudę z tabeli 11.2, można stwierdzić, że stosunek obu mocy równy jest $(C_2 A_H)^2$.

$$\frac{P_P}{P_S} = \left(\frac{A_P}{A_S}\right)^2 = (C_2 A_H)^2 \sim I_S^2 e^{2\alpha U_0} P_H; \quad (11-18)$$

Zgodnie z powyższą zależnością stosunek obu mocy zależy od wartości prądu I_S użytej diody. Dla diod z wysoką barierą małą wartość prądu I_S można skompensować, dobierając odpowiednio napięcie U_0 polaryzacji. We współczesnych szerokopasmowych mieszaczach nie stosuje się wstępnej polaryzacji diod napięciem stałym. Poprawna praca mieszacza wymaga wtedy odpowiedniego zwiększenia mocy heterodyny, gdyż wzrost mocy heterodyny powoduje taki sam efekt, jak wzrost napięcia polaryzacji U_0 .

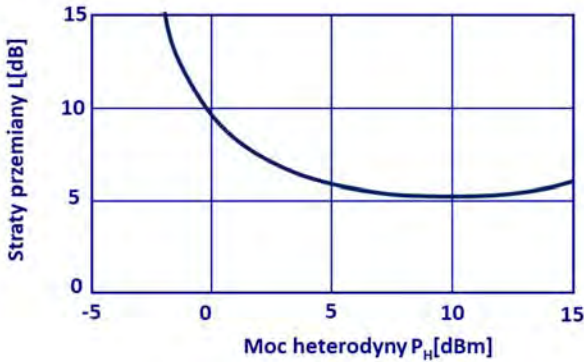
Ważnym parametrem mieszacza mikrofalowego są straty przemiany. Podawane są zwykle w decybelach, zgodnie z zależnością (11-19).

$$L_{[\text{dB}]} = 10 \log\left(\frac{P_S}{P_P}\right); \quad (11-19)$$

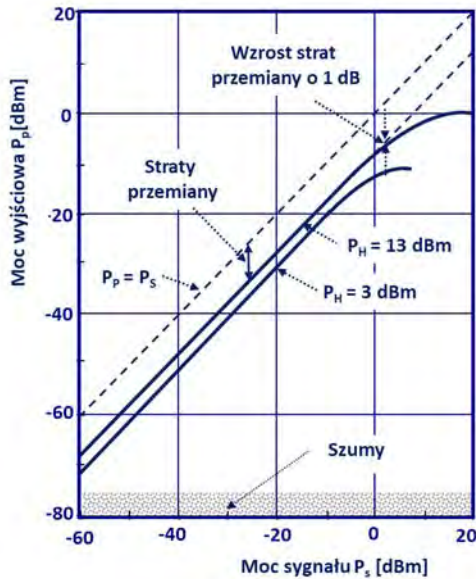
Obok diod Schottky'ego w obwodach mieszacza pracują zwykle sprzęgacze kierunkowe, dzielniki mocy, filtry, elementy dopasowania. Straty części mocy sygnału, powodowane absorpcją mocy przez te elementy i odbiciami związanymi z niedopasowaniem, nazywamy stratami obwodowymi. Straty obwodowe dla częstotliwości do gigaherca nie przekraczają zwykle 1 dB, w pasmach milimetrowych rosną do kilku decybeli. Główna część strat przemiany, zwana stratami mieszania, związana jest z przepływem prądu przez elementy nieliniowe, diody albo tranzystory. Ta część strat silnie zależy od mocy heterodyny.

Na rys. 11.7 pokazano przykład typowej zależności strat przemiany $L_{[\text{dB}]}$ od mocy heterodyny $P_{H[\text{dBm}]}$ dla mieszacza dwudiodowego. Wartość strat przemiany jest prawie stała w szerokim zakresie mocy heterodyny, a jej typowe wartości dobrze dopasowanego mieszacza diodowego mieszczą się w granicach od 4 do 6 dB. W konstrukcjach z tranzystorami otrzymuje się często wzmocnienie przetwarzanego sygnału.

Ważnym parametrem mieszacza jest zakres liniowej pracy. Na rys. 11.8 pokazano charakterystyki $P_P(P_S)$ dla dwóch poziomów mocy heterodyny. Wzrost poziomu mocy heterodyny spowodował zmniejszenie strat przemiany i zwiększenie zakresu liniowej pracy mieszacza.



Rys. 11.7. Zależność strat przemiany L [dB] mieszacza od mocy heterodyny P_H [dBm].



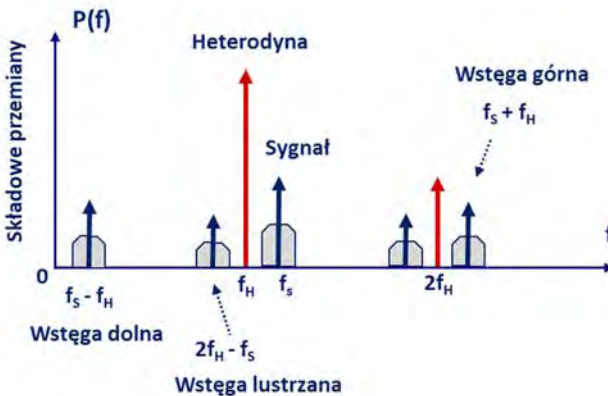
Rys. 11.8. Charakterystyki $P_p(P_s)$ mieszacza diodowego, dla różnych mocy heterodyny P_H i określenie zakresu pracy liniowej mieszacza.

Powyższe charakterystyki pokazują, że zależność $P_p(P_s)$ przestaje być liniowa, gdy moc sygnału staje się porównywalna z mocą heterodyny. Przyjęto, że zakres liniowy charakterystyki ograniczony jest od strony dużych mocy punktem, w którym straty przemiany wzrosły o 1 dB. Im większa moc heterodyny, tym punkt wzrostu strat o 1 dB przesuwają się w stronę dużych mocy. Leży on zwykle 10-13 dB poniżej poziomu mocy heterodyny. Od strony małych mocy ograniczeniem jest poziom mocy szumów, która rośnie wraz ze wzrostem pasma filtra umieszczonego w torze pośredniej częstotliwości.

Istotnym parametrem mieszacza jest także pasmo częstotliwości, w którym może on pracować. Częstotliwościowe pasmo pracy mieszacza zależy w pierwszym rzędzie od konstrukcji obwodów doprowadzających moc mikrofalowe heterodyny P_H i sygnału P_S do diody (lub diod w przypadku mieszaczy wielodiodowych). Zależy także od parametrów użytych diod (pojemność złącza w obwodzie zastępczym diody), oraz od konstrukcji obwodu wyprowadzającego sygnał częstotliwości pośredniej. W przypadku konstrukcji falowodowych są to zwykle pełne pasma pracy falowodu. W konstrukcjach wykorzystujących techniki planarne częstotliwościowe pasma pracy wynoszą kilka dekad. Dla przykładu w paśmie UHF najlepsze konstrukcje mają pasmo 1-3000 MHz, a w paśmie VHF 1-26 GHz.

Działanie mieszacza zależy także od warunków stworzonych przez obwody mieszacza dla wstęp bocznych $mf_H \pm f_P$, ponieważ moc sygnału może być przekazana do dowolnej wstęgi bocznej. Szczególnie ważna jest wstęga boczna na tzw. częstotliwości lustrzanej $2f_H - f_S$. Wstęga lustrzana położona jest symetrycznie z drugiej strony częstotliwości heterodyny. Po zmieszaniu z sygnałem heterodyny, interferuje ze wstęgą dolną, będącą głównym produktem procesu mieszania.

Najważniejsze składowe widma mieszacza pokazano na rys. 11.9. Sygnał o częstotliwości f_S jest modulowany i dlatego zajmuje pewne pasmo wokół fali nośnej. W procesie mieszania informacja niesiona przez nośną f_S zostaje przeniesiona na częstotliwość wstęgi dolnej $f_S - f_H$. Informacja zostaje przeniesiona także na wstęgę górną $f_S - f_H$ i na częstotliwość lustrzaną $2f_H - f_S$.



Rys. 11.9. Najważniejsze składowe widma mieszacza mikrofalowego. Sygnał o częstotliwości f_S jest zmodulowany i zajmuje pewną szerokość na osi częstotliwości.

Projektując mieszacz, ważne jest, aby prawidłowo dobrać impedancje obciążenia dla różnych wstęp bocznych. Straty przemiany L są najmniejsze, gdy element nieliniowy jest prawidłowo dopasowany na częstotliwościach sygnału f_S i częstotliwości pośredniej f_P . Impedancje obciążenia dla pozostałych wstęp bocznych powinny sprzyjać ich wytłumieniu.

Ważnym parametrem mieszacza jest jego współczynnik szumów. Procesowi mieszania sygnałów towarzyszy zmniejszenie odległości na skali mocy między sygnałem a poziomem szumów. Dla mieszacza diodowego z dobrym przybliżeniem można przyjąć, że jego współczynnik szumów równy jest stratom przemiany. Tematyka szumów zostanie opisana dalej.

11.3.5. Produkty intermodulacji

Jak wynika z przeprowadzonej wcześniej analizy, na wyjściu mieszacza pojawia się cały szereg składowych o częstotliwościach będących kombinacją częstotliwości heterodyny i sygnału. W mieszaczu dolnowstęgowym wszystkie z nich, z wyjątkiem $f_P = |f_H - f_S|$, można uznać za niepożądane. Część z nich jest silnie tłumiona przez odpowiednie filtry umieszczone na wyjściu, jednak niektóre mogą pojawiać się w paśmie częstotliwości pośredniej, z czego należy zdawać sobie sprawę.

Przeprowadzona analiza oparta była na założeniu, że do elementu nieliniowego mieszacza doprowadzono dwa sygnały o częstotliwościach f_H i f_S . Mówimy wtedy, że sygnał jest jednotonowy. Jednakże w wielu przypadkach do mieszacza doprowadzane są sygnały wielotonowe. Dla przykładu, wzmacniacze pracujące w sieciach telewizji CATV wzmacniają i mieszają jednocześnie sygnały kilkudziesięciu kanałów telewizyjnych. Powstaje pytanie, jak w takich warunkach wygląda proces przemiany częstotliwości, czy mogą powstać produkty niepożądane, jak ustalić warunki pracy wzmacniacza, aby minimalizować poziom tych niepożądanych produktów. Opiszemy ten przypadek dokładniej, przyjmując, że obok napięcia heterodyny doprowadzono do mieszacza tylko dwa sygnały o częstotliwościach f_1 i f_2 , odległych od siebie o δf .

$$u(t) = U_H \cos(\omega_H t) + U_1 \cos(\omega_1 t) + U_2 \cos(\omega_2 t); \quad (11-20)$$

Widmo sygnału wyjściowego wzbogaca się w tym wypadku o nowe produkty przemiany, nazywane produktami intermodulacji dwutonowej.

$$f_{m,n_1,n_2} = |\pm m f_H \pm n_1 f_1 \pm n_2 f_2| \quad \text{dla } m, n_1, n_2 = 0, 1, 2, 3 \dots; \quad (11-21)$$

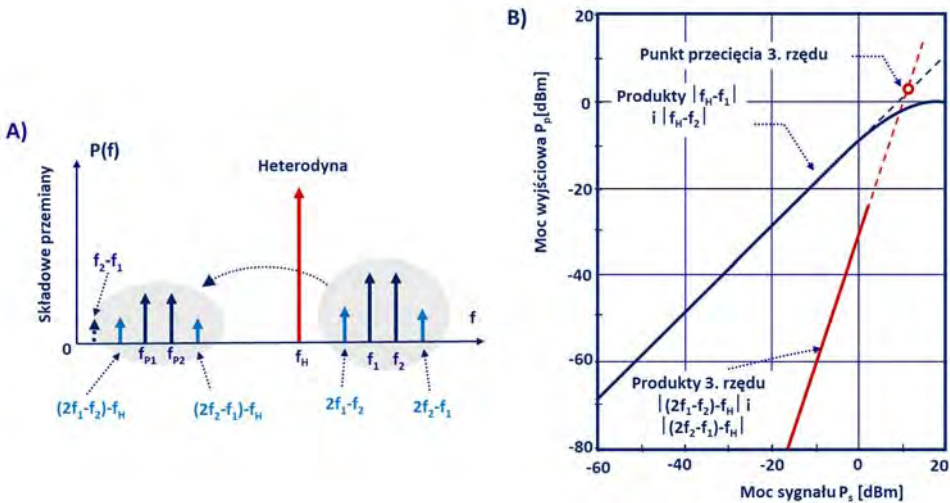
Najważniejsze z nich, zwane produktami intermodulacji dwutonowej trzeciego rzędu, mają częstotliwości odległe o $\pm \delta f$ od obu częstotliwości pośrednich f_{P1} i f_{P2} , – rys. 11.10A. Szukając mechanizmu uzasadniającego powstawanie produktów intermodulacji trzeba wrócić do zależności (11-1). Produkty intermodulacji powstają jako rezultat obecności kolejnego wyrazu w szeregu Taylora, w którym występuje $u^3(t)$. Zapisano je we fragmencie tabeli 11.3, pokazanej poniżej.

Tabela 11.3. Produkty intermodulacji dwutonowej dla dwóch sygnałów (U_1, ω_1) i (U_2, ω_2)

Składnik prądu	$(2\omega_1 - \omega_2), (2\omega_1 + \omega_2)$	$(2\omega_2 - \omega_1), (2\omega_2 + \omega_1)$
Amplituda	$3C_3 U_1^2 U_2 / 4$	$3C_3 U_1 U_2^2 / 4$

Produkty intermodulacji $(2f_1 - f_2)$ i $(2f_2 - f_1)$ powstają bez udziału heterodyny i na osi częstotliwości ulokowane są tak, jak pokazano na rys. 11.10A, po obu stronach częstotliwości f_1 i f_2 . Gdy amplitudy sygnałów U_1 i U_2 rosną, to amplitudy produktów intermodulacji rosną jak U^3 . W obecności heterodyny zachodzi proces mieszania i wszystkie 4 składniki: $(2f_1 - f_2)$, f_1 , f_2 i $(2f_2 - f_1)$ przenoszone są do pasma pośredniej częstotliwości. Składniki intermodulacji położone są bardzo blisko częstotliwości f_{p1} i f_{p2} i dlatego pojawiają się na wyjściu mieszacza nawet w przypadku wąskiego pasma częstotliwości pośrednich.

Na rys. 11.10B są charakterystyki obu produktów intermodulacji: $|(2f_1 - f_2) - f_H|$ oraz $|(2f_2 - f_1) - f_H|$ dla przypadku, gdy moce obu sygnałów P_1 i P_2 są sobie równe. Jak już wiemy, moce tych produktów zwiększają się proporcjonalnie do P_1^3 i do P_2^3 . Różnicuje to istotnie nachylenie obu pokazanych na rys. 11.10B charakterystyk.



Rys. 11.10. Ilustracja powstawania produktów intermodulacji. **A)** Charakterystyki widmowe przemiany w przypadku mieszania dwóch sygnałów o częstotliwościach f_1 i f_2 . **B)** Produkty intermodulacji dwutonowej w zależności od mocy sygnałów.

Ważnym parametrem mieszacza, charakteryzującym dwutonowe zniekształcenia intermodulacyjne, jest poziom mocy P_S , odpowiadający tzw. punktowi przecięcia 3. rzędu. Jest to punkt przecięcia charakterystyki $P_P(P_S)$ z charakterystyką produktów intermodulacji. Aby punkt przecięcia przesunąć w stronę większych mocy, należy powiększyć moc heterodyny. Jednym ze sposobów jest wprowadzenie do mieszacza par szeregowo połączonych diod Schottky'ego.

W odbiornikach telewizji CATV procesowi mieszania poddany jest grzebień częstotliwości nośnych odpowiadających kolejnym kanałom telewizji. Wielka liczba produktów intermodulacji trafia do każdego z sąsiednich kanałów. Aby utrzymać wysoką jakość transmitowanych programów, należy minimalizować wpływ składników intermodulacji. Można to

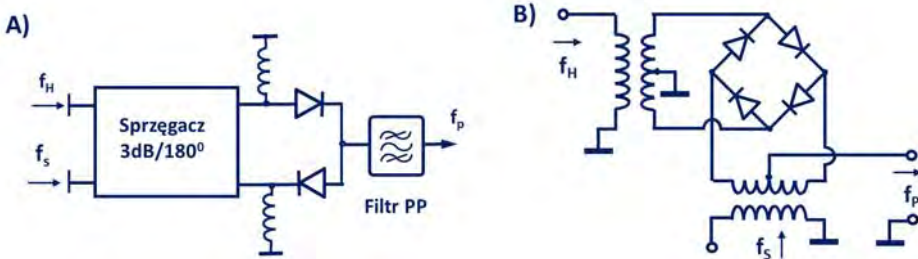
osiągnąć utrzymując odpowiednio niski poziom mocy sygnałów. Z rys. 11.10B można odczytać, że dla $P_S = -20$ dBm odstęp między produktami przemiany a produktami intermodulacji wynosi 60 dB; dla $P_S = 0$ dBm wynosi już tylko 20 dB.

11.4. Obwody mieszaczy

11.4.1. Mieszacze zrównoważone

Mieszacze jednodiodowe, mimo prostoty budowy, mają cały szereg wad i w rezultacie są rzadko stosowane. Częściej korzysta się z mieszaczy dwu- i wielodiodowych w konfiguracjach zrównoważonych.

Prosty przykład obwodu mieszacza dwudiodowego pokazano na rys. 11.11A. Mieszacz ten jest nazywany pojedynczo zrównoważonym. Istotnym jego elementem jest czterowrotowy sprzęgacz kierunkowy 3 dB/ 180° . Do pary wrót wejściowych sprzęgacza doprowadzono moce sygnału i heterodyny. Do wrót wyjściowych dołączono dwie diody. Uziemione indukcyjności zapewniają przepływ składowych stałych prądu w obwodach diod. Składowe prądu diod o częstotliwości pośredniej f_p dodają się i poprzez filtr pasmowoprzepustowy dopływają do wyjściowego portu mieszacza. Tego rodzaju konfiguracja diod, w połączeniu z przesunięciem faz wprowadzonym przez sprzęgacz, powoduje naturalne tłumienie harmonicznych częstotliwości heterodyny i składników intermodulacji związanych z tymi harmonicznymi. Stopień wytłumienia zależy przede wszystkim od tego, czy diody mają jednakowe charakterystyki, czy sprzęgacz równo dzieli doprowadzone do wrót wejściowych moce i czy wprowadzone przez niego przesunięcie faz jest równe 180° . Inną ważną zaletą opisywanego mieszacza jest dobra izolacja wrót heterodyny i sygnału.



Rys. 11.11. Mieszacze zrównoważone. **A)** Mieszacz zrównoważony dwudiodowy ze sprzęgaczem 3 dB. **B)** Mieszacz podwójnie zrównoważony z kwartetem diod, „ringiem”.

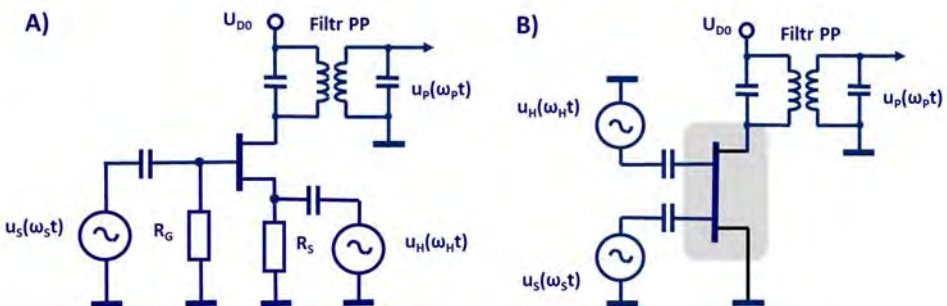
Na rys. 11.11B przedstawiono obwód czterodiodowego mieszacza podwójnie zrównoważonego. Zastosowano w nim kwartet diod połączonych pierścieniowo, zwany „ringiem”. Napięcia heterodyny i sygnału doprowadzono do diod za pomocą szerokopasmowych transformatorów o niesymetrycznych wyjściach (należy zauważyć, że żaden z punktów

kwartetu nie jest uziemiony). Układ taki zapewnia naturalną izolację między wszystkimi wrotami mieszacza, tłumi parzyste harmoniczne i związane z nimi produkty intermodulacji. Pewnym problemem jest konstrukcja transformatorów o symetrycznych wyjściach. Problemy te rozwiązano w pasmach wykorzystywanych w telekomunikacji mobilnej.

11.4.2. Mieszacze tranzystorowe

Diody Schottky'ego są powszechnie stosowane w obwodach mieszaczy ze względu na możliwość szerokopasmowej pracy i stosunkowo niski poziom szumów. Względnie duża wartość strat przemiany skłaniała do prób wykorzystania tranzystorów, aby w procesie przemiany częstotliwości uzyskać wzmocnienie sygnału. Analiza parametrów tranzystorów bipolarnych i FET wykazała, że te ostatnie będą pracowały lepiej niż bipolarne, głównie ze względu na mniejsze szумы i możliwość szerokopasmowej pracy.

Na rys. 11.12A pokazano proste rozwiązanie obwodu mieszacza z tranzystorem FET. W tranzystorze tym prąd drenu jest nieliniową funkcją napięcia bramki. Do bramki doprowadzony jest sygnał niosący informację i podlegający mieszaniu. Sygnał heterodyny doprowadzony jest do zacisku źródła. Składowe procesy przemiany częstotliwości są składnikami prądu drenu. Dlatego w obwodzie drenu umieszczono filtr pasmowoprzepustowy pozwalający skierować sygnał o częstotliwości pośredniej do portu wyjściowego.



Rys. 11.12. Mieszacze tranzystorowe. **A)** Prostý układ mieszacza z tranzystorem FET zapewniający dobrą izolację między wrotami sygnału, heterodyny i częstotliwości pośredniej. **B)** Układ mieszacza z dwubramkowym tranzystorem FET.

Tranzystor FET z podwójną bramką jest często stosowany w układach mieszaczy. Istnieje kilka wersji obwodów mieszaczy z tym typem tranzystora FET. Na rys. 11.12B pokazano obwód mieszacza w wersji stosowanej w wielu odbiornikach. Działanie obwodu można wyjaśnić, jeśli wziąć pod uwagę, że FET z podwójną bramką jest kaskadowym połączeniem dwóch tranzystorów. Tranzystor dolny pracuje w nieliniowym reżimie i zapewnia realizację procesu mieszania. Tranzystor górny działa jako wtórnik i do jego bramki dostarczany jest sygnał heterodyny. W obwodzie drenu umieszczony jest filtr pasmowoprzepustowy, którego zadaniem jest wyprowadzenie wstęgi dolnej do portu wyjściowego.

Zastosowanie tranzystorów FET w mieszaczach pozwala uzyskać kilkudocybelowe wzmocnienie przetwarzanego sygnału. Mieszacze tranzystorowe dobrze sprawdzają się w układach scalonych i są często wykorzystywane w telefonach telekomunikacji mobilnej. Pasmo pracy tych mieszaczy jest wystarczająco duże do pracy w sieciach komórkowych.

11.5. Podsumowanie

Przemiana częstotliwości należy do podstawowych technik procesu przetwarzania i obróbki sygnału, zarówno w układach nadawczych, jak i odbiorczych. W zależności od tego co jest końcowym celem tego procesu, przyjmuje różne nazwy.

Proces, w którym w rezultacie doprowadzenia dwóch sygnałów o różnych częstotliwościach pojawiają się w obwodzie składniki o częstotliwościach różnicowej i sumacyjnej, nazywany jest **przemianą częstotliwości**.

Proces przemiany nazywany jest **detekcją**, gdy użytecznym jest przyrost składowej stałej w rezultacie pojawienia się sygnału zmiennego.

Proces przemiany nazywany jest **powielaniem częstotliwości**, gdy użytecznymi w procesie przemiany są składniki $2f$, $3f$, $4f$,

Proces przemiany nazywamy **mieszaniem częstotliwości**, gdy wykorzystywany jest składnik o częstotliwości różnicowej ($\omega_1 - \omega_2$), lub sumacyjnej ($\omega_1 + \omega_2$).

Proces przemiany nazywamy **modulacją**, gdy wykorzystujemy dwa składniki o częstotliwościach ($\omega_1 - \omega_2$) i ($\omega_1 + \omega_2$). Proces modulacji opisany zostanie dokładniej w kolejnym rozdziale.

Obecność w prądzie obwodu wielu rozmaitych składników, z których tylko niektóre są użyteczne, wymaga ostrożnego dobierania poziomów mocy w kolejnych etapach obróbki i stosowania filtrów, by usunąć składniki niepotrzebne.