

Technika Bezprzewodowa i Anteny – laboratorium

Instrukcja do ćwiczenia nr 1

Wojciech Kazubski

**Instytut Radioelektroniki i Technik Multimedialnych
Wydział Elektroniki i Technik Informacyjnych
POLITECHNIKA WARSZAWSKA
Warszawa 2025**

Spis treści

1. ĆWICZENIE NR 1: TOR RADIOKOMUNIKACYJNY	3
1. Cel i zakres ćwiczenia	3
2. Wprowadzenie do ćwiczenia	3
2.1. Wstęp	3
2.2. Analogowy tor radiowy	6
2.2.1. Nadajnik	6
2.2.2. Odbiornik	8
2.3. Mieszacz	10
2.3.1. Mieszacze zrównoważone	11
2.3.2. Przemiana częstotliwości w odbiornikach	12
2.3.3. Przemiana częstotliwości w nadajnikach	13
2.3.4. Mieszacz jako modulator	14
2.3.5. Przemiana kwadraturowa w odbiorniku	15
3. Przebieg ćwiczenia	16
3.1. Badanie analogowego toru radiowego	16
3.1.1. Pomiar częstotliwości fali nośnej nadajnika	19
3.1.2. Badanie sygnału wyjściowego nadajnika	20
3.1.3. Badanie odbiornika	21
3.2. Badanie wzmacniacza	23
3.3. Badanie mieszacza	24
3.4. Badanie modulatora	24
3.5. Badanie przemiany kwadraturowej	26
4. Zagadnienia kolokwium wstępnego	27
5. Literatura pomocnicza	28
6. Zaliczenie	28

1. Ćwiczenie nr 1: Tor radiokomunikacyjny

1. Cel i zakres ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest zapoznanie studentów z konstrukcją układów nadawczych i odbiorczych stosowanych w technice radiowej. Badane są zarówno klasyczne układy analogowe, stosowane w klasycznej radiofonii i radiokomunikacji analogowej jak i nowoczesne układy charakterystyczne dla technik cyfrowej transmisji sygnałów i radia programowalnego (SDR – Software Defined Radio).

2. Wprowadzenie do ćwiczenia

2.1. Wstęp

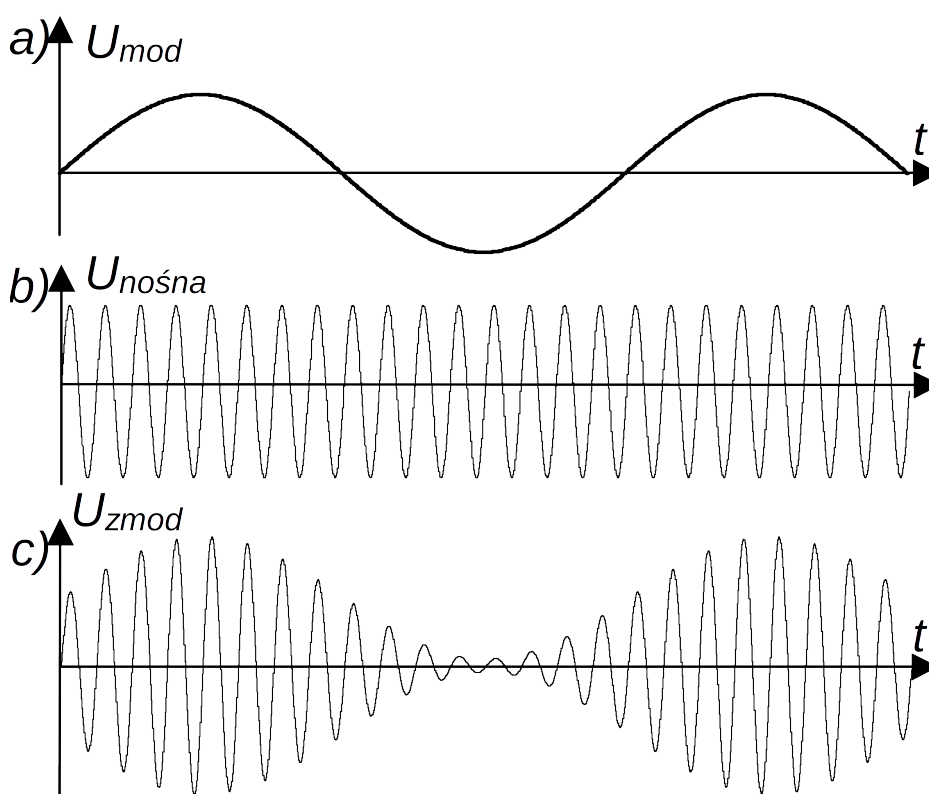
Klasyczny analogowy sygnał mowy lub muzyki przesyłany w systemach radiokomunikacyjnych, obejmuje pasmo częstotliwości rozciągające się od kilkudziesięciu lub kilkuset herców do kilku lub kilkunastu kiloherców. W przypadku sygnałów cyfrowych stosowanych do transmisji danych, sygnałów telewizji cyfrowej czy coraz szerzej stosowanej transmisji dźwięku cyfrowego pasmo bywa różnej szerokości, ale zwykle obejmuje częstotliwości od zera do częstotliwości porównywalnej z szybkością transmisji wyrażonej w bitach na sekundę. Z kolei pasmo częstotliwości fal radiowych przydatne do transmisji informacji obejmuje zakres od kilkudziesięciu kiloherców do wielu gigaherców. Jak można zauważyć, pasma częstotliwości radiowych praktycznie nie pokrywają się z pasmami sygnałów informacyjnych, które chcemy przesyłać, co powoduje że informacji nie można przesłać bezpośrednio drogą radiową. Ponadto stosunek częstotliwości maksymalnej do minimalnej typowych sygnałów informacyjnych jest tak duży, że warunki propagacji poszczególnych fragmentów widma częstotliwości tych sygnałów mogą się istotnie różnić. Ponadto budowa anten pracujących w szerokim zakresie częstotliwości jest znacznie trudniejsza, nie wspominając o tym, że musiałyby mieć one bardzo duże wymiary

Aby skutecznie przesłać sygnał drogą radiową konieczne jest zastosowanie modulacji po stronie nadawczej przekształcającej niskoczęstotliwościowy sygnał oryginalny w sygnał wysokoczęstotliwościowy przydatny do transmisji radiowej. Sygnał ten jest zwykle sygnałem wąskopasmowym, co ułatwia konstrukcję anten i innych układów radiokomunikacyjnych. Po stronie odbiorczej konieczne jest zastosowanie odwrotnego procesu zwanego demodulacją do odtworzenia sygnału oryginalnego.

Dodatkowo, dzięki modulacji możliwe jest przesyłanie wielu niezależnych sygnałów informacyjnych jednocześnie. Każdemu z nich zostanie przypisana inna częstotliwość fali nośnej i

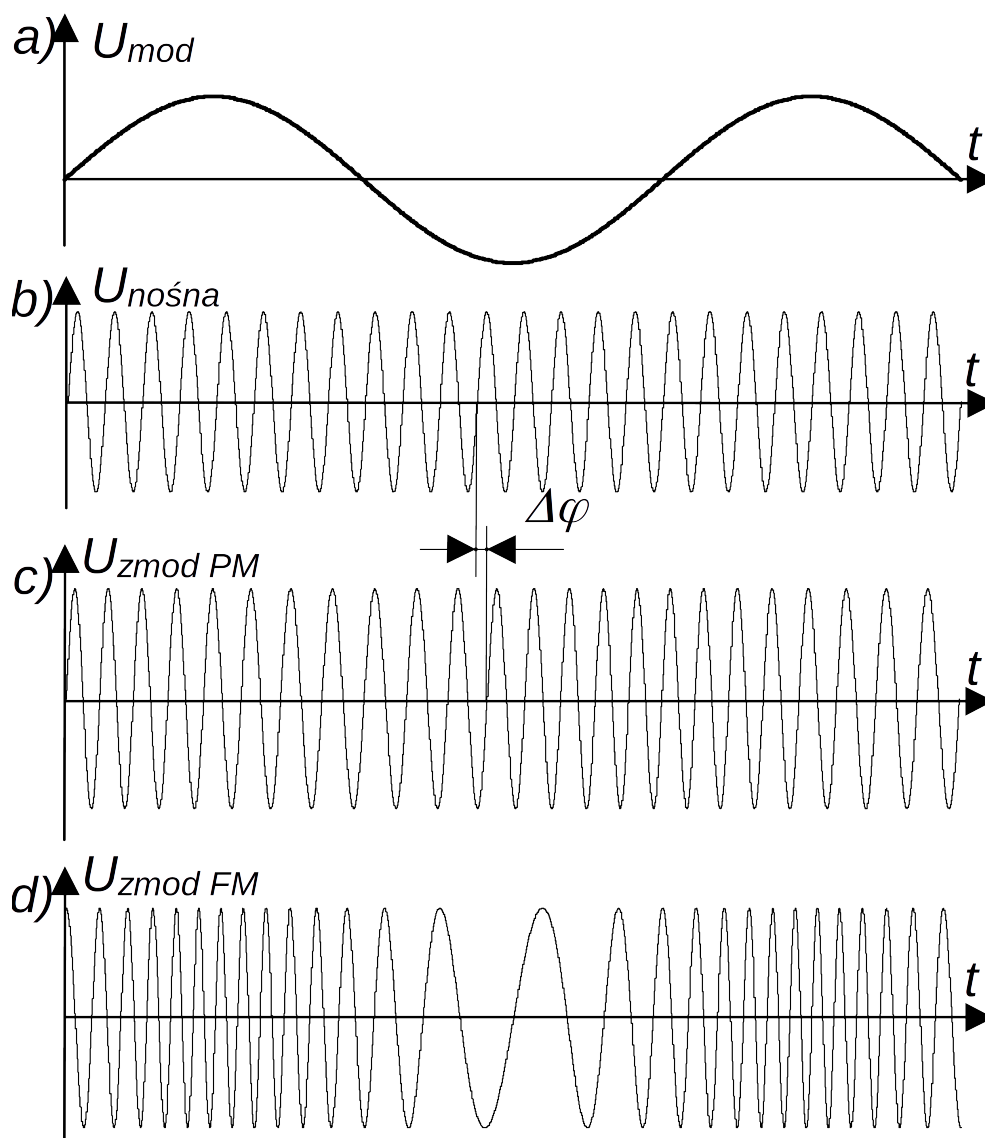
odpowiadający jej inny wycinek widma fal radiowych. Szerokość tego wycinka zależy od właściwości sygnału modulującego (szerokość pasma sygnału analogowego czy szybkość transmisji informacji przy modulacjach cyfrowych) oraz sposobu modulacji.

W większości systemów radiokomunikacyjnych modulacji poddaje się sinusoidalną falę nośną, uzależniając jeden z jej parametrów (amplitudę, częstotliwość lub fazę) od wartości chwilowej sygnału modulującego. W przypadku modulacji sygnałem analogowym jeśli sygnał modulujący oddziałuje na amplitudę fali nośnej, to modulację taką nazywamy modulacją amplitudy (AM – Amplitude Modulation). Przebieg czasowy sygnału z modulacją amplitudy pokazano na rys. 2.1.



Rys. 2.1 Modulacja amplitudy (AM): a) sygnał modulujący; b) fala nośna; c) sygnał zmodulowany

Alternatywnie modulować można częstotliwość sygnału fali nośnej, dzięki czemu używamy modulację częstotliwości (FM – Frequency Modulation) lub jej fazę i otrzymujemy wtedy modulację fazy (PM lub ΦM - Phase Modulation). Obie te modulacje często są określane wspólnym określeniem modulacji kąta. Zasadniczo sygnały z modulacją kąta charakteryzują się stałością amplitudy w funkcji czasu (rys. 2.2).



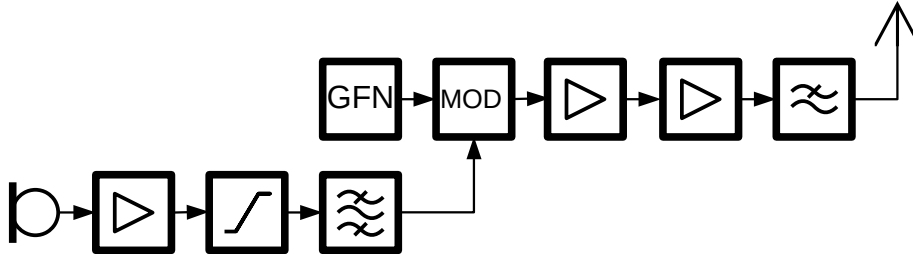
Rys. 2.2 Modulacja częstotliwości (FM) i fazy (PM): a) sygnał modulujący; b) fala nośna; c) sygnał z modulacją fazy (PM); d) sygnał z modulacją częstotliwości

Powyższe modulacje można również wykorzystać do transmisji informacji cyfrowej. W takim przypadku modulacja amplitudy jest określana skrótem ASK (Amplitude Shift Keying), modulacja częstotliwości skrótem FSK (Frequency Shift Keying) a modulacja fazy skrótem PSK (Phase Shift Keying). Modulacje cyfrowe mogą być dwustanowe, wtedy w jednym takcie przesyłany jest jeden bit informacji a amplituda, faza bądź częstotliwość sygnału zmodulowanego przybierają w danym momencie jedną z dwóch wartości zależnie od tego czy przesyłany bit to 0 czy 1; lub wielostanowe, co pozwala przesłać kilka bitów równocześnie w jednym symbolu transmisji. Często ilość stanów modulacji uwzględnia się w jej nazwie, np. 8-PSK oznacza modulację ośmiostanową, pozwalającą na przesłanie trzech bitów w jednym symbolu.

2.2. Analogowy tor radiowy

2.2.1. Nadajnik

Uproszczony schemat blokowy nadajnika radiowego pokazany jest na rysunku (2.3).



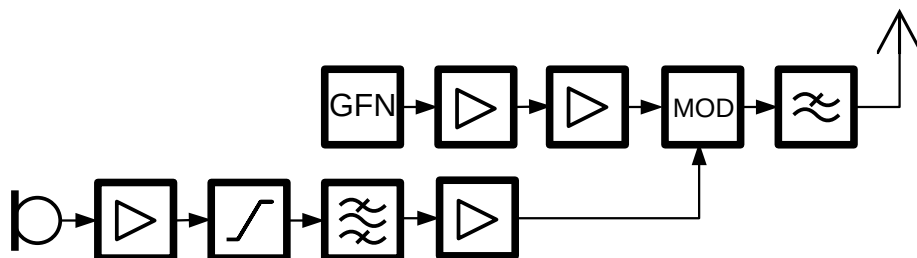
Rys. 2.3 Schemat blokowy nadajnika radiowego

Podstawowe bloki funkcjonalne to:

- Generator fali nośnej (GFN) – odpowiedzialny za wytworzenie fali nośnej o odpowiedniej częstotliwości, częstotliwość ta nie powinna ulegać zmianom wynikającym ze starzenia się elementów, zmian temperatury, napięcia zasilania i innych czynników. Nadmierne zmiany częstotliwości generowanej mogą doprowadzić do powstania zakłóceń w sąsiednich kanałach transmisyjnych.
- Modulator (MOD) – zapewnia nałożenie modulacji na sygnał fali nośnej.
- Wzmacniacz mocy – zapewnia wzmocnienie sygnału wyjściowego nadajnika do odpowiedniego poziomu mocy. Najczęściej budowany z wykorzystaniem tranzystorów mocy w. cz. (bipolarnych lub polowych) a dawniej nadawczych lamp elektronowych.
- Filtr wyjściowy – zwykle dolnoprzepustowy, rzadziej pasmowoprzepustowy, filtr tłumiący harmoniczne powstające podczas wzmacniania sygnału we wzmacniaczu mocy.
- Tor sygnału modulacyjnego, który może zawierać następujące bloki:
 - Wzmacniacz sygnału modulującego zapewniający wymagany poziom sygnału modulującego niezbędny do poprawnej pracy modulatora,
 - Ogranicznik amplitudy sygnału modulującego, stosowany aby uniknąć przemodulowania które (zwłaszcza przy modulacji FM) również może spowodować zakłócenia w kanałach sąsiednich.
 - Filtr pasmowoprzepustowy tłumiący składowe sygnału modulującego, które nie powinny być wyemitowane. Zbyt szerokie pasmo sygnału modulującego może spowodować nadmierne poszerzenie widma sygnału zmodulowanego a tym samym zakłócenia w kanałach sąsiednich,

Niekiedy (zazwyczaj przy klasycznej modulacji AM) funkcję modulatora pełni ostatni stopień wzmacniacza mocy, jest to przykład modulacji na dużym poziomie mocy. Modulację

taką realizuje się poprzez uzależnienie napięcia zasilania tranzystora (lampy) w tym stopniu od sygnału modulacyjnego. Jeśli tranzystor (lampa) są wysterowane dostatecznie silnym sygnałem wejściowym w. cz. to amplituda sygnału wyjściowego zależy niemal wyłącznie od chwilowego napięcia zasilania. Przy takiej konstrukcji unika się kłopotliwego wzmacniania sygnału o zmiennej amplitudzie, jednak tor sygnału modulacyjnego musi dostarczyć sygnał modulujący o mocy porównywalnej z mocą wyjściową nadajnika.



Rys. 2.4 Schemat blokowy nadajnika radiowego z modulacją na poziomie dużej mocy

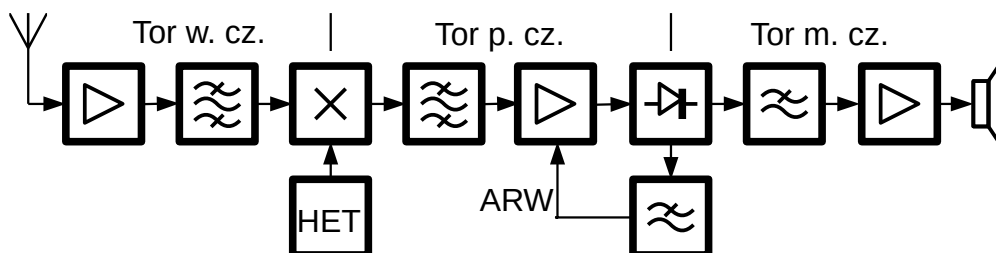
W nadajnikach FM modulacja jest realizowana na poziomie małej mocy, gdyż sygnał zmodulowany ma stałą amplitudę i nie jest wrażliwy na nieliniowość charakterystyki przenoszenia wzmacniacza mocy. W obecnych konstrukcjach nadajników FM modulator jest często zintegrowany z generatorem fali nośnej.

Modulacja PM w wersji analogowej jest stosowana bardzo rzadko a ponieważ taki sygnał ma (podobnie jak sygnał FM) stałą amplitudę, to modulacja również może odbywać się na poziomie małej mocy a wzmacniacz mocy może być nieliniowy. Inna sytuacja zachodzi w przypadku modulacji fazy sygnałem cyfrowym (modulacja PSK). Ze względu na występujące w nim skoki fazy pomiędzy kolejnymi symbolami, sygnał PSK ma bardzo szerokie widmo częstotliwości i zwykle musi być przepuszczony przez odpowiedni filtr pasmowoprzepustowy aby nie zakłócał sąsiednich transmisji. Traci się wtedy stałość amplitudy sygnału zmodulowanego a wzmacniacz mocy nadajnika musi przenosić sygnał liniowo (lub prawie liniowo, niewielkie odchylenia od liniowości są zwykle dopuszczalne). W pewnych typach modulatorów (takich jak badany w ćwiczeniu modulatory z układami mnożącymi) filtracja pasmowoprzepustowa sygnału zmodulowanego może być zastąpiona filtracją dolnoprzepustową nałożoną na sygnał modulujący, co jest znacznie łatwiejsze do realizacji.

Przy modulacji FSK filtracja sygnału zmodulowanego (lub modulującego) może nie być konieczna, o ile modulator zapewnia ciągłość fazy sygnału wyjściowego, ale niekiedy się ją stosuje (np. w modulacji GMSK stosowanej w telefonii komórkowej przepuszcza się sygnał modulujący przez filtr o charakterystyce Gaussa). Ciągłość fazy uzyskuje się gdy modulacja FSK odbywa się przez zmianę częstotliwości jednego generatora. Jeśli ciągłość fazy nie jest zachowana to widmo jest podobnie szerokie jak przy modulacji PSK.

2.2.2. Odbiornik

Schemat blokowy klasycznego analogowego odbiornika z przemianą częstotliwości (superheterodynowego) jest pokazany na rysunku 2.5.



Rys. 2.5 Schemat blokowy odbiornika radiowego z przemianą częstotliwości

Jego bloki funkcjonalne to:

- Wzmacniacz w. cz., oznaczany często angielskim skrótem LNA – Low Noise Amplifier, służy do wstępnego wzmocnienia sygnału z anteny dzięki czemu można uzyskać wymaganą czułość. W odbiornikach na niskie częstotliwości (fale długie i średnie) może nie być potrzebny.
- Filtr w. cz. tłumiący sygnał o częstotliwości lustrzanej.
- Mieszacz zapewni przemianę częstotliwości z częstotliwości wejściowej na częstotliwość pośrednią.
- Heterodyna (generator lokalny) zapewnia sygnał niezbędny do przemiany częstotliwości w mieszaczu.
- Filtr pośredniej częstotliwości – filtr pasmowoprzepustowy zapewniający wydzielenie właściwego sygnału z całego widma sygnałów radiowych, decyduje o selektywności odbiornika.
- Wzmacniacz p. cz. wzmacnia wyfiltrowany sygnał odbierany do poziomu wymaganego przez demodulator.
- Demodulator odtwarzający oryginalny sygnał informacyjny.
- Filtr poddetekcyjny tłumiący pozostałości fali nośnej.
- Wzmacniacz m. cz. (przy sygnałach analogowych) lub układ decyzyjny (przy sygnałach cyfrowych)

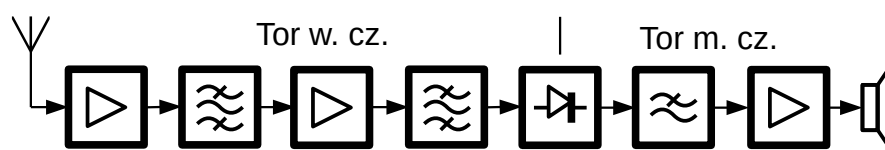
Przemiana częstotliwości w odbiorniku superheterodynowym przenosi odbierany sygnał (którego częstotliwość może być różna) na stałą częstotliwość pośrednią co umożliwia uzyskanie znacznie większej selektywności. Filtr pośredniej częstotliwości nie wymaga przestrajania i może mieć bardziej złożoną konstrukcję (więcej obwodów rezonansowych lub rezonatorów) niż filtry przestrajane. Dodatkowo, częstotliwość pośrednia może być znacznie niższa od częstotli-

wości odbieranej, co ułatwia budowę filtrów o odpowiednio wąskim paśmie przenoszenia. Parametry odbiornika z przemianą częstotliwości, takie jak szerokość pasma sygnału odbieranego czy tłumienie sygnału z kanału sąsiedniego, praktycznie nie zależą od częstotliwości.

Pewną wadą odbiornika z przemianą częstotliwości jest zjawisko odbioru sygnału lustrzanego. Z tego powodu zwykle nie rezygnuje się całkowicie z filtracji sygnału w torze w. cz., Sygnał lustrzany jest oddległy od właściwego sygnału o podwojoną częstotliwość pośrednią i z tego względu nie może ona być zbyt mała. W efekcie dobór częstotliwości pośredniej jest kompromisem pomiędzy łatwością realizacji filtru p. cz. a tłumieniem częstotliwości lustrzanej. Dodatkowym ograniczeniem jest to, by częstotliwość pośrednia znajdowała się poza pasmem częstotliwości odbieranych przez odbiornik.

Przy wyższych wymaganiach znalezienie jednej częstotliwości pośredniej zapewniającej spełnienie wszystkich powyższych wymagań nie jest możliwe i wtedy stosuje się podwójną przemianę częstotliwości. Pierwsza częstotliwość pośrednia (zwykle stosunkowo wysoka) zapewnia wymagane tłumienie sygnałów lustrzanych a na drugiej niższej częstotliwości pośredniej zachodzi właściwa filtracja sygnału odbieranego.

Istnieją także odbiorniki nie posiadające przemiany częstotliwości, zwane odbiornikami bezpośredniego wzmocnienia (rys. 2.6). Sygnał wejściowy o częstotliwości radiowej jest w nich wzmacniany i doprowadzany do demodulatora na tej samej częstotliwości. Cała filtracja sygnału w takim odbiorniku musi być uzyskana w torze w. cz. na częstotliwości odbieranego sygnału. Jeśli dodatkowo taki filtr musiałby być przestrajany aby odbierać sygnały z różnych nadajników pracujących na różnych częstotliwościach to realizacja takiego filtru staje się bardzo trudna lub nawet niemożliwa. Co więcej, wzmacniacze wysokiej częstotliwości w takich odbiornikach muszą mieć większe wzmocnienie, przez co są bardziej podatne na wzbudzenie.



Rys. 2.6 Schemat blokowy odbiornika bezpośredniego wzmocnienia

Poziom sygnału odbieranego przez odbiornik może ulegać zmianom ze względu na np. zmiany odległości odbiornika od nadajnika lub zmiany warunków propagacji fal. Aby zredukować zmiany poziomu sygnału na wyjściu odbiornika, często stosuje się w nim układ automatycznej regulacji wzmocnienia (ARW, ang. AGC – Automatic Gain Control). Przy wzroście poziomu sygnału wejściowego rośnie poziom sygnału na wyjściu demodulatora amplitudy w odbiorniku co poprzez odpowiednie sprzężenie powoduje zmniejszenie wzmocnienia wzmacniaczy w torze p. cz. a niekiedy też w torze w. cz., co przeciwdziała temu wzrostowi. Filtr dolnoprzepu-

stowy w torze ARW tłumi składowe szybkozmienne wywołane przez modulację amplitudy odbieranego sygnału a przepuszcza tylko składowe wolnozmienne wywołane zmianami propagacji.

2.3. Mieszacz

Mieszanie polega na doprowadzeniu dwóch sygnałów o różnych częstotliwościach do elementu nieliniowego, wtedy w obwodzie pojawiają się składowe o częstotliwościach równych sumie i różnicy częstotliwości doprowadzonych sygnałów. Jeśli element nieliniowy (np. dioda) ma charakterystykę prądowo-napięciową opisaną wyrażeniem:

$$i = f(u) = A_1 u + A_2 u^2 \quad (2.1)$$

a doprowadzone sygnały są określone zależnościami:

$$u(t) = u_1(t) + u_2(t) = U_h \cos \omega_h t + U_{we}(t) \cos(\omega_{we} t + \phi(t)) \quad (2.2)$$

gdzie pierwszy składnik opisuje sygnał heterodyny o stałej amplitudzie U_h i częstotliwości $f_h = \omega_h / 2\pi$ a drugi zmodulowany sygnał o amplitudzie chwilowej $U_{we}(t)$, częstotliwości $f_{we} = \omega_{we} / 2\pi$ i fazie chwilowej $\phi(t)$. to przebieg prądu w obwodzie jest określony przez:

$$i(t) = \frac{A_2}{2} [U_h^2 + U_{we}^2(t)] + A_1 U_h \cos \omega_h t + A_1 U_{we}(t) \cos(\omega_{we} t + \phi(t)) + \quad (2.3)$$

$$+ A_2 U_h U_{we}(t) \cos \omega_h t \cos(\omega_{we} t + \phi(t))$$

ostatni wyraz można przekształcić do postaci:

$$\dots + \frac{A_2}{2} U_h U_{we}(t) \cos[(\omega_h + \omega_{we})t + \phi(t)] + \frac{A_2}{2} U_h U_{we}(t) \cos[(\omega_h - \omega_{we})t - \phi(t)] \quad (2.4)$$

Opisuje on produkty mieszania zawierające sygnały o częstotliwościach $f_h + f_{we}$ i $f_h - f_{we}$. Jak można zauważyć, ich amplituda jest proporcjonalna do amplitudy sygnału wejściowego co świadczy, że zachowują one modulację sygnału wejściowego. W praktyce jest to słuszne jeśli amplituda sygnału wejściowego jest znacznie mniejsza niż amplituda sygnału heterodyny. Dla ustalonego poziomu sygnału heterodyny mieszacz można zamodelować liniowym blokiem funkcjonalnym zmieniającym częstotliwość sygnału i charakteryzującym się określonym wzmocnieniem lub tłumieniem przemiany. Wzmocnienie to będzie oczywiście funkcją poziomu sygnału heterodyny.

Oprócz produktów przemiany w sygnale wyjściowym takiego mieszacza występują składowe o częstotliwości sygnału wejściowego i sygnału heterodyny. Jest to zjawisko niepożądane gdyż składowe te mają znaczną amplitudę i zaśmiecają widmo sygnału wyjściowego.

W rzeczywistych warunkach charakterystyka elementu nieliniowego zawiera wyrazy wyższych rzędów niż drugi, przez co w procesie mieszania powstają także harmoniczne i produkty mieszania wyższych rzędów. Niekiedy są one wykorzystywane celowo (przemiana z har-

moniczną heterodyny), jednak w ogólnym przypadku powodują powstawanie w sygnale wyjściowym niepożądanych produktów intermodulacji, analogicznie jak we wzmacniaczu. Podobnie jak we wzmacniaczu można określić również poziom kompresji sygnału wejściowego P_{-1dB} .

W praktyce proste mieszacze diodowe są stosowane jedynie w układach mikrofalowych, gdzie bardziej złożone mieszacze są niemożliwe do realizacji lub zbyt kosztowne. W mieszaczach na zakresy częstotliwości radiowych stosuje się układy zmodyfikowane w dwóch kierunkach:

- zastosowanie tranzystorów zamiast diod, można wtedy uzyskać wzmocnienie sygnału,
- zastosowanie układów z kilkoma elementami nieliniowymi, co pozwala na eliminację części sygnałów niepożądanych (mieszacze zrównoważone).

2.3.1. Mieszacze zrównoważone

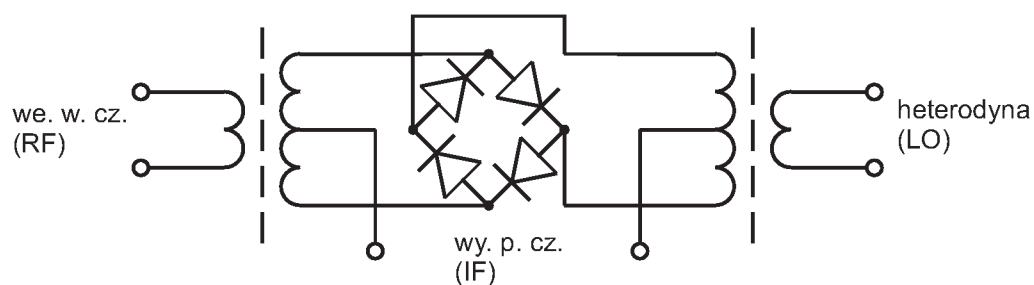
Mieszacze zrównoważone są układami realizującymi mnożenie sygnałów:

$$u_{wy}(t) = k u_1(t) u_2(t) = k U_h \cos \omega_h t U_{we}(t) \cos(\omega_{we} t + \phi(t)) \quad (2.5)$$

gdzie k jest współczynnikiem wyrażonym w jednostkach $1/V$. W tym przypadku, po zastosowaniu przekształceń trygonometrycznych uzyskuje się wyłącznie sygnały o częstotliwościach sumacyjnej i różnicowej:

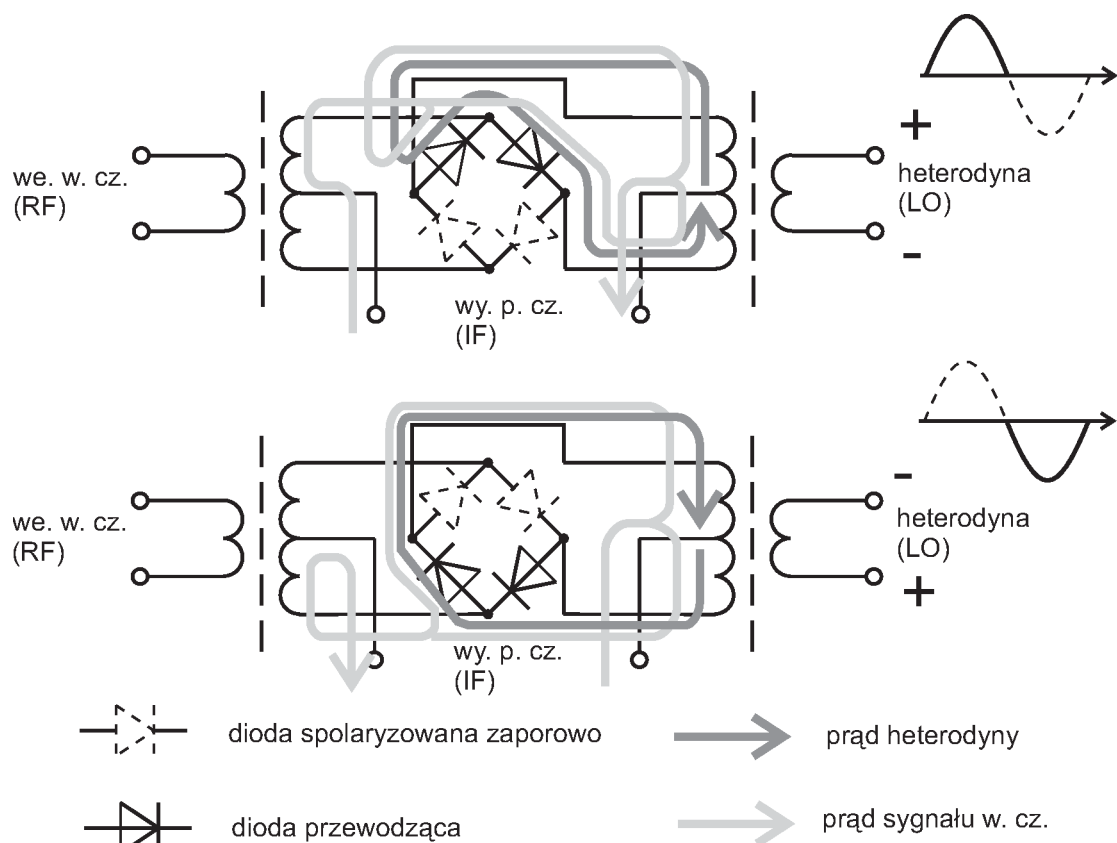
$$u_{wy}(t) = \frac{k}{2} U_h U_{we}(t) \cos[(\omega_h + \omega_{we})t + \phi(t)] + \frac{k}{2} U_h U_{we}(t) \cos[(\omega_h - \omega_{we})t - \phi(t)] \quad (2.6)$$

Sygnały wejściowy i heterodyny teoretycznie nie powinny pojawiać się na wyjściu, w praktyce ich tłumienie jest skończone i w typowych realizacjach jest na poziomie 30...40dB. Mieszacze zrównoważone często nazywane są też mieszaczami iloczynowymi.



Rys. 2.7 Diodowy mieszacz pierścieniowy

Klasyczną techniką realizacji mieszacza zrównoważonego jest mieszacz pierścieniowy pokazany na rysunku 2.7. Zawiera on cztery diody i dwa transformatory. Przy analizie działania można przyjąć, że sygnał heterodyny ma tak dużą amplitudę że diody są przez niego przełączane od stanu pełnego przewodzenia do pełnego zatkania. Rozpływ prądów w mieszaczu dla obu kierunków chwilowego napięcia sygnału heterodyny jest przedstawiony na rysunku 2.8.



Rys. 2.8 Działanie diodowego mieszacza zrównoważonego

W efekcie sygnał wyjściowy mieszacza odpowiada iloczynowi sygnału wejściowego i znaku sygnału heterodyny:

$$u_{wy}(t) = k \operatorname{sgn}[u_1(t)] u_2(t) = k \operatorname{sgn}[\cos \omega_h t] U_{we}(t) \cos(\omega_{we} t + \phi(t)) \quad (2.7)$$

Widmo takiego sygnału zawiera wyłącznie składowe o częstotliwościach równych sumie i różnicy częstotliwości sygnału wejściowego i heterodyny oraz jej nieparzystych harmonicznych.

Mieszacze zrównoważone można także zbudować z tranzystorów bipolarnych lub polowych połączonych w dwie lub trzy pary różnicowe (mieszacz Gilberta) lub z kluczy analogowych przełączanych sygnałem heterodyny (mieszacz Tayloa). Przy mieszaniu sygnałów cyfrowych mieszanie iloczynowe realizuje się poprzez matematyczne mnożenie kolejnych elementów ciągu liczb opisujących próbki sygnału wejściowego przez odpowiednie liczby będące próbkami sygnału heterodyny.

2.3.2. Przemiana częstotliwości w odbiornikach

W odbiorniku z przemianą częstotliwości sygnał wejściowy o częstotliwości f_{we} musi być przeniesiony na częstotliwość pośrednią f_{pcz} . Można tego dokonać doprowadzając do mieszacza sygnał heterodyny o częstotliwości f_{het1} lub f_{het2} :

$$f_{het1} = f_{we} + f_{pcz} \quad \text{oraz} \quad f_{het2} = |f_{we} - f_{pcz}| \quad (2.8)$$

a przemiana częstotliwości zachodzi zgodnie z zależnością odpowiednio:

$$f_{pcz} = f_{het1} - f_{we} \quad \text{oraz} \quad f_{pcz} = f_{we} - f_{het2} \quad \text{lub} \quad f_{pcz} = f_{we} + f_{het2} \quad (2.9)$$

(jeśli częstotliwość pośrednia jest większa od wejściowej).

Pierwszy wariant jest bezpieczniejszy pod tym względem, że częstotliwość heterodyny (ani żadna jej harmoniczna) nie będą równe ani częstotliwości wejściowej ani częstotliwości pośredniej. Gdyby tak się zdarzyło, to sygnał odbierany byłby zakłócony przez silny sygnał heterodyny. Drobnym problemem może być zachodzące w tym wariancie odwrócenie widma odbieranego sygnału, co w pewnych sytuacjach może wymagać uwzględnienia w konstrukcji demodulatora. Przykładowo, odbierany sygnał jednowstęgowy USB (górna wstęga boczna) dotrze do demodulatora jako sygnał LSB (dolna wstęga boczna). W drugim wariancie odwrócenie widma nie występuje a częstotliwość heterodyny jest niższa, ale względny zakres zmiany częstotliwości $f_{het\ max} / f_{het\ min}$ będzie większy.

W obu przypadkach będą różne częstotliwości lustrzane, będą wynosić odpowiednio:

$$f_{l1} = f_{het1} + f_{pcz} = f_{we} + 2 f_{pcz} \quad \text{oraz} \quad f_{l2} = |f_{het2} - f_{pcz}| = |f_{we} - 2 f_{pcz}| \quad (2.10)$$

2.3.3. Przemiana częstotliwości w nadajnikach

Przemianę częstotliwości w nadajnikach stosuje się znacznie rzadziej, zasadniczo tylko wtedy gdy modulator musi pracować na stałej częstotliwości lub nie da się go zbudować na wymaganej częstotliwości pracy nadajnika. Pierwszy przypadek zachodzi np. w nadajnikach pracujących z modulacją jednowstęgową (AM-SSB-SC, w skrócie nazywanej SSB), w których wytworzenie sygnału jednowstęgowego odbywa się poprzez przepuszczenie sygnału dwuwstęgowego DSB (z wytłumioną falą nośną) przez filtr przepuszczający tylko jedną wybraną wstęgę boczną. Ze względu na bardzo wąskie pasmo przenoszenia, realizacja takiego filtru jako przestrajanego byłaby bardzo trudna lub niemożliwa. Z tego względu modulator i filtr pracują na stałej częstotliwości pośredniej a proces przetwarzania sygnału w takim nadajniku jest odwróceniem odbioru sygnału w odbiorniku z przemianą częstotliwości. W urządzeniach nadawczo-odbiorczych SSB ten sam filtr jest często wykorzystywany w torze p. cz. odbiornika podczas odbioru sygnału i w torze nadajnika podczas nadawania.

W przemianie częstotliwości w nadajniku powstają oba produkt przemiany, sumacyjny f_{wy1} jak i różnicowy f_{wy2} :

$$f_{wy1} = f_{pcz} + f_{het} \quad \text{oraz} \quad f_{wy2} = |f_{pcz} - f_{het}| \quad (2.11)$$

z których tylko jeden jest sygnałem użytecznym.

Niepotrzebny produkt przemiany musi zostać wytłumiony w taki stopniu, aby odpowiednie wymagania na poziomy emisji sygnałów niepożądanych były spełnione. Wymagania te muszą być spełnione również dla innych składowych występujących na wyjściu mieszacza, w tym sygnałów wejściowych przemiany ich harmonicznym i produktów przemiany wyższych rzędów.

Mieszacze zrównoważone mają istotnie niższy poziom tych produktów, co jest bardzo korzystne, i powinny być używane, jednak nawet one zwykle nie zapewniają dostatecznie niskiego poziomu sygnałów niepożądanych bez uzupełnienia o odpowiednie filtry pasmowoprzepustowe.

2.3.4. Mieszacz jako modulator

Jeśli co najmniej jedno wejście mieszacza ma zerową dolną częstotliwość graniczną, to może być on wykorzystany jako modulator. W przypadku diodowego mieszacza pierścieniowego (rys. 2.7) jest to port IF, mogący pracować także jako wejście. Sygnał zmodulowany jest wtedy odbierany z portu RF. Mieszacz taki może być traktowany jako czteroćwiartkowy układ mnożący, mogący przetwarzać zarówno dodatnie jak i ujemne sygnały wejściowe na obu wejściach.

Pojedynczy mieszacz jest w stanie wytworzyć sygnał z analogową modulacją AM-DSB, zarówno bez fali nośnej (AM-DSB-SC) jak i z falą nośną (klasyczna AM). W drugim przypadku do sygnału modulacyjnego należy dodać składową stałą odpowiedzialną za poziom fali nośnej w sygnale zmodulowanym.

Jeśli sygnał modulujący przyjmuje dyskretne wartości to uzyskuje się cyfrowy odpowiednik modulacji AM, modulację ASK. Modulacja może być dwu- lub wielostanowa w zależności od liczby poziomów sygnału modulującego. Jeśli dwustanowy sygnał modulujący jest bipolarny (napiecie wejściowe modulujące przyjmuje wartości $+U$ i $-U$) to ze względu na tożsamość trygonometryczną:

$$-\cos \alpha = \cos(\alpha + \pi) \quad (2.12)$$

sygnał zmodulowany jest równoważny dwustanowej modulacji PSK.

Większe możliwości daje zastosowanie dwóch mieszaczy pracujących w kwadraturze, czyli sterowanych dwoma przebiegami fali nośnej o tej samej częstotliwości ale o fazach różniących się o $\pi/2$ (90°), oraz zsumowanie ich sygnałów. Można wtedy swobodnie sterować amplitudą i fazą chwilową sygnału wyjściowego, co pozwala realizować dowolne modulacje, zarówno analogowe jak i cyfrowe. Konieczne jest tu wyznaczenie chwilowych składowych I oraz Q wektora modulacji z odpowiednią szybkością wynikającą z pasma sygnału modulującego. Przy obecnym stanie techniki zwykle wykorzystuje się do tego techniki cyfrowego przetwarzania sygnałów (DSP).

Alternatywna interpretacja zjawisk zachodzących w modulatorze kwadraturowym zakłada, że doprowadzone do mieszaczy sygnały modulujące I oraz Q są składowymi zespolonego sygnału zmodulowanego o zerowej częstotliwości nośnej i są mnożone przez zespolony sygnał fali nośnej:

$$\cos \omega t - j \sin \omega t = e^{-j\omega t} \quad (2.13)$$

co daje przesunięcie w dziedzinie częstotliwości na żadaną częstotliwość wyjściową. Zazwyczaj sygnałem wyjściowym U_{wy} modulatora kwadraturowego jest tylko część rzeczywista iloczynu zespolonych sygnałów wejściowego $\hat{U}_{we} = U_I + j U_Q$ i heterodyny $\hat{U}_{het} = \cos \omega_{het} t - j \sin \omega_{het} t$:

$$\begin{aligned} U_{wy} &= \operatorname{Re}[\hat{U}_{we}(t)\hat{U}_{het}(t)] = \operatorname{Re}[(U_I(t) + jU_Q(t))(\cos \omega_{het} t - j \sin \omega_{het} t)] = \\ &= U_I(t)\cos \omega_{het} t + U_Q(t)\sin \omega_{het} t \end{aligned} \quad (2.14)$$

Modulatory kwadraturowe bywają realizowane albo jako układy analogowe sterowane sygnałami I i Q z wyjść dwóch przetworników C/A na wyjściu modułu DSP, lub jako układy cyfrowe (cyfrowe mnożenie i cyfrowe dodawanie) a sygnał wyjściowy modulatora jest przetwarzany na postać analogową za pomocą ultraszybkiego przetwornika C/A. Klasyczne procesory są na ogół zbyt wolne do realizacji modulatora w wersji cyfrowej i używa się do tego specjalizowanych układów ASIC lub częściej szybkich układów FPGA.

Procesor sygnałowy umożliwia również filtrację sygnału w trakcie modulacji. Jest to niezbędne zwłaszcza przy cyfrowych modulacjach PSK i ASK, w których widmo opada stosunkowo wolno przy oddalaniu się od częstotliwości środkowej (nośnej). Często stosowanym tu filtrem jest filtr o charakterystyce pierwiastka z podniesionego kosinusa (RRC – Root-Raised-Cosine), który w połączeniu z analogicznym filtrem w odbiorniku daje filtrację typu podniesiony cosinus, której zaletą jest brak interferencji międzysymbolowej. Dwa filtry dolnoprzepustowe o szerokości pasma B w torze sygnału modulującego (przed modulatorem, po jednym w kanale I oraz Q), są równoważne filtrowi pasmowoprzepustowemu o paśmie przenoszenia 2B filtrującemu sygnał zmodulowany na wyjściowej częstotliwości radiowej a ich realizacja jest znacznie prostsza.

Ubocznym skutkiem filtracji sygnału PSK jest utrata stałości jego amplitudy. Z tego powodu wzmacniacz mocy nadajnika z taką modulacją musi pracować liniowo, podobnie jak przy modulacji ASK. W przypadku sygnału FSK widmo opada znacznie szybciej, o ile zapewniona jest ciągłość fazy podczas modulacji. Można to osiągnąć wytwarzając sygnał w jednym generatorze o zmiennej częstotliwości a nie za pomocą dwóch przełączanych. W przypadku modulacji FSK wzmacniacz mocy może pracować nieliniowo, tak jak przy modulacji FM.

2.3.5. Przemiana kwadraturowa w odbiorniku

Przy wykorzystaniu technik DSP do demodulacji sygnałów radiowych znaczenie ma efektywność wykorzystania mocy obliczeniowej procesora. W związku z tym, sygnał przed filtracją i demodulacją powinien być przeniesiony na jak najniższą częstotliwość. Przejście do dziedziny sygnałów zespolonych redukuje problemy związane ze zjawiskiem odbioru sygnałów lustrzanych i umożliwia dokonanie przemiany częstotliwości odbieranego sygnału na bardzo niską lub nawet zerową częstotliwość pośrednią. W tym ostatnim przypadku sygnał ma

najmniejszą częstotliwość maksymalną równą połowie jego szerokości pasma. Przemiana na zerową częstotliwość pośrednią jest odwróceniem zasady działania modulatora kwadraturowego opisanego wcześniej. Jest ona nazywana też przemianą homodynową od nazwy układu konstrukcyjnego odbiorników analogowych, w których sygnał wejściowy w. cz. był poprzez przemianę częstotliwości przenoszony od razu do pasma częstotliwości niskich (m. cz.).

Podobnie jak modulacja kwadraturowa, przemiana homodynowa może być realizowana w dziedzinie cyfrowej, o ile sygnał odbierany zostanie wcześniej przetworzony za pomocą szybkiego przetwornika A/C na postać cyfrową. Stosowane do tego celu przetworniki mają zwykle rozdzielczość 10...14 bitów i szybkość przetwarzania sięgającą $100 \cdot 10^6$ próbek na sekundę i więcej. Sygnał o tak dużej szybkości próbkowania musi być przenoszony do częstotliwości zerowej poprzez sprzętowe mnożenie w odpowiednio zaprogramowanych układach FPGA lub specjalistycznych układach ASIC. Oprócz przemiany, układy takie realizują obniżenie częstotliwości próbkowania (decymacja) sygnału oraz często wstępną filtrację.

Przemianę kwadraturową można zrealizować również na sygnałach analogowych, używając dwóch możliwie jednakowych mieszaczy sterowanych przesuniętymi w fazie sygnałami heterodyny. Od dokładności doboru jednakowych mieszaczy i zachowania wymaganego przesunięcia fazy $\pi/2$ (90°) zależy uzyskane tłumienie sygnału lustrzanego. Aby osiągnąć tłumienie równe 40dB, wzmocnienia mieszaczy nie mogą różnić się więcej niż o 0,1dB a przesunięcie fazy musi być zrealizowane z błędem poniżej 1° .

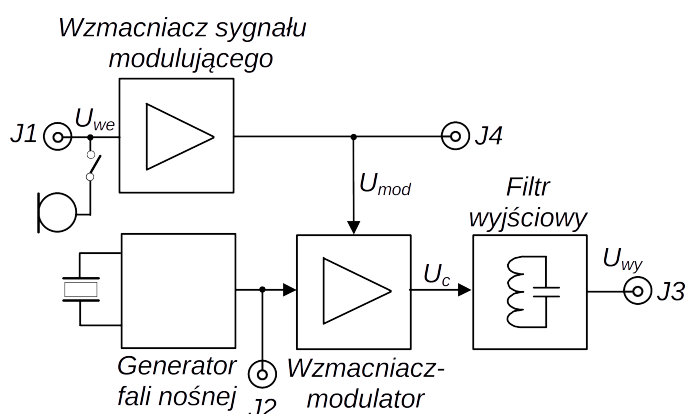
Sygnał wyjściowy mieszaczy w przemianie homodynowej obejmuje częstotliwość zerową. Może to stanowić problem jeśli jest ona realizowana w układach analogowych. Wzmacnianie składowej stałej jest kłopotliwe, mogą pojawić się napięcia niezrównoważenia wzmacniaczy w układzie, efekty prostowania sygnału heterodyny itp., mogą też wystąpić szumy typu 1/f. Usunięcie składowej stałej (np. przez sprzężenie zmiennoprądowe) może spowodować utratę istotnej części sygnału, np. fali nośnej. Z tego względu często przemiana analogowa odbywa się na niską częstotliwość pośrednią, tak aby sygnał odbierany nie obejmował częstotliwości zerowej. Wymaga to jednak dwukrotnego zwiększenia częstotliwości próbkowania w przetwornikach A/C.

3. Przebieg ćwiczenia

3.1. Badanie analogowego toru radiowego

W ćwiczeniu badany jest modelowy tor radiokomunikacyjny pracujący w paśmie 27 MHz (pasmo CB) z modulacją amplitudy. Zawiera on prosty nadajnik o mocy około 1mW i odbiornik z przemianą częstotliwości. Oba układy są wyposażone w gniazda umożliwiające badanie sygnałów na poszczególnych etapach ich przetwarzania.

Część nadawczą badanego układu (rys. 2.9) stanowi prosty nadajnik zawierający generator fali nośnej, wzmacniacz-modulator oraz wzmacniacz sygnału modulującego.



Rys. 2.9 Schemat blokowy nadajnika

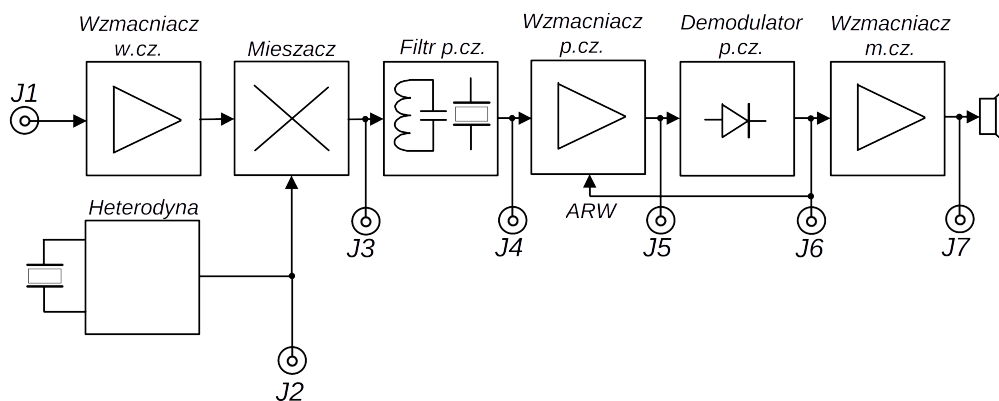
Częstotliwość generator fali nośnej stabilizowana jest rezonatorem kwarcowym. Od nadajników radiowych wymaga się odpowiednio wysokiej stabilności częstotliwości fali nośnej generowanego sygnału. Realizacja wymaganej stabilności w zwykłym generatorze LC jest bardzo trudna. W praktyce, stosuje się generatory stabilizowane rezonatorem kwarcowym lub układy syntezy częstotliwości. Z generatorem sprzężony jest jednostopniowy wzmacniacz-modulator zrealizowany na tranzystorze bipolarnym. Na wyjściu wzmacniacza-modulatora znajduje się filtr wyjściowy. Jest nim obwód rezonansowy tłumiący harmoniczne powstające podczas wzmacniania.

Modulacja amplitudy sygnału w. cz. odbywa się przez uzależnienie napięcia zasilania wzmacniacza od wartości chwilowej sygnału modulującego. Jeśli sygnał fali nośnej sterujący wzmacniaczem-modulatorem jest dostatecznie silny i przesteruje tranzystor, to amplituda napięcia wyjściowego jest zależna praktycznie liniowo od chwilowej wartości napięcia zasilania. Taki sposób modulacji nazywamy modulacją kolektorową, ponieważ w układzie pracuje tranzystor bipolarny. W przypadku tranzystora polowego modulacja taka jest nazywana drenową a w przypadku lamp elektronowych anodową.

Odbiornik jest zbudowany w układzie z przemianą częstotliwości (superheterodynowym) i składa się z następujących bloków funkcjonalnych (rys. 2.10):

- wzmacniacza wielkiej częstotliwości,
- mieszacza,
- heterodyny (generatora lokalnego) stabilizowanej rezonatorem kwarcowym,
- filtru pośredniej częstotliwości,
- wzmacniacza pośredniej częstotliwości,
- demodulatora (detektora),
- wzmacniacza niskiej częstotliwości.

Większość układów aktywnych odbiornika zawarta jest w układzie scalonym TCA440.



Rys. 2.10 Schemat blokowy odbiornika superheterodynowego badanego w ćwiczeniu

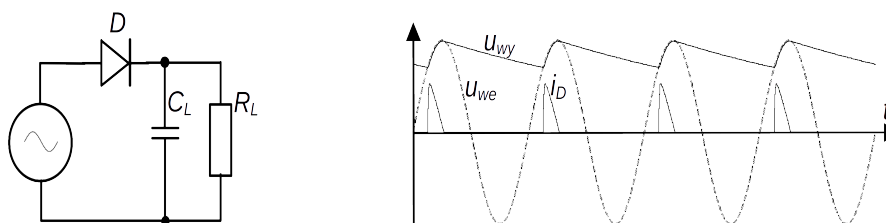
Sygnał z anteny, dołączonej do gniazda J1, po wstępnej filtracji i wzmacnieniu we wzmacniaczu w. cz. jest doprowadzony do mieszacza, gdzie zostaje poddany przemianie częstotliwości na częstotliwość pośrednią. W układzie TCA440 mieszacz zrealizowany jest jako układ Gilberta wykorzystujący 6 tranzystorów bipolarnych połączonych w 3 pary różnicowe. Jest to mieszacz zrównoważony. Do przemiany wykorzystuje się sygnał heterodyny (generatora lokalnego). Jego częstotliwość różni się od częstotliwości odbieranego sygnału o wartość równą częstotliwości pośredniej odbiornika. Również w tym układzie za stabilność częstotliwości odpowiada rezonator kwarcowy.

Z wyjścia mieszacza sygnał dociera do filtra częstotliwości pośredniej, decydującego o selektywności odbiornika. Jest to filtr pasmowo-przepustowy o szerokości pasma przepustowego równej szerokości pasma odbieranego sygnału. W badanym odbiorniku został zastosowany prosty filtr złożony z jednego obwodu rezonansowego LC oraz dwóch rezonatorów piezoceramicznych, przenoszący sygnał w pasmie o szerokości około 6kHz znajdującym się wokół częstotliwości środkowej 455 kHz.

Odfiltrowany sygnał jest doprowadzony do wejścia wzmacniacza pośredniej częstotliwości, gdzie jest wzmacniony do poziomu zapewniającego prawidłową demodulację (kilkaset miliwoltów). Wzmacniacz ten jest wyposażony w układ automatycznej regulacji wzmacnienia, który redukuje wzmacnienie toru p. cz. przy silnych sygnałach zapewniając odbiór zarówno silnych jak i słabych stacji ze zbliżonym poziomem sygnału na wyjściu odbiornika. Sygnał regulujący wzmacnienie pobierany jest z wyjścia demodulatora sygnału. Jest on przepuszczony przez dodatkowy filtr dolnoprzepustowy (nie pokazany na schemacie blokowym) o paśmie kilkudziesięciu herców, dzięki czemu układ nie reaguje na szybkie zmiany amplitudy wywołane modulacją

Do demodulacji sygnału wykorzystany został klasyczny detektor diodowy pracujący jako szeregowy jednopółówkowy diodowy prostownik szczytowy (rys. 2.7). Układ ten zawiera diodę detekcyjną D oraz filtr C_L - R_L wygładzający tętnienia napięcia wyjściowego detektora. Podczas

narastania napięcia wyjściowego dioda przewodzi ładując kondensator C_L do napięcia bliskiego szczytowej wartości napięcia wejściowego. Podczas pozostałej części okresu sygnału wyjściowego kondensator C_L powoli się rozładowuje przez rezystor obciążenia R_L . Zastosowana w detektorze ostrzowa dioda germanowa charakteryzuje się niskim napięciem progowym, co umożliwia detekcję sygnału AM z niewielkimi zniekształceniami.



Rys. 2.11 Przebiegi czasowe w szeregowym prostowniku szczytowym (dioda idealna)

Stała czasowa filtru C_L - R_L powinna być tak dobrana, aby jego częstotliwość graniczna była większa od maksymalnej częstotliwości sygnału modulującego. Wtedy detektor będzie mógł bez zniekształceń odtworzyć opadające zbocze sygnału modulującego. Częstotliwość graniczna filtru powinna być jednak znacznie mniejsza niż częstotliwość pośrednia, gdyż inaczej nie uda się skutecznie odfiltrować resztek sygnału o częstotliwości pośredniej ze zdemodulowanego sygnału m. cz.

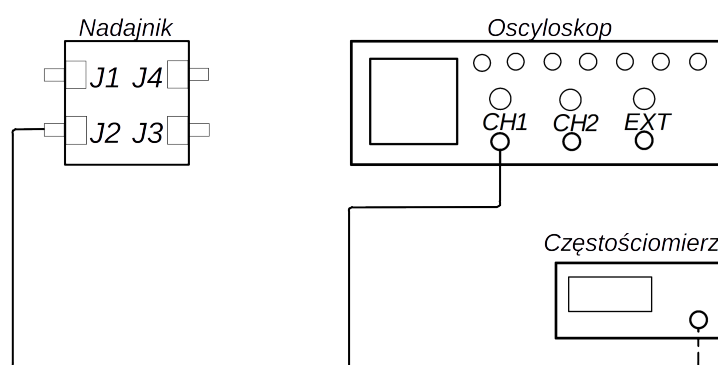
Zdemodulowany sygnał jest doprowadzony do głośnika przez scalony wzmacniacz mocy m. cz. Potencjometr P na wejściu wzmacniacza m. cz. umożliwia regulację mocy sygnału m. cz. doprowadzonego do głośnika.

3.1.1. Pomiar częstotliwości fali nośnej nadajnika

Do punktu pomiarowego J2 (rys. 2.12) dołączyć sondę oscyloskopową. Tłumienie sondy ustawić przełącznikiem na 10x, a następnie regulując pokrętką wzmocnienia oscyloskopu dla CH1 ustawić wzmocnienie tak, aby uzyskać możliwie dużą wysokość obrazu przebiegu w polu ekranu. Podstawę czasu oscyloskopu ustawić na zakres 50ns/dz. oraz wybrać jako źródło sygnału synchronizacji (TRIG. SOURCE) CH1. Jeśli obraz na ekranie oscyloskopu jest niestabilny należy przeprowadzić regulację pokrętką LEVEL, aż do uzyskania nieruchomego obrazu. Wyznaczyć częstotliwość przebiegu w. cz. za pomocą oscyloskopu, w celu zapewnienia dostatecznej dokładności pomiaru częstotliwości należy zmierzyć możliwie długi odcinek czasowy badanego przebiegu wykorzystując jak największą część szerokości ekranu. Pomiar częstotliwości powtórzyć dołączając wyjście sondy oscyloskopowej do częstościomierza (wybrać zakres częstościomierza do 100 MHz). Zapisać wszystkie cyfry wyniku pomiaru częstotliwości.

Oszacować maksymalny błąd pomiaru częstotliwości za pomocą częstotściomierza zakładając, że dokładność wzorca częstotliwości wynosi $\pm 10^{-6}$ (1 ppm) a błąd bramkowania i zaokrąglania to łącznie ± 1 cyfra odczytu.

Określić nominalną częstotliwość pracy nadajnika jako najbliższą wielokrotność 5kHz i obliczyć błąd jego dostrojenia. Sprawdzić, czy jest on mniejszy niż dopuszczalna przez odpowiednie normy wielkość $\pm 600\text{Hz}$. Czy uwzględniając błąd metody pomiaru można jednoznacznie stwierdzić, czy częstotliwość wyjściowa mieści się w dopuszczalnych granicach? Czy pomiar częstotliwości za pomocą oscyloskopu analogowego może mieć znaczenie większe niż szacunkowe (dokładność kalibracji podstawy czasu oscyloskopu jest rzędu $\pm 3\%$)? Czy polecenie odczytu częstotliwości z pełną rozdzielczością jest uzasadnione?

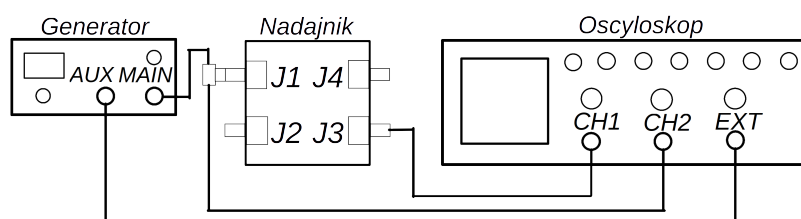


Rys. 2.12 Układ pomiarowy do badania fali nośnej

Uwaga: Przy wszystkich pomiarach sygnałów w.cz. oscyloskopem (wyjścia J2, J3 w nadajniku oraz odbiorniku) należy stosować sondę pomiarową przełączoną na podział napięcia przez 10 (pozycja 10x przełącznika na sondzie), a odczytane wartości napięcia pomnożyć przez 10. W przypadku zastosowania sondy ze współczynnikiem podziału 1 lub podłączenia oscyloskopu za pomocą kabla koncentrycznego wzrasta znacząco pojemność obciążająca układ, co zaburza pracę układu i zniekształca wyniki pomiaru.

3.1.2. Badanie sygnału wyjściowego nadajnika

Gniazdo J1 należy połączyć z wyjściem MAIN generatora m.cz. oraz kanałem CH2 oscyloskopu wykorzystując trójnik BNC (rys. 2.13). Kanał CH1 oscyloskopu dołączyć do wyjścia w.cz. nadajnika (J3), używając do tego sondy.



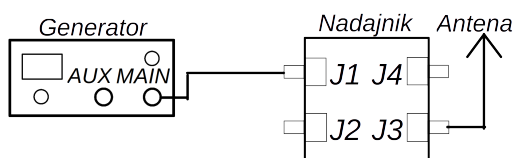
Rys. 2.13 Układ pomiarowy do badania sygnału wyjściowego nadajnika

W generatorze wybrać sinusoidalny przebieg wyjściowy, jego amplitudę ustawić na około 0,5V a częstotliwość zgodnie z przydziałem. Oscyloskop ustawić na pracę dwukanałową (ALT), a jako sygnał synchronizacji dla oscyloskopu wykorzystać sygnał z wyjścia AUX generatora doprowadzając go do wejścia EXT oscyloskopu. Ustawić oscyloskop do pracy z zewnętrznym sygnałem synchronizacji (TRIG. SOURCE = EXT). Szybkość podstawy czasu ustawić tak, aby na ekranie oscyloskopu zaobserwować jeden lub dwa pełne okresy sygnału modulującego. Włączyć modulację nadajnika sygnałem z generatora ustawiając przełącznik MIKROFON w pozycję WYŁ. Następnie:

1. Zbadać zgodność kształtu obwiedni sygnału zmodulowanego z przebiegiem modulującym (można również czasowo zmienić kształt przebiegu modulującego na trójkątny lub prostokątny). Zaobserwować zmiany głębokości modulacji przy zmianach amplitudy sygnału modulującego oraz zjawisko przemodulowania przy dużych amplitudach sygnału wejściowego.
2. Przełączyć wejście sygnału modulującego na mikrofon (przełącznik MIKROFON na pozycję ZAŁ) i mówiąc do mikrofonu zaobserwować modulację fali sygnałem akustycznym.

3.1.3. Badanie odbiornika

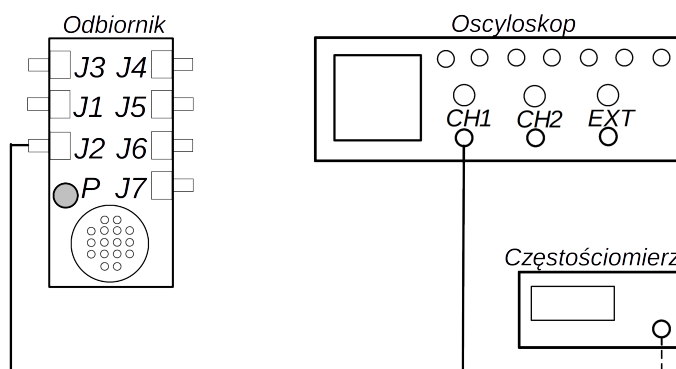
Do badania odbiornika wykorzystuje się sygnał radiowy z płytki nadajnika stanowiącego komplet z badanym odbiornikiem. Do wejścia modulacyjnego J1 nadajnika należy doprowadzić sygnał sinusoidalny z generatora m.cz. o przydzielonej częstotliwości (0,8 ... 2 kHz i amplitudzie pozwalającej uzyskać dość dużą głębokość modulacji (ok. 60 – 80 %) na wyjściu J3 bez objawów przemodulowania, co należy skontrolować oscyloskopem. Po ustawieniu odpowiednich parametrów sygnału do wyjścia J3 nadajnika należy dołączyć jedną z dwóch anten oraz czasowo wyłączyć modulację przestawiając przełącznik MIKROFON na pozycję środkową.



Rys. 2.14 Podłączenie nadajnika podczas badania odbiornika

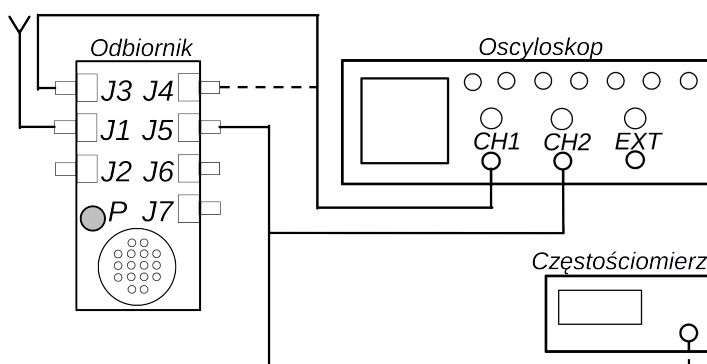
1. Podłączyć sondę oscyloskopową do wyjścia heterodyny odbiornika (gniazdo J2) zgodnie z rys 2.15, sonda powinna być ustawiona na tłumienie 10x. Zaobserwować sygnał heterodyny, opisać jego kształt. Za pomocą częstotliciemierza zmierzyć częstotliwość sygnału. Częstotliciemierz może być dołączony za pomocą kabla koncentrycznego lub sondy oscyloskopowej. W tym, drugim przypadku ze względu na małą amplitudę sygnału do pomia-

ru częstotściomierzem może być konieczne czasowe przełączenie sondy na tłumienie 1x. Obliczyć różnicę częstotliwości fali nośnej i częstotliwości heterodyny.



Rys. 2.15 Podłączenie oscyloskopu lub częstotściomierza podczas badania sygnału heterodyny odbiornika

- Do wejścia odbiornika (gniazdo J1) dołączyć antenę a częstotściomierz przełączyć do gniazda J5, ustawić zakres pomiarowy do 10 MHz i zmierzyć wartość częstotliwości pośredniej. Porównać otrzymany wynik z wartością częstotliwości pośredniej obliczoną na podstawie pomiaru częstotliwości nadajnika oraz heterodyny.
- Ustawić oscyloskop w tryb pracy dwukanałowej (ALT). Podłączyć kanał CH1 oscyloskopu za pomocą sondy do gniazda J3, zaś kanał CH2 do wyjścia J5 (rys. 2.16). Jako źródło synchronizacji ustawić kanał CH2. Płytki nadajnika i odbiornika umieścić tak, aby ich anteny znajdowały się blisko siebie, ale nie stykały się ze sobą. Ustawić szybkość podstawy czasu oscyloskopu na zakres 0.5 $\mu\text{s}/\text{dz.}$ lub 1 $\mu\text{s}/\text{dz.}$, a następnie regulując pokrętką LEVEL uzyskać stabilny obraz na ekranie. Przebiegi przerysować lub sfotografować i zamieścić w sprawozdaniu zapisując nastawy oscyloskopu. Odczytać z ekranu oscyloskopu przybliżony czas trwania okresu obwiedni sygnału obserwowanego na kanale CH1 oraz obliczyć częstotliwość obwiedni.

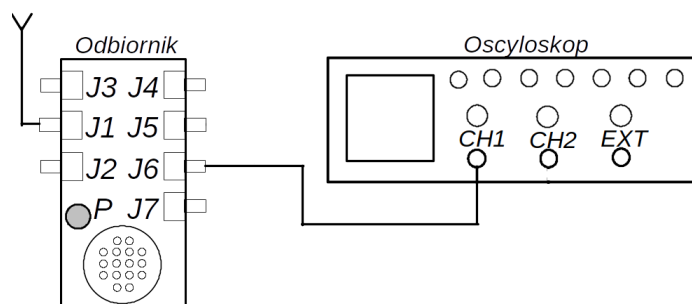


Rys. 2.16 Podłączenie oscyloskopu i częstotściomierza podczas badania sygnału w torze pośredniej częstotliwości odbiornika

- Przełączyć CH1 do gniazda J4 i zaobserwować sygnał na wyjściu filtru p.cz. Zmieniając powoli odległość pomiędzy antenami nadajnika i odbiornika w zakresie od ok. 1-2 cm do 20 – 30 cm zaobserwować jak odległość wpływa na amplitudę sygnału na wyjściu filtru

p.cz. (J4) oraz wyjściu wzmacniacza p.cz. (J5). Wyjaśnić przyczyny różnic w stopniu oddziaływania zmian odległości pomiędzy antenami na amplitudy obu sygnałów.

5. Kilkukrotnie zmienić szybko odległość pomiędzy antenami przesuwając płytką nadajnika. Porównać wpływ jaki wywierają wolne i szybkie zmiany poziomu sygnału wejściowego na sygnał na wyjściu wzmacniacza p. cz. (J5)?
6. *Przełączyć nadajnik na modulację sygnałem z generatora m.cz. Wejście kanału CH1 oscyloskopu dołączyć do gniazda J6 odbiornika. Do wejścia EXT oscyloskopu doprowadzić sygnał synchronizacji z wyjścia AUX generatora oraz przełączyć źródło synchronizacji oscyloskopu na pracę z sygnałem zewnętrznym (EXT). Szybkość podstawy czasu ustawić na około 0.2ms/dz. Naszkicować lub sfotografować przebiegi obserwowane na ekranie oscyloskopu, zapisując również jego wzmocnienie w kanałach i szybkość podstawy czasu. Pomiary powtórzyć dla prostokątnego i trójkątnego kształtu przebiegu wyjściowego generatora m.cz. Porównać uzyskane przebiegi w tym punkcie z przebiegami zmodulowanymi otrzymanymi podczas pomiarów sygnału na wyjściu nadajnika. Wyjaśnić zaobserwowane podobieństwa i różnice. Jakie są przyczyny powstawania zniekształceń odbieranego sygnału przy transmisji sygnału prostokątnego lub trójkątnego?*



Rys. 2.17 Podłączenie oscyloskopu podczas badania sygnału wyjściowego odbiornika

7. Przełączyć wejście nadajnika na sygnał z mikrofonu. Źródło synchronizacji oscyloskopu przełączyć na CH1. Odsunąć płytki nadajnika i odbiornika możliwie najdalej od siebie. Sprawdzić czy z głośnika są słyszalne dźwięki wypowiedane do mikrofonu. W razie potrzeby zwiększyć wzmocnienie wzmacniacza m.cz. odbiornika regulując potencjometrem P.

3.2. Badanie wzmacniacza

Zestawić układ pomiarowy z generatorem sygnałowym, badanym wzmacniaczem oraz analizatorem widma. Ustawić generator na zadaną częstotliwość pomiarową. Zbadać zależność mocy wyjściowej od mocy wejściowej w zakresie -50...0dBm. Wyniki zebrać w tabeli i sporządzić wykres zależności mocy wyjściowej od mocy wejściowej dla wzmacniacza. Na podstawie

uzyskanych wyników pomiarów określić wzmocnienie wzmacniacza dla małych sygnałów oraz moc wyjściową w punkcie 1-decybelowej kompresji sygnału.

3.3. Badanie mieszacza

Badany wzmacniacz zastąpić mieszaczem diodowym, do wejścia LO dołączyć drugi generator sygnałowy ustawiony na zadaną częstotliwość heterodyny i moc wyjściową 5mW (+7dBm). Moc sygnału z pierwszego generatora ustawić na około -20dBm.

1. Zarejestrować lub naszkicować widmo sygnału wyjściowego mieszacza, zidentyfikować występujące w nim składowe i określić ich poziomy.
2. Obliczyć tłumienie przemiany dla sygnałów różnicowego i sumacyjnego, biorąc jako odniesienie poziom sygnału wejściowego wytwarzanego przez generator w. cz.
3. Obliczyć tłumienie sygnałów wejściowego i heterodyny przenikających przez mieszacz, biorąc jako odniesienie poziom tego samego sygnału doprowadzonego do wejścia mieszacza.
4. Zmieniając poziom sygnału wejściowego sprawdzić, czy tłumienie przemiany zależy od poziomu tego sygnału (moc sygnału heterodyny powinna być stała).

3.4. Badanie modulatora

W środowisku GNU Radio przeprowadzić obserwację pracy modulatora. W tym celu należy uruchomić program GNU Radio Companion i otworzyć odpowiedni plik z grafem działań. Następnie kliknąć na ikonkę „Run” (▶) lub wcisnąć <F6>, po chwili potrzebnej na skompilowanie programu wykonywalnego powinno pojawić się okno umożliwiające sterowanie pracą programu DSP i obserwację wyników (przebiegi czasowe, widma, obrazy konstelacji). Działanie programu DSP można przerwać zamykając jego okno, klikając na ikonkę „Stop”,

Wczytać plik z siecią działań *TBAT_r_mod.grc* i uruchomić generację sygnału.

1. Wytworzyć sygnał z modulacją AM z falą nośną dla przydzielonej częstotliwości sygnału modulującego i głębokości modulacji. Jako sygnał modulujący wybrać przebieg sinusoidalny. W sprawozdaniu zamieścić zarejestrowany przebieg czasowy i widmo uzyskanego sygnału. Obliczyć szerokość zajmowanego pasma. Przy określaniu szerokości pasma nie uwzględnia się rozszerzania prążków u ich podstawy ani ich skończonej szerokości, efekty te wynikają z ograniczeń algorytmu FFT.
2. Wytworzyć AM-DSB-SC dla tych samych parametrów sygnału modulującego, zarejestrować przebieg czasowy i widmo. Czy szerokość pasma sygnału uległa zmianie? Czy w przypadku sygnału AM-DSB-SC można określić głębokość modulacji?

3. Wytworzyć sygnał ASK dla przydzielonej szybkości transmisji. Szybkość ta jest równa podwojonej częstotliwości sygnału modulującego wyrażonej w hercach. Ustawić losowy przebieg modulujący. Zmodyfikować parametry sygnału modulującego tak, aby uzyskać sygnał ASK-OOK (On-Off Keying), w którym amplituda sygnału zmodulowanego zmienia się od zera do wartości maksymalnej. W sprawozdaniu zamieścić zarejestrowany przebieg czasowy i widmo uzyskanego sygnału. Jakie zmiany zaszły w widmie sygnału zmodulowanego w stosunku do modulacji sygnałem sinusoidalnej?
4. Wytworzyć sygnał 2-PSK dla tej samej szybkości transmisji. Zaobserwować zmiany fazy w sygnale i stałość jego amplitudy. Czy w widmie sygnału zaszły zmiany wpływające na szerokość zajmowanego pasma?

Wczytać plik z siecią działań **TBAT_q_mod.grc** i uruchomić generację sygnału.

5. Wytworzyć sygnał z modulacją FM dla przydzielonej częstotliwości sygnału modulującego i maksymalnej dewiacji częstotliwości (maksymalna amplituda sygnału modulującego). Zaobserwować zmiany częstotliwości chwilowej sygnału zmodulowanego przy zachowaniu stałości amplitudy. W sprawozdaniu zamieścić obraz przebiegów czasowych obserwowanych na wejściach I i Q układów mnożących. Czy wytworzenie takich sygnałów bez użycia technik cyfrowego przetwarzania sygnałów byłoby proste?
6. Wytworzyć sygnał z modulacją jednowstęgową AM-SSB-SC dla przydzielonej częstotliwości sygnału modulującego i maksymalnej jego amplitudy. Określić, która wstęga jest sygnałem użytecznym, a która jest tłumiona. Obliczyć tłumienie niepożądanego wstęgi bocznej dla ustawionej częstotliwości, nie jest ono całkowite ze względu na skończony rząd aproksymacji transformaty Hilberta i maleje przy zmniejszaniu częstotliwości modulującej. Jeśli dostępny jest mikrofon, można przeprowadzić obserwację sygnału z modulacją sygnałem akustycznym i sprawdzić, czy jego obwiednia jest podobna do obwiedni sygnału modulującego.

Wczytać plik z siecią działań **TBAT_adv_mod.grc**, Wykorzystany jest w niej uniwersalny modulator konstelacyjny wytwarzający sygnały I oraz Q dla dowolnej konstelacji sygnału, konfigurowanej za pomocą odpowiednich tablic zdefiniowanych w blokach Constellation Object. Dostępne są bloki dla 4-PSK, 8-PSK, 16-PSK i 16-QAM. Niestety modulator nie pozwala zmienić konfiguracji w trakcie generacji sygnału. Z tego powodu po przebadaniu danej modulacji należy zatrzymać generację, zmodyfikować sieć, wpisując do modulatora nazwę kolejnej tabeli i uruchomić generację ponownie. Modulator konstelacyjny jest zintegrowany z filtrem o charakterystyce pierwiastek z podniesionego cosinusa (filtr RRC), znacznie poprawiającym widmo sygnału. Odbywa się to jednak kosztem utraty stałości amplitudy sygnału przy modulacji PSK.

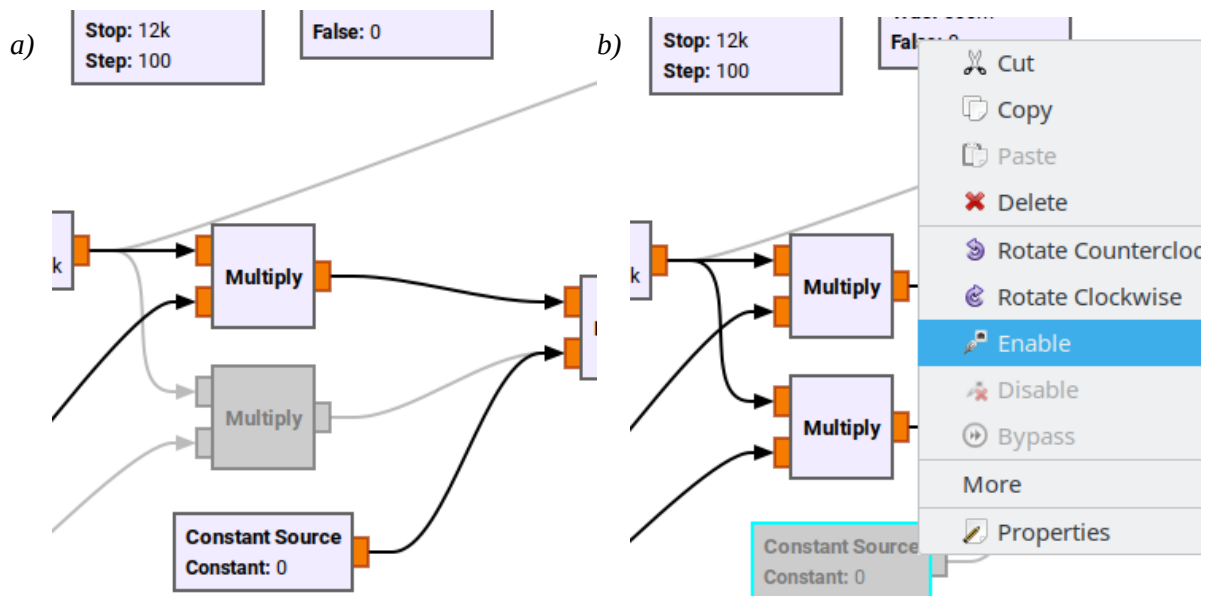
7. Do modulatora konstelacyjnego wpisać parametr Constellation: psk4 i uruchomić generację sygnału 4-PSK. W przebiegu czasowym sygnałów I i Q zaobserwować poziomy odpowiadające poszczególnym punktom konstelacji. Porównać stromość opadania widma sygnału zmodulowanego sygnału z obserwowaną wcześniej w sygnale 2-PSK. Czy amplituda sygnału zmodulowanego jest tak niezmienna jak w sygnale 2-PSK bez filtra?
8. Parametr Constellation: zmienić na psk8 w celu uzyskania modulacji 8-PSK i powtórnie uruchomić generację sygnału. Zaobserwować pojawienie się dodatkowych poziomów w sygnałach I i Q, odpowiadających dodatkowym punktom konstelacji.
9. Parametr Constellation: zmienić na qam16 i zaobserwować sygnał QAM i jego konstelację. Porównać odstęp między punktami dla QAM i odpowiadającej jej modulacji PSK. Jaki to ma wpływ na minimalny stosunek sygnał-szum niezbędny do ich odbioru?

3.5. Badanie przemiany kwadraturowej

Wczytać sieć działań *TBAT_iq_demod.grc*. Zawiera ona układ kwadraturowej przemiany częstotliwości, jednak mieszacz toru Q jest zdezaktywowany i układ pracuje jak zwykła przemiana częstotliwości. Do wejścia układu przemiany podawany jest sygnał z modulacją amplitudy o częstotliwości środkowej (fali nośnej) Fwe1 oraz sygnał z modulacją częstotliwości o częstotliwości środkowej Fwe2. Częstotliwości środkowe (nośne) obu sygnałów oraz częstotliwość heterodyny można ustawiać za pomocą suwaków.

1. Uruchomić generację sygnału i ustawić częstotliwości zgodnie z tabelą przydziału, sygnał Fwe2 powinien być wyłączony. W widmie sygnału wyjściowego zaobserwować produkty przemiany na częstotliwościach $\pm(Fwe1 - Fhet)$. Włączyć sygnał Fwe2 i sprawdzić czy w widmie sygnału wejściowego przemiany znajduje się on na tyle daleko od sygnału na częstotliwości Fwe1 aby się wzajemnie nie zakłócały. W widmie sygnału wyjściowego zaobserwować nałożenie się sygnałów po przemianie, pomimo tego że częstotliwości Fwe1 i Fwe2 różniły się znacznie bardziej. Obliczyć odstęp między częstotliwościami środkowymi obu sygnałów po przemianie. Jaka jest przyczyna zmniejszenia się tego odstępu w porównaniu z różnicą częstotliwości $Fwe1 - Fwe2$?

2. Zakończyć generację sygnału i przekonfigurować układ do przemiany kwadraturowej uaktywniając mieszacz i dezaktywując blok **Constant Source** podający zastępczy sygnał zerowy na wejście sumatora (Rys. 2.18). Po powtórным uruchomieniu ustawić ponownie



Rys. 2.18 Konfiguracja dla przemiany a) zwykłej, b) kwadraturowej.

przydzielone częstotliwości sygnałów. Zaobserwować wytłumienie sygnału lustrzanego w widmie sygnału wyjściowego przemiany i obecność tylko jednego prążka pochodzącego od sygnału na częstotliwości F_{we1} . Włączyć sygnał zakłócający na częstotliwości F_{we2} . Czy w tym przypadku dochodzi do zakłócenia jednego sygnału na wyjściu mieszacza przez drugi?

4. Zagadnienia kolokwium wstępnego

1. Podstawowe modulacje analogowe i cyfrowe, przebiegi czasowe, widma, szerokość pasma modulacji analogowych.
2. Mieszacz, zasada działania, obliczanie częstotliwości wyjściowych przemiany, zalety mieszaczy zrównoważonych.
3. Nadajnik, schemat blokowy, funkcje poszczególnych bloków, zalety i wady modulacji na małym/dużym poziomie mocy.
4. Odbiornik z przemianą częstotliwości, zalety, obliczanie częstotliwości heterodyny i częstotliwości lustrzanej.
5. Modulator kwadraturowy, zasada działania.

5. Literatura pomocnicza

1. K. Wesołowski, *Systemy radiokomunikacji ruchomej*, WKiŁ, Warszawa 1998
2. S Haykin, *Systemy telekomunikacyjne*, WKiŁ, Warszawa 1998

6. Zaliczenie

Ćwiczenie zaliczane jest na podstawie wyniku kolokwium wstępnego i oceny sprawozdania końcowego.

Sprawozdanie zawierające wyniki wykonanych zadań z wnioskami i komentarzami, należy dostarczyć prowadzącemu ćwiczenie w terminie 5 dni akademickich.