

Spis treści

Wstęp	4
1. Wzmacniacze operacyjne	5
1.1. Wstęp	5
1.2. Idealny wzmacniacz operacyjny	6
1.3. Wzmacniacz odwracający	7
1.4. Wzmacniacz nieodwracający	8
1.5. Wtórnik napięciowy	9
1.6. Wzmacniacz całkujący (integrator)	9
1.7. Wzmacniacz różniczkujący	10
2. Filtry	11
2.1. Wstęp	11
2.2. Filtr dolnoprzepustowy	11
2.3. Filtr górnoprzepustowy	12
2.4. Filtr pasmowoprzepustowy	12
3. Modulacja amplitudy	13
3.1. Wstęp	13
3.2. Modulacja dwuwstęgowa z widoczną nośną	13
Wstęp	13
Współczynnik głębokości modulacji	14
Szerokość pasma	14
Moc sygnału	15
Demodulacja sygnału	15
3.3. Modulacja dwuwstęgowa z wytłumioną nośną	17
Wstęp	17
Szerokość pasma	18
Moc sygnału	18
Demodulacja sygnału	18
3.4. Modulacja jednowstęgowa	20
Wstęp	20
Szerokość pasma	21
Moc sygnału	21
Modulacja sygnału	21
Demodulacja sygnału	22
3.5. Modulacja amplitudy z częściowo tłumioną wstęgą boczną	24
Wstęp	24
Modulacja sygnału	26
Demodulacja sygnału	26
4. Moc i energia sygnału	30
5. Symulacyjne środowisko pomiarowe	32
Wstęp	32
Wzmacniacz	33
Modulacje i demodulacje	37
Modulacja dwuwstęgowa z widoczną nośną	37
Modulacja dwuwstęgowa z wytłumioną nośną	40
Modulacja jednowstęgowa	43
Moc i energia sygnału	46
6. Wirtualne środowisko pomiarowe	48

Podsumowanie i wnioski	50
Literatura	51
Załączniki	51

Wstęp

Zakres pracy obejmuje wykonanie wirtualnego przyrządu w środowisku graficznym LabView, które będzie służyło do analizy właściwości toru wzmacnienia napięciowego z modulacją amplitudową zarówno dla dowolnych sygnałów symulowanych, jak i rzeczywistych sygnałów pomiarowych (karta pomiarowa).

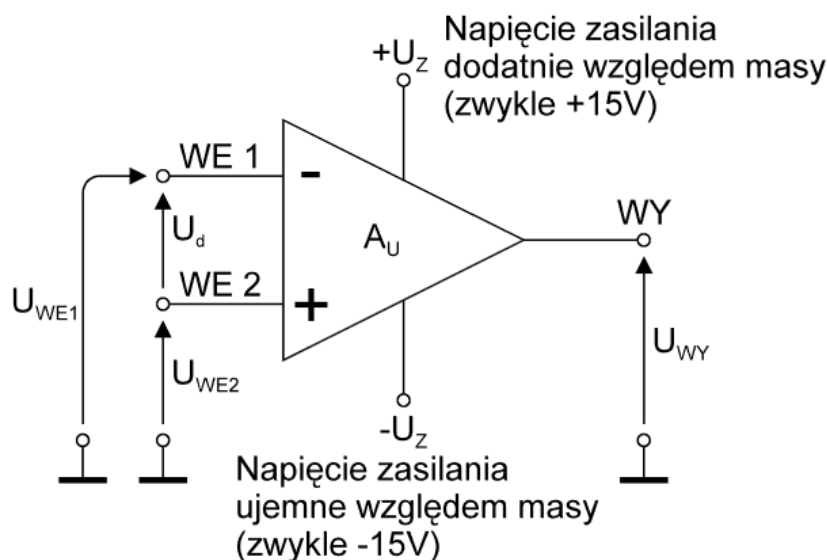
Temat tej pracy dotyczy zatem: toru wzmacnienia napięciowego i modulacji amplitudowej. Temat toru wzmacnienia napięciowego jest tematem pobocznym w stosunku do tematu modulacji amplitudowej, dlatego też modulacji amplitudowej poświęcono większą uwagę. Praca ta ma charakter opisowo-praktyczny. Opisowy dlatego, że przedstawiono w niej temat modulacji amplitudowej z uwzględnieniem własnych przemyśleń na jej temat. Praktyczny, ponieważ rezultatem projektu jest napisanie w LabVIEW symulacyjnego środowiska pomiarowego oraz wirtualnego środowiska pomiarowego. Dla usystematyzowania w tej pracy zasadę działania toru wzmacnienia napięciowego, napisano rozdział „Wzmacniacze operacyjne”. Ponieważ modulacja amplitudy wykorzystuje filtry, usystematyzowano zasadę ich działania w rozdziale „Filtry”. Oraz ponieważ głównym tematem tej pracy jest modulacja amplitudowa, przedstawiono wszelkie możliwe rodzaje modulacji amplitudowej w rozdziale „Modulacja amplitudy”.

Odnosząc się do praktycznego wymiaru tej pracy, w pracy został zaimplementowany uproszczony model wzmacniacza. Powód tego przedstawiono w podrozdziale „Wzmacniacz”. Zaimplementowano modulacje i demodulacje amplitudowe omówione w rozdziale „Modulacja amplitudy”. Nie udało się jednak zaimplementować modulacji i demodulacji jednowstęgowej z częściowo tłumioną wstęgą boczną, co zostało dokładniej wytłumaczone w rozdziale „Modulacja amplitudy z częściowo tłumioną wstęgą boczną”. Odnosząc się do wirtualnego stanowiska pomiarowego, zaimplementowano wykresy i widma amplitudowo-częstotliwościowe, które potrzebne są w analizie modulacji i demodulacji amplitudowej. Wirtualne środowisko pomiarowe pozwala również na symulacyjne badanie parametrów energetycznych sygnałów, które zostały omówione w rozdziale „Moc i energia sygnału”.

1. Wzmacniacze operacyjne

1.1. Wstęp

Wzmacniacz operacyjny posiada: symetryczne (różnicowe) wejście, niesymetryczne wyjście oraz dwa zaciski zasilania. Na poniższym rysunku 1 przedstawiono symbol wzmacniacza operacyjnego:



Rysunek 1. Symbol wzmacniacza operacyjnego [1]

Zaciski „-” i „+” stanowią odpowiednio wejścia odwracające i nieodwracające.

W zależności od wejściowego napięcia różnicowego U_d , wzmacniacz pracuje w trzech trybach pracy: liniowym (różnicowym) i dwóch zakresach nasycenia (zgodnie z rysunkiem 2).

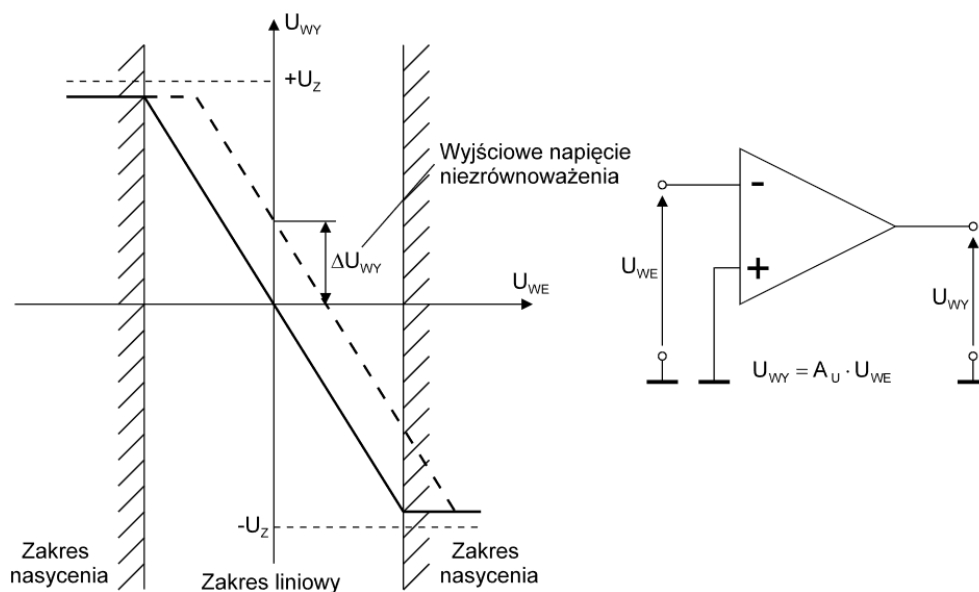
W liniowym (różnicowym) zakresie pracy (idealny) wzmacniacz wzmacnia liniowo wejściowe napięcie różnicowe U_d zgodnie ze wzorem:

$$U_{WY} = A_U(U_{WE1} - U_{WE2}) = A_U \cdot U_d \quad (1)$$

gdzie:

- U_{WY} stanowi napięcie wyjściowe,
- A_U stanowi wzmocnienie napięciowe (różnicowe),
- U_{WE1}, U_{WE2} stanowią napięcia wejściowe,
- $U_d = U_{WE1} - U_{WE2}$ stanowi wejściowe napięcie różnicowe.

Dla zakresu nasycenia, gdy napięcie różnicowe $U_d < 0$, napięcie wyjściowe U_{WY} przyjmuje wartość napięcia zasilania dodatnią względem masy. Z kolei dla zakresu nasycenia, gdy napięcie różnicowe $U_d > 0$, napięcie wyjściowe U_{WY} przyjmuje wartość napięcia zasilania ujemną względem masy. Ze względu na dużą wartość wzmocnienia napięciowego A_U i wąski zakres napięć zasilania (nasycenia) zakres liniowy jest bardzo wąski.



Rysunek 2. Charakterystyka przenoszenia wzmacniacza operacyjnego [1]

Dla napięcia różnicowego $U_d = 0$ napięcie wyjściowe U_{WY} powinno być równe 0. Napięcie to w rzeczywistości nie jest równe 0 i nazywa się je wyjściowym napięciem niezrównoważenia. Wpływ wyjściowego napięcia niezrównoważenia na charakterystykę przenoszenia wzmacniacza zaznaczono na rysunku 2 przerywaną linią. Nowoczesne wzmacniacze kompensują tą wartość poprzez doprowadzanie odpowiedniej wartości napięcia do wejścia różnicowego. [1]

1.2. Idealny wzmacniacz operacyjny

W analizie obwodów elektrycznych zawierających wzmacniacz operacyjny często wykorzystuje się upraszczający model wyidealizowanego wzmacniacza operacyjnego. Parametry wyidealizowanego wzmacniacza operacyjnego w porównaniu z: parametrami masowo produkowanego i najpowszechniej stosowanego wzmacniacza $\mu A 741$ firmy FAIRCHILD oraz z typowymi przedziałami wartości parametrów obecnie używanych wzmacniaczy operacyjnych zestawiono w poniższej tabeli 1:

Tabela 1. Zestawienie parametrów wzmacniaczy [1]

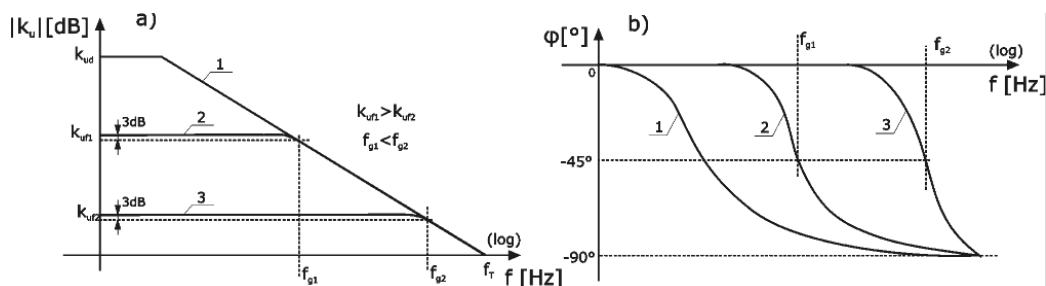
Wzmacniacz	$A_u [V/V]$	$R_{ID} [M\Omega]$	$R_0 [\Omega]$	$f_T [MHz]$
idealny	$\rightarrow \infty$	$\rightarrow \infty$	$\rightarrow 0$	$\rightarrow \infty$
$\mu A 741$	10^5	1	75	1
inne wzmacniacze	$10^4 \dots 10^7$	$0,05 \dots 10^4$	$50 \dots 200$	$1 \dots 100$

gdzie:

- A_U stanowi wzmocnienie napięciowe (różnicowe),
- R_{ID} stanowi wejściową rezystancję,
- R_0 stanowi wyjściową rezystancję,

— f_T stanowi częstotliwość graniczną (największą częstotliwość napięcia wejściowego, dla którego nie obserwuje się spadku wzmocnienia różnicowego).

W eksperymentach nie wykorzystuje się sygnałów wejściowych o częstotliwościach przekraczających częstotliwość graniczną f_T wzmacniacza, ponieważ obok spadku wzmocnienia różnicowego A_U wzmacniacza obserwuje się przesunięcia w fazie tychże sygnałów wejściowych względem wyjściowych, co zniekształca sygnał użyteczny. Obrazuje to poniższy rysunek 3.

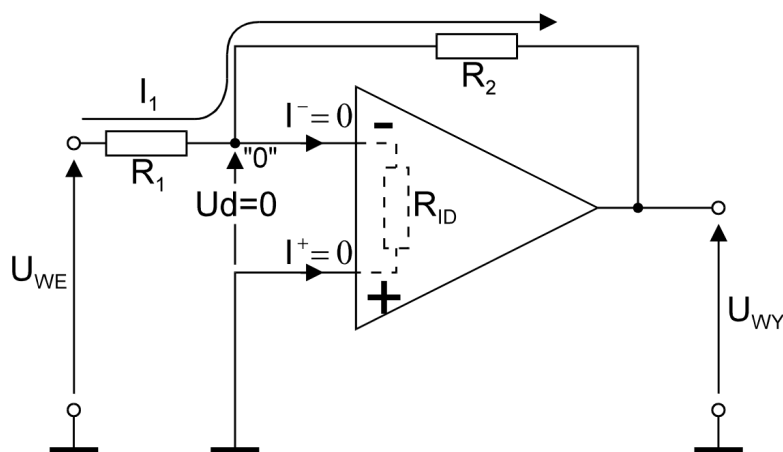


Rysunek 3. Charakterystyki częstotliwościowe wzmacniacza operacyjnego względem (a) amplitudy, (b) fazy (1- wzmacniacz z otwartą pętlą, 2- wzmacniacz z zamkniętą pętlą o wzmocnieniu k_{uf1} , 3- wzmacniacz z zamkniętą pętlą o wzmocnieniu k_{uf2} [2])

Wzmacniacze operacyjne są przede wszystkim wykorzystywane w obwodach elektrycznych z zewnętrznym, ujemnym sprzężeniem zwrotnym, ponieważ to: poprawia właściwości wzmacniacza, zmniejsza nieliniowość charakterystyk, zmniejsza wyjściowe napięcie niezrównoważenia, zwiększa częstotliwość graniczną f_T , poprawia stałość parametrów i umożliwia dobór wzmocnienia. [1]

1.3. Wzmacniacz odwracający

Obwód elektryczny wzmacniacza odwracającego przedstawiono na poniższym rysunku 4:



Rysunek 4. Obwód elektryczny wzmacniacza odwracającego [1]

Wzmacniacz ten nazywa się odwracającym, ponieważ sygnał wejściowy jest podany na wejście odwracające „-”. Rezultatem tak podanego sygnału wejściowego będzie odwrócony sygnał wyjściowy w fazie o 180° .

Powyższy obwód elektryczny będziemy analizować wykorzystując upraszczający model wyidealizowanego wzmacniacza operacyjnego. Toteż $R_{ID} \rightarrow \infty$, zatem natężenia wpływające do wejść wzmacniacza operacyjnego są równe 0 ($I^- = I^+ = 0$). Oznacza to, że przez rezystory R_1 i R_2 płynie prąd o jednakowym natężeniu I_1 . Zgodnie z napięciowym prawem Kirchhoffa, na rezystorze R_1 osadza się napięcie U_{WE} , z kolei na rezystorze R_2 osadza się napięcie $-U_{WY}$, zatem:

$$I_1 = \frac{U_{WE}}{R_1} = \frac{-U_{WY}}{R_2}$$

Co oznacza, że wzmocnienie napięciowe A_U jest równe:

$$A_U = \frac{U_{WY}}{U_{WE}} = -\frac{R_2}{R_1}$$

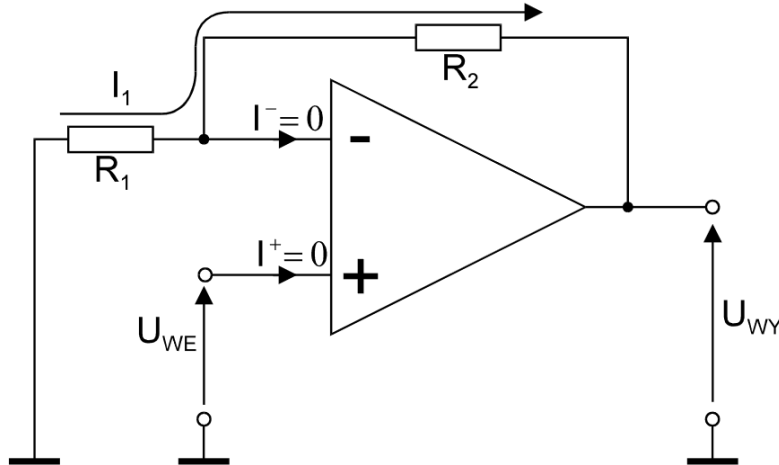
Rezystancja wejściowa R_I jest równa R_1 :

$$R_I = \frac{U_{WE}}{I_1} = R_1$$

Toteż rezystor R_1 uzależnia wartość pobieranego prądu wejściowego I_1 .

1.4. Wzmacniacz nieodwracający

Obwód elektryczny wzmacniacza nieodwracającego przedstawiono na poniższym rysunku 5:



Rysunek 5. Obwód elektryczny wzmacniacza nieodwracającego [1]

Wzmacniacz ten nazywa się nieodwracającym, ponieważ sygnał wejściowy jest podany na wejście nieodwracające „+”. Rezultatem tak podanego sygnału wejściowego będzie sygnał wyjściowy zgodny w fazie z sygnałem wejściowym.

Przeprowadzając analogiczne rozumowanie co poprzednio, dochodzimy do wniosku, że na rezystorze R_1 osadza się napięcie U_{WE} , a na rezystorze R_2 napięcie $U_{WY} - U_{WE}$, zatem:

$$I_1 = \frac{U_{WE}}{R_1} = \frac{U_{WY} - U_{WE}}{R_2}$$

Co oznacza, że wzmacnienie napięciowe A_U jest równe:

$$A_U = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

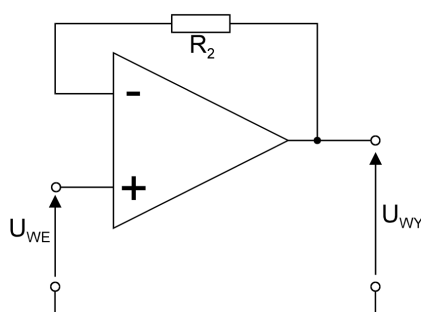
Zgodnie z powyższym wzorem nie jest możliwe otrzymanie wzmacnienia napięciowego A_U mniejszego od 1. Rezystancja wejściowa $R_I \rightarrow \infty$ jako że:

$$R_I = \lim_{I^+ \rightarrow 0} \frac{U_{WE}}{I^+} = \infty$$

W praktyce rezystancja wejściowa R_I jest bardzo duża.

1.5. Wtórnik napięciowy

Obwód elektryczny wtórnika napięciowego przedstawiono na poniższym rysunku 6:

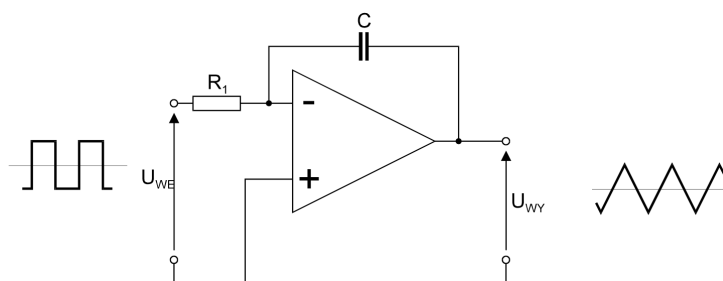


Rysunek 6. Obwód elektryczny wtórnika napięciowego [1]

Ponieważ $R_{ID} \rightarrow \infty$, przez rezystor R_2 nie płynie prąd. Zatem zgodnie z napięciowym prawem Kirchhoffa: $U_{WY} = U_{WE}$. Zgodnie z tym, wtórnik napięciowy charakteryzuje się bardzo dużą rezystancją wejściową R_I i małą rezystancją wyjściową. Z tego powodu wykorzystuje się go jako bufor separujący układy elektroniczne. [1]

1.6. Wzmacniacz całkujący (integrator)

Obwód elektryczny wzmacniacza całkującego przedstawiono na poniższym rysunku 7:



Rysunek 7. Obwód elektryczny wzmacniacza całkującego [1]

Przeprowadzając analogiczne rozumowanie co poprzednio i wykorzystując fakt, że napięcie osadzające się na kondensatorze o pojemności C jest równe:

$$U_C = \frac{Q}{C} = \frac{1}{C} \int_{t_0}^T I_C(t) dt$$

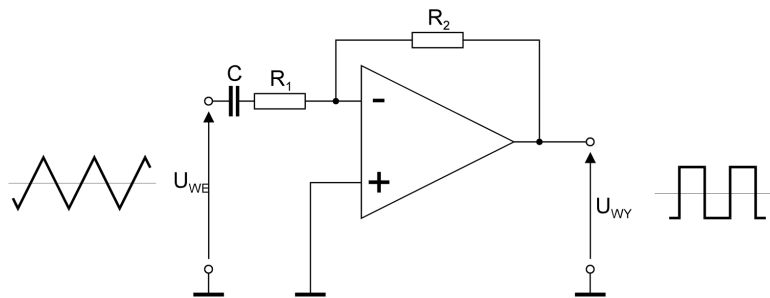
gdzie t_0 jest czasem, w którym ładunek kondensatora jest równy 0 ($Q = 0$). Można pokazać, że:

$$U_{WY} = -\frac{1}{R_1 C} \int_{t_0}^T U_{WE}(t) dt$$

gdzie $R_1 C = \tau$ jest stałą czasową całkowania. Układy całkujące pracują prawidłowo, gdy zmiany sygnału wyjściowego zachodzą z częstotliwością mniejszą niż $\frac{1}{\tau}$. Na rysunku 7 przedstawiono sygnał trójkątny będący rezultatem całkowania sygnału prostokątnego. Rzeczywiste układy wzmacniaczy całkujących są bardziej rozbudowane, aby ustalać odpowiednie warunki początkowe układu oraz kompensować powstające błędy. [1]

1.7. Wzmacniacz różniczkujący

Obwód elektryczny wzmacniacza różniczkującego przedstawiono na poniższym rysunku 8:



Rysunek 8. Obwód elektryczny wzmacniacza różniczkującego [1]

Przeprowadzając analogiczne rozumowanie co poprzednio można pokazać, że:

$$U_{WY} = -R_2 C \frac{dU_{WE}}{dt}$$

gdzie $R_2 C = \tau$ jest stałą czasową różniczkowania. Na rysunku 8 przedstawiono sygnał prostokątny będący rezultatem różniczkowania sygnału trójkątnego. W rzeczywiste układy wzmacniaczy różniczkujących włączane są dodatkowo: rezystor R_1 i dodatkowy kondensator równolegle do rezystora R_2 dla poprawienia stabilności wzmacniacza. [1]

2. Filtry

2.1. Wstęp

Podstawową właściwość filtrów częstotliwościowych opisują charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowe. Charakterystyki te opisują zależność wzmocnienia napięciowego od częstotliwości zadanego sygnału wejściowego. Przyjmuje się, że pasmo przenoszenia filtrów wyznaczają takie wartości częstotliwości, dla których wzmocnienia napięciowe są zmniejszone do $\frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0,707$ wartości maksymalnego wzmocnienia napięciowego, co w mierze logarytmicznej odpowiada w przybliżeniu spadkowi o $3dB$:

$$-3dB = 20 \log_{10} \left(\frac{A}{A_0} \right)$$

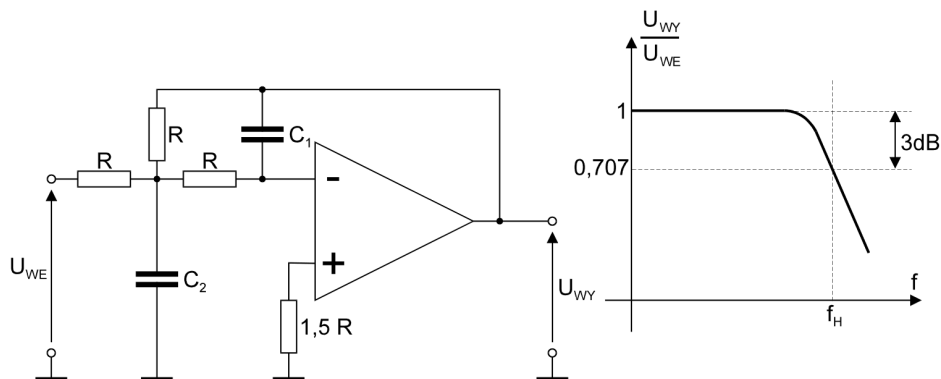
$$\frac{A}{A_0} = 10^{-3/20} \approx 0,707 \approx \frac{1}{\sqrt{2}}$$

Filtry aktywne (wykorzystujące wzmacniacze), w porównaniu z filtrami pasywnymi RLC, wyróżniają się wieloma zaletami: dużą stabilnością pracy w szerokim zakresie częstotliwości ($0,001Hz - 400kHz$), dokładnością, łatwością przestrajania częstotliwości oraz brakiem tłumienia sygnału użytecznego (a nawet możliwością jego wzmacniania). Górna częstotliwość pracy filtru jest ograniczona częstotliwością graniczną f_T wzmacniacza operacyjnego. [1]

Przy pracy z zadanym sygnałem modulującym może zająć potrzeba pre-filtrowania tego sygnału filtrem: dolnoprzepustowym, górnoprzepustowym albo pasmowoprzepustowym.

2.2. Filtr dolnoprzepustowy

Obwód elektryczny filtra dolnoprzepustowego przedstawiono na poniższym rysunku 9:



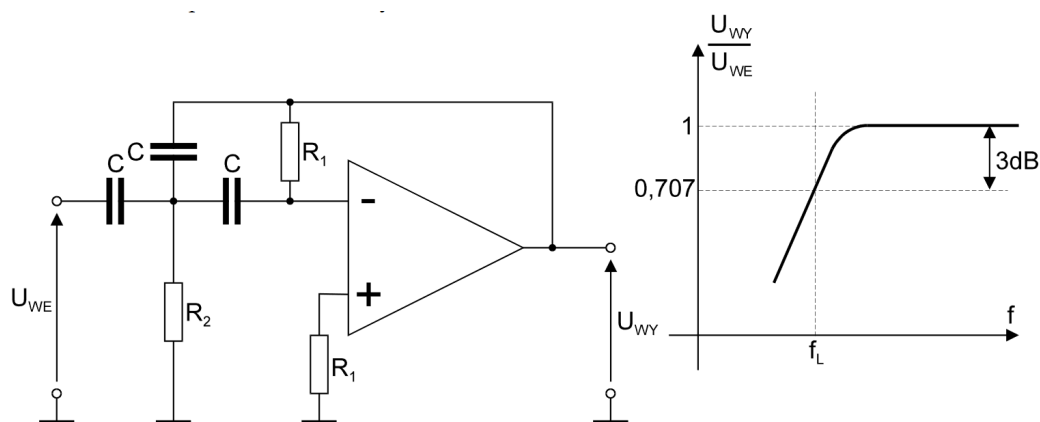
Rysunek 9. Obwód elektryczny filtra dolnoprzepustowego [1]

Filtr ten przepuszcza sygnały o częstotliwości mniejszej niż [1]:

$$f_H = \frac{1}{2\pi R \sqrt{C_1 C_2}}, A_{uf} = -1$$

2.3. Filtr górnoprzepustowy

Obwód elektryczny filtra górnoprzepustowego przedstawiono na poniższym rysunku 10:



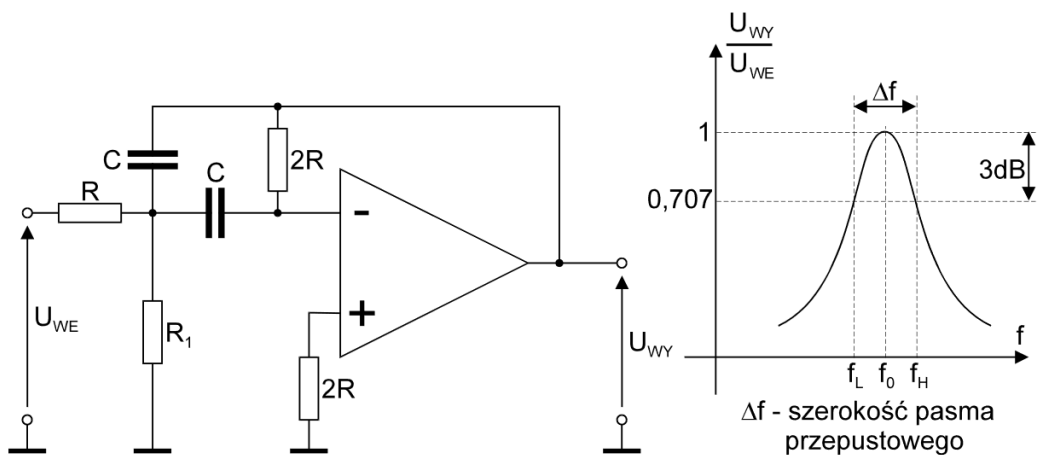
Rysunek 10. Obwód elektryczny filtra górnoprzepustowego [1]

Filtr ten przepuszcza sygnały o częstotliwości większej niż [1]:

$$f_L = \frac{1}{2\pi C \sqrt{R_1 R_2}}, \quad A_{uf} = -1$$

2.4. Filtr pasmowoprzepustowy

Obwód elektryczny filtra pasmowoprzepustowego przedstawiono na poniższym rysunku 11:



Rysunek 11. Obwód elektryczny filtra pasmowoprzepustowego [1]

Filtr ten przepuszcza sygnały o częstotliwości większej niż f_L i mniejszej niż f_H [1]:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC \sqrt{\frac{2R_1}{R+R_1}}}, \quad A_{uf} = -1$$

3. Modulacja amplitudy

3.1. Wstęp

Aby sygnał mógł zostać przekazany na znaczną odległość bez: jego wygaśnięcia, wpływu na niego czynników zewnętrznych, czy dodatku szumu; musi przejść przez proces modulacji. Modulacja czyni sygnał zdolnym do bycia przekazanym na znaczne odległości bez zmiany jego informacyjnych parametrów. Modulacja przekształca sygnał niskoczęstotliwościowy w sygnał wysokoczęstotliwościowy nieulegający wygaśnięciu po przebyciu znacznych odległości. Zaletami przeprowadzania modulacji jest:

- zwiększenie zasięgu komunikacji,
- zwiększenie jakości przesyłanego sygnału,
- zapobieganie mieszaniu się różnych sygnałów,
- możliwość przesyłania sygnałów tym samym torem,
- redukcja wielkości anteny potrzebnej do nadawania/odbierania sygnału.

W procesie modulacji wyróżnia się: sygnał modulujący (użyteczny, informacyjny), sygnał modulowany (nośny) i sygnał zmodulowany. Modulacja jest procesem zmiany parametrów wysokoczęstotliwościowego sygnału nośnego w zależności od chwilowych wartości sygnału modulującego (użytecznego). Rezultatem modulacji jest sygnał zmodulowany, który po dotarciu do anteny odbiorczej, zostaje demodulowany (zdekodowany) dla uzyskania sygnału informacyjnego.

Sygnał modulowany (nośny) stanowi wysokoczęstotliwościowy sygnał sinusoidalny. W zależności od modyfikowanego parametru sygnału modulowanego (wysokoczęstotliwościowego sygnału sinusoidalnego) wyróżnia się modulacje: amplitudy, częstotliwości lub fazy. W tej pracy rozpatrywana będzie modulacja amplitudy. Modulacja amplitudy jest procesem zmiany amplitudy wysokoczęstotliwościowego sygnału nośnego w zależności od chwilowych wartości sygnału użytecznego (modulującego). [3]

Wyróżnia się następujące modulacje amplitudy (każda następna metoda modulacji stanowi udoskonalenie poprzedniej):

- modulacja dwuwstęgowa z widoczną nośną (lub po prostu modulacja amplitudy),
- modulacja dwuwstęgowa z wytłumioną nośną,
- modulacja jednowstęgowa (może to być wstęga górna albo dolna),
- modulacja amplitudy z częściowo tłumioną wstęgą boczną.

3.2. Modulacja dwuwstęgowa z widoczną nośną

Wstęp

Założmy, że sygnał modulujący $m(t)$ ma postać:

$$m(t) = A_m \cos(2\pi f_m t)$$

a sygnał nośny $c(t)$ ma postać:

$$c(t) = A_c \cos(2\pi f_c t)$$

wtedy sygnał zmodulowany amplitudowo $s(t)$ ma postać:

$$s(t) = (A_c + A_m \cos(2\pi f_m t)) \cos(2\pi f_c t) \quad (2)$$

gdzie:

- A_m i A_c są amplitudami odpowiednio sygnału modulującego i nośnego,
- f_m i f_c są częstotliwościami odpowiednio sygnału modulującego i nośnego.

Współczynnik głębokości modulacji

Równanie sygnału zmodulowanego amplitudowo można równoważnie zapisać w postaci:

$$s(t) = A_c (1 + \mu \cos(2\pi f_m t)) \cos(2\pi f_c t)$$

gdzie $\mu = \frac{A_m}{A_c}$ jest współczynnikiem głębokości modulacji. Współczynnik można obliczyć za pomocą tego wzoru, gdy znane są wartości amplitud sygnału modulującego i nośnego. Gdy nieznane są wartości tych amplitud, to współczynnik ten można obliczyć przy pomocy wzoru:

$$\mu = \frac{A_{max} - A_{min}}{A_{max} + A_{min}} = \frac{A_c + A_m - (A_c - A_m)}{A_c + A_m + A_c - A_m} = \frac{2A_m}{2A_c} = \frac{A_m}{A_c}$$

gdzie A_{max} i A_{min} są odpowiednio wartościami maksymalnymi i minimalnymi górnej wstęgi bocznej (lub równoważnie maksymalnymi i minimalnymi amplitudami). Modulacja amplitudy jest najlepsza, gdy współczynnik głębokości amplitudy μ jest równy 1. W innych przypadkach mówi się o niedomodulowaniu albo o przemodulowaniu sygnału. [3]

Szerokość pasma

Dla sygnałów zmodulowanych definiuje się szerokość pasma BW , które stanowi różnicę pomiędzy najwyższą f_{max} i najniższą f_{min} częstotliwością sygnału:

$$BW = f_{max} - f_{min}$$

Współczynnik ten pozwala określić szerokość pasma BW (ang. *bandwidth*) zajmowanego przez sygnał zmodulowany. Dla obliczenia szerokości pasma BW zajmowanego przez sygnał zmodulowany amplitudowo $s(t)$ należy przekształcić równanie 2 do postaci składającej się z sumy sygnałów sinusoidalnych:

$$s(t) = A_c \cos(2\pi f_c t) + \frac{A_c \mu}{2} \cos(2\pi(f_c + f_m)t) + \frac{A_c \mu}{2} \cos(2\pi(f_c - f_m)t) \quad (3)$$

Zatem sygnał zmodulowany amplitudowo $s(t)$ składa się z trzech częstotliwości: częstotliwości sygnału nośnego f_c , częstotliwości górnej wstęgi bocznej $f_c + f_m$ i częstotliwości dolnej wstęgi $f_c - f_m$, zatem:

$$BW = f_{max} - f_{min} = f_c + f_m - (f_c - f_m) = 2f_m$$

Zatem szerokość pasma BW jest dwukrotnością częstotliwości sygnału zmodulowanego amplitudowo f_m . [3]

Moc sygnału

Na moc sygnału zmodulowanego amplitudowo nakłada się suma mocy: sygnału nośnego P_c (ang. *carrier*), sygnału górnej wstęgi bocznej P_{USB} (ang. *upper sideband*) i sygnału dolnej wstęgi bocznej P_{LSB} (ang. *lower sideband*):

$$P_t = P_c + P_{USB} + P_{LSB}$$

Wzór na moc sygnału sinusoidalnego ma postać:

$$P = \frac{v_{rms}^2}{R} = \frac{(v_m/\sqrt{2})^2}{R}$$

gdzie: v_{rms} jest wartością skuteczną napięcia sygnału sinusoidalnego, a v_m jest wartością maksymalną napięcia sygnału sinusoidalnego. Podstawiając do wzoru otrzymuje się kolejno:

$$\begin{aligned} P_c &= \frac{(A_c/\sqrt{2})^2}{R} = \frac{A_c^2}{2R} \\ P_{USB} &= P_{LSB} = \frac{(A_c\mu/2\sqrt{2})^2}{R} = \frac{A_c^2\mu^2}{8R} \\ P_t &= \frac{A_c^2}{2R} + \frac{A_c^2\mu^2}{8R} + \frac{A_c^2\mu^2}{8R} \\ P_t &= \left(\frac{A_c^2}{2R}\right) \left(1 + \frac{\mu^2}{4} + \frac{\mu^2}{4}\right) \\ P_t &= P_c \left(1 + \frac{\mu^2}{2}\right) \end{aligned}$$

W przypadku idealnej modulacji, czyli gdy $\mu = 1$, zachodzi: $P_t = 1,5 \cdot P_c$ [3]

Demodulacja sygnału

Schemat i zasada działania modulatora amplitudowego zostały przedstawione na stronie [4]. Wirtualne środowisko pomiarowe symuluje sygnał zmodulowany amplitudowo numerycznie. Numeryczna demodulacja sygnału zmodulowanego amplitudowo może zostać przeprowadzana na jeden z dwóch sposobów; odpowiednio obrabiając sygnał zmodulowany lub wykrywając obwiednię sygnału zmodulowanego. [3]

Matematyczne podstawy pierwszej metody są następujące. W pierwszym kroku każda wartość chwilowa sygnału zmodulowanego amplitudowo $s(t)$, dana ogólną zależnością:

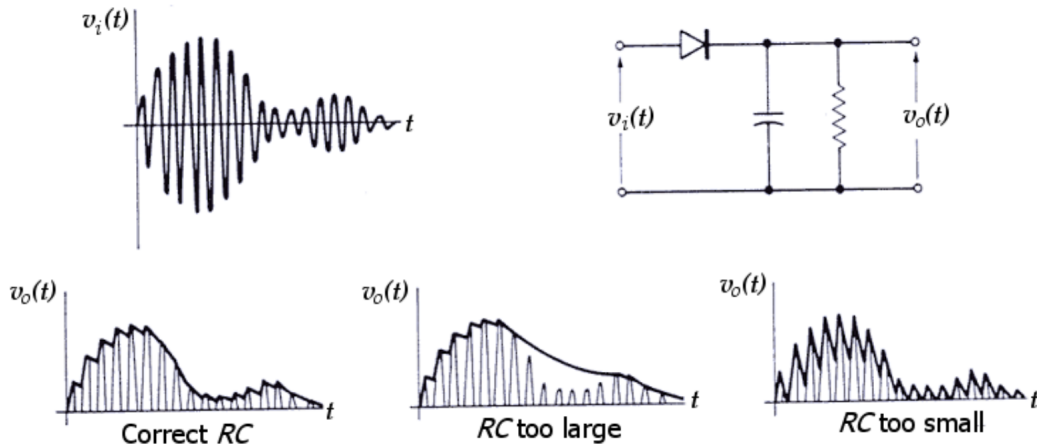
$$s(t) = A_c (1 + \mu m(t)) \cos(2\pi f_c t)$$

zostaje podniesiona do kwadratu i przekształcona do postaci (wykorzystując wzór na cosinus podwojonego kąta):

$$\begin{aligned}
(s(t))^2 &= (A_c (1 + \mu m(t)) \cos(2\pi f_c t))^2 = \\
&= A_c^2 \left(1 + \mu^2 (m(t))^2 + 2\mu m(t) \right) \left(\frac{1 + \cos(4\pi f_c t)}{2} \right) = \\
&= \frac{A_c^2}{2} (1 + \cos(4\pi f_c t) + \mu^2 (m(t))^2 + \mu^2 (m(t))^2 \cos(4\pi f_c t) + \\
&\quad + 2\mu m(t) + 2\mu m(t) \cos(4\pi f_c t)) = \\
&= \frac{A_c^2}{2} + \frac{A_c^2}{2} \cos(4\pi f_c t) + \frac{A_c^2 \mu^2}{2} (m(t))^2 + \\
&\quad + \frac{A_c^2 \mu^2}{2} (m(t))^2 \cos(4\pi f_c t) + A_c^2 \mu m(t) + A_c^2 \mu m(t) \cos(4\pi f_c t)
\end{aligned}$$

W powyższym wyrażeniu czynnik $A_c^2 \mu m(t) = A_c A_m m(t)$ stanowi przeskalowany sygnał użyteczny. Dla jego otrzymania: podniesiony do kwadratu sygnał zmodulowany amplitudowo $(s(t))^2$ filtruje się filtrem dolnoprzepustowym, odejmuje się składową stałą $\frac{A_c^2}{2}$ i dzieli się otrzymany sygnał przez A_c . [3]

W drugiej metodzie wykorzystuje się detektor obwiedni (ang. *envelope detector*). Sygnał zmodulowany amplitudowo $s(t)$ przepuszcza się kolejno przez diodę i filtr dolnoprzepustowy (który składa się z równoległej kombinacji rezystora i kondensatora) zgodnie z rysunkiem 12:



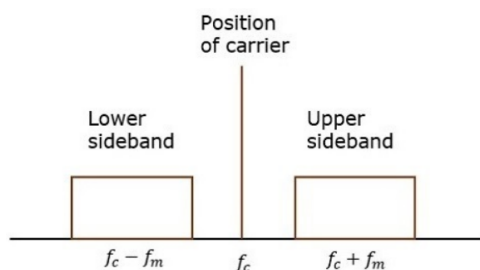
Rysunek 12. Detektor obwiedni i sygnały poddane jego działaniu przy różnych wartościach stałej RC [5]

Rysunek 12 przedstawia również wpływ doboru stałej RC na detekcję obwiedni. Dla dodatnich cykli sygnału $s(t)$ dioda przewodzi sygnał, dzięki czemu kondensator ładuje się. Dla ujemnego cyklu sygnału $s(t)$ dioda nie przepuszcza sygnału, przez co kondensator rozładowuje się przez rezystor, aż do następnego dodatniego cyklu sygnału $s(t)$. Stała RC powinna zostać tak dobrana, aby kondensator szybko się ładował i wolno się rozładowywał. [3] W wirtualnym stanowisku pomiarowym detekcja obwiedni przeprowadzana jest w sposób numeryczny.

Sygnał zmodulowany amplitudowo $s(t)$ składa się z: sygnału nośnego i dwóch sygnałów wstęp bocznych. Z tego względu modulacja amplitudowa nazywana jest

inaczej modulacją dwuwstęgową z widoczną nośną (ang. *double sideband full carrier* w skrócie *DSBFC*). Sygnał informacyjny zawarty jest tylko w tych wstęgach bocznych. Ponieważ dla idealnej modulacji amplitudowej (czyli, gdy $\mu = 1$) całkowita moc sygnału jest równa półtorakrotności sygnału nośnego, to 1/3 energii sygnału zmodulowanego jest wykorzystywana na generowanie sygnału nośnego (nieinformacyjnego). Z tego też względu wprowadzono metodę modulacji, w której nie generuje się sygnału nośnego. Ta metoda modulacji nazywa się modulacją dwuwstęgową z wytłumioną nośną (ang. *double sideband suppressed carrier* w skrócie *DSBSC*).

Poniższy rysunek 13 przedstawia schematycznie widmo amplitudowo-częstotliwościowe sygnału zmodulowanego amplitudowo (DSBFC). W tak wygenerowanym sygnale występuje sygnał nośny (carrier signal). Sygnał użyteczny mieści się w dwóch, symetrycznych wstęgach bocznych (sideband). Widmo tych wstęg zostało przedstawione schematycznie na rysunku 13 w postaci dwóch prostokątów. Te prostokąty obrazują zakresy częstotliwości potencjalnie zajmowane przez sygnał użyteczny $m(t)$. [3]

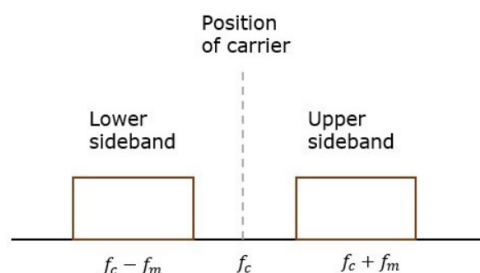


Rysunek 13. Schematycznie przedstawione widmo amplitudowo-częstotliwościowe sygnału DSBFC [6]

3.3. Modulacja dwuwstęgową z wytłumioną nośną

Wstęp

Poniższy rysunek 14 przedstawia schematycznie widmo amplitudowo-częstotliwościowe sygnału modulacji dwuwstęgowej z wytłumioną nośną (DSBSC). W porównaniu do modulacji DSBFC, w modulacji DSBSC 1/3 mocy przeznaczona na generowanie sygnału nośnego (nieinformacyjnego), nie jest generowana.



Rysunek 14. Schematycznie przedstawione widmo amplitudowo-częstotliwościowe sygnału DSBSC [6]

Analogicznie jak w przypadku modulacji DSBFC założmy, że sygnał modulujący $m(t)$ ma postać:

$$m(t) = A_m \cos(2\pi f_m t)$$

a sygnał nośny $c(t)$ ma postać:

$$c(t) = A_c \cos(2\pi f_c t)$$

wtedy sygnał zmodulowany metodą DSBSC $s(t)$ ma postać:

$$s(t) = m(t) \cdot c(t) = A_m A_c \cos(2\pi f_m t) \cos(2\pi f_c t) \quad (4)$$

gdzie:

- A_m i A_c są amplitudami odpowiednio sygnału modulującego i nośnego,
- f_m i f_c są częstotliwościami odpowiednio sygnału modulującego i nośnego. [3]

Szerokość pasma

Dla obliczenia szerokości pasma BW zajmowanego przez sygnał zmodulowany metodą DSBSC $s(t)$ należy przekształcić równanie 4 do postaci składającej się z sumy sygnałów sinusoidalnych:

$$s(t) = A_m A_c \cos(2\pi f_m t) \cos(2\pi f_c t) = \quad (5)$$

$$\frac{A_m A_c}{2} \cos(2\pi(f_c + f_m)t) + \frac{A_m A_c}{2} \cos(2\pi(f_c - f_m)t) \quad (6)$$

Zatem widmo sygnału zmodulowanego metodą DSBSC składa się z: minimalnej częstotliwości $f_c - f_m$ i maksymalnej częstotliwości $f_c + f_m$, zatem:

$$BW = f_{max} - f_{min} = f_c + f_m - (f_c - f_m) = 2f_m$$

Zatem sygnał zmodulowany metodą DSBSC ma taką samą szerokość pasma jak sygnał zmodulowany metodą DSBFC. Jest to konsekwencją również tego, że widma amplitudowo-częstotliwościowe tych sygnałów różnią się wyłącznie: wielkościami amplitud sygnałów znajdujących się w pasmach bocznych i brakiem/obecnością sygnału nośnego w charakterystyce widmowej. [3]

Moc sygnału

Moc sygnału zmodulowanego metodą DSBSC wynosi: [3]

$$\begin{aligned} P_t = P_{LSB} + P_{USB} &= \frac{(A_m A_c / 2\sqrt{2})^2}{R} + \frac{(A_m A_c / 2\sqrt{2})^2}{R} = \\ &= \frac{A_m^2 A_c^2}{8R} + \frac{A_m^2 A_c^2}{8R} = \frac{A_m^2 A_c^2}{4R} \end{aligned}$$

Demodulacja sygnału

Schemat i zasada działania modulatora DSBSC zostały przedstawione na stronie [7]. Analogicznie jak w przypadku sygnału zmodulowanego amplitudowo, wirtualne środowisko pomiarowe symuluje sygnał zmodulowany metodą DSBSC

numerycznie. Demodulacja sygnału zmodulowanego metodą DSBSC przeprowadzana jest przy pomocy pętli Costasa. Nie jest możliwe przeprowadzenie demodulacji sygnału zmodulowanego metodą DSBSC za pomocą metod przedstawionych w modulacji amplitudowej, ponieważ rozpatrywane sygnały modulujące w metodzie DSBSC są nie-nieujemne. Próba zapobiegnięcia temu poprzez dodanie odpowiedniej wartości sygnału stałego do sygnału modulującego $m(t)$ stanowi tak na prawdę modyfikację modulacji DSBSC do omówionej już modulacji amplitudowej.

Pętla Costasa, w odróżnieniu od omówionych do tej pory metod demodulacji, pozwala na demodulację sygnałów, których odpowiadający sygnał modulujący $m(t)$ przyjmuje zarówno wartości dodatnie jak i/lub ujemne. Koncepcja tej pętli bazuje na zależnościach trygonometrycznych. Postać sygnału zmodulowanego metodą DSBSC ma ogólną formę:

$$s(t) = A_c \cos(2\pi f_c t) m(t)$$

Powyższy sygnał przemnaża się przez sygnał nośny $c_1(t)$ postaci:

$$c_1(t) = \cos(2\pi f_c t + \phi)$$

W powyższym równaniu sygnału nośnego $c_1(t)$ występuje faza ϕ . Jej obecność w powyższym równaniu wynika z faktu, że nieznana jest faza odebranego sygnału zmodulowanego $s(t)$. Faza ϕ jest zdefiniowana, jako różnica faz pomiędzy lokalnie generowanym sygnałem nośnym $c_1(t)$, a odebrany sygnałem zmodulowanym $s(t)$. Zatem do przeprowadzenia demodulacji potrzebna jest znajomość fazy ϕ . Rozważmy wyrażenie $v_1(t) = s(t)c_1(t)$:

$$\begin{aligned} v_1(t) &= s(t)c_1(t) = A_c \cos(2\pi f_c t) m(t) \cos(2\pi f_c t + \phi) = \\ &= \frac{A_c}{2} \cos \phi m(t) + \frac{A_c}{2} \cos(4\pi f_c t + \phi) m(t) \end{aligned}$$

Po przepuszczeniu powyższego sygnału przez (odpowiedni) filtr dolnoprzepustowy otrzymuje się sygnał:

$$v'_1(t) = \frac{A_c}{2} \cos \phi m(t)$$

W powyższym wyrażeniu $\cos \phi$ jest niewiadomą, dlatego też należy wyznaczyć jeszcze jedno równanie, które pozwoli na wyznaczenie tej wartości. Dla tego celu sygnał zmodulowany $s(t)$ przemnaża się przez sygnał nośny $c_2(t)$ postaci:

$$c_2(t) = \sin(2\pi f_c t + \phi)$$

Wtedy:

$$\begin{aligned} v_2(t) &= s(t)c_2(t) = A_c \cos(2\pi f_c t) m(t) \sin(2\pi f_c t + \phi) = \\ &= \frac{A_c}{2} \sin \phi m(t) + \frac{A_c}{2} \sin(4\pi f_c t + \phi) m(t) \end{aligned}$$

Po przepuszczeniu powyższego sygnału przez filtr dolnoprzepustowy otrzymuje się sygnał:

$$v'_2(t) = \frac{A_c}{2} \sin \phi m(t)$$

Po podzieleniu sygnału $v'_2(t)$ przez sygnał $v'_1(t)$ otrzymuje się sygnał stały:

$$\frac{v'_2(t)}{v'_1(t)} = \frac{\frac{A_c}{2} \sin \phi m(t)}{\frac{A_c}{2} \cos \phi m(t)} = \tan \phi$$

Na podstawie powyższego sygnału oblicza się przesunięcie fazowe ϕ . Znajomość przesunięcia fazowego ϕ pozwala na przeprowadzenie korekty generowanego sygnału nośnego $c_1(t)$:

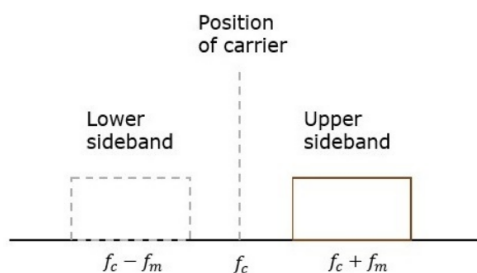
$$c'_1(t) = \cos(2\pi f_c t)$$

Dzięki tej korekcie sygnał otrzymany poprzez: przemnożenie sygnałów $s(t)$ i $c'_1(t)$, przefiltrowanie otrzymanego sygnału filtrem dolnoprzepustowym i podzielenie tak otrzymanego sygnału przez czynnik $A_c/2$; stanowi sygnał zmodulowany (informacyjny) $m(t)$. [3]

3.4. Modulacja jednowstęgowa

Wstęp

W sygnałach zmodulowanych metodami DSBFC i DSBSC sygnał użyteczny mieści się w dwóch symetrycznych wstęgach bocznych (ang. *sideband*). Sygnał informacyjny, mieszczący się w każdych z tych dwóch wstęg, jest taki sam, w związku z czym wystarczy dokonać transmisji wyłącznie jednej z tych wstęg, a drugą wytłumić. Tak określona metoda modulacji nazywa się modulacją jednowstęgową (ang. *single sideband suppressed carrier* w skrócie *SSBSC*). Na poniższym rysunku 15 przedstawiono schematycznie widmo amplitudowo-częstotliwościowe sygnału zmodulowanego metodą SSBSC:



Rysunek 15. Schematycznie przedstawione widmo amplitudowo-częstotliwościowe sygnału SSBSC [8]

W modulacji SSBSC zarówno sygnał nośny, jak i jedna ze wstęg bocznych (w powyższym przypadku dolna) podlega tłumieniu. Druga ze wstęg wykorzystywana jest do przekazywania informacji.

Analogicznie jak poprzednio założymy, że sygnał modulujący $m(t)$ ma postać:

$$m(t) = A_m \cos(2\pi f_m t)$$

a sygnał nośny $c(t)$ ma postać:

$$c(t) = A_c \cos(2\pi f_c t)$$

wtedy sygnał górnowiąstęgowy zmodulowany metodą SSBSC $s_{USB}(t)$ ma postać:

$$s_{USB}(t) = \frac{A_m A_c}{2} \cos(2\pi(f_c + f_m)t) \quad (7)$$

z kolei sygnał dolnowiąstęgowy $s_{LSB}(t)$ ma postać:

$$s_{LSB}(t) = \frac{A_m A_c}{2} \cos(2\pi(f_c - f_m)t) \quad (8)$$

gdzie:

- A_m i A_c są amplitudami odpowiednio sygnału modulującego i nośnego,
- f_m i f_c są częstotliwościami odpowiednio sygnału modulującego i nośnego. [3]

Szerokość pasma

Ponieważ dla metod modulacji dwuwiąstęgowych szerokość pasma $BW = 2f_m$, to szerokość pasma modulacji jednowiąstęgowej jest równa częstotliwości sygnału modulującego f_m : [3]

$$BW = f_m$$

Moc sygnału

Rozpatrywane sygnały jednowiąstęgowe są opisane zależnościami 7 i 8. Moc tych sygnałów P_t jest równa:

$$P_t = P_{USB} = P_{LSB} = \frac{(A_m A_c / 2\sqrt{2})^2}{R} = \frac{A_m^2 A_c^2}{8R}$$

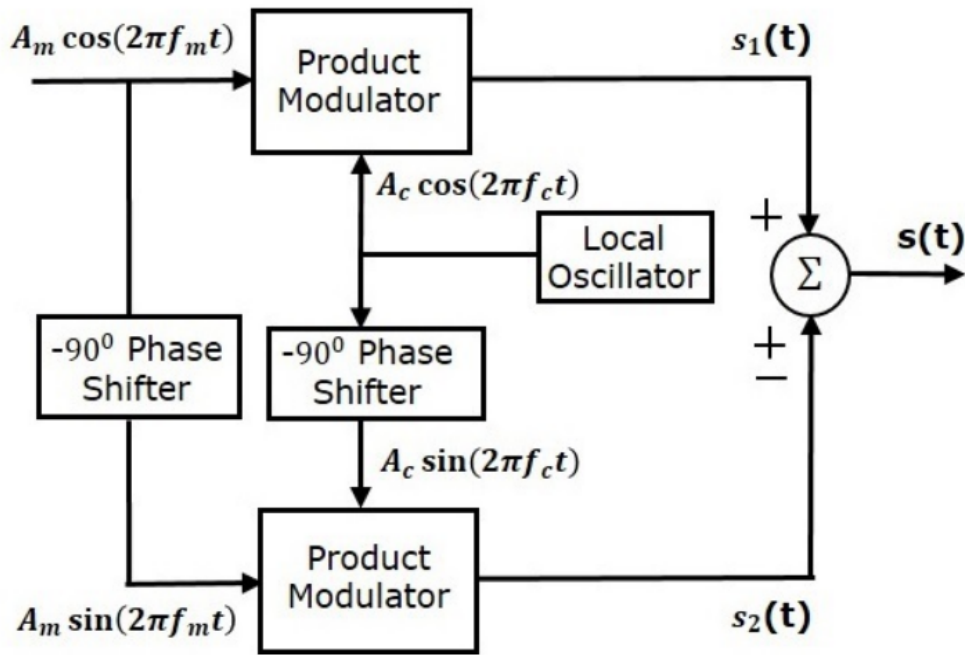
gdzie P_{USB} i P_{LSB} stanowią odpowiednio moce górnowiąstęgowych i dolnowiąstęgowych sygnałów zmodulowanych metodą SSBSC. [3]

Modulacja sygnału

Modulacja sygnału metodą SSBSC może zostać przeprowadzana na dwa sposoby. Prostszy (i bardziej oczywisty) w implementacji sposobem jest przeprowadzenie modulacji metodą DSBSC i przefiltrowanie otrzymanego sygnału filtrem pasmowoprzepustowym w taki sposób, aby otrzymać pożądaną wiąstęgę (górną albo dolną). Lepszym sposobem modulacji (niewykorzystującym filtru pasmowoprzepustowego) jest metoda dyskryminacji fazy. Ta metoda zostanie wykorzystana w numerycznej modulacji metodą SSBSC. Bez straty ogólności założmy, że sygnał modulujący $m(t)$ ma postać:

$$m(t) = A_m \cos(2\pi f_m t)$$

W ogólności rozpatrywany sygnał modulujący stanowi sumę sygnałów sinusoidalnych, jednak ze względu na liniowość przekształceń występujących w metodzie dyskryminacji fazy, można poczynić przedstawione powyżej, upraszczające założenie wobec formy sygnału $m(t)$. Schemat blokowy metody dyskryminacji fazy przedstawiono na poniższym rysunku 16:



Rysunek 16. Schemat blokowy metody dyskryminacji fazy [9]

Na powyższym schemacie „-90° Phase Shifter” stanowi przesuwnik fazowy. Sposób implementacji przesuwnika fazowego w LabVIEW zostanie przedstawiony później. Równania sygnałów $s_1(t)$ i $s_2(t)$ są następujące:

$$\begin{aligned} s_1(t) &= A_m A_c \cos(2\pi f_m t) \cos(2\pi f_c t) = \\ &= \frac{A_m A_c}{2} (\cos(2\pi(f_c + f_m)t) + \cos(2\pi(f_c - f_m)t)) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} s_2(t) &= A_m A_c \cos(2\pi f_m t - 90^\circ) \cos(2\pi f_c t - 90^\circ) = \\ &= A_m A_c \sin(2\pi f_m t) \sin(2\pi f_c t) = \\ &= \frac{A_m A_c}{2} (\cos(2\pi(f_c - f_m)t) - \cos(2\pi(f_c + f_m)t)) \end{aligned}$$

W zależności od pożądanej wstęgi bocznej modulacji jednowstęgowej, górną wstęgę $s_{USB}(t)$ opisuje zależność:

$$s_{USB}(t) = s_1(t) - s_2(t)$$

a dolną wstęgę $s_{LSB}(t)$ opisuje zależność: [3]

$$s_{LSB}(t) = s_1(t) + s_2(t)$$

Demodulacja sygnału

Z takiego samego powodu, jak w przypadku modulacji DSBSC (rozpatrywany sygnał modulujący $m(t)$ jest nie-nieujemny), nie można zastosować metod demodulacji wykorzystywanych w demodulacji sygnału zmodulowanego amplitudowo

(metodą DSBFC). Demodulację sygnału zmodulowanego metodą SSBSC można przeprowadzić wyłącznie w sposób spójny. Spróbowano w pracy dokonać demodulacji przy pomocy (zmodyfikowanej wersji) pętli Costasa lecz nie jest to możliwe, co zostanie poniżej uzasadnione. Rozważmy górnowiąstgowy sygnał zmodulowany metodą SSBSC:

$$s(t) = A_m A_c \cos(2\pi(f_c + f_m)t)$$

i dwa, lokalnie generowane sygnały nośne $c_1(t)$ i $c_2(t)$ postaci:

$$c_1(t) = \cos(2\pi f_c t + \phi)$$

$$c_2(t) = \sin(2\pi f_c t + \phi)$$

gdzie faza ϕ jest zdefiniowana jako różnica faz pomiędzy lokalnie generowanym sygnałem nośnym $c_1(t)$, a odebrany sygnałem zmodulowanym $s(t)$. Sygnał $v_1(t) = s(t)c_1(t)$ ma postać:

$$\begin{aligned} v_1(t) &= s(t)c_1(t) = A_m A_c \cos(2\pi(f_c + f_m)t) \cos(2\pi f_c t + \phi) = \\ &= \frac{A_m A_c}{2} (\cos(-2\pi f_m t + \phi) + \cos(2\pi(2f_c + f_m)t + \phi)) \end{aligned}$$

Po przepuszczeniu powyższego sygnału przez filtr dolnoprzepustowy otrzymuje się sygnał:

$$v'_1(t) = \frac{A_m A_c}{2} \cos(-2\pi f_m t + \phi)$$

Sygnał $v_2(t) = s(t)c_2(t)$ ma postać:

$$\begin{aligned} v_2(t) &= s(t)c_2(t) = \frac{A_m A_c}{2} \cos(2\pi(f_c + f_m)t) \sin(2\pi f_c t + \phi) = \\ &= \frac{A_m A_c}{2} (\sin(-2\pi f_m t + \phi) + \sin(2\pi(2f_c + f_m)t + \phi)) \end{aligned}$$

Po przepuszczeniu powyższego sygnału przez filtr dolnoprzepustowy otrzymuje się sygnał:

$$v'_2(t) = \frac{A_m A_c}{2} \sin(-2\pi f_m t + \phi)$$

O sygnałach $v'_1(t)$ i $v'_2(t)$ wiadomo jedynie tyle, że są one przesunięte względem siebie w fazie o $\frac{\pi}{2}$. Oznacza to, że każdy z nich można otrzymać przy pomocy drugiego. Nie jest zatem możliwe wyznaczenie na podstawie ich przesunięcia fazowego. Analogiczne rozważania można przeprowadzić dla sygnału dolnowstęgowo. W tym celu można wykorzystać przeprowadzone powyżej (analogiczne) rozważania dokonując jedynie podstawienia $f_m \rightarrow -f_m$. Analogicznie jak poprzednio otrzymuje się dwa sygnały, o których wiadomo jedynie tyle, że są przesunięte względem siebie w fazie o $\frac{\pi}{2}$.

Lecz niezależnie od tego, czy rozpatrywany sygnał jest górno-, czy dolnowstęgowy, dla przeprowadzenia demodulacji sygnału zmodulowanego jednowstęgowo

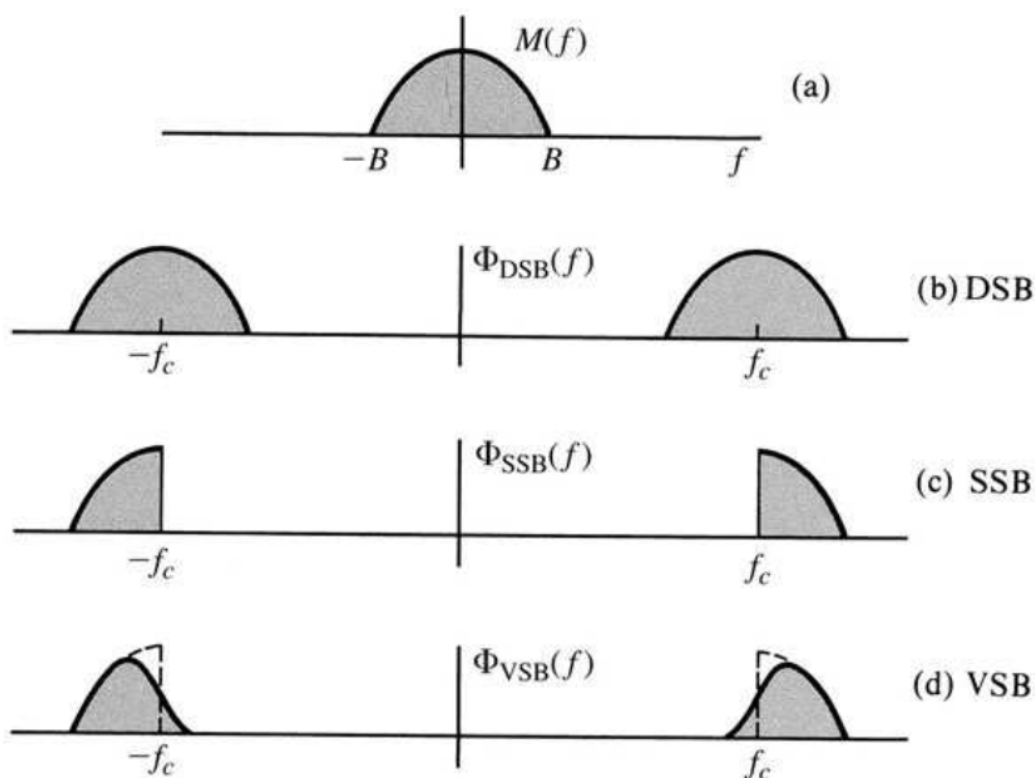
należy: przemnożyć sygnały $s(t)$ i $c'_1(t)$ (gdzie sygnały nośne są zsynchronizowane), przefiltrować otrzymany sygnał filtrem dolnoprzepustowym i podzielić otrzymany sygnał przez czynnik $A_c/2$. Tak otrzymany sygnał stanowi sygnał zmodulowany (informacyjny) $m(t)$. Można pokazać wykorzystując powyższe rozważania, że ta metoda jest poprawna również dla sygnałów modulujących $m(t)$ stanowiących sumę sygnałów sinusoidalnych postaci:

$$m(t) = \sum_{i=1}^n A_i \cos(2\pi f_i t + \phi_i)$$

3.5. Modulacja amplitudy z częściowo tłumioną wstęgą boczną

Wstęp

W poprzednim podrozdziale została omówiona modulacja jednowstęgowa. Jednym ze sposobów otrzymania sygnału jednowstęgowego jest przeprowadzenie modulacji metodą DSBSC i przefiltrowanie otrzymanego sygnału filtrem pasmowoprzepustowym. Problem tego rozwiązania ilustruje poniższy rysunek 17:



Rysunek 17. Widma (amplitudowe) sygnału $m(t)$ zmodulowanego amplitudowo różnymi metodami [10]

Na powyższym rysunku 17 przedstawiono 4 widma sygnałów. Widmo sygnału stanowi jego reprezentację w dziedzinie częstotliwości. Tą reprezentację otrzymuje się przy pomocy transformacji Fouriera sygnału $\mathcal{F}(m(t))$. Transformata Fouriera (wynik transformacji Fouriera sygnału) w ogólności zwraca zespoloną funkcję zmiennej rzeczywistej f . Innymi słowy transformata Fouriera zwraca wartości

zespolone (charakteryzowane przez część rzeczywistą i urojoną), które są przyporządkowane każdej wartości częstotliwości f . Powyższe widma powinny składać się zatem z dwóch krzywych obrazujących rezultat części rzeczywistej i części urojonej transformaty Fouriera dla każdej wartości f albo alternatywnie dwóch krzywych obrazujących moduły i fazy tych liczb zespolonych. Powyższy rysunek 17 stanowi widma amplitudowo-częstotliwościowe, które przedstawiają moduł transformaty Fouriera tych sygnałów w zależności od częstotliwości f .

Pierwsze widmo (amplitudowe) stanowi moduł transformaty Fouriera sygnału $|\mathcal{F}(m(t))| = |M(f)|$. Transformatę Fouriera sygnału $m(t)$ oznacza się jako:

$$M(f) = \mathcal{F}(m(t))$$

Drugie widmo obrazuje, tzn. przedstawia moduł transformaty Fouriera sygnału zmodulowanego dwuwstęgowo z wytłumioną nośną (DSBSC):

$$\Phi_{DSB}(f) = \mathcal{F}(m(t)2 \cos(2\pi f_c t)) = M(f + f_c) + M(f - f_c)$$

Na tym widmie nie widać nośnej, ponieważ (zgodnie z nazwą metody modulacji) została ona wytłumiona. To widmo stanowi sumę dwóch przesuniętych widm $M(f)$, co wynika z dwóch faktów. Po pierwsze z postaci transformaty Fouriera sygnału $2 \cos(2\pi f_c t)$:

$$\mathcal{F}(2 \cos(2\pi f_c t)) = \delta(f - f_c) + \delta(f + f_c)$$

gdzie δ jest deltą Diraca. Po drugie z faktu, że mnożenie dwóch funkcji w dziedzinie czasu odpowiada w dziedzinie częstotliwości splotom ich transformat Fouriera:

$$\mathcal{F}(f(t)g(t)) = \mathcal{F}(f(t)) * \mathcal{F}(g(t))$$

Trzecie widmo obrazuje sygnał zmodulowany górnwstęgowo z wytłumioną nośną (SSBSC). Można to widmo otrzymać, poprzez przefiltrowanie sygnału zmodulowanego dwuwstęgowo z wytłumioną nośną (DSBSC) filtrem górnoprzepustowym. Matematycznie odpowiada to przemnożeniu transformaty Fouriera sygnału zmodulowanego metodą DSBSC $\Phi_{DSB}(f)$ przez funkcję transformacji (idealnego) filtra górnoprzepustowego $H_{USB}(f)$ (ang. *upper sideband filter*) postaci:

$$H_{USB}(f) = \begin{cases} 1 & f \in [-f_c, f_c] \\ 0 & f \notin [-f_c, f_c] \end{cases}$$

Zatem:

$$\Phi_{SSB}(f) = \Phi_{DSB}(f)H_{USB}(f)$$

Problem w tym, że idealny filtr górnoprzepustowy nie istnieje. Zastosowanie rzeczywistego filtra górnoprzepustowego do usunięcia dolnej wstęgi bocznej wiąże się z utratą części pasma (w tym przypadku górnej) wstęgi bocznej, a tym samym niesionych przez nią informacji. Dla uniknięcia tego wprowadzono kolejną metodę modulacji amplitudowej, która nie tłumi całkowicie pasma dolnej wstęgi bocznej. Ta metoda modulacji nazywa się modulacją amplitudy z częściowo tłumioną wstęgą boczną (ang. *Vestigial Side Band Suppressed Carrier* w

skrótie VSBSC). Zwykle tą tłumioną wstęgą jest wstęga dolna. Modułacja VSBSC polega zatem na przefiltrowaniu sygnału modulacji DSBSC rzeczywistym filtrem górnoprzepustowym tak, aby częściowo wytłumić wstęgę dolną. W praktyce dla wytłumienia również innych, niepożądanych częstotliwości, wykorzystuje się filtr pasmowoprzepustowy. [10]

Modulacja sygnału

Do modulacji sygnału metodą VSBSC wykorzystuje się sygnał zmodulowany metodą DSBSC $p(t)$ postaci:

$$p(t) = m(t) \cdot A_c \cos(2\pi f_c t)$$

Zgodnie z wcześniejszymi rozważaniami (i faktem, że transformacja Fouriera jest przekształceniem liniowym) transformacja Fouriera sygnału $p(t)$ ma postać:

$$P(f) = \frac{A_c}{2} (M(f + f_c) + M(f - f_c))$$

Niech funkcja transformacji rzeczywistego filtra pasmowoprzepustowego ma postać $H(f)$. Wtedy transformacja Fouriera sygnału zmodulowanego metodą VSBSC ma postać: [3]

$$S(f) = \frac{A_c}{2} (M(f + f_c) + M(f - f_c))H(f)$$

Demodulacja sygnału

Z takiego samego powodu, jak w przypadku modulacji DSBSC (rozpatrywany sygnał modulujący $m(t)$ jest nie-nieujemny), nie można zastosować metod demodulacji wykorzystywanych w demodulacji sygnału zmodulowanego amplitudowo (metodą DSBFC). Próba demodulacji sygnału zmodulowanego metodą VSBSC przy pomocy (zmodyfikowanej wersji) pętli Costasa, dla zniwelowania przesunięcia fazowego ϕ pomiędzy lokalnie generowanym sygnałem nośnym, a sygnałem nośnym sygnału zmodulowanego, jest bardzo trudna do zrealizowania, co zostanie poniżej uzasadnione. Rozważmy transformatę Fouriera sygnału zmodulowanego metodą VSBSC:

$$S(f) = \frac{A_c}{2} (M(f + f_c) + M(f - f_c))H(f)$$

i lokalnie generowany sygnał nośny $c(t)$ postaci:

$$c(t) = \cos(2\pi f_c t + \phi)$$

gdzie faza ϕ jest zdefiniowana jako różnica faz pomiędzy lokalnie generowanym sygnałem nośnym $c(t)$, a odebrany sygnałem zmodulowanym $s(t)$. Widmo sygnału $v(t) = s(t)c(t)$ ma postać:

$$\begin{aligned}
V(f) &= \mathcal{F}(s(t)c(t)) = \mathcal{F}(s(t) \cos(2\pi f_c t + \phi)) = \\
&= \mathcal{F}(s(t) \frac{\exp(-2j\pi f_c t - j\phi) + \exp(2j\pi f_c t + j\phi)}{2}) = \\
&= \frac{1}{2} \mathcal{F}(s(t)) * \mathcal{F}(\exp(-2j\pi f_c t - j\phi) + \exp(2j\pi f_c t + j\phi)) = \\
&= \frac{1}{2} S(f) * (\mathcal{F}(\exp(-2j\pi f_c t - j\phi)) + \mathcal{F}(\exp(2j\pi f_c t + j\phi))) = \\
&= \frac{1}{2} S(f) * (\mathcal{F}(e^{-j\phi} \exp(-2j\pi f_c t)) + \mathcal{F}(e^{j\phi} \exp(2j\pi f_c t))) = \\
&= \frac{1}{2} S(f) * (e^{-j\phi} \mathcal{F}(\exp(-2j\pi f_c t)) + e^{j\phi} \mathcal{F}(\exp(2j\pi f_c t))) = \\
&= \frac{1}{2} S(f) * (e^{-j\phi} \delta(f + f_c) + e^{j\phi} \delta(f - f_c)) = \\
&= \frac{1}{2} (e^{-j\phi} S(f + f_c) + e^{j\phi} S(f - f_c))
\end{aligned}$$

Podstawiając do powyższego wyrażenia transformatę Fouriera sygnału zmodulowanego metodą VSBSC otrzymuje się:

$$\begin{aligned}
V(f) &= \frac{1}{2} (e^{-j\phi} \frac{A_c}{2} (M(f + 2f_c) + M(f)) H(f + f_c) + \\
&\quad + e^{j\phi} \frac{A_c}{2} (M(f) + M(f - 2f_c)) H(f - f_c)) = \\
&= \frac{A_c}{4} M(f) (e^{-j\phi} H(f + f_c) + e^{j\phi} H(f - f_c)) + \dots
\end{aligned}$$

Po przepuszczeniu powyższego sygnału $v(t)$ przez filtr dolnoprzepustowy otrzymuje się:

$$V'(f) = \frac{A_c}{4} M(f) (e^{-j\phi} H(f + f_c) + e^{j\phi} H(f - f_c))$$

Aby umożliwić wyznaczenie przesunięcia fazowego ϕ wykorzystując powyższą zależność, wykorzystany zostanie fakt, że funkcja transformacji filtra $H(f)$ jest funkcją parzystą:

$$\begin{aligned}
V'(0) &= \frac{A_c}{4} M(0) (e^{-j\phi} H(f_c) + e^{j\phi} H(-f_c)) = \\
&= \frac{A_c}{4} M(0) H(f_c) (e^{-j\phi} + e^{j\phi}) = \\
&= \frac{A_c}{4} M(0) H(f_c) 2 \cos \phi
\end{aligned}$$

Czyniąc analogiczne, powyższe kroki dla lokalnie generowanego sygnału nośnego $c'(t)$ postaci:

$$c'(t) = \cos(2\pi f_c t + \phi - \frac{\pi}{2}) = \sin(2\pi f_c t + \phi)$$

otrzymuje się:

$$V''(0) = \frac{A_c}{4} M(0) H(f_c) 2 \sin \phi$$

dzięki czemu:

$$\frac{V''(0)}{V'(0)} = \tan \phi$$

Wadą powyższej metody demodulacji jest to, że wymaga ona, aby wartość $M(0)$ była niezerowa (i dostatecznie duża, aby niepopołniony został błąd numeryczny). Nie każdy sygnał modulujący $m(t)$ spełnia ten warunek, dlatego też ta metoda demodulacji nie zostanie zaimplementowana w wirtualnym stanowisku pomiarowym.

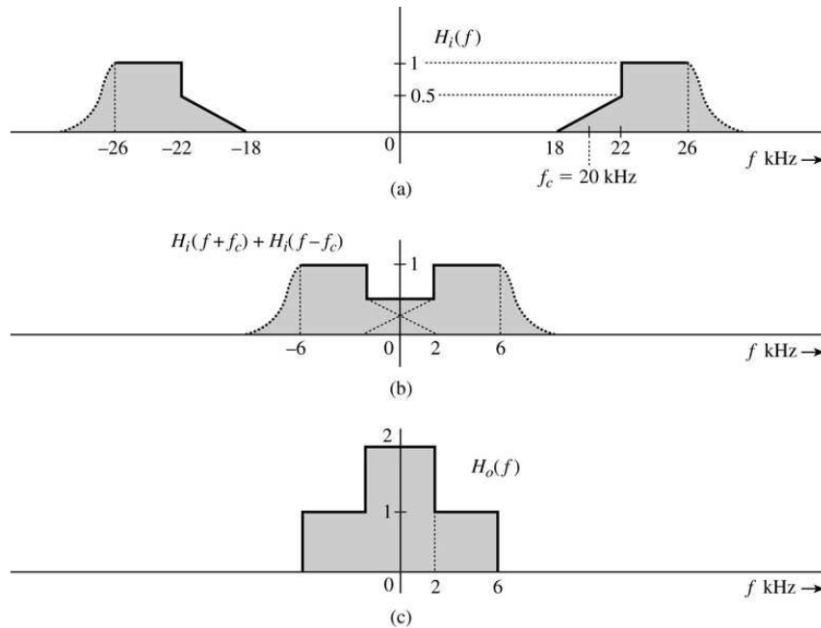
Lecz nawet gdyby znane było przesunięcie fazowe ϕ , to demodulacja w wirtualnym stanowisku pomiarowym i tak byłaby niemożliwa do przeprowadzenia. Dla wytłumaczenia tego rozważmy:

$$V'(f) = \frac{A_c}{4} M(f) (H(f + f_c) + H(f - f_c))$$

Zakładając, że:

$$H(f + f_c) + H(f - f_c) = c$$

stanowi stałą dla $|f| < B$ (gdzie B jest pewną stałą), to $V'(f)$ stanowi przeskalowaną transformatę Fouriera transformaty $M(f)$. Dzięki temu sygnał $v'(t)$ stanowi przeskalowaną wersję sygnału informacyjnego $m(t)$. Należy zatem odpowiednio zaprojektować filtr pasmowoprzepustowy $H(f)$ tak, aby możliwe było przeprowadzenie powyższego przekształcenia. Rozważmy poniższy rysunek 18:



Rysunek 18. Funkcja transformacji filtra pasmowoprzepustowego $H(f)$ i przekształcenia tej funkcji [10]

Filtr $H(f)$, którego funkcja transformacji została przedstawiona na powyższym rysunku, tłumi częściowo dolną wstęgę boczną. W zakresie częściowego tłumienia dolnej wstęgi bocznej funkcja transformacji filtra zmienia się liniowo. Częstotliwość f_c znajduje się pośrodku tego zakresu liniowego. Wykres drugi powyższego rysunku przedstawia rozważane wyrażenie $H(f + f_c) + H(f - f_c)$. W zakresie nakładania się zakresów liniowo zmieniających się wyrażen $H(f + f_c)$ i $H(f - f_c)$ rozważane wyrażenie $H(f + f_c) + H(f - f_c)$ jest stałe. Odwrotność rozważanego wyrażenia:

$$H_0(f) = \frac{1}{H(f + f_c) + H(f - f_c)}$$

gdzie ma ono sens (gdzie $H(f + f_c) + H(f - f_c) \neq 0$) ilustruje wykres trzeci powyższego rysunku. Powyższy rysunek ilustruje zamysł konstrukcji filtra pasmowoprzepustowego. Dolne, symetryczne wstęgi tego filtra powinny zmieniać się liniowo (z pominięciem tego nagłego skoku, który został poczyniony jedynie dla ilustracji koncepcji). Częstotliwość f_c powinna się znaleźć pośrodku tych zmieniających się liniowo zakresów. Górne, symetryczne wstęgi tego filtra powinny być na tyle długie, aby nie tłumiły górnych wstęg bocznych sygnału zmodulowanego metodą *VSBC*. Dzięki temu $H_0(f) = \frac{1}{c} = 1$ dla $|f| < B$. Oznacza to, że:

$$M(f) = \frac{4}{A_c} V'(f) H_0(f)$$

Zatem dla otrzymania sygnału informacyjnego $m(t)$ należy sygnał $v'(t)$ przepuścić przez odpowiedni filtr dolnoprzepustowy i przeskalować otrzymany sygnał przez czynnik $\frac{4}{A_c}$. [3] [10]

Problem z implementacją powyższego rozwiązania jest taki, że nie da się zaimplementować w LabVIEW filtra o liniowo zmieniającej się funkcji transformacji. Sprawdzono wszelkie możliwe rodzaje filtrów dostępne w paletce filtrów, lecz żaden z nich nie spełnia przedstawionego wymogu. Dlatego też powyższe rozważania dotyczące modulacji *VSBC* zostały wyłącznie przedstawione jako dopełnienie informacji dotyczących modulacji amplitudowej.

4. Moc i energia sygnału

Znajomość mocy i energii sygnału jest przydatna przy pracy z nimi. W ogólności moc definiuje się jako pochodną energii po czasie:

$$P = \frac{dE}{dt}$$

Wykorzystując teoretyczne definicje napięcia V i natężenia I można pokazać, że (chwilowa) moc sygnału jest równa:

$$P = VI$$

Wykorzystując prawo Ohma otrzymuje się:

$$P = VI = V \frac{V}{R} = \frac{V^2}{R}$$

W przypadku mierzonych sygnałów cyfrowych nieznana jest rezystancja R , dlatego też umownie przyjmuje się ją równą 1. Wtedy wzór na (chwilową) moc sygnałów cyfrowych ma postać:

$$P(n) = (s(n))^2$$

Dla mocy sygnału definiuje się moc szczytową, która stanowi maksymalną moc sygnału. Zgodnie z równaniem $P = \frac{dE}{dt}$ energia sygnału E jest dana zależnością:

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} P(\tau) d\tau$$

Dla mierzonych sygnałów cyfrowych wzór na energię sygnału ma postać:

$$E = \sum_{n=-\infty}^{\infty} P(n) \Delta t = \sum_{n=-\infty}^{\infty} (s(n))^2 \Delta t$$

gdzie Δt jest czasem próbkowania (jest to całkowanie numeryczne metodą prostokątów). Pomiar energii sygnału E , ze względu na czas jego trwania, jest niemożliwy do przeprowadzenia numerycznie. Dlatego też rozpatruje się energię sygnału w zadanym przedziale czasowym (T_1, T_2) :

$$E(T_1, T_2) = \int_{T_1}^{T_2} P(\tau) d\tau$$

Dla mierzonych sygnałów cyfrowych wzór na energię sygnału w zadanym przedziale czasowym (T_1, T_2) (numerycznie (n_1, n_2)) ma postać:

$$E(T_1, T_2) = \sum_{n=n_1}^{n_2} P(n) \Delta t = \sum_{n=n_1}^{n_2} (x(n))^2 \Delta t$$

Dla energii sygnału w zadanym przedziale czasowym definiuje się średnią moc sygnału w zadanym przedziale czasowym (T_1, T_2) :

$$\bar{P}(T_1, T_2) = \frac{E(T_1, T_2)}{T_2 - T_1} = \frac{1}{T_2 - T_1} \int_{T_1}^{T_2} P(\tau) d\tau$$

Dla mierzonych sygnałów cyfrowych wzór na średnią moc sygnału w zadanym przedziale czasowym (T_1, T_2) ma postać:

$$\bar{P}(T_1, T_2) = \frac{E(T_1, T_2)}{T_2 - T_1} = \frac{1}{T_2 - T_1} \sum_{n=n_1}^{n_2} P(n) = \frac{1}{T_2 - T_1} \sum_{n=n_1}^{n_2} (x(n))^2$$

Dla sygnałów zmodulowanych mierzy się sprawność energetyczną transmisji informacji η zdefiniowaną jako:

$$\eta = \frac{P_{INF}}{P_{TOT}}$$

gdzie P_{INF} stanowi średnią moc sygnału informacyjnego, a P_{TOT} stanowi średnią moc wygenerowanego sygnału. W przypadku modulacji amplitudy:

$$P_{TOT} = P_{INF} + P_c$$

gdzie P_c stanowi średnią moc sygnału nośnego. Powyższe równanie stanowi uproszczenie. Rozważmy sumę dwóch sygnałów $s_1(t)$ i $s_2(t)$ postaci:

$$s_1(t) = A_1 \cos(2\pi f t + \phi_1)$$

$$s_2(t) = A_2 \cos(2\pi f t + \phi_2)$$

Sygnał postaci $s_1(t) + s_2(t)$ stanowi sygnał sinusoidalny $s(t)$ o amplitudzie A danej równaniem:

$$A^2 = A_1^2 + A_2^2 + 2A_1A_2 \cos(\phi_2 - \phi_1)$$

Wykorzystując wzór na moc sygnału sinusoidalnego (pomijając nieznaną rezystancję R) otrzymuje się:

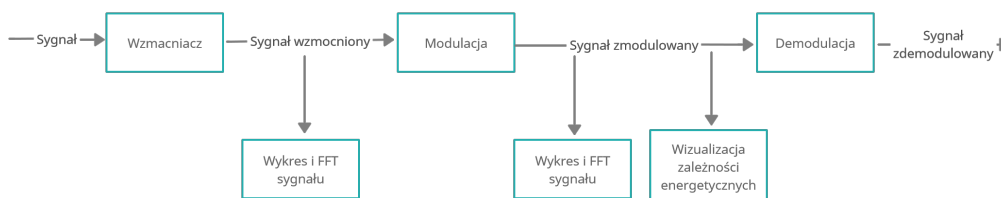
$$P_A = \frac{A_1^2 + A_2^2 + 2A_1A_2 \cos(\phi_2 - \phi_1)}{2} = P_{A1} + P_{A2} + A_1A_2 \cos(\phi_2 - \phi_1)$$

Ponieważ z równym prawdopodobieństwem $\cos(\phi_2 - \phi_1)$ może być dodatne, jak i ujemne, przyjmuje się, że „średnio” suma sygnałów sinusoidalnych ma moc równą sumie mocy poszczególnych sygnałów sinusoidalnych. Ogólny wzór na sprawność energetyczną jest trudny do wyprowadzenia, gdyż częstotliwości dodawanych sygnałów są różne, dlatego też przyjmuje się powyższe uproszczenie. [11] [12]

5. Symulacyjne środowisko pomiarowe

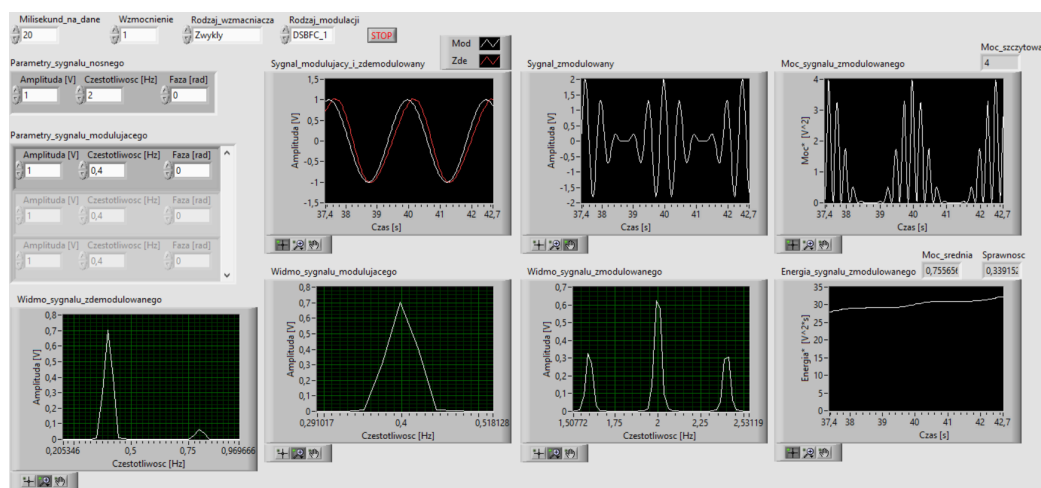
Wstęp

Koncepcję symulacyjnego środowiska pomiarowego (VI: *main_symulacyjny.vi*) przedstawiono na poniższym schemacie blokowym:



Rysunek 19. Schemat blokowy ilustrujący koncepcję symulacyjnego środowiska pomiarowego

Omawianie symulacyjnego środowiska pomiarowego najlepiej będzie zacząć od omawiania jego panelu frontowego:



Rysunek 20. Panel frontowy symulacyjnego środowiska pomiarowego

Panel frontowy składa się z czterech wykresów i trzech widm amplitudowo-częstotliwościowych. W LabVIEW za wykres odpowiada obiekt *Waveform Chart*. Te obiekty: zostały naniesione na panel czołowy, podziałki tych obiektów zostały zmienione, nazwano odpowiednio co przedstawiają te obiekty, dodano do tych obiektów paletę wykresu (ang. *Graph Palette*, pozwala ona na modyfikację wyświetlanej zawartości wykresu) oraz zostały podpisane osie tych obiektów (wraz z jednostkami). Osie poziome wszystkich wykresów przedstawiają czas w sekundach. Osie pionowe sygnałów przedstawiają napięcie w voltach. Oś pionowa mocy sygnału przedstawia moc w voltach do kwadratu (rezystancję pominięto ze względu na brak jej znajomości). Oś pionowa energii sygnału przedstawia energię w voltach do kwadratu razy sekunda (analogicznie i tu rezystancję pominięto).

Teraz zostaną omówione widma amplitudowo-częstotliwościowe. W LabVIEW za widma odpowiada obiekt *Waveform Graph*. Osie poziome wszystkich widm

przedstawiają częstotliwość w hercach. Osie pionowe wszystkich widm przedstawiają amplitudę w woltach. Należy zwrócić uwagę na to, że przedstawione widma amplitudowo-częstotliwościowe różnią się od teoretycznych widm, bowiem teoretyczne widma obrazują sygnały sinusoidalne przy pomocy delty Diraca. Ta różnica wynika z dwóch faktów. Po pierwsze, w odróżnieniu od sygnału teoretycznego, sygnał rzeczywisty jest skończony. Przez to i wartości transformaty sygnałów rzeczywistych są skończone. Po drugie, wartości pików transformaty Fouriera wskazujących na częstotliwości sygnału sinusoidalnego (są to częstotliwości $-f$ i f) są wprost proporcjonalne do długości rozpatrywanego przedziału czasowego sygnału. Wykorzystuje się to do znormalizowania widm sygnałów sinusoidalnych o różnych czasach trwania, ale takich samych amplitudach i częstotliwościach (fazy nie mają znaczenia na widmo amplitudowo-częstotliwościowe). Piki widm amplitudowo-częstotliwościowych są znormalizowane do wartości skutecznych sygnałów sinusoidalnych. Dzięki temu widma amplitudowo-częstotliwościowe obrazują, obok częstotliwości odpowiednich sygnałów sinusoidalnych, ich wartości skuteczne. Z wartości skutecznych można naturalnie obliczyć amplitudy odpowiednich sygnałów sinusoidalnych. Dla przykładu, widmo sygnału modulującego przedstawione na powyższym rysunku ma pik o wartości: $(0, 4Hz, 0, 71V)$. Widmo składa się tylko z tego pików. Oznacza to, że sygnał modulujący jest opisany równaniem:

$$m(t) = 1V \cdot \cos(2\pi \cdot 0,4Hz \cdot t + \phi)$$

Fazy tego sygnału ϕ nie da się odczytać z widma amplitudowo-częstotliwościowego. Ostatnia różnica pomiędzy widmami teoretycznymi i numerycznymi jest taka, że ze względu na symetrię względem zera, widma numeryczne nie posiadają ujemnych częstotliwości.

Teraz zostanie omówiona kwestia wyboru sygnałów wejściowych (sygnału nośnego oraz sygnału wejściowego, który ma podlegać wzmocnieniu). Obrano czas próbkowania sygnałów na $20ms$ ze względu na fakt, że wykresy czasowe tych sygnałów są wtedy dobrze przedstawione. Czas próbkowania $20ms$ odpowiada częstotliwości próbkowania równej $50Hz$. Ustalono, że sygnał nośny jest dobrze przedstawiony na wykresie, gdy częstotliwość tego sygnału jest mniejsza lub w przybliżeniu równa $\frac{50Hz}{25} = 2Hz$. Również ustalono, że częstotliwość sygnału modulującego powinna wynosić około lub mniej niż $\frac{2Hz}{10} = 0,2Hz$. Oczywiście faza i amplituda tych sygnałów nie ma zasadniczego wpływu na pracę symulacyjnego środowiska pomiarowego.

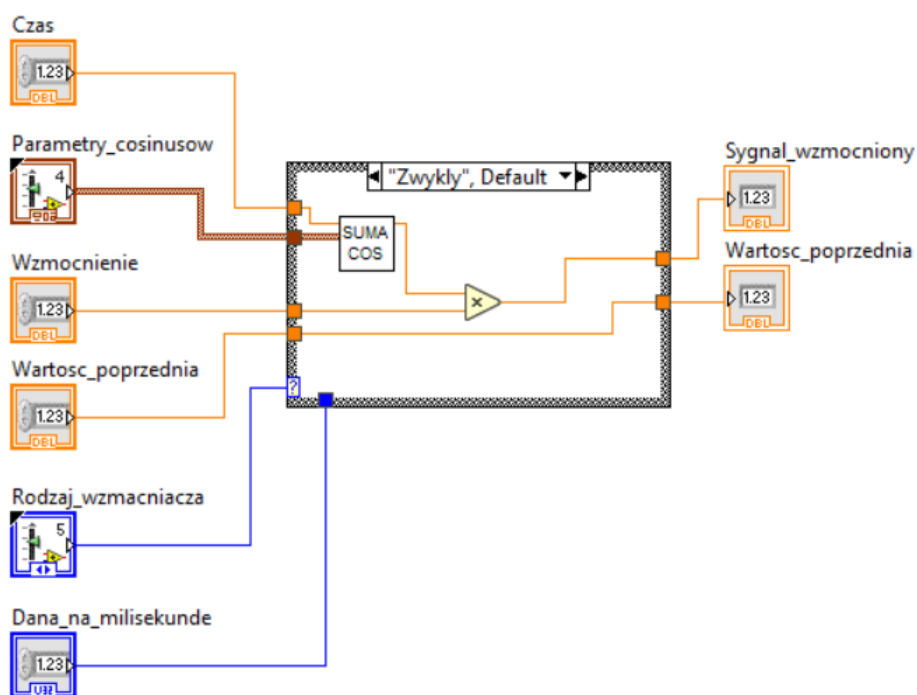
Warto dodać, że karta pomiarowa nie nadaje się do pomiarów wysokoczęstotliwościowych sygnałów. Dla przykładu produkt firmy NI: NI 9381 ([13]) ma czas konwersji równy $50\mu s$ (co odpowiada $20kS/s$). Ta wartość czasu konwersji jest zbyt wysoka dla sygnałów radiowych zmodulowanych amplitudowo (pasmo przenoszenia wynosi $535kHz - 1605kHz$ [14]) i o dużo zbyt wysoka dla sygnałów telewizyjnych zmodulowanych metodą VSBSC.

Wzmacniacz

Symulacyjne środowisko pomiarowe symuluje tor wzmocnienia napięciowego z modulacją AM. Środowisko daje możliwość zatem modyfikacji wzmacniania i modulacji amplitudy. Sposób implementacji wzmacniacza w programie jest nastę-

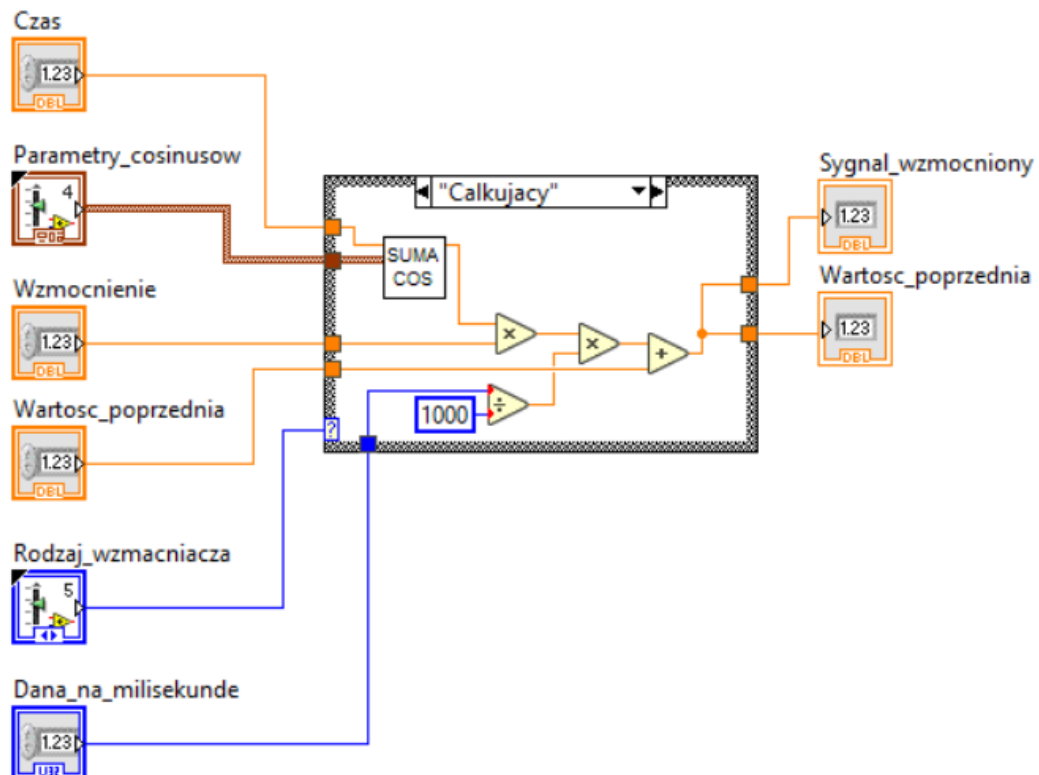
pujący. Co należy najpierw zaznaczyć to to, że model wzmacniacza wykorzystywany w programie **nie** pracuje w zakresach nasycenia. Oznacza to, że zakres liniowy zaimplementowanego w programie wzmacniacza jest nieskończony. Podjęto taką decyzję ze względu na to, że zasadniczym celem projektu jest zapoznanie się modulacją amplitudy. Praca wzmacniacza w zakresach nasycenia bezpowrotnie zniekształca sygnał podlegający modulacji. Osoba symulująca pracę wzmacniacza powinna mieć to na uwadze. Z analogicznego powodu nie zaimplementowano pracy wzmacniacza po przekroczeniu częstotliwości granicznej f_T .

Implementacja wzmacniacza odbyła się na spostrzeżeniu, że pracę wzmacniacza można opisać poprzez wzmocnienie (współczynnik proporcjonalności) sygnału oraz to, czy tryb pracy wzmacniacza jest „zwykły” (tzn. różnicowy), całkujący, czy różniczkujący. Zaimplementowano więc wzmacniacz ze względu na podział na te trzy tryby pracy (SubVI: *Wzmacniacz.vi*):

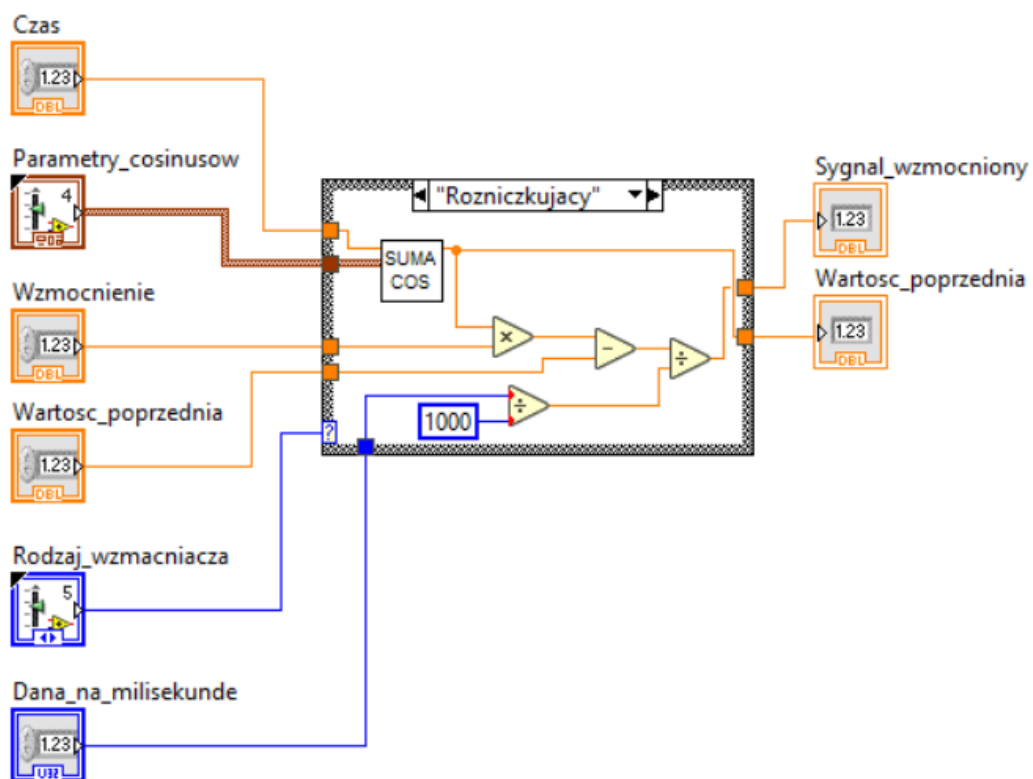


Rysunek 21. Schemat blokowy wzmacniacza „zwykłego”

Wzmacniacz „zwykły” wyłącznie skaluje napięcie wejściowe (Schemat bloku „SUMA COS” zostanie później przedstawiona). Wzmacniacz całkujący również skaluje napięcie wejściowe, ale również obok tego całkuje wejściowe napięcie. Dla przeprowadzenia całkowania sygnał wzmocniony jest mnożony przez czas próbkowania i wartość tego napięcia jest dodawana do scałkowanego do tej pory sygnału (jest to całkowanie numeryczne metodą prostokątów). „Wartosc_ poprzednia” to wartość iteracyjna, która pozwala na przeprowadzanie całkowania bez konieczności ciągłego sumowania wartości całej tablicy sygnału. „Wartosc_ poprzednia” została zainicjalizowana wartością 0. Wzmacniacz różniczkujący również wykorzystuje zmienną iteracyjną „Wartosc_ poprzednia”. Po obliczeniu kolejnej wartości sygnału ta wartość jest wykorzystywana do obliczenia pochodnej. Po jej obliczeniu „Wartosc_ poprzednia” przyjmuje chwilową wartość napięcia. „Wartosc_ poprzednia” jest inicjalizowana wartością sygnału w czasie $t = 0$.



Rysunek 22. Schemat blokowy wzmacniacza całkującego



Rysunek 23. Schemat blokowy wzmacniacza różniczkującego

Przetestowano poprawność implementacji wzmacniacza. Wzmacniacz „zwykły” poprawnie działa (skaluje sygnał). Dla sprawdzenia poprawności implementacji wzmacniaczy całkujących i różniczkujących rozważono sygnał:

$$x(t) = 5V \cdot \cos(2\pi f_c t)$$

gdzie $f_c = 0,3\text{Hz}$. Po scałkowaniu powyższego sygnału otrzymuje się:

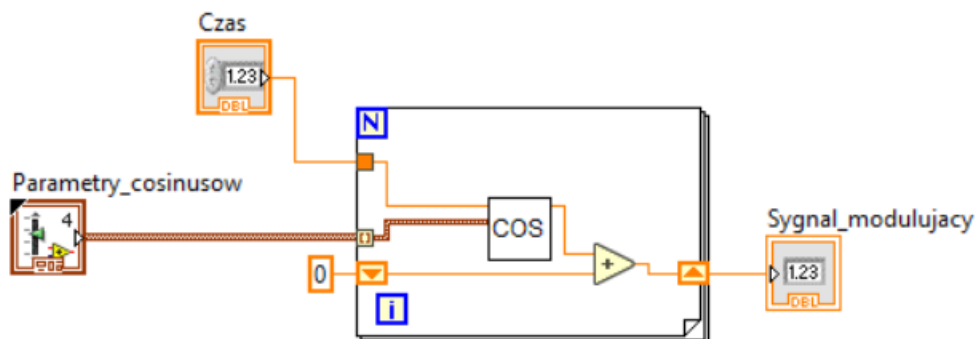
$$\int_0^t 5 \cos(2\pi f_c \tau) d\tau = \frac{5}{2\pi f_c} \sin(2\pi f_c t) \approx 3,97V \cdot \sin(2\pi f_c t)$$

Taki sygnał odnotowano na wykresie. Różniczkując sygnał $x(t)$ otrzymuje się:

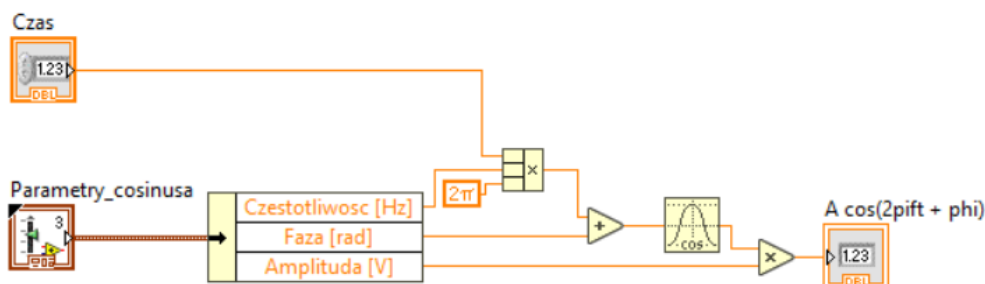
$$\frac{d(5 \cos(2\pi f_c t))}{dt} = 10\pi f_c (-\sin(2\pi f_c t)) \approx -6,28V \cdot \sin(2\pi f_c t)$$

Analogicznie taki sygnał odnotowano na wykresie z tą różnicą, że przy wartościach wolno zmieniających się (przy maksimach i minimach sygnału sinusoidalnego) odnotowano „szumy”. Są one spowodowane błędami numerycznymi przy liczeniu pochodnej w tych miejscach. Jak powiedziano wcześniej, nadrzędnym celem tej pracy jest zapoznanie się z modulacją amplitudową, dlatego też wykorzystywany będzie wzmacniacz „zwykły” o wzmacnieniu równym 1.

Blok „SUMA COS” (SubVI: *Generator_sygnalu_modulujacego.vi*) generuje sygnał modulujący stanowiący sumę sygnałów sinusoidalnych. Wykorzystuje on blok „COS” (SubVI: *Generator_cosinusa.vi*) generujący sygnał sinusoidalny.



Rysunek 24. Schemat blokowy generatora sygnału modulującego



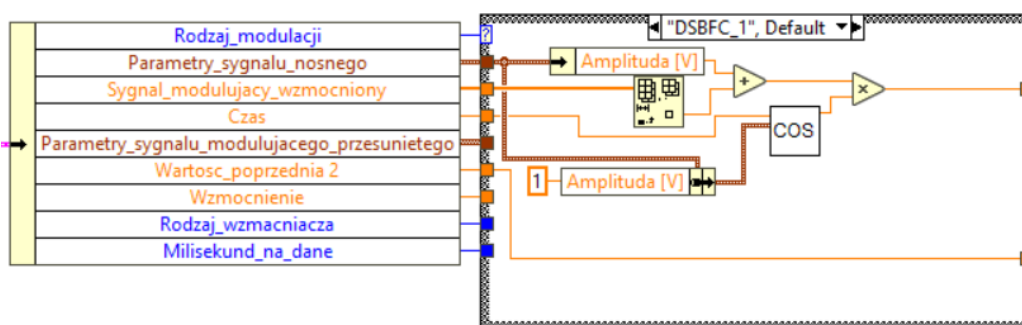
Rysunek 25. Schemat blokowy generatora sygnału sinusoidalnego

Modulacje i demodulacje

Przedstawione zostaną teraz schematy blokowe stanowiące implementacje poszczególnych metod modulacji oraz demodulacji (opisanych we wcześniejszych podrozdziałach rozdziału „Modulacja amplitudy”). Zwraca się jedynie uwagę na fakt, że w terminalu „Rodzaj_modulacji” pojawia się DSBFC_1 i DSBFC_2. To są takie same sposoby modulacji różniące się sposobem przeprowadzania demodulacji.

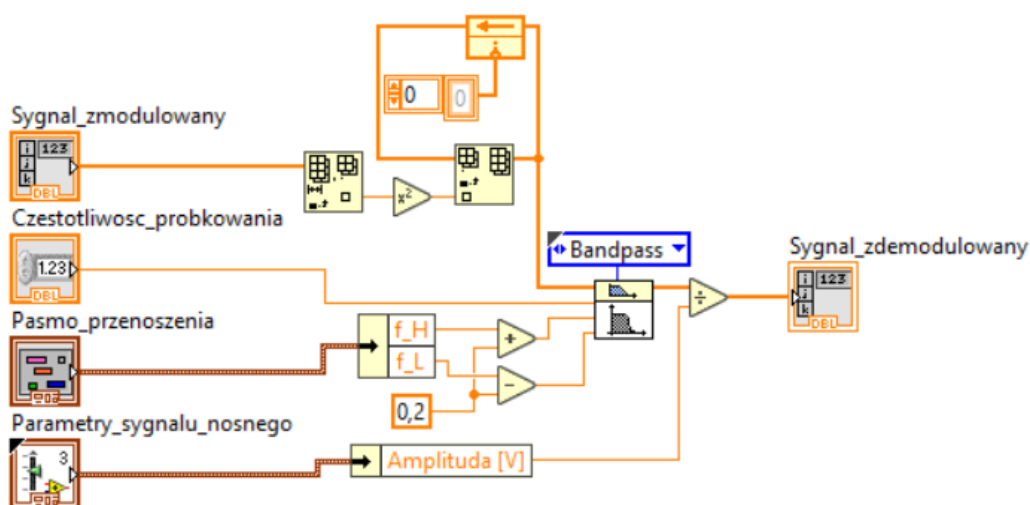
Modulacja dwuwstęgowa z widoczną nośną

Sposób przeprowadzania tej modulacji (i demodulacji) został przedstawiony w podrozdziale „Modulacja dwuwstęgowa z widoczną nośną”. Implementacja w symulacyjnym środowisku pomiarowym jest następująca (i zgodna z rozważaniami teoretycznymi) (górny terminal wyjściowy odpowiada za próbki sygnału zmodulowanego):



Rysunek 26. Schemat blokowy generatora sygnału zmodulowanego dwuwstęgowo z widoczną nośną

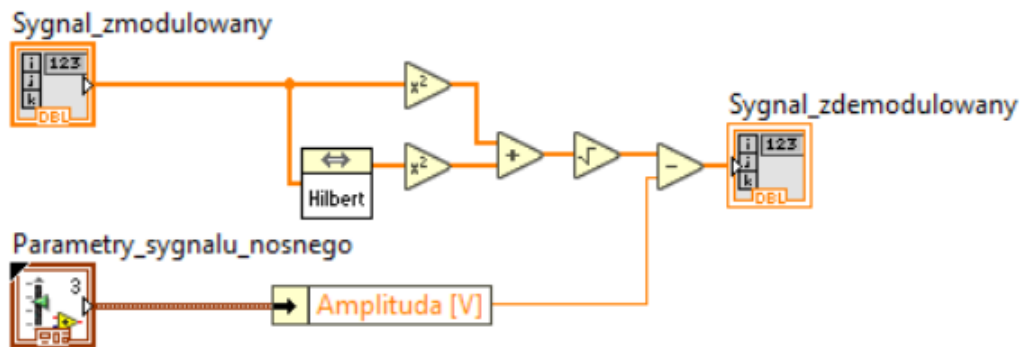
Tak samo przeprowadzana jest „demodulacja DSBFC_2”. Pierwszy sposób implementacji demodulacji jest następujący (SubVI: *Demodulacja_DSBFC.vi*):



Rysunek 27. Schemat blokowy pierwszego sposobu implementacji demodulatora sygnału zmodulowanego dwuwstęgowo z widoczną nośną

Ten sposób wykorzystuje filtr. Do implementacji filtra został wykorzystany wbudowany w LabVIEW VI: *Butterworth filter.vi*. Filtr Butterwortha stanowi taki rodzaj filtra, który: posiada maksymalnie płaską charakterystykę w paśmie przenoszenia, ma szybki spadek wokół częstotliwości odcięcia, ale opóźnia sygnał w zależności od jego częstotliwości [15]. Do działania implementacji filtra potrzebne jest zdefiniowanie: sygnału podlegającego filtracji, częstotliwości próbkowania, częstotliwości odcięcia/odcięć i rodzaj filtra (górnopass, dolnopass, pasmowoprzepustowy albo pasmowozaporowy). Częstotliwości odcięcia filtra pasmowoprzepustowego są uzależnione od pasma przenoszenia w taki sposób, że częstotliwości graniczne pasma przenoszenia zostały symetrycznie powiększone o $0,2Hz$. Jedyną różnicą pomiędzy rozważaniami teoretycznymi, a powyżej przedstawioną implementacją jest taka, że składowa stała została odcięta filtrem pasmowoprzepustowym. Ta implementacja okazała się bardziej dokładna w porównaniu do teoretycznej.

Drugi sposób filtracji wykorzystuje detekcję obwiedni (SubVI: *Demodulacja_DSBFC_2.vi*). Implementacja detektora obwiedni została poniżej przedstawiona:



Rysunek 28. Schemat blokowy drugiego sposobu implementacji demodulatora sygnału zmodulowanego dwuwstęgowo z widoczną nośną

Obwiednia (ang. *envelope*) jest zdefiniowana zależnością [16]:

$$e(t) = \sqrt{x^2(t) + \hat{x}^2(t)}$$

gdzie $x(t)$ jest sygnałem, którego obwiednię należy wyliczyć, a $\hat{x}(t)$ stanowi transformację Hilberta rozpatrywanego sygnału $x(t)$. Można udowodnić prawdziwość takiej definicji obwiedni wykorzystując: postać sygnału $x(t)$ (suma sygnałów sinusoidalnych), liniowość transformacji Hilberta, postać transformaty Hilberta sygnału sinusoidalnego oraz zależności trygonometryczne. W przypadku sygnału zmodulowanego amplitudowo postaci danej równaniem 2:

$$s(t) = (A_c + A_m \cos(2\pi f_m t)) \cos(2\pi f_c t)$$

Obwiednia tego sygnału ma postać:

$$e(t) = A_c + A_m \cos(2\pi f_m t)$$

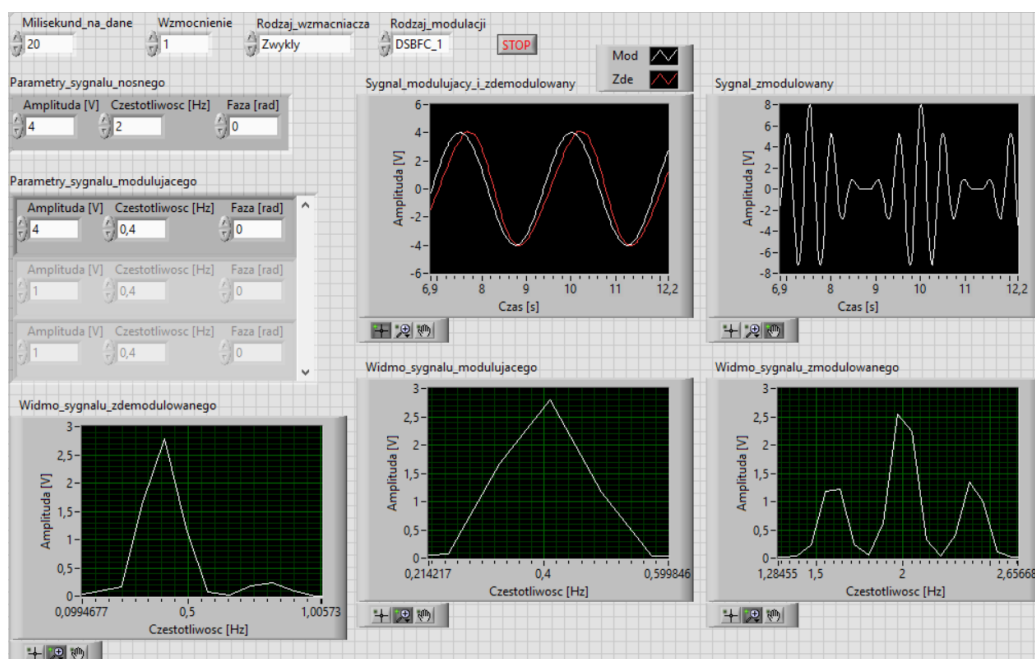
Dlatego też w powyższej implementacji detektora obwiedni odejmuje się składową stałą, stanowiącą amplitudę sygnału nośnego, dla otrzymania sygnału modulującego.

Przechodząc do testowania poprawności implementacji modulacji i demodulacji. Rozważony został sygnał nośny $c(t)$ i modulujący $m(t)$ o postaciach:

$$c(t) = 4V \cdot \cos(2\pi \cdot 2Hz \cdot t)$$

$$m(t) = 4V \cdot \cos(2\pi \cdot 0,4Hz \cdot t)$$

Dokonano wyboru równych amplitud tych sygnałów, dla spełnienia warunku poprawnej głębokości modulacji: $\mu = 1$. Obrano amplitudy równe $4V$ dla sprawdzenia poprawności skalowania wykresów. Dobór faz nie ma wpływu na modulację i demodulację przeprowadzoną metodą DSBFC (detekcja jest zawsze spójna). Otrzymane wykresy są następujące:

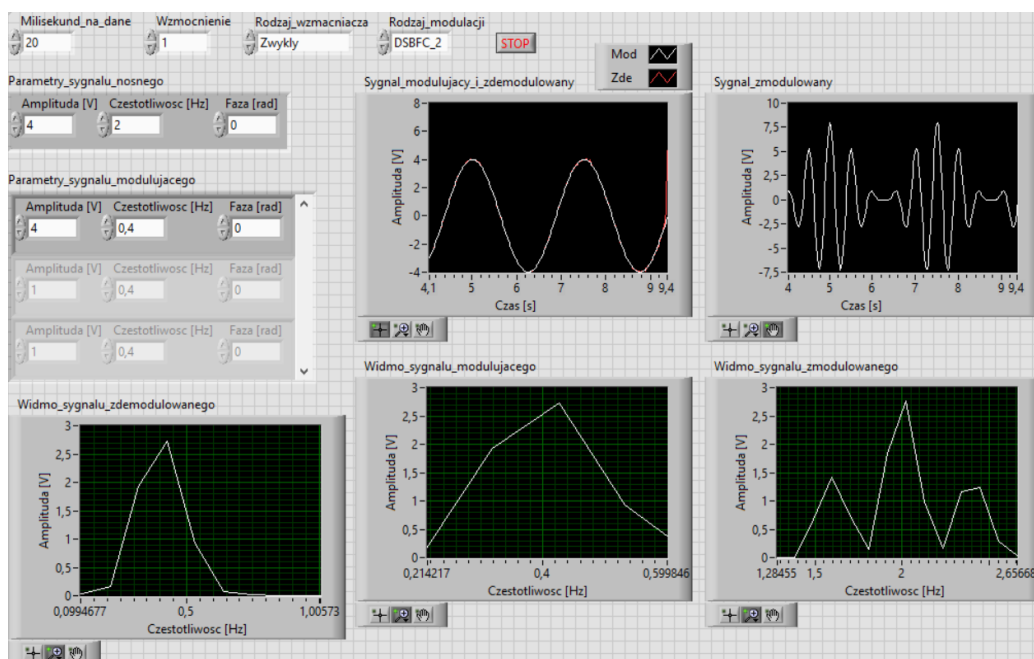


Rysunek 29. Wykresy ilustrujące modulację i demodulację dwuwstęgową z widoczną nośną

Analizę wyników zacznie się od analizy widm sygnałów. Okna widm sygnałów zostały tak ustawione, by widoczne były wyłącznie wartości niezerowe. Widmo sygnału modulującego jest zgodne z przyjętą definicją sygnału ($\frac{4V}{\sqrt{2}} \approx 2,83V$). Analogicznie widmo sygnału zmodulowanego jest zgodne z równaniem 3. Udo-
wadnia to również poprawność implementacji generatora sygnału nośnego. Roz-
patrując widmo sygnału zdemodulowanego oczekiwane było, że przyjmie tak-
ką samą postać jak widmo sygnału modulującego. Istnieje jednak pik w wid-
mie amplitudowo-częstotliwościowym sygnału zdemodulowanego o częstotliwo-
ści równej $0,8Hz$. Spowodowane jest to faktem, że filtr pasmowoprzepustowy nie
wytłumił sygnału sinusoidalnego będącego częścią sygnału $(s(t))^2$. Na wykresie
sygnału modulującego i zdemodulowanego zaobserwowano opóźnienie sygnału
zdemodulowanego względem modulującego, co jest wspomnianą konsekwencją
działania filtra Butterwortha.

Przeprowadzono analogiczny test dla „DSBFC_ 2” (czyli wtedy, gdy demo-
dulacja jest wykonana przy pomocy detektora obwiedni). Ze względu na fakt,

że „DSBFC_ 1” różni się od „DSBFC_ 2” wyłącznie sposobem demodulacji, rozpatrzone zostaną wyłącznie: widmo sygnału zdemodulowanego oraz sygnał modulujący i zdemodulowany.

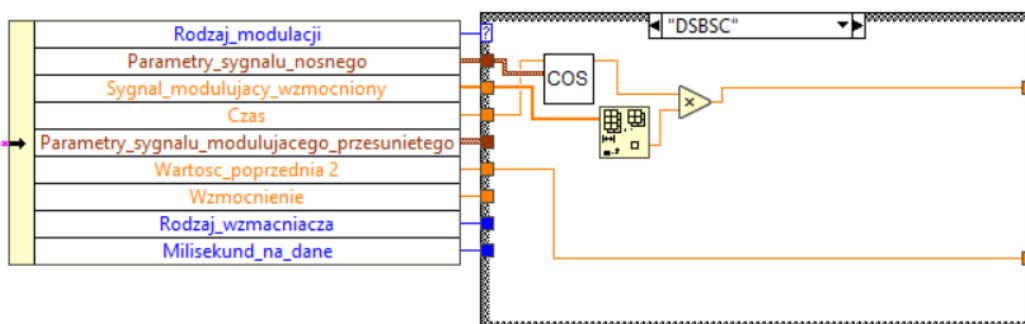


Rysunek 30. Wykresy ilustrujące modulację i demodulację dwuwstęgową z widoczną nośną

Jak widać z widm i wykresów sygnałów, demodulacja przy użyciu detektora obwiedni (wykorzystującego transformatę Hilberta) jest dokładna. Wadą tego rozwiązania w odniesieniu do poprzedniego jest fakt, że liczona jest transformata Hilberta z całego sygnału i ta transformata zwraca sygnał zmieniający się w czasie. Poprzednie rozwiązanie zwraca kolejne, niezmiennące się próbki sygnału.

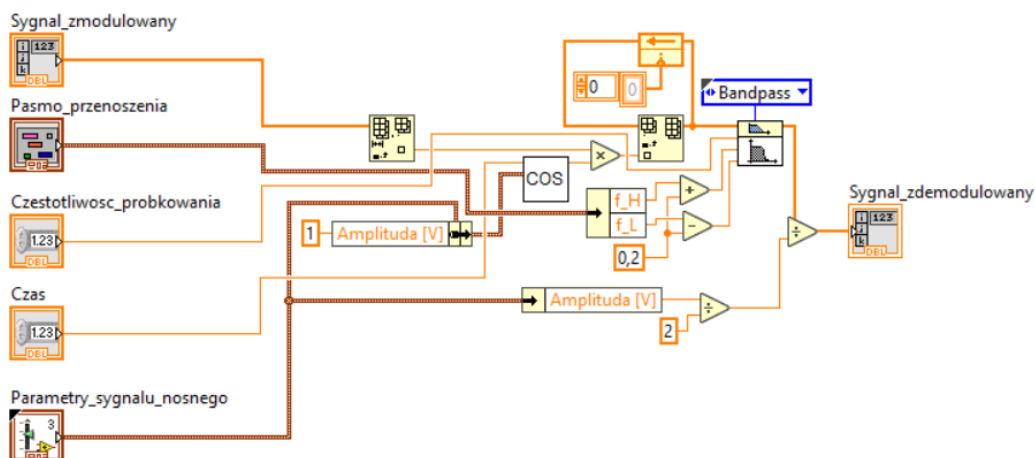
Modulacja dwuwstęgową z wytłumioną nośną

Sposób przeprowadzenia tej modulacji (i demodulacji) został przedstawiony w podrozdziale „Modulacja dwuwstęgową z wytłumioną nośną”. Implementacja modulacji w symulacyjnym środowisku pomiarowym jest następująca:



Rysunek 31. Schemat blokowy generatora sygnału zmodulowanego dwuwstęgowo z wytłumioną nośną

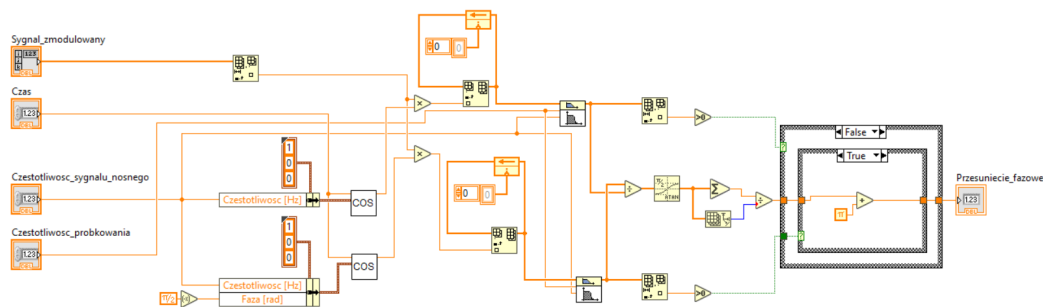
Górny terminal wyjściowy odpowiada za próbki sygnału zmodulowanego. Sposób implementacji demodulacji jest następujący (SubVI: *Demodulacja_DSBSC.vi*):



Rysunek 32. Schemat blokowy demodulatora sygnału zmodulowanego dwuwstęgowo z wytłumioną nośną

Sposób ten jest zgodny z rozważaniami teoretycznymi, ale posiada jedną różnicę. Ponieważ znane jest pasmo przenoszenia sygnału, to zamiast wykorzystywać filtr dolnoprzepustowy można wykorzystać filtr pasmowoprzepustowy.

W przypadku tej metody demodulacji możliwe jest przeprowadzenie synchronizacji fazy sygnału nośnego, będącego częścią sygnału zmodulowanego, z lokalnie generowanym sygnałem nośnym. Sposób implementacji tej synchronizacji jest następujący (SubVI: *Synchronizator_DSBSC.vi*):



Rysunek 33. Schemat blokowy synchronizatora sygnału zmodulowanego dwuwstęgowo z wytłumioną nośną

Powyższa implementacja synchronizatora realizuje koncepcję pętli Costasa przedstawioną w podrozdziale „Modulacja dwuwstęgowa z wytłumioną nośną”. Należy jednak dopowiedzieć dwie rzeczy związane z tą implementacją. Po pierwsze: ostatecznie otrzymywany teoretycznie sygnał stały o wartości $\tan \phi$ nie jest w rzeczywistości (tzn. numerycznie) stały. Jest to sygnał zmienny w przybliżeniu równy wartości $\tan \phi$. Dlatego też wyjściowy sygnał podlega uśrednieniu. Po drugie:

zwracany wynik powinien być wartością, która zmniejszając fazę generowanego sygnału nośnego, czyni go zsynchronizowanym. Tak by nie było, gdyby zwracany był tylko $\arctan(\tan \phi)$. Tangens jest funkcją okresową o okresie równym π . Jeżeli zatem synchronizator zwrócił wynik: $\tan \phi$, to ϕ określone jest równaniem:

$$\phi = \arctan(\tan \phi) + k\pi$$

gdzie k jest pewną liczbą całkowitą. Ponieważ funkcja sinusoidalna \cos jest funkcją okresową o okresie równym 2π , to ϕ jest opisane powyższym równaniem, gdzie k jest albo parzyste albo nieparzyste. Znana jest jednak ćwiartka układu współrzędnych, w której znajduje się rozpatrywany kąt ϕ , dzięki znajomości znaku wartości $\cos \phi$ i $\sin \phi$. Należy rozważyć zatem wszystkie ćwiartki, w jakich może znajdować się ϕ . Omówiono to skrótowo poniżej (oznaczmy $\phi' = \arctan(\tan \phi)$):

$$\phi \in I \Rightarrow (0 < \cos \phi \wedge 0 < \sin \phi) \Rightarrow (\phi = \phi')$$

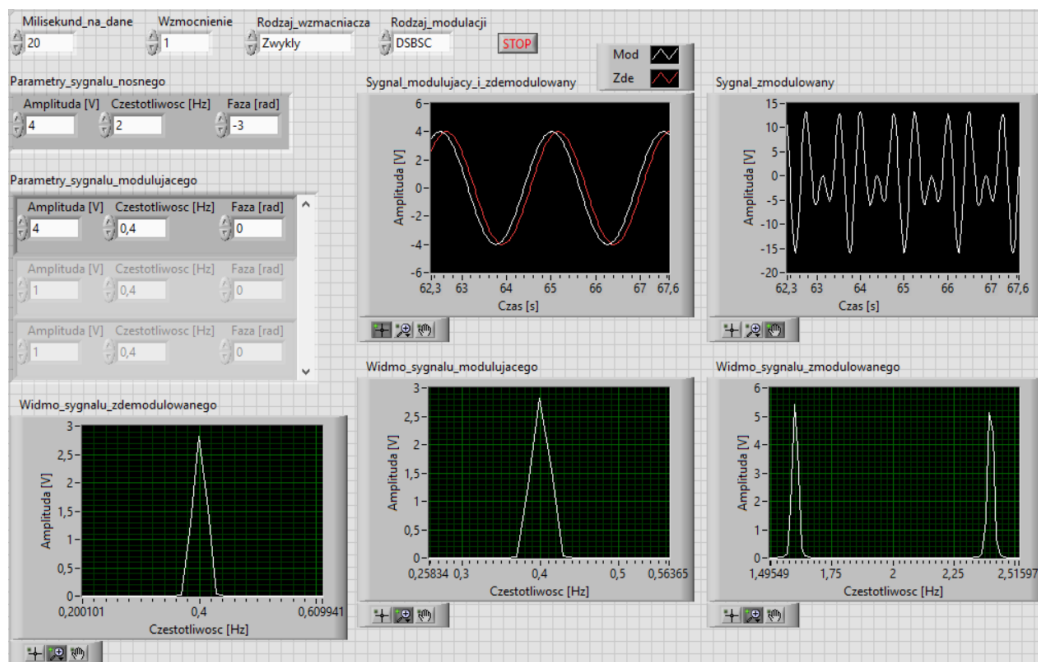
$$\phi \in II \Rightarrow (\cos \phi < 0 \wedge 0 < \sin \phi) \Rightarrow (\phi = \phi' + \pi)$$

$$\phi \in III \Rightarrow (\cos \phi < 0 \wedge \sin \phi < 0) \Rightarrow (\phi = \phi' - \pi)$$

$$\phi \in IV \Rightarrow (0 < \cos \phi \wedge \sin \phi < 0) \Rightarrow (\phi = \phi')$$

gdzie $\phi \in I, II, III, IV$ oznacza, że ϕ należy do pierwszej, drugiej, trzeciej, czwartej ćwiartki układu współrzędnych. Tak skorygowana wartość kąta ϕ może zostać wykorzystana do synchronizacji lokalnie generowanego sygnału nośnego.

Przechodząc do testowania poprawności implementacji powyższych metod został rozważony sygnał nośny $c(t)$ i modulujący $m(t)$ o postaciach takich samych jak w przypadku testowania poprzedniej modulacji:



Rysunek 34. Wykresy ilustrujące modulację i demodulację dwuwstęgową z wytłumioną nośną

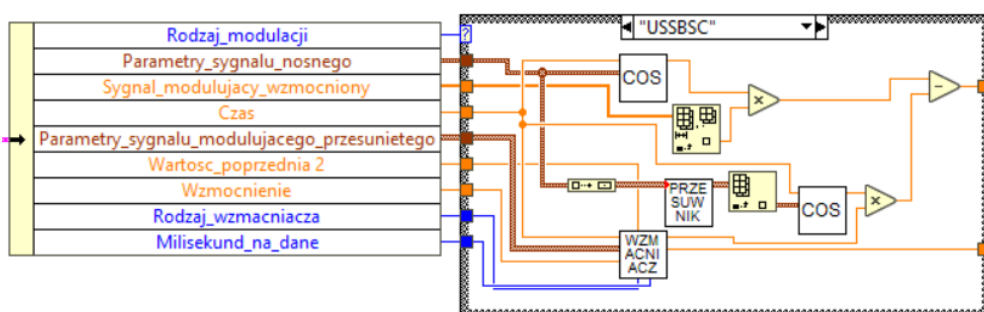
Jedyną różnicą jest to, że faza sygnału nośnego jest przesunięta (dla sprawdzenia poprawności implementacji demodulacji sygnału). Widmo sygnału zmodulowanego obrazuje dwie wstęgi boczne. Są one symetrycznie rozmieszczone o własną wartość częstotliwości wokół częstotliwości sygnału nośnego co zgadza się z równaniem 5. Teoretycznie piki tych wstęg bocznych powinny wynosić:

$$\frac{\frac{A_m A_c}{2}}{\sqrt{2}} = \frac{4^2}{2\sqrt{2}} = \frac{8}{\sqrt{2}} \approx 5,66[V]$$

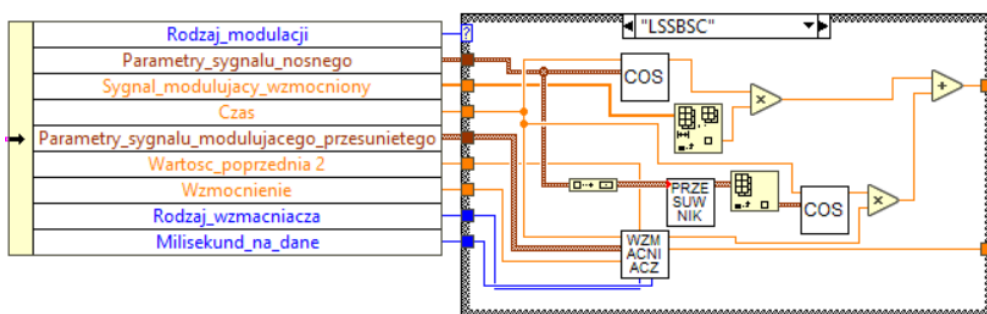
Co również zgadza się z wartościami zaobserwowanymi na widmie. Wynik demodulacji jest podobny do wyniku demodulacji sygnału zmodulowanego amplitudowo; sygnał zdemodulowany jest opóźniony. Jest to konsekwencją działania filtra Butterwortha. Test synchronizatora polegał na przetestowaniu jego działania dla różnych przesunięć fazowych ϕ sygnału nośnego. Stwierdzono poprawność implementacji tego synchronizatora dla przesunięć równych: $-3rad$, $-2rad$, ..., $3rad$, $4rad$. Dla przesunięcia $4rad$ otrzymano wynik równy w przybliżeniu $2,28rad$. Jest to wynik zgodny z teorią, ponieważ przesunąć sygnał nośny należy w fazie o $-2,28rad$ jednak ze względu na to, że cosinus ma okres równy 2π , otrzymuje się równoważny sygnał przesunięty w fazie o $-2,28rad + 2\pi \approx 4rad$ zgodny z sygnałem nośnym.

Modulacja jednowstęgowa

Sposób przeprowadzenia tej modulacji (i demodulacji) został przedstawiony w podrozdziale „Modulacja jednowstęgowa”. Implementacje modulacji jednowstęgowej w symulacyjnym środowisku pomiarowym są następujące:

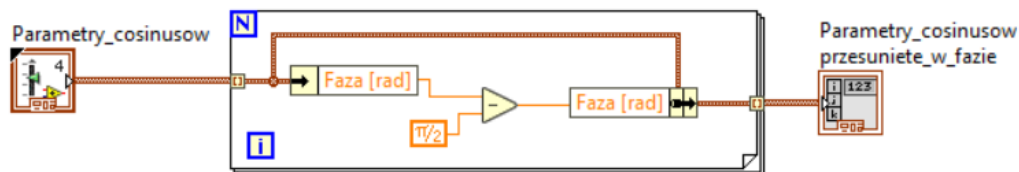


Rysunek 35. Schemat blokowy generatora sygnału zmodulowanego górnówstęgowo



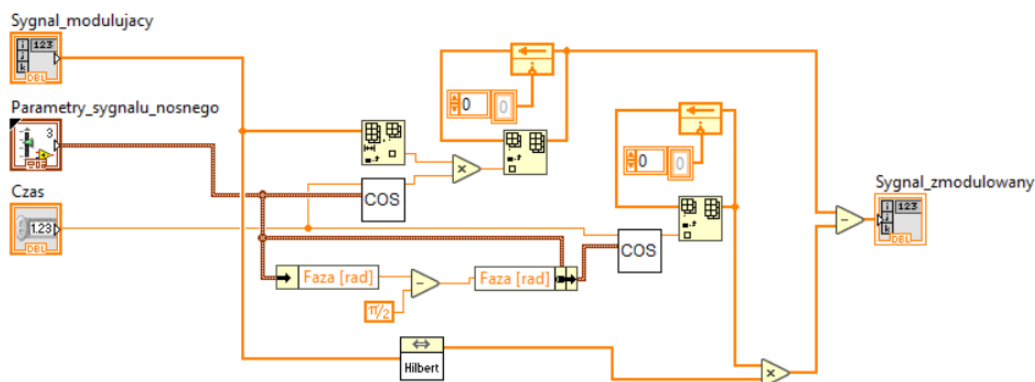
Rysunek 36. Schemat blokowy generatora sygnału zmodulowanego dolnowstęgowo

Implementacja modulacji jednowstęgowej wymaga przesunięcia w fazie o $-\frac{\pi}{2}$ zarówno sygnału nośnego, jak i sygnału modulującego (wzmocnionego). Ponieważ znane są analityczne postaci tych sygnałów, można to zrobić modyfikując parametry tych sygnałów. Implementację tego zawarto w bloku „Przesuwnik” (SubVI: *Przesuwnik_fazowy.vi*). Implementacja tego bloku jest następująca:

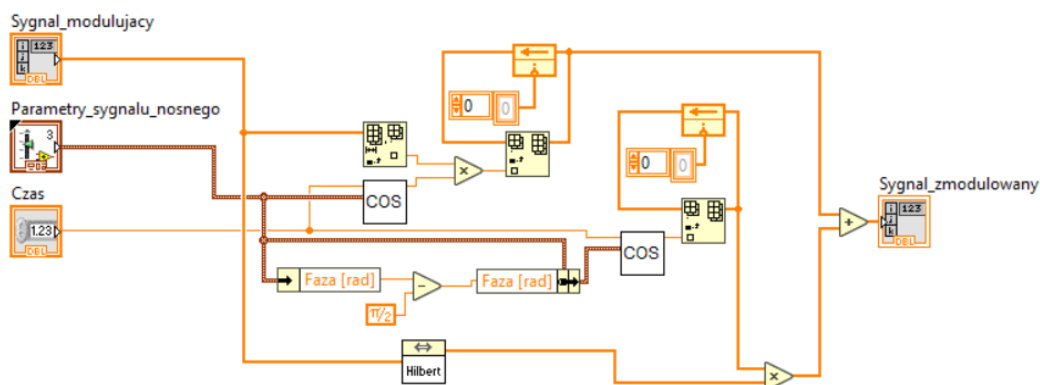


Rysunek 37. Schemat blokowy przesuwника sygnału o znanej postaci analitycznej

Ponieważ postać analityczna rzeczywistego sygnału nie jest znana, to nie można wykorzystać powyższej metody modulacji do modulacji sygnału rzeczywistego. Dlatego też zaprojektowano implementacje modulatora jednowstęgowego sygnału rzeczywistego:



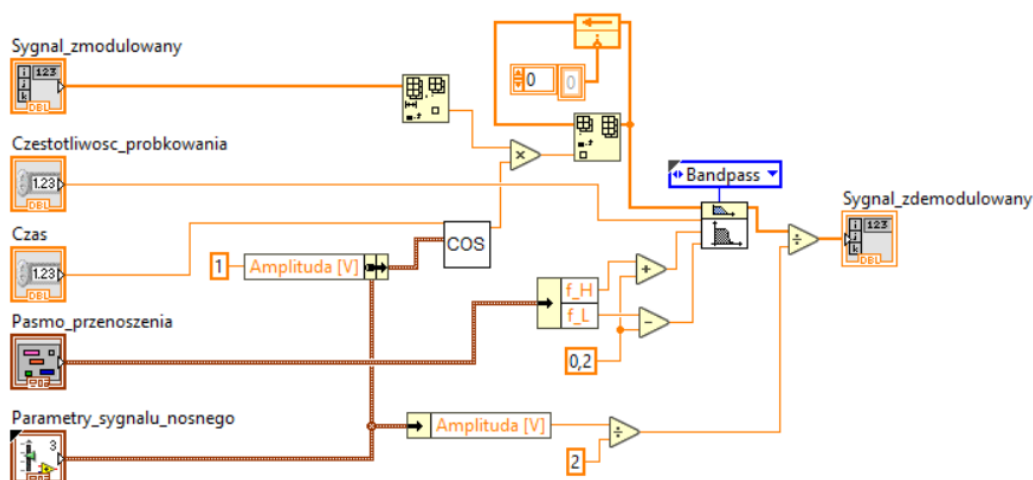
Rysunek 38. Schemat blokowy modulatora górnówstęgowego sygnału rzeczywistego



Rysunek 39. Schemat blokowy modulatora dolnowstęgowego sygnału rzeczywistego

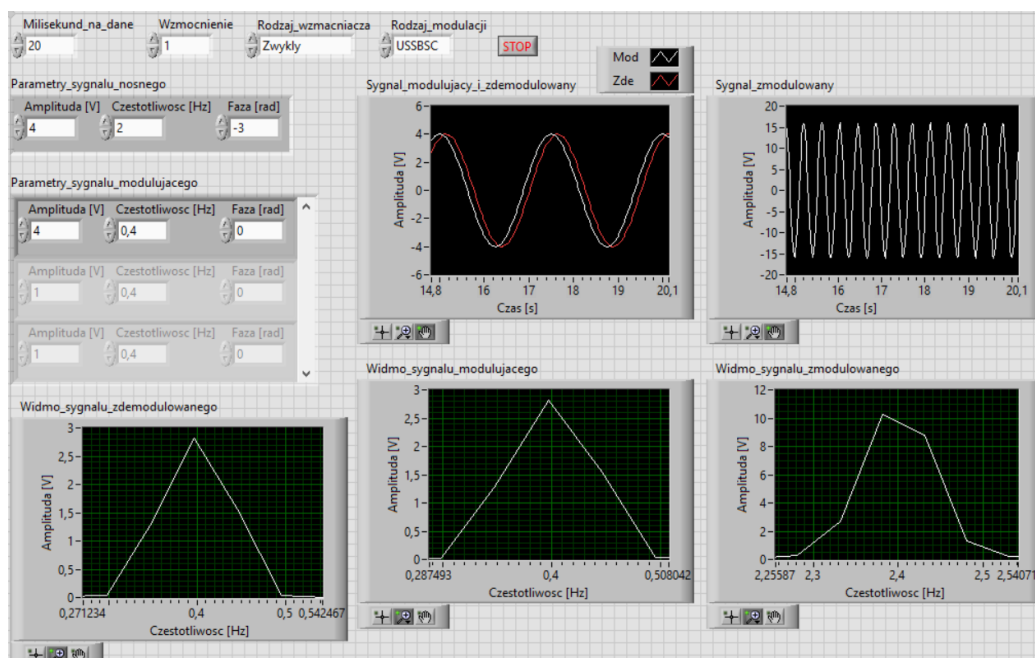
Powyższe implementacje modulatorów wykorzystują transformację Hilberta. Transformacja Hilberta pozwala na przesunięcie sygnałów w fazie o $-\frac{\pi}{2}$ [17].

Sposób implementacji demodulacji (którą, podobnie jak inne zaimplementowane metody demodulacji, można wykorzystać zarówno dla sygnałów symulowanych, jak i rzeczywistych) jest następujący (SubVI: *Demodulacja_SSBSC.vi*):



Rysunek 40. Schemat blokowy demodulatora sygnału zmodulowanego jednowstęgowego

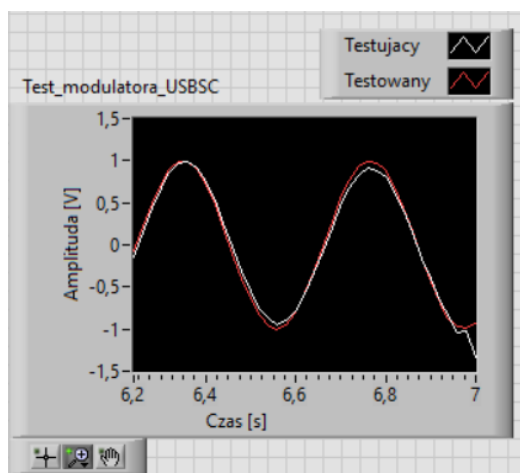
Dla przypomnienia, tą metodę demodulacji można wykorzystać do demodulacji zarówno sygnału dolnowstęgowego, jak i górnostęgowego. Przechodząc do testowania poprawności implementacji powyższych metod zostały rozważone takie same sygnały jak poprzednio. Dla uproszczenia rozważona zostanie wyłącznie modulacja górnostęgowa, ponieważ wyniki dla modulacji dolnowstęgowej są analogiczne:



Rysunek 41. Wykresy ilustrujące modulację i demodulację górnostęgową

Sygnał został poprawnie zmodulowany. Ponieważ sygnał zmodulowano górnostęgowo, to zaobserwowany powinien zostać pik na widmie sygnału zmodulowanego

o częstotliwości $2Hz+0,4Hz = 2,4Hz$ i taki pik można zaobserwować na widmie. Demodulacja została przeprowadzona również poprawnie (wraz z opóźnieniem będącą konsekwencją działania filtra Butterwortha). Przeprowadzono jeszcze jeden test sprawdzający poprawność implementacji modulatora jednowstęgowego sygnału rzeczywistego. Analogicznie zostanie rozważony sygnał górnówstęgowy:

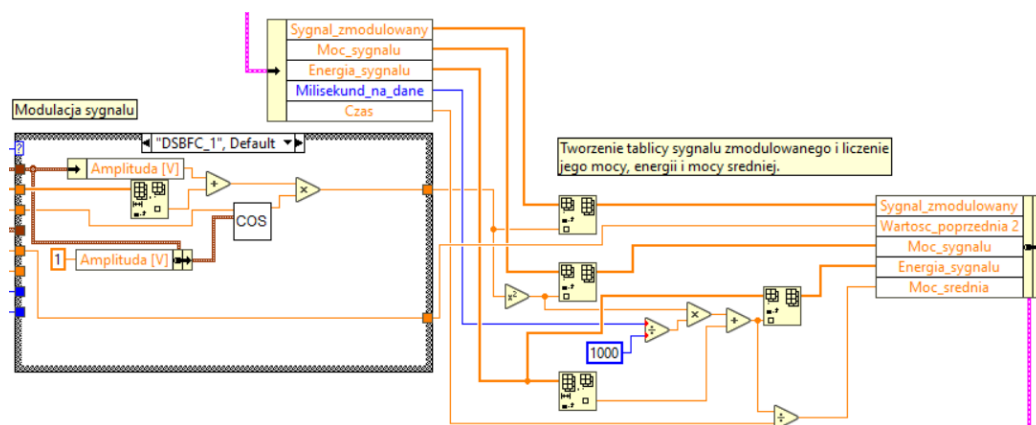


Rysunek 42. Wykres ilustrujący poprawność implementacji modulatora górnówstęgowego sygnału rzeczywistego

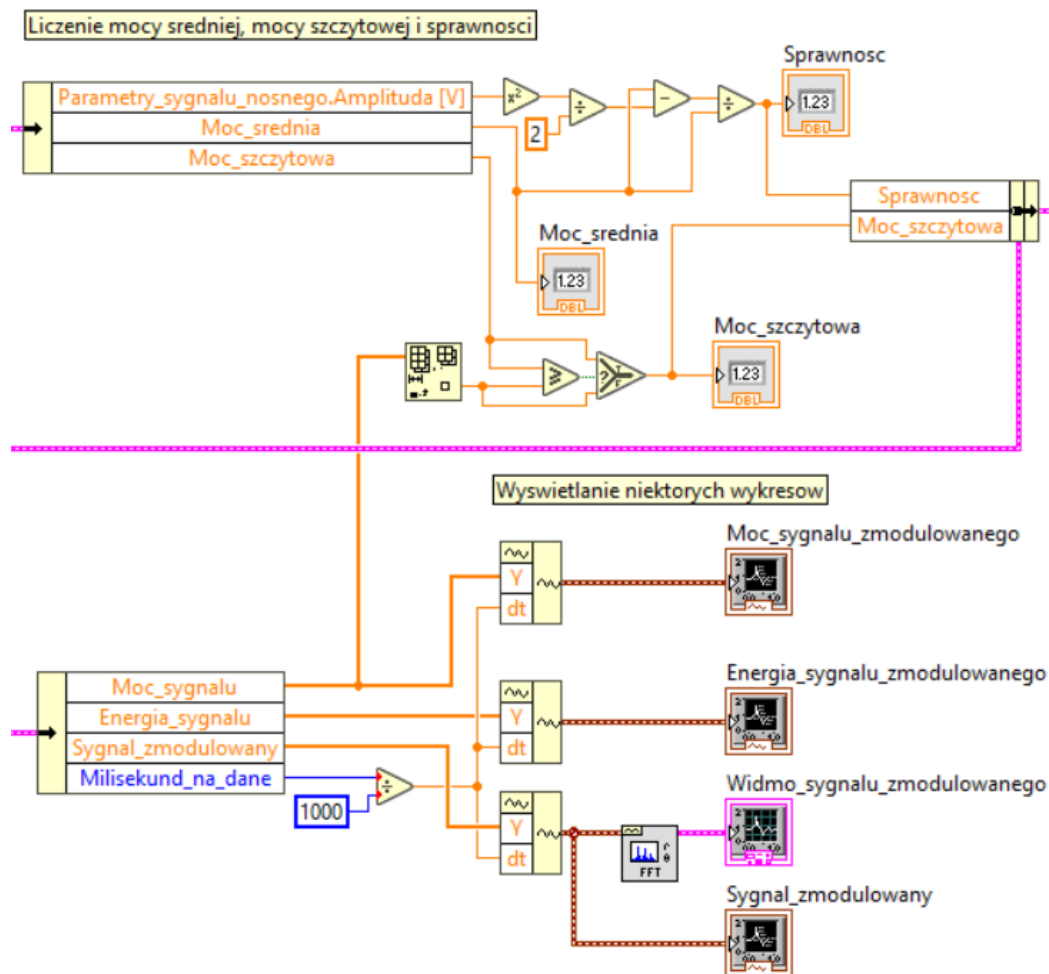
Powyższy wykres potwierdza poprawność implementacji modulatora górnówstęgowego sygnału rzeczywistego. W analogiczny sposób została sprawdzona poprawność implementacji modulatora dolnowstęgowego sygnału rzeczywistego.

Moc i energia sygnału

W wirtualnym stanowisku pomiarowym zaimplementowano również narzędzia pozwalające na dokonanie pomiaru parametrów energetycznych sygnału zmodulowanego. Implementacje tych metod są zgodne z teorią przedstawioną w rozdziale „Moc i energia sygnału”. Wycinki kodu przedstawiające te funkcjonalności są następujące:



Rysunek 43. Pierwszy wycinek kodu przedstawiający implementację narzędzi pozwalających na dokonanie pomiaru parametrów energetycznych sygnału zmodulowanego



Rysunek 44. Drugi wycinek kodu przedstawiający implementację narzędzi pozwalających na dokonanie pomiaru parametrów energetycznych sygnału zmodulowanego

Powyższe narzędzia mają implementację zgodną z zawartością przedstawioną w powyższym rozdziale, dlatego też poprawność implementacji powyższych narzędzi nie będzie testowana. Zwraca się jedynie uwagę na fakt, że sprawność jest obliczana w sposób uproszczony, co zostało wspomniane w powyżej wymienionym rozdziale.

Przy okazji zostanie dodana uwaga odnośnie zaimplementowanych wykresów/widm. Do stworzenia wykresu potrzebna jest tablica danych Y oraz czas próbkowania dt . Te dane łączy się przy pomocy funkcji *Build Waveform*. Tak utworzony obiekt może zostać zwizualizowany przy pomocy obiektu *Waveform Chart* jak i może również zostać wykorzystany do policzenia szybkiej transformaty Fouriera z niego (ang. *Fast Fourier Transform* w skrócie *FFT*). Do wykonania tego można wykorzystać wbudowaną funkcjonalność *FFT Spectrum (Mag-Phase).vi* lub *FFT Spectrum (Real-Im).vi*. Transformatę Fouriera (w dowolnej postaci) przedstawia się przy pomocy obiektu *Waveform Graph*. Implementację rzeczy przedstawionych w tym akapicie można zaobserwować w dolnej części powyższego rysunku 44.

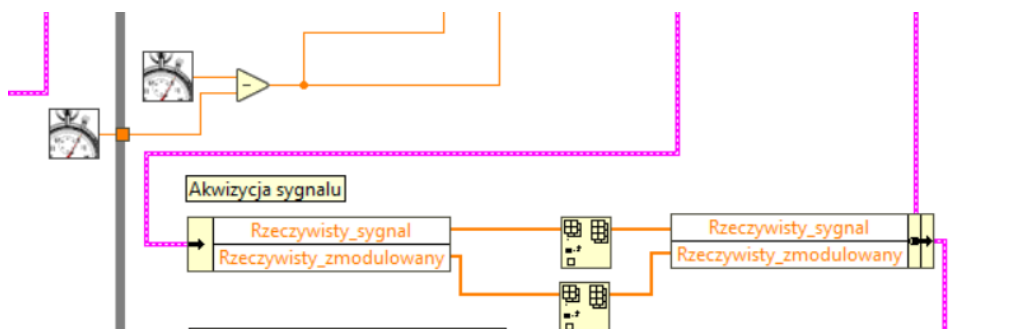
6. Wirtualne środowisko pomiarowe

Wirtualne środowisko pomiarowe (VI: *main_pomiarowy.vi*) stanowi modyfikację symulacyjnego środowiska pomiarowego. Koncepcja budowy wirtualnego środowiska pomiarowego oparta została na poniższych rozważaniach. Wirtualne środowisko pomiarowe, w odróżnieniu od symulacyjnego środowiska pomiarowego, pobiera dane rzeczywiste z obwodu zbudowanego przez użytkownika. Należy zatem postawić pytanie o to, jakie dane użytkownik chciałby mierzyć w torze wzmacnienia napięciowego z modulacją amplitudową. Sygnał wejściowy podany jest na tor wzmacnienia. Sygnał wyjściowy toru wzmacnienia jest sygnałem wzmacnionym. Użytkownik raczej nie wykorzystałby środowiska pomiarowego do sprawdzenia poprawności działania toru wzmacnienia. Następnie dokonywana jest modulacja amplitudy. Użytkownik mógłby chcieć porównać rzeczywisty sygnał zmodulowany z teoretycznym sygnałem zmodulowanym. Wiedząc, że sygnały rzeczywiste i teoretyczne są ze sobą zgodne, użytkownik mógłby chcieć zasymulować demodulację i zmierzyć wartości energetyczne sygnału. Podsumowując danymi wejściowymi pobieranymi z obwodu są: sygnał wejściowy (niewzmocniony) i sygnał zmodulowany amplitudowo (dowolną metodą).

Zatem wirtualne środowisko pomiarowe powinno dać możliwość przeprowadzenia takiej symulacji, jak w symulacyjnym środowisku pomiarowym, tylko że dla pobieranego sygnału wejściowego oraz dać możliwość porównania rzeczywistego sygnału zmodulowanego z symulowanym sygnałem zmodulowanym. Dla umożliwienia tego przeprowadzono następujące modyfikacje w programie symulacyjnym:

1. Usunięto możliwość generowania sygnału symulowanego.
2. Dodano do panelu frontowego kontrolkę odpowiedzialną za pasmo przenoszenia sygnału wejściowego.
3. Zmieniono wartość inicjalizującą działanie symulacyjnego wzmacniacza różniczkującego na 0.
4. Dodano do klastra (ang. *Cluster*) danych (*Dane.ctl*) jednowymiarowe tablice danych typu zmiennoprzecinkowego podwójnej precyzji: *Rzeczywisty_Sygnał* i *Rzeczywisty_zmodulowany*. Tablica pierwsza przechowuje sygnał wejściowy (niewzmocniony), z kolei tablica druga przechowuje rzeczywisty sygnał zmodulowany amplitudowo.
5. Dodano strukturę w diagramie blokowym umożliwiającą użytkownikowi zdefiniowanie przez niego pożądanego sposobu akwizycji danych.
6. Zmodyfikowano SubVI: *Wzmacniacz.vi* tak, aby umożliwić wzmacnienie rzeczywistego sygnału wejściowego (niewzmocnionego) (zmodyfikowany SubVI to: *Wzmacniacz_2.vi*).
7. Zmieniono sposób modulacji górnostęgowej i dolnostęgowej (wykorzystując SubVI: *Modulator_USBSC.vi* i *Modulator_LSBSC.vi*) tak, aby umożliwić modulację rzeczywistego sygnału tymi metodami.
8. Dodano możliwość obserwacji symulacyjnego sygnału zmodulowanego i rzeczywistego sygnału zmodulowanego na jednym wykresie oraz zmodyfikowano odpowiednio te wykresy na diagramie blokowym.

Struktura w diagramie blokowym, umożliwiającą użytkownikowi zdefiniowanie przez niego pożądanego sposobu akwizycji danych, jest następująca:



Rysunek 45. Struktura w diagramie blokowym, umożliwiającą użytkownikowi zdefiniowanie przez niego pożądanego sposobu akwizycji danych

Jest wiele sposobów zdefiniowania przez użytkownika akwizycji danych w schemacie blokowym w LabVIEW, więc tą kwestię pozostawia się użytkownikowi. Należy jedynie zdefiniować tą strukturę akwizycji danych i wyjściowe dane podpiąć do dolnego terminala obiektu *Insert Into Array*. Ze względu na niemożność przeprowadzenia akwizycji danych, wirtualne środowisko pomiarowe nie zostanie zastosowane w tej pracy. Ze względu na fakt, że metody wykorzystane w wirtualnym środowisku pomiarowym zostały sprawdzone przy użyciu symulacyjnego środowiska pomiarowego, jest pewność co do poprawności koncepcji budowy wirtualnego środowiska pomiarowego. Nie daje to jednak pewności, czy wykorzystane narzędzia zostały poprawnie zaimplementowane w programie, dlatego też tą niepewność rozwiano przy użyciu symulowanego sygnału.

Podsumowanie i wnioski

- Modulacja amplitudowa nie wymaga synchronizacji demodulacji. Stanowi zatem najprostszy sposób realizacji przesyłania informacji na znaczną odległość spośród wszystkich metod modulacji amplitudowej.
- Modulacja amplitudowa, modulacja dwuwstęgowa z wytłumioną nośną, modulacja amplitudy z częściowo tłumioną wstęgą boczną i modulacja jednowstęgowa mają kolejno coraz mniejsze szerokości pasma.
- Modulacja amplitudowa, modulacja dwuwstęgowa z wytłumioną nośną i modulacja jednowstęgowa mają kolejno coraz większą sprawność.
- Poprawność wszelkich metod modulacji i demodulacji została potwierdzona numerycznie.
- Problem przesunięcia fazowego pomiędzy lokalnie generowanym sygnałem nośnym, a sygnałem nośnym będącego częścią sygnału zmodulowanego można w prosty sposób rozwiązać wykorzystując: modulację amplitudową lub modulację dwuwstęgową z wytłumioną nośną.
- W przypadku modulacji jednowstęgowej z wytłumioną nośną i modulacji jednowstęgowej z częściowo tłumioną wstęgą boczną niemożliwe jest przeprowadzenie detekcji synchronicznej przy wykorzystaniu *wyłącznie* odbieranego sygnału zmodulowanego.
- Modulacja jednowstęgowa, jako jedyna spośród omówionych metod modulacji amplitudowej, może zostać przeprowadzona bez wykorzystania filtra (ale demodulacja nie).
- Transformacja Fouriera stanowi fundamentalne narzędzie w numerycznej analizie sygnałów sinusoidalnych.
- LabVIEW stanowi wygodne środowisko programistyczne pozwalające na analizę rzeczywistych sygnałów.
- Dokonywanie pomiarów i analiz rzeczywistych sygnałów radiowych, czy telewizyjnych nie jest możliwe do przeprowadzenia przy użyciu karty pomiarowej.
- Filtr Butterwortha dobrze filtruje sygnał, ale opóźnia go w fazie.
- Transformacja Hilberta jest przydatnym narzędziem matematycznym pozwalającym na: przeprowadzenie detekcji obwiedniowej oraz przesunięcie sygnału w fazie o $-\frac{\pi}{2}$ (, a tym samym o dowolną wielokrotność $-\frac{\pi}{2}$).
- Znajomość wartości samego wyrażenia $\tan \phi$ nie pozwala na przeprowadzenie pewnej synchronizacji sygnału nośnego w modulacji dwuwstęgowej z wytłumioną nośną.

Literatura

- [1] „Zastosowania wzmacniaczy operacyjnych”, skrypt przygotowany dla studentów Politechniki Łódzkiej
- [2] „Laboratorium układów elektronicznych”, skrypt przygotowany dla studentów Politechniki Wrocławskiej
- [3] https://www.tutorialspoint.com/analog_communication/index.htm
- [4] https://www.tutorialspoint.com/analog_communication/analog_communication_am_modulators.htm
- [5] Wykład: „Modulation Techniques”
- [6] https://www.tutorialspoint.com/analog_communication/analog_communication_dsbsc_modulation.htm
- [7] https://www.tutorialspoint.com/analog_communication/analog_communication_dsbsc_modulators.htm
- [8] https://www.tutorialspoint.com/analog_communication/analog_communication_ssbsc_modulation.htm
- [9] https://www.tutorialspoint.com/analog_communication/analog_communication_ssbsc_modulators.htm
- [10] Wykład: „Amplitude Modulation, II”
- [11] <http://msp.ucsd.edu/syllabi/170.13f/course-notes/node2.html>
- [12] <http://zasoby.open.agh.edu.pl/~10swlabaj/sygnal/sygnal4.html>
- [13] https://www.ni.com/pdf/manuals/375983a_02.pdf
- [14] <https://flypaper.soundfly.com/discover/what-actually-is-the-difference-between-am-and-fm-radio/>
- [15] https://pl.wikipedia.org/wiki/Filtr_Butterwortha
- [16] <https://www.mathworks.com/help/dsp/ug/envelope-detection.html>
- [17] https://en.wikipedia.org/wiki/Hilbert_transform

Załączniki

1. Projekt w LabVIEW realizujący rolę wirtualnego środowiska pomiarowego dla zarówno sygnałów symulowanych, jak i sygnałów rzeczywistych