

Spis treści

Cel i zakres pracy	3
1. Tor wzmacnienia z modulacją amplitudy	4
2. Zastosowania toru wzmacnienia z przetwarzaniem	6
2.1. Tensometryczne metody pomiarowe	6
2.2. Przetwornik pojemnościowy przemieszczenia	9
2.3. Przetwornik indukcyjnościowy przemieszczenia	12
3. Wzmacniacze operacyjne	14
3.1. Idealny wzmacniacz operacyjny	15
3.2. Wzmacniacz odwracający	16
3.3. Wzmacniacz nieodwracający	17
3.4. Wtórnik napięciowy	18
4. Modulacja amplitudy	19
4.1. Modulacja dwuwstęgowa z widoczną nośną	19
4.2. Modulacja dwuwstęgowa z wytłumioną nośną	20
4.3. Modulator amplitudowy	22
4.4. Transformacja Fouriera	23
5. Demodulacja amplitudy	25
5.1. Demodulacja sygnału zmodulowanego amplitudowo	25
5.2. Demodulacja sygnału zmodulowanego dwuwstęgowo z wytłumioną nośną	26
5.3. Demodulator synchroniczny	27
6. Filtry	32
6.1. Filtr dolnoprzepustowy	34
6.2. Filtr górnoprzepustowy	35
6.3. Filtr pasmowoprzepustowy	35
7. Generator sygnału sinusoidalnego	37
8. Przesuwnik fazowy	39
9. Symulacyjne środowisko pomiarowe	40
10. Podsumowanie i wnioski	48
Literatura	49
Załączniki	49

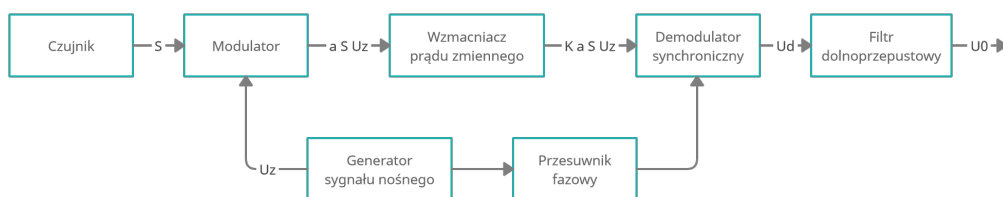
Cel i zakres pracy

Celem pracy jest wykonanie wirtualnego przyrządu w środowisku graficznym LabView, które będzie służyło do analizy toru wzmacnienia z przetwarzaniem poprzez numeryczną symulację pracy tego toru.

Zakres pracy obejmował zagadnienia dotyczące toru wzmacnienia z przetwarzaniem. W rozdziale 1 przedstawiono wstęp dotyczący toru wzmacnienia z modulacją amplitudy. W rozdziale 2 przedstawiono zastosowania tego toru. W następnych rozdziałach przedstawiono poszczególne bloki toru wzmacnienia z przetwarzaniem. W rozdziale 3 przedstawiono wzmacniacze operacyjne z uwzględnieniem budowy często stosowanych wzmacniaczy odwracających i nieodwracających. W rozdziale 4 przedstawiono modulacje dwuwstęgowe (z widoczną i wytłumioną nośną) wraz z budową rzeczywistego układu modulatora wykorzystującego mostek niezrównoważenia. W rozdziale tym również przedstawiono podstawowe informacje dotyczące transformacji Fouriera (potrzebnej w analizie widmowej sygnałów). W rozdziale 5 przedstawiono sposoby przeprowadzenia demodulacji sygnałów zmodulowanych dwuwstęgowo (z widoczną i wytłumioną nośną) wraz z budową rzeczywistego układu demodulatora. W rozdziale 6 przedstawiono filtry i podstawowe informacje dotyczące transformacji Laplace'a, która jest potrzebna w analizie układów elektrycznych. W rozdziale 7 przedstawiono generator sygnału sinusoidalnego. W rozdziale 8 przedstawiono przesuwnik fazowy. W rozdziale 9 przedstawiono symulacyjne środowisko pomiarowe wraz ze sposobem implementacji tego środowiska. Symulacyjne środowisko pomiarowe służy do numerycznej symulacji pracy toru wzmacnienia z przetwarzaniem.

1. Tor wzmocnienia z modulacją amplitudy

Ogólny schemat blokowy toru wzmocnienia z przetwarzaniem jest następujący:



Rysunek 1. Ogólny schemat blokowy toru wzmocnienia z przetwarzaniem

Tor wzmocnienia z przetwarzaniem składa się z:

1. bloku czujnika generującego sygnał S ,
2. modulatora modulującego amplitudę sygnału nośnego U_z w zależności od chwilowych wartości sygnału modulującego S ,
3. generatora sygnału nośnego, który uczestnicza w procesie modulacji i demodulacji amplitudy,
4. wzmacniacza prądu zmiennego,
5. demodulatora synchronicznego,
6. filtra dolnoprzepustowego,
7. przesuwnika fazowego (opcjonalny).

Wzmacniacz prądu zmiennego nie tylko wzmacnia sygnał, ale dzięki temu, że nie wzmacnia napięć stałych i wolnozmiennych, to również filtruje zakłócenia pochodzące od dryfu wejściowego napięcia i prądu niezrównoważenia wzmacniacza. Demodulator synchroniczny i filtr dolnoprzepustowy służą do odtworzenia sygnału modulującego (informacyjnego) U_0 z sygnału zmodulowanego $K \cdot a \cdot S \cdot U_z$. Z kolei przesuwnik fazowy jest opcjonalny. Jego obecność/brak w powyższym układzie blokowym wynika z faktu, że sygnał poddany wzmocnieniu wzmacniaczem prądu zmiennego może podlegać opóźnieniu. Opóźnienie sygnału zmodulowanego względem sygnału nośnego stwarza problemy w demodulacji sygnału (tzn. w odtworzeniu sygnału modulującego-użytecznego z sygnału zmodulowanego).

Przebiegi ilustrujące działanie toru wzmocnienia z przetwarzaniem w jego kolejnych punktach, gdy sygnał modulujący S jest sygnałem sinusoidalnym, przedstawiono na rysunku 2.

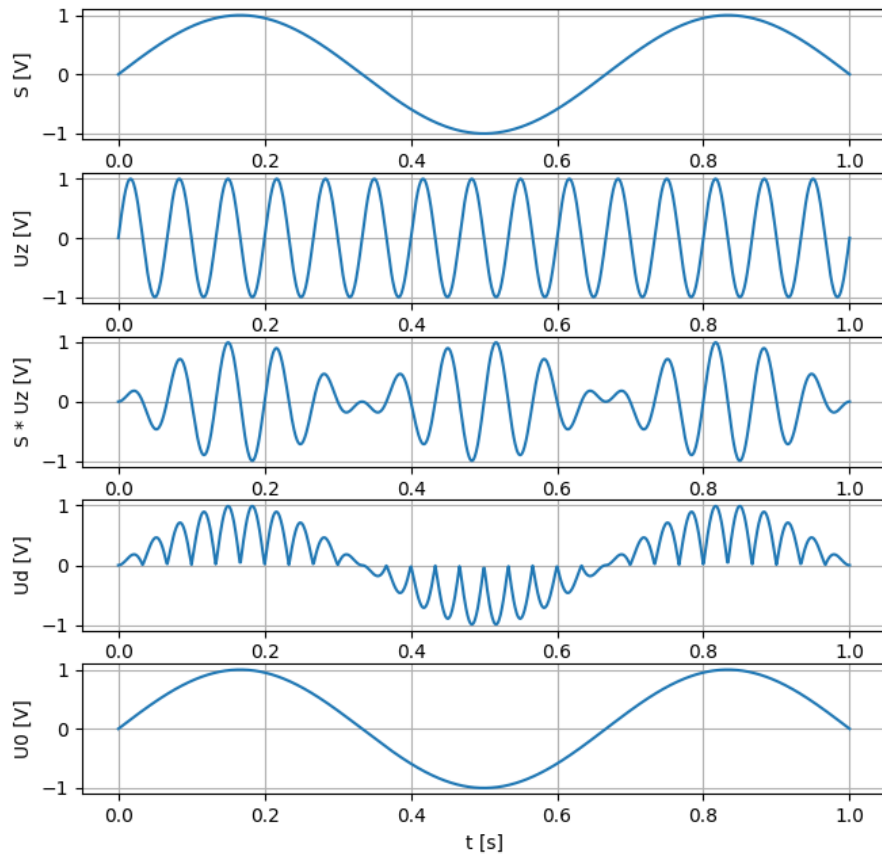
Sygnał modulujący S jest przemnażany przez sygnał nośny U_z , czego wynikiem jest sygnał zmodulowany U_M opisany równaniem:

$$U_M = a \cdot S \cdot U_z \quad (1)$$

gdzie a jest współczynnikiem określającym czułość przetwarzania mostka (zależną od liczby czynnych czujników). Następnie sygnał zmodulowany U_M jest wzmacniany do wymaganego poziomu przez wzmacniacz prądu zmiennego, dzięki czemu sygnał zmodulowany U_M jest wolny od składowych stałoprądowych i wolnozmiennych. Sygnał zmodulowany i wzmacniony podlega następnie demodulacji synchronicznej, której rezultatem jest sygnał zdemodulowany U_D postaci:

$$U_D = \text{sign}(U_z) |K \cdot a \cdot S \cdot U_z| \quad (2)$$

Dla otrzymania sygnału informacyjnego U_O (stanowiącego wzmocnioną wersję sygnału S) sygnał zdemodulowany jest filtrowany filtrem dolnoprzepustowym, co usuwa z widma sygnału U_D składowe odpowiadające za sygnał nośny, a zostawia nienaruszone pasmo odpowiadające za sygnał modulujący U_O .



Rysunek 2. Przebiegi ilustrujące działanie toru wzmocnienia z przetwarzaniem w jego kolejnych punktach

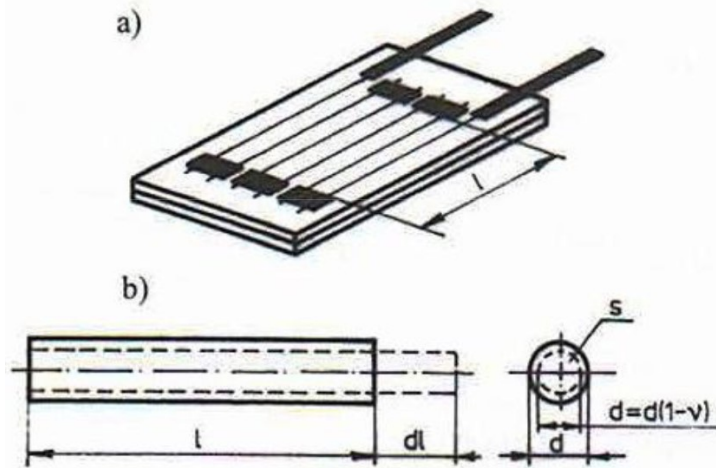
W następnych rozdziałach omówiono bardziej szczegółowo elementy składowe toru wzmocnienia napięciowego z przetwarzaniem.

2. Zastosowania toru wzmocnienia z przetwarzaniem

2.1. Tensometryczne metody pomiarowe

W tym podrozdziale zostanie przedstawione zastosowanie toru wzmocnienia z przetwarzaniem w tensometrycznych metodach pomiarowych. Tensometryczne metody pomiarowe są wykorzystywane w pomiarach: momentów M , sił F , odkształceń ϵ , naprężeń σ i innych, tym podobnych wielkości charakteryzujących układy mechaniczne. Pomiary tych wielkości są przydatne dla wyznaczenia przykładowo: momentu siły dokręcania śrub, czy pomiaru sił obciążeń zbiorników, rurociągów i mostów.

Matematyczny opis pomiarów tensometrycznych bazuje na zjawisku zmiany rezystancji przewodnika ΔR w skutek jego wydłużania lub skracania. Jeśli na powierzchnię elementu konstrukcji zostanie naklejony tensometr, przez który płynie prąd przemienny U_z , to odkształcenia elementu konstrukcji ϵ odkształcą przyklejony tensometr. Część tensometru odpowiadająca za pomiar odkształceń ϵ nazywa się bazą pomiarową i zilustrowano ją na części (a) poniższego rysunku:



Rysunek 3. Budowa tensometru naprężno-oporowego typu kratowego (a), ilustracja pokazująca skutek rozciągania drutu oporowego (b) [2]

W części (b) powyższego rysunku przedstawiono skutek rozszerzania odcinka bazy pomiarowej; obok wydłużania odcinka drutu oporowego następuje zwężanie tegoż drutu. Wykorzystując teoretyczną zależność rezystancji drutu oporowego w zależności od geometrii drutu $R = \rho \frac{l}{S}$ (gdzie ρ to opór właściwy materiału drutu, l to długość drutu, S to pole przekroju poprzecznego drutu) oraz współczynnik Poissona materiału ν , z którego wykonany jest drut oporowy można pokazać, że: [2]

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta l}{l} \left(1 + 2\nu + \frac{\frac{\Delta \rho}{\rho}}{\frac{\Delta l}{l}} \right) \quad (3)$$

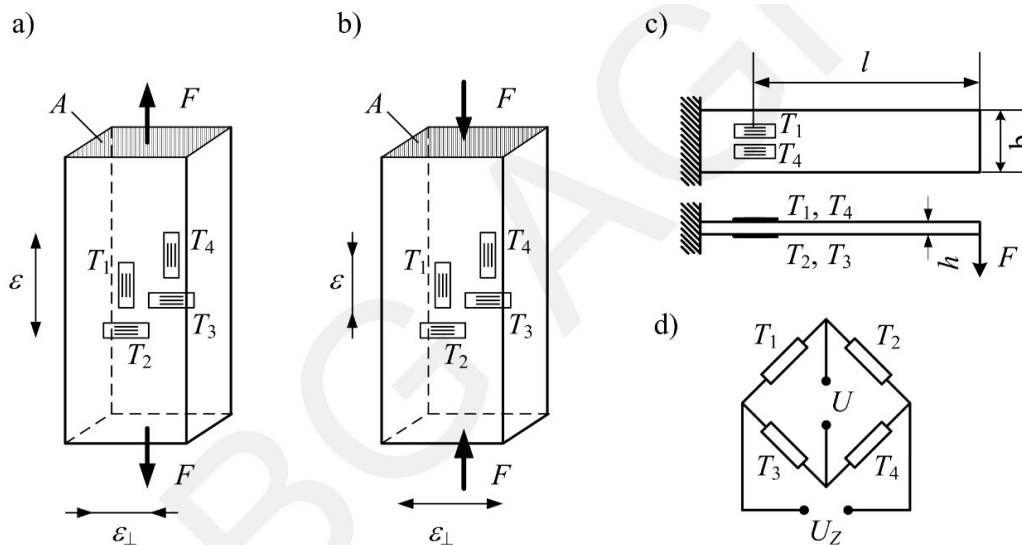
gdzie:

- $\frac{\Delta R}{R}$ - względna zmiana rezystancji drutu spowodowana jego wydłużaniem albo skracaniem,

- $\frac{\Delta l}{l}$ - względna zmiana długości drutu oporowego,
- ν - współczynnik Poissona materiału, z którego wykonany jest drut oporowy,
- $\frac{\Delta \rho}{\rho}$ - względna zmiana oporu właściwego materiału, z którego wykonany jest drut oporowy.

Wyrażenie w nawiasie jest stałe i nosi nazwę współczynnika czułości tensometru k . Współczynnik ten zależy od materiału, z którego wykonany jest drut oporowy.

Tensometry można wykorzystać przykładowo do pomiaru sił działających na rozciągane, ściskane lub zginane układy. Te układy zostały schematycznie przedstawione na poniższym rysunku:



Rysunek 4. Przykłady rozmieszczenia czujników tensometrycznych w przetwornikach siły w układzie: rozciąganym (a), ściskanym (b), zginanym (c) oraz sposób połączenia tensometrów w mostku (d) [1]

Na układy rozciągane i ściskane działa siła F w kierunku normalnym względem powierzchni poprzecznej A . Siła ta powoduje odkształcenia wzdłużne ϵ i poprzeczne ϵ_{\perp} opisane równaniami:

$$\epsilon = \frac{F}{A \cdot E} \quad (4)$$

$$\epsilon_{\perp} = -\nu \frac{F}{A \cdot E} \quad (5)$$

gdzie:

- A - pole przekroju poprzecznego belki, na który działa siła normalna F ,
- E - współczynnik Younga materiału, z którego wykonany jest badany układ,
- ν - współczynnik Poissona materiału, z którego wykonany jest badany układ.

W przypadku układu rozciąganego i ściskanego wartość modułu siły jest taka sama (różni się tylko zwrotem) i wynosi:

$$F = \frac{2 \cdot A \cdot E}{k \cdot (1 + \nu)} \cdot \frac{\Delta U}{U_z} \quad (6)$$

gdzie (analogiczne oznaczenia takie same jak powyżej):

- k - czułość tensometru,
- $\frac{\Delta U}{U_z}$ - względna zmiana napięcia czujnika tensometrycznego (sygnał modulujący).

W przypadku układu zginanego wartość modułu siły wynosi:

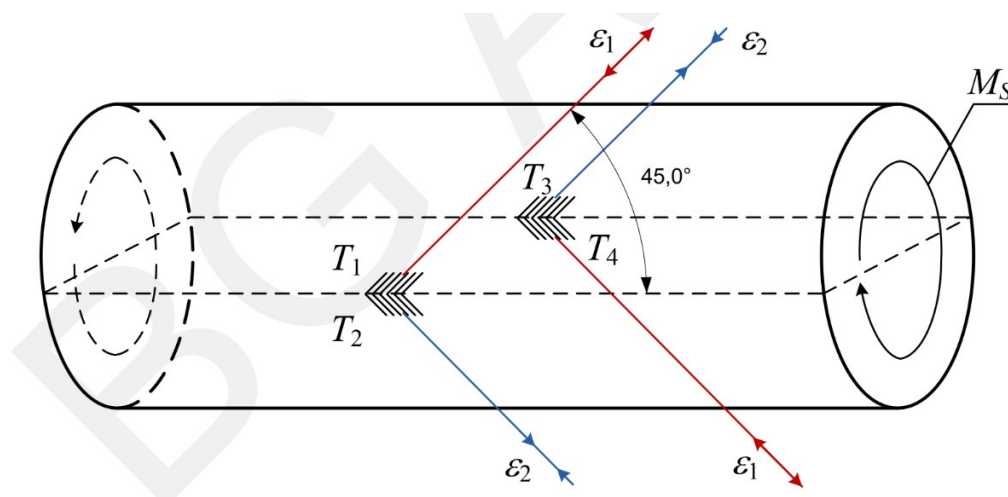
$$F = \frac{b \cdot h^2 \cdot E}{6 \cdot k \cdot l} \cdot \frac{\Delta U}{U_z} \quad (7)$$

gdzie (analogiczne oznaczenia takie same jak powyżej):

- b - szerokość zginanej belki,
- h - grubość zginanej belki,
- l - długość zginanej belki.

Cztery tensometry, będące częścią mostku, pełnią nie tylko funkcję pomiarową, ale również kompensują wpływ temperatury na przeprowadzane pomiary. [1]

Tensometry można wykorzystać dodatkowo do pomiaru naprężeń ścinających τ skręcanych prętów i wałów. Na poniższym rysunku przedstawiono skręcany wał i sposób rozmieszczenia na nim czujników tensometrycznych dla pomiaru odkształceń głównych:



Rysunek 5. Skręcany wał i sposób rozmieszczenia na nim czujników tensometrycznych dla pomiaru odkształceń głównych. Sposób rozmieszczenia tensometrów w mostku jest analogiczny jak poprzednio [1]

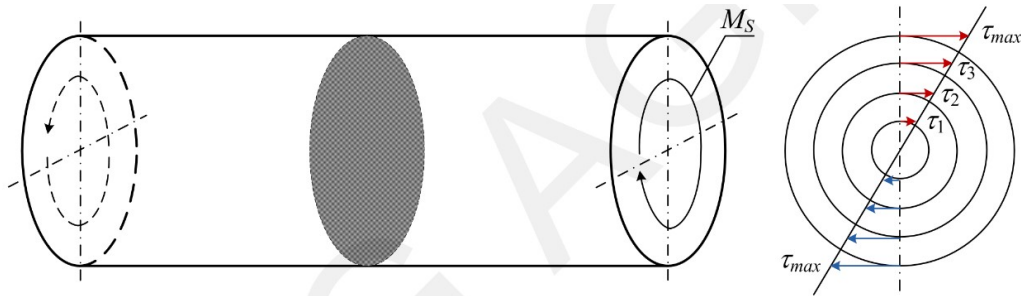
Na powierzchni bocznej tego wału występuje płaski, dwuosiowy rozkład naprężeń opisany równaniami:

$$\sigma_1 = \frac{E}{1 - \nu^2} \cdot (\epsilon_1 + \nu \cdot \epsilon_2) \quad (8)$$

$$\sigma_2 = \frac{E}{1 - \nu^2} \cdot (\epsilon_2 + \nu \cdot \epsilon_1) \quad (9)$$

Główne kierunki naprężeń (naprężeń o maksymalnych wartościach na powierzchni bocznej walca) występują wzajemnie w prostopadłych kierunkach i pod kątem 45° i 135° względem tworzącej walca. Obok odkształceń głównych, wewnątrz walca,

stycznie do okręgów współśrodkowych przekroju poprzecznego, działają naprężenia ścinające τ przedstawione na poniższym rysunku:



Rysunek 6. Naprężenia ścinające τ przekroju poprzecznego skręcanego walca [1]

Wartość naprężenia ścinającego τ jest wprost proporcjonalna do promienia okręgu przekroju poprzecznego, do którego to naprężenie jest styczne. Maksymalne naprężenie ścinające można wyznaczyć z zależności (podstawiając $\epsilon_1 = -\epsilon_2 = \epsilon_{45^\circ}$):

$$\tau_{max} = \frac{E}{1 - \nu^2} \cdot (\epsilon_{45^\circ} - \nu \cdot \epsilon_{45^\circ}) = \quad (10)$$

$$= \frac{E}{1 + \nu} \cdot \epsilon_{45^\circ} = 2 \cdot G \cdot \epsilon_{45^\circ} \quad (11)$$

gdzie G jest współczynnikiem Kirchhoffa materiału, z którego wykonany jest badany układ. [1]

2.2. Przetwornik pojemnościowy przemieszczenia

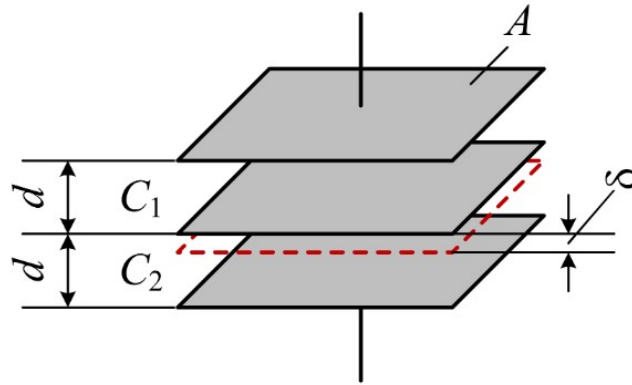
Przetwornik pojemnościowy przemieszczenia stanowi jeden z układów służących do pomiaru odległości i przemieszczenia. Przetworniki przemieszczenia mają szerokie zastosowanie, służą między innymi do: pomiaru wartości ugięcia membrany przetwornika ciśnienia, pomiaru przemieszczenia masy sejsmicznej w przetworniku drgań i innych, tym podobnych zastosowaniach. Pomiar pojemnościowym przetwornikiem przemieszczenia odbywa się poprzez wyznaczenie zmiany pojemności tego przetwornika. Do budowy przetworników pojemnościowych wykorzystuje się zarówno kondensatory płaskie, jak i cylindryczne. Tutaj zostaną przedstawione przetworniki pojemnościowe wykorzystujące kondensatory płaskie. Pojemność kondensatora płaskiego C_0 określona jest zależnością:

$$C_0 = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \frac{A}{d} \quad (12)$$

gdzie:

- ϵ_0 - przenikalność dielektryczna próżni,
- ϵ_r - względna przenikalność elektryczna dielektryka,
- A - powierzchnia okładki kondensatora,
- d - odległość pomiędzy okładkami.

Zgodnie z przedstawioną na początku koncepcją mostka, do pomiaru przemieszczeń wykorzystuje się kondensator różnicowy zbudowany według układu:



Rysunek 7. Układ kondensatora różnicowego przetwarzającego zmianę odległości pomiędzy okładkami [1]

Zmiana pojemności kondensatorów C_2 i C_1 wynosi:

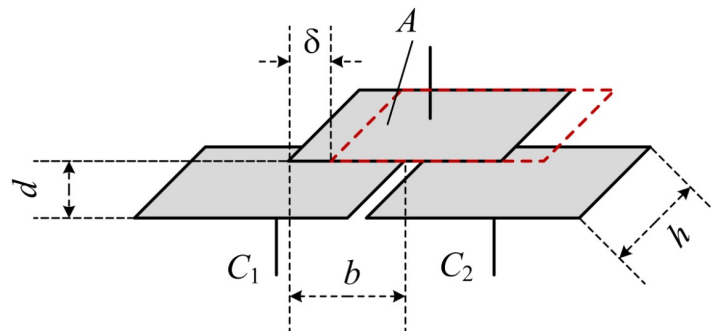
$$\Delta C = C_2 - C_1 = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot A \cdot \left(\frac{1}{d - \delta} - \frac{1}{d + \delta} \right) = \quad (13)$$

$$= \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot A \cdot \frac{2 \cdot \frac{\delta}{d}}{1 - \left(\frac{\delta}{d}\right)^2} \quad (14)$$

Rozpatrując takie zmiany przesunięć δ , że $\left(\frac{\delta}{d}\right)^2 \ll 1$, otrzymuje się:

$$\Delta C \approx 2 \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot A \cdot \frac{\delta}{d} = 2 \cdot C_0 \cdot \frac{\delta}{d} \quad (15)$$

Inną konstrukcję pojemnościowego przetwornika przemieszczenia przedstawiono na poniższym rysunku:



Rysunek 8. Układ kondensatora różnicowego przetwarzającego zmianę powierzchni czynnej górnej okładki [1]

Konstrukcja ta wykorzystuje zmianę pojemności kondensatora spowodowaną zmianą powierzchni czynnej górnej okładki kondensatora. Wartości pojemności kondensatorów C_1 i C_2 , po przesunięciu górnej okładki wzdłuż dolnych okładek o wartość δ , wynoszą:

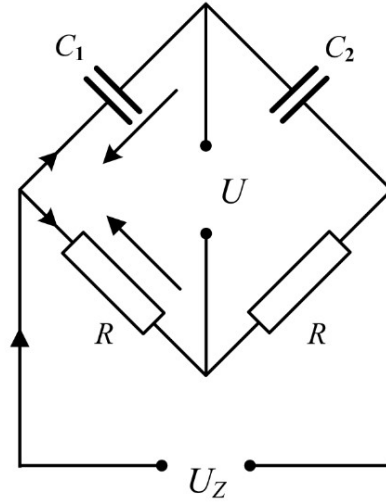
$$C_1 = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \frac{(b - \delta) \cdot h}{d} \quad (16)$$

$$C_2 = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \frac{(b + \delta) \cdot h}{d} \quad (17)$$

Stąd różnica pojemności ΔC wynosi:

$$\Delta C = C_2 - C_1 = 2 \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \frac{h}{d} \cdot \delta \quad (18)$$

Budowę mostka z pojemnościowym czujnikiem różnicowym przedstawiono na poniższym rysunku:



Rysunek 9. Budowa mostka z pojemnościowym czujnikiem różnicowym [1]

Mostek jest zasilany napięciem sinusoidalnym o pulsacji ω . Rozpatrując powyższy układ w dziedzinie zespolonej, napięcie wyjściowe U jest opisane zależnością:

$$U = U_z \cdot \left(\frac{X_{C_1}}{X_{C_1} + X_{C_2}} - \frac{R}{2R} \right) \quad (19)$$

gdzie: $X_C = \frac{1}{\omega C}$ jest reaktancją kondensatora C . Dla układu kondensatora różnicowego, przetwarzającego zmianę odległości pomiędzy okładkami, napięcie wyjściowe U jest równe:

$$U = U_z \cdot \frac{\delta}{2d} \quad (20)$$

A dla układu kondensatora różnicowego, przetwarzającego zmianę powierzchni czynnej górnej okładki, napięcie wyjściowe U jest równe:

$$U = U_z \cdot \frac{\delta}{2b} \quad (21)$$

2.3. Przetwornik indukcyjnościowy przemieszczenia

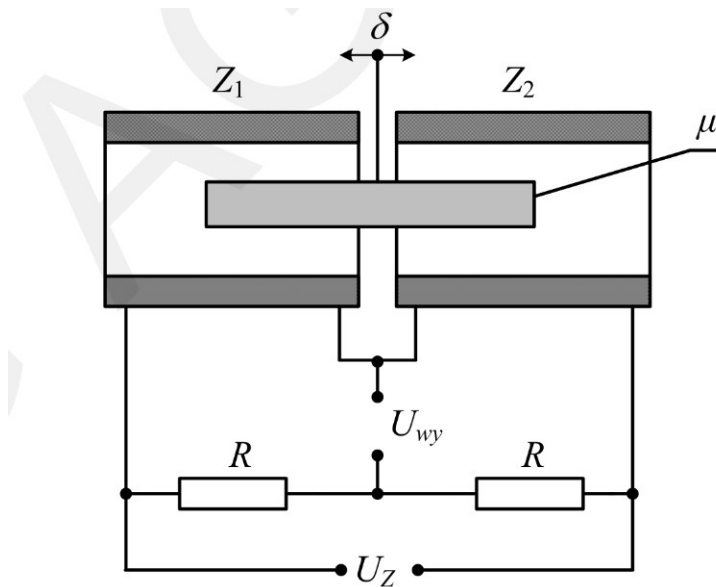
Pomiar indukcyjnościowym przetwornikiem przemieszczenia odbywa się poprzez wyznaczenie zmiany indukcyjności tego przetwornika. Indukcyjność cewki L określona jest zależnością:

$$L = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \frac{z^2 \cdot A}{l} \quad (22)$$

gdzie:

- μ_0 - przenikalność magnetyczna próżni,
- μ_r - względna przenikalność magnetyczna,
- z - liczba zwojów cewki,
- A - powierzchnia przekroju poprzecznego strumienia magnetycznego,
- l - długość drogi strumienia magnetycznego.

Zakresy pomiarowe czujników indukcyjnościowych wynoszą od $50\mu m$ do $500mm$. Układ cewki różnicowej, przetwarzającej przemieszczenie solenoidu rdzenia ferromagnetycznego na zmiany przenikalności magnetycznej cewek, jest następujący:

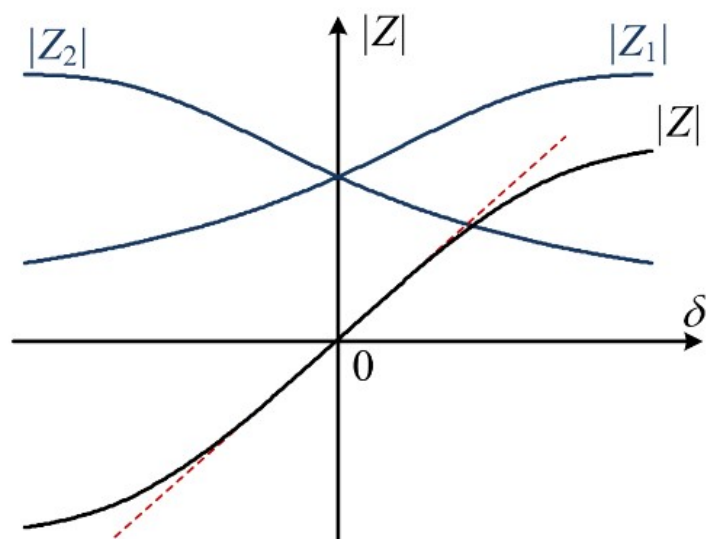


Rysunek 10. Budowa układu cewki różnicowej, przetwarzającej przemieszczenie solenoidu rdzenia ferromagnetycznego na zmiany przenikalności magnetycznej cewek [1]

Solenoid przemieszczający się do jednej z cewek powoduje wzrost jej przenikalności magnetycznej przy jednoczesnym spadku przenikalności magnetycznej drugiej z cewek. Cewki umieszczone są w sąsiednich ramionach mostka, co powoduje, że napięcie wyjściowe jest funkcją różnicy impedancji cewek $|Z_1|$ i $|Z_2|$:

$$U = f(|Z_1| - |Z_2|) = f(|Z|) \quad (23)$$

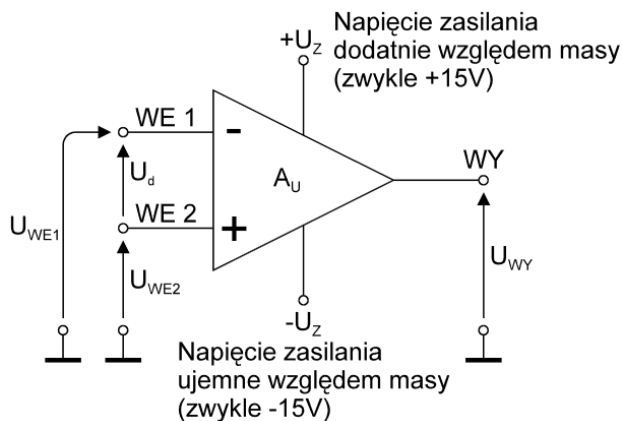
Przebieg różnicy impedancji cewek $|Z| = |Z_1| - |Z_2|$, w zależności od przesunięcia δ solenoidu, jest następujący:



Rysunek 11. Przebieg różnicy impedancji cewek $|Z| = |Z_1| - |Z_2|$, w zależności od przesunięcia δ solenoidu [1]

3. Wzmacniacze operacyjne

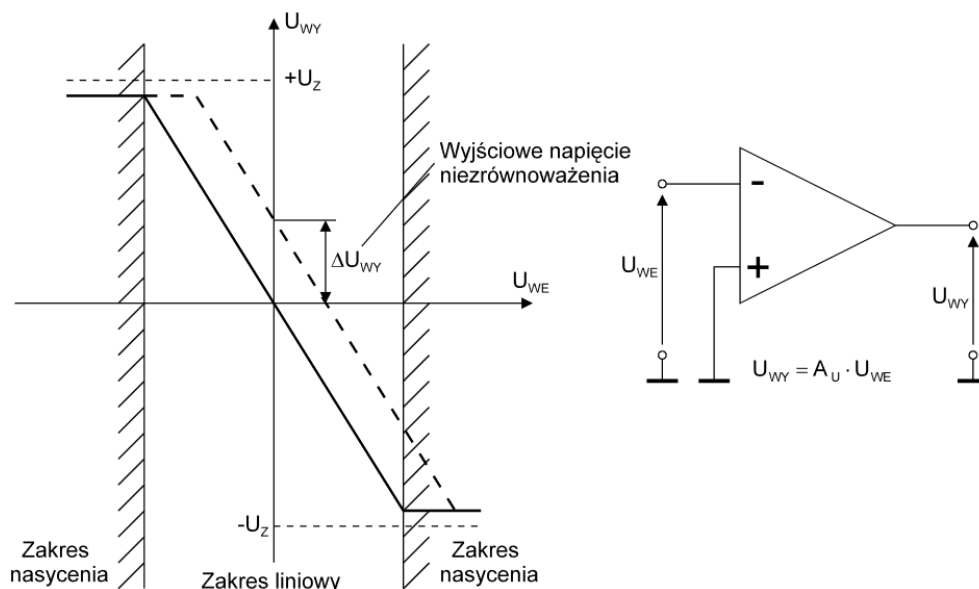
Wzmacniacz operacyjny posiada symetryczne (różnicowe) wejście, niesymetryczne wyjście oraz dwa zaciski zasilania. Na poniższym rysunku 12 przedstawiono symbol wzmacniacza operacyjnego:



Rysunek 12. Symbol wzmacniacza operacyjnego [4]

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 13).



Rysunek 13. Charakterystyka przenoszenia wzmacniacza operacyjnego [4]

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

$$U_{WY} = A_U(U_{WE1} - U_{WE2}) = A_U \cdot U_d \quad (24)$$

gdzie:

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

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 13 przerywaną linią. Nowoczesne wzmacniacze kompensują tą wartość poprzez doprowadzanie odpowiedniej wartości napięcia do wejścia różnicowego. [4]

3.1. Idealny wzmacniacz operacyjny

W analizie obwodów elektrycznych zawierających wzmacniacz operacyjny często wykorzystuje się upraszczający model idealnego wzmacniacza operacyjnego. Parametry idealnego 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 [4]

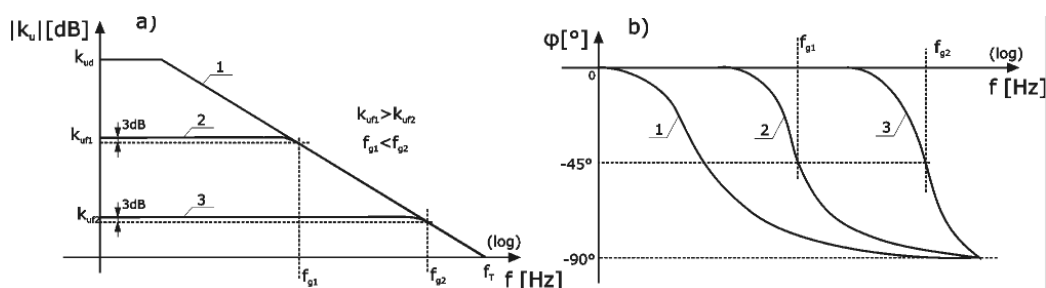
Wzmacniacz	$A_u [V/V]$	$R_{ID} [M\Omega]$	$R_0 [\Omega]$	$f_T [MHz]$
idealny	$\rightarrow \infty$	$\rightarrow \infty$	$\rightarrow 0$	$\rightarrow \infty$
$\mu A 741$	10^5	1	75	1
inne wzmacniacze	$10^4 \dots 10^7$	$0,05 \dots 10^4$	$50 \dots 200$	$1 \dots 100$

gdzie:

- A_U - wzmocnienie napięciowe (różnicowe),
- R_{ID} - wejściowa rezystancja,
- R_0 - wyjściowa rezystancja,
- f_T - częstotliwość graniczna (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 14.

Wzmacniacze operacyjne są przede wszystkim wykorzystywane w obwodach elektrycznych z zewnętrznym, ujemnym sprzężeniem zwrotnym, ponieważ to po-



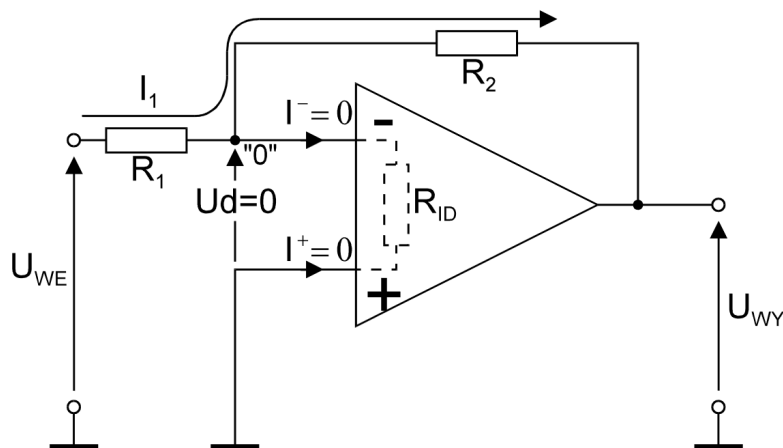
Rysunek 14. Charakterystyki częstotliwościowe wzmacniacza operacyjnego względem (a) amplitudy, (b) fazy (1- wzmacniacz z otwartą pętlą, 2- wzmacniacz z zamkniętą pętlą o wzmocnieniu k_{uf1} , 3- wzmacniacz z zamkniętą pętlą o wzmocnieniu k_{uf2} [5]

prawia liniowość charakterystyk, zmniejsza wyjściowe napięcie niezerównoważenia, zwiększa częstotliwość graniczną f_T , poprawia stałość parametrów i umożliwia dobór wzmocnienia. [4]

Klasycznymi układami wzmocnienia są układy wzmacniacza odwracającego i nieodwracającego.

3.2. Wzmacniacz odwracający

Obwód elektryczny wzmacniacza odwracającego przedstawiono na poniższym rysunku 15:



Rysunek 15. Obwód elektryczny wzmacniacza odwracającego [4]

Powyższy obwód elektryczny będziemy analizować wykorzystując model wzmacniacza operacyjnego. Ponieważ $R_{ID} \rightarrow \infty$, zatem prądy 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 . Punkt "0" zaznaczony na powyższym rysunku stanowi punkt masy pozornej. Spadek napięcia pomiędzy tym punktem, a masą wynosi $U_d = 0$. Dzięki temu punkt ten można traktować tak, jakby stanowił on masę. Wykorzystując napięciowe prawa Kirchhoffa dla dwóch oczek zawierających punkt masy pozornej otrzymuje się:

$$U_{WE} - R_1 I_1 = 0 \quad (25)$$

$$U_{WY} + R_2 I_1 = 0 \quad (26)$$

Co oznacza, że wzmacnienie napięciowe A_U jest równe:

$$A_U = \frac{U_{WY}}{U_{WE}} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (27)$$

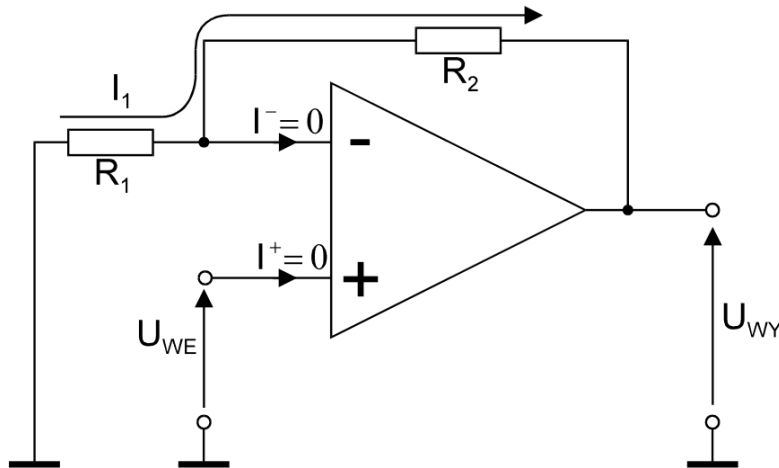
Rezystancja wejściowa R_I jest równa R_1 :

$$R_I = \frac{U_{WE}}{I_1} = R_1 \quad (28)$$

Toteż rezystor R_1 uzależnia wartość pobieranego prądu wejściowego I_1 .

3.3. Wzmacniacz nieodwracający

Obwód elektryczny wzmacniacza nieodwracającego przedstawiono na poniższym rysunku 16:



Rysunek 16. Obwód elektryczny wzmacniacza nieodwracającego [4]

Przeprowadzając analogiczne rozumowanie co poprzednio, tzn. wykorzystując napięciowe prawa Kirchhoffa dla dwóch oczek zawierających punkt masy pozornej, otrzymuje się:

$$U_{WE} + R_1 I_1 = 0 \quad (29)$$

$$U_{WY} + R_2 I_1 - U_{WE} = 0 \quad (30)$$

Zatem, na rezystorze R_1 jest spadek napięcia o wartości $-U_{WE}$, a na rezystorze R_2 jest spadek napięcia o wartości $-U_{WY} + U_{WE}$, zatem:

$$I_1 = -\frac{U_{WE}}{R_1} = \frac{-U_{WY} + U_{WE}}{R_2} \quad (31)$$

Co oznacza, że wzmacnienie napięciowe A_U jest równe:

$$A_U = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (32)$$

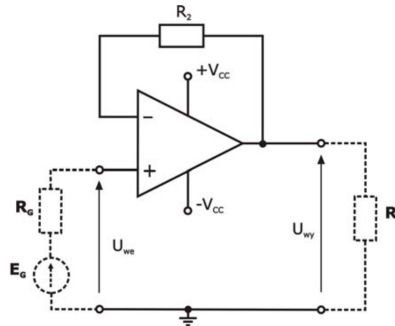
Zgodnie z powyższym wzorem nie jest możliwe otrzymanie wzmacnienia napięciowego A_U mniejszego od 1. Rezystancja wejściowa $R_I \rightarrow \infty$ jako że:

$$R_I = \lim_{I^+ \rightarrow 0} \frac{U_{WE}}{I^+} = \infty \quad (33)$$

W praktyce rezystancja wejściowa R_I jest bardzo duża.

3.4. Wtórnik napięciowy

Obwód elektryczny wtórnika napięciowego przedstawiono na poniższym rysunku 17:



Rysunek 17. Obwód elektryczny wtórnika napięciowego [5]

Ponieważ rezystancja wejściowa wzmacniacza operacyjnego jest bardzo duża ($R_{ID} \rightarrow \infty$), 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 rzędu rezystancji samego wzmacniacza operacyjnego R_{ID} i małą rezystancją wyjściową. Wzmacnienie napięciowe $A_U = 1$. Z tych powodów powyższy układ wykorzystuje się jako bufor separujący układy elektroniczne. Dobór wartości rezystora $R_2 = R_G$ minimalizuje wartość natężenia wejściowego prądu niezrównoważenia wzmacniacza. [5]

4. Modulacja amplitudy

Tor wzmacnienia napięciowego z przetwarzaniem wykorzystuje modulację dwuwstęgową z wytłumioną nośną, jednakże dla zrozumienia tej metody modulacji potrzebne jest zrozumienie również modulacji dwuwstęgowej z widoczną nośną.

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 demodulatora, zostaje demodulowany 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). [6]

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.

4.1. Modulacja dwuwstęgowa z widoczną nośną

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

$$m(t) = A_m \cos(2\pi f_m t) \quad (34)$$

a sygnał nośny $c(t)$ ma postać:

$$c(t) = A_c \cos(2\pi f_c t) \quad (35)$$

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

$$s(t) = (A_c + A_m \cos(2\pi f_m t)) \cos(2\pi f_c t) \quad (36)$$

gdzie:

- A_m i A_c - amplitudy odpowiednio sygnału modulującego i nośnego,
- f_m i f_c - częstotliwości odpowiednio sygnału modulującego i nośnego. [7]

Współczynnik głębokości modulacji

Równanie sygnału zmodulowanego amplitudowo można równoważnie zapisać w postaci:

$$s(t) = A_c (1 + \mu \cos(2\pi f_m t)) \cos(2\pi f_c t) \quad (37)$$

gdzie $\mu = \frac{A_m}{A_c}$ jest współczynnikiem głębokości modulacji. Modulacja amplitudy jest najlepsza, gdy współczynnik głębokości amplitudy μ jest równy 1. [6]

Szerokość pasma

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

$$BW = f_{max} - f_{min} \quad (38)$$

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 36 do postaci składającej się z sumy sygnałów sinusoidalnych:

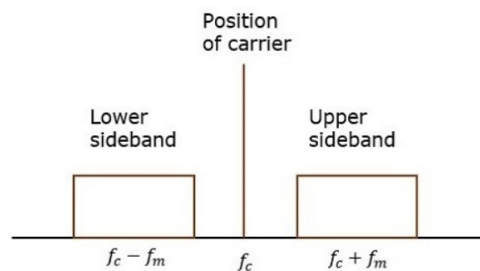
$$s(t) = A_c \cos(2\pi f_c t) + \frac{A_c \mu}{2} \cos(2\pi(f_c + f_m)t) + \frac{A_c \mu}{2} \cos(2\pi(f_c - f_m)t) \quad (39)$$

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:

$$BW = f_{max} - f_{min} = f_c + f_m - (f_c - f_m) = 2f_m \quad (40)$$

Zatem szerokość pasma BW jest dwukrotnością częstotliwości sygnału zmodulowanego amplitudowo f_m . [6]

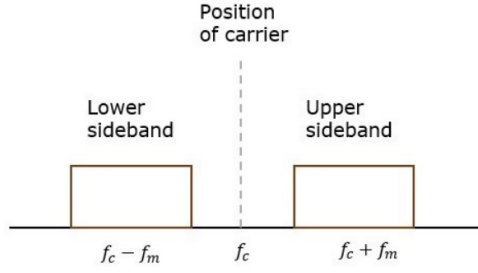
Poniższy rysunek 18 przedstawia schematycznie widmo amplitudowo-częstotliwościowe sygnału zmodulowanego amplitudowo (DSBFC). W tak wygenerowanym sygnale występuje sygnał nośny (ang. *carrier signal*). Sygnał użyteczny mieści się w dwóch, symetrycznych wstęgach bocznych (sideband). Widmo tych wstęg zostało przedstawione schematycznie na rysunku 18 w postaci dwóch prostokątów. Te prostokąty obrazują zakresy częstotliwości potencjalnie zajmowane przez sygnał użyteczny $m(t)$. [7]



Rysunek 18. Schematycznie przedstawione widmo amplitudowo-częstotliwościowe sygnału DSBFC [7]

4.2. Modulacja dwuwstęgowa z wytłumioną nośną

Poniższy rysunek 19 przedstawia schematycznie widmo amplitudowo-częstotliwościowe sygnału modulacji dwuwstęgowej z wytłumioną nośną (DSBSC).



Rysunek 19. Schematycznie przedstawione widmo amplitudowo-częstotliwościowe sygnału DSBSC [7]

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

$$m(t) = A_m \cos(2\pi f_m t) \quad (41)$$

a sygnał nośny $c(t)$ ma postać:

$$c(t) = A_c \cos(2\pi f_c t) \quad (42)$$

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

$$s(t) = m(t) \cdot c(t) = A_m A_c \cos(2\pi f_m t) \cos(2\pi f_c t) \quad (43)$$

gdzie:

- A_m i A_c - amplitudy odpowiednio sygnału modulującego i nośnego,
- f_m i f_c - częstotliwości odpowiednio sygnału modulującego i nośnego. [7]

Szerokość pasma

Dla obliczenia szerokości pasma BW zajmowanego przez sygnał zmodulowany metodą DSBSC $s(t)$ należy przekształcić równanie 43 do postaci składającej się z sumy sygnałów sinusoidalnych:

$$s(t) = A_m A_c \cos(2\pi f_m t) \cos(2\pi f_c t) = \quad (44)$$

$$\frac{A_m A_c}{2} \cos(2\pi(f_c + f_m)t) + \frac{A_m A_c}{2} \cos(2\pi(f_c - f_m)t) \quad (45)$$

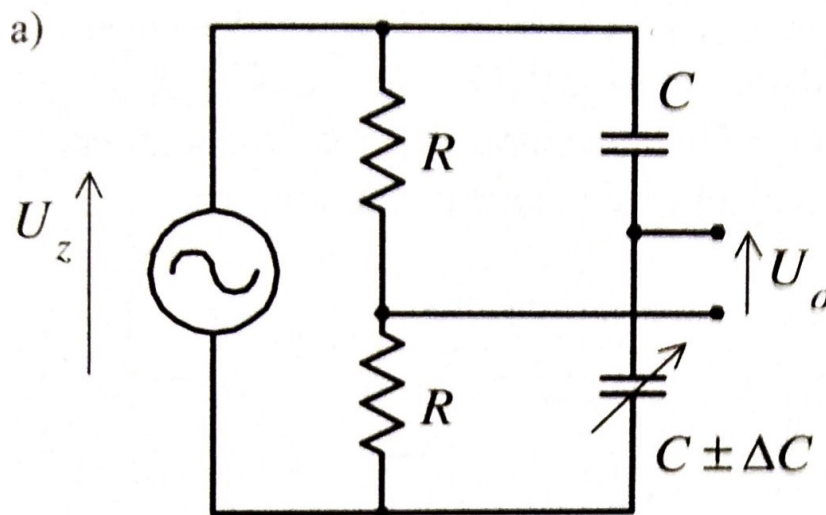
Zatem widmo sygnału zmodulowanego metodą DSBSC składa się z minimalnej częstotliwości $f_c - f_m$ i maksymalnej częstotliwości $f_c + f_m$, zatem:

$$BW = f_{max} - f_{min} = f_c + f_m - (f_c - f_m) = 2f_m \quad (46)$$

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. [7]

4.3. Modulator amplitudowy

Przykładem modulatora amplitudowego jest mostek niezrównoważenia, którego elementem czynnym jest czujnik pojemnościowy, a sam mostek jest zasilany napięciem sinusoidalnym. W mostku niezrównoważenia mierzona jest różnica pojemności ΔC (spowodowanej sygnałem pomiarowym). Mostek niezrównoważenia zawierający czujnik pojemnościowy jest zbudowany według następującego układu:



Rysunek 20. Układ mostka niezrównoważenia, zasilanego napięciem sinusoidalnym, z czujnikiem pojemnościowym [3]

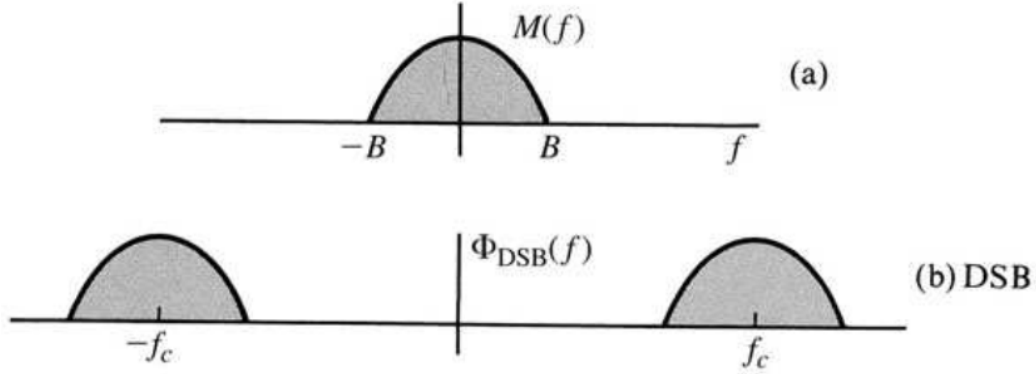
Powyższy układ przedstawiono w dziedzinie zespolonej. W powyższym układzie U_z jest napięciem zasilania. Sygnał zasilający jest sygnałem sinusoidalnym. Napięcie niezrównoważenia U_o jest dane wzorem:

$$U_o = U_z \epsilon_C \quad (47)$$

gdzie: $\epsilon_C = \frac{\Delta C}{C}$ jest względną zmianą pojemności potrzebną do pomiaru sygnału pomiarowego. W powyższej koncepcji mostka mierzona jest zmiana pojemności ΔC oraz napięcie zasilania jest sygnałem sinusoidalnym. Zgodnie z zależnością 47 następuje zmiana amplitudy sygnału sinusoidalnego U_z w zależności od chwilowych wartości sygnału ϵ_C . Zatem rozważany mostek stanowi modulator amplitudy. Modulacja amplitudy jest procesem zmiany amplitudy wysokoczęstotliwościowego sygnału nośnego w zależności od chwilowych wartości sygnału użytecznego (modulującego). W powyższym przypadku sygnałem nośnym jest U_z , a sygnałem modulującym jest ϵ_C . Modulacja amplitudy, która polega na przemnożeniu sygnału modulującego przez sygnał nośny, stanowi szczególny przypadek modulacji. Ten przypadek modulacji nazywa się modulacją jednowstęgową z wytłumioną nośną.

4.4. Transformacja Fouriera

W analizie sygnałów zmodulowanych przydają się widma amplitudowo-częstotliwościowe. Widma amplitudowo-częstotliwościowe są wyznaczone przy pomocy transformacji Fouriera. Podstawowe informacje dotyczące transformacji Fouriera zostały przedstawione w tym podrozdziale odnosząc się przy tym do omówionej do tej pory metody modulacji.



Rysunek 21. Widmo (amplitudowe) sygnału $m(t)$ zmodulowanego amplitudowo [9]

Na powyższym rysunku 21 przedstawiono 2 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 21 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:

$$M(f) = \mathcal{F}\{m(t)\} \quad (48)$$

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

$$\Phi_{DSB}(f) = \mathcal{F}\{m(t)2 \cos(2\pi f_c t)\} = M(f + f_c) + M(f - f_c) \quad (49)$$

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 $2 \cos(2\pi f_c t)$:

$$\mathcal{F}\{2 \cos(2\pi f_c t)\} = \delta(f - f_c) + \delta(f + f_c) \quad (50)$$

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

$$\mathcal{F}\{f(t)g(t)\} = \mathcal{F}\{f(t)\} * \mathcal{F}\{g(t)\} \quad (51)$$

Dzięki czemu:

$$\Phi_{DSB}(f) = \mathcal{F}\{m(t)2 \cos(2\pi f_c t)\} = \quad (52)$$

$$= M(f) * (\delta(f - f_c) + \delta(f + f_c)) = \quad (53)$$

$$= M(f + f_c) + M(f - f_c) \quad (54)$$

Analizę sygnałów zmodulowanych przeprowadza się przy pomocy widm amplitudowo-częstotliwościowych. Widma te pozwalają prześledzić zmiany wprowadzane przez poszczególne bloki toru wzmocnienia napięciowego z przetwarzaniem. Analiza tychże widm w torze wzmocnienia zostanie przeprowadzona później, najważniejszą informacją, wynikającą z powyższych rozważań teoretycznych, jest to, że mnożenie sygnału przez sygnał sinusoidalny w dziedzinie czasu, przesuwają widmo tego mnożonego sygnału symetrycznie w prawo i lewo o częstotliwość sygnału nośnego f_c w dziedzinie częstotliwości. [10]

5. Demodulacja amplitudy

5.1. Demodulacja sygnału zmodulowanego amplitudowo

Demodulacja sygnału zmodulowanego amplitudowo może zostać przeprowadzana na jeden z dwóch sposobów; odpowiednio obrabiając sygnał zmodulowany lub wykrywając obwiednię sygnału zmodulowanego.

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

$$s(t) = A_c (1 + \mu m(t)) \cos(2\pi f_c t) \quad (55)$$

gdzie:

- μ - współczynnik głębokości modulacji,
- $m(t)$ - przeskalowany sygnał modulujący przyjmujący wartości z zakresu $(-1, 1)$.

zostaje podniesiona do kwadratu. Otrzymane równanie zostaje przekształcone do postaci (wykorzystując wzór $\cos^2(\alpha) = \frac{1+\cos(2\alpha)}{2}$):

$$(s(t))^2 = (A_c (1 + \mu m(t)) \cos(2\pi f_c t))^2 = \quad (56)$$

$$= A_c^2 \left(1 + \mu^2 (m(t))^2 + 2\mu m(t) \right) \left(\frac{1 + \cos(4\pi f_c t)}{2} \right) = \quad (57)$$

$$= \frac{A_c^2}{2} (1 + \cos(4\pi f_c t) + \mu^2 (m(t))^2 + \mu^2 (m(t))^2 \cos(4\pi f_c t) + \quad (58)$$

$$+ 2\mu m(t) + 2\mu m(t) \cos(4\pi f_c t)) = \quad (59)$$

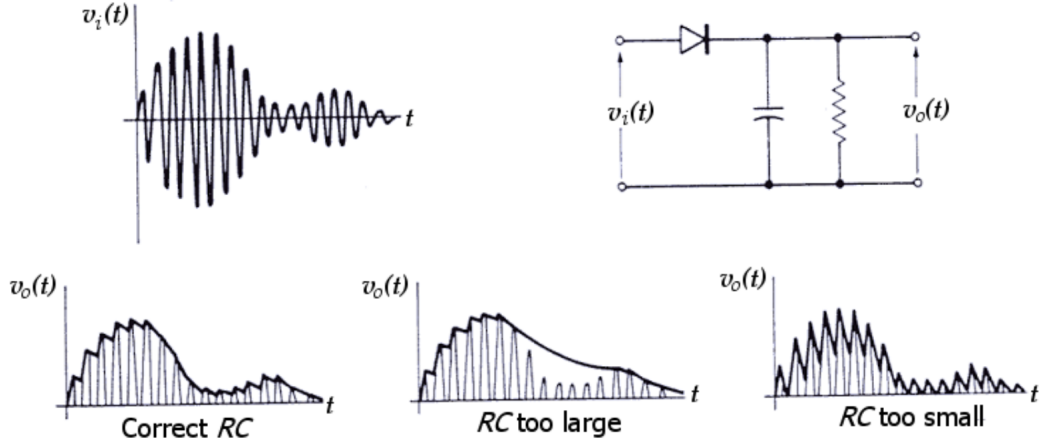
$$= \frac{A_c^2}{2} + \frac{A_c^2}{2} \cos(4\pi f_c t) + \frac{A_c^2 \mu^2}{2} (m(t))^2 + \quad (60)$$

$$+ \frac{A_c^2 \mu^2}{2} (m(t))^2 \cos(4\pi f_c t) + A_c^2 \mu m(t) + A_c^2 \mu m(t) \cos(4\pi f_c t) \quad (61)$$

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 . [7]

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 22.

Rysunek 22 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. [7]



Rysunek 22. Detektor obwiedni i sygnały poddane jego działaniu przy różnych wartościach stałej RC detektora obwiedni [8]

5.2. Demodulacja sygnału zmodulowanego dwuwstęgowo z wytłumioną nośną

Schemat i zasada działania modulatora DSBSC zostały przedstawione na stronie [7]. 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:

$$s(t) = A_c \cos(2\pi f_c t) m(t) \quad (62)$$

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

$$c_1(t) = \cos(2\pi f_c t + \phi) \quad (63)$$

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 $v_1(t) = s(t)c_1(t)$:

$$v_1(t) = s(t)c_1(t) = A_c \cos(2\pi f_c t)m(t) \cos(2\pi f_c t + \phi) = \quad (64)$$

$$= \frac{A_c}{2} \cos \phi m(t) + \frac{A_c}{2} \cos(4\pi f_c t + \phi)m(t) \quad (65)$$

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

$$v'_1(t) = \frac{A_c}{2} \cos \phi m(t) \quad (66)$$

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:

$$c_2(t) = \sin(2\pi f_c t + \phi) \quad (67)$$

Wtedy:

$$v_2(t) = s(t)c_2(t) = A_c \cos(2\pi f_c t)m(t) \sin(2\pi f_c t + \phi) = \quad (68)$$

$$= \frac{A_c}{2} \sin \phi m(t) + \frac{A_c}{2} \sin(4\pi f_c t + \phi)m(t) \quad (69)$$

Po przepuszczeniu powyższego sygnału przez filtr dolnoprzepustowy otrzymuje się sygnał:

$$v'_2(t) = \frac{A_c}{2} \sin \phi m(t) \quad (70)$$

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

$$\frac{v'_2(t)}{v'_1(t)} = \frac{\frac{A_c}{2} \sin \phi m(t)}{\frac{A_c}{2} \cos \phi m(t)} = \tan \phi \quad (71)$$

Na podstawie powyższego sygnału oblicza się przesunięcie fazowe ϕ (dokładny sposób implementacji pętli Costasa w wirtualnym stanowisku pomiarowym zostanie przedstawiony później). Znajomość przesunięcia fazowego ϕ pozwala na przeprowadzenie korekty generowanego sygnału nośnego $c_1(t)$:

$$c'_1(t) = \cos(2\pi f_c t) \quad (72)$$

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) $m(t)$. [7]

5.3. Demodulator synchroniczny

W poprzednim podrozdziale został przedstawiony sposób demodulacji sygnału zmodulowanego dwuwstęgowo z wytłumioną nośną, który zostanie zaimplementowany w wirtualnym stanowisku pomiarowym. Ta metoda implementacji wykorzystuje pętlę Costasa, która pozwala na przeprowadzenie detekcji fazoczułej. W

tym podrozdziale zostanie przedstawiony rzeczywisty układ elektroniczny demodulujący sygnał. Ten rzeczywisty układ elektroniczny demodulujący sygnał nie zostanie zaimplementowany w wirtualnym stanowisku pomiarowym. Powód tego jest taki, że proponowane w nim metody synchronizacji sygnału nośnego z sygnałem nośnym będącym częścią sygnału zmodulowanego są trudne do implementacji w wirtualnym środowisku pomiarowym i polegają na:

1. oszacowaniu wielkości kosinusa kąta przesunięcia fazowego $\cos \phi$ i wykorzystaniu tej wielkości do wzmacnienia sygnału zdemodulowanego (gdy demodulacja sygnału nie jest dokonywana w sposób synchroniczny, tzn. z przesunięciem fazowym sygnału nośnego względem sygnału nośnego będącego częścią sygnału zmodulowanego, to wyjściowy sygnał zdemodulowany jest przeskalowany przez czynnik $\cos \phi$ względem sygnału modulującego, tzn. oczekiwanego sygnału wyjściowego),
2. lub na wykorzystaniu wzmacniacza o większym polu wzmacnienia f_T ,
3. lub na przesunięciu w fazie sygnału nośnego U_z wykorzystywanego w procesie demodulacji.

Pierwszy sposób nie zostanie zaaplikowany w wirtualnym stanowisku pomiarowym, ponieważ wielkość $\cos \phi$ można bardziej dokładnie oszacować wykorzystując pętlę Costasa. Drugi sposób również nie zostanie zaaplikowany, ponieważ wykorzystywany w implementacji programu filtr może przesunąć sygnał w fazie. Trzeci sposób wymaga przesunięcia w fazie sygnału nośnego U_z (przy znanej wielkości przesunięcia fazowego ϕ). Prościej jest zaimplementować w wirtualnym stanowisku pomiarowym generator sygnału nośnego, który generuje sygnał odpowiednio przesunięty w fazie. Przesunięcie fazowe jest wyznaczane przy pomocy opisanej już pętli Costasa.

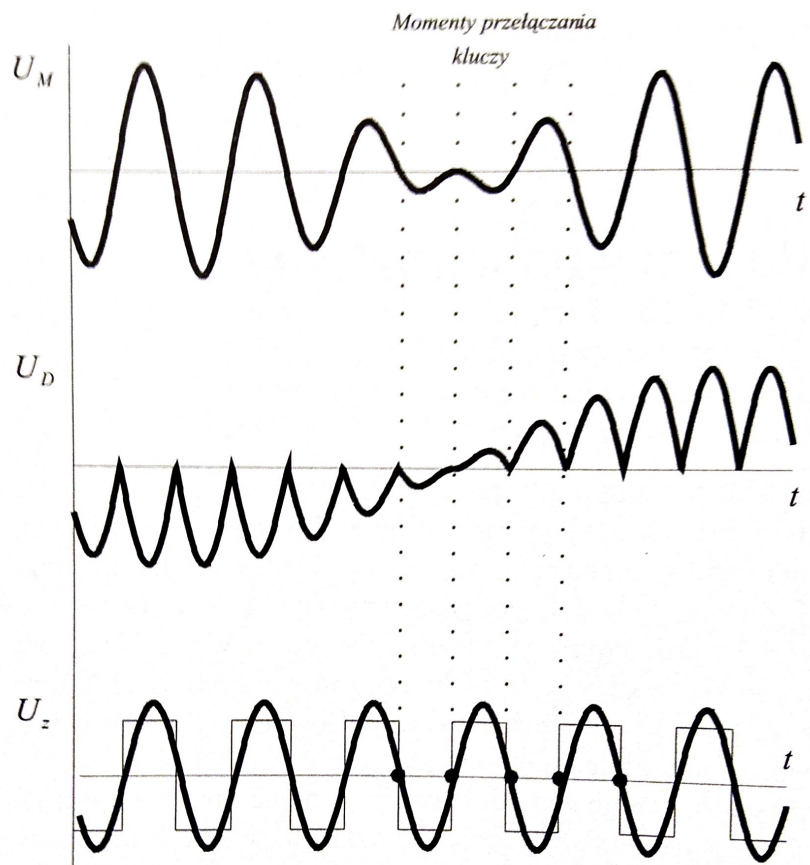
Tak jak zostało wspomniane wcześniej, ze względu na fakt, że sygnał zmodulowany dwuwstęgowo z wytłumioną nośną (w skrócie: *DSBSC*) przyjmuje wartości zarówno dodatnie jak i ujemne, nie można zastosować detektora obwiedni do detekcji sygnału zmodulowanego. Odwołując się do równania 1 postać równania sygnału zmodulowanego metodą *DSBSC* jest następująca:

$$U_M = a \cdot S \cdot U_z \quad (73)$$

gdzie:

- U_M - sygnał zmodulowany dwuwstęgowo z wytłumioną nośną,
- a - współczynnik określający czułość przetwarzania mostka (zależną od liczby czynnych czujników),
- $S = \epsilon_C$ - sygnał modulujący,
- U_z - sygnał nośny.

Sygnał zmodulowany U_M nie niesie informacji o znakach sygnałów S i U_z . Na podstawie samego sygnału zmodulowanego U_M można jedynie stwierdzić, czy sygnały S i U_z są tego samego, czy różnego znaku. Dla określenia znaku sygnału S potrzebna jest znajomość znaku sygnału nośnego U_z . Dlatego też sygnał nośny U_z jest przesyłany zarówno do modulatora jak i demodulatora toru wzmacnienia napięciowego z przetwarzaniem. Przebiegi ilustrujące sposób wykorzystania fali nośnej U_z w procesie demodulacji są następujące:



Rysunek 23. Przebiegi ilustrujące sposób wykorzystania fali nośnej w synchronicznej demodulacji [3]

W zależności od znaku fali nośnej U_z są przełączane klucze układu wzmacniacza o przełączalnym wzmocnieniu ± 1 . Układ tego wzmacniacza przedstawiono na rysunku 25. Najczęściej wykorzystywanymi, elektronicznymi kluczami przełączającymi są klucze C-MOS. Na wejściu tego wzmacniacza podawany jest sygnał zmodulowany U_M . Sygnał nośny U_z jest sygnałem kluczującym układ opisywanego wzmacniacza. Opisywany układ wzmacniacza realizuje demodulację synchroniczną, której rezultatem jest sygnał zdemodulowany opisany przytoczonym tu równaniem 2:

$$U_D = \text{sign}(U_z) |K \cdot a \cdot S \cdot U_z| \quad (74)$$

Tak otrzymany sygnał zostaje następnie przefiltrowany filtrem dolnoprzepustowym dla otrzymania przeskalowanego sygnału modulującego S . Napięcie wyjściowe filtra dolnoprzepustowego jest równe wartości średniej sygnału wejściowego za okres fali nośnej. Przyjmując, że napięcie wejściowe jest sygnałem stałym równym U_M , napięcie wyjściowe filtra U_O wynosi:

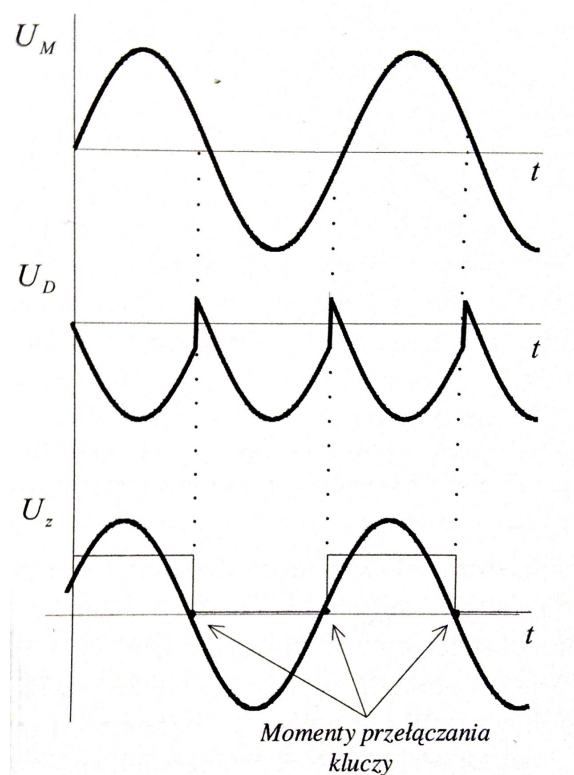
$$U_O = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} U_M (\sin \alpha) d\alpha = \frac{2U_M}{\pi} \quad (75)$$

Analogicznie jak poprzednio, przy niezsynchronizowanej demodulacji otrzy-

muje się przeskalowany sygnał zdemodulowany przez kosinus kąta przesunięcia fazowego $\cos \phi$:

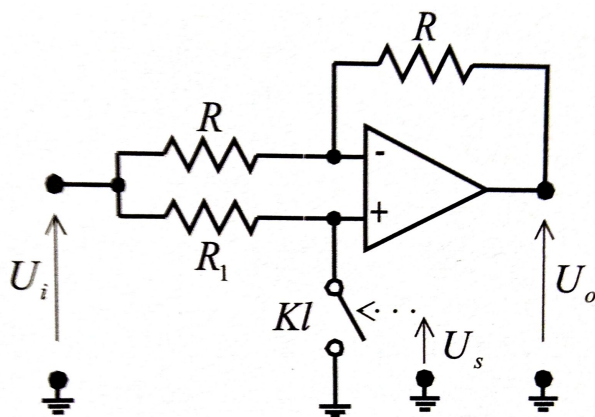
$$U_O = \frac{1}{\pi} \int_{\phi}^{\phi+\pi} U_M(\sin \alpha) d\alpha = \frac{2U_M}{\pi} \cos \phi \quad (76)$$

Niezsynchronizowana demodulacja opisywaną metodą skutkuje przełączaniem kluczy zbyt wcześnie, czego rezultaty ilustrują poniższe przebiegi:



Rysunek 24. Przebiegi ilustrujące przebieg niezsynchronizowanej demodulacji [3]

Układ wspomnianego wcześniej wzmacniacza o przełączanym wzmocnieniu ± 1 jest następujący:



Rysunek 25. Układ wzmacniacza o przełączanym wzmocnieniu ± 1 [3]

Gdy klucz Kl jest zwarty (co ma miejsce, gdy napięcie sygnału nośnego U_z jest ujemne), wówczas wejście nieodwracające wzmacniacza zostaje połączone z masą, a układ staje się wzmacniaczem odwracającym o wzmocnieniu $K = -\frac{R}{R} = -1$. Z kolei gdy klucz Kl jest rozarty, wówczas napięcie wyjściowe wzmacniacza można określić zasadą superpozycji. Wejścia polaryzujące wzmacniacza są połączone zarówno zgodnie z układem wzmacniacza odwracającego, jak i wzmacniacza nieodwracającego. Wzmocnienie wzmacniacza odwracającego jest równe $K = 1 + \frac{R}{R} = 2$, a nieodwracającego -1 , co daje w sumie wzmocnienie $2 - 1 = 1$.

6. Filtry

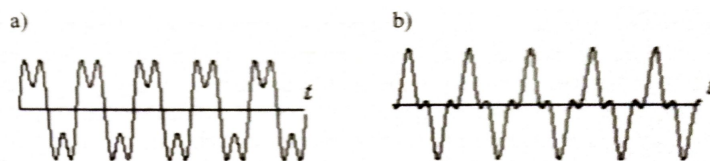
Filtry służą do wytłumienia niepożądanych składowych z widma sygnału. Ze względu na zakres częstotliwości tłumionego widma sygnału filtry dzieli się na:

- dolnoprzepustowe,
- górnoprzepustowe,
- pasmowoprzepustowe,
- pasmowozaporowe,
- wszechprzepustowe.

Podobnie jak sygnał można charakteryzować jego transformatą Fouriera, tak liniowe układy elektroniczne o jednym wejściu i jednym wyjściu można charakteryzować ich transmitancją operatorową $G(s)$, gdzie $s \in \mathbb{C}$. Podobnie jak transformacja Fouriera, transformacja operatorowa pozwala opisywać układ w dziedzinie częstotliwości. Transmitancja operatorowa stanowi stosunek transformacji Laplace'a sygnału wyjściowego $\mathcal{L}\{y(t)\} = Y(s)$ i transformacji Laplace'a sygnału wejściowego $\mathcal{L}\{x(t)\} = X(s)$:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} \quad (77)$$

Transformacja Laplace'a stanowi pewnego rodzaju uogólnienie transformacji Fouriera. Dokonując podstawienia w transformacie Laplace'a $s = j\omega$, gdzie $\omega = 2\pi f \in \mathbb{R}$ jest pulsacją (synonimicznie: częstością kołową) można w większości przypadków otrzymać transformatę Fouriera (co wynika z podobieństwa definicji tych transformat). Nie jest tak jednak zawsze, ponieważ definicje tych transformat różnią się od siebie. Jedną z różnic tych transformat jest to, że transformacja Fouriera przekształca sygnał o dziedzinie $(-\infty, \infty)$, podczas gdy transformacja Laplace'a przekształca sygnał o dziedzinie $(0, \infty)$. Transformację Laplace'a wykorzystuje się częściej w analizie układów od transformacji Fouriera, ponieważ notacja transformacji Laplace'a jest prostsza. Podobnie jak transformację Fouriera opisują widma amplitudowe i fazowe, tak również transmitancję operatorową $G(j\omega)$ opisują charakterystyki częstotliwościowe (amplitudowe i fazowe). O charakterystykach amplitudowych wspomniano wcześniej. Pożądane jest, aby filtry przepuszczały składowe widma znajdujące się w paśmie przenoszenia i tłumili sygnał znajdujący się poza tym pasmem. Jednakże filtry opisują również charakterystyki fazowe, które określają w jaki sposób dla poszczególnych częstotliwości filtr przesunął poszczególne składowe częstotliwościowe widma sygnału w fazie. Każdy filtr przesunął sygnał w fazie. Przesunięcia w fazie poszczególnych składowych częstotliwościowych sygnału mogą go zniekształcić, co można zaobserwować na poniższym rysunku:



Rysunek 26. Przebiegi ilustrujące wpływ przesunięcia fazowego na sygnał [3]

Na powyższym rysunku przedstawiono przebiegi dwóch sygnałów. Każdy z nich składa się z podstawowej i trzeciej harmonicznej o takich samych amplitudach. Różnica pomiędzy tymi przebiegami jest taka, że trzecia harmoniczna na rysunku (b) została przesunięta w fazie o π względem sygnału pokazanego na rysunku (a). Z poniższego równania sygnału sinusoidalnego:

$$s(t) = A_s \cos(2\pi f t + \phi) = A_s \cos(2\pi f (t + \frac{\phi}{2\pi f})) = A_s \cos(2\pi f (t + \tau)) \quad (78)$$

wynika, że przesunięcie fazowe ϕ i przesunięcie czasowe τ są uzależnione równaniem:

$$\phi = \tau \cdot 2\pi f = \tau \cdot \omega \quad (79)$$

Oznacza to, że aby nie doszło do zniekształcenia sygnału, lecz jego przesunięcia w czasie o τ , charakterystyka fazowa filtra powinna być w paśmie przenoszenia liniową funkcją określoną powyższym równaniem. τ jest inaczej nazywane opóźnieniem grupowym filtra.

Podsumowując, filtr powinien się charakteryzować:

- zdolnością przepuszczania składowych widma znajdujących się w paśmie przenoszenia,
- zdolnością tłumienia składowych widma znajdujących się w paśmie tłumienia,
- zdolnością grupowego opóźniania składowych widma znajdujących się w paśmie przenoszenia.

Spełnienie wszystkich powyższych warunków jednocześnie nie jest możliwe. Istnieją jednak za to filtry, które są zoptymalizowane pod kątem spełnienia każdego jednego z powyżej przedstawionych warunków:

- Filtr Butterwortha posiada najbardziej płaską charakterystykę amplitudową w paśmie przenoszenia,
- Filtr Czebyszewa posiada najbardziej stromą charakterystykę amplitudową w otoczeniu częstotliwości odcięcia filtra, która pozwala odciąć składowe widma znajdujące się blisko pasma przenoszenia,
- Filtr Bessela opóźnia składowe widma znajdujące się w paśmie przenoszenia w sposób najbardziej zgodny z ideą przedstawioną pod równaniem 79.

Każdy z wyżej wymienionych filtrów jest opisywany rzędem, tzn. wielomianem odpowiedniego stopnia (rzędu). Im bliżej pasmo przenoszenia znajduje się pasmo odcięcia, tym bardziej stroma jest charakterystyka amplitudowa filtra i tym większy jest stopień wielomianu (rzęd) opisującego filtr. Dane do projektowania filtra, takie jak rząd i częstotliwości graniczne, uzyskuje się z analizy widma filtrowanego sygnału, a typ filtra i jego rodzaj wynikają z zamierzonych zastosowań. [3] [10]

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 $3dB$:

$$-3dB = 20 \log_{10} \left(\frac{A}{A_0} \right) \quad (80)$$

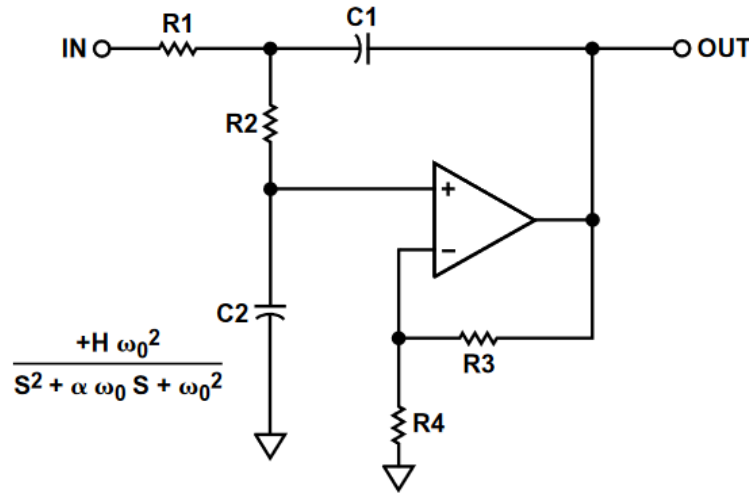
$$\frac{A}{A_0} = 10^{-3/20} \approx 0,707 \approx \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (81)$$

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. [4]

Przy pracy z zadaniem sygnałem modulującym może zajść potrzeba prze-filtrowania tego sygnału filtrem dolnoprzepustowym, górnoprzepustowym albo pasmowoprzepustowym.

6.1. Filtr dolnoprzepustowy

Obwód elektryczny filtra dolnoprzepustowego zbudowanego w architekturze Sallen-Key przedstawiono na poniższym rysunku 27:



Rysunek 27. Obwód elektryczny filtra dolnoprzepustowego zbudowanego w architekturze Sallen-Key [11]

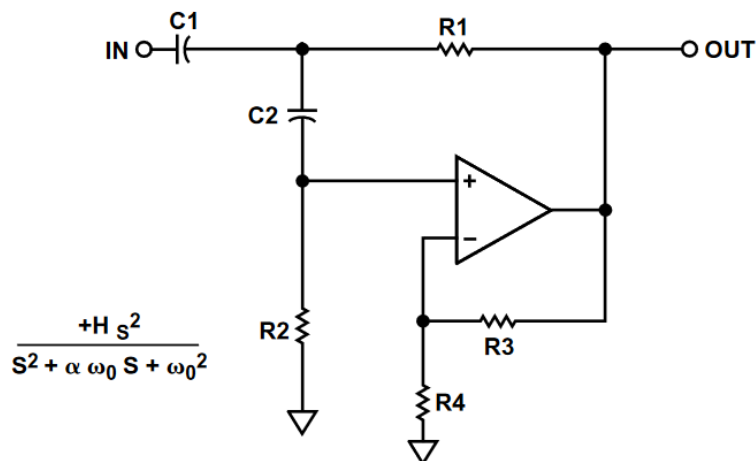
Transmitancja operatorowa tego filtru ma postać: [11]

$$G(s) = \frac{H \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}{s^2 + s \left(\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_1} \right) \frac{1}{C_2} + \frac{1-H}{R_2 C_2} \right) + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (82)$$

gdzie H to wzmocnienie napięciowe obwodu filtra w paśmie przenoszenia.

6.2. Filtr górnoprzepustowy

Obwód elektryczny filtra górnoprzepustowego zbudowanego w architekturze Sallen-Key przedstawiono na poniższym rysunku 28:



Rysunek 28. Obwód elektryczny filtra górnoprzepustowego zbudowanego w architekturze Sallen-Key [11]

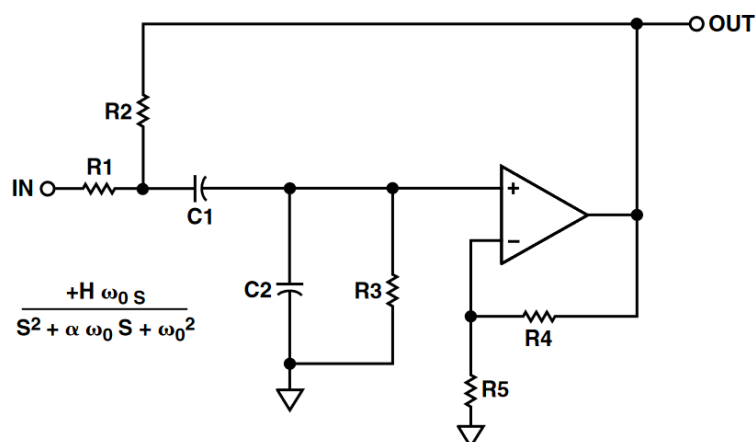
Transmitancja operatorowa tego filtra ma postać: [11]

$$G(s) = \frac{Hs^2}{s^2 + s \left(\frac{\frac{C_2}{R_2} + \frac{C_1}{R_2} + (1-H)\frac{C_2}{R_1}}{C_1 C_2} \right) + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (83)$$

gdzie H to wzmacnienie napięciowe obwodu filtra w paśmie przenoszenia.

6.3. Filtr pasmowoprzepustowy

Obwód elektryczny filtra pasmowoprzepustowego zbudowanego w architekturze Sallen-Key przedstawiono na poniższym rysunku 29:



Rysunek 29. Obwód elektryczny filtra pasmowoprzepustowego zbudowanego w architekturze Sallen-Key [11]

Transmitancja operatorowa tego filtra ma postać: [11]

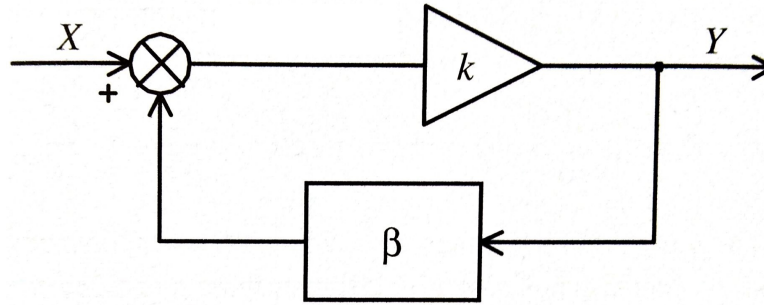
$$G(s) = \frac{Hs \frac{1}{R_1 C_2}}{s^2 + s \left(\frac{\frac{C_1}{R_3} + \frac{C_1 + C_2}{R_1} + \frac{C_2}{R_2} + \frac{C_1}{R_2} (1-H)}{C_1 C_2} \right) + \frac{1}{R_3 C_1 C_2} \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2}} \quad (84)$$

gdzie H to wzmocnienie napięciowe obwodu filtra w paśmie przenoszenia.

7. Generator sygnału sinusoidalnego

W poniższym rozdziale zostanie przedstawiony generator napięcia sinusoidalnego. Generator napięcia sinusoidalnego wykorzystywany jest w torze wzmacnienia z przetwarzaniem w modulacji i demodulacji amplitudowej.

Generator sygnału sinusoidalnego stanowi układ oscylujący. Aby zapewnić trwałą, samowzbudzoną (tzn. bez zewnętrznej ingerencji w układ) oscylację wyjścia układu Y , po wzbudzeniu go sygnałem wejściowym X , należy odtworzyć wzbudzenie X z sygnału wyjściowego Y . Dla zapewnienia tego stosuje się układ z dodatnim sprzężeniem zwrotnym:



Rysunek 30. Schemat blokowy układu z dodatnim sprzężeniem zwrotnym [3]

Układ ten posiada transmitancję widmową równą:

$$G(j\omega) = \frac{K(j\omega)}{1 - \beta(j\omega)K(j\omega)} \quad (85)$$

Aby sygnał wejściowy $X(j\omega)$ mógł zostać odtworzony na wyjściu pętli dodatniego sprzężenia zwrotnego, szeregowy układ bloków $k(j\omega)$ i $\beta(j\omega)$ musi mieć transmitancję widmową równą 1, co oznacza, że:

$$\beta(j\omega)K(j\omega) = 1 \quad (86)$$

Lecz, zgodnie z kryterium stabilności Nyquista, rozważany układ będzie wtedy na granicy stabilności, gdyż wtedy wartość wyrażenia 85 będzie nieskończona. Ponieważ wielkości $k(j\omega)$ i $\beta(j\omega)$ stanowią liczby zespolone, to można je przedstawić w postaci:

$$\beta(j\omega) = |\beta(j\omega)| \exp(j\phi(\omega)) \quad (87)$$

$$k(j\omega) = |k(j\omega)| \exp(j\psi(s)) \quad (88)$$

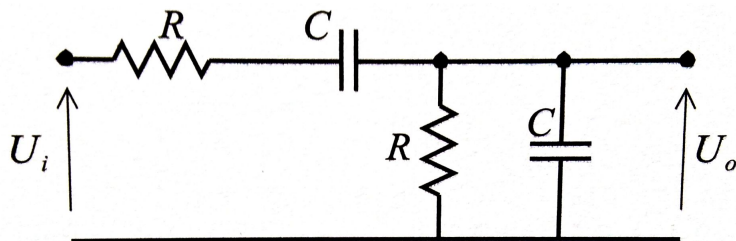
Z równania 86 wynika, że:

$$|\beta| \cdot |k| = 1 \quad (89)$$

$$\phi + \psi = n \cdot 2\pi \quad (90)$$

gdzie n jest liczbą całkowitą. Warunek opisany równaniem 86 musi zachodzić dokładnie, gdyż w przeciwnym przypadku nie otrzyma się sygnału sinusoidalnego.

Aby rzeczywiste układy spełniały ten warunek, układy te są wyposażone w układy automatycznej regulacji wzmacnienia (ARW), które dodatkowo dają możliwość regulacji amplitudy sygnału. Popularnym układem, pełniącym funkcję bloku β powyższego schematu blokowego, jest selektywny czwórnik Wiena:



Rysunek 31. Sелеktywny czwórnik Wiena [3]

Transmitancja operatorowa powyższego układu ma postać:

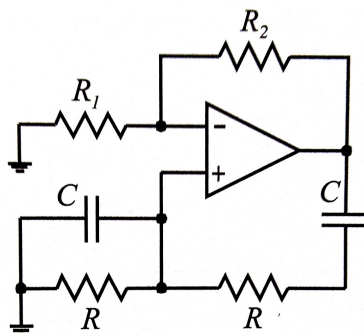
$$G(s) = \frac{sCR}{(sCR)^2 + s3CR + 1} \quad (91)$$

A moduł i przesunięcie fazowe transmitancji widmowej powyższego układu mają postaci:

$$|G(j\omega)| = \frac{\omega CR}{\sqrt{(1 - \omega^2 C^2 R^2)^2 + 9\omega^2 C^2 R^2}} \quad (92)$$

$$\phi = \arctan \frac{1 - (\omega CR)^2}{3CR} \quad (93)$$

Gdy $\omega_0 = \frac{1}{CR}$, to $\phi = 0$. Jednocześnie wtedy $|G(j\omega_0)| = 1/3$. Aby zostały spełnione warunki oscylacji układu, generator z czwórnikiem Wiena powinien zostać podłączony do wzmacniacza nieodwracającego. Ponieważ przesunięcie fazowe wzmacniacza nieodwracającego $\psi = 0$, to spełniony zostanie warunek $\phi + \psi = 0$. Aby został spełniony drugi warunek $|\beta| \cdot |k| = 1$, wzmacnienie wzmacniacza powinno wynosić $K = 3$. Układ omawianego generatora jest następujący:

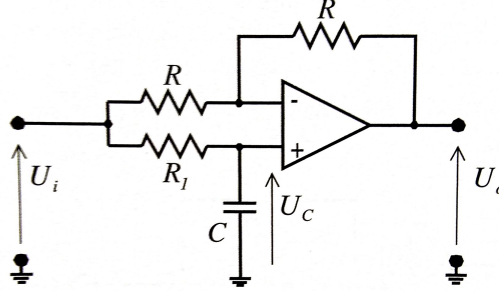


Rysunek 32. Generator z czwórnikiem Wiena [3]

Dla zapewnienia stabilności działania układu, wzmacnienie wzmacniacza nieodwracającego $K = 1 + \frac{R_2}{R_1}$ powinno wynosić 3, a tym samym $\frac{R_2}{R_1} = 2$.

8. Przesuwnik fazowy

Przesuwnik fazowy jest wykorzystywany w procesie demodulacji sygnału dla przesunięcia generowanego sygnału nośnego w taki sposób, aby był on zgodny sygnałowi nośnemu będącego częścią sygnału zmodulowanego. Układ elektryczny przesuwника fazowego jest następujący:



Rysunek 33. Układ przesuwника fazowego [3]

Zakładając model wzmacniacza idealnego, napięcie U_C można wyrazić zależnością:

$$U_C = U_i \frac{1}{1 + sCR_1} \quad (94)$$

Takie samo napięcie występuje w punkcie masy pozornej wzmacniacza. Rozpatrując dwa napięciowe prawa Kirchhoffa dla dwóch oczek zawierających punkt masy pozornej i dwa rezystory o równych spadkach napięć otrzymuje się:

$$U_C + U_R - U_i = 0 \quad (95)$$

$$U_C - U_R - U_0 = 0 \quad (96)$$

Po obustronnym dodaniu tych równań stronami i przekształceniach otrzymuje się:

$$U_C = \frac{U_i + U_0}{2} \quad (97)$$

Podstawiając równanie 94 pod równanie 97 otrzymuje się po przekształceniach transmitancję operatorową przesuwника fazowego:

$$G(s) = \frac{1 - sCR_1}{1 + sCR_1} \quad (98)$$

Dzięki temu moduł i przesunięcie fazowe transmitancji widmowej powyższego układu mają postaci:

$$|G(j\omega)| = 1 \quad (99)$$

$$\phi = -2 \arctan(\omega CR_1) \quad (100)$$

Zgodnie z powyższym układ przepuszcza wszystkie składowe widmowe bez naruszania ich amplitud. Natomiast przesunięcie fazowe tego układu zmienia się wraz z pulsacją ω .

9. Symulacyjne środowisko pomiarowe

Symulacyjne środowisko pomiarowe zostało zaprojektowane przy użyciu LabVIEW. LabVIEW jest graficznym środowiskiem programistycznym, które w zamyśle zostało stworzone do usprawnienia przeprowadzania pomiarów przy użyciu kart pomiarowych, testów kontrolno-pomiarowych i symulacji numerycznych. LabVIEW stanowi wysokopoziomowy język, który pozwala w łatwy sposób zaprogramować wiele, równoległe wykonywanych operacji. Posiada obok tego wiele gotowych funkcjonalności z zakresu przetwarzania sygnałów, akwizycji danych, systemów kontrolnych i symulacji numerycznych.

Projekty w LabVIEW składają się z plików o rozszerzeniu vi (ang. *Virtual Instrument*). Projekty w LabVIEW mają rozszerzenie lvproj. Plik projektu LabVIEW uzależnia urządzenia uczestniczące w działaniu programu. Wspomniane pliki o rozszerzeniu vi są plikami napisanymi przez użytkownika, które realizują przez niego zdefiniowane funkcje.

Plik o rozszerzeniu vi składa się z:

- przedniego panelu (stanowiącego interfejs użytkownika),
- diagramu blokowego (zawierającego graficzny kod źródłowy),
- ikony.

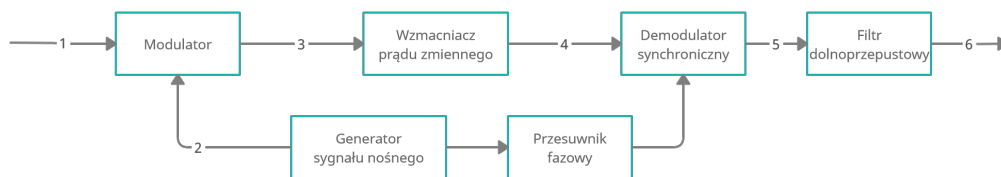
Przedni panel zawiera kontrolki (odpowiadające za dane wejściowe) i wskaźniki (odpowiadające za dane wyjściowe). Za sposób przetwarzania tych danych odpowiada diagram blokowy, określa on m.in. sposób akwizycji lub symulacji danych, ich przetwarzania, wykorzystania (np. w systemach kontrolno-pomiarowych) i wyświetlania (na panelu frontowym). Ikona vi stanowi graficzną reprezentację tego programu i pozwala ona traktować ten program zgodnie z ideą programowania zorientowanego obiektowo.

Diagram blokowy składa się z terminali (wymieniających dane pomiędzy przednim panelem, a diagramem blokowym), węzłów (reprezentujących funkcje) i innych plików o rozszerzeniu vi (w myśl programowania zorientowanego obiektowo). Dzięki graficznemu podejściu do programowania, kod napisany w LabVIEW może być traktowany w analogiczny sposób jak schematy blokowe.

Najważniejszym plikiem projektu jest plik, którego zwykle nazywa się jako *main.vi*. Ten plik określa główny interfejs użytkownika, który uczestnicza we właściwym wykorzystaniu programu. Dzięki temu interfejsowi użytkownik nadzoruje pracę programu. Reszta plików o rozszerzeniu vi zwykle realizuje taką funkcję, jaką realizują w innych językach programowania (np. w C++, czy Pythonie) klasy.

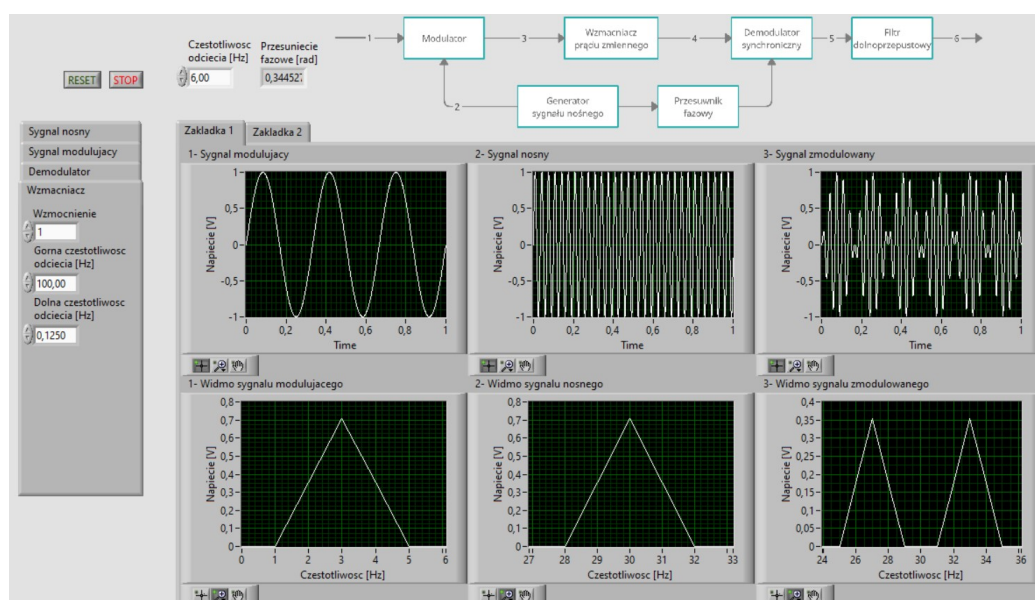
Odnosząc się do innych języków programowania, LabVIEW ma szerokie zastosowanie do akwizycji danych i w systemach kontrolno-pomiarowych. Odnosząc się do zagadnień przetwarzania sygnałów, czy statystyki, istnieją lepsze języki programowania, takie jak Matlab, Python, czy R. Lecz w odniesieniu do tych języków, w LabVIEW zarządzanie wieloma wątkami jest znacznie uproszczone. Ponieważ LabVIEW jest wysokopoziomowym językiem programistycznym, programy dzięki niemu utworzone zwykle przetwarzają dane w wolniejszym stopniu, niż programy napisane w niskopoziomowych językach programowania (takich jak C, czy C++). Jedną z najczęściej wykorzystywanych architektur programów napisanych w LabVIEW jest maszyna stanu, która uzależnia sposób działania programu ze względu na jego stan.

Schemat blokowy toru wzmacnienia z przetwarzaniem przedstawiono na poniższym rysunku:



Rysunek 34. Schemat blokowy toru wzmacnienia z przetwarzaniem

Na tym schemacie zaznaczono dodatkowo cyframi sygnały, których wykresy i widma zostaną przedstawione w symulacyjnym środowisku pomiarowym. Omawianie symulacyjnego środowiska pomiarowego najlepiej będzie zacząć od omawiania jego panelu frontowego:



Rysunek 35. Panel frontowy symulacyjnego środowiska pomiarowego

Panel frontowy symulacyjnego środowiska pomiarowego składa się z:

- wykresów i widm sygnałów zaznaczonych na powyższym bloku toru wzmacnienia z przetwarzaniem. Wykresy i widma rozdzielono na dwie zakładki.
- kontrolki ustawiających parametry toru wzmacnienia z przetwarzaniem,
- przedstawionego powyżej schematu blokowego,
- kontrolki *RESET* i *STOP*, z których pierwsza pozwala na resetowanie wykresów, a druga na zatrzymywanie pracy programu,
- dwóch kontrolki (Częstotliwość odciecia [Hz] i Przesunięcie fazowe [rad]), które w zamyśle mają pomóc wyznaczyć przesunięcie fazowe pomiędzy lokalnie generowanym sygnałem nośnym, a sygnałem nośnym będącym częścią sygnału zmodulowanego, wzmacnionego.

Panel frontowy składa się z 12 wykresów, które stanowią w LabVIEW obiekty *Waveform Graph*. Te obiekty zostały naniesione na panel frontowy (wraz z upo-

rządkowaniem ich w dwóch zakładkach), nazwano odpowiednio co przedstawiają te obiekty, podpisano odpowiednio osie pionowe i poziome oraz dodano do tych obiektów paletę wykresu (ang. *Graph Palette*, pozwala ona na modyfikację wyświetlanej zawartości wykresu). Osie pionowe wszystkich wykresów sygnałów przedstawiają napięcie w woltach.

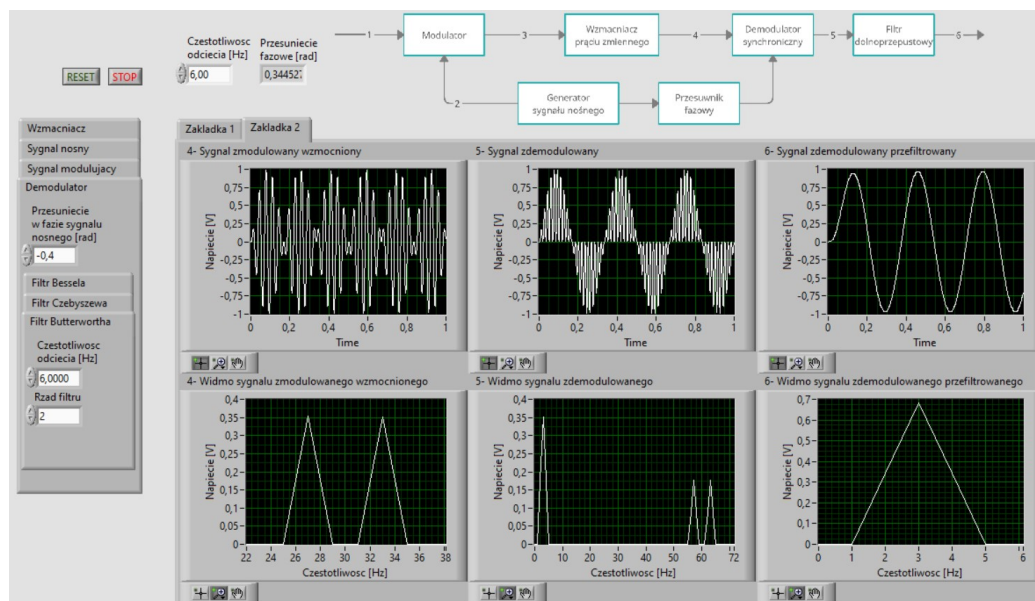
Teraz zostaną omówione widma amplitudowo-częstotliwościowe. W LabVIEW za widma odpowiada również obiekt *Waveform Graph*. Osie poziome wszystkich widm przedstawiają częstotliwość w hercach. Osie pionowe wszystkich widm przedstawiają amplitudę w woltach. Należy zwrócić uwagę na to, że przedstawione widma 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, jeżeli widmo sygnału modulującego posiada jedynie ma pik o wartości: $(0, 4\text{Hz}, 0, 71\text{V})$, to sygnał modulujący jest opisany równaniem:

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

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 parametrów sygnałów wejściowych (sygnału modulującego oraz sygnału nośnego). Środowisko pomiarowe daje możliwość wygenerowania (wraz z szumami) sygnały sinusoidalne, prostokątne, trójkątne oraz sygnały harmoniczne o trzech składowych. Wybór parametrów (domyślnych dla programu) zostanie przedstawiony dla prostego sygnału sinusoidalnego, bowiem inne sygnały będą miały podobne parametry. Każdy sygnał w programie zawiera 1000 próbek. Każdy sygnał jest próbkowany z częstotliwością 1kHz , zatem każdy sygnał ma czas trwania równy 1s . Zdecydowano przedstawić 3 okresy sygnału modulującego na wykresie, toteż częstotliwość tego sygnału obrano na 3Hz . Przyjmuje się zwykle, że częstotliwość sygnału nośnego powinna być 10 razy większa od częstotliwości sygnału modulującego, toteż obrano ją na 30Hz . Obrano amplitudę sygnału modulującego i nośnego na 1V . Pozostałe parametry nie mają zasadniczego wpływu na koncepcję działania programu i mogą zostać dowolnie przyjęte. Z tak zdefiniowanych sygnałów otrzymano sygnał zmodulowany dwuwstęgowo z wytłumioną nośną, którego zarówno wykres, jak i widmo

amplitudowo-częstotliwościowe są zgodne z wcześniejszymi rozważaniami teoretycznymi. Dalsze rozważania wymagają przywołania następnych wykresów:



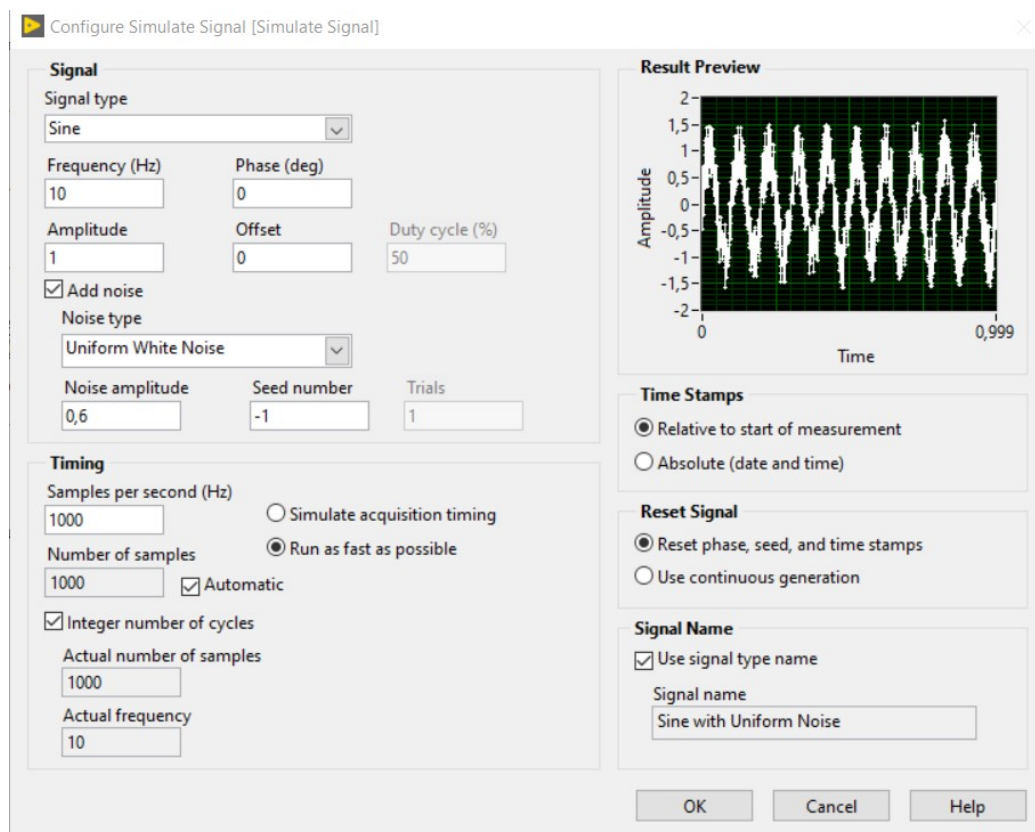
Rysunek 36. Panel frontowy wraz z wykresami znajdującymi się pod drugą zakładką

W następnej kolejności sygnał zmodulowany jest wzmacniany wzmacniaczem prądu zmiennego. Za model wzmacniacza prądu zmiennego przyjęto szeregowo połączenie idealnego wzmacniacza i pasmowoprzepustowego filtra Butterwortha. Wybrano pasmowoprzepustowy filtr Butterwortha, ponieważ, podobnie jak wzmacniacz prądu zmiennego, przesunął on sygnał w fazie, odcina składową stałą oraz charakteryzowany jest przez górną częstotliwość graniczną f_T . Wzmocnienie obrano na $K = 1$, ponieważ nie ma ono zasadniczego znaczenia. Podobnie obrano częstotliwości odcięcia wzmacniacza, obrano górną częstotliwość na 100Hz dla pewności, że nie zostanie naruszone widmo sygnału zmodulowanego o maksymalnej częstotliwości składowej widma równej 33Hz . Następnie sygnał zostaje zdemodulowany poprzez przemnożenie go przez sygnał nośny (lecz o amplitudzie równej 1 i dodatkowym przesunięciu fazowym o wartość $-0,4\text{rad}$). Dzięki temu otrzymuje się składową widmową sygnału modulującego, zgodnie z przedstawionym powyżej widmem o numerze 5 i rozważaniami teoretycznymi. Rozpatrywaną składową widmową z sygnału zdemodulowanego odfiltrowuje się filtrem dolnoprzepustowym. Do wyboru dostępny jest filtr Butterwortha, Czebyszewa i Bessela. Powyżej został wykorzystany filtr Butterwortha o częstotliwości odcięcia równej 6Hz . Otrzymany sygnał zdemodulowany, przefiltrowany jest zgodny z pożądanym sygnałem modulującym.

Wybór przesunięcia fazowego sygnału nośnego został wyznaczony metodą prób i błędów na $-0,4\text{Hz}$. Jest to jednak wielkość porównywalnie bliska wielkości wyznaczonego przesunięcia fazowego przy pomocy pętli Costasa równej w przybliżeniu $-0,34\text{Hz}$. Widać tą wielkość w lewej górnej kontrolce jako $0,3445\dots$ (Ten minus wynika z faktu, że przesunięty w fazie sygnał nośny został zdefiniowany jako $\cos(2\pi f_c t + \phi)$.) Potwierdza to poprawność implementacji pętli Costasa dla rozpatrywanego układu sygnałów. Sam program nie dokonuje synchronizacji

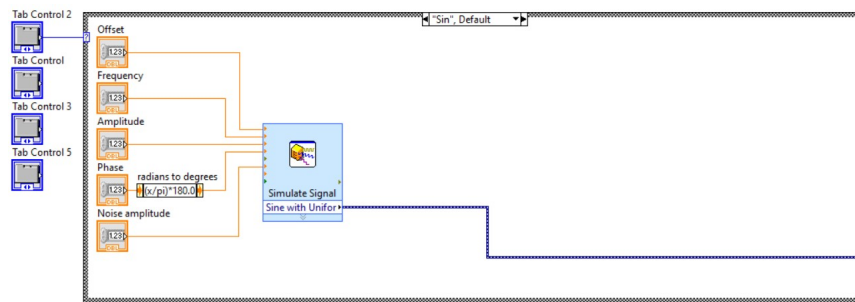
fali nośnej, lecz daje użytkownikowi możliwość „ręcznej synchronizacji”. Wynik 0,3445... stanowi jedynie sugestię odnośnie tego, jaka wartość przesunięcia fazowego powinna zostać obrana. Sprawdzono jeszcze poprawność działania programu dla innych danych wejściowych (w tym m.in. dla innych rodzajów sygnałów modulujących). Stwierdzono poprawność zaimplementowanych metod. Również potwierdzono zgrubną poprawność działania pętli Costasa wyznaczającej przesunięcie fazowe.

Przechodząc do implementacji programu, program zaimplementowano w jednym pliku *main.vi* dla łatwości jego przenoszenia pomiędzy różnymi wersjami LabVIEW. Do implementacji wszystkich sygnałów wykorzystano VI: *Simulate Signal*. Podczas pisania programu symulacyjnego napotkano na kilka problemów związanych z działaniem tego symulatora, które ostatecznie rozwiązano implementując wszystkie symulatory sygnałów zgodnie z następującym schematem (oczywiście poszczególne implementacje symulatorów różnych sygnałów różnią się oczywistymi parametrami):

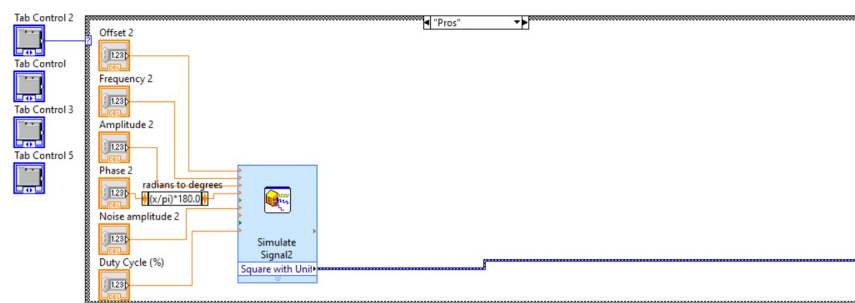


Rysunek 37. Stała konfiguracja symulatora sygnału wykorzystywana w programie. Poszczególne implementacje różnych sygnałów różnią się oczywistymi parametrami

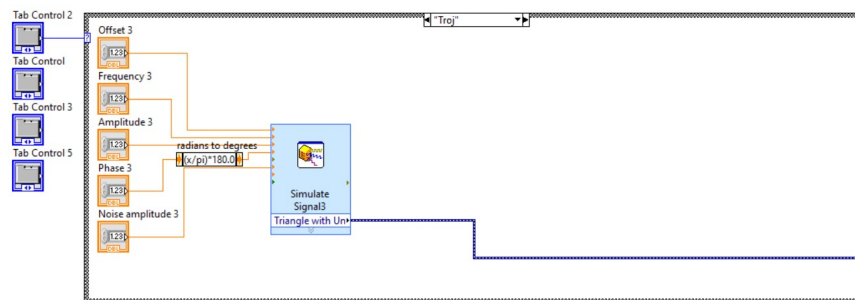
Poniżej przedstawiono implementacje różnych rodzajów symulatorów sygnałów:



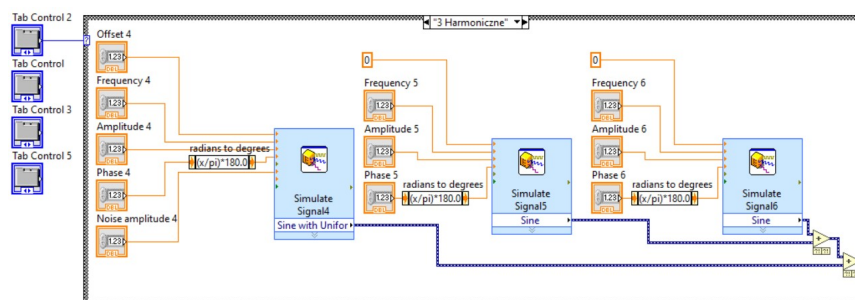
Rysunek 38. Implementacja symulatora sygnału sinusoidalnego



Rysunek 39. Implementacja symulatora sygnału prostokątnego

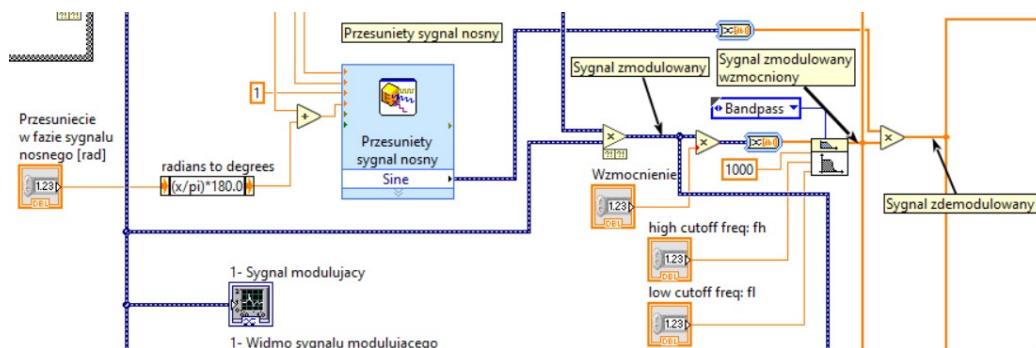


Rysunek 40. Implementacja symulatora sygnału trójkątnego



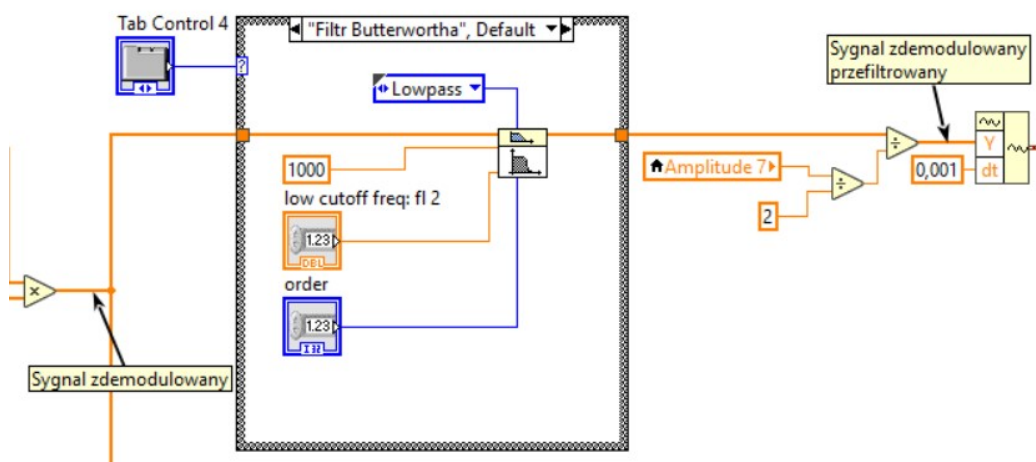
Rysunek 41. Implementacja symulatora sygnału harmonicznego o trzech składowych

Poniższy rysunek przedstawia wycinek kodu odpowiadający za modulację sygnału (sygnał-dolny modulujący jest przemnażany przez sygnał-górny nośny), wzmacnienie sygnału zmodulowanego oraz demodulację synchroniczną sygnału (sygnałem nośnym przesuniętym).



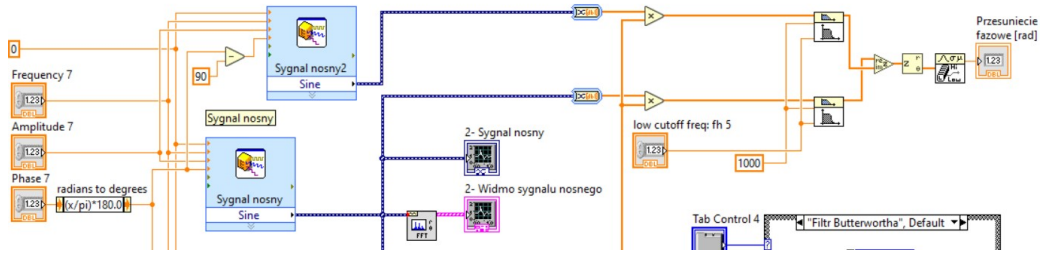
Rysunek 42. Wycinek kodu przedstawiający implementację poszczególnych metod toru wzmacnienia z przetwarzaniem

Na poniższym wycinku kodu przedstawiono sygnał zdemodulowany, który po przefiltrowaniu i wzmacnieniu upodabnia się do pożądanego sygnału modulującego. Na poniższym rysunku przedstawiono strukturę przypadków (*Structure Case*), która obok filtru Butterwortha przechowuje filtr Czebyszewa i Bessela.



Rysunek 43. Wycinek kodu przedstawiający końcową obróbkę sygnału zdemodulowanego

Ostatni wycinek kodu realizuje pętlę Costasa:



Rysunek 44. Wycinek kodu przedstawiający implementację pętli Costasa

Na powyższym wycinku kodu przedstawiono sygnał nośny i sygnał nośny przesunięty w fazie o -90° , który tym samym „stanowi, zamiast sygnału sinusoidalnego, sygnał kosinusoidalny”. Sygnały te przemnażane są przez sygnał zmodulowany, wzmacniony (to wzmacnienie nie ma zasadniczego znaczenia na działanie pętli Costasa), a następnie są przefiltrowywane filtrem dolnoprzepustowym. Górny sygnał przefiltrowany ma postać:

$$v'_2 = \left(\frac{A_c}{2} \cdot K \cdot m(t) \right) \sin \phi \quad (101)$$

a dolny sygnał przefiltrowany ma postać:

$$v'_1 = \left(\frac{A_c}{2} \cdot K \cdot m(t) \right) \cos \phi \quad (102)$$

Sygnały te można zapisać w dziedzinie zespolonej jako:

$$v'_1 + j \cdot v'_2 = \left(\frac{A_c}{2} \cdot K \cdot m(t) \right) (\cos \phi + j \sin \phi) \quad (103)$$

Co po wykorzystaniu wzoru Eulera daje wzór na przesunięcie fazowe ϕ :

$$\phi = \arg(v'_1 + j \cdot v'_2) \quad (104)$$

Wartość ϕ nie jest w rzeczywistości stała. Dodatkowo, dla niektórych czasów t , wartość ϕ może okazać się nieokreślona (ponieważ wartości $m(t)$ są wtedy bliskie zeru). Dlatego też przesunięcie fazowe przyjęto, że jest medianą sygnału ϕ .

Jedynymi kwestiami, które pominięto przy przedstawianiu programu, są sposób implementacji wykresów i widm na schemacie blokowym oraz sposób implementacji przycisków *START* i *STOP* panelu frontowego na schemacie blokowym.

10. Podsumowanie i wnioski

- Mostek niezrównoważenia wykorzystuje się do pomiaru odpowiedzi czujnika liniowego.
- Modułacja amplitudowa nie wymaga synchronizacji demodulacji. Stanowi zatem najprostszy sposób realizacji przesyłania informacji na znaczną odległość spośród wszystkich metod modulacji amplitudowej.
- Poprawność metody modulacji i demodulacji jednowstęgowej z wytłumioną nośną została potwierdzona numerycznie. Przebiegi numeryczne są zgodne z przebiegami teoretycznymi.
- Demodulacja niesynchroniczna sygnału skaluje sygnał przez współczynnik kosinusa kąta przesunięcia fazowego $\cos \phi$.
- Idealny filtr nie istnieje. Istnieją jedynie filtry, które optymalizują poszczególne stawiane kryteria.
- Generator samowzbudzonego napięcia okresowego jest układem dodatniego sprzężenia zwrotnego.
- Tor wzmocnienia napięciowego stosuje się m.in. w zagadnieniach mechaniki.
- Pojęcie sygnału zespolonego przydaje się w analizie sygnałów rzeczywistych.
- Widma częstotliwościowe, numeryczne przekazują więcej informacji niż widma częstotliwościowe, teoretyczne.
- Pętla Costasa zgrubnie pozwala ocenić przesunięcie fazowe pomiędzy lokalnie generowanym sygnałem nośnym, a sygnałem nośnym będącym częścią sygnału zmodulowanego.
- Problem przesunięcia fazowego pomiędzy lokalnie generowanym sygnałem nośnym, a sygnałem nośnym będącym częścią sygnału zmodulowanego można w prosty sposób rozwiązać wykorzystując modulację amplitudową lub modulację dwuwstęgową z wytłumioną nośną.
- Transformacja Fouriera stanowi fundamentalne narzędzie w numerycznej analizie sygnałów harmoniczych.
- Transformacja Laplace'a stanowi fundamentalne narzędzie w analizie układów elektrycznych.
- LabVIEW stanowi wygodne środowisko programistyczne pozwalające na analizę rzeczywistych sygnałów, choć stwarza czasem problemy wynikające z nieprawidłowej implementacji tego środowiska.
- Zaimplementowano symulacyjne środowisko pomiarowe, jednakże z powodu braku czasu nie zaimplementowano wirtualnego środowiska pomiarowego dla rzeczywistych sygnałów pomiarowych.

Literatura

- [1] Gawędzki Waław, „*Pomiary elektryczne wielkości nieelektrycznych*”, Wydawnictwa AGH, 2010.
- [2] Wolny Stanisław, „*Wytrzymałość materiałów (część IV)*” wydanie drugie, AGH Uczelniane Wydawnictwa Naukowo-Dydaktyczne, 2006.
- [3] Sidor Tadeusz, „*Elektroniczne przetworniki pomiarowe*”, AGH Uczelniane Wydawnictwa Naukowo-Dydaktyczne, 2006.
- [4] „*Zastosowania wzmacniaczy operacyjnych*”, instrukcja do ćwiczeń przygotowana dla studentów Politechniki Łódziej (http://matel.p.lodz.pl/wee/k23/instrukcje_doc/cw_28/LAB_28.pdf)
- [5] „*Laboratorium układów elektronicznych*”, instrukcja do ćwiczeń przygotowana dla studentów Politechniki Wrocławskiej (<http://www-old.wemif.pwr.wroc.pl/lue/pliki/cwiczenie2.pdf>)
- [6] „*Modulacja amplitudy*”, instrukcja do ćwiczeń przygotowana dla studentów uczelni AGH wydziału WIMiR z przedmiotu systemy teleinformatyczne (<http://www-old.wemif.pwr.wroc.pl/lue/pliki/cwiczenie2.pdf>)
- [7] https://www.tutorialspoint.com/analog_communication/index.htm
- [8] Wykład: „*Modulation Techniques*” (<http://webpages.eng.wayne.edu/ece4700/Lecture%20Notes/Lecture-Am.pdf>)
- [9] Wykład: „*Amplitude Modulation, II*” (<https://web.stanford.edu/class/ee179/lectures/notes07.pdf>)
- [10] Szabatin Jerzy, „*Przetwarzanie sygnałów*”, Politechnika Warszawska Ośrodek Kształcenia na Odległość OKNO, 2004.
- [11] Zumbahlen Hank, „*Using the analog devices active filter design tool.*” Application Notes 649 (2003). (<https://citeseeerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.175.4434&rep=rep1&type=pdf>)

Załączniki

1. Program w LabVIEW realizujący rolę symulacyjnego środowiska pomiarowego