

Układy Elektroniczne II, opracowanie materiału
V semestru Elektroniki Politechniki Śląskiej

Przemek Borys

31 stycznia 2001

Spis rzeczy

1	Filtry aktywne	3
2	Modulacja	8
2.1	Rodzaje modulacji	8
2.2	Modulacja AM	8
2.3	Modulacja częstotliwości i fazy	10
2.4	Układy demodulacji AM	11
2.5	Demodulacja FM	11
3	Liniowe zastosowania WO	15
3.1	Wzmacniacze, wzmacniacze odejmujące	15
3.2	Wtórnik	16
3.3	Wzmacniacze sumujące	16
3.4	Wzmacniacze różniczkujące i całkujące	16
4	Nieliniowe zastosowania wzmacniaczy operacyjnych	18
4.1	Układy mnożące	18
4.2	Układ dzielący i pierwiastkujący	19
4.3	Precyzyjny prostownik	20
4.4	Zastosowania	20
4.5	Wzmacniacze wykładnicze i logarytmujące	21
4.6	Ograniczniki napięcia	21
4.7	Układy progowe	22
4.8	Układ modułu	22
4.9	Komparatory	23
4.10	Układy aproksymacji odcinkami	24
5	Prostowniki	25
5.1	Prosty układ jednopółkowy i dwupółkowy	25
5.2	Dwupółkowy układ mostkowy Graetza	26
5.3	Obciążenie pojemnościowe	26
5.4	Obciążenie indukcyjne	26
5.5	Prostowniki wielofazowe	26
5.6	Układ Delona	27
5.7	Powielacz niesymetryczny	27
6	Stabilizatory	29
6.1	Układy parametryczne	29
6.2	Układy ze sprzężeniem zwrotnym	30

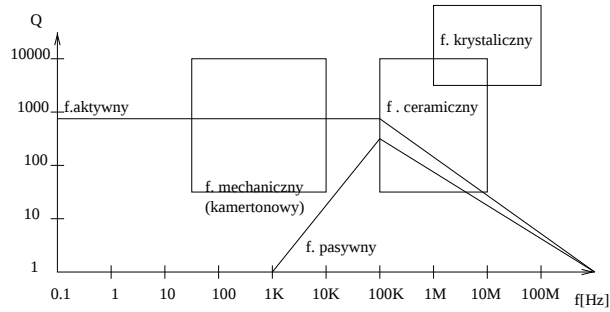
7	Układy impulsowe	32
7.1	Przetwornica obniżająca	32
7.2	Przetwornica podwyższająca	33
7.3	Przetwornica odwracająca	33
7.4	Przetwornice izolujące napięcie wyjściowe od wejściowego	33
8	Przerzutniki	35
8.1	Przerzutnik bistabilny SR	35
8.2	Bistabilny przerzutnik Schmitta	35
8.3	Przerzutnik monostabilny	36
8.4	Multiwibrator symetryczny	37
8.5	VCO	37
9	Mieszanie częstotliwości	39
9.1	Mieszacz z transkonduktancyjnym elementem mnożącym	39
9.2	Mieszacz na tranzystorze polowym	39
9.3	Mieszacz diodowy	39
10	PLL	41
10.1	demodulator FM	42
10.2	Mnożnik częstotliwości	42
10.3	Filtry	42
11	Przetworniki AC/CA	43
11.1	Przetwornik wagowy CA	43
11.2	Przetwornik CA w sieci R2R	43
11.3	Przetwornik bezpośredni AC	44
11.4	Przetwornik AC z licznikiem	44
11.5	Przetwornik AC o podwójnym całkowaniu	45

Rozdział 1

Filtry aktywne

Filtry aktywne to jedna z rodzin filtrów, charakteryzująca się małymi rozmiarami, niewielkimi kosztami i łatwością łączenia w kaskady. Zakres obsługiwanych częstotliwości również jest całkiem dobry (por. rysunek 1.1).

Rysunek 1.1: Zakresy możliwości filtrów w różnych technologiach



Transmitancję filtru aktywnego (czynniki drugiego rzędu) można zapisać jako

$$H(s) = \frac{\beta_2 s^2 + \beta_1 s + \beta_0}{\alpha_2 s^2 + \alpha_1 s + \alpha_0} \quad (1.1)$$

W równaniu tym współczynniki mają proste przełożenie na rzeczywistość,

$$w_0 = \sqrt{\frac{\alpha_0}{\alpha_2}} \quad (1.2)$$

$$Q = \frac{\sqrt{\alpha_0 \alpha_2}}{\alpha_1} \quad (1.3)$$

Transmitancja ta w zależności od współczynników może być dolno, pasmowo lub górnoprzepustowa. Dokładniej, sprawa wygląda tak:¹

¹Dla przypomnienia skróty: FGP–filtr górnoprzepustowy, FDP–dolno, FPP–pasmowo, FPZ–pasmowozaporowy.

$$\text{FGP: } \beta_1 = \beta_0 = 0 \quad (1.4)$$

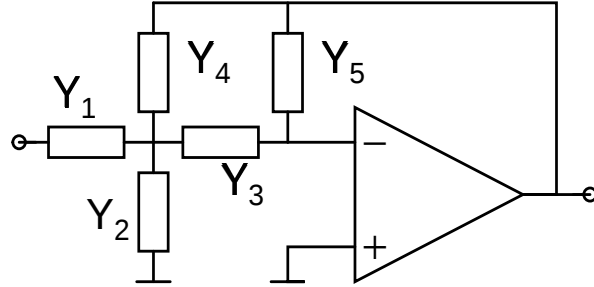
$$\text{FDP: } \beta_1 = \beta_2 = 0 \quad (1.5)$$

$$\text{FPP: } \beta_0 = \beta_2 = 0 \quad (1.6)$$

$$\text{FPZ: } \beta_1 = 0 \quad (1.7)$$

Funkcje opisujące filtr dobiera się w drodze aproksymacji do oczekiwanych wymagań. Najpopularniejszymi są aproksymacje Butterwortha ($Q = \frac{1}{\sqrt{2}}$), Thomsona ($Q = \frac{1}{\sqrt{3}}$) i Czebyszewa. Aproksymacja Butterwortha zakłada maksymalnie płaską charakterystykę w obszarze przepuszczania. Aproksymacja Thomsona daje liniowe przesunięcie fazowe w obszarze przepuszczania (jest to warunek nieznieskształcania sygnału). Aproksymacja Czebyszewa daje stromą charakterystykę filtrowania, okupioną jednak zafalowaniami w pasmie przepuszczania.

Rysunek 1.2: Filtr aktywny drugiego rzędu



Na rysunku 1.2 przedstawiona jest typowa struktura bikwadratowa transmitancji filtru drugiego rzędu. Wzór na jej transmitancję to

$$H(s) = -\frac{Y_1 Y_3}{Y_3 Y_4 + Y_5 (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4)} \quad (1.8)$$

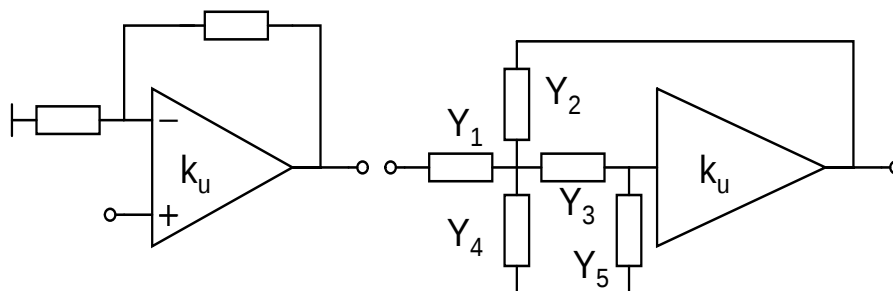
FDP uzyskuje się z kondensatorami na Y_2 i Y_5 , FGP z kondensatorami na Y_1 , Y_3 , Y_4 , a FPP z kondensatorami na Y_3 i Y_4 (ten ostatni filtr był używany w odczycie taśmy na Atari). Należy zauważyć, że występuje tu zawsze sprzężenie przez rezystor.

Na rysunku 1.3 przedstawiona jest kolejna struktura bikwadratowa. Jest to filtr bazujący nie bezpośrednio na wzmacniaczu operacyjnym, ale na wzmacniaczu nieodwracającym o wzmocnieniu $k_u = (1 + \frac{R_2}{R_1})$. Transmitancja tego filtru to

$$H(s) = \frac{k Y_1 Y_4}{Y_5 (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + Y_4 [Y_1 + Y_2 (1 - k) + Y_3]} \quad (1.9)$$

Filtr ten już nie wymaga sprzężenia przez rezystor, gdyż jest ono zawarte we wzmacniaczu. Jako wzmacniacz k_u wykorzystywany bywa często wtórnik o

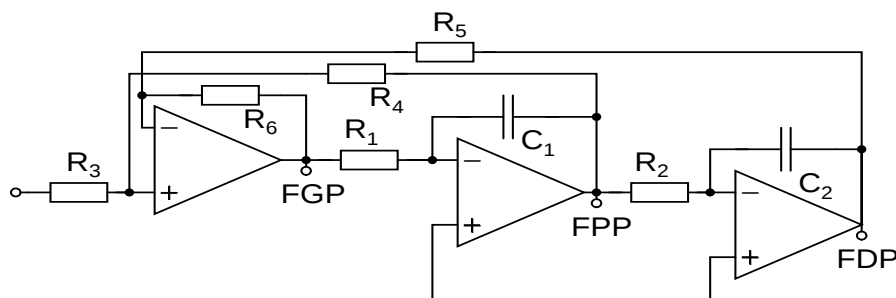
Rysunek 1.3: Filtr z dodatnim sprzężeniem zwrotnym



wzmocnieniu 1. Filtry z dodatnim sprzężeniem łatwo jest stroić na odpowiednią dobroć i częstotliwość, korzystając z oporników R_4 i R_5 [5].

Poza wymienionymi wyżej strukturami, istnieją również struktury filtrów uniwersalnych, zawierających w sobie FDP, FPP i FGP. Przykład takiego filtru znajduje się na rysunku 1.4.

Rysunek 1.4: Filtr uniwersalny



Filtry takie łatwo stroić; częstotliwość wyraża się wzorem

$$w_n = \sqrt{\frac{R_6}{R_5} \frac{1}{R_1 C_1 R_2 C_2}} \quad (1.10)$$

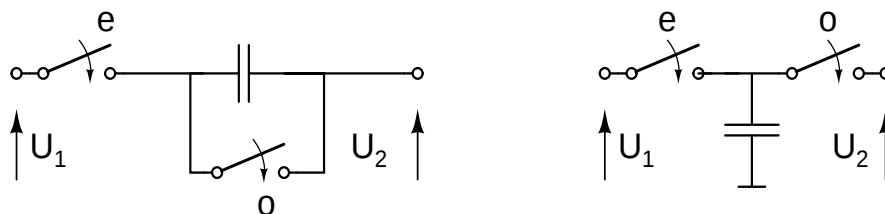
(czyli wzmocnienie pierwszego wzmacniacza razy odwrotność dwóch stałych czasowych).

Filtry aktywne czasem można budować z użyciem symulowanych rezystorów. Symulacje robi się z użyciem pełniących funkcję kluczy tranzystorów MOS oraz kondensatorów. Na rysunku 1.5 pokazane są układy, a na rysunku 1.6 przebiegi sterujące załączaniem kluczy.

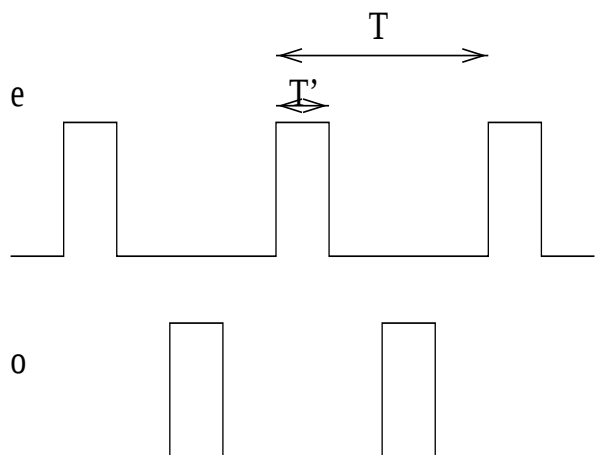
Działanie tych układów polega na tym, że w fazie klucza 'e' ładowany jest kondensator do pewnego ładunku, a w fazie 'o' jest rozładowywany o pewien ładunek. Przepływający ładunek

$$\Delta Q = C(U_1(nt) - U_2(nt)) \quad (1.11)$$

Rysunek 1.5: Rezystor przełączany



Rysunek 1.6: Przebiegi sterujące kluczkowaniem rezystora



Jeśli podzielić to przez okres generatora wzbudzającego tranzystory kluczące i założyć że $U_1 - U_2 = U$, to można uzyskać średni prąd oraz średni opór:

$$R = \frac{T}{C}; \quad I = \frac{T'}{C}U \quad (1.12)$$

W budowie filtrów aktywnych (opartych o WO) wykorzystuje się czasami symulacje uziemionej indukcyjności (np. w realizacji aktywnej pasywnych filtrów drabinkowych). Można ją wykonać np. z pomocą układu konwertera impedancji lub żyratora (rys. 1.7). Żyrator to urządzenie o macierzy admitacyjnej

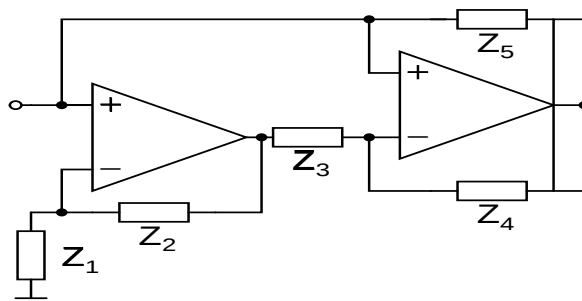
$$Y = \begin{bmatrix} 0 & G \\ -G & 0 \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

Impedancja tego żyratora to

$$Z_i = \frac{Z_1 Z_3 Z_5}{Z_2 Z_4} \quad (1.14)$$

(co łatwo zapamiętać: u góry nieparzyste, u dołu parzyste).

Rysunek 1.7: Żyrator



Rozdział 2

Modulacja

Modulacja jest metodą umożliwiającą takie przekształcenie sygnału, by było możliwe przesłanie go na dużą odległość, w miarę możliwości unikając zakłóceń. Niżej zostaną omówione podstawowe sposoby modulacji.

2.1 Rodzaje modulacji

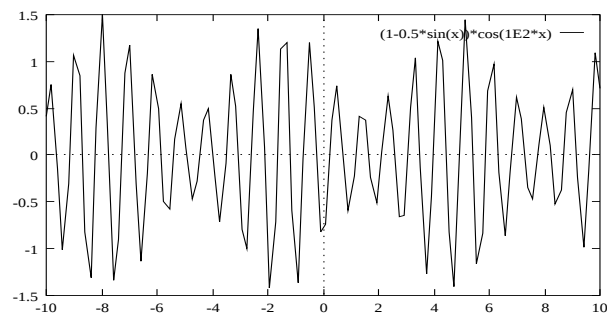
Podstawowymi rodzajami modulacji jest modulacja amplitudowa, gdzie zmienia się amplitudę nośnej w takt sygnału modulującego; modulacja fazowa, gdzie zmienia się fazę sygnału nośnego; modulacja częstotliwości, gdzie zmienia się chwilową częstotliwość nośnej.

Poza tymi typowymi rodzajami modulacji, istnieją też modulacje impulsowe, modulujące amplitudę impulsów, ich szerokość i częstotliwość.

2.2 Modulacja AM

Modulacja AM jest najprostszym rodzajem modulacji. Polega ona na nakładaniu amplitudy modulującej na amplitudę nośnej zgodnie ze wzorem

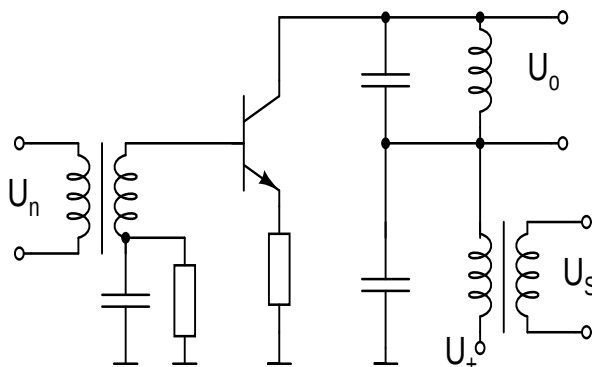
Rysunek 2.1: Modulacja AM



$$y(t) = (1 + mx(t))\cos(\Omega t) \quad (2.1)$$

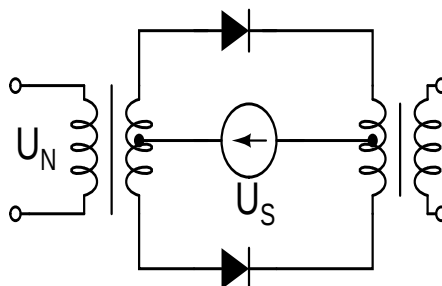
Jak pamiętamy z teorii sygnałów, kosinusowi w dziedzinie częstotliwości odpowiadają dwa impulsy Diraca, a mnożenie odpowiada splutowi. W rezultacie w dziedzinie częstotliwości mamy po zmodulowaniu widmo sygnału przesunięte z zera do $\pm\Omega$. (Widma sygnałów rzeczywistych są zwykle symetryczne względem zera.)

Rysunek 2.2: Układ modulacji kolektorowej AM na tranzystorze



Na rysunku 2.2 przedstawiony jest układ modulacji kolektorowej z tranzystorem pracującym w klasie B. Wzmacnia on sygnał nośny, który odkłada się na obwodzie rezonansowym w kolektorze. Sygnał ten ma tam taką amplitudę, na jaką pozwala napięcie zasilania, które jest z kolei regulowane sygnałem sterującym.

Rysunek 2.3: Bierna modulacja AM



Na rysunku 2.3 z kolei przedstawiony jest bierny układ modulacji AM. Przewodzi tam kolejno dla odpowiednich połówek nośnej raz jedna, raz druga dioda, a do każdej z nich dodaje się napięcie sterujące. Wynik przypomina więc to, czego oczekujemy. Można to wyliczyć, korzystając z kwadratowego przybliżenia charakterystyki diody; $i = au + bu^2$.

Opisywane dotąd sposoby modulacji omawiały tzw. modulację dwuwstęgową. Widmo sygnału oryginalnego posiada dwie symetryczne kopie; jedną w zakresie 0 do $+w$; drugą w zakresie 0 do $-w$. Część ujemna to wstęga dolna;

część dodatnia to wstęga górna. Jeśli po zmodulowaniu sygnału wyfiltrować zawartość widma poniżej częstotliwości sygnału modulującego, to pozbędziemy się niepotrzebnego balastu widmowego, uzyskując ekonomiczniejszą modulację jednowstęgową.

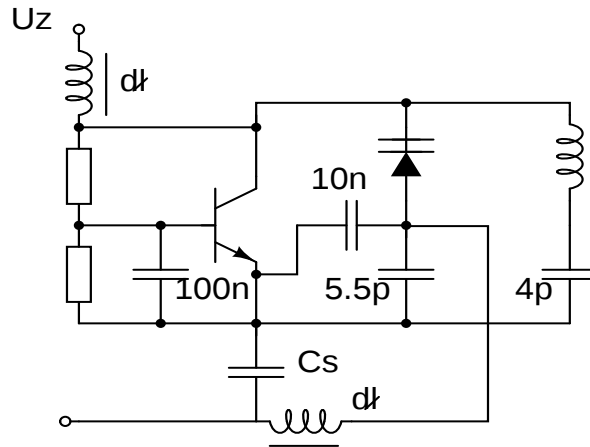
2.3 Modulacja częstotliwości i fazy

W tej sekcji zajmiemy się modulacją częstotliwości (FM) i modulacją fazy (PM). Są one podobne do siebie, więc zostaną omówione razem. Założymy, że sygnały modulujące są kosinusoidalne.

FM	PM
$\Omega = \Omega_0 + \Delta\Omega \cos(wt)$	$\varphi = \varphi_0 + \Delta\varphi \cos(wt)$
$\Delta\Omega = k_1 I_S$	$\Delta\varphi = k_2 I_S$
$\Delta f = \frac{\Omega}{2\pi}$ —dewiacja częstotliwości	$\Delta\varphi$ —dewiacja fazy
$\varphi(t) = \int \Omega dt = \Omega_0 t + \frac{\Delta\Omega}{w} \sin(wt)$	$\varphi(t) = \Omega_0 t + \Delta\varphi \cos(wt)$
$m_f = \frac{\Delta\Omega}{w} = \frac{\Delta f}{f}$	$m_p = \Delta\varphi^1$
$y(t) = y_n \sin[\Omega_0 t + m_f \sin(wt)]$	$y(t) = y_n \sin[\Omega_0 t + m_p \cos(wt)]$

Widmo zajmowane przez sygnał zmodulowany częstotliwościowo jest teoretycznie nieskończenie duże; jednak w rzeczywistości szybko staje się zaniedbywalne. W rezultacie szerokość pasma modulacji FM wyraża się wzorem $B = 2\Delta f$ [7].

Rysunek 2.4: Modulator FM



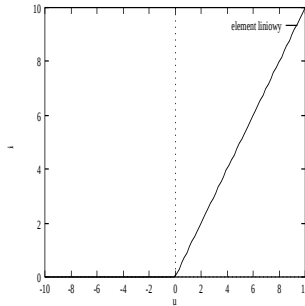
Na rysunku 2.4 przedstawiony jest układ modulacji FM. Składa się on z generatora Collpitsa (z prawej strony tranzystora—cewka i dzielone pojemności, z których jedna szeregowo połączona jest z diodą pojemnościową). Generator ma sprzężenie ze wzmacniaczem „przez masę”, tzn. przy mniej więcej stałym napięciu bazy przesuwane jest napięcie emitera, powodując odpowiednie sterowanie. Dzięki układowi dławika i kondensatora sprzęgającego C_s , wejściowy sygnał odkłada się cały na diodzie pojemnościowej, przestrajaając częstotliwość generatora.

2.4 Układy demodulacji AM

Jedną możliwością jest użycie diody i jej „kwadratowej” aproksymacji. Wówczas prąd przez nią płynący będzie zawierał nasz sygnał, oraz sygnał o częstotliwości podwojonej, którą należy odfiltrować. Można sobie to obliczyć ręcznie.

Innym sposobem jest użycie elementu o liniowej charakterystyce prądowo napięciowej w jednej ćwiartce i zerowej w drugiej (rysunek 2.5).

Rysunek 2.5: Charakterystyka elementu demodulacji AM

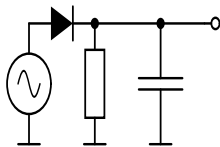


Dzięki tej charakterystyce, na wyjściu elementu pojawi się jedynie „górna połowa” przebiegu AM. Jeśli policzyć jego wartość średnią, to otrzymamy interesujący nas przebieg wejściowy plus składową stałą. Liczenie wartości średniej za pół okresu nośnej wygląda tak

$$I_{sr} = \int_0^{\frac{T}{2}} \underbrace{(1 + m \sin(wt))}_{\approx const} \sin(\Omega t) dt = \frac{1}{\Omega} [1 + m \sin(wt)] \quad (2.2)$$

Innym popularnym układem jest układ demodulacji szczytowej, który wygląda jak na rysunku 2.6, a którego przebiegi wyglądają jak na rysunku 2.7

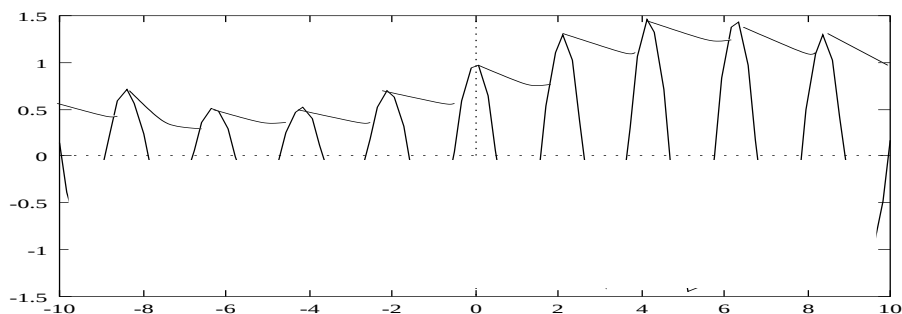
Rysunek 2.6: Układ demodulacji szczytowej



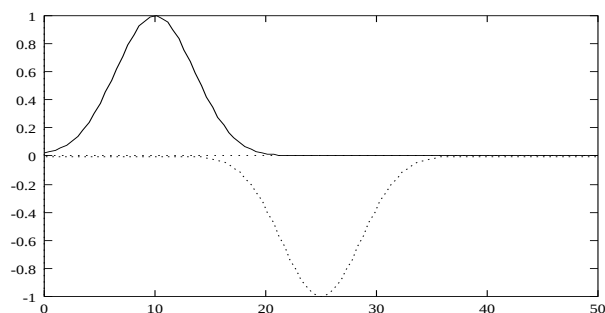
2.5 Demodulacja FM

Demodulację FM można przeprowadzać na kilka sposobów. Jednym z nich jest wykorzystanie dwóch obwodów rezonansowych o pewnej selektywności napięcia względem częstotliwości („krzywe dzwonowe”, ich zbocza są stosunkowo liniowe) i przekształcenie dewiacji częstotliwości na modulację AM.

Rysunek 2.7: Przebiegi demodulatora szczytowego



Rysunek 2.8: Charakterystyka rezonatorów



Rysunek 2.8 przedstawia przykładowe charakterystyki rezonatorów. Z kolei rysunek 2.9 przedstawia przykładowy układ takiego demodulatora FM.

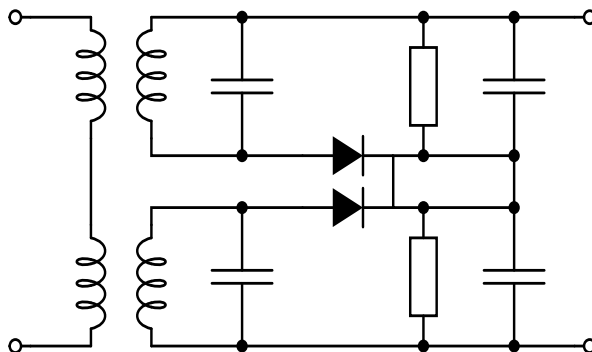
Inną koncepcją demodulacji jest układ z dyskriminatorem fazy. Wykorzystuje on fakt, że dla częstotliwości rezonansowej obwód wtórny jest po połowie charakteru pojemnościowego, a po połowie indukcyjnego, więc przesunięcie fazowe napięcia nie może być zerowe (gdyby był indukcyjny i napięcie na cewce wtórowałoby obwodowi pierwotnemu bez ograniczeń pojemnościowych) ani 180 stopniowe (gdyby był pojemnościowy, prąd cewki byłby opóźniony (normalnie) o 90 stopni, a napięcie o dalsze 90 przez dominację kondensatora).²

Omawiany układ przedstawiony jest na rysunku 2.10. Za dyskriminatorem fazy doczepiony jest szczytowy demodulator amplitudowy, wychwytyjący zmiany amplitud napięć na diodach (różnica tych napięć określa sygnał). Zachowanie napięć na diodach i we wtórnym rezonatorze przedstawia rysunek 2.11.

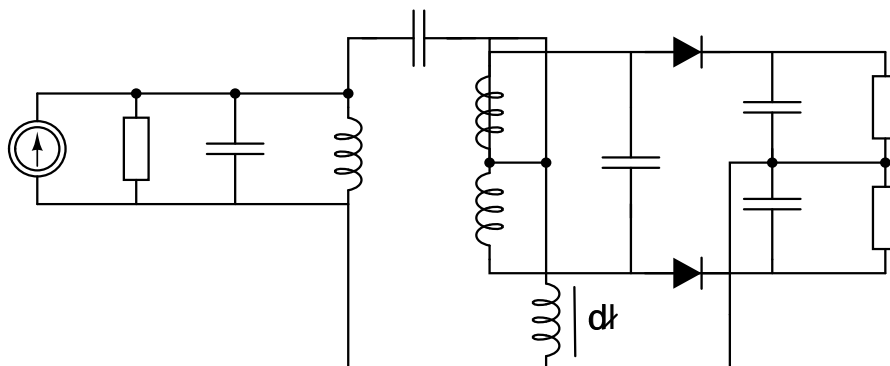
Jeszcze innym układem jest detektor stosunkowy. Jest on podobny do poprzedniego, jednak wynik jest „zapisywany” jako stosunek napięć na dwóch kondensatorach, przy czym suma napięć obu kondensatorów jest ograniczona, co jest korzystne przy zniekształceniach amplitudy. Schemat tego układu przedstawiony jest na rysunku 2.12.

²To wyjaśnienie jest pewnie trochę naciągane, ale autor nie znalazł innego i musiał sam coś wymyślić, a to co wymyślił wydaje się nawet logiczne :-)

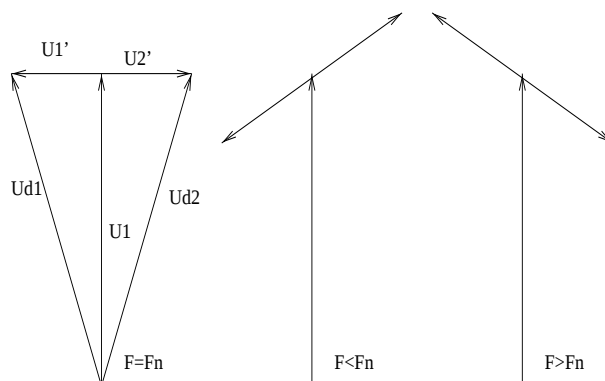
Rysunek 2.9: Rezonansowy demodulator FM



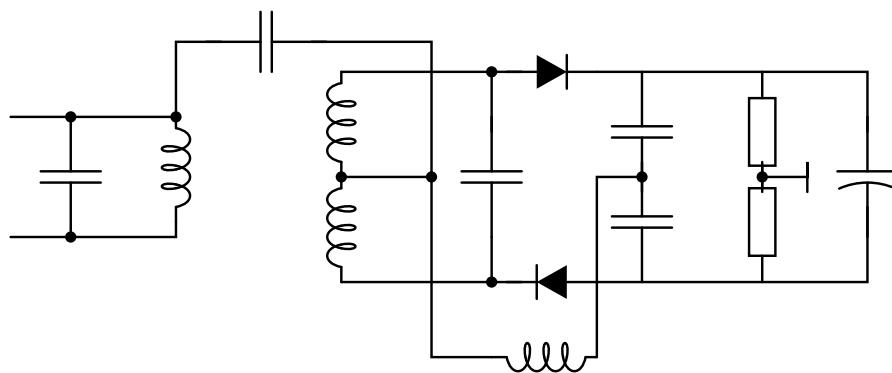
Rysunek 2.10: Demodulator FM z dyskryminatorem fazy



Rysunek 2.11: Wykres napięć dyskrymiantora fazowego



Rysunek 2.12: Detektor stosunkowy



Rozdział 3

Linowe zastosowania WO

3.1 Wzmacniacze, wzmacniacze odejmujące

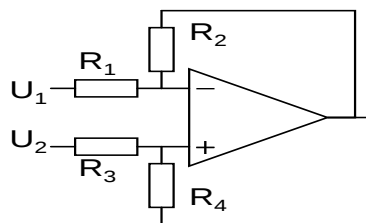
Na rysunku 3.1 przedstawiony jest układ wzmacniacza, który w pewnych warunkach potrafi odejmować. Założmy na początek, że $U_2 = 0$ (masa). Wówczas dzięki sprzężeniu zwrotnemu na końcówce '-' WO jest też masa. W wyniku tego oraz faktu, że WO ma nieskończoną impedancję wejściową (do nóżki nic nie wpływa), wzmocnienie takiego układu to:

$$k_u = -\frac{R_2}{R_1} \quad (3.1)$$

Jeśli teraz położyć $U_1 = 0$ oraz $U_2 = 0$, a do nóżki '+' przyłożyć napięcie, to okaże się, że (znów, dzięki jednakowym potencjałom nóżek i nieskończonej impedancji wejściowej) tym razem wzmocnienie znajdzie bez odwrócenia fazy zgodnie ze wzorem

$$k_u = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (3.2)$$

Rysunek 3.1: Wzmacniacz odejmujący



Jeśli natomiast spełnimy warunek $\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}$, to wzmacniacz będzie odejmował sygnał U_1 od U_2 (zachodzą tu pewne przyjemne „skrócenia” dzielników napięć). Różnica będzie wzmacniana ze wzmocnieniem $\frac{R_2}{R_1}$.

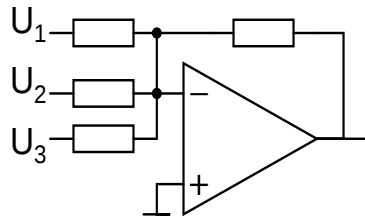
3.2 Wtórnik

Wtórnik to taki układ WO, gdzie wyjście podłączone jest drutem do końcówki '-', zapewniając na niej potencjał równy potencjałowi wyjścia. Ponieważ potencjały '+' i '-' w ujemnym sprzężeniu zwrotnym (a takie tu zachodzi) są równe, podając cokolwiek na wejście '+', na wyjściu uzyskamy to samo napięcie. Mamy więc układ wtórnika, którym można np. dopasowywać impedancje składników obwodu.

3.3 Wzmacniacze sumujące

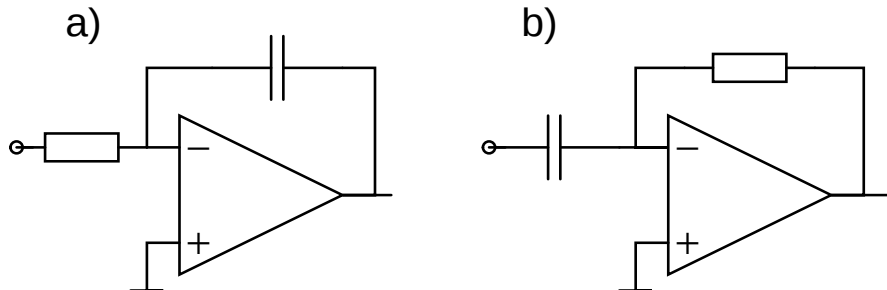
Są to zwyczajne WO, w których sumują się prądy wejścia odwracającego fazę, jak na rysunku 3.2.

Rysunek 3.2: Wzmacniacz sumujący



3.4 Wzmacniacze różniczkujące i całkujące

Rysunek 3.3: a) wzmacniacz całkujący b) wzmacniacz różniczkujący



Na rysunku 3.3 przedstawiony jest wzmacniacz całkujący i różniczkujący. Mają one transmitancje operatorowe odpowiednio

$$H_r(s) = sCR \quad (3.3)$$

dla różniczkującego i

$$H_c(s) = \frac{1}{sCR} \quad (3.4)$$

dla całkującego. Układy te mają pewne ograniczenia częstotliwościowe. Układ całkujący po uwzględnieniu wzmocnienia wzmacniacza o postaci

$$k = \frac{k_0}{1 + s/w_g} \quad (3.5)$$

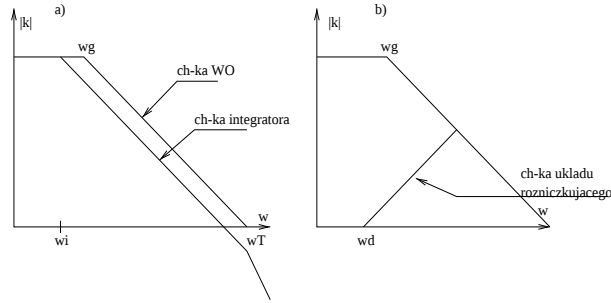
ma transmitancję

$$H(s) = \frac{k_0}{\left(1 - \frac{sk_0}{w_i}\right) \left(1 - \frac{s}{k_0 w_g}\right)} \quad w_i = \frac{1}{RC} \quad (3.6)$$

innymi słowy, na charakterystyce logarytmicznej mamy płaskie k_0 aż do bieguna wskazanego przez w_i , następnie $20dB/dek$, a w częstotliwości $w_T = k_0 w_g$ zachodzi spadek do $40dB/dek$.

Układ różniczkujący z kolei po uwzględnieniu bieguna wzmocnienia wzmacniacza różniczkuje począwszy od częstotliwości $w_d = \frac{1}{RC}$, aż do zetknięcia się z krzywą ograniczającą pole wzmocnienia wzmacniacza, $sqr t \frac{w_d w_i}{2}$.

Rysunek 3.4: Charakterystyka a) rzeczywistego integratora, b) układu różniczkującego



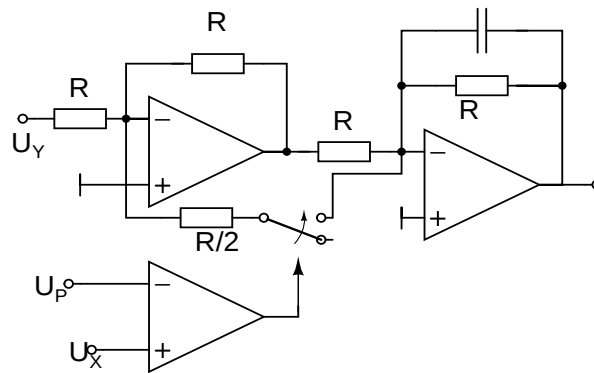
Rozdział 4

Nieliniowe zastosowania wzmacniaczy operacyjnych

Nieliniowe układy operacyjne, to układy, zawierające w pętli sprzężenia zwrotnego element nieliniowy. Umożliwia to generowanie różnych interesujących funkcji, o których będzie mowa dalej.

4.1 Układy mnożące

Rysunek 4.1: Mnożnik z generatorem



Na rysunku 4.1 przedstawiony jest układ mnożący z komparatorem i generatorem pily (U_P). Komparator dzięki napięciu U_X , porównywanemu z piłą (piła bez składowej stałej), steruje szerokością impulsów dodatnich i ujemnych, których amplituda zależy od napięcia U_Y . Średnia wartość na wyjściu obrazuje więc iloczyn. Uśrednianiu służy kondensator. Wyściowe napięcie średnie to $\frac{U_X U_Y}{U_{Pmax}}$. Układ ma 3dB częstotliwość graniczną w okolicy 1kHz.

Inną techniką jest użycie dwóch układów logarytmujących (patrz dalej), zsumowanie ich wyników i następnie przepuszczenie tego przez funkcję wykładniczą. Układ taki ma jednak ograniczenie wartości wejściowych do więk-

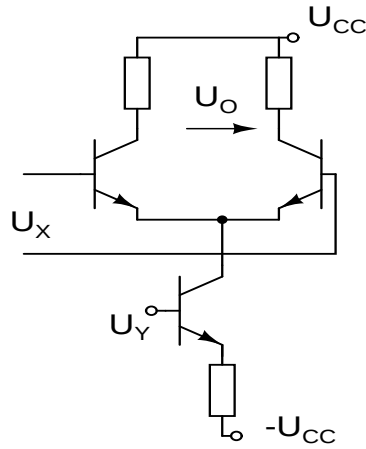
szych od zera. Można temu zapobiec, dodając do sygnałów wejściowych wartość stałą E_R i skalując wyjście mnożnika przez $\frac{1}{E_R}$. W wyniku uzyskamy $U'_y = \frac{(E_R+U_X)(E_R+U_Y)}{E_R} = E_R + U_X + U_Y - \frac{U_X U_Y}{E_R}$. Wówczas wystarczy odjąć napięcia wejściowe i E_R i otrzymamy potrzebny sygnał. Dokładność techniki logarytmicznej osiąga 0.5%. Częstotliwość do 250kHz.

Inną metodą mnożenia jest użycie elementu o charakterystyce kwadratowej (np. tranzystor polowy).

$$a(U_X + U_Y)^2 - a(U_X - U_Y)^2 = 4aU_X U_Y \quad (4.1)$$

Układy takie są szybkie (do 2MHz) i mają dokładność większą niż 0.5%.

Rysunek 4.2: Mnożnik różnicowy



Na rysunku 4.2 przedstawiony jest mnożnik używający wzmacniacza różnicowego. Jego prąd liniowo zależy od U_Y , natomiast napięcie U_O zależy od napięcia różnicowego U_X . Przeprowadźmy teraz uproszczone rozumowanie:

$$\frac{I_{E1}}{I_{E2}} = \frac{I_S \exp(\frac{U_{B2}+U_X}{\varphi_T})}{I_S \exp(\frac{U_{B2}}{\varphi_T})} = \exp(\frac{U_X}{\varphi_T}) \quad (4.2)$$

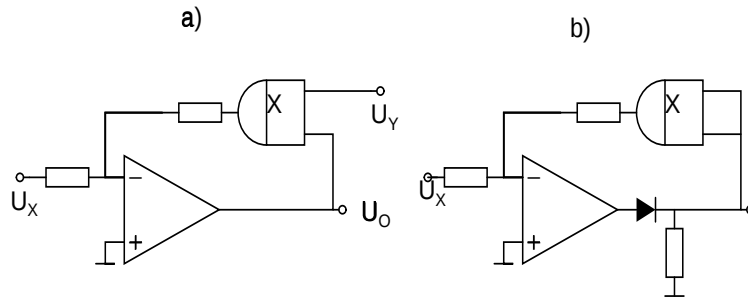
$$U_2 - U_1 = I_{E1} R (\exp(\frac{U_X}{\varphi_T}) - 1) \approx I_{E1} R (\frac{U_X}{\varphi_T}) \approx \frac{I_O R U_X}{2\varphi_T} \quad (4.3)$$

Rozumowanie opiera się na założeniu, że odchylenia U_X są na tyle małe, że zmiany rozptywu prądów i zmiany napięć są nieduże i dające się zlinearyzować. Układ działa do 100MHz z dokładnością ok 2%.

4.2 Układ dzielący i pierwiastkujący

Na rysunku 4.3 pokazane są układy dzielące i pierwiastkujące. Działają one w oparciu o układ mnożący, wpięty w pętlę sprzężenia zwrotnego, która tak polaryzuje wejścia układów, aby WO miał na wejściu zerową różnicę potencjałów

Rysunek 4.3: a) układ dzielący i b) układ pierwiastkujący

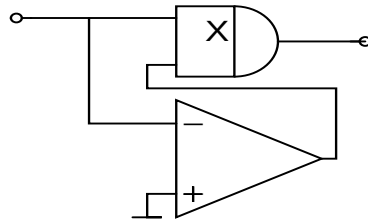


między nogą '+' i '-', tj. tak by spełnione było wymagane równanie. Układy mnożące przyjmuje się, że spełniają równanie $\frac{U_x U_y}{E_R}$.

4.3 Precyzyjny prostownik

Na bazie mnożnika można zbudować również precyzyjny prostownik. Przykład takiego rozwiązania jest na rysunku 4.4. Komparator daje tam odpowiednio plus lub minus napięcia maksymalnego, które mnożone z napięciem wejściowym ustala jego znak.

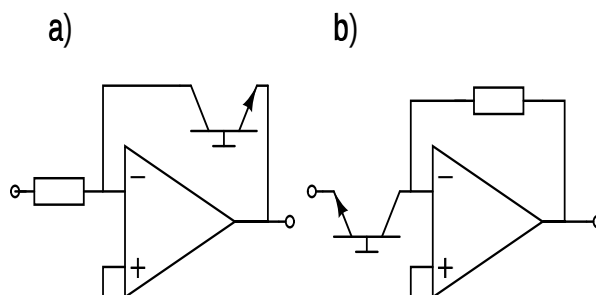
Rysunek 4.4: Precyzyjny prostownik



4.4 Zastosowania

Układy nieliniowe można stosować do wykonywania złożonych operacji matematycznych. Np. obliczenie wartości skutecznej to połączenie kaskadowe podniesienia do kwadratu, integratora i pierwiastka. Można też np. przekształcić przebieg trójkątny na sinusoidalny, korzystając z potęgowego szeregu Taylora. Opcji jest wiele.

Rysunek 4.5: a) wzmacniacz logarytmujący b) wzmacniacz wykładniczy



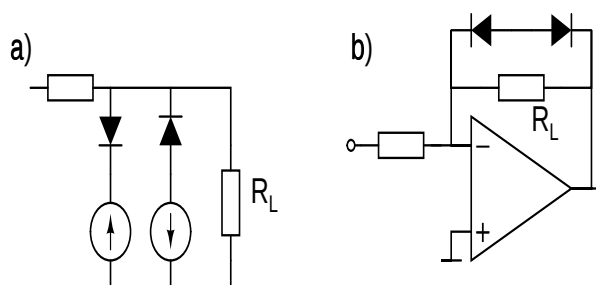
4.5 Wzmacniacze wykładnicze i logarytmujące

Na rysunku 4.5 przedstawiony jest wzmacniacz logarytmujący i wykładniczy. Idea ich działania jest prymitywna: w pierwszym, prąd jest liniowo proporcjonalny do napięcia wejściowego. Znając charakterystykę $I_c = I_s \exp(\frac{U_{BE}}{\varphi_T})$ tranzystora, widać że przy danym prądzie, napięcie wyjściowe zależy logarytmicznie od niego.

W drugim układzie jest odwrotnie. Na wejściu prąd wykładniczo zależy od napięcia, a następnie jest liniowo wzmacniany w pętli sprzężenia.

4.6 Ograniczniki napięcia

Rysunek 4.6: Ograniczniki napięcia

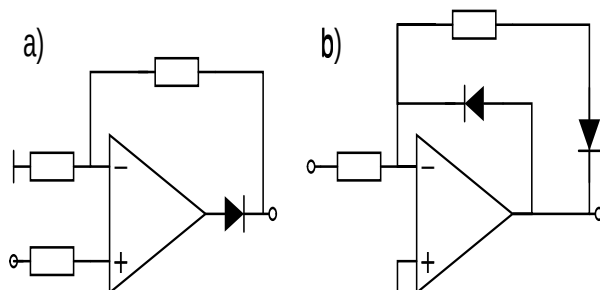


Na rysunku 4.6 przedstawione są dwa ograniczniki napięć. Pierwszy ma zakres ograniczanego napięcia sterowany z pomocą sił elektromotorycznych. Drugi działa dzięki napięciom przebicia diod zenera, które stabilizują napięcie na określonym poziomie.

Oczywiście w obu przypadkach ograniczenie napięcia nie jest całkowicie idealne, gdyż diody posiadają pewne rezystancje dynamiczne i szeregowo.

4.7 Układy progowe

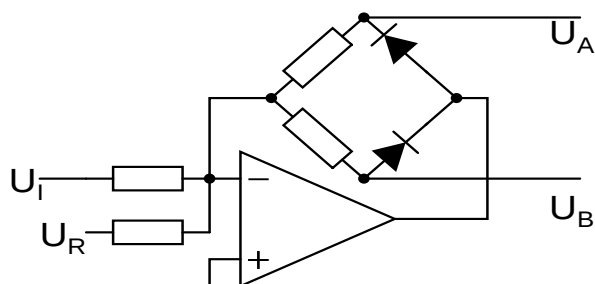
Rysunek 4.7: Układy progowe



Na rysunku 4.7 przedstawione są układy progowe, które ograniczają ujemną bądź dodatnią połówkę napięcia wejściowego. Układ a) robi to w taki sposób, że dla ujemnego napięcia wejściowego dioda zatyka się i w układzie nie płynie prąd, w związku z czym na opornikach R_2 , R_1 nie odkłada się napięcie.

W drugim układzie dla ujemnego napięcia wyjściowego mamy sprzężenie przez opornik, dla dodatniego przez diodę. Jest to odwracający układ progowy.

Rysunek 4.8: Progowy układ z regulowanym progiem

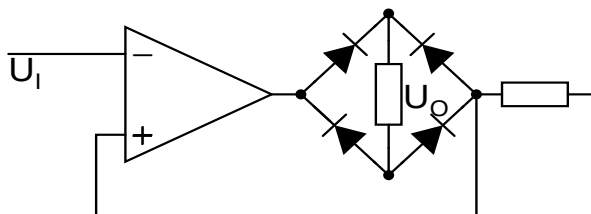


Na rysunku 4.8 przedstawiony jest jeszcze inny układ progowy, z progiem regulowanym napięciem U_R i z dwoma napięciami wyjściowymi: jednym podprogowym, a drugim nadprogowym.

4.8 Układ modułu

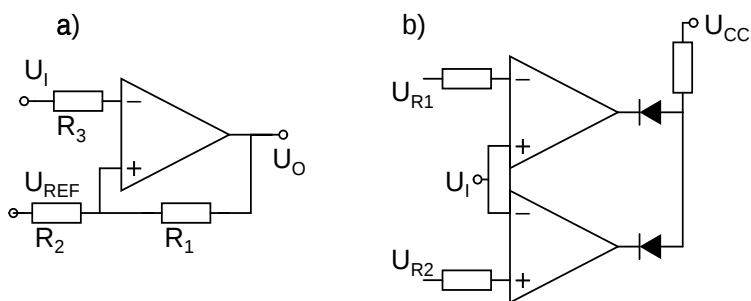
Na rysunku 4.9 przedstawiony jest układ obliczający moduł napięcia wejściowego. Na wyjściu ma podłączony mostek Graetza. Ponieważ wzmacniacz działa w trybie wtórnika, napięcie na oporniku leżącym poza mostkiem jest takie, jak napięcie wejściowe. W ten sposób znamy prąd, a więc i napięcie wyjściowe $U_O = \frac{R_L}{R} U_I$.

Rysunek 4.9: Układ obliczający moduł napięcia

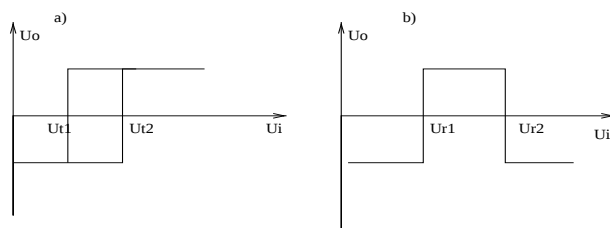


4.9 Komparatory

Rysunek 4.10: Komparatory: a) zwykły, b) okienkowy



Rysunek 4.11: Wykresy komparatora a) zwykłego, b) okienkowego



Na rysunku 4.10 przedstawione są dwa układy komparatorów. Pierwszy jest zwykłym układem z histerezą o granicach wyznaczanych równaniami (pochodzącymi z zasady superpozycji, obliczając U_+).

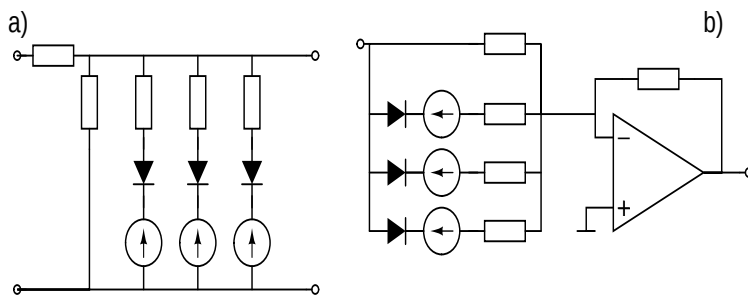
$$U_T = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{REF} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_O \quad (4.4)$$

Komparator okienkowy natomiast działa tak, że gdy którykolwiek ze wzmacniaczy daje napięcie niskie, to na wyjściu jest stan niski (dioda „niskiego” WO

odcina drugą). W efekcie mamy układ sprawdzania, czy wartość mieści się w zadanym przedziale.

4.10 Układy aproksymacji odcinkami

Rysunek 4.12: Aproksymacje odcinkowe: a) wypukła, b) wklęsła



Układy nieliniowe można czasami zastępować ich aproksymacjami. Aproksymacja funkcji wypukłej (np. logarytmicznej) może być robiona z pomocą układu a) rysunku 4.12. Jest tak dlatego, że w układzie tym nachylenie krzywej $U_O = f(U_I)$ może jedynie maleć. Alternatywą jest układ b), w którym wraz z włączaniem kolejnych elementów diodowych krzywa ta robi się coraz bardziej stroma (do WO wpływa coraz większy prąd).

Działanie włączania się kolejnych gałęzi jest dość proste: diody albo są spolaryzowane zaporowo i nie przewodzą, albo są spolaryzowane dodatnio i przewodzą.

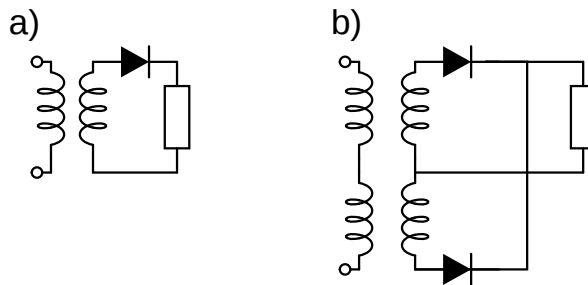
Rozdział 5

Prostowniki

Prostowniki są układami służącymi do przemiany napięcia zmiennego w stałe, lub w przybliżeniu stałe. Dalej zajmiemy się podstawowymi układami prostującymi.

5.1 Prosty układ jednopołówkowy i dwupołówkowy

Rysunek 5.1: Prostownik a) 1 połówkowy, b) 2 połówkowy



Na rysunku 5.1 pokazane są proste prostowniki jedno i dwupołówkowe. Na wyjściu układu a) pojawia się co druga połówka sinusoidy, a na wyjściu układu b) pojawia się zarówno dodatnia, jak i ujemna połówka sinusoidy, przy czym ujemna przepływa przez opornik w tym samym kierunku co dodatnia, w wyniku czego na oporniku widać moduł sinusa.

Wartość średnia przebiegu jednopołówkowego to $\frac{I_{max}}{\pi}$, co można obliczyć, licząc całkę za okres. Prostownik jednopołówkowy ma same wady: wykorzystuje niepełny sygnał wyjściowy, źle korzysta z transformatora i transformator musi być przewidziany na dwukrotny nadmiar mocy.

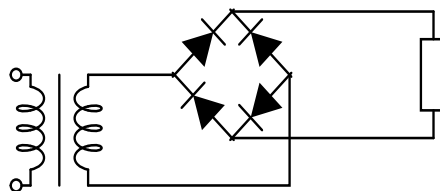
Jedną z istotnych wartości charakteryzujących prostownik jest kąt przepływu, wyrażany równaniem

$$\Theta = 2 \arccos \frac{U_F}{U_M} \quad (5.1)$$

(Równanie wynika z porównania $U_F = U_M \cos \alpha$, gdzie α to kąt zapłonu).

5.2 Dwupołówkowy układ mostkowy Graetza

Rysunek 5.2: Prostownik Graetza



Na rysunku 5.2 przedstawiony jest dwupołówkowy prostownik Graetza. Działa on tak, że przewodzą naprzemiennie przeciwległe pary diod, zapewniając stały kierunek przepływu prądu przez opornik. Wadą tego układu jest duża ilość diod.

5.3 Obciążenie pojemnościowe

Obciążenie pojemnościowe (włączenie równoległe z opornikiem dużego kondensatora) powoduje wygładzenie „połówek sinusoidy” w linię prawie prostą. Powoduje to znaczną stabilizację napięcia wyjściowego. Jednak rozwiązanie to nie jest idealne: przez diody przepływają wtedy duże impulsy prądowe ładowania pojemności (w momencie gdy napięcie wejściowe przekroczy wartość napięcia na kondensatorze).

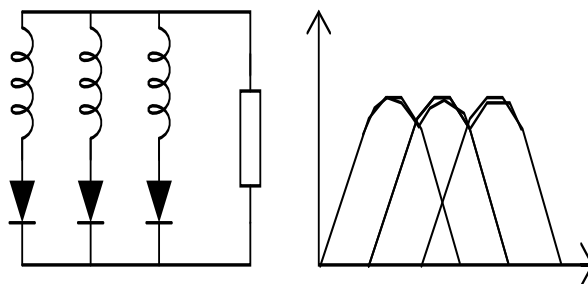
5.4 Obciążenie indukcyjne

Obciążenie indukcyjne, czyli wpięcie w szereg z opornikiem cewki stabilizuje płynący przez prostownik prąd. W efekcie na oporniku stabilizuje się napięcie. Jednak w odróżnieniu od obciążenia pojemnościowego, przez diodę nie płyną już duże „piki” prądowe.

5.5 Prostowniki wielofazowe

Na rysunku 5.3 znajduje się przykładowy prostownik wielofazowy. W danej chwili przewodzi tylko ta dioda, która ma najwyższe napięcie. W rezultacie przebieg na oporniku wygląda jak pogrubiona linia z wykresu.

Rysunek 5.3: Prostownik wielofazowy



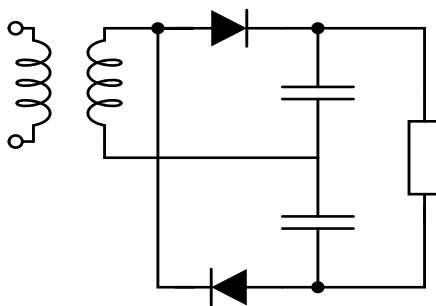
W układzie tym zamiast diod można wstawić tyrystory i sterować ich kątem zapłonu. Wtedy możemy sobie przerobić wartość średnią przebiegu do naszych potrzeb.

Wartość średnia przebiegu m -fazowego z tyrystorami o kącie zapłonu α (dla diod zero) to:

$$U_{sr} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_M \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha \quad (5.2)$$

5.6 Układ Delona

Rysunek 5.4: Układ Delona

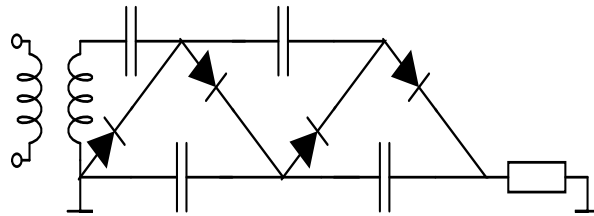


Układ Delona (rysunek 5.4) jest symetrycznym podwajaczem napięcia. W jednej połowie przebiegu ładuje się jeden kondensator, w drugiej drugi. Wyjście podłączone jest więc do dwóch jednakowych napięć na kondensatorach. Napięcia na kondensatorach przy braku obciążenia osiągają wartość $2U_M$.

5.7 Powielacz niesymetryczny

Na rysunku 5.5 przedstawiony jest niesymetryczny powielacz napięcia. Można uzyskać dowolną krotność powielenia przez 2, dodając kolejne sekcje (takie sek-

Rysunek 5.5: Powielacz niesymetryczny, 4-krotny



cje na rysunku widać dwie, składają się z 2 diod i 2 kondensatorów). Układ taki występuje np. w telewizorze.

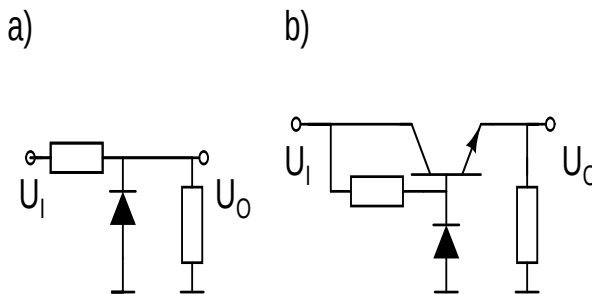
Rozdział 6

Stabilizatory

Stabilizatory są układami, odpowiedzialnymi za dokładną stabilizację napięcia wyjściowego na określonym poziomie. Są one normalnie kolejnym stopniem za prostownikiem prądu, którego napięcie normalnie jest mocno pofalowane i nierówne. Podstawowymi parametrami stabilizatorów są rezystancja wyjściowa, współczynnik stabilizacji napięcia ($s_U = \frac{dU_I}{dU_O}$), współczynnik stabilizacji prądu ($s_I = \frac{dI_I}{dI_O}$) oraz współczynniki temperaturowe,.

6.1 Układy parametryczne

Rysunek 6.1: Stabilizatory parametryczne a) zwykły, b) z wtórnikiem



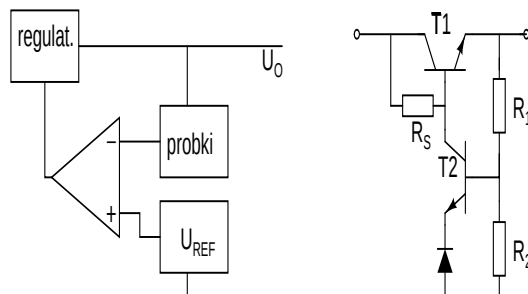
Stabilizatory parametryczne stanowią najprostszą grupę stabilizatorów i działają bez sprzężenia zwrotnego, a funkcję elementu odniesienia i regulującego pełni element półprzewodnikowy. W przypadku przykładów z rysunku 6.1, układ a) oparty jest o diodę zenera, która pochłania nadmiar prądu i daje napięcie wyjściowe równe napięciu zenera. Układ b) jest analogicznym układem, lecz przez diodę płynie tu mniejszy prąd.

Układ a) ma rezystancję wyjściową, wynikającą z dzielnika rezystancji diody i rezystancji szeregowej $r_o = r_d || R_S$. W układzie z wtórnikiem, rezystancje te są β razy pomniejszone. W układzie a) również łatwo wyliczyć współczynnik stabilizacji. Jego odwrotność jest transmitancją małosygnałowego trójnika,

złożonego z opornika i oporu zenera $S_U^{-1} = \frac{r_d}{R_S + R_D}$. Jak widać, celowe jest zwiększanie oporu szeregowego; np. czasami zastępuje się go wręcz siłą prądomotoryczną.

6.2 Układy ze sprzężeniem zwrotnym

Rysunek 6.2: Stabilizator ze sprzężeniem zwrotnym. Z lewej schemat blokowy, z prawej przykład



Na rysunku 6.2 przedstawiony jest schemat blokowy stabilizatora ze sprzężeniem zwrotnym. Składa się on z napięcia odniesienia, które jest porównywane z próbkowanym napięciem wyjściowym we wzmacniaczu błędu. Wzmacniacz błędu z kolei steruje elementem regulującym, który przeciwdziała wszelkim odchyleniom od normy.

Z prawej strony rysunku 6.2 przedstawiony jest przykładowy stabilizator. Wzmacniacz błędu stanowi T2, regulatorem jest T1, napięciem odniesienia napięcie zenera na diodzie, a elementem próbkującym jest dzielnik, podłączony do wejścia T2.

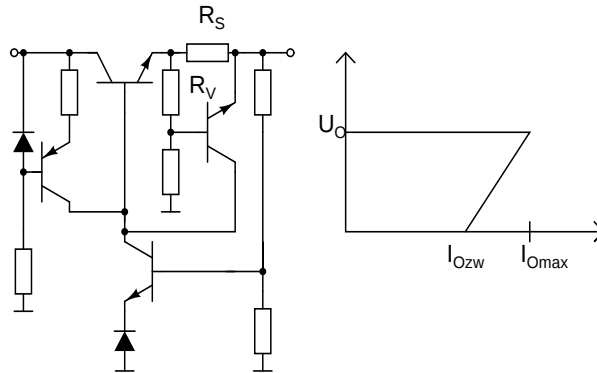
Aby polepszyć właściwości tego stabilizatora, zamiast R_S można wpiąć źródło prądowe o prądzie wystarczającym do maksymalnego potrzebnego wystereowania tranzystora T1. Polepszamy wówczas współczynnik stabilizacji, który podobnie jak w prostym układzie parametrycznym od tego opornika w znacznym stopniu zależy.

Zajmijmy się obecnie innym problemem: jak ograniczyć nadmierny prąd płynący ze stabilizatora przy zwarcu? Co zrobić by nie uszkodzić elementu regulującego? Tworzy się w tym celu specjalne ograniczenia prądowe. Najprostszym z nich jest ustawienie przed wyjściem opornika z tranzystorem, tworzącego przy odpowiednio silnym prądzie SPM, ograniczający wypływ prądu z elementu regulującego. Takie działanie miałby układ z rysunku 6.3, gdyby jego opornik R_V był równy zero.

Oczywiście mimo ograniczenia prądu regulatora, wyjściowy prąd zwiększyłby się jeszcze nieznacznie przez wypłynięcie przez nowo odetkany tranzystor całego nadmiarowego prądu sterującego stopień regulujący. Jest to jednak ilość niewielka.

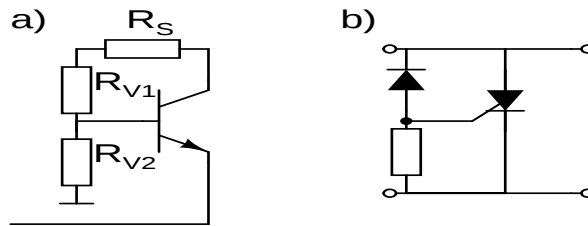
Jeśli R_V będzie niezerowy, to będzie się na nim odkładać napięcie, które będzie się odejmować od napięcia na R_S , wskutek czego tranzystor będzie trudniej

Rysunek 6.3: Ograniczenie prądu stabilizatora



włączyć. Nie jest to jednak wielki problem, gdyż można dobierać dowolnie rezystory. Ważniejszym efektem takiego podłączenia jest to, że zależnie od napięcia na wyjściu, różny prąd jest potrzebny do włączenia SPM. Im mniejsze ono jest, tym mniejszy potrzebny prąd (bo na dzielniku R_V odkłada się wówczas mniejsze napięcie). W ten sposób realizuje się charakterystykę z podcięciem.

Rysunek 6.4: a) Zabezpieczenie nadprądowe b) Zabezpieczenie nadnapięciowe



Na rysunku 6.4 pokazany jest stopień ograniczenia prądowego bez „otoczki”, oraz jeszcze inny element: zabezpieczenie nadnapięciowe. Działa ono tak, że gdy dioda zaczyna przewodzić, pojawia się U_R i włącza się tyrystor, który reguluje sytuację.

Rozdział 7

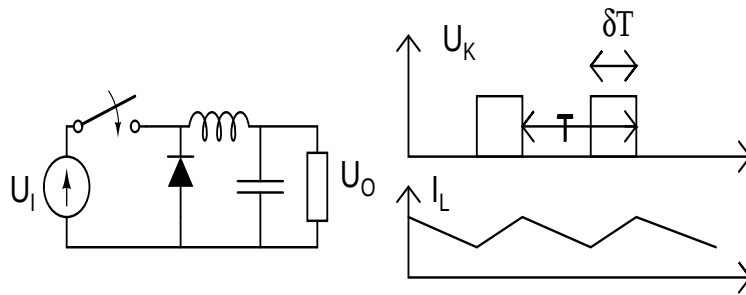
Układy impulsowe

Układy impulsowe to układy, wykorzystujące tranzystor bipolarny w postaci klucza (działający naprzemiennie w nasyceniu lub zatkaniu), służące w ogólności do przetwarzania napięć. Można z ich pomocą podwyżać lub obniżać napięcie, odwracać je. Można również tworzyć zasilacze sieciowe o małych rozmiarach, gdyż szybkie kluczkowanie może zmniejszyć wymiary rdzenia cewki.

Układy te cechują się dużą sprawnością w porównaniu do ich odpowiedników o działaniu ciągłych, sprawność sięgać może nawet 95%[3].

7.1 Przetwornica obniżająca

Rysunek 7.1: Przetwornica obniżająca i przebiegi

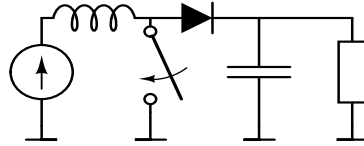


Na rysunku 7.1 przedstawiona jest przetwornica obniżająca napięcie wejściowe. Prąd na cewce zmienia się liniowo wokół „stanu ustalonego”. Liniowo dlatego, że mamy stale do czynienia ze stałą różnicą potencjałów przyłożonych do jej krańców. Przy wyłączonym kluczu prąd płynie przez diodę i ma kształt prądu cewki (bo to jedyne miejsce, skąd cewka może pociągnąć prąd swoim lewym końcem). Wzór na napięcie wyjściowe, to jak nietrudno się domyślić (choćby z zależności energetycznych),

$$U_O = \delta U_I \quad (7.1)$$

7.2 Przetwornica podwyższająca

Rysunek 7.2: Przetwornica podwyższająca



Na rysunku 7.2 przedstawiona jest przetwornica podwyższająca napięcie. Jak to się dzieje? Przy zwartym kluczu cewka gromadzi energię. Po jego rozwarciu odkłada się na niej napięcie, które dodaje się do napięcia wejściowego. W rezultacie kondensator ładuje się do wyższego napięcia i na wyjściu napięcie jest podniesione względem wejścia.

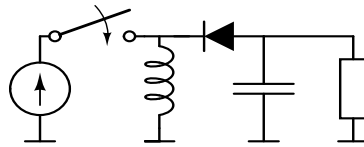
Napięcie wyjściowe wyraża się wzorem:

$$U_O = U_I \frac{T_L + T_O}{T_O} \quad (7.2)$$

Gdzie T_L oznacza czas ładowania energii cewki, a T_O czas oddawania energii.

7.3 Przetwornica odwracająca

Rysunek 7.3: Przetwornica odwracająca

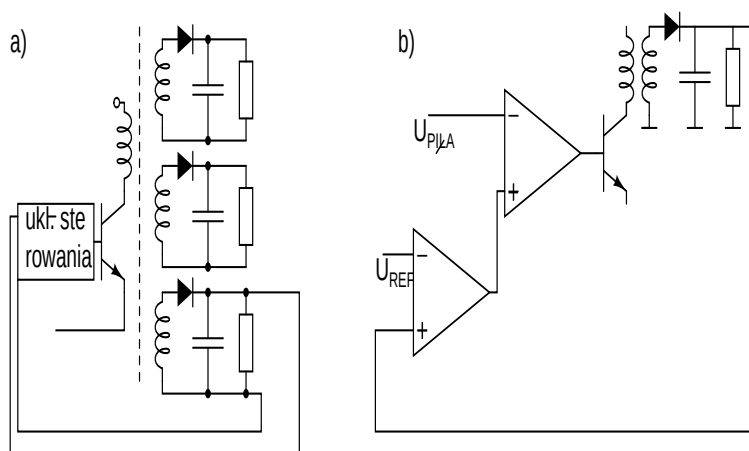


Na rysunku 7.3 przedstawiona jest przetwornica odwracająca napięcie. Przy włączonym kluczu przez cewkę do masy płynie prąd. Po jego wyłączeniu, prąd chce dalej płynąć, więc dioda polaryzuje się do przewodzenia i ładuje się kondensator. Ładuje się oczywiście do odwróconego napięcia wejściowego.

7.4 Przetwornice izolujące napięcie wyjściowe od wejściowego

Przetwornice izolujące przypominają układ prostownika i transformatora sieciowego. Na wyjściu mamy sprzężone indukcyjnie obwody z prostownikami. Cewki mogą być małe, gdyż kluczowanie może być szybkie co zmniejsza rozmiary rdzeni. Stabilizować można niestety tylko jedno napięcie—jest to konsekwencja tego, że stabilizacja następuje poprzez modulację szerokości impulsów (patrz układ sterujący na rysunku 7.4).

Rysunek 7.4: a) przetwornica izolująca ze stabilizacją napięcia ostatniego obwodu, b) układ sterujący



Napięcie na wyjściu takiego stabilizowanego prostownika wyraża się wzorem

$$U_{O3} = \frac{U_I}{p_3} \frac{\gamma}{\gamma - 1} \quad (7.3)$$

A na wyjściach niestabilizowanych wzorem

$$U_{OK} = U_{O3} \frac{p_3}{p_K} \quad (7.4)$$

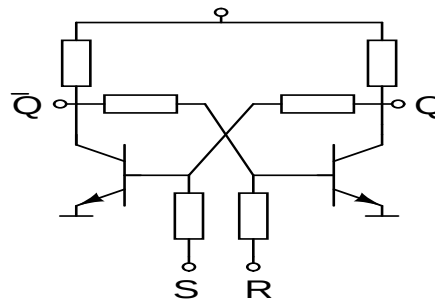
gdzie p jest przekładnią transformatora.

Rozdział 8

Przerzutniki

8.1 Przerzutnik bistabilny SR

Rysunek 8.1: Przerzutnik bistabilny SR

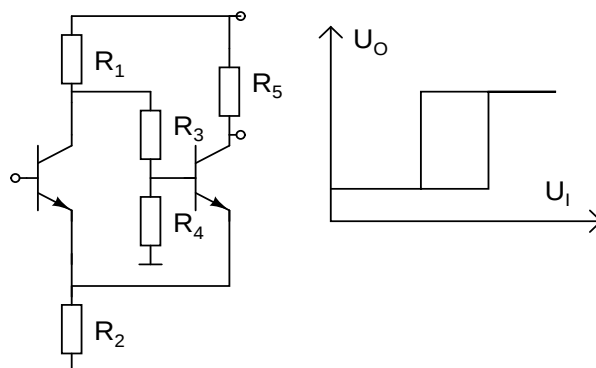


Bistabilny przerzutnik SR (rysunek 8.1) to normalny przerzutnik SR, który może naraz być tylko w jednym z dwóch stanów: albo $Q = 1$, albo $Q = 0$. Jest to wymuszane sprzężeniem zwrotnym. Jeśli lewy tranzystor przewodzi, to prawy ma na bazie za małe napięcie do wystrojenia. W drugą stronę odwrotnie. Natomiast można wystrojenie tranzystora sztucznie, podając impuls na wejście S lub R. Wówczas zaczyna przewodzić wzbudzony tranzystor, a przeciwny się zatyka, gdyż napięcie na jego bazie wtedy spada (bo płynie prąd przez kolektor wzbudzonego tranzystora i dzięki opornikowi kolektorowemu obniża się napięcie).

8.2 Bistabilny przerzutnik Schmitta

Na rysunku 8.2 przedstawiony jest przerzutnik Schmitta. Przerzutnik ten jest układem z histerezą, jak narysowano obok. Punkty przełączenia między histerezą to: a) gdy przewodzi T2, to zatkać można go polaryzując w kierunku przewodzenia T1 (który łatwo wchodzi w nasycenie). Należy więc podać napięcie $U_{R2} + U_{BE}$ przy czym U_{R2} wynika wyłącznie z prądu płynącego w gałęzi

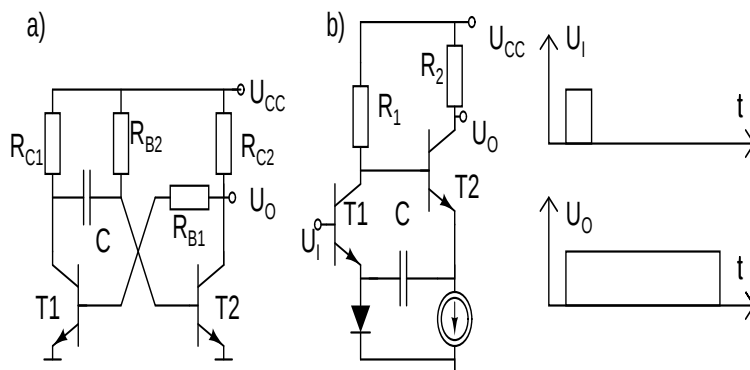
Rysunek 8.2: Przerzutnik Schmitta



T2; b) gdy przewodzi T1, to wyłączyć go można w momencie wychodzenia z nasycenia, tzn. gdy napięcie wejściowe osiągnie napięcie $U_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$.

8.3 Przerzutnik monostabilny

Rysunek 8.3: Przerzutniki monostabilne: a) Eccles-Jordana, b) Bowesa, c) przebiegi



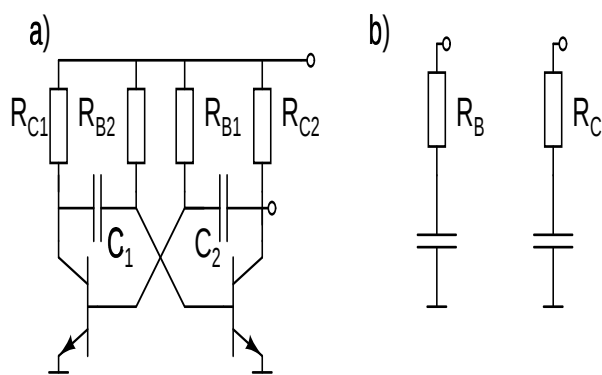
Na rysunku 8.3 przedstawione są dwa przerzutniki. Pierwszy jest typu Eccles-Jordana i działa tak, że w spoczynkowym stanie przewodzi T2, który ma bazę podłączoną do zasilania. Kondensator jest naładowany praktycznie do napięcia zasilania (przez R_{C1}). Jeśli jednak na bazę T1 podać impuls sterujący, obniża się napięcie kolektora T1, a T2 przez napięcie kondensatora się zatyka. Nim kondensator zdąży się przeładować przez R_{B2}, na wyjściu trwa impuls dodatni. Potem T2 wchodzi w stan przewodzenia i powraca sytuacja wyjściowa.

Z kolei przerzutnik Bowesa działa inaczej. Normalnie przewodzi T2, przez

którego emiter płynie prąd I , odpowiadający SPM. Kondensator jest wtedy na potencjałach od 0 do napięcia kolektora T1, pomniejszonego o U_{BE2} . W momencie spolaryzowania T1 do przewodzenia, polaryzuje się również dioda i kondensator podnosi się z ziemi, zatykając T2. Wówczas SPM nie mogąc pobierać prądu z T2, pobiera go z kondensatora, przeładowując go ostatecznie tak, że T1 znów się zatyka, a T2 zaczyna znów przewodzić. W tym czasie dioda jeszcze przez jakiś czas przewodzi, umożliwiając przepolaryzowanie kondensatora [3].

8.4 Multiwibrator symetryczny

Rysunek 8.4: Multiwibrator a) schemat, b) schematy zastępcze ładowania kondensatorów w kolejnych fazach

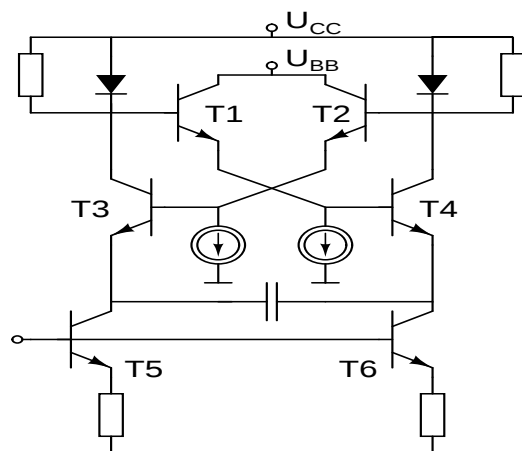


Na rysunku 8.4 przedstawiony jest układ multiwibratora, tzn. swego rodzaju generatora. Działanie polega znów na spostrzeżeniu, że naraz przewodzi tu tylko jeden tranzystor. I na sekwencyjnym przeładowywaniu się kondensatorów. Przeprowadźmy takie rozumowanie: przewodzi T1, T2 nie (ponieważ napięcie na C_1 akurat go polaryzuje zaporowo). C_2 ładuje się do U_{CC} przez R_{C2} . C_1 przeładowuje się do U_{BE} przez R_{B2} . Po przeładowaniu się, T2 zaczyna przewodzić, co powoduje spadek napięcia na C_2 i bazie T1. T1 się zatyka, T2 wchodzi w nasycenie. Teraz C_1 ładuje się przez R_{C1} do U_{CC} , a C_2 przez R_{B1} ładuje się do U_{BE} . Sytuacja się następnie powtarza. Jeśli stała czasowa $R_{CC} > R_{BC}$, to układ będzie nadążał z przeładowywaniem pojemności.

8.5 VCO

Na rysunku 8.5 przedstawione jest coś podobne do układu Bowesa. Jest to układ Bowesa-Grebena. Jest to tak zwany VCO–Voltage Controlled Oscillator (sterowany napięciem oscylator). Jego działanie polega na naprzemiennym blokowaniu T3 i T4 i przeładowywaniu kondensatora prądem, ustalonym na sterowanym SPM T5 i T6. Bazy T1 i T2 są naprzemiennie na poziomie U_{CC} i $U_{CC} - U_F$. W związku z tym gdy np. przewodzi T3, to na kondensatorze względem jego emitera musi odłożyć się U_F , aby spolaryzować w kierunku prze-

Rysunek 8.5: VCO



wodzenia T4. Gdy to się stanie, T3 jest odcinany, a T4 wchodzi w przewodzenie. Następnie kondensator przeładowuje się o $2U_F$ i włącza T3. I tak w kółko.

Ponieważ prąd SPM jest sterowany napięciem, sterowana jest też częstotliwość oscylacji. Jest to bardzo ważna rzecz, wykorzystywana np. w PLL (o czym dalej).

Rozdział 9

Mieszanie częstotliwości

Mieszanie częstotliwości odpowiada przesuwaniu częstotliwości sygnału o pewną stałą częstotliwość heterodyny. Jest to potrzebne np. do transmisji w gigahercowych pasmach, nienadających się jednak szczególnie do obróbki układami elektronicznymi, itp.

Mieszanie częstotliwości polega generalnie na mnożeniu sygnału przez heterodynę i odfiltrowaniu niepotrzebnych „śmieci”.

$$U_S(t) = U_S \cos(\Omega_0 t + \varphi_S(t)) \quad (9.1)$$

$$U_H(t) = U_H \cos(\Omega_h t) \quad (9.2)$$

$$U_M(t) = k U_S(t) U_H(t) = \frac{1}{2} k U_H U_S \left\{ \cos[\Omega_h - \Omega_S)t - \varphi_S(t)] + \underbrace{\cos[\Omega_h + \Omega_S)t + \varphi_S(t)]}_{\text{odfiltrować}} \right\} \quad (9.3)$$

9.1 Mieszacz z transkonduktancyjnym elementem mnożącym

Na rysunku 9.1 przedstawiony jest mieszacz z transkonduktancyjnym elementem mnożącym. Wiadomo, że $I_C = g_m U_{BE}$ oraz że $g_m = \frac{I_C}{\varphi_T}$, więc przyrosty prądu kolektora odpowiadają iloczynowi zmiany prądu sterowanego SPM i U_{BE} .

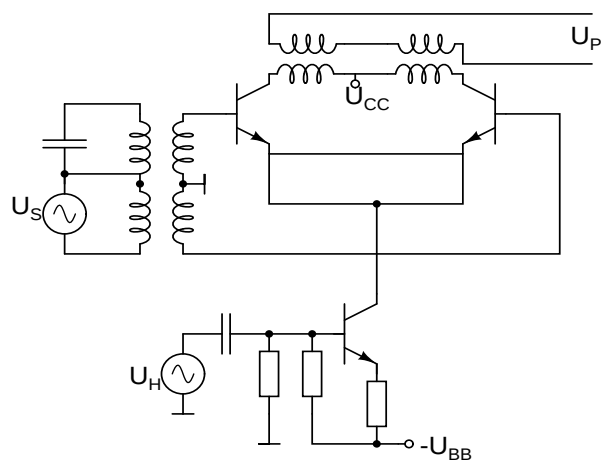
9.2 Mieszacz na tranzystorze polowym

Na rysunku 9.2 przedstawiony jest mieszacz oparty o tranzystor polowy, wykorzystujący kwadratową charakterystykę $I_D = (1 + \frac{U_{GS}}{U_P})^2$. W tym przypadku $U_{GS} = U_S - U_H$.

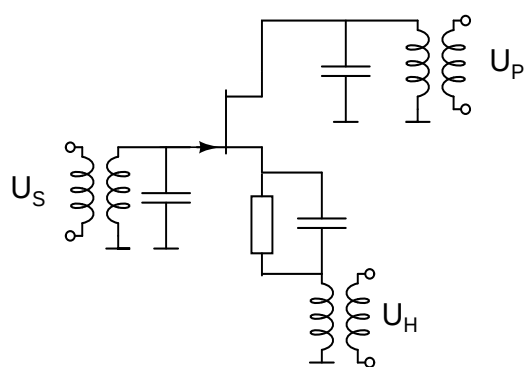
9.3 Mieszacz diodowy

Ostatnim układem mieszającym jest mieszacz diodowy (rysunek 9.3). Wykorzystuje on do mieszania kwadratową charakterystykę diody $i = au^2 + bu$. Wynik zbierany jest na oporniku.

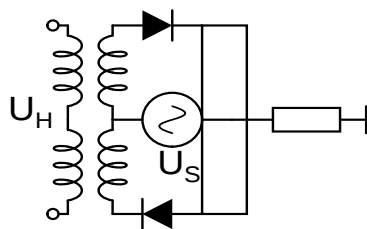
Rysunek 9.1: Mieszacz z transkonduktacyjnym elementem mnożącym



Rysunek 9.2: Mieszacz na tranzystorze polowym



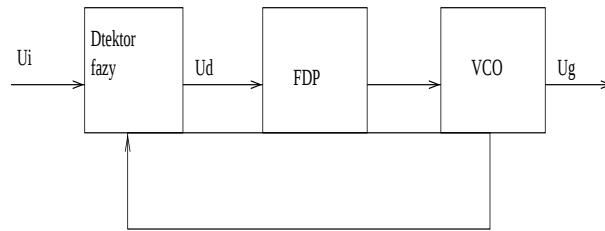
Rysunek 9.3: Mieszacz diodowy



Rozdział 10

PLL

Rysunek 10.1: Pętla fazowego sprzężenia zwrotnego



PLL jest pętlą fazowego sprzężenia zwrotnego (Phase Locked Loop). Jej schemat blokowy pokazany jest na rysunku 10.1. Składa się ona z detektora fazy, opcjonalnego filtru oraz VCO.

Pętla fazowa dąży do stanu ustalonego, czyli momentu gdy detektor fazy nie będzie dawał żadnych zmian. Odpowiada to takiemuysterowaniu VCO, by powtarzał on częstotliwość wejściową.

Teraz jak działają poszczególne elementy: Detektor fazy może być np. układem mnożącym, który daje sygnał proporcjonalny do różnicy faz sygnałów składowych. Dla przypomnienia wzór:

$$k_m U_I U \left[\frac{1}{2} U_I U \sin[\varphi_I - \varphi] + \underbrace{\frac{1}{2} U_I U \sin[2w_0 + \varphi_I + \varphi]}_{\text{odfiltrować}} \right] \quad (10.1)$$

Charakterystyka ta, choć sinusoidalna, dla niewielkich odchyłeń jest w przybliżeniu liniowa. Należy przy okazji zauważyć, że ujemne sprzężenie działa w tym układzie tylko jeśli detektor fazy działa na narastającym zboczach charakterystyki (np. od $-\pi$ do π).

Dynamikę zmian częstotliwości VCO można określić następująco:

$$w = w_0 + k U \quad (10.2)$$

$$\frac{d\varphi_G}{dt} = k_G U_G(t) \quad \text{wypada składowa stała} \quad (10.3)$$

$$s\varphi_G(s) = k_G U_G(s) \quad (10.4)$$

$$\frac{\varphi_G(s)}{U_G(s)} = \frac{k_G}{s} \quad (10.5)$$

VCO jest więc pewnego rodzaju układem całkującym.

10.1 demodulator FM

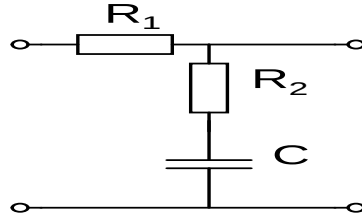
Z pomocą PLL można łatwo zbudować demodulator FM. Wystarczy tylko mierzyć poziom sygnału przestrajania za detektorem fazy. Będzie on się zmieniał wraz z dewiacjami częstotliwości.

10.2 Mnożnik częstotliwości

Pętla fazowa w istocie doprowadza do tego, że częstotliwości wchodzące na detektor fazy są równe. Można to wykorzystać do przemnażania częstotliwości. Wystarczy wyjście VCO podłączyć do licznika mod n , a następnie licznik do detektora fazy i uzyskamy mnożnik. Częstotliwość za VCO będzie przemnożona (po to, aby podzielona za licznikiem odpowiadała częstotliwości wejściowej).

10.3 Filtry

Rysunek 10.2: Filtr dla PLL



W celu polepszenia stabilności pętli oraz zwiększenia jej właściwości odszumiających stosuje się filtry. Jednym z popularniejszych jest filtr o transmitancji

$$H(s) = \frac{1 + s\tau_2}{1 + s\tau_1} \quad (10.6)$$

$$\tau_1 = (R_1 + R_2)C \quad (10.7)$$

$$\tau_2 = R_2C \quad (10.8)$$

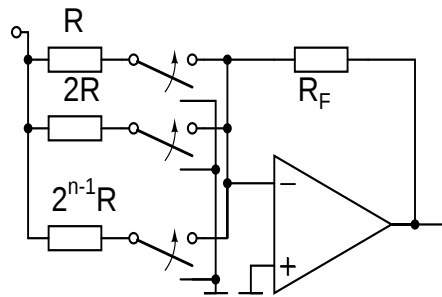
przedstawiony na rysunku 10.2. Filtr ten ma biegun, tworzący na charakterystyce chwilowe załamanie o nachyleniu 40dB/dek oraz zero, odtwarzające na powrót oryginalne nachylenie 20dB/dek.

Rozdział 11

Przetworniki AC/CA

11.1 Przetwornik wagowy CA

Rysunek 11.1: Przetwornik wagowy CA

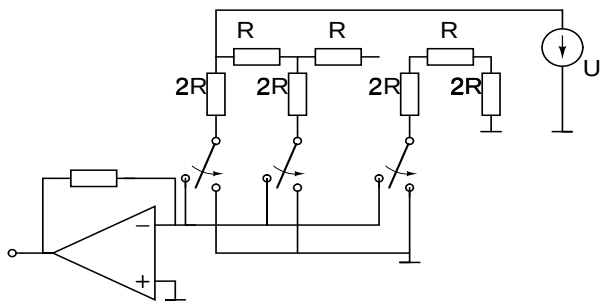


Przetwornik wagowy CA (rysunek 11.1) działa na zasadzie sumowania prądów o różnych wagach. Aby obciążenie zasilania było jednorodne, wprowadzone są linie zwierające nieużywane oporniki do masy. Zapobiega to również niedokładnościom, wprowadzanym przez ich nierównomierne nagrzewanie, itp.

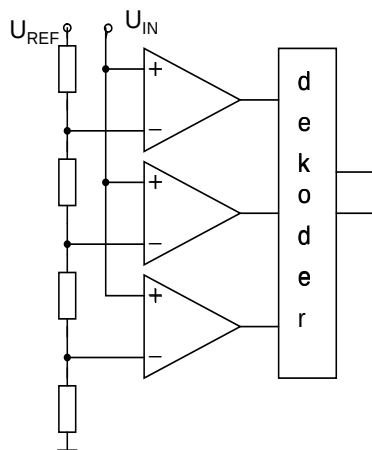
11.2 Przetwornik CA w sieci R2R

Sieć R2R jest taką siecią oporników, że od źródła zasilania, idąc w prawo mamy stale dzielniki R do R , czyli zmniejszające napięcie o pół. Najłatwiej o tym się przekonać, zaczynając sprawdzanie od prawego końca rysunku 11.2. Dwa równoległe $2R$ dają R , który szeregowo z R daje $2R$, który równoległe z $2R$ daje... itd. Mamy więc bardzo wygodny system wagowy. Wystarczy teraz prądy z sieci przełączać do wzmacniacza lub masy i mamy przetwornik.

Rysunek 11.2: Przetwornik CA w sieci R2R



Rysunek 11.3: Przetwornik bezpośredni AC



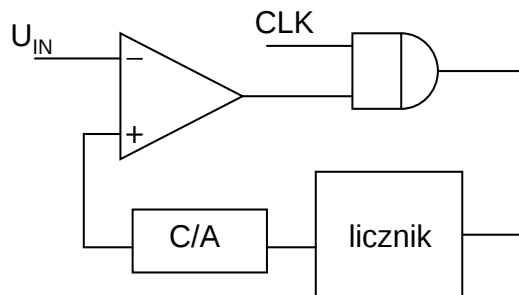
11.3 Przetwornik bezpośredni AC

Bezpośredni przetwornik AC (rysunek 11.3) przetwarza napięcie przez bezpośrednie porównywanie z wzorcem (drabinką) i konwersję wyjściowego kodu na postać binarną z pomocą dekodera. Przetwornik ten jest najszybszy.

11.4 Przetwornik AC z licznikiem

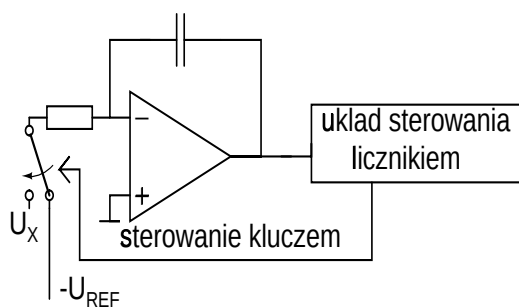
Na rysunku 11.4 przedstawiony jest przetwornik AC z licznikiem. Działanie jego jest dość proste: licznik nalicza impulsy tak długo, jak długo wartość jego kodu jest mniejsza niż badane napięcie. Potem komparator blokuje bramkę zegarową. Ograniczeniem tego układu jest potrzeba przemieszcenia wszystki małych kwantów pośrednich od zera, co zabiera czas.

Rysunek 11.4: Przetwornik AC z licznikiem



11.5 Przetwornik AC o podwójnym całkowaniu

Rysunek 11.5: Przetwornik AC o podwójnym całkowaniu (ideowo)



Na rysunku 11.5 przedstawiony jest koncepcyjny schemat przetwornika AC o podwójnym całkowaniu. Jego działanie polega na tym, że najpierw do pewnej wartości naładowania kondensatora jest on ładowany przez napięcie odniesienia. Zegar zlicza impulsy. Następnie przełącza się klucz i następuje rozładowanie kondensatora. Stosunek czasów określa jaki był stosunek napięć wejściowych.

Literatura:

1. Wykład UE II L. Laska
2. Nosal, Baranowski, „Układy elektroniczne cz. I: Układy analogowe liniowe” WNT 1998
3. Baranowski, Czajkowski „Układy elektroniczne cz. II: Układy analogowe nieliniowe i impulsowe” WNT 1998
4. Ziolo, Błaszowski, Ciążyński, Kidoń, Mazur, Oliwa, Para, Wieczorek, „Laboratorium elektroniki II” skrypt 2212 Pol. Śl. 2000
5. Nadachowski, Kulka „Analogowe układy scalone” WKiŁ 1983
6. Zagajewski, „Układy elektroniki przemysłowej” WNT 1978
7. Izydorezyk, Płonka, Tyma, „Teoria sygnałów wstęp” Helion 1999
8. Brodowski, Chabłowski, Auerbach, „Radio i telewizja” WNT 1971
9. Walczak, Pasko, „Teoria sygnałów” skrypt Pol. Śl. 1999
10. Marcyniuk, „Podstawy miernictwa elektrycznego” skrypt 2226 Pol. Śl 2000