



Laboratorium układów elektronicznych

Ćwiczenie numer 6

Generatory sygnałowe

Zagadnienia do przygotowania

- Klasyfikacja generatorów
- Parametry generatorów
- Liniowa teoria generacji. Warunki generacji.
- Generator RC z mostkiem Wiena (schemat, charakterystyki)
- Pętle automatycznej regulacji amplitudy w generatorach z mostkiem Wiena
- Obliczanie elementów RC mostka Wiena w układzie generatora
- Sposoby przestrajania generatorów VCO
- Zasada działania generatora VCO typu integrator - przerzutnik
- Parametry i zastosowanie generatorów VCO
- Budowa generatora DDS
- Wady i zalety generatorów DDS

Celem ćwiczenia jest zapoznanie się z zasadami działania wybranych typów generatorów. Przedstawione zostaną zalety i wady poszczególnych typów generatorów oraz różne możliwości ich zastosowania.

1 Wiadomości wstępne

Generatorem nazywamy układ elektroniczny, którego zadaniem jest wytwarzanie, zgodnego ze stawianymi wymaganiami, przebiegu elektrycznego. W ogólnym przypadku użytkownik może otrzymać przebieg okresowy o dowolnej częstotliwości oraz kształcie.

Ze względu na sposób generacji układy generatorów możemy podzielić na :

- generatory drgań sinusoidalnych
- generatory przebiegów niesinusoidalnych (przerzutniki)
- generatory cyfrowe DDS.

Każdy generator, niezależnie od typu, charakteryzowany jest przez szereg parametrów:

- częstotliwość generowanego przebiegu (dla generatorów przestrajalnych określa się również zakres przestrajania)
- stabilność częstotliwościowa (krótko- i długoterminowa)
- amplituda przebiegu
- stabilność amplitudowa (krótko- i długoterminowa)
- fluktuacja amplitudy
- zawartość harmonicznych (zniekształcenia nieliniowe)
- parametry energetyczne (moc i sprawność).

1.1 Generatory drgań sinusoidalnych GDS (Generator RC z mostkiem Wiena)

Generator drgań sinusoidalnych to układ elektroniczny, na którego zaciskach wyjściowych otrzymujemy przebieg opisany funkcją:

$$u(t) = U \sin(2\pi ft + \phi) \quad (6.1)$$

gdzie:

U - amplituda przebiegu

f - częstotliwość przebiegu

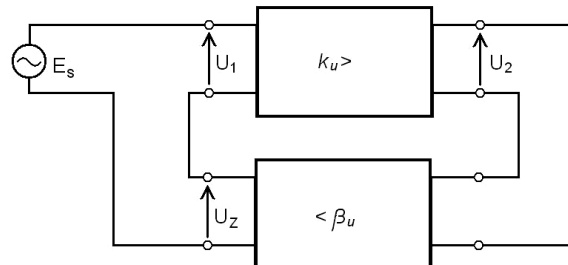
ϕ - faza przebiegu.

W idealnym przypadku wszystkie trzy powyższe parametry, charakteryzujące przebieg sinusoidalny, powinny mieć stałą wartość, niezmienną w czasie. W rzeczywistych układach, w których parametry elementów elektronicznych zależą od wielu czynników otoczenia, możemy mówić o fluktuacji zarówno amplitudy, częstotliwości jak i fazy. Dodatkowym parametrem generatora przebiegu sinusoidalnego jest zawartość harmonicznych w sygnale wyjściowym.

Ze względu na konstrukcje układu elektronicznego generatory dzielimy na:

1. generatory LC ze sprzężeniem zwrotnym,
2. generatory LC z elementami o ujemnej rezystancji,
3. generatory RC ze sprzężeniem zwrotnym,
4. generatory kwarcowe.

W układach ze sprzężeniem zwrotnym powstawanie drgań wytłumaczyć najprościej niestabilnością wzmacniacza objętego sprzężeniem. Układ taki można przedstawić na schemacie blokowym postaci:



Rys.6.1. Schemat blokowy generatora jako wzmacniacza z układem sprzężenia zwrotnego

Układ taki opisują transmitancje wzmacniacza oraz pętli sprzężenia zwrotnego:

$$k_u = \frac{U_2}{U_1}; \quad \beta_u = \frac{U_z}{U_2} \quad (6.2)$$

Układ staje się niestabilny, gdy zostanie spełniony następujący warunek:

$$k_u \beta_u = 1 \quad (6.3)$$

Ponieważ zarówno transmitancja wzmacniacza jak i transmitancja pętli sprzężenia zwrotnego to wielkości zespolone, warunek generacji można przedstawić w postaci dwóch równań:

$$|k_u \beta_u| = \operatorname{Re}(k_u \beta_u) = 1; \quad \operatorname{Im}(k_u \beta_u) = 0 \quad (6.4)$$

Warunki te nazywamy odpowiednio *warunkiem amplitudy* oraz *warunkiem fazy*.

Rozważając układ idealnego generatora i spełniając warunki podane we wzorze (6.4) zapewnilibyśmy jedynie podtrzymanie drgań we wzbudzonym obwodzie. Warunki te nie są wystarczające do wzbudzenia oscylacji. Dodatkowo, rozpatrując rzeczywisty układ generatora, spełnienie powyższych warunków generacji byłoby bardzo trudne bądź niemożliwe do osiągnięcia z powodu rozrzutu i wspomnianych już fluktuacji parametrów układu. Stąd do rzeczywistych układów generatorów ze sprzężeniem zwrotnym stosuje się zmodyfikowany warunek generacji:

$$k_u \beta_u \geq 1 \quad (6.5)$$

czyli:

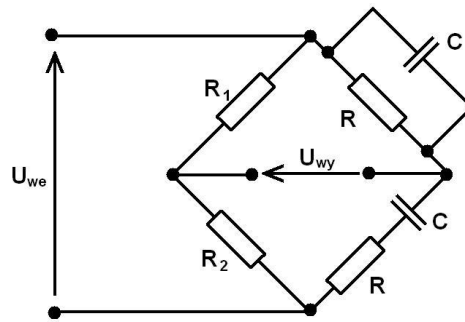
$$|k_u \beta_u| = \operatorname{Re}(k_u \beta_u) \geq 1; \quad \operatorname{Im}(k_u \beta_u) = 0 \quad (6.6)$$

Warunek generacji powinien być spełniony jedynie dla jednej, określonej częstotliwości. Realizowane jest to we wzmacniaczach RC i LC przez zastosowanie obwodu selektywnego w torze samego wzmacniacza lub w obwodzie sprzężenia zwrotnego.

W opracowaniu tym zajmować się będziemy jedynie generatorami RC ze sprzężeniem zwrotnym, ze szczególnym zwróceniem uwagi na najpopularniejszy z pośród całej grupy, generator RC ze sprzężeniem w postaci mostka Wiena.

Generatory RC projektowane są zazwyczaj jako generatory niskiej częstotliwości z zakresu od ułamków Hz do kilkuset kHz. Ich przewaga w tym zakresie nad generatorami LC wynika ze znacznych rozmiarów elementów indukcyjnych dla tak niskich częstotliwości. W porównaniu z generatorami LC, generatory RC mają gorszą stabilność częstotliwościową, ale za to znacznie mniejszą zawartość harmoniczných w generowanym przebiegu.

Najpopularniejszym generatorem RC jest układ z mostkiem Wiena. Taki czwórnik (rys.6.2) ma dwie niezależne drogi dla sygnału z wejścia na wyjście. Każda droga daje inne przesunięcie fazowe sygnału. W układzie mostka Wiena sygnał wejściowy przechodzi przez dzielnik R_1 i R_2 oraz rezystancyjno-pojemnościowy dzielnik RC. Sygnał na wyjściu jest równy różnicy napięć uzyskiwanych na wyjściach obydwu dzielników.

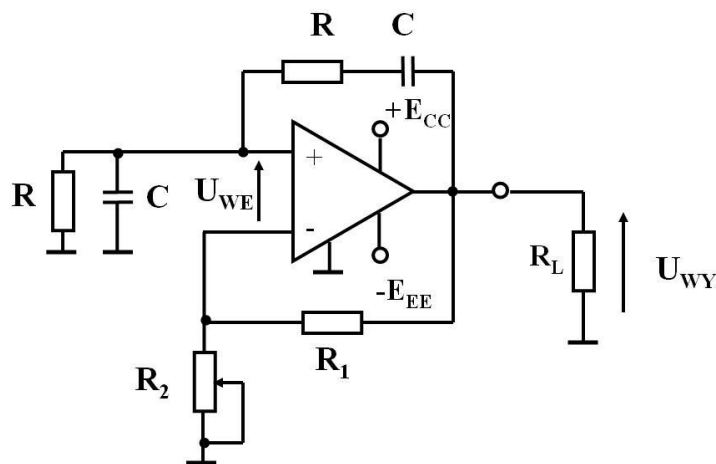


Rys. 6.2 Układ mostka Wiena jako czwórnik

Na przedstawionym układzie pojemności C i rezystancje R w gałęziach z pojemnościami są sobie równe oraz $R_2 = 2R_1$. Taki układ mostka Wiena nazywamy mostkiem symetrycznym. Transmitancję mostka opisuje się zależnością (6.7):

$$\beta_u = \frac{U_{wy}}{U_{we}} = \frac{j\omega RC}{1 - \omega^2 R^2 C^2 + j3\omega RC} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (6.7)$$

Mostek Wiena jest czwórnikiem, który nie posiada wspólnego zacisku wejścia i wyjścia. Pod tym względem układ ten nadaje się najlepiej jako sprzężenie zwrotne w konstrukcji generatora z użyciem wzmacniacza operacyjnego. Układ takiego generatora przedstawiony na rysunku 6.3.



Rys.6.3. Schemat ideowy układu generatora RC ze sprzężeniem zwrotnym w postaci mostka Wiena
 Równanie (6.7) można rozdzielić na dwie części: część związaną z dodatnim oraz część związaną z ujemnym sprzężeniem zwrotnym. Otrzymujemy więc:

$$\beta_u^+ = \frac{j\omega RC}{1 - \omega^2 R^2 C^2 + j3\omega RC} \quad (6.8)$$

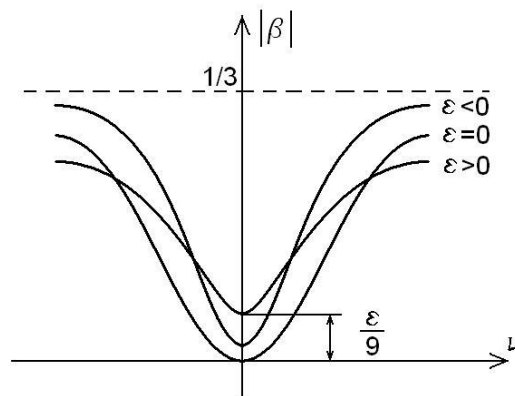
oraz

$$\beta_u^- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (6.9)$$

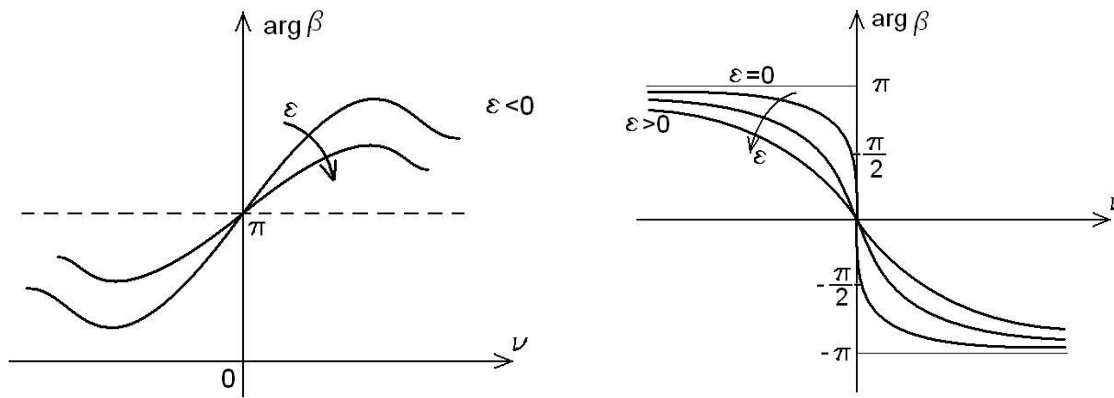
Mostek Wienera charakteryzuje się przez częstotliwość ω_0 , dla której występuje minimum modułu transmitancji mostka. Wartość ω_0 jest ustalona przez wartości elementów RC i wynosi:

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \quad (6.10)$$

Przy idealnie zrównoważonym mostku dla pulsacji ω_0 transmitancja wynosi 0. Oznacza to, że aby zostały spełnione warunki generacji należałoby zastosować wzmacniacz o nieskończenie dużym wzmocnieniu. Dodatkowo dla idealnego mostka dla ω_0 następuje przeskok przesunięcia fazowego pomiędzy $\pi/2$ a $-\pi/2$. Z tych dwóch powodów, przy idealnie zrównoważonym mostku w warunkach rzeczywistych niemożliwe byłoby zbudowanie generatora. Konieczne jest więc rozrównoważenie mostka. Opisuje się je za pomocą współczynnika ε , wyrażającego odstępstwo od warunków równowagi. Wykres transmitancji mostka w zależności od wartości odchylenia od równowagi został przedstawiony poniżej (rys. 6.4 i 6.5).



Rys.6.4. Charakterystyka modułu transmitancji mostka Wienera w funkcji odchyłki częstotliwości



Rys.6.5 Charakterystyka fazy w funkcji odchyłki częstotliwości

Nieznaczące rozrównoważenie mostka jest konieczne, gdyż w rzeczywistości dostępny mamy wzmacniacz o bardzo dużym jednak skończonym wzmocnieniu. Dodatkowo rozrównoważenie:

$$\varepsilon = \frac{R_2}{R_1} - 2 \quad (6.11)$$

musi być większe od zera. Wtedy w pobliżu ω_0 przesunięcie fazowe zmienia wartość pomiędzy $\pi/2$ a $-\pi/2$ dla ω_0 przechodząc przez 0. Czym mniejszy parametr ε tym szybsza zmiana fazy.

Dla $\varepsilon < 0$ mostek Wiena staje się układem nieminimalnofazowym, co objawia się przesunięciem fazowym $\varphi_0(\omega_0) = \pi$. W przypadku takim teoretycznie istniałaby możliwość generacji. Konieczna jest do tego zamiana wejść wzmacniacza operacyjnego.

Wielkość rozrównoważenia mostka możemy oszacować z zależności:

$$\varepsilon \geq \frac{9}{k_u - 3} \quad (6.12)$$

Jak wynika z powyższych rozważań częstotliwość generowanych drgań zależy jedynie od wartości elementów dzielnika RC. Dzielnik rezystorowy R_1 i R_2 służy natomiast do spełnienia warunku generacji oraz ustalenia amplitudy generowanego przebiegu. Stąd przedstawiony powyżej schemat z pojedynczymi rezystorami w ujemnym sprzężeniu zwrotnym jest rzadko wykorzystywany. Rozwiązanie takie prowadzi do bardzo szybkiego przesterowania wzmacniacza operacyjnego i co za tym idzie, jest przyczyną zniekształcenia sygnału wyjściowego. Aby temu zapobiec stosuje się w pętli ujemnego sprzężenia tzw. układy automatycznej regulacji wzmocnienia. W najprostszym przypadku realizowane są one przez zastosowanie w pętli elementu, którego rezystancja zależy od temperatury (np. żarówka, termistor). Najczęściej do regulacji amplitudy

stosowane są tranzystory MOS, w których rezystancja dren-źródło jest zależna od napięcia bramki.

1.2 Generatory VCO

Generatory przestrajalne napięciowo VCO (*ang. voltage controlled oscillator*) pozwalają na regulację częstotliwości generowanych przebiegów przez przyłożenie zewnętrznego napięcia. Zazwyczaj wymagana jest duża stromość i liniowość charakterystyki przestrajanania. Najczęściej tego typu generatory wykorzystywane są jako modulatory FM oraz w układach pętli fazowej PLL. W realizacji układów VCO wykorzystuje się zarówno przestrajane warikapami generatory sinusoidalne LC, jak również multiwibratory. Te drugie, dzięki swej prostocie, dużej liniowości przestrajanania oraz możliwości działania w zakresie ok. 100MHz, są znacznie popularniejsze.

W ćwiczeniu zapoznamy się z generatorem VCO zbudowanym jako układ multiwibratora. Układy przerzutnikowe od przedstawionych wcześniej generatorów sinusoidalnych różnią się następującymi parametrami:

- bardzo silnym sprzężeniem zwrotnym
- sprzężeniem zwrotnym o teoretycznie nieograniczonym paśmie
- decydującym znaczeniem nieliniowości elementów czynnych
- występowaniem oprócz stanów generacji, również stanów stabilnych lub quasi-stabilnych.

Generatory VCO charakteryzują następujące parametry:

- zakres przestrajanania generowanych częstotliwości f_{max}/f_{min} (lub $f_{max} - f_{min}$)
- charakterystyka przestrajanania $f=f(U_{we})$
- czułość przestrajanania $K_S = df/dU_{we}$ [Hz/V]
- częstotliwość spoczynkowa f_0 (czasami określa się częstotliwość środkową)
- parametry generowanego przebiegu (kształt przebiegu, amplituda)
- stałość generowanej częstotliwości i amplitudy.

Stosowane obecnie multiwibratorowe układy VCO można podzielić na trzy grupy.

Pierwszą grupę tworzą generatory zbudowane na układach tranzystorowych. Regulacja częstotliwości polega na zmianie wydajności źródeł prądowych. Powoduje to zmianę czasu ładowania pojemności w obwodzie i przy stałej szerokości pętli histerezy, zmianę

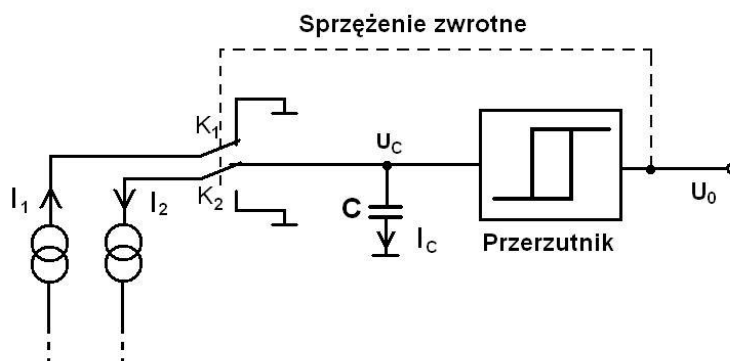
częstotliwości. Do grupy tej należy m. in. zmodyfikowany układ Bowesa (układ Bowesa-Grebene'a).

Druga grupa to generatory o podobnej zasadzie działania jak generatory z grupy pierwszej. Tutaj jednak jako komparatora regeneracyjnego stosowany jest przerzutnik. Dzięki temu regulacja częstotliwości może przebiegać na dwa sposoby: Tak samo jak w pierwszym przypadku, przez zmianę wydajności źródeł prądowych oraz, dzięki zastosowaniu przerzutnika, przez zmianę szerokości pętli histerezy.

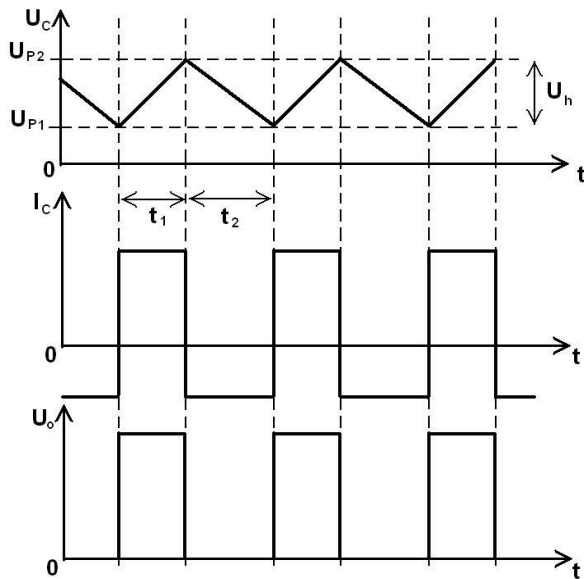
Trzecią grupę stanowią układy, których działanie opiera się na okresowym porównywaniu ładunku zależnego od przyłożonego napięcia sterującego, z ładunkiem odniesienia dostarczonym z oddzielnego generatora. W układach tych stosowany jest przerzutnik monostabilny wyzwalany w momencie zrównania się obydwu ładunków.

W ćwiczeniu zostanie przedstawiony generator z drugiej grupy. Jest to jedna z najprostszych i zarazem najczęściej stosowanych architektur multiwibratorowych generatorów przestrajalnych.

Idea działania generatorów VCO z drugiej grupy przedstawiona została na rysunku 6.6. Wydajność źródeł prądowych regulowana jest za pomocą zewnętrznego napięcia sterującego, a szerokość pętli histerezy przerzutnika zależy od napięcia zasilania układu.



Rys.6.6. Schemat poglądowy multiwibratorowego generatora VCO



Rys.6.7 Przebiegi sygnałów
 w układzie generatora VCO

W pierwszej fazie pojemność C ładowana jest prądem $I_C = I_1$. Gdy napięcie U_C osiągnie wartość U_{P2} przerzutnik zmieni stan swojego wyjścia, a tym samym zostaną przełączone przełączniki K_1 i K_2 . Źródło prądowe I_1 zostanie odłączone, a do kondensatora zostanie dołączone źródło I_2 . W tej fazie kondensator jest rozładowywany do napięcia U_{P1} , po czym następuje kolejne przełączenie przerzutnika i rozpoczyna się kolejny proces ładowania. W praktyce zazwyczaj obydwie źródła prądowe są jednocześnie regulowane tak, aby $I_1 = I_2$. Dzięki temu uzyskuje się jednakowe czasy ładowania i rozładowywania pojemności C i co za tym idzie, na wyjściu uzyskuje się przebieg prostokątny o wypełnieniu 50%.

W powyższym przypadku, gdy $I_1 = I_2$ oraz pomijając prąd wejściowy przerzutnika i zakładając, że kondensator oraz źródła prądowe są elementami idealnymi możemy wyprowadzić prostą zależność opisującą częstotliwość generowanych drgań.

$$f = \frac{I_C(U_{we})}{2(U_2 - U_1)C} \quad (6.13)$$

Można zauważyć, że gdy zależność $I_C(U_{we})$ jest liniowa, a $U_2 - U_1$ ma wartość stałą w czasie to również zależność częstotliwości f od napięcia wejściowego jest zależnością liniową.

W przedstawionym powyżej układzie można osiągać bardzo szerokie zakresy regulacji częstotliwości. Od dołu częstotliwość raczej nie jest ograniczona i bez problemu można osiągać częstotliwości na poziomie 0,001Hz. Częstotliwości maksymalne zależą przede

wszystkim od czasu przelączania przerzutnika (czasy przelączania kluczy w porównaniu z czasami przerzutników są zazwyczaj pomijalnie małe). Ograniczeniem jest również minimalna, możliwa do zastosowania pojemność kondensatora C. Dodatkowo w analizowaniu rzeczywistych obwodów należy uwzględnić pojemności wejściowe przerzutnika, pojemności klucza a także inne pojemności pasożytnicze.

Generatory z modulacją częstotliwości napięciem zewnętrznym mają obecnie olbrzymie pole zastosowań. Do najbardziej popularnych należą:

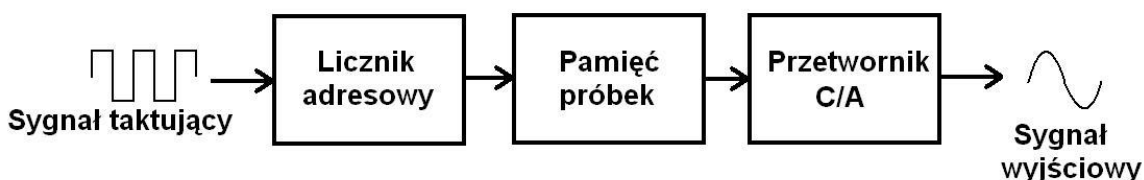
1. Modulator i demodulatory FM (wymagana duża liniowość przestrajania)
2. Generatory w układach pętli synchronizacji fazowej PLL
3. Układy syntezy częstotliwości
4. Zasilacze impulsowe
5. Układy generatorów funkcyjnych

i wiele innych.

1.3 Generator DDS

Generatory z bezpośrednią syntezą cyfrową (*ang. Direct Digital Synthesis*) to obecnie jedna z najszybciej rozwijających się grup układów generujących. Rozwój ten stał się możliwy dzięki olbrzymiemu postępowi w dziedzinie elektroniki cyfrowej. Ten postęp to przede wszystkim zwiększenie szybkości działania układów cyfrowych oraz, co nie jest również bez znaczenia, znaczne obniżenie kosztów produkcji.

Bezpośrednia synteza cyfrowa jest zupełnie cyfrową metodą generacji sygnału. Poniżej przedstawiono blokowy schemat najprostszego generatora DDS.



Rys.6.8. Schemat blokowy najprostszego generatora DDS

Przedstawiony generator z bezpośrednią syntezą cyfrową zbudowany jest więc z pamięci, w której umieszczone są poszczególne wartości sygnałów, licznika adresów,

którego zadaniem jest wybieranie odpowiedniej wartości z pamięci oraz przetwornika cyfrowo - analogowego, który zamienia wartość cyfrową zapisana w pamięci na wartość analogową. Jak widać możliwy jest do uzyskania dowolny przebieg, nie tylko standardowy przebieg sinusoidalny czy prostokątny, ale dowolny przebieg okresowy. Kształt generowanego przebiegu ustalamy wgrzywając odpowiednie wartości do komórek pamięci. Częstotliwość przebiegu możemy regulować zmieniając częstotliwość prostokątnego sygnału taktującego licznik adresowy. Przyjmując, że w pamięci jest zapisane 2^n próbek, częstotliwość wyjściowa możemy wyznaczyć z prostej zależności.

$$f_{wyj} = f_{clk} / 2^n \quad (6.14)$$

gdzie:

f_{wyj} - częstotliwość generowanego przebiegu

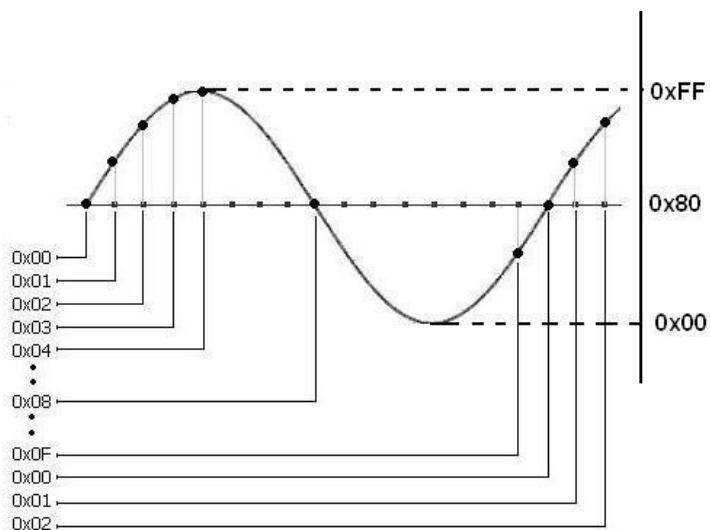
f_{clk} - częstotliwość taktująca licznik adresów

n - ilość bitów licznika adresów.

Amplituda generowanego sygnału regulowana jest najczęściej przez dodany na wyjściu układ regulowanego wzmacniacza.

Zasadę działania dobrze obrazuje rysunek 6.9.

Adres	Wartość cyfrowa	Poziom napięcia na wyjściu DAC
0x00	0x80	0,000000
0x01	0xB0	0,382683
0x02	0xDA	0,707107
0x03	0xF5	0,923880
0x04	0xFF	1,000000
0x05	0xF5	0,923880
0x06	0xDA	0,707107
0x07	0xB0	0,382683
0x08	0x80	0,000000
0x09	0x4F	-0,382680
0x0A	0x25	-0,707110
0x0B	0x0A	-0,923880
0x0C	0x00	-1,000000
0x0D	0x0A	-0,923880
0x0E	0x25	-0,707110
0x0F	0x4F	-0,382680

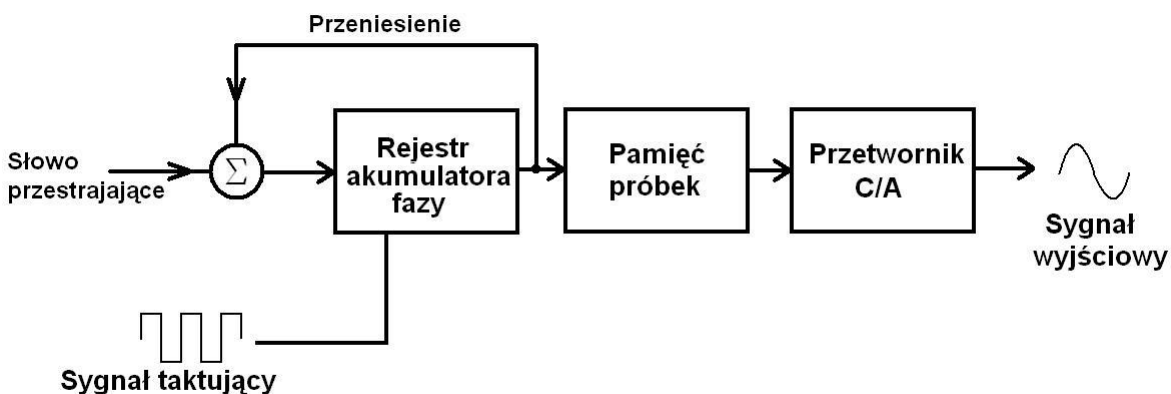


Rys.6.9. Przykład demonstrujący zasadę tworzenia sygnału wyjściowego w generatorze DDS

Na rysunku 6.9. przedstawiono tablice z adresami pamięci oraz wpisanymi wartościami. Wartości te są wystawiane na wyjście pamięci zgodnie z podawanym licznik adresów adresem. Następnie wartości cyfrowe wystawiane przez pamięć podawane są na wejście przetwornika C/A i zamieniane na przebieg analogowy. Na rysunku 8 przedstawiony jest przebieg sinusoidalny. Jednak w rzeczywistości przebieg na wyjściu przetwornika C/A

jest skwantowany. Aby uzyskać sygnał bardziej wygładzony, o mniejszej zawartości harmonicznych, na wyjściu przetwornika umieszcza się filtr dolno przepustowy.

Przedstawiona powyżej prosta konstrukcja generatora DDS jest rzadko stosowana. Wynika to przede wszystkim z problemów przestrajania częstotliwości takiego generatora. Jak wynika ze wzoru (14) aby mieć możliwość przestrajania częstotliwości sygnału wejściowego musimy dysponować przestrajalnym źródłem sygnału taktującego. Z tego powodu najczęściej stosowane są generatory DDS z tzw. akumulatorem fazy. Zasada działania i budowa są podobne do przedstawionego wcześniej prostego generatora. Różnica polega na sposobie działania licznika adresów. Schemat blokowy generatora z układem akumulatora fazy został przedstawiony na rysunku 6.10.



Rys. 6.10. Schemat blokowy generatora DDS z akumulatorem fazy

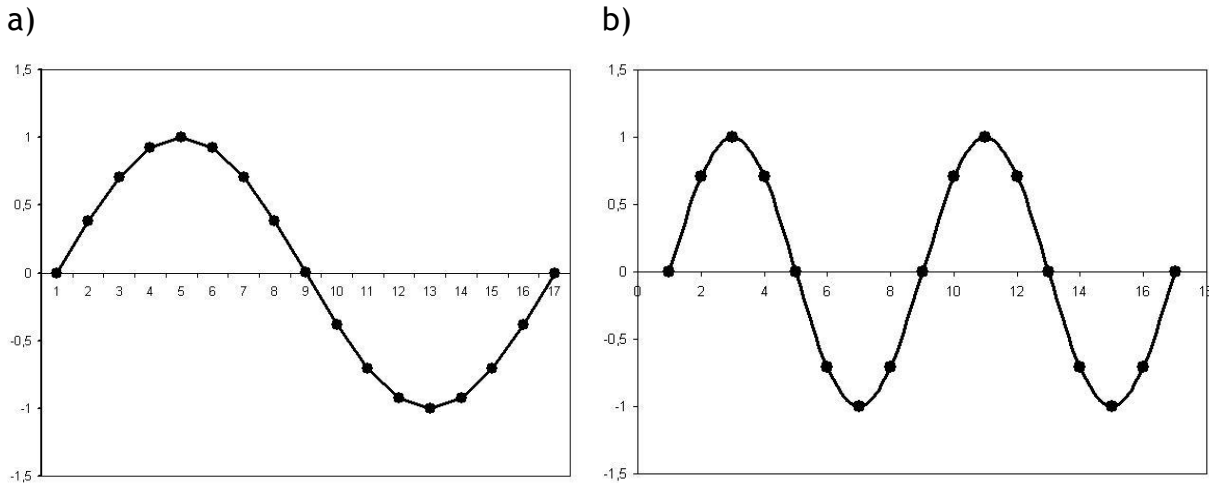
Jak widać na rysunku 6.10 prosty układ licznika adresującego został zastąpiony dość skomplikowanym układem rejestru akumulatora fazy. Zasada działania tego układu jest jednak dość prosta. Rejestr akumulatora fazy taktowany jest wysokostabilnym sygnałem prostokątnym o stałej w czasie częstotliwości. W takt tego sygnału następuje inkrementacja wyjścia adresowego rejestru. Różnica polega na tym, że adres nie jest zwiększany o 1, ale o wartość słowa przestrajającego. Powoduje to, że adresy nie są wybierane po kolei co, ale dla zwiększenia częstotliwości adres zwiększając się, robi skok co kilka wartości. Częstotliwość generowanego przebiegu wynika więc z zależności (6.15).

$$f_{wyj} = M \cdot f_{clk} / 2^n \quad (6.15)$$

gdzie:

M - słowo przestrajające.

Zasada zmiany częstotliwości w generatorach DDS z akumulatorem fazy przedstawiono na rysunkach 6.11.



Rys. 6.11 Sposób przestrajania częstotliwościowego generatora DDS a) M=1, b) M=2

Na osiach X przedstawione są numery kolejnych próbek podawanych na przetwornik cyfrowo - analogowy. Zwiększając słowo M powodujemy, że próbki nie są adresowane kolejno. Jak widać na rysunku 6.11 wybierając w kolejnych taktach co drugi adres otrzymujemy dwa razy większą częstotliwość. Przy takim sposobie zmiany częstotliwości nie potrzebujemy przestrajalnego generatora taktującego, jednocześnie jednak zwiększanie częstotliwości zwiększa zawartość harmonicznych w generowanym sygnale.

1.4 Kamerton w układach drgań

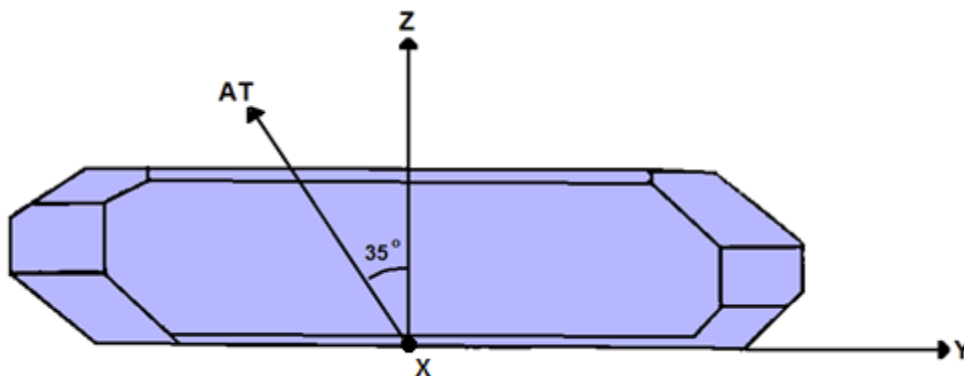
Celem wyjaśnienia, dlaczego elektryczny pomiar oscylacji struktur QTF jest możliwy, oraz przybliżenia czytelnikowi wykorzystywanego w tym celu zjawiska piezoelektrycznego odwrotnego, przytoczmy sobie w tym momencie na kilka faktów historycznych, które zaważyły na rozwoju przyrządów piezoelektrycznych.

Tak zwany efekt piezoelektryczny polegający na pojawieniu się w ciele stałym ładunku elektrycznego pod wpływem jego odkształcania (ściskania) odkryli w 1880 r. bracia Jacques i Pierre Curie. Zjawisko piezoelektryczne umożliwia elektroniczny odczyt informacji o drganiach struktury piezoelektrycznej w sytuacji gdy jest ona wzbudzana do drgań np. z użyciem zewnętrznej siły, ponieważ odkształcenie struktury oscylatora piezoelektrycznego powoduje pojawienie się na jego powierzchni mierzalnego ładunku elektrycznego. Matematyczny opis tego zjawiska wiąże wektor indukcji elektrycznej D z tensorem naprężenia materiału T wywołanym jego odkształcaniem:

$$D = \varepsilon^T \cdot E + dT. \quad (6.16)$$

W równaniu uwzględnia się również składową wektora indukcji elektrycznej wywołaną obecnością pola elektrycznego o wektorze natężenia pola E . Współczynnik piezoelektryczny d oraz naprężenie T są wielkościami tensorowymi. Ponieważ efekt

piezoelektryczny w kwarcu wykazuje silną anizotropię, dlatego wartość współczynnika piezoelektrycznego w różnych kierunkach (względem ułożenia sieci krystalograficznej) jest brana pod uwagę przy projektowaniu struktur wytworzonych z tego materiału. Struktury QTF, ze względu na ich zastosowanie jako wzorców częstotliwości są wytwarzane poprzez tzw. cięcie AT (płaszczyzna cięcia jest zgodna z osią x sieci krystalograficznej i odchyłona o ok. 35° względem osi z sieci krystalograficznej kwarcu) celem uzyskania maksymalnej stabilności termicznej materiału w zakresie temperatur pokojowych (rys 6.12). Taki sposób cięcia determinuje rzecz jasna wartości elementów tensora współczynnika piezoelektrycznego względem płaszczyzny cięcia kryształu i określa, w jaki sposób muszą być ułożone elektrody na jego powierzchni aby umożliwić pracę struktury piezoelektrycznej.



Rys. 6.12 Kierunek cięcia AT kryształu kwarcu

W 1880 roku bracia Curie odkryli efekt piezoelektryczny, a rok później, inny uczoney, Gabriell Lippmann postulował odwracalność tego zjawiska. Ten efekt, nazwany później zjawiskiem piezoelektrycznym odwrotnym, polega na odkształcaniu się materiału wykazującego właściwości piezoelektryczne pod wpływem pola elektrycznego:

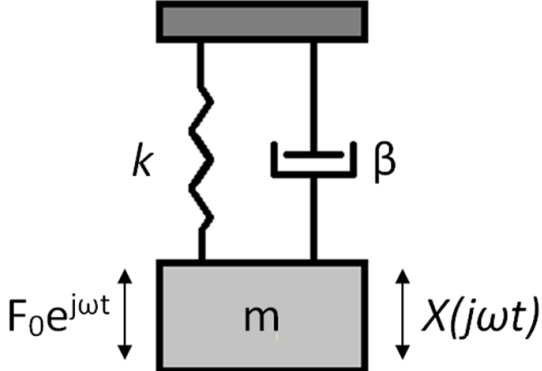
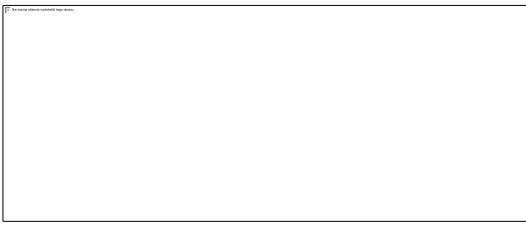
$$S = s^E \cdot T + d^t E, \quad (6.17)$$

gdzie S jest tensorem odkształcenia, s^E oznacza moduł sztywności materiału, E jest wektorem pola elektrycznego natomiast d^t tensorem współczynnika odwrotnego efektu piezoelektrycznego. W kryształach takich jak kwarc zjawisko piezoelektryczne odwrotne również wykazuje silną anizotropię i współczynnik odwrotnego efektu piezoelektrycznego przyjmuje różne wartości w zależności od kierunku wektora indukowanego przyłożonym napięciem pola elektrycznego względem ułożenia sieci kryształu. Z tej przyczyny kierunek odkształcenia S zazwyczaj nie jest zbieżny z kierunkiem wektora przyłożonego pola elektrycznego E , które owo odkształcenie wywołało.

Przytoczone fakty pozwalają zrozumieć, dlaczego geometria elektrod czujnika QTF wymusza kierunek wektora pola elektrycznego w materiale, który nie jest zbieżny z kierunkiem ruchu jego ramion (rys. 6.13). W efekcie, ramiona struktury QTF pod wpływem przyłożonego napięcia odchylają się w przeciwnym kierunku. Jeżeli napięcie wzbudzające ma charakter sinusoidalny - ramiona poruszają się z częstotliwością równą częstotliwości sygnału wzbudzającego drgając w przeciw fazie.



Rys. 6.13 Model 2D obrazujący budowę kamertonu

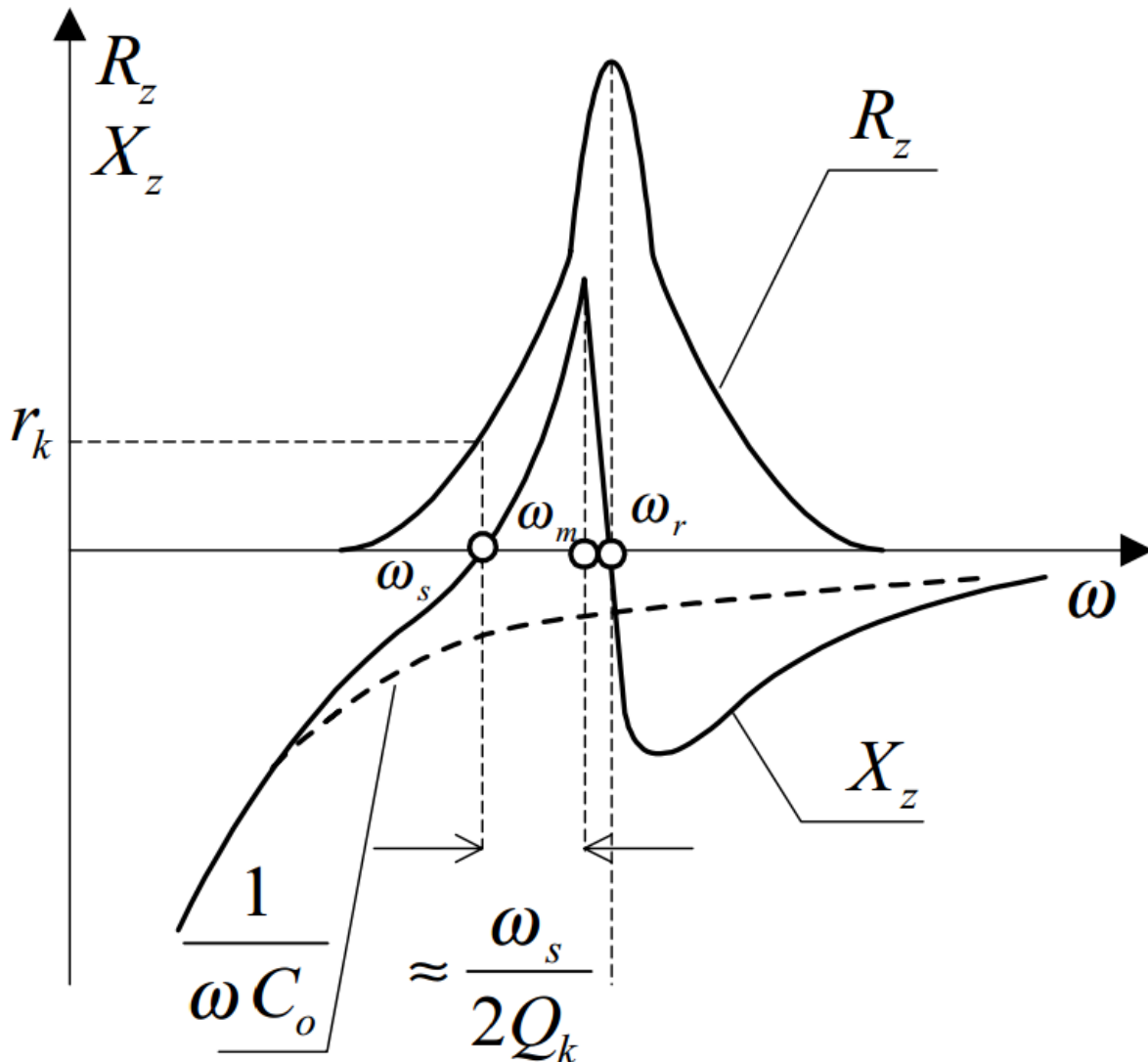
Model mechaniczny	Model elektryczny
 <p>Rys. 6.14 Mechaniczny model zastępczy kamertonu</p>	 <p>Rys. 6.15 Model elektryczny kamertonu</p>
Impedancja mechaniczna	Impedancja elektryczna

$$Z_x(j\omega) = (k - m\omega^2 + j\omega\beta) \tag{6.18}$$

$$Z(j\omega) = \frac{U(j\omega)}{I(j\omega)} = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \tag{6.19}$$

Kluczowym, w kontekście zagadnienia pomiaru parametrów rezonansu mechanicznego czujnika QTF zjawiskiem, jest tzw. rezonans elektromechaniczny (pasożytniczy) występujący podczas pomiaru wartości prądu kamertonu QTF wzbudzanego poprzez przyłożenie napięcia sinusoidalnego do jego elektrod. Jest to zjawisko wynikające z obecności w układzie pojemności pasożytniczej C_0 , której zauważalna wartość wynika ze stosunkowo dużej powierzchni elektrod rezonatora QTF (rys. 6.14). Typową

charakterystykę zmian impedancji czujnika QTF w funkcji częstotliwości sygnału wzbudzającego pokazano na rys. 6.16

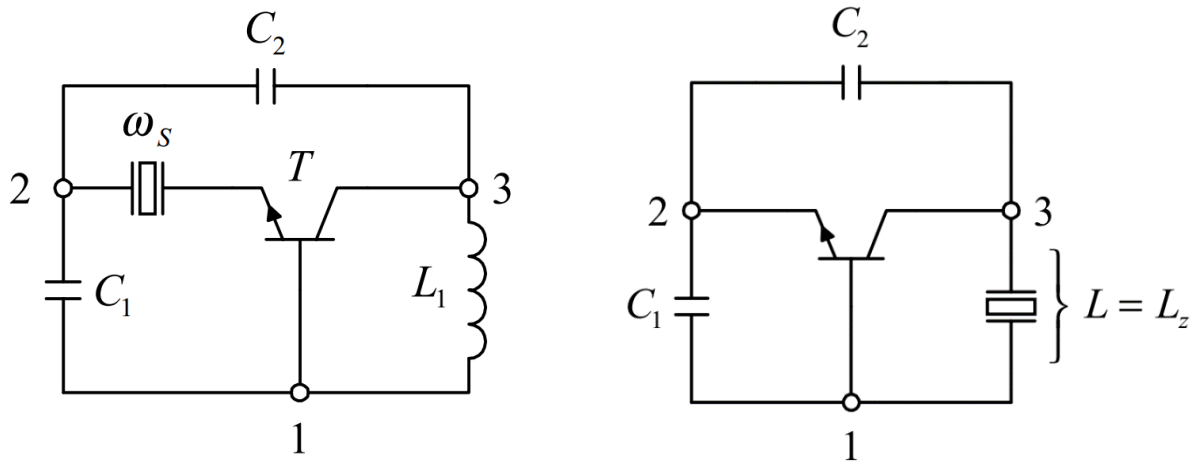


Rys. 6.16 Charakterystyka zmian impedancji czujnika QTF w funkcji częstotliwości sygnału wzbudzającego

Wyróżnia się dwie podstawowe grupy układów generatorów:

- generatory, w których rezonator wykorzystywany jest jako selektywny element sprzęgający o małej rezystancji (praca przy pulsacji ω_s) - są to generatory Butlera,
- generatory, w których rezonator pracuje jako zastępcza indukcyjność L_z , o wartości szybko rosnącej z częstotliwością (praca w przedziale pulsacji $\omega_s - \omega_m$) - są to generatory Pierce'a.

Poniżej przedstawiono schematy elektryczne obu typów generatorów.

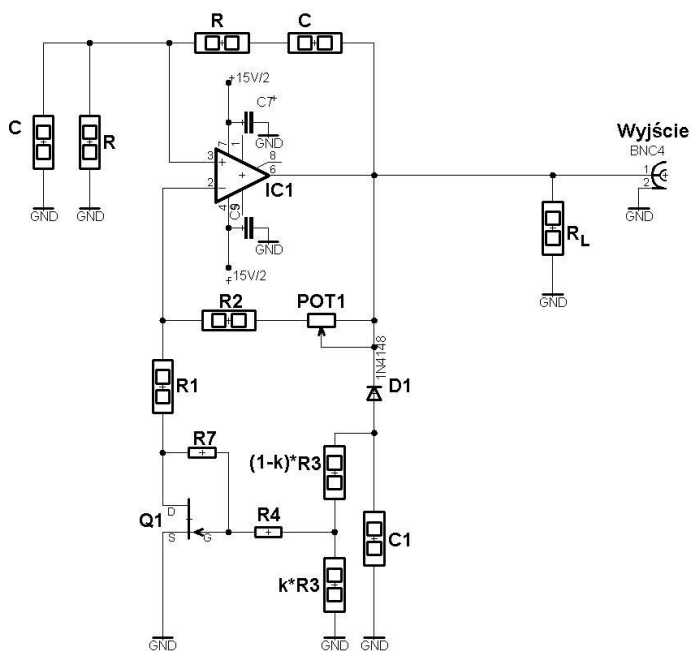


Rys. 6.17. Uproszczone schematy ideowe generatorów: Butlera(po lewej), Pierce'a (po prawej stronie)

2 Opisy badanych układów

2.1 Generator RC z mostkiem Wiena

Ćwiczenie laboratoryjne przeprowadzone będzie na makiecie układu generatora z mostkiem Wiena. Schemat ideowy tego układu został przedstawiony poniżej na rysunku 6.12.



Rys. 6.12. Schemat ideowy generatora z mostkiem Wiena

Przedstawiony układ generatora jest rozbudowanym układem generatora opisywanego w części teoretycznej. Elementy R,C w sprzężeniu dodatnim oraz R1, R2 w sprzężeniu ujemnym tworzą znany już układ mostka Wiena. Sprzężeniem tym objęty jest wzmacniacz operacyjny TL071. Dodatkowo generator został wyposażony w układ automatycznej regulacji wzmocnienia ARW. Układ ten włączony został w pętli ujemnego

sprężenia zwrotnego. Elementem wykonawczym jest tutaj tranzystor JFET BF245 pracujący w zakresie liniowym. Zadaniem jego jest zmiana rezystancji w obwodzie sprzężenia zwrotnego, a tym samym regulacja wzmocnienia wzmacniacza operacyjnego. Dodatkowo rezystory R7 i R4 zwiększają zakres liniowej pracy tranzystora. Tranzystor sterowany jest z układu prostownika jednopółokowego. Zbudowany jest on na elementach D1 i C1. Dzielnik rezystorowy R3 ma za zadanie odpowiednio dostosować sygnał sterujący bramkę tranzystora. Układ automatycznej regulacji wzmocnienia powinien charakteryzować się dość dużą stałą czasową. Ma to zapobiegać przenoszeniu się częstotliwości wyjściowej i innych tętnień do sygnału sterującego tranzystorem.

Przykładowy projekt układu generatora z mostkiem Wiena

W przykładzie został przedstawiony projekt układu generatora RC z mostkiem Wiena z automatyczną regulacją wzmocnienia za pomocą tranzystora JFET.

Założenia projektowe:

1. Parametry sygnału wyjściowego:

- amplituda - $U_0 = 8V$
- częstotliwość - $f_0 = 10kHz$
- zniekształcenia nieliniowe - $h = 0,05\%$

2. Rezystancja wyjściowa - $R_L = 4,7k\Omega$

3. Wzmacniacz operacyjny OPA277 o parametrach:

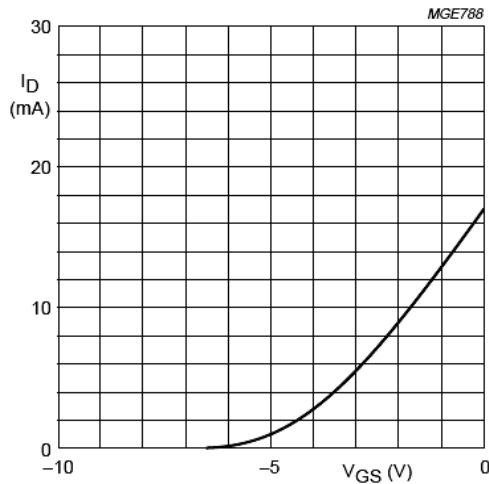
- wzmocnienie w otwartej pętli $k_u = 140dB$
- częstotliwość maksymalna $f_0 = 1MHz$
- szybkość narastania napięcia wyjściowego $S = 0,8 V/V$
- napięcie zasilania $U_{zas} = \pm 15V$
- maksymalne napięcie wyjściowe $U_{max}^- = -U_{zas} + 2V, U_{max}^+ = +U_{zas} - 2V$

4. Tranzystor JFET, BF245C o parametrach:

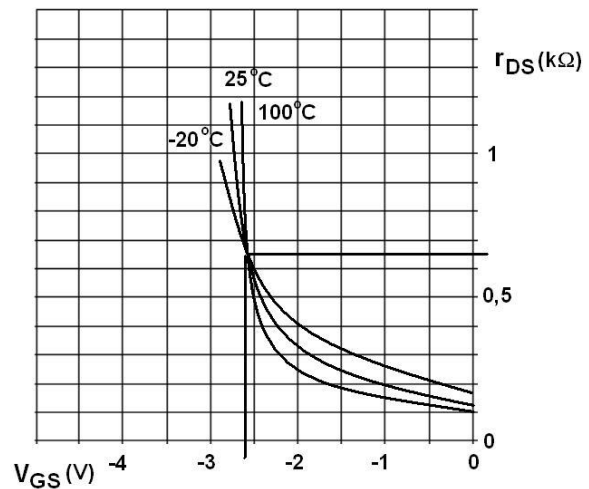
- napięcie odcięcia kanału $U_p = -3,1 V$
- prąd nasycenia drenu $I_{DSS} = 15 mA$

Poniżej zostały przedstawione najważniejsze charakterystyki tranzystora:

a)



b)



Rys. 6.13 Charakterystyki tranzystora BF245C, a) zależność prądu drenu od napięcia bramka-źródło, b) zależność rezystancji kanału r_{ds} od napięcia bramka – źródło dla różnych temperatur

Pętla ARW

Pętla automatycznej regulacji wzmacnienia zbudowana jest na bazie tranzystora BF245C. Po zastosowaniu rezystorów $R7$ i $R4$ zakres pracy liniowej zwiększa się około pięciokrotnie i tranzystor pracuje liniowo do maksymalnej amplitudy napięcia $U_{ds} < 0,5V$. Na makiecie przyjęto rezystory linearyzujące $R7$ i $R4$ równe $100k\Omega$. W obliczeniach należy uwzględnić rezystancje drenu r_{ds} . Jest ona funkcją napięcia regulacji U_{REG} (napięcia bramka - źródło U_{GS}).

$$r_{ds} = \frac{r_{mo}}{1 - \frac{U_{REG}}{2U_p}} \quad (6.16)$$

gdzie:

$$r_{mo} = \frac{-U_p}{2I_{DDs}}, \quad U_{REG} = 2U_{GS}, \quad 2U_p < U_{REG} < 0,$$

U_p - napięcie odcięcia kanału (progowe),

I_{DDs} - prąd nasycenia dreny.

Wartości U_p oraz I_{DDs} należy odczytać charakterystyki $I_D = f(U_{GS})$ przedstawionej na rysunku 6.13a). Wynoszą one $U_p = -3,1V$ oraz $I_{DDs} = 15mA$. Wartość r_{ds} odczytujemy z charakterystyki $r_{ds} = f(U_{GS})$ wykreślonej dla różnych wartości temperatury. Należy wybrać wartość r_{ds} dla wartości U_{GS} , dla której występuje punkt przecięcia się charakterystyk dla różnych temperatur. Jest to tzw. punkt autokompensacji temperaturowej tranzystora. Odczytując z rysunku 6.13b) otrzymujemy $U_{GS} = -2,6V$. Stąd $U_{REG} = 5,2V$ oraz $r_{ds}(U_{GS} = -2,6V) = 670\Omega$.

Stopień wzmacniający k_u

Kolejnymi elementami, których wartość należy obliczyć są rezystory R_1 i R_2 . Do tego celu należy zbudować układ dwóch równań.

Pierwszym równaniem jest zależność na wzmocnienie wzmacniacza operacyjnego objętego pętlą sprzężenia zwrotnego.

$$k_u = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (6.17)$$

Ponieważ w szereg z rezystorem R_4 włączony jest tranzystor o wartości $r_{ds}(U_{GS} = -2,6V) = 670\Omega$, wartość tą należy uwzględnić we wzorze.

Z teorii wiadomo, że wzmacniacz w generatorze Wena powinien mieć wzmocnienie równe 3. Uwzględniając powyższe uwagi otrzymujemy:

$$k_u = 1 + \frac{R_2}{R_1 + r_{ds}(U_{REG})} = 3 \quad (6.18)$$

stąd dla $U_{REG} = 5,2V$:

$$\frac{R_2}{R_1 + 670} = 2 \quad (6.19)$$

Drugie równanie wynika z zapewnienia liniowej pracy tranzystora. Stąd należy tak dobrać rezystory R_3 i R_4 , aby napięcie $U_{ds} < 0,5V$.

$$U_{ds} = \frac{r_{ds}(U_{REG})}{r_{ds}(U_{REG}) + R_2 + R_1} U_0 \leq 0,5V \quad (6.20)$$

Przyjęto, że napięcie to będzie wynosić $0,25V$ (dwa razy mniej niż dopuszczalna wartość) oraz jak wyżej $r_{ds}(U_{GS} = -2,6V) = 670\Omega$. Otrzymujemy więc zależność:

$$\frac{670}{670 + R_2 + R_1} 8V = 0,25V \quad (6.21)$$

Układ równań ma więc postać:

$$\begin{cases} \frac{R_2}{R_1 + 670} = 2 \\ \frac{670}{670 + R_2 + R_1} 8V = 0,25V \end{cases} \quad (6.22)$$

A jego rozwiązaniem jest:

$$\begin{cases} R_2 = 14,39k\Omega \\ R_1 = 6,47k\Omega \end{cases} \quad (6.23)$$

Wartości rezystorów należy przyjąć z szeregu E12. Otrzymujemy więc $R_2 = 15k\Omega$, a $R_1 = 6,8k\Omega$.

Napięcie regulacji U_{REG} tranzystora Q1

Napięcie regulacji sterujące rezystancja kanału tranzystora Q1 jest proporcjonalne do amplitudy napięcia wyjściowego generatora. Ponieważ na bramkę tranzystora należy podać napięcie stałe z odpowiedniego przedziału wartości, sygnał z wyjścia generatora jest prostowany przez prostownik jednopółkowy zrealizowany na diodzie D1. Aby pozbyć się wszelkich tętnień sygnał po prostowaniu filtrowany jest na kondensatorze C1. Odpowiedni poziom napięcia sterującego uzyskuje się dzięki dzielnikowi napięciowemu zbudowanemu na rezystorach R3.

Aby uzyskać odpowiednią filtrację sygnału sterującego należy uzyskać stałą czasową filtra przynajmniej dziesięciokrotnie większą niż okres sygnału wyjściowego generatora.

$$\tau = R_3 C_1 \quad (6.24)$$

Z założeń $f_0 = 10kHz$, stąd $T = 1/f_0 = 0,1ms$. Stąd:

$$R_3 C_1 \geq 1ms \quad (6.25)$$

W tym przykładzie zostały przyjęte wartości $R_3 = 100k\Omega$ oraz $C_1 = 150nF$.

Przy ustalaniu napięcia sterującego tranzystorem U_{REG} przyjęto sprawność prostownika η na poziomie 0,9. Możemy obliczyć napięcie po wyprostowaniu U_{DC} .

$$U_{DC} = \eta U_0 \quad (6.26)$$

W prezentowanym przykładzie dla założonego napięcia wyjściowego $U_0 = 8V$ $U_{DC} = -7,2V$.

Znak minus wynika ze kierunku włączenia diody prostującej.

W pierwszej części projektu założono napięcie regulacji $U_{REG} = -5,2V$ stąd współczynnik podziału k rezystora R5 powinien wynosić:

$$U_{REG} = k\eta U_0 < 0 \quad (6.27)$$

Podstawiając do wzoru otrzymujemy $k = U_{REG} / \eta U_0$ otrzymujemy $k = 0,75$.

Generowana częstotliwość

Częstotliwość generowanego sygnału zdeterminowana jest przez wartości elementów R i C z mostka Wiena. Dobierając elementy RC w dodatniej pętli sprzężenia zwrotnego należy zwrócić uwagę na napięcie niezrównoważenia wzmacniacza operacyjnego. Ewentualne występujące napięcie niezrównoważenia można minimalizować dobierając elementy w taki sposób, aby rezystancje dla prądów stałych płynących widziane z wejść odwracającego i nieodwracającego wzmacniacza były jednakowe. Wynika z tego następująca zależność na wartość rezystora R:

$$R = R_1 + r_{ds} \parallel R_2 \quad (6.28)$$

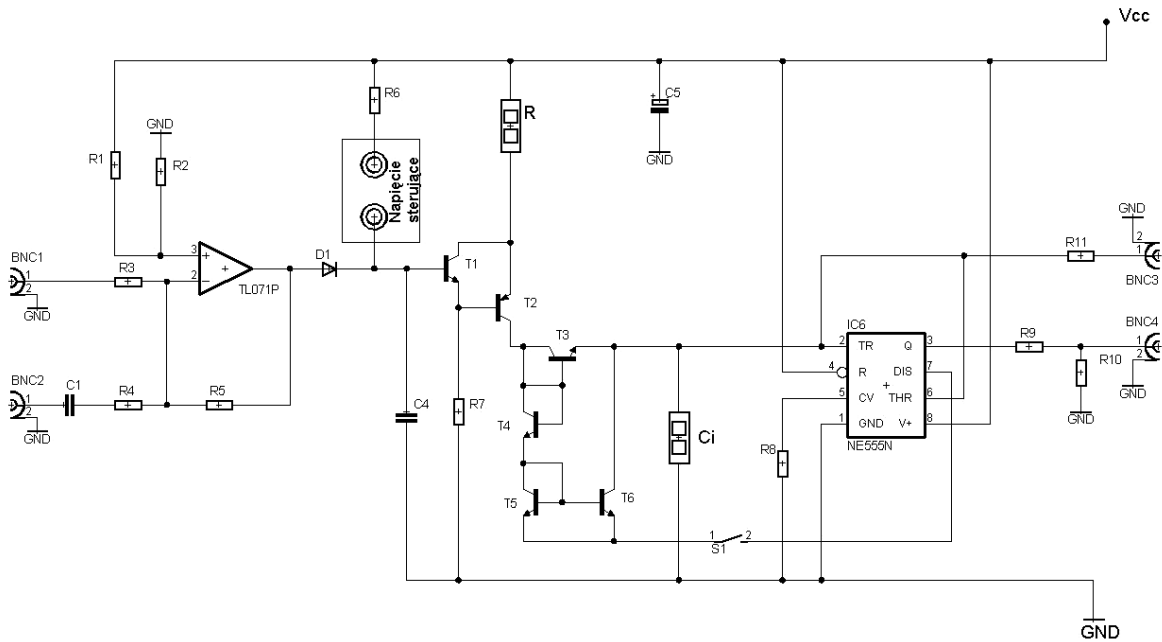
Po podstawieniu do wzoru wartości $R_1 = 6,8k\Omega$, $R_2 = 15k\Omega$ oraz $r_{ds} = 670\Omega$ wyliczamy wartość $R = 5,1k\Omega$.

Wartości pojemności włączonych do gałęzi dodatniego sprzężenia zwrotnego obliczamy korzystając ze wzoru na częstotliwość

$$C = \frac{1}{2\pi R f_0} \quad (6.29)$$

Z obliczeń wynika, że dla $R = 5,1k\Omega$ dla uzyskania założonej częstotliwości $f_0 = 10kHz$ kondensatory C powinny mieć wartości z szeregu ok. 3nF.

2.2 Generator RC VCO



Rys.6.14 Schemat ideowy układu generatora RC VCO typu integrator – przerzutnik

Na rys.6.14. przedstawiony został schemat ideowy generatora RC przestrajanego napięciem. Na układzie wzmacniacza operacyjnego TL071P został zbudowany układ sterowania dla źródła prądowego. W chwili, gdy na wejścia wzmacniacza nie podawane jest żadne napięcie (napięcie sterujące jest równe 0), potencjał bazy tranzystora T1 jest równy napięciu zasilania. Zwiększając napięcie na wejściu BNC1 zwiększa się różnica potencjałów pomiędzy bazą tranzystora T1 a napięciem zasilania i przez źródło prądowe zaczyna płynąć prąd. Wejście BNC2 pozwala dodać do stałego napięcia sterującego napięcie przemienne. W ten sposób uzyskuje się prosty modulator częstotliwości (FM). Źródło prądowe zrealizowane jest na tranzystorach T1 i T2. Tranzystory T5 i T6 tworzą lustro prądowe, a tranzystory T3 oraz T4 tworzą układ klucza diodowego. Rezystor R ustala prąd źródła prądowego. Układ NE555 spełnia tu rolę komparatora okienkowego oraz służy do sterowania klucza diodowego. Kondensator C4 filtruje napięcie doprowadzone do bazy tranzystora. Przy sterowaniu źródła prądowego napięciem przemiennym należy odpowiednio dobrać wartość kondensatora C4. Napięcie sterujące można oglądać podłączając miernik napięcia bądź oscyloskop do wyjścia monitorującego (Monitor). Na wyjściu BNC3 można obserwować napięcie na kondensatorze C (napięcie ładowania i rozładowywania kondensatora), a na wyjściu BNC4 sygnał prostokątny z wyjścia komparatora okienkowego, sterujący kluczem diodowym. Wyłącznik S1

(zworka) służy do zamykania pętli sprzężenia zwrotnego. Kondensatory C2, C3, C5 filtrują napięcie zasilania doprowadzone do układu.

Projekt generatora i przykładowe obliczenia

Częstotliwość generowanego przebiegu wynika z zależności:

$$f = \frac{I_C(U_{we})}{2(U_2 - U_1)C} \quad (6.30)$$

gdzie:

f_0 - częstotliwość generowanego przebiegu

I_C - prąd źródła prądowego

U_{we} - napięcie sterujące wydajnością źródła prądowego

$U_2 - U_1$ - szerokość pętli histerezy

C - Pojemność ładowanego kondensatora

Jak wynika ze wzoru częstotliwość generowanego przebiegu zależy od szerokości pętli histerezy, pojemności kondensatora oraz wydajności źródła prądowego. W przedstawianym przypadku, z użyciem układu NE555 napięcie U_1 i U_2 wynoszą:

$$U_1 = \frac{1}{3}U_{zas}; \quad U_2 = \frac{2}{3}U_{zas} \quad (6.31)$$

Gdy napięcie zasilania wynosi 12V powyższe napięcia wynoszą odpowiednio 4V i 8V. Stąd szerokość histerezy wynosi 4V.

Przykładowe założenia projektowe:

$f_{max} = 20\text{kHz}$ - częstotliwość środkowa, częstotliwość dla maksymalnej wartości napięcia sterowania

Z powyższych założeń wynika, że generator powinien być przestrajany od 10kHz do 30kHz dla zakresu napięci sterującego od 0V do $U_{zas} - 2V$ (napięcie maksymalne wynika z maksymalnego napięcia wyjściowego wzmacniacza operacyjnego, użytego w stopniu sterującym źródłem prądowym). W przedstawionym przykładzie ($U_{zas} = 12V$) napięcie sterujące źródłem prądowym będzie z zakresu od 0V do 10V.

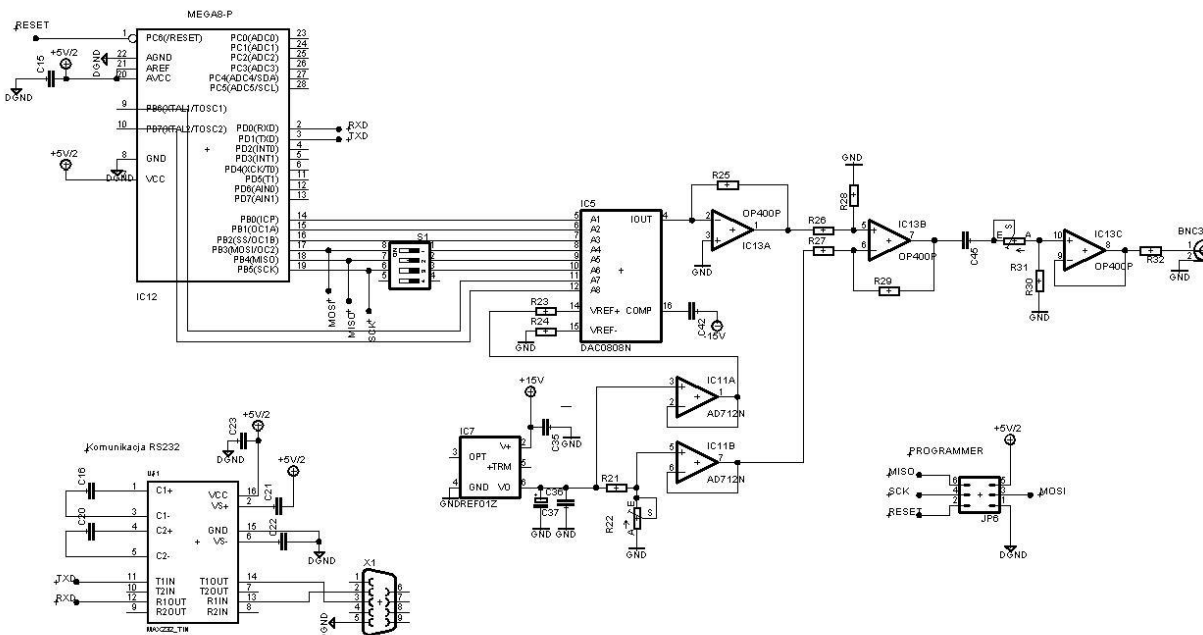
Maksymalna wydajność źródła prądowego zdeterminowana jest przez maksymalny prąd kolektora tranzystora T2. W projekcie źródło zbudowane jest na tranzystorze BC546 oraz BC 556, których maksymalny prąd kolektora odczytany z noty katalogowej wynosi $I_{C\max} = 100\text{mA}$. Stąd wynika zależność na wartość rezystora R:

$$\frac{U_{zas} - 2V}{R} \leq I_{C\max} \quad (6.32)$$

więc, po prostych przekształceniach otrzymujemy:

$$\frac{U_{zas} - 2V}{I_{C\max}} \leq R \quad (6.33)$$

6.2.3 Generator z bezpośrednią syntezą cyfrową DDS



Rys. 6.15 Schemat ideowy generatora DDS

Budowa i zasada działania generatora DDS została przedstawiona we wstępie teoretycznym ćwiczenia. Przedstawiony układ zbudowany jest na mikroprocesorze ATmega8. Pełni on rolę zarówno przestrajalnego generatora impulsów taktujących, licznika adresów oraz pamięci próbek. Próbkę w postaci cyfrowej podawane są przez magistralę równoległą na wejście przetwornika cyfrowo - analogowego. Jest to układ z prądowym wyjściem, stąd kolejnym blokiem układu jest przetwornik prądu na napięcie zbudowany na wzmacniaczu operacyjnym IC13A.

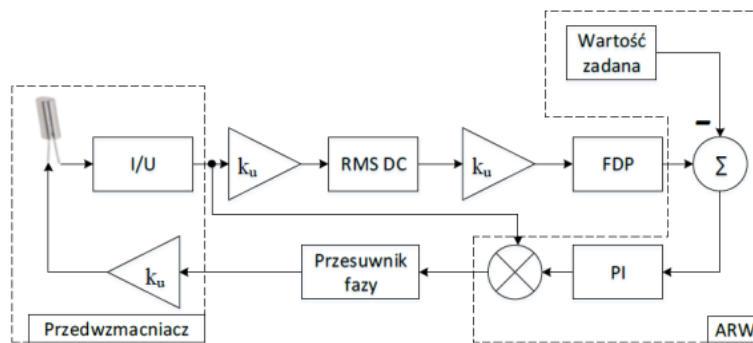
Zastosowany przetwornik C/A (DAC8080) jest przetwornikiem unipolarny, z wyjściem działającym od 0 do 10V. W celu uzyskania napięcia przemiennego należy zastosować układ odejmujący od sygnału wyjściowego napięcie stałe równe 5V. Układ ten zbudowany jest na wzmacniaczu operacyjnym IC13B. Dodatkowo, zastosowany przetwornik A/C wymaga zewnętrznego napięcia odniesienia, co zrealizowane jest na układzie REF02.

Kondensator C45 został zastosowany w celu całkowitej eliminacji z generowanego sygnału offsetu, a dzięki strojonemu dzielnikowi R30, R31 możemy modyfikować amplitudę sygnału.

Wzmacniacz IC13C w konfiguracji wtórnika pełni rolę bufora wyjściowego.

Tablica próbek wczytywana jest z komputera PC za pomocą specjalnego oprogramowania. Do komunikacji został wybrany interfejs RS232. W przedstawionym układzie komunikacje pomiędzy jednostką PC a mikroprocesorem zrealizowano na układzie MAX232.

Samowzbudny generator drgań z automatyczną regulacją wzmocnienia



Rysunek 0.1 Schemat blokowy samowzbudnego układu drgań

Generator drgań z ujemną pętlą sprzężenia zwrotnego, będący przedmiotem ćwiczenia, składa się z:

- bloku regulowanego wzmocnienia, k_u
- konwertera sygnału na wartość skuteczną,
- filtra dolnoprzepustowego,
- bloku ARW (ang. *Automatic Gain Control, AGC*),
- bloku przesuwника fazy,

które zostały szczegółowo omówione w następujących podrozdziałach.

Do generatora podpięty jest człon przedwzmacniacza, który został zintegrowany na jednym układzie obwodu drukowanego. Jego funkcją jest wzbudzenie oraz możliwość odczytu częstotliwości drgań QTF.

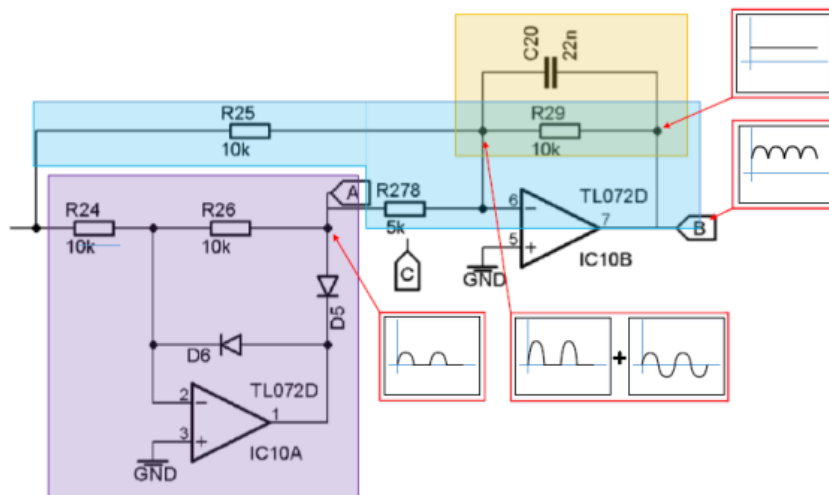
Zasada działania

Po podłączeniu QTF'a, sygnał wychodzący z układu, konwertowany jest z natężeniowego na napięciowy w obrębie przedwzmacniacza. Sygnał wychodzący trafia do bloku o regulowanym wzmocnieniu, dając tym samym możliwość ustalenia wartości sygnału wchodzącego do bloku przetwornika wartości skutecznej. W tym miejscu sygnał sinusoidalny zostaje zamieniony na wartość stałą podawaną, dla odfiltrowania zakłóceń, na filtr dolnoprzepustowy. Następnie ustalany jest uchyb między sygnałem odebrany z układu a wartością zadaną. Regulator PI na podstawie tzw. uchybu regulacji czyli różnicy pomiędzy wartością zadaną sygnału oraz wartością sygnału wyjściowego, ustala

wzmocnienie w pętli sprzężenia zwrotnego. Ostatnim członem jest blok przesuwnika fazy, który przesuwając fazę zapewnia warunek generacji drgań (2.7). Sygnał generatora wracając na przedwzmacniacz trafia jeszcze do wzmacniacza o stałym wzmacnieniu, spełniając tym samym drugi warunek generacji (2.5). Wyżej wymienione modulacje sygnału powodują stałą oscylację drgań elementu MEMS.

Prostownik wartości skutecznej

Przetwornik RMS to przetwornik zbudowany na bazie prostownika jednopółkowego. Niewątpliwą zaletą przedstawionego układu jest to, że realizuje on pomiar wartości skutecznej na podstawie sygnału zawierającego zarówno część dodatnią jak i ujemną sinusoidalnego sygnału wejściowego. W zależności od tego jakie wartości sygnału przechodzą przez układ, dodatnie czy ujemne, otrzymuje się różne odpowiedzi końcowe bloku, co w ostatecznym etapie jest sumowane i daje całkowity sygnał wyjściowy prostownika dwupółkowego.



Rysunek 0.2 Schemat pomiarowy do analizy sygnałów dla prostownika wartości skutecznej

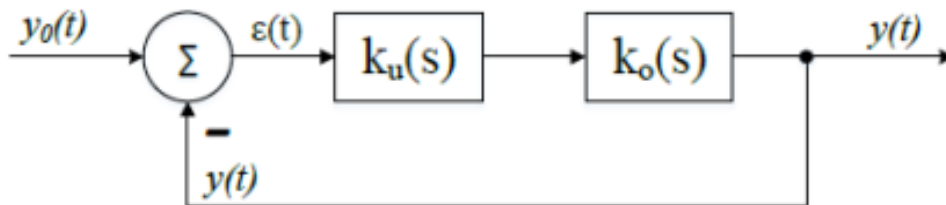
Generator podłączony jest do wejścia układu ustawiono na częstotliwość $f = 32 \text{ kHz}$ i napięcie wejściowe $U_{wej} = 3 \text{ Vpp}$. Przez rezystor R278 i R29 waga wzmacnienia dla wzmacniacza IC10B wynosi $k_u = 2 \text{ V/V}$. Dla ujemnych wartości sygnału wejściowego, dioda D6 jest spolaryzowana w kierunku przewodzenia, a dioda D5 w kierunku zaporowym, co nie pozwala na dalszy przepływ sygnału do rezystora R278. Górną gałęzią układu podawana jest początkowa, ujemna wartość sygnału, która przechodząc przez rezystory takiej samej wartości (R25, R29) i wzmacniacz IC10B ulega odwróceniu. W ten sposób otrzymano sygnał o takich samych parametrach jak sygnał wejściowy do układu z odwróceniem fazy. Dla dodatnich wartości sygnału wejściowego, układ wzmacniacza odwracającego o wzmacnieniu $k_u = 1 \text{ V/V}$ z diodami D5 i D6 pracuje jako prostownik

jednopołówkowy odwracając i zerując wszystkie wartości dodatnie sygnału. Dioda D6 jest spolaryzowana zaporowo, a dioda D5 jest spolaryzowana w kierunku przewodzenia podając sygnał na rezystor R278. Sygnał jaki powstał w punkcie A, tj. za prostownikiem jednopołówkowym, reprezentuje wykres na rysunku 4.16.. Rezystor R278 i R29 zapewnia wzmacnienie wzmacniacza odwracającego równe $ku = 2 \text{ V/V}$, w rezultacie dając sygnał dodatni o podwojonej amplitudzie. W tym samym czasie, górną gałęzią układu, przez rezystor R25, podawany jest niezmienny sygnał wejściowy na wzmacniacz o wzmacnieniu $ku = 1 \text{ V/V}$, który ulega odwróceniu. W układzie ze wzmacniaczem IC10B obydwie sygnały są sumowane, tj. jeden o wartościach dodatnich i zwiększonej dwukrotnie amplitudzie, drugi o wartościach ujemnych i amplitudzie równej amplitudzie sygnału wejściowemu. Na wyjściu bloku prostownika, czyli w punkcie B, otrzymujemy dodatnie wartości sygnału wejściowego o takich samych parametrach jak sygnał wyjściowy (rysunek 4.18). Dla całego prostownika przeprowadzono symulację uzyskując wykres zmodyfikowanego przez układ sygnału pokazany na rysunku 4.19.

<p>Rysunek 0.3 Sygnał wyjściowy z bloku prostownika jednopołówkowego</p>	<p>Rysunek 0.4 Sygnał wyjściowy bloku prostownika</p>	<p>Rysunek 0.5 Sumowanie sygnałów (symulacja)</p>

Automatyczna regulacja wzmacnienia

Regulatorem nazywamy układ, którego celem jest zapewnienie równości między sygnałem wejściowym, przychodzącym z zewnątrz, a sygnałem wyjściowym. Innymi słowy, różnica sygnałów między wartością regulowaną a wartością odniesienia, inaczej tzw. uchyb regulacji (4.15), musi być równa zero.



Rysunek 0.6 Schemat systemu automatycznej regulacji

$$\varepsilon(t) = y_0(t) - y(t) \quad (1.16)$$

gdzie:

$\varepsilon(t)$ – uchyb regulacji,

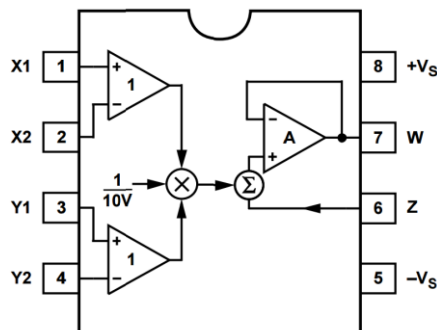
$y_0(t)$ – sygnał wejściowy,

$y(t)$ – sygnał wyjściowy.

Transmitancja obiektu na ogół jest zadana a wyborowi podlega transmitancja regulatora pracująca w sprzężeniu zwrotnym.

Regulator PI + Mnożnik + Set Point

Blok mnożnika sygnału realizowany jest za pomocą układu AD633.



Rysunek 0.7 Schemat układu AD633

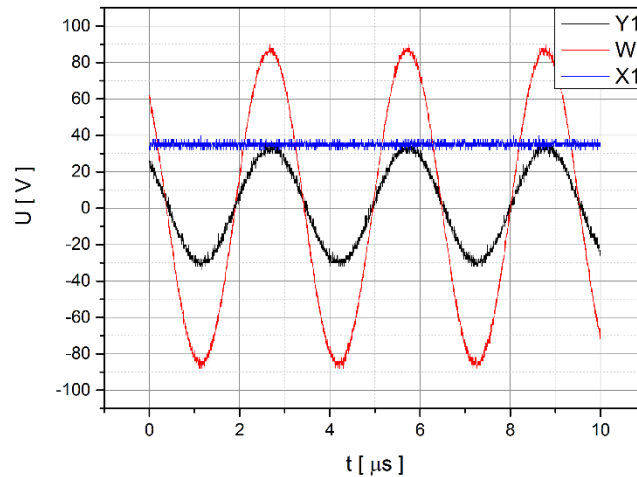
Wykonuje on działanie:

$$\frac{(X1 - X2)(Y1 - Y2)}{10} + Z = W \quad (1.17)$$

Sygnały X2, Y2 oraz Z są podłączone do uziemienia co powoduje zmianę wzoru na:

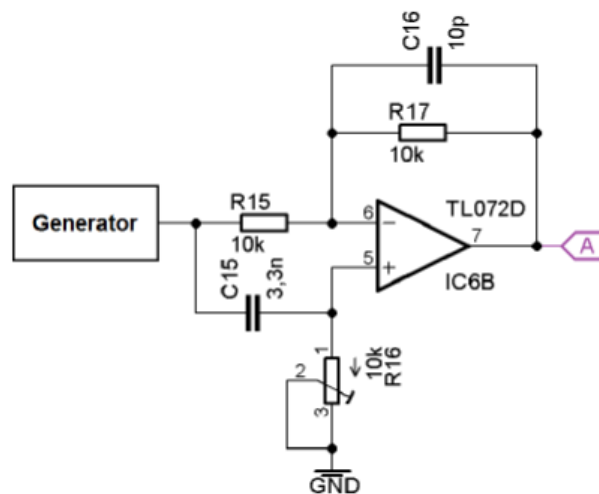
$$\frac{X1 * Y1}{10} = W \quad (1.18)$$

Do układu podłączono sygnał X1, który jest sygnałem sinusoidalnym pobranym z bloku wzmacnienia sygnału oraz sygnał Y1, który jest sygnałem stałym otrzymanym z układu regulatora PI. W zależności od ustawień wartości odniesienia regulatora PI, sygnał wyjściowy wzmacnia swoją amplitudę (rysunek 4.35).



Rysunek 0.8 Oscylogram ilustrujący działanie mnożnika AD633

Przesuwnik fazy



Rysunek 0.9 Układ przesuwnika fazy

Swoją budową analizowany układ przypomina wzmacniacz odwracający. Łącząc ze sobą sygnały wejściowe, tj. podając do obu wejść wzmacniacza jedno napięcie, zmieniając rezystor podający sygnał na wejście nieodwracające na kondensator i dodając rezystorowi przyłączonemu do uziemienia możliwość regulacji tworzymy przesuwnik fazy.

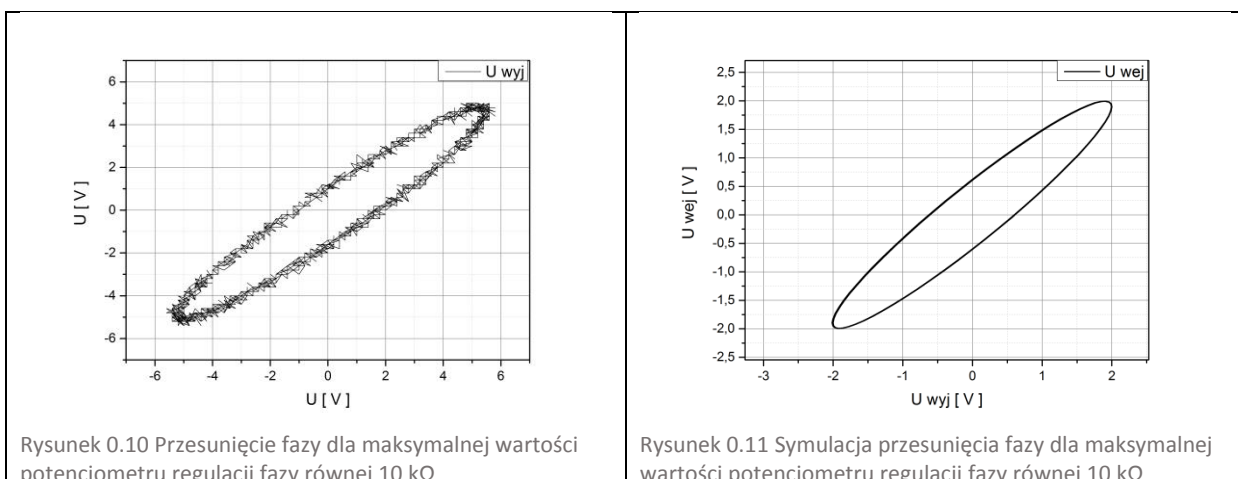
Blok przesuwnika fazy przesuwfa fazę napięcia sygnału wychodzącego do układu względem napięcia sygnału wchodzącego. Gdy dla sygnału wejściowego o stałej wartości amplitudy zmieni się częstotliwość sygnału, to wartość amplitudy sygnału wychodzącego

pozostanie stała, ale zmieni się przesunięcie fazy względem sygnału wejściowego.

Zależność napięcia wejścia od napięcia wyjścia tego układu opisuje wzór :

$$U_{wy} = -\frac{1 - j\omega C_{15}R_{16}}{1 + j\omega C_{15}R_{16}} U_{we} \quad (1.19)$$

Zadaniem kondensatora C15 jest przesunięcie sygnału wejściowego w fazie. Zmiany potencjometru R16 powodują konkretne przesunięcia fazowe sygnału wyjściowego względem wejściowego. Dla wartości R16 równej zero otrzymano przesunięcie równe -180° , a dla wartości nieskończonej -360° przy zachowaniu stałej częstotliwości sygnału. Jeżeli rezystancja R16 jest równa zero, wejście nieodwracające wzmacniacza jest podłączone do masy tj. potencjał wejścia nieodwracającego jest równy zero. W takiej sytuacji cały układ pracuje jako wzmacniacz odwracający o wzmocnieniu $ku = 1 \text{ V/V}$. Sygnał wejściowy jest odwrócony czyli przesunięty w fazie względem sygnału wejściowego o 180° . Dla rezystancji R16 dążącej do nieskończoności sygnał podawany na wejście nieodwracające jest taki sam jak sygnał wejściowy. Należy wówczas rozpatrywać blok przesuwnika fazy jako wtórnik napięciowy. Jego przesunięcie wynosi wtedy 0° . Wartości uzyskane na układzie skonstruowanym przedstawiono na rysunkach poniżej. Dodano również wykresy z symulacji układu, przedstawiające przesunięcie fazowe dla idealnych modeli matematycznych elementów elektronicznych. Dla ustawienia rezystora R16 na wartość maksymalną, tj. $10 \text{ k}\Omega$, uzyskano przesunięcie fazowe $\varphi = 18,25^\circ$ (rysunek 4.36). Dla wartości $1 \text{ k}\Omega$ przesunięcie wynosi $\varphi = 63,64^\circ$ (rysunek 4.38), a dla wartości 0Ω , $\varphi = 2,29^\circ$ (rysunek 4.40).



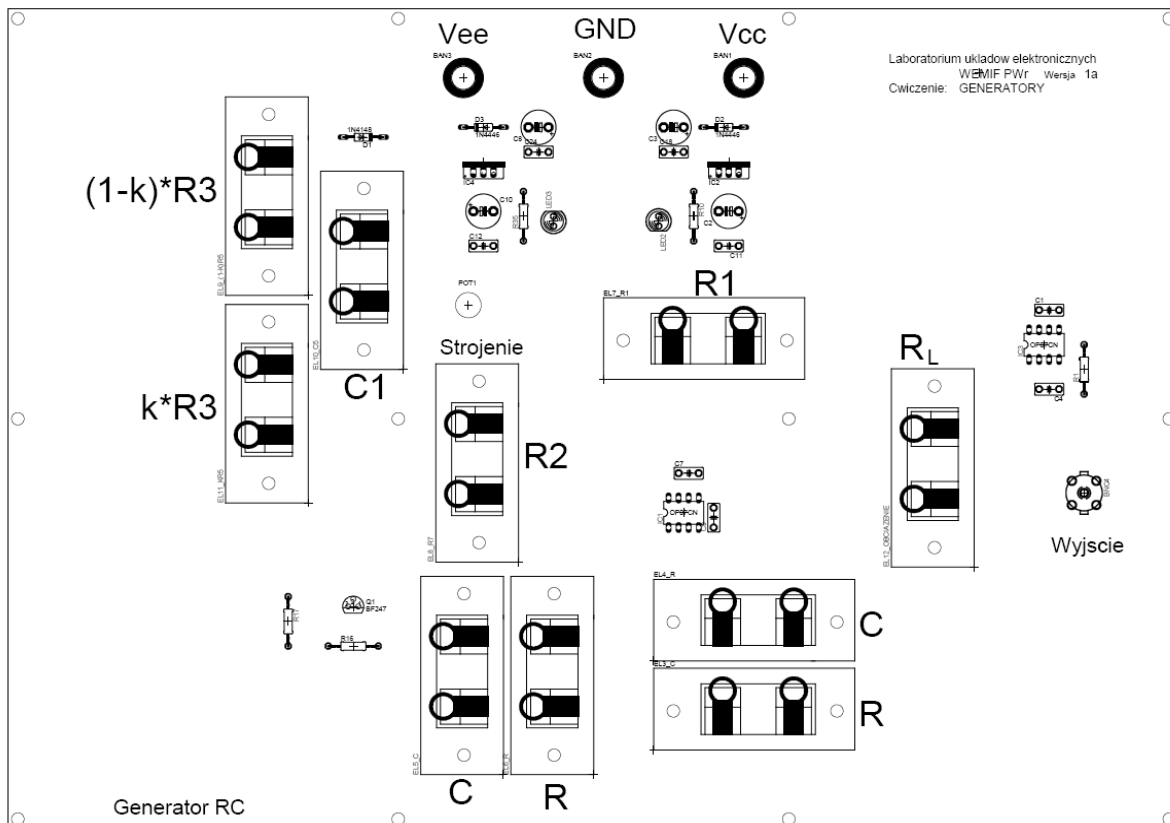
Powyżej, przykład działania przesuwnika i symulacja układu w LTSpice.

Projekt

Zadaniem grupy laboratoryjnej jest przygotowanie na zajęcia plików zawierających przebiegi sygnałów zadanych przez prowadzącego. Pliki powinny być w formacie „*.CSV” (kolejne próbki sygnału powinny być umieszczone pod sobą w kolumnie). Plik powinien zawierać 256 próbek z rozdzielczością 8 bitów (wartości od 0 do 255). Próbki powinny być zapisane w notacji dziesiętnej. Do stworzenia pliku można posłużyć się dowolnym programem np. arkuszem kalkulacyjnym.

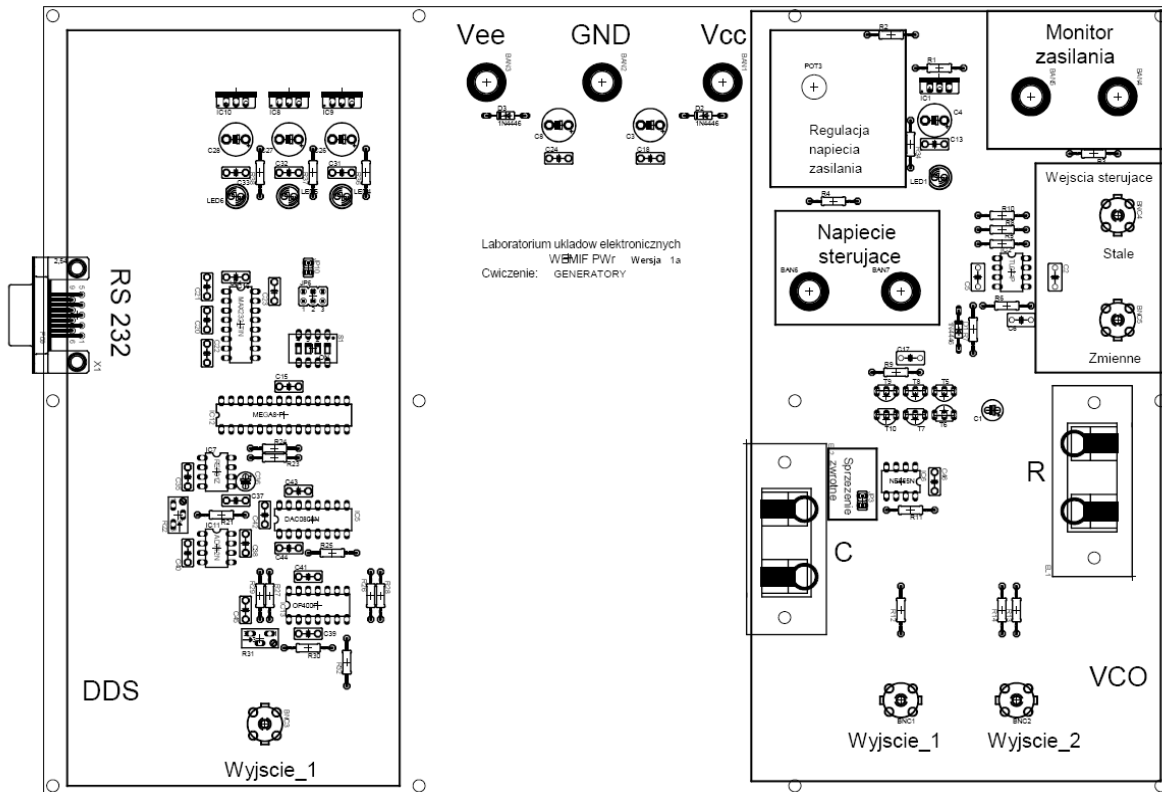
6.3 Opis makiet laboratoryjnych

6.3.1 Generator RC z mostkiem Wiena



Rys.6.16 Makieta laboratoryjna – Generator RC z mostkiem Wiena

Na makieta zbudowany jest generator RC z mostkiem Wiena. Gniazda głośnikowe służą do włączania odpowiednich elementów biernych. Sygnał podawany jest na wyjście BNC. Makieta wyposażona jest w blok zasilania. Do gniazd Vee, Vcc oraz GND należy doprowadzić zasilanie symetryczne, odpowiednio +18V (czerwone), -18V (niebieskie) oraz masę (czarne) z zasilacza laboratoryjnego. O prawidłowo podłączonym zasilaniu informować będą świecące diody LED.



Rys.6.17 Makieta laboratoryjna – Generator przestrajany napięciem (VCO) o raz generator DDS

Na makiecie umieszczone są dwa układy:

1. Układ generatora przestrajanego napięciem VCO (po prawej stronie)
2. Układ generatora DDS (po lewej stronie).

Generatora VCO zasilany jest e specjalnego bloku zasilania, umożliwiającego regulacje napięcia. Regulacji dokonuje się potencjometrem „Regulacja napięcia zasilania”. Ustawione napięcie można mierzyć na wyjściach „Monitor zasilania”.

Generator steruje się napięciem z zewnętrznych źródeł podłączonych do „Wejść sterujących” (gniazda BNC). Napięcie sterujące można monitorować na wyjściach „Napięcie sterujące”.

Przebieg na kondensatorze C możemy oglądać na „wyjściu_1”, a przebieg na wyjściu komparatora na „wyjściu_2”.

Sygnal generowany przez układ DDS jest podawany na „Wyjście_1” (po lewej stronie makiety). Do gniazda RS232 należy dotaczyć kabel łączący makiety z komputerem PC.

Oby dwa generatory wyposażone są w układy zasilania. Do gniazd Vee, Vcc oraz GND należy doprowadzić zasilanie symetryczne, odpowiednio +18V (czerwone), -18V (niebieskie) oraz masę (czarne) z zasilacza laboratoryjnego. O prawidłowo podłączonym zasilaniu informować będą świecące diody LED.

6.4 Przebieg pomiarów

6.4.1 Generator RC z mostkiem Wiena

1. Pomiar parametrów znamionowych

Zmierzyć parametry znamionowe częstotliwość f_0 , amplitudę U_0 oraz zniekształcenia nieliniowe h generowanego sygnału dla rezystancji obciążenia R_L oraz napięcia zasilania U_{zas} zgodnych z założeniami projektowymi.

2. Pomiar wpływu zmiany rezystancji obciążenia

Wykonać pomiar parametrów generowanego sygnału w zależności od wartości obciążenia.

$f_0, U_0, h = f(R_L)$ dla U_{zas} jako parametr

Zmiana rezystancji obciążenia dokonać przez wymianę rezystora obciążającego (wartość rezystancji R_L równa wartości założonej oraz 2 wartości w dół (np. $1k\Omega$ i 100Ω) i 2 wartości w górę.

3. Pomiar zmiany wartości elementów R i C mostka Wiena

Zmierzyć wpływ rozrzutu wartości elementów R i C mostka Wiena na częstotliwość f_0 , amplitudę U_0 oraz zniekształcenia nieliniowe h generowanego sygnału.

$f_0, U_0, h = f(R, C)$ dla R_L oraz U_{zas} jako parametr

Uwaga:

W przypadku braku miernika zniekształceń nieliniowych zarejestrować widma generowanych sygnałów za pomocą dostępnego oscyloskopu.

6.4.2 Generator przestrajany napięciem VCO

Pomiary wykonywać przy napięciu zasilania równym 12,5V (Ustawić za pomocą potencjometru na makiecie).

1. Pomiar napięć progowych U_1 i U_2 komparatora okienkowego

Zmierzyć wartości napięć progowych U_1 i U_2 (napięć przy których następuje przełączenie stanu wyjściowego komparatora). Pomiar napięć U_1 i U_2 wykonać w układzie z rozwartą pętlą sprzężenia zwrotnego (bez zworki na JP3).

Do gniazd R i C włożyć rezystory 1k Ω . Zmieniać napięcie sterujące U_s podawane z zewnętrznego źródła napięcia stałego. Zanotować wartości napięć sterujących, przy których nastąpiło przełączenie poziomu napięcia na wyjściu komparatora.

2. Pomiar parametrów źródła prądowego

Pomiar wykonać w układzie z rozwartą pętlą sprzężenia zwrotnego (bez zworki na JP1). Zmierzyć zależność prądu źródła prądowego od napięcia sterującego $I_s = f(U_s)$. Do gniazda R włączyć wyliczony rezystor. Do gniazda C zamiast wyliczonego kondensatora włączyć rezystor o dokładnie znanej rezystancji. Wartość rezystora powinna zapewnić poprawne działanie źródła prądowego w całym zakresie. Wartość płynącego prądu należy wyznaczyć z prawa Ohma mierząc spadek napięcia na tym rezystorze.

Wykreślić zmierzone charakterystyki na wspólnym wykresie. Dodatkowo dorysować teoretyczne charakterystyki wydajności źródła prądowego otrzymane z obliczeń. Porównać wykresy teoretyczne i zmierzone.

3. Pomiar charakterystyki przestrajania generatora

Do pomiarów należy zamknąć pętlę sprzężenia zwrotnego (zewrzeć JP1). W gniazda R i C włączyć odpowiednie elementy o wyliczonych wcześniej wartościach. Zmieniając napięcie sterujące zmierzyć częstotliwość generowanego sygnału $f = f(U_s)$ oraz szerokość pętli histerezy $U_2 - U_1 = f(U_s)$. Częstotliwość f zmierzyć za pomocą miernika częstotliwości, a szerokość pętli histerezy odczytać z oscyloskopu. Wykreślić

zmierzone charakterystyki $f = f(U_S)$ i porównać z przebiegami teoretycznymi dla częstotliwości. Wykreślić przebiegi $U_2 - U_1 = f(U_S)$ i porównać z wartością zmierzona w punkcie 1. Wyjaśnić ewentualne rozbieżności.

Zarejestrować przebiegi, gdy w gnieździe C nie będzie kondensatora. Wyjaśnić zaobserwowane przebiegi.

6.4.3 Generator DDS

Na zajęcia należy przygotować wskazane przez prowadzącego przebiegi. Przebiegi powinny zawierać swoje wartości w granicach od 0 do 255 i powinny składać się z 32 próbek. Należy przygotować je w pliku z rozszerzeniem *.CSV (po każdej wartości musi występować ENTER). Przygotowane pliki należy wczytać do makiety za pomocą specjalnego oprogramowania. Prowadzący może udostępnić grupie laboratoryjnej inne przebiegi.

W ćwiczeniu należy wykonać oscylogramy przebiegów czasowych oraz widm generowanych sygnałów. Porównać z teoretycznymi widmami odpowiednich idealnych przebiegów.

We wnioskach należy, oprócz ujęcia wyżej przedstawionych problemów, również porównać badane układy generatorów.

6.4.4 Przesuwnik fazy

1. Włączyć zasilanie makiety ± 18 V.
2. Do wejścia „WE” przesuwника fazy oraz kanału 1 oscyloskopu podłączyć generator sygnałowy, natomiast do wyjścia „WY” podłączyć 2 kanał oscyloskopu. podać sygnał sinusoidalny o amplitudzie $1 V_{pp}$.
3. Ustawić amplitudę sygnału na generatorze na $2 V_{pp}$.
4. Wyznaczyć przesunięcie fazowe $\varphi_{\min}=f(f_{U_{we}})$ i $\varphi_{\max}=f(f_{U_{we}})$ dla kilku dekad częstotliwości. Od czego zależy zakres przesuwника faz?

6.4.5 Prostownik

1. Do wejścia „WEJ” oraz kanału 1 oscyloskopu podłączyć generator sygnałowy, do wyjścia prostownika jednopółkownikowego „WY_A” podłączyć kanał 2 oscyloskopu.

2. Do wyjścia „WY_B” przetwornika RMS->DC podłączyć multimetr cyfrowy.
3. Na generatorze ustawić przebieg sinusoidalny o wartości skutecznej napięcia 1 V_{RMS}.
4. Zmierzyć wartość RMS $U_{WY_A}=f(f_{Uwej})$ i wartość napięcia $U_{WY_B}=f(f_{Uwej})$ dla kilku dekad częstotliwości. Wyznaczyć sprawność prostownika jednopółkowego oraz sprawność przetwornika RMS->DC.
5. Powtórzyć pomiary z pkt 5 dla sygnału trójkątnego i prostokątnego.
6. Powtórzyć pomiary z pkt 5 dla sygnału sinusoidalnego ze składową stałą tak aby sygnał był tylko dodatni i tylko ujemny.

6.4.6 Samowzbudny generator drgań

1. Do gniazda JP włożyć jeden z zamkniętych kamertonów.
2. Do monitora wyjść A podłączyć kanał 1 oscyloskopu, do monitora wyjść B podłączyć miernik częstotliwości Keithley 2000.
3. Ustawić potencjometr „SetPoint” i „Przesuwnik Fazy” tak aby zarejestrować na oscyloskopie stabilny przebieg sinusoidalny.
4. Zanotować częstotliwość generowanego przebiegu.
5. Za pomocą równania $\omega = \sqrt{k/m_0}$ i wyznaczyć k (należy przyjąć $m_0=5$ mg). Dla następnych obliczeń przyjąć $k=const$.
6. Zmierzyć częstotliwości generowanych przebiegów dla kilka sztuk kamertonów otwartych.
7. Wyznaczyć za pomocą równania $\omega = \sqrt{k/(m_0 + \Delta m)}$ zmiany masy kamertonu.