

**LABORATORIUM
Z UKŁADÓW ANALOGOWYCH**

Józef Boksa

**Mieszacze częstotliwości
jako analogowe układy mnożące**

SPIS TREŚCI

1. Cel ćwiczenia	3
2. Schemat blokowy układu pomiarowego	3
3. Schemat ideowy badanego układu	3
4. Wybrane własności badanego układu	5
4.1. Wprowadzenie	5
4.2. Mieszacz 1	7
4.3. Mieszacz 2	8
4.3.2. Praca liniowa WR	8
4.3.2. Praca nieliniowa WR	10
4.4. Mieszacz 3	12
5. Zagadnienia kontrolne	14
6. Opis techniczny pomiarów	14
7. Opracowanie otrzymanych wyników	17
8. Literatura	17

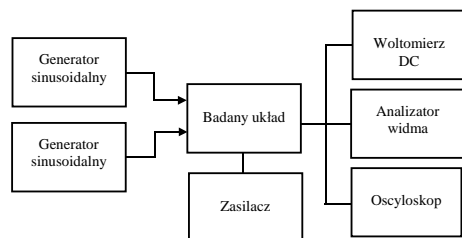
1. CEL ĆWICZENIA

Celem ćwiczenia jest pogłębienie wiedzy z zakresu zjawisk jakie zachodzą w układzie elektronicznym przetwarzającym sygnały analogowe. Chyba najpopularniejszym takim układem z racji zastosowań w sprzęcie powszechnego użytku jest mieszacz częstotliwości.

Do realizacji ww. celu skonstruowano model laboratoryjny w składzie trzech różnych mieszaczy tranzystorowych.

2. SCHEMAT BLOKOWY UKŁADU POMIAROWEGO

Schemat blokowy układu pomiarowego przedstawiony jest na rys. 1.



Rys. 1. Schemat blokowy układu pomiarowego

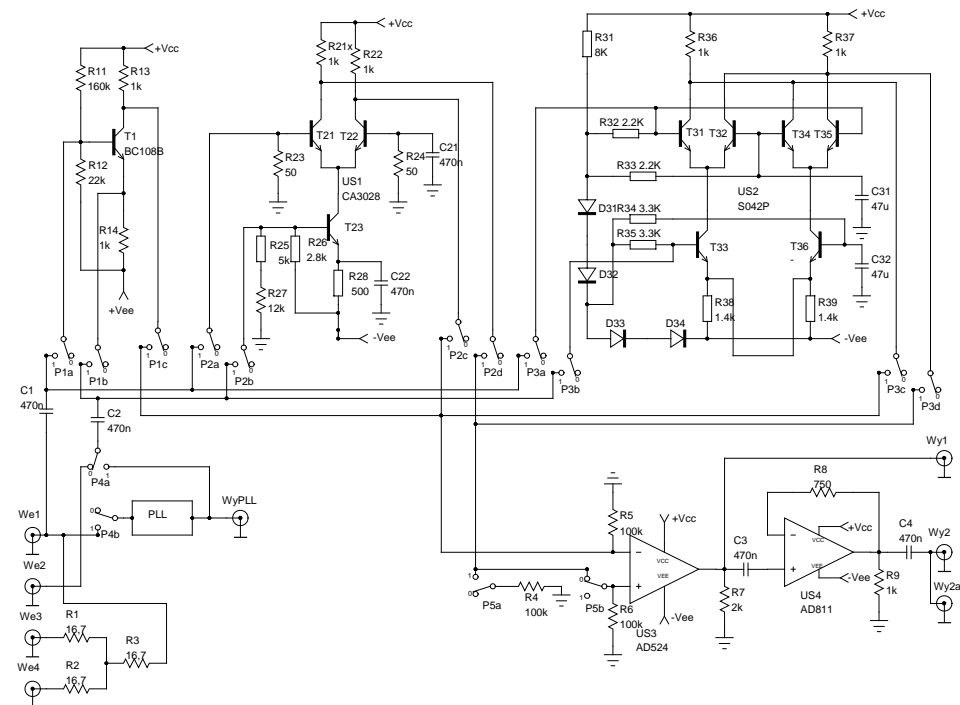
Badany układ składa się z trzech różnych mieszaczy i wspólnego wyjściowego wzmacniacza pomiarowego. Wybrany jeden z trzech mieszaczy jest podłączany do generatorów. Przebieg wyjściowy wybranego mieszacza jest podłączany do wzmacniacza pomiarowego. Składowe widma sygnału wyjściowego badanego mieszacza są zobrazowywane na ekranie analizatora widma z możliwością jednoczesnego pomiaru ich poziomu. Przebieg sygnału w dziedzinie czasu jest zobrazowywany na ekranie oscyloskopu. Woltmierz DC służy do pomiaru składowej stałej sygnału wyjściowego. Wszystkich połączeń sygnałowych dokonuje się kablem koncentrycznym.

3. SCHEMAT IDEOWY BADANEGO UKŁADU

Schemat ideowy badanego układu przedstawiono na rys. 2. W górnej części rysunku są umieszczone schematy ideowe trzech mieszaczy. Każdy z nich odpowiednimi przełącznikami można podłączyć do generatorów poprzez wejścia We1 i We2. Do określenia punktu IP3 zastosowano prosty sumator 6dB 50Ω na rezystorach R1, R2 i R3. Do wytworzenia sygnału synchronicznego z podłączonym do We1 zastosowano układ PLL.

Mieszacz 1 zbudowano na bazie tranzystora BC108B. Sygnały podlegające przetworzeniu są podawane: pierwszy do bazy a drugi do emitera. Tranzystor jest polaryzowany w układzie potencjometrycznym R11 i R12 ze sprzężeniem emiterowym R14. Obciążeniem tranzystora jest rezystor kolektorowy R13, gdyż obciążenie dużą rezystancją wzmacniacza pomiarowego US3 można pominąć.

Mieszacz 2 wykonano na wzmacniaczu różnicowym (WR) zbudowanym na bazie układu scalonego US1 typu CA3028B zawierającym 3 tranzystory i rezystancje R25, R26 i R28.



Rys. 2. Schemat ideowy badanego układu

Rezystory R21, R22, R23, R24 i R27 są elementami zewnętrznymi WR (symbolicznie oznaczone jako tzw. drutowe). R23 i R24 zapewniają polaryzację baz. Rezystory kolektorowe R21 i R22 stanowią obciążenie WR.

Podobnie jak poprzednio z wybranego mieszacza sygnał wyjściowy jest podawany do wzmacniacza pomiarowego zbudowanego na układzie scalonym US3 typu AD524, którego schemat funkcjonalny przedstawiono w załączniku.

Wzmacniacz US2 zastosowano z dwóch powodów:

- ponieważ w kolektorach mieszaczy zastosowano rezystory o rezystancji 1 kΩ, to pomiaru napięć wyjściowych WR powinniśmy dokonywać miernikiem o rezystancji wejściowej znacznie większej. Zastosowany wzmacniacz US2 o wzmacnieniu 1 V/V zapewnia rezystancję wejściową ok. 1GΩ.
- wzmacniacz US2 umożliwia realizację pomiaru dla asymetrycznego lub symetrycznego wyjścia WR. Wyboru dokonuje się przełącznikiem P5.

Drugim pomocniczym elementem układu pomiarowego jest wysokopoziomowy wzmacniacz US4 także o wzmacnieniu 1 V/V ale o bardzo małej rezystancji wyjściowej (pot. driver), dzięki czemu do wyjścia można podłączyć analizator widma o rezystancji wejściowej 50 Ω.

Mieszacz 3 zbudowano na bazie układu scalonego US2 typu S042P zawierającego dwa WR w połączeniu przeciwsobnym. Wszystkie rezystory z wyjątkiem R36 i R37 o raz diody są elementami układu scalonego. Tranzystory „górnego piętra WR” T31, T32, T34 i T35 oraz „dolnego piętra” T33 i T36 są zasilane oddzielnymi układami polaryzacji nieliniowej

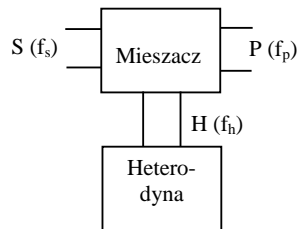
(diodowej). Elementami zewnętrznymi są tylko kondensatory (jak zwykle przy układach scalonych) i rezystory kolektorowe R36, 37.

4. WYBRANE WŁASNOŚCI BADANEGO UKŁADU

4.1. WPROWADZENIE

Mieszaczem częstotliwości [1] nazywamy układ elektroniczny przetwarzający sygnał wejściowy o częstotliwości f_s , w sygnał wyjściowy o częstotliwości f_p , zwanej częstotliwością pośrednią, różniącą się od f_s o częstotliwość tzw. heterodyny f_h . Dodatkowo od mieszacza częstotliwości wymaga się, aby wszelkie cechy sygnału wejściowego (chwilowa zmiana częstotliwości, amplitudy, fazy) zachodzące na częstotliwości f_s zostały odzwierciedlone na częstotliwości f_p .

Mieszacz częstotliwości zwany dalej w skrócie mieszaczem jest więc trójwrotnikiem posiadającym wrota wejściowe sygnałowe S, wejściowe heterodynowe H i wyjściowe pośredniej częstotliwości P (rys. 3).



Rys. 3. Układ przemiany częstotliwości

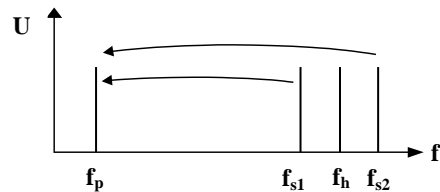
Ogólny związek między częstotliwościami ma postać

$$f_p = |mf_s \pm nf_h| \quad (1)$$

Najczęściej mieszacz wykorzystuje się do obniżenia częstotliwości sygnału wejściowego. W tym przypadku mieszacz realizuje zależność

$$f_p = f_h - f_s \text{ lub } f_p = f_s - f_h \quad (2)$$

zilustrowaną na rys. 4.



Rys. 4. Istota przemiany częstotliwości

Celem przybliżenia problemu mieszania częstotliwości przypomnijmy sobie własności wzmacniacza pracującego w warunkach nieliniowych.

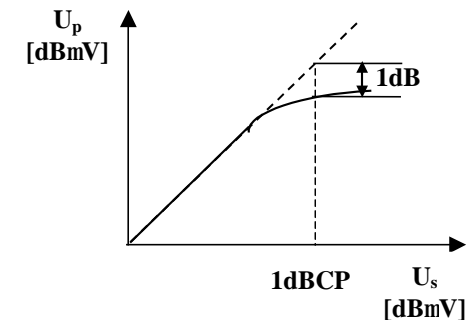
Jeśli do wejścia elementu nieliniowego zostaną doprowadzone dwa sygnały harmoniczne, a charakterystyka elementu aktywnego będzie zawierała nieliniowości choćby tylko 3-go stopnia, to otrzymamy przebieg prądu wyjściowego elementu postaci

$$i_{wy} = I_0 + I_{11} \cos w_1 t + I_{12} \cos w_2 t + I_{21} \cos 2w_1 t + I_{22} \cos 2w_2 t + \\ + I_{31} \cos 3w_1 t + I_{32} \cos 3w_2 t + \underline{I_{11,12} \cos(w_1 \pm w_2)t} + \\ + I_{11,22} \cos(w_1 \pm 2w_2)t + I_{21,11} \cos(2w_1 \pm w_2)t$$

Składnik podkreślony to produkt intermodulacji drugiego rzędu (główny produkt wynikowy klasycznego mieszacza) który sygnalizuje, że wystarczy mieć element nieliniowy aby zaszła przemiana częstotliwości.

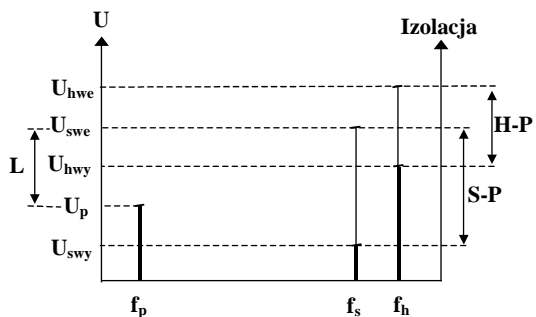
Własności mieszaczy w zasadniczy sposób zależą od amplitud doprowadzonych sygnałów (f_s i f_h). Amplituda heterodyny - dla uzyskania optymalnych własności mieszacza - powinna być wielokrotnie większa (rzędu dziesiątków - setek mV) niż sygnału - praca małosygnałowa dla sygnału i wielkosygnałowa dla heterodyny.

Szczególnie ważnym wnioskiem wypływającym z przyjęcia takich poziomów sygnałów jest to, że w takich warunkach zależność pomiędzy sygnałem wyjściowym pośredniej częstotliwości (p.cz.) a wejściowym małosygnałowym (f_s) przybliży się do liniowej. Jest to własność bardzo korzystna, gdyż wtedy sygnał wyjściowy ma wszystkie cechy dynamiczne sygnału wejściowego (ewentualną zmienność w czasie amplitudy, częstotliwości lub fazy) z tą różnicą, że jego częstotliwość średnia jest inna. W tym przypadku charakterystyka przejściowa mieszacza będzie analogiczna jak wzmacniacza - rys. 5.



Rys. 5. Charakterystyka przejściowa mieszacza

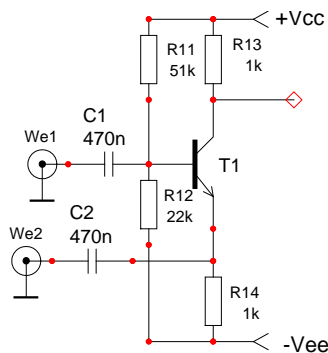
Ponieważ na wyjściu mieszacza poza produktem użytecznym pojawiają się nieużyteczne jak np. produkty wejściowe wprowadza się parametr zwany izolacją między wrotami: sygnał - pośrednia (S-P), heterodyna - pośrednia (H-P) i heterodyna - sygnał (H-S). Te parametry zinterpretowano na rys. 6.



Rys. 6. Interpretacja parametrów mieszacza

Jeśli produkt pośredniej częstotliwości ma poziom wyższy od poziomu sygnału wejściowego to mamy do czynienia ze wzmacnieniem mieszacza G , a jeśli niższy (jak na rysunku) to mamy do czynienia ze stratami mieszacza L .

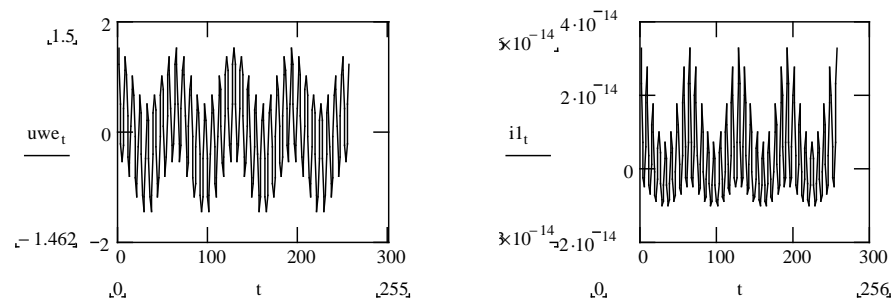
4.2. MIESZACZ 1



Rys. 7. Schemat ideowy mieszacza 1

Jeśli do $We1$ doprowadzimy sygnał a do $We2$ heterodynę to na złącze baza emiter tranzystora będzie oddziaływać suma dwóch sygnałów.

Przykładowy przebieg sumy sygnałów o częstotliwościach różniących się ośmiokrotnie przedstawiono na rys. 8 lewym. Takim przebiegiem będzie uzmienniany prąd kolektora tranzystora. Większym amplitudom będzie odpowiadał większy prąd a mniejszym mniejszy. Ponieważ zależność między prądem wyjściowym a napięciem wejściowym tranzystora jest nieliniowa więc kształt przebiegu wyjściowego tranzystora może zasadniczo odbiegać od wejściowego jak przykładowo przedstawiono na rys. 8 prawym.



Rys. 8. Przebieg czasowy sumy dwóch sygnałów przed i po przetworzeniu analogowym

Analitycznie ujmując odkształcenie wynika z przeniesienia przebiegu wejściowego przez tranzystor, którego charakterystyka jest wykładnicza i opisana w uproszczeniu funkcją typu e^x , gdzie wykładnikiem x jest przebieg wejściowy (suma sygnałów wejściowych).

Aby określić precyzyjnie widmo sygnału wyjściowego należałoby zastosować przekształcenie Fouriera do czego potrzebny jest jednak odpowiedni program matematyczny. Do pobieżnego poszukiwania składowych widma przebiegu odkształconego można jednak skorzystać z rozwinięcia w szereg funkcji wykładniczej. Taką funkcję można bowiem rozpaść w szereg

$$e^x = 1 + \frac{x}{1!} + \frac{x^2}{2!} + \frac{x^3}{3!} + \frac{x^4}{4!} + \dots \quad (3)$$

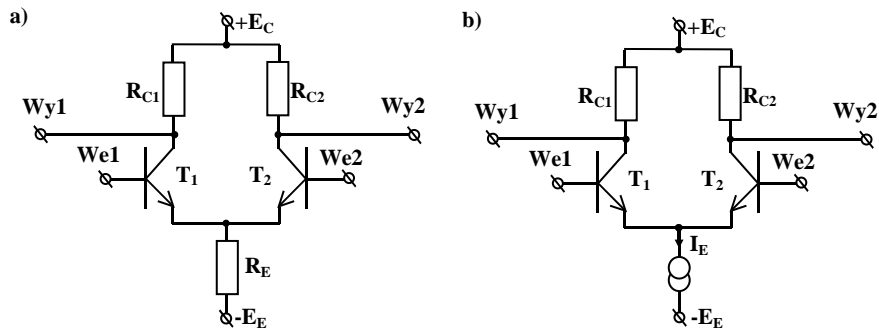
Łatwo zauważyć, że drugi składnik sumy daje sygnały wejściowe. Podnosząc do kwadratu sumę dwóch sygnałów $[(a+b)^2 = a^2 + b^2 + 2ab]$ z kwadratów sygnałów otrzymamy drugie harmoniczne obydwóch $(\sin\alpha \approx \sin 2\alpha)$ a z ich iloczynu $(\sin\alpha \times \sin\beta \approx \cos(\alpha-\beta) - \cos(\alpha+\beta))$ składową sumacyjną i różnicową (produkty intermodulacji drugiego rzędu). Idąc dalej i podnosząc do trzeciej otrzymamy trzecie harmoniczne obydwóch a z ich iloczynów produkty intermodulacji trzeciego rzędu $(\omega_1 \pm 2\omega_2$ i $2\omega_1 \pm \omega_2)$.

Reasumując sygnał wyjściowy jest sumą sygnałów wejściowych ich harmonicznych oraz produktów intermodulacji różnego rzędu.

4.3. MIESZACZ 2

4.3.2. Praca liniowa WR

Do budowy kolejnej wersji mieszacza wykorzystano wzmacniacz różnicowy. Wzmacniacz różnicowy [1] powstaje w wyniku równoległego połączenia dwóch stopni wzmacniaczy do wspólnej rezystancji emiterowej – rys. 9.a.



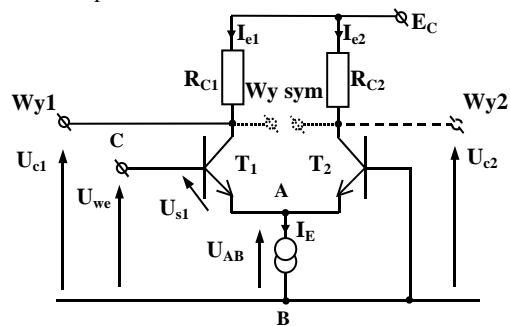
Rys. 9. Wzmacniacz różnicowy

Dla dobrej stabilizacji punktu pracy tranzystorów pary różnicowej WR wartość rezystancji emiterowej powinna być jak największa i dlatego zamiast rezystora stosuje się często źródło prądowe – rys.9.b. Na rys. 2 tą funkcję spełnia tranzystor T3 oraz rezystory R25, R26, R27 i R28, tworząc tzw. źródło prądowe WR (T1 i T2 to tzw. para różnicowa WR).

Podstawowym przeznaczeniem WR jest wzmacnianie różnicy sygnałów podanych do jego wejść. W tym przypadku stosuje się pracę małosygnałową, więc WR traktowany jest jako układ liniowy.

Rozważmy najprostszą konfigurację WR, tzn. z wykorzystaniem jednego wejścia asymetrycznego i jednego wyjścia asymetrycznego, przedstawioną na rys. 10 linią ciągłą.

Zauważmy, że zastosowanie dwóch tranzystorów umożliwia stosowanie wyjścia symetrycznego WR – linia kropkowana.



Rys. 10. Wzmacniacz różnicowy o konfiguracji jedno wejście asymetryczne i jedno lub dwa wyjścia asymetryczne lub wyjście symetryczne

Napięcie wejściowe U_{we} dzieli się na dwie części. Część tego napięcia steruje tranzystorem T1, a druga część odkłada się na zaciskach AB. Na tych zaciskach występuje źródło prądowe o bardzo dużej rezystancji wewnętrznej do którego podłączony jest równolegle tranzystor T2 włączony w konfiguracji OB (o małej rezystancji wejściowej). Z tego powodu wypadkowa rezystancja na zaciskach AB jest praktycznie równa małej rezystancji wejściowej wzmacniacza OB. Lewa sekcje WR jest więc wzmacniaczem z tranzystorem ze sprzężeniem prądowym szeregowym redukującym jego wzmocnienie ale stosunkowo słabo.

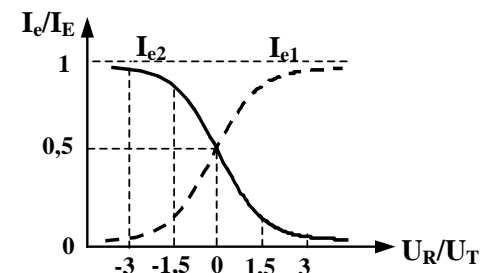
Szczegółowa analiza [1] (np. wykorzystująca twierdzenie Millera) wykazuje, że napięcie wejściowe praktycznie dzieli się po połowie – jedna steruje tranzystorem T1 a druga odkłada się na zaciskach AB. Tranzystor T1 jest więc sterowany połową poziomu sygnału doprowadzonego do wejścia WR i dlatego wzmacniacz różnicowy zapewnia wzmocnienie o połowę mniejsze niż jednostopniowy wzmacniacz RC w układzie OE.

Druga połowa napięcia wejściowego odłożonego na zaciskach AB steruje oczywiście tranzystorem T2 (od strony emitera - więc układ OB). Gdyby zastosować wyjście z kolektora tranzystora T2 (rys. 10 linia przerywana) to uzyskamy wzmocnienie analogiczne jak z wyjścia z tranzystora T1 (wzmocnienia napięciowe układu OE i OB są takie same). Ponieważ tranzystor T2 jest włączony w układzie OB to w tym przypadku nie występuje przesunięcie fazy sygnału wejściowego, odwrotnie niż przy T1.

Na obu wyjściach otrzymujemy więc sygnały o tym samym poziomie ale w przeciwfazie. Jeśli obciążenie podłączymy pomiędzy kolektory tranzystorów (wyjście symetryczne) to uzyskamy dwa razy większe napięcie wyjściowe. WR z wyjściem symetrycznym zapewnia więc wzmocnienie dwa razy większe niż przy wyjściu asymetrycznym, czyli równe wzmocnieniu jednostopniowego wzmacniacza RC w układzie OE.

Źródło prądowe WR ustala punkty pracy tranzystorów T1 i T2. Jeśli WR nie jest sterowany to prądy kolektorów obu tranzystorów są takie same i równe połowie wydajności źródła prądowego. Jeśli wysterujemy tranzystor T1 zwiększając jego prąd kolektora to musi zmaleć prąd kolektora tranzystora T2 gdyż ich suma jest zawsze stała.

Wzajemną zależność między prądami emiterów pary różnicowej WR przedstawiono na rys. 11 [1].



Rys. 11. Prądowo – napięciowa charakterystyka przejściowa wzmacniacza WR

Z tego rysunku można oszacować zakres liniowej pracy WR. Jeśli napięcie wejściowe pary różnicowej U_R będzie się zmieniać w przedziale $\pm 1,5 U_T$ ($U_T \approx 26\text{mV}$ – tzw. potencjał elektrokinetyczny) to ten zakres zmian napięcia wejściowego WR można wstępnie oszacować jako przybliżony przedział jego liniowej pracy. Dla napięcia wejściowego o poziomie większym od $\pm 3U_T$ (ok. 80mV_{pp}) WR jest układem coraz silniej nieliniowym i może przetwarzać sygnały.

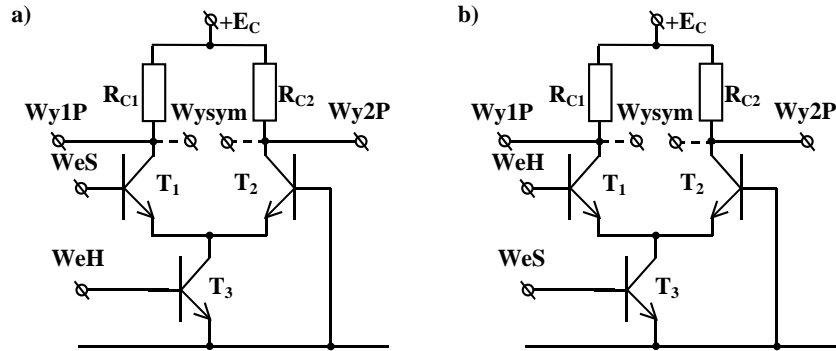
4.3.2. Praca nieliniowa WR

Występowanie zjawisk nieliniowych we wzmacniaczach jest zjawiskiem ze wszecmiar niepożądanym. Ich istnienie na wyjściu elementu aktywnego powszechnie wykorzystuje się w układach nieliniowych przetwarzających sygnały takich jak:

- powielacze częstotliwości – sterując układ jednym sygnałem i wykorzystując powstałe produkty harmonicznych;

- mieszacze częstotliwości – sterując układ dwoma sygnałami i wykorzystując powstałe produkty intermodulacji.

W przypadku mieszacza 1 sygnał i heterodynę doprowadzono do złącza baza emiter jako sumę. Wzmacniacz różnicowy umożliwia realizację innego sposobu przetwarzania sygnału. W tym przypadku dwa sygnały wejściowe mieszacza doprowadza się do oddzielnych złączy nieliniowych jak pokazano na rys.12.a (tzw. mieszacz z heterodyną dolną), lub rys. 12.b. (tzw. mieszacz z heterodyną górną). [1].



Rys. 12. Mieszacz z heterodyną dolną a) i górną b)

Analizując WR wg rys. 10 stwierdziliśmy, że z racji ustalonej wydajności źródła prądowego prądy kolektorów pary różnicowej są uzmienniane w czasie tylko w takt zmian sygnału doprowadzonego do jej wejścia.

W mieszaczu z rys. 12.a wydajność źródła prądowego nie jest już stała ponieważ jest uzmienniona w czasie w takt zmian napięcia heterodyny o częstotliwości f_h podłączonej do WeH. Jeśli założymy, że do WeS chwilowo nie jest doprowadzony żaden sygnał to przez obydwie sekcje WR (prawą i lewą) płyną takie same prądy zmienne o tej samej częstotliwości f_h .

Jeśli do WeS doprowadzimy jednak dodatkowo sygnał zmienny o częstotliwości f_s to będzie on oddziaływał na prąd płynący przez tranzystor T₁ o częstotliwości f_h wymuszony przez źródło prądowe. Jeśli wartość chwilowa sygnału z WeS będzie mniejsza to tranzystor T₁ zostanie chwilowo przytkany. Ponieważ źródło prądowe ciągle wymusza prąd zmienny o tej samej amplitudzie i częstotliwości f_h to więcej prądu ze źródła prądowego popłynie przez prawą sekcję WR. W granicy, jeśli chwilowa wartość amplitudy sygnału z WeS całkowicie zatka tranzystor T₁ to cały prąd ze źródła prądowego popłynie przez stopień z T₂. Po zmianie polaryzacji sygnału na WeS będzie odytkany tranzystor T₁ a przytkany T₂.

Sygnał o częstotliwości f_s podłączony do WeS wpływa więc na prąd płynący przez obciążenie a pochodzący od sygnału podłączonego do WeH. Inaczej mówiąc prąd płynący przez obciążenie zależy jednocześnie (koniunkcja) od sygnału podłączonego do wejścia WeS i WeH. Jest to więc układ mnożący sygnały wejściowe i choć działa na innej zasadzie jak mieszacz 1 to także może być mieszaczem częstotliwości. Należy się więc spodziewać, że w widmie sygnału wyjściowego wystąpią składowe o częstotliwości sygnałów wejściowych, ich harmoniczne i produkty intermodulacji. Powyższe rozważania są także słuszne dla mieszacza z heterodyną górną. Oczywiście wyjście 1P czy 2P ma znaczenie umowne i oba mogą być zamiennie wykorzystywane.

W odróżnieniu od mieszacza 1 mieszacz 2 umożliwia korzystanie z wyjścia symetrycznego. W tym przypadku chwilowym sygnałem wyjściowym jest chwilowa różnica napięć między końcówkami kolektorowymi WR.

Rozpatrzmy zachodzące zjawiska na wyjściu symetrycznym z punktu widzenia sygnału podłączonego do WeS rys. 12.a.

Ten sygnał powoduje pojawienie się odpowiedzi o tej samej częstotliwości na obu wyjściach ale jak wiadomo w przeciwfazie. Składowa widma sygnału o tej częstotliwości na wyjściu symetrycznym będzie miała więc poziom dwukrotnie większy niż na wyjściu asymetrycznym. Nie jest to zjawiskiem korzystnym bo tej składowej widma na wyjściu mieszacza w ogóle nie powinno być.

Rozpatrzmy zachodzące zjawiska na wyjściu symetrycznym z punktu widzenia sygnału podłączonego do WeH.

Ten sygnał powoduje pojawienie się odpowiedzi o tej samej częstotliwości na obu wyjściach ale jak wiadomo w fazie. Składowa widma sygnału o tej częstotliwości na wyjściu symetrycznym jako różnicy będzie miała więc poziom zerowy. Przez analogię do zjawisk zachodzących w mostkach w równowadze (np. mostek Wiena) taki mieszacz jest nazywany zrównoważonym (w tym przypadku dla heterodyny).

Jeśli przeprowadzimy podobną analizę dla mieszacza z heterodyną górną rys. 12.b to okaże się, że jest zrównoważony dla sygnału.

Ogólnie mieszacz zbudowany na bazie WR jest zrównoważony dla przebiegu elektrycznego podłączonego do źródła prądowego WR.

Eliminacja choćby jednej zbędnej składowej widma sygnału wyjściowego mieszacza jest jego ważną zaletą.

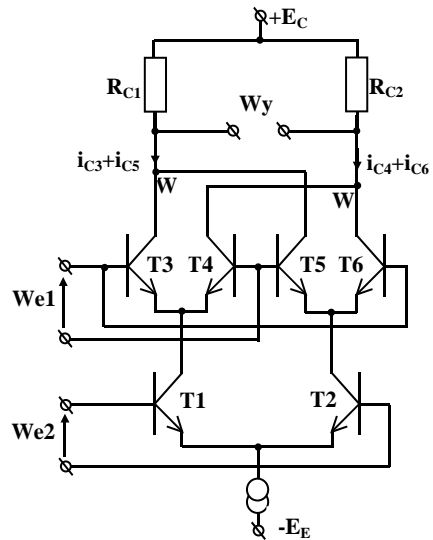
4.4. MIESZACZ 3

Aby wyeliminować z widma sygnału wyjściowego mieszacza następny zbędny produkt wyjściowy tzn. składową o częstotliwości sygnału podłączonego do pary różnicowej, należy zdwoić mieszacz zrównoważony uzyskując układ przedstawiony na rys. 13.

Ten układ zawiera w sobie dwa układy pojedynczo zrównoważone połączone z jednej strony do wspólnych rezystorów kolektorowych a z drugiej do wspólnego źródła prądowego (symbol dwóch kółek) o stałej wydajności.

Gdyby rozpatrywać każdą sekcję dwóch wzmacniaczy różnicowych (lewego i prawego) oddzielnie to zauważamy (tak jak dla układu pojedynczo zrównoważonego), że prądy kolektorów każdej pary różnicowej pod wpływem sygnału podłączonego do wejścia drugiego zmieniają się współbieżnie. Połączenie obydwóch sekcji na wspólne rezystory kolektorowe spowoduje, że wypadkowe prądy płynące przez rezystory kolektorowe także będą się zmieniać współbieżnie. Układ jest więc zrównoważony dla sygnału podłączonego do wejścia drugiego (dolnego piętra).

Aby uzyskać zrównoważenie dla sygnału podłączonego do wejścia pierwszego (górnego piętra) wystarczy zapewnić, żeby składowe o częstotliwości tego sygnału płynące przez rezystory kolektorowe miały przeciwną polaryzację. W tym celu bazy tranzystorów par różnicowych są połączone naprzemiennie – baza lewego tranzystora lewej pary różnicowej z bazą prawego tranzystora prawej pary różnicowej a baza prawego tranzystora lewej pary różnicowej z bazą lewego tranzystora prawej pary różnicowej. Takie sterowanie powoduje, że składowa prądu i_{C3} o częstotliwości sygnału podłączonego do wejścia pierwszego ma przeciwną polaryzację niż i_{C5} a i_{C4} przeciwną niż i_{C6} . W węzłach sumujących W składowe prądów o częstotliwości sygnału podłączonego do wejścia pierwszego wzajemnie się kompensują.



Rys. 13. Mieszacz podwójnie zrównoważony

Reasumując, aby uzyskać podwójne zrównoważenie należy zapewnić zgodność faz składowych prądów o częstotliwości sygnału podłączonego do wejścia drugiego płynących przez rezystory kolektorowe (zerowa różnica napięć), a przeciwne fazy składowych o częstotliwości sygnału podłączonego do wejścia pierwszego (zerowy wynik sumowania prądów).

Do oceny własności wzmacniających mieszaczy tranzystorowych (mieszacze diodowe są mieszaczami stratnymi) stosuje się parametr zwany nachyleniem przemiany g_p definiowany jako

$$g_p = \frac{I_p}{U_s} \quad (3)$$

gdzie:

- I_p - wartość składowej prądu wyjściowego mieszacza o częstotliwości pośredniej,
- U_s - wartość napięcia sygnału wejściowego mieszacza.

Zwykle I_p określa się w mA a U_s w V i wtedy wynik jest w mS.

5. ZAGADNIENIA KONTROLNE

1. Oszacować wartości napięć stałych na końcówkach T1.
2. Produkty wyjściowe układu na T1 przy sterowaniu jednym sygnałem.
3. Produkty wyjściowe układu na T1 przy sterowaniu sumą dwóch sygnałów.
4. Parametry określające liniowość układu analogowego.
5. Oszacować wartości napięć stałych na końcówkach tranzystorów US1.
6. Oszacować wartość rezystancji statycznej źródła prądowego US1 dla założonego punktu pracy tranzystora.
7. Oszacować jaka jest największa dopuszczalna wartość rezystancji rezystorów kolektorowych US1 przy założonej wydajności źródła prądowego.
8. Bilans napięć zmiennych dla „górnego piętra” US1.
9. Na przykładzie mieszacza 2 wyjaśnić pojęcie mieszacza iloczynowego.
10. Zasada zrównoważenia mieszacza 2.
11. Oszacować wartości napięć stałych na końcówkach tranzystorów US2.
12. Zasada działania układu nieliniowej stabilizacji temperaturowej w US2.
13. Oszacować jaka jest największa dopuszczalna wartość rezystancji rezystorów kolektorowych US2 przy założonej wydajności źródeł prądowych.
14. Zasada podwójnego zrównoważenia mieszacza 2.
15. Cel stosowania wzmacniacza pomiarowego w badanym modelu laboratoryjnym.

6. OPIS TECHNICZNY POMIARÓW

W trakcie ćwiczenia laboratoryjnego należy przeprowadzić:

- badanie własności nieliniowych układu tranzystorowego;
- badanie własności mieszaczy.

Podstawowym przyrządem pomiarowym jest analizator widma. Po skonfigurowaniu odpowiedniej struktury badanego układu zgodnie z wytycznymi zawartymi przy odpowiednich tabelach należy dokonać pomiaru poziomu składowych widma sygnału wyjściowego.

Wszystkie pomiary poziomów sygnałów należy określać w jednostkach dB μ V. Ta jednostka określa względny poziom napięcia wyrażony w dB odniesiony do poziomu napięcia równego 1 μ V

$$U[dBmV] = 20 \log \frac{U}{1mV} \quad (4)$$

Wartość dodatnia oznacza wskazuje o ile decybeli zmierzony poziom jest większy od 1 μ V. Przykładowo poziom 60 dB μ V odpowiada poziomowi 1 mV a 80 dB μ V odpowiada poziomowi 10 mV.

Uwagi:

1. Dysponując dwoma generatorami sygnałowymi należy określić, który z nich będzie źródłem sygnału sterującego (U_s) a który źródłem sygnału heterodyny (U_h).
2. Przy zestawianiu stanowiska należy zapewnić, żeby mierniki poziomu wyjściowego generatorów wskazywały poziom na impedancji 50 Ω .
3. W tabelach pomiarowych każdorazowo zaznaczono do którego z ponumerowanych wejść modelu laboratoryjnego podłączyć dany generator. Symbol np. We:1s 4h oznacza, że do wejścia 1 podłączyć źródło sygnału a do 4 źródło heterodyny.

- Przy pomiarze składowych widma o małym poziomie wskazania poziomu mogą fluktuować ze względu na mały stosunek sygnał/szum na wejściu miernika poziomu. Przy odczycie należy wynik zaokrąglić do całkowitej.
- Wyjście Wy1 modelu laboratoryjnego jest przeznaczone do podłączenia obciążenia wysokoomowego.
- Wyjścia Wy2 i Wy3 są przeznaczone do podłączenia obciążenia niskoomowego (50Ω) w szczególności analizatora widma.
- Przed włączeniem zasilania modelu laboratoryjnego należy włączyć analizator i odczekać aż załaduje się jego oprogramowanie.**

Do badania własności nieliniowych układu tranzystorowego należy wykorzystać układ mieszacza 1. W tym celu wejście We 2 należy zewrzeć do masy co spowoduje, że układ mieszacza 1 staje się klasycznym wzmacniaczem OE i taki prosty układ poddany będzie badaniom.

Przy badaniu wzmacniacza OE należy wykonać następujące pomiary:

- Pomiar poziomu sygnału wyjściowego o częstotliwości podstawowej i harmonicznym w funkcji poziomu sygnału wejściowego. Wyniki pomiarów należy zestawić w tabeli 1.
- Pomiar poziomu produktów intermodulacji 3-go rzędu na wyjściu w funkcji poziomu 2 sygnałów wejściowych. Wyniki pomiarów należy zestawić w tabeli 2.

Przy badaniu mieszaczy należy wykonać następujące pomiary:

- Pomiar poziomów produktów wyjściowych o częstotliwościach podstawowych, harmonicznym i intermodulacyjnych mieszaczy:
 - z wyjściem asymetrycznym dla wszystkich mieszaczy;
 - z wyjściem symetrycznym dla mieszacza zrównoważonego i podwójnie zrównoważonego. Wyniki pomiarów należy zestawić w tabeli 3.
- Pomiar poziomów produktu o pośredniej częstotliwości mieszaczy z wyjściem asymetrycznym w funkcji poziomu heterodyny. Wyniki pomiarów należy zestawić w tabeli 4.

Tabela 1

Poziom sygnału o częstotliwości podstawowej U_{wy} i harmonicznym $U(2f_s)$ i $U(3f_s)$ na wyjściu układu jednotranzystorowego w funkcji poziomu sygnału wejściowego								
$U_{zas}=\pm 8V$ $f_s=47kHz$ (sygnał do We1, We2 zwarte do masy)								
wyjście asymetryczne								
$U_s[mV]$	2	5	10	15	20	30	50	100
$U_{wy}[dB\mu V]$								
$U(2f_s)[dB\mu V]$								
$U(3f_s)[dB\mu V]$								

Tabela 2

Poziom produktu intermodulacji 3-go rzędu ($f_{IM3} = 27kHz$) na wyjściu układu jednotranzystorowego w funkcji poziomu 2 sygnałów wejściowych								
$U_{zas}=\pm 8V$ $f_{s1}=37kHz$ $f_{s2}=47kHz$ $U_{s1}=U_{s2}=U_s$ (We 3 i 4, We2 zwarte do masy)								
$U_s[mV]$	2	5	10	15	20	30	50	100
$U_{wy}[dB\mu V]$								

Tabela 3

Poziomy produktów wyjściowych mieszaczy w $dB\mu V$							
$U_{zas}=\pm 8V$ $f_s=47kHz$ $f_h=37kHz$ $U_s=5mV$ $U_h=50mV$ (We 1s 2h)							
produkt	f [kHz]	mieszacz 1		mieszacz 2		mieszacz 3	
		wyjście asymetryczne	wyjście asymetryczne	wyjście symetryczne	wyjście asymetryczne	wyjście symetryczne	
f_s-f_h	10						
$2f_h-f_s$	27						
f_h	37						
f_s	47						
$2f_s-f_h$	57						
$2f_h$	74						
f_s+f_h	84						
$2f_s$	94						
$3f_h$	111						
f_s+2f_h	121						
$2f_s+f_h$	131						
$3f_s$	141						

Tabela 4

Poziomy produktu pośredniej częstotliwości (f_s+f_h) mieszaczy z wyjściem asymetrycznym w $dB\mu V$ w funkcji poziomu heterodyny			
$U_{zas}=\pm 8V$ $f_s=47kHz$ $f_h=37kHz$ $U_s=2mV$ (We: 1s i 2h)			
$U_h[mV]$	mieszacz 1	mieszacz 2	mieszacz 3
2			
5			
10			
15			
20			
25			
30			
40			
50			
60			
70			
80			
90			
100			

7. OPRACOWANIE OTRZYMANYCH WYNIKÓW

W oparciu o otrzymane wyniki pomiarów należy:

A. Dla układu wzmacniającego:

- Korzystając z tabeli 1 i 2 należy wykreślić na wspólnym wykresie 4 charakterystyki w mierze decybelowej:
 - charakterystykę przejściową wzmacniacza $U_{wy}=f(U_{we})$ dla składowej podstawowej;
 - charakterystykę przejściową wzmacniacza $U_{wy}=f(U_{we})$ dla drugiej harmonicznej;
 - charakterystykę przejściową wzmacniacza $U_{wy}=f(U_{we})$ dla trzeciej harmonicznej;
 - charakterystykę przejściową wzmacniacza $U_{wy}=f(U_{we})$ dla produktu intermodulacji trzeciego rzędu.

Postępując zgodnie z [1] należy wyznaczyć graficznie i określić liczbowo punkt jednodocybelowej kompresji $1dBCP$ oraz punkt przecięcia dla produktów intermodulacji trzeciego rzędu $IP3$ w $dB\mu V$ i mV .

B. Dla mieszaczy

- Należy dokonać normowania wszystkich wyników uzyskanych w tabeli 3 do poziomu składowej pcz. (84kHz) (U/U_{84kHz}) i zestawić je w tabeli 5, która i dalsze znajdują się w oddzielnym dokumencie o nazwie „tabele obliczeniowe”.

Ponieważ wyniki są w $dB\mu V$ wystarczy od wartości w danej komórce odjąć wartość w komórce z poziomem ($f_s + f_h$).

Wyniki należy przedstawić na odpowiednim wykresie np. kolumnowym.

- Na bazie tabeli 3 należy ocenić izolację [1] między wrotami sygnałowymi a pcz. (izolacja S-P = U_{swy}/U_{swe}) oraz heterodynowymi a pcz. (izolacja H-P = U_{hwy}/U_{hwe}) i zestawić je w tabeli 6.

Ponieważ wyniki są w $dB\mu V$ wystarczy od wartości w komórce f_s (f_h) odjąć poziom wejściowy sygnału (heterodyny) 74 (94) $dB\mu V$.

Wyniki należy przedstawić na odpowiednim wykresie np. kolumnowym.

- Korzystając z tabeli 4 należy dokonać obliczeń nachylenia przemiany dla wszystkich mieszaczy z wyjściem asymetrycznym w funkcji poziomu heterodyny i zestawić je w tabeli 7.

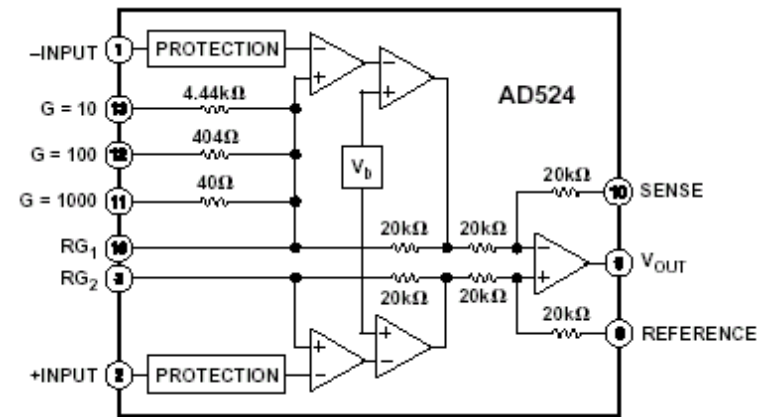
Do obliczeń I_{pcz} należy przyjąć wartość rezystancji obciążenia $R_{pcz} = R_C = 1 \text{ k}\Omega$.

Wyniki należy zobrazować na wspólnym wykresie przebiegiem 3. charakterystyk $g_p = f(u_h)$.

We wnioskach należy przeprowadzić dyskusję otrzymanych wyników i przeprowadzić analizę porównawczą własności nieliniowych wzmacniacza i mieszaczy o różnej strukturze. Dokonując porównania nachylenia przemiany należy pamiętać, że sumowania sygnałów dla mieszacza sumacyjnego (mieszacz 1) dokonano na stratnym sumatorze rezystancyjnym (6dB).

8. LITERATURA

- J. Boksa Analogowe układy elektroniczne BTC Warszawa 2007
- J. Boksa Układy analogowe część II, WAT Warszawa 2000.



Zal. 1 Schemat funkcjonalny wzmacniacza pomiarowego