

Miksologia – mieszacze częstotliwości.

Materiał przetłumaczony (skrótowy/uzupełniony w trakcie tłumaczenia) za zgodą autora. W poniższym opracowaniu przedstawione są zebrane materiały dotyczące podstaw teoretycznych mieszaczy częstotliwości oraz luźne przemyślenia autora.

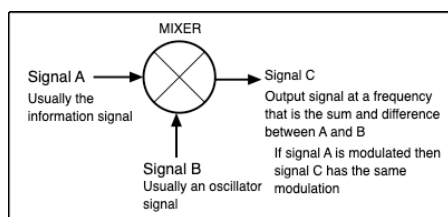
Większość grafiki została pozostawiona z opisami w wersji angielskiej.

Tłumaczenie: Piotr SP9LVZ

By Grayson Evans KJ7UM, Copyright 2020

W ramach badań nad projektowaniem i budowaniem mikserów oraz ich obwodów testowych natknąłem się na stary i znany problem: zrozumienie, jak faktycznie działają miksery i dlaczego jeden mikser jest lepszy od drugiego w różnych obwodach. Odkryłem, że nie byłem sam w swoim zmieszaniu, bo kiedy zapytałem kolegów inżynierów, mądrzejszych ode mnie, lub przeczytałem o działaniu miksera w tekstach elektronicznych, było jasne, że albo nie wiedzieli dużo więcej niż ja, albo nie byli zbyt dobry w wyjaśnianiu tego. Moim celem w tym artykule jest lepsze zrozumienie, jak one działają, mam na myśli to, że *faktycznie* działają, abyś mógł ocenić, jak działają stopnie miksera w obwodzie, rozwiązywać je i projektować od podstaw.

Współczuję Billowi Meara (N2CQR), który w swojej książce SolderSmoke ² opisuje swoje frustracje związane z działaniem mikserów : „Czasami myślałem, że to rozumiem, ale potem zagłębiałem się nieco głębiej i odkryłem, że moje zrozumienie było nieprawidłowe lub przynajmniej niekompletne. Miksery (częstotliwości) są absolutnie kluczowymi etapami w prawie wszystkich amatorskich nadajnikach i odbiornikach, więc wiedziałem... w końcu będę musiał naprawdę zrozumieć, jak działają te obwody. Istnieje wiele ścieżek do zamieszania w tej dziedzinie. Możesz dać się zwieść objaśnieniom graficznym i opisom słownym „machającym ręką”. I myślę, że czysto matematyczne wyjaśnienia nie zapewniają tego rodzaju intuicyjnego zrozumienia, którego szukamy...”



Moje zamieszanie było podobne do zamieszania Billa i wiele z tego zamieszania wywołała nazwa „mikser”, która sugeruje, że dwa sygnały są po prostu dodawane do siebie lub mieszane. Mikser addytywny to coś, co robią miksery mikrofonów audio, dodają razem amplitudę dwóch różnych sygnałów (miksują je – to znaczy sumują amplitudy), aby uzyskać sumaryczny wynik wyjściowy. Miksery radiowe mieszają częstotliwości, a nie amplitudy (no, niektóre), w procesie mnożenia. Właściwie należy je nazwać mnożnikami i

dlatego symbolem schematu miksera jest znak mnożenia w kole. „Mnożnik” to sieć z 3 portami, 2 porty to wejścia, trzeci to wyjście, na którym pojawia się, wśród wielu innych sygnałów, suma i różnica sygnałów wejściowych, z których jednym jest sygnał pożądaný. Więc gdzie jest mnożenie? Wygląda mi na dodawanie i odejmowanie.

Jeśli badasz obwody mikserów w tekstach elektronicznych lub pytasz „ekspertów”, jak działają, zazwyczaj otrzymasz dwie odpowiedzi: 1) elementy nieliniowe i 2) trygonometria. Oba te aspekty odgrywają rolę w działaniu miksera, oba są elementami układanki, ale żaden tekst, który znalazłem, nie łączy ich w sensowny sposób. Żaden szanujący się podręcznik o elektronice, który obejmuje miksowanie sygnałów, nie pozwoli Ci uciec bez zagłębiania się w równania trygonometryczne, które „wyjaśniają”, jak to działa. Przepraszam, ale żaden obwód elektryczny nie zna trygonometrii.

Można zrozumieć, jak działają miksery, nie wiedząc nic o matematyce, ale matematyka pomaga wyjaśnić, jak działa jeden aspekt miksowania, więc chcę przeprowadzić cię przynajmniej przez podstawy. To zajmie tylko chwilę.

Podstawowa funkcja miksera częstotliwości polega na mnożeniu jednego powtarzającego się przebiegu okresowego przez drugi (jak zobaczymy nieco później). To mnożenie może być reprezentowane przez prostą tożsamość trygonometryczną, która modeluje to, co dzieje się w mikserze. To jedna z tych rzeczy, których nauczyłeś się w liceum, ale szybko zapomniałeś.

$$\sin(a) \cdot \sin(b) = \frac{1}{2} \cos(a-b) - \frac{1}{2} \cos(a+b)$$

To mówi, że wynikiem mnożenia są dwie funkcje cosinusów, jedna na różnicy a i b i jedna na sumie a i b . Trochę nudne, ale jeśli a i b są dwoma sygnałami zmieniającymi się w czasie, robi się ciekawiej.

Możesz przedstawić sinusoidalny sygnał radiowy (f) jako $A \sin(2\pi f_a t)$, gdzie A to amplituda sygnału, f_a to częstotliwość, a t to wycinek czasu. To po prostu określa amplitudę sygnału w dowolnym momencie t . Widzisz to cały czas jako część formuł elektroniki. $\sin(2\pi f_a t)$ jest zawsze wartością z przedziału od -1 do +1. Jeśli zamienię funkcję sinus sygnału radiowego na mnożenie sinusów, które otrzymam;

$$A \sin(2\pi f_a t) * B \sin(2\pi f_b t) = \frac{1}{2} A * B (\cos(2\pi [f_a - f_b] t) - \cos(2\pi [f_a + f_b] t))$$

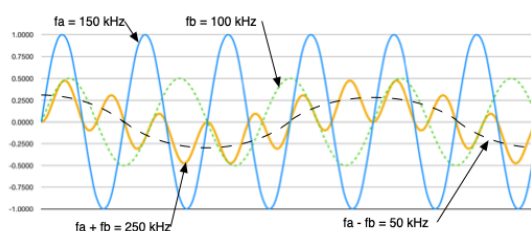
To samo wyrażenie, ale teraz z ciekawszymi wynikami. Jeśli założysz, że amplitudy sygnałów wynoszą tylko 1, staje się:

$$\sin(2\pi f_a t) * \sin(2\pi f_b t) = \frac{1}{2} (\cos(2\pi [f_a - f_b] t) - \cos(2\pi [f_a + f_b] t))$$

Oznacza to, że gdybyś był w stanie pomnożyć dwa sygnały, otrzymalibyśmy to z cosinusami po prawej stronie. Ważne jest to, co znajduje się w nawiasach kwadratowych wyrazów cosinusowych: $f_a - f_b$ i $f_a + f_b$. Terminy te definiują częstotliwości wyjściowe, które są różnicą i sumą częstotliwości wejściowych. Zauważ, że oryginalne sygnały f_a i f_b zniknęły. Puf!. Są transportowane do czwartego wymiaru (co do tego nie jestem pewien hi).

Możesz się z tym trochę pobawić, tworząc własny mikser matematyczny w Excelu, tak jak ja (zajęło mi trochę czasu, aby zrobić to dobrze. Nic, co robię, nie działa za pierwszym razem – *nawet arkusz kalkulacyjny*)³. Pomoże Ci to przekonać, podobnie jak mnie, że matematyka rzeczywiście działa. Arkusz kalkulacyjny miksera składa się z dwóch sygnałów A i B. A to 1 V, 200 KHz, a B to 0,5 V przy 150 KHz. Stworzyłem tabelę 360 różnych wartości przebiegu w małych interwałach czasowych. Poniżej przedstawiono kilka pierwszych wartości arkusza kalkulacyjnego. Rysunek 1.

KJ7UM's Trig Mixer			
signals	A	B	A*B
Amplitudes	1.00	0.50	
Frequency	200.00	150.00	
Time increment	0.0001		
0	0.0000	0.0000	0.0000
0.0001	0.1253	0.0471	0.0059
0.0002	0.2487	0.0937	0.0233
0.0003	0.3681	0.1395	0.0513
0.0004	0.4817	0.1841	0.0887
0.0005	0.5878	0.2270	0.1334
0.0006	0.6845	0.2679	0.1834
0.0007	0.7705	0.3064	0.2361
0.0008	0.8443	0.3423	0.2890



Kolumna A to $A \sin(2\pi f_a t)$, Kolumna B to $B \sin(2\pi f_b t)$, Trzecia kolumna to po prostu A razy B.

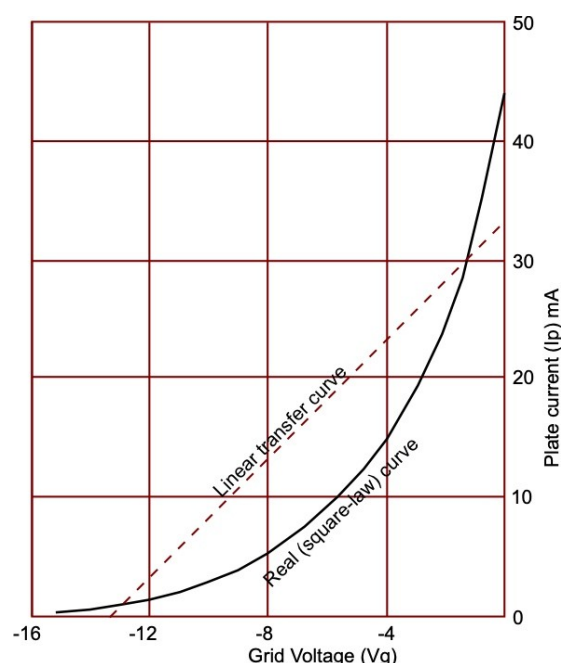
Amplitudy sygnału wyjściowego wynoszą 1/2 iloczynu amplitud wejściowych ($1/2 \times 1 \times 0,5$) = 0,25V. Złożony sygnał wyjściowy składa się z dwóch składowych $0,25 \cos(2\pi 200t)$ i $0,25 \cos(2\pi 150t)$. Daje to częstotliwości sygnału wyjściowego 50 kHz i 250 kHz pokazane na wykresie na rysunku 1 - Wykres przebiegów wyjściowych z obliczeń mieszania.

Cytując ponownie Billa Meare: „Równania zdają się mówić, że częstotliwości sumy i różnicy, które widzimy wychodząc z obwodów miksera, są spowodowane zwielokrotnieniem dwóch sygnałów wejściowych. Jak to działa? W tym momencie wiele książek wydawało się stchórzyć przed dostarczaniem niematematycznych wyjaśnień. Ale dla mnie matematyka wydawała się wołać o jakieś wyjaśnienie. Wydawało się, że równania mówią, że niektóre bardzo proste urządzenia – na przykład jedna dioda – są w jakiś sposób w stanie przyjąć dwa sygnały wejściowe, pomnożyć je i wypluć nowe częstotliwości, które są sumą arytmetyczną i różnicami dwóch

sygnałów wejściowych. Przylapałem się na myśleniu, diody są dobre, ale czy są TAK dobre? Kto nauczył ich tabliczki mnożenia? A jeśli szukamy częstotliwości sumy i różnicy, dlaczego nie używamy dodawania i odejmowania? Dlaczego używamy mnożenia? Zrozumienie modulacji AM lub SSB oznacza zrozumienie, jak działa mieszanie częstotliwości, po prostu trzeba to zrozumieć”.

Jak więc uczymy diody mnożenia? W rzeczywistości proste obwody elektroniczne mogą wykonywać matematykę, a raczej powinienem powiedzieć, że mogą robić rzeczy, które są bliskie temu, co opisuje matematyka, i aby to zrozumieć, tutaj wkraczają rzeczy nieliniowe. Gdybyśmy mieli obwód, który mógłby faktycznie wykonać mnożenie sinusów (innych niż komputer), to byłoby świetne i wszyscy po prostu by go używali i byłby to koniec tego artykułu. Ale nie.

Dlaczego do mnożenia potrzebuję czegoś, co jest nieliniowe? To kolejna część historii. Żadne znane mi aktywne urządzenie nie jest idealnie liniowe, co oznacza, że wyjście urządzenia lub obwodu jest dokładną repliką wejścia. Idealnie liniowy wzmacniacz, na przykład ze wzmocnieniem 10, wyśle sygnał, który ma dokładnie taki sam kształt fali jak wejście, tylko 10 razy większy. Podczas gdy w praktyce jest to możliwe przy ograniczonym zakresie wejściowym, dobrym projekcie i negatywnym sprzężeniu zwrotnym, wzmacniacz może zbliżyć się do idealnie liniowego, ale w większości przypadków występuje pewna nieliniowość.



Rysunek 2: Charakterystyka siatka – anoda, nieliniowa krzywa charakterystyczna typowej triody.

Na przykład, jeśli spojrzymy na charakterystykę przenoszenia typu siatka-anoda typowej triody wzmacniającej, może to wyglądać tak, jak na rysunku 2. Charakterystyka przenoszenia nie jest liniowa.

Podczas gdy hipotetyczna idealnie liniowa odpowiedź byłaby linią prostą, rzeczywiste lampy elektronowe (oraz tranzystory) mają charakterystykę przenoszenia, która jest krzywą. Ponieważ nachylenie krzywej przenoszenia (zależność prądu anody od napięcia siatki lampy w triodzie) w dowolnym punkcie reprezentuje transkonduktancję w tym punkcie pracy, linia prosta oznaczałaby, że transkonduktancja byłaby stała, niezależnie od napięcia siatki. Na przykład linia prosta może dać zależność napięcia $V_{out} = 10V_{in}$. Transkonduktancja, którą reprezentuje linia prosta, oznacza, że wyjście będzie wzmocnioną repliką wejścia. Brak zniekształceń.

Ale linia zakrzywiona reprezentuje relację nieliniową zwaną relacją *kwadratową*, ponieważ równanie definiujące relację wejścia do wyjścia zawiera człon kwadratowy. Transkonduktancja zmienia się w zależności od punktu pracy (napięcia siatki). Aby wzmacniacz był jak najbardziej liniowy, projektanci starają się ograniczyć zakres pracy na krzywej przenoszenia i na najbardziej liniowej części krzywej.

Krzywą można opisać prostym równaniem, na przykład

$$V_{out} = aV_{in} + bV_{in}^2$$

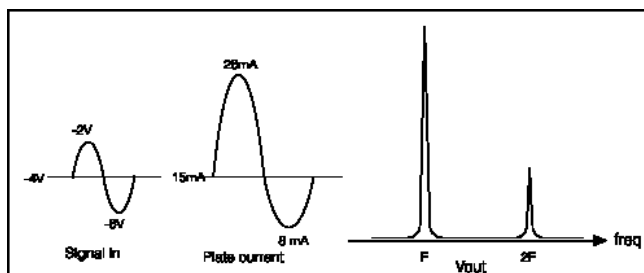
nasze (równanie) w przypadku transkonduktancji siatka-anoda,

$$I_p = aV_{in} + bV_{in}^2$$

Część aV_{in} reprezentuje relację liniową, ale bV_{in}^2 , część wykładnicza, „zagina” linię w krzywą, sprawiając, że zmiana wzmocnienia jest wykładnicza w całym zakresie krzywej. Wielkość nieliniowości (wielkość krzywizny) jest określona przez stałą „b”.

Przy tego rodzaju charakterystyce kwadratowo-prawnej wystąpią pewne rodzaje zniekształceń⁴. Im większy współczynnik członu V_{in}^2 , tym bardziej zakrzywiona charakterystyka i większe zniekształcenie przebiegu wejściowego. Wyniki wejściowej fali sinusoidalnej o wartości 4Vp-p, z punktem odchylenia -4V pokazano na

rysunku 3. Powodem, dla którego kształt fali wyjściowej jest zniekształcony, jest to, że wahania dodatnie zostały wzmacnione znacznie bardziej niż wahania ujemne.



Rysunek 3: Kwadratowe zniekształcenie wejściowej fali sinusoidalnej i wypadkowa drugiej harmonicznej wyjścia

Zmiana, która nastąpiła na wyjściu, powoduje zniekształcenie harmoniczne drugiego rzędu, ponieważ nowa częstotliwość objawia się dwukrotnie wyższą niż częstotliwość wejściowa. Czemu? Ponieważ zniekształcony kształt fali składa się teraz z (co najmniej) dwóch różnych częstotliwości. Naprawdę? Bill Meara wyjaśnia:

„Jean-Baptiste Joseph Fourier. Odkrył, że każdy złożony przebieg okresowy może być wynikiem połączenia zestawu fal sinusoidalnych o różnych częstotliwościach. Bez względu na to, jak zniekształcony jest sygnał wyjściowy, Fourier doszedł do wniosku, że każdy złożony przebieg okresowy może być postrzegany jako złożony z fal sinusoidalnych o wielu różnych częstotliwościach”.

Pamiętaj, wzmacniacz nie robi matematyki, matematyka po prostu opisuje, co robi wzmacniacz.

Jeśli spojrzymy na przebieg wyjściowy w domenie częstotliwości (po prawej na powyższym rysunku), widać, że w zniekształconym przebiegu występuje inna częstotliwość. W szczególności wynikiem zniekształcenia drugiego rzędu jest druga harmoniczna. Amplituda tej harmonicznej jest wypadkową wielkości krzywizny (współczynnika członu V_{in}^2). Ta druga harmoniczna jest „ukryta” w kształcie fali zniekształconego sygnału wyjściowego.

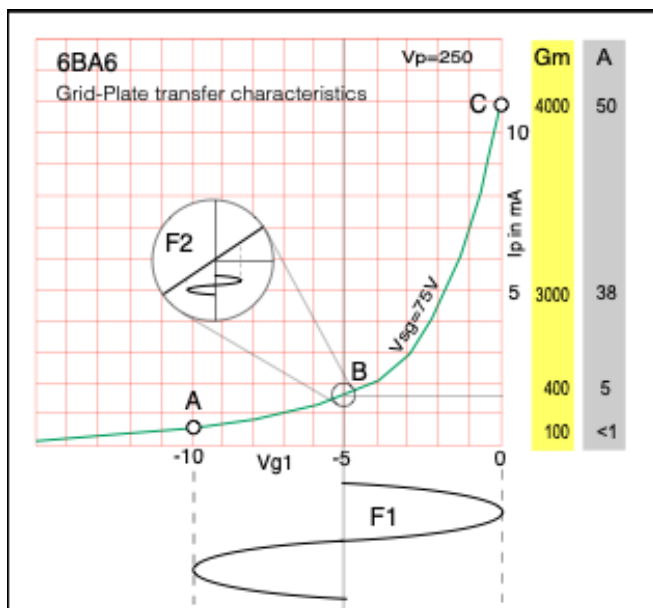
Dwa sygnały wejściowe

Jeśli zastosuję dwa sygnały do wzmacniacza o nieliniowej charakterystyce kwadratowo-kwadratowej, wyniki stają się dużo ciekawsze (w każdym razie dla mnie). Każdy sygnał będzie ponownie miał drugą harmoniczną, jak widać na wykresie wyjściowym widma na rysunku 3. Ale teraz są dwa dodatkowe sygnały, $F_2 - F_1$ i $F_1 + F_2$. Skąd się one wzięły? To jest interesująca część. Pochodzą z mnożenia trygonometrycznego F_1 i F_2 . Jak to się stało? Stało się tak, ponieważ jeden sygnał zmienia się na drugi, i tu znowu pojawia się mnożenie⁵.

Jak aktywne urządzenia robią mnożenie (bez kalkulatora)?

Wykres na rysunku 5 może pomóc mi wyjaśnić, w jaki sposób urządzenia nieliniowe mogą wykonywać wyzwalanie. Wykres jest częścią charakterystyki przenoszenia siatka-anoda dla pentody 6BA6. Narysowałem jedną krzywą dla napięcia siatki ekranu 75 woltów przy napięciu płyty 250 woltów. Widać, że krzywa ma dość kwadratową charakterystykę. Po prawej obok osi prądu płytki (I_p) dodałem oś transkonduktancji w μmhos (z innego zestawu krzywych) oraz oś pokazującą typowe wzmocnienie dla stopnia wzmacniacza z wykorzystaniem 6BA6.

Normalnie, na przykład we wzmacniaczu RF, lampa będzie działała z pojedynczym napięciem polaryzacji siatki sterującej, być może -2 V , a sygnał, który ma zostać wzmacniony, jest również podawany do siatki sterującej, na przykład $\pm 0,5$ wolta. W małym zakresie napięcia sieci zmiana nachylenia krzywej jest niewielka, a transkonduktancja nie różni się zbyt, ale nadal będą występować pewne zniekształcenia drugiego rzędu i co najmniej drugie harmoniczne, ale o małej amplitudzie.



Rysunek 5: Charakterystyki przenoszenia dla 6BA6 z napięciem ekranu 75V i napięciem płyty 250V pokazujące, jak duży sygnał siatki F1 może przesunąć punkt pracy na krzywej dla F2, mnożąc F2 przez różną wartość w całym cyklu F2.

Ale jeśli sygnał przyłożony do sieci jest duży, jak pokazuje sygnał F1, punkt pracy na krzywej przenoszenia będzie się bardzo różnił. W tym przykładzie będzie się wahać od 0 woltów siatki do -10 woltów, podczas całego wahania sygnału transkonduktancja będzie się wahać od 4000 do mniej niż 100. Transkonduktancja G_m sygnału od siatki do płyty może być uważana za okresowo zmieniającą się przy częstotliwości oscylatora, zmieniające wzmacnienie od 50 do mniej niż 1. Spowoduje to duże zniekształcenia wytwarzające produkty zniekształceń drugiego i prawdopodobnie trzeciego rzędu. Niedobrze, jeśli używamy lampy jako wzmacniacza. Jednak właśnie tego potrzebujemy, jeśli chcę mieć mikser mnożący. Przeprowadzę cię przez to.

Jeśli przyłożę do siatki jednocześnie dwa sygnały, pokazane jako F1 i F2, większy sygnał przesunie punkt pracy na krzywej, który „widzi” mniejszy sygnał, F2. Założmy, że napięcie siatki S była przesunięte do -5V (polaryzacja wstępna). Gdy F1 wynosi 0 V, chwilowy punkt pracy na krzywej znajduje się w punkcie B, F2 będzie zatem działał również wokół punktu B, w małym zakresie liniowym, z chwilową transkonduktancją około 400, co daje wzmacnienie stopnia 5 lub zwielokrotnienie (amplitudy) F2 o 5.

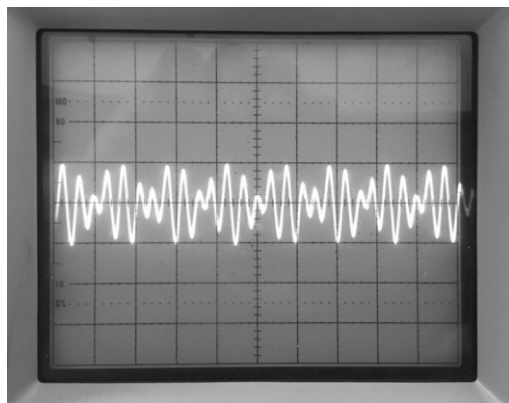
- Gdy przebieg F1 dochodzi do 0 V, transkonduktancja wzrasta na krzywej do 4000 (punkt C), a sygnał F2 działa przy polaryzacji 0 V i pomnożeniu 50 (wzmocniony 50 razy).

- Gdy przebieg F1 przechodzi z powrotem do -5V, F2 jest wzmacniany o 5,

- Gdy F1 waha się do -10 V (punkt A), powoduje to spadek chwilowej transkonduktancji do około 100. Wzmocnienie F2 spada do 1 lub mniej.

- Gdy F1 przechodzi przez swój sinusoidalny kształt fali, F2 jest mnożone przez wartości w zakresie od 1 do 50 przy częstotliwości F2.

- Ponieważ F2 zmienia swoje sinusoidalne wartości, jest mnożone przez wartość punktu pracy F1, gdy F1 zmienia swoje sinusoidalne wartości. Powstały zniekształcony przebieg daje co najmniej dwa dodatkowe sygnały ($F1+F2$ i $F1-F2$). Wygląda to podobnie do wyświetlacza w dziedzinie czasu na rysunku 6. Jest to przykład z $F1=10$ MHz i $F2=14$ MHz.



Rysunek 6: Wyświetlanie w domenie czasu miksowania sygnału 10 MHz (F1) z sygnałem 14 MHz. Przebieg zawiera sygnały o częstotliwościach 4 MHz, 10 MHz, 14 MHz, 20 MHz, 24 MHz, 28 MHz, przynajmniej według Monsieur Fourier. Pion: 1V/cm, przemiatanie = 0,2uS/cm

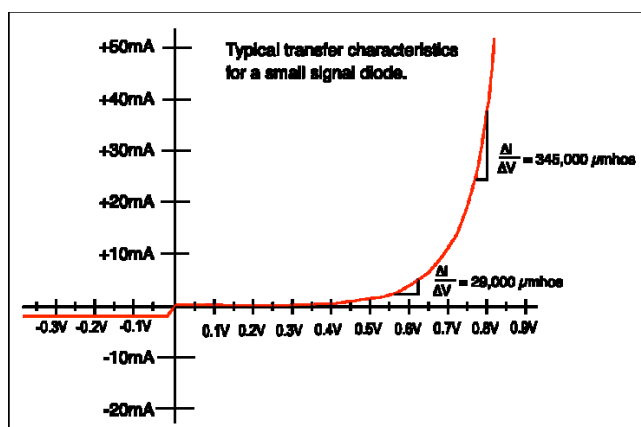
Idealny wzmacniacz liniowy nigdy nie zapewni miksowania. Krzywizna przenoszenia parzystego rzędu w charakterystyce urządzenia jest nieliniowością potrzebną do mieszania (sumowania częstotliwości przez mnożenie).

W moim przykładzie zauważ, że uczyniłem F1 znacznie większym niż F2. Było to celowe, ponieważ ułatwiło to wyjaśnienie efektu przesunięcia biasu (polaryzacji napięciem stałym siatki), ale w rzeczywistości większość mikserów działa najlepiej, gdy jeden z sygnałów jest znacznie większy od drugiego. O ile większy?

Zgodnie z podręcznikiem Radio Design ⁶, minimalne napięcie szczytowe oscylatora wymagane do prawidłowego działania miksera jest w przybliżeniu równe połowie różnicy między napięciem oscylator-elektroda potrzebnym do maksymalnej transkonduktancji siatki sygnału a napięciem wymaganym do odcięcia transkonduktancji. Innymi słowy, co najmniej połowa zakresu krzywej przenoszenia. W moim przykładzie około 7,5 Vp-p.

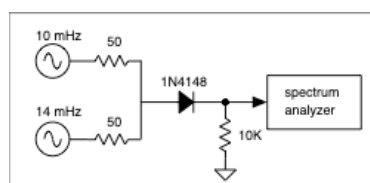
Amplituda zwielokrotnionych iloczynów jest wprost proporcjonalna do zmiany punktu pracy, którą może wytworzyć co najmniej jeden z sygnałów. Jeśli zarówno F1 jak i F2 byłyby stosunkowo małymi sygnałami, mnożenie nadal będzie zachodziło, ale wyniki będą jeszcze mniejsze, a ich amplitudy słabe. W rzeczywistych mikserach zwykle jeden sygnał pochodzi z oscylatora i jest stosunkowo duży, a drugi sygnał (sygnał, którego częstotliwość chcesz zmienić) jest zwykle mały. Niestety, twój podstawowy obwód miksera również przepuszcza F1 i F2 przez plus harmoniczne zniekształceń, jak omówiłem wcześniej. *Nie znikają po prostu tak, jak chciałbyś wierzyć w funkcje trygonometryczne.* Te harmoniczne mogą również mieszać się z sygnałami F1 i F2, generując szereg innych wyjść. Na szczęście mają one małą amplitudę i zazwyczaj łatwo je odfiltrować.

Prosty mikser diodowy wykorzystujący małą diodę sygnałową jest często używany w podręcznikach, aby zademonstrować, jak działa miksowanie. Przypomnij sobie wcześniejsze pytanie Billa Meary („Kto nauczył ich [diody] tabliczki mnożenia?”). Powodem, dla którego mogą się mnożyć, jest to, że dioda jest tak nieliniowym (i prostym) elementem obwodu, jak to tylko możliwe. Nie robi świetnej roboty, ale na pewno jest tania. Wziąłem ten przykład z jednego z Ward Silver, N0AX, Hands-on Radio, QST Article ⁸. Jeśli zagłębisz się w krzywą transkonduktancji dla małej diody sygnałowej, wygląda to mniej więcej tak. Krzywa charakterystyki przenoszenia, rysunek 7, jest dość dramatyczna, przechodząc od „pasywnej” transkonduktancji zerowej do ponad 345 000 μmhos w małym zakresie napięcia wejściowego. Tak mały, że zwykle nie zwracamy na niego uwagi. Ale jest to bardzo nieliniowe urządzenie, które będzie generować nie tylko produkty drugiego, ale i trzeciego rzędu (jak zobaczymy poniżej).



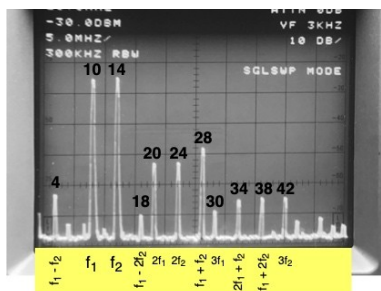
Rysunek 7: Krzywa charakterystyki przenoszenia dla typowej małej diody sygnałowej.

Zbudowałem prosty obwód, Rysunek 8, w celu zbadania wyników mieszania. Jeden generator sygnału dostarcza 10 MHz (f1), a drugi 14 MHz (f2).



Rysunek 8 – prosty mikser diodowy

Wynik można zobaczyć na wyświetlaczu analizatora widma, Rysunek 9, z oznaczonym każdym sygnałem wyjściowym. Częstotliwości sygnału są oznaczone na ekranie, a stosunek do f1 i f2 znajduje się na dole ekranu. Zmieniłem dwa sygnały wejściowe tak, aby dawały taką samą amplitudę na wyświetlaczu. Normalnie jeden z sygnałów (na przykład OSC) byłby znacznie większy niż drugi. Ponieważ nie ma filtrowania, wszystkie generowane i przechodzące sygnały są widoczne.



Rysunek 9: Wyświetlanie przez analizator widma wyjścia miksera diodowego. Wyświetlacz obejmuje 50 MHz i pokazuje większość produktów miksujących drugiego i trzeciego rzędu, a także sygnały wejściowe.

Po lewej stronie znajdują się oryginalne sygnały wejściowe, f1 i f2 (przy 10 i 14 MHz). Generowane wyjścia ze względu na charakterystykę kwadratu diody to 2f1, 2f2, 3f1, 3f2 itd. Wyjścia mnożenia to 4 MHz (f1-f2) i 28 MHz (f1+f2). Istnieje wiele innych produktów mnożenia spowodowanych mnożeniem sygnałów wejściowych z harmonicznymi (f1-2f2, 2f1 + f2 itd.). W

większości przypadków pożądane jest tylko jedno wyjście, f_1-f_2 lub f_1+f_2 , reszta musi zostać odfiltrowana. Dlatego dioda, choć tania i łatwa, oznacza, że filtrowanie wymaga większej uwagi. Zauważ, że amplituda oryginalnego sygnału przechodzącego przez mikser jest znacznie wyższa niż w produktach miksera, w tym przykładzie około 20 dB+ większa. Są zdecydowanie lepsze miksery mnożące niż pojedyncza dioda. Niektóre z najpopularniejszych mikserów wykorzystują kombinację diod.

Mieszacze na lampach elektronowych (lampowe)

Wadą mikserów diodowych jest to, że działają z utratą sygnału. Aby zminimalizować straty, większość mikserów multiplikujących wykorzystuje urządzenia aktywne, takie jak tranzystory, tranzystory polowe i lampy elektronowe (mieszacze na układach scalonych zawierają w swej strukturze tranzystory). Prawie każda lampa może być używana jako mikser, jeśli pracuje w nieliniowym obszarze jej krzywej przenoszenia. Jeśli spojrzysz na schematy najpopularniejszych odbiorników i nadajników lampowych, znajdziesz triody, podwójne triody, a nawet pentody służące do miksowania. **Istnieją jednak pewne typy lamp, które zostały zaprojektowane jako mieszacze i optymalizują je pod kątem pracy.** Prawdopodobnie najstarsze to lampy konwertujące pentagrid (*heptody pięciosiatkowe np. europejskie oznaczenie ECH81*), używane jako pierwsze miksery/konwertery we wczesnych latach 60-tych, takie jak 6BA7 i 6BE6. Te wielosiatkowe lampy złożone (heptoda plus trioda) zostały zaprojektowane do użytku jako oscylatory, miksery i wzmacniacze ze sprzężeniem elektronowym, wszystko w jednej obudowie. Wadą ich jest to, że jako lampy wielosiatkowe (heptody), mają wysoki poziom szumów, a ponadto łatwo się przesterowywały silnym sygnałem (problem z intermodulacją). Lepsze, o mniejszym szumie konstrukcje, takie jak trioda z podaniem sygnału LO (heterodyna, lokalny oscylator, VFO) na katodę, przejęły dominację w układach mieszaczy. Na początku lat sześćdziesiątych popularne stały się lampy mieszające z tak zwanym odchyłaniem wiązki¹ (specjalne lampy które były stosowane w USA w telewizorach kolorowych).

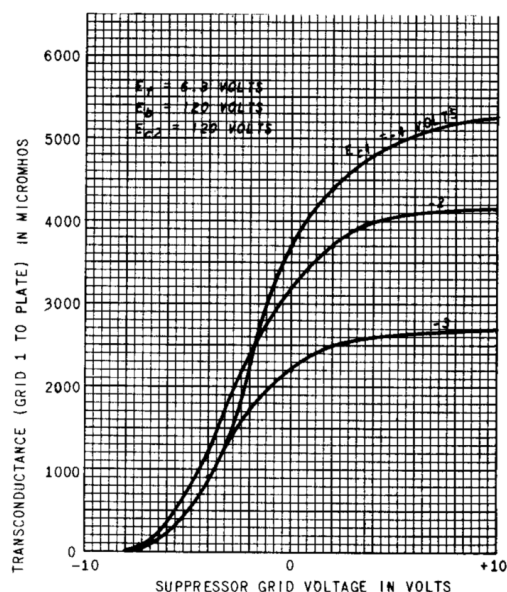


Niedawno natknąłem się na artykuł napisany przez kogoś z Collins kilkadziesiąt lat temu, opisujący użycie jako miksera lampy „podwójnej kontroli”, w szczególności 6AS6. Podwójna lampa sterująca jest miniaturową pentodą, ale siatka tłumiąca jest przeznaczona do użycia jako niezależna elektroda sterująca dla obwodów takich jak wzmacniacze bramkowane, miksery i wzmacniacze z regulacją wzmocnienia. **Istnieje kilka pentod „podwójnego sterowania”, w tym 6AS6, 6DT6, 6HZ6, 6GY6 i 6GX6.** Mają te same wyprowadzenia i są wymienione jako detektory FM w telewizorach, chociaż różnią się znacznie pod względem cech.

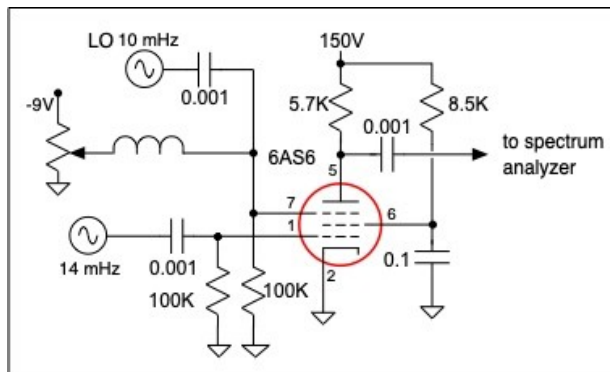
Podwójna pentoda 6AS6 była używana w kilku komercyjnych nadajnikach i odbiornikach Collins Radio SSB (nie używana w żadnym sprzęcie amatorskim, który znam). Użyłem tej lampy w obwodach regulacji wzmocnienia, ale zawsze chciałem wypróbować ją jako mikser. Jedno spojrzenie na napięcie siatki ekranującej w funkcji krzywych transkonduktancji siatki sterującej, rysunek 10 i wiesz, że to świetny mikser mnożący. Sygnał oscylatora OSC o wartości nawet 5Vp-p będzie zmieniać transkonduktancję siatki sterującej (gdzie doprowadzany jest sygnał RF - sygnał odbierany częstotliwości radiowej) w zakresie od 1000 do 5000 μmhos .

Rysunek 10: Krzywe transkonduktancji siatki ekranującej dla 6AS6 pokazujące dramatyczną zmianę transkonduktancji w miarę zmiany napięcia na siatce ekranu.

Obwód, którego użyłem do zademonstrowania funkcji miksera, pokazano na rysunku 11. Podłączyłem te same dwa źródła sygnału, sygnał 10 MHz działa jako LO. Jeśli spojrzysz na krzywe, największa nieliniowość występuje przy napięciach siatki ekranującej poniżej +5 V lub mniej. Chciałem poeksperymentować z polaryzacją siatki, aby wyśrodkować sygnał LO dla różnych części krzywej. Dlatego na schemacie widzisz obwód polaryzacji na tej siatce.

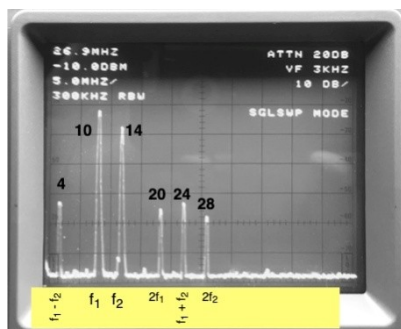


Rysunek 11: Obwód mieszacza dla 6AS6. Obwód pozwolił mi na zmianę punktu polaryzacji siatki ekranującej (patrz rysunek 10), aby uzyskać jak najlepiej wyglądający sygnał wyjściowy.



analogizatorze widma).

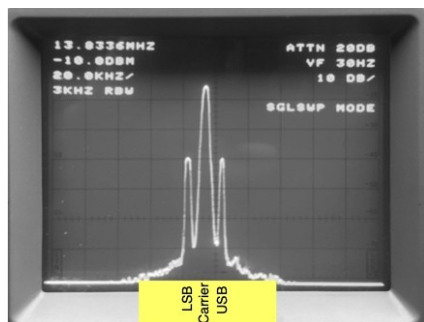
Wynik jest pokazany na analizatorze widma, Rysunek 12. Ponownie możesz zobaczyć dwie częstotliwości wejściowe f_1 i f_2 , jak również ich drugą harmoniczną oraz dwa wyniki mieszania, f_1+f_2 i f_1-f_2 . Ze względu na bardziej „delikatne” krzywe przenoszenia, rura wytwarza niewiele produktów trzeciego rzędu lub nie wytwarza ich wcale. Dostosowując punkt polaryzacji siatki ekranującej do około -2,7 V, udało mi się wyeliminować wszystkie produkty trzeciego rzędu (są one wciąż znacznie poniżej poziomu szumu w



Rysunek 12: Wyświetlanie widma dla obwodu mieszacza 6AS6. Zwróć uwagę na brak harmonicznych trzeciego rzędu i produktów mieszania. Jestem pewien, że jest trochę w szumie na dole wyświetlacza.

Łatwo jest zapomnieć, że modulatory to tak naprawdę miksery. Modulacja AM to po prostu mieszanie częstotliwości nośnej z innym sygnałem o częstotliwościach audio. W moim obwodzie testowym, jeśli zmienię sygnał LO na częstotliwość audio (w tym przypadku 10 KHz, aby łatwiej było to zobaczyć), otrzymuję obraz na rysunku 13, klasyczną nośną i górną/dolną wstęgę boczną modulacji AM. Usuń falę nośną i jedną wstęgę boczną i masz SSB.

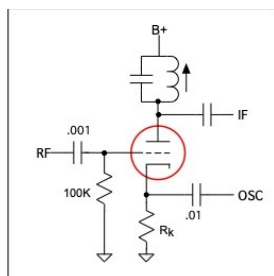
Aby nastąpiło miksowanie, okazuje się, że nie jest zbyt ważne, gdzie sygnały są podawane do lampy elektronowej wykonującego miksowanie. Oscylator i napięcie sygnału mogą być przyłożone do tej samej siatki, szeregowo z napięciem sygnału, sprzężone indukcyjnie, pojemnościowo z obwodem wejściowym sygnału lub mogą być dołączone do obwodu katody, jak pokazano w obwodzie mieszacza triodowego pokazanym poniżej.



Rysunek 13: Wyświetlacz widma dla miksera 6AS6 używanego jako modulator. Fala nośna 14 MHz była modulowana sygnałem audio 10 KHz w siatce ekranującej. USB to 14.010, a LSB to 13,990 MHz

Podanie LO (sygnał lokalnego oscylatora-heterodyny) na katodę lampy katody posiada tę zaletę, że napięcie o częstotliwości oscylatora między obwodem wejściowym sygnału, a masą jest zminimalizowane, zmniejszając w ten sposób promieniowanie (w stronę obwodów wejściowych antenowych i w konsekwencji do anteny), gdy etap mieszania jest również pierwszym etapem odbiornika. Obwód strojony na wyjściu jest dostrojony do żądanej sumy lub częstotliwości różnicowej. Jeszcze jedna rzecz; ważne jest, aby niezależnie od

używanego miksera, niepożądane sygnały wyjściowe, zwłaszcza sygnał LO, były odfiltrowywane zaraz za mikserem. Jeśli bezpośrednio za mikserem znajduje się stopień wzmacnienia, może on działać jako kolejny mikser. Niedobrze.



Rysunek 14: Typowe połączenia miksera triody. Doprowadzenie sygnału z OSC (LO) do katody zapewni izolację tego sygnału z powrotem do ścieżki sygnału RF.

Miksery „przełączające”

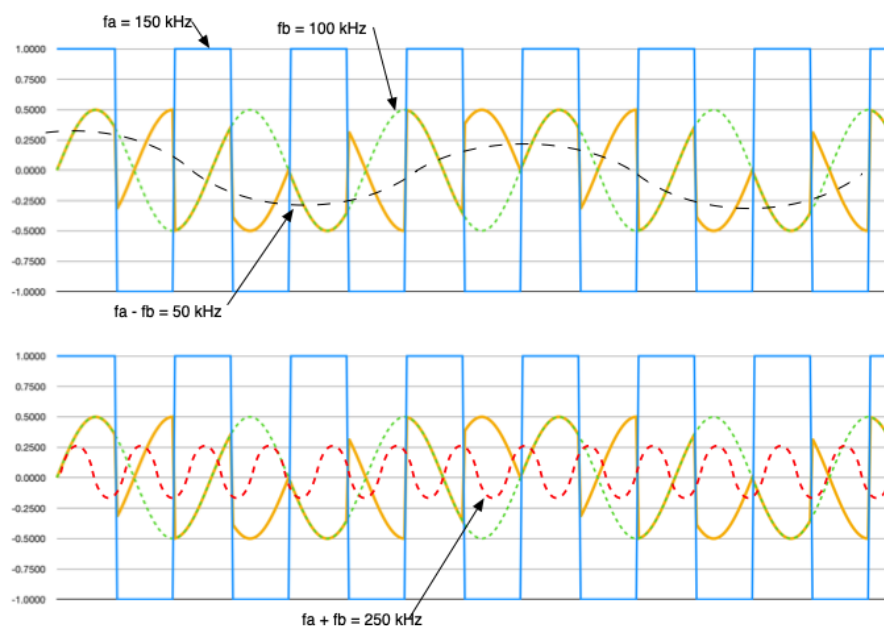
Do tej pory opisywałem miksery mnożenia, ale istnieje inny typ, zwany mikserami przełączającymi (w tym przypadku diodowymi), jako szczególny przypadek miksera mnożenia. Zamiast mieszać dwa sygnały sinusoidalne, jeden z sygnałów, zwykle sygnał OSC, jest falą prostokątną lub falą sinusoidalną, która została „spłaszczona” (przypomina bardziej fale prostokątną niż sinusoidalną).

Matematycznie mikser przełączający niewiele różni się od miksera mnożącego. Zamiast wyrażenia sinusoidalnego OSC używa funkcji signum ⁷. Funkcja trig staje się:

$$\text{Asin}(2\pi f_a t) * f(\text{Bsin}(2\pi f_b t))$$

gdzie $f(x) = 1$ jeśli $x > 0$, 0 jeśli $x = 0$ i -1 jeśli $x < 0$ (definicja funkcji signum)

Wartość przebiegu przełączania OSC wynosi $+1$ lub -1 (fala prostokątna), więc mnożenie odbywa się z 1 (wyjście równa się wejściu) i -1 (wyjście jest odwrócone wejście). Używając mojego arkusza matematycznego miksera Excel i używając tych samych sygnałów wejściowych (100 KHz i 150 KHz), ale zastępując falę prostokątną (funkcja signum) dla wejścia B, wynik wygląda jak na rysunku 15.

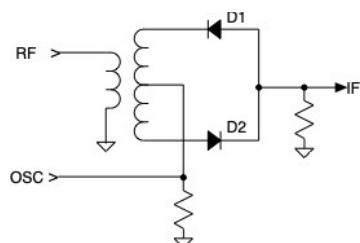


Rysunek 15: Sygnały wyjściowe miksera Excel przy założeniu sygnału wejściowego miksera o fali prostokątnej 150 kHz

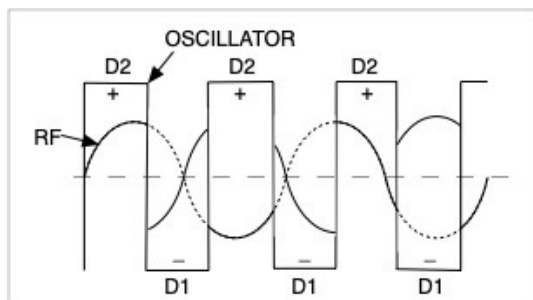
Wykresy mają taką samą skalę, jak w przykładzie miksera mnożącego. Na obu wykresach sygnał 150 kHz jest teraz falą prostokątną o wartościach $+1$ i -1 woltów. Sygnał 100 kHz to ta sama fala sinusoidalna. Sygnał 100 kHz został odwrócony z częstotliwością 150 kHz (zostawiłem przerywaną linię, aby pokazać, jak wyglądał przed inwersją).

Użyłem dwóch wykresów, aby pokazać dwa wyniki. Górny wykres pokazuje wynikowy sygnał 50 kHz ($f_1 - f_2$). Reprezentuje średnią z pociętych wartości przebiegu. Drugi wykres jest taki sam, ale z wynikowym sygnałem 250 kHz ($f_1 + f_2$), ponownie jako linia przerywana. To jest trudniejsze do zobaczenia (na wykresie), ale jest produkowane, uwierz mi!. Ze względu na pocięty charakter wynikowego przebiegu, wyjście będzie zawierało wiele produktów drugiego, trzeciego i n-tego rzędu!!!

Miksery z trybem przełączania są bardzo powszechne, większość mikserów w sprzęcie komunikacyjnym działa w ten sposób, zaimplementowana za pomocą diod i transformatorów. Rysunek 16 jest prostym mikserem zbalansowanym przełączaniem diod. Przebieg oscylatora ma wystarczająco dużą amplitudę, aby spowodować, że diody (zwykle gorący nośnik o niskich napięciach włączania) są spolaryzowane albo całkowicie włączone, albo całkowicie wyłączone. Diody widzą falę prostokątną, Rysunek 17.



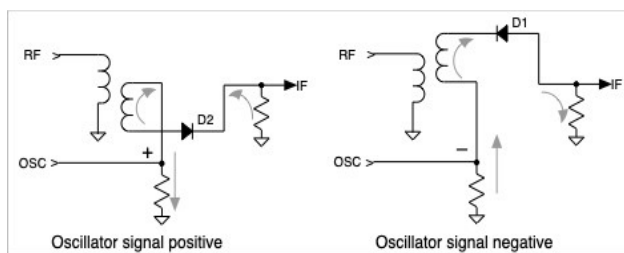
Rysunek 16: Typowy zbalansowany mikser diodowy.



Rysunek 17: Przebieg oscylatora powoduje, że D2 przewodzi, gdy staje się dodatni, a D1 przewodzi, gdy staje się ujemny. Gdy D1 przewodzi, odwraca sygnał RF.

Możesz prześledzić, jak to działa na dwóch diagramach na rysunku 18. Gdy przebieg oscylatora jest dodatni w stosunku do masy (rysunek po lewej), powoduje polaryzację diody D2 do przodu (i odwrócenie polaryzacji D1). D2 staje się niskim oporem, a D1 staje się bardzo wysokim oporem. Dolna połowa uzwojenia wtórnego transformatora jest odłączona. Dopóki szczytowe napięcie przebiegu oscylatora jest większe niż napięcie szczytowe sygnału RF na wtórnym transformatorze RF, RF będzie postrzegać diodę jako niską rezystancję.

Gdy napięcie sygnału RF powoduje przepływ prądu przez wtórne, wypływa z uziemienia IF przez D2 i do obciążenia OSC. Dioda działa jak przełącznik sterowany przez OSC. Przełącznik jest włączony przez połowę cyklu OSC i wyłączony przez resztę. Po włączeniu praktycznie cała dostępna moc RF może być dostarczana do obciążenia w porcie IF.

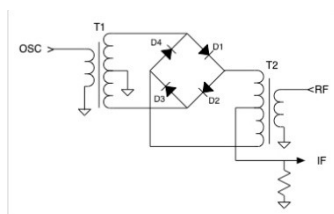


Rysunek 18: Przepływ sygnału przez mikser dla fazy sygnału oscylatora. Kiedy przebieg oscylatora staje się ujemny (wykres po prawej), powoduje polaryzację D1 do przodu i polaryzację wsteczną D2. Ten sam prąd sygnału RF w uzwojeniu wtórnym płynie teraz z obciążenia OSC z powrotem przez transformator do uziemienia portu IF. Sygnał OSC odwraca przepływ prądu w obciążeniu IF lub „mnoży” go przez +1 lub -1.

Miksery diodowe mają duży zakres dynamiki, bardzo dobre parametry częstotliwości szerokopasmowej, ale działają ze stratą sygnału i wymagają dużego sygnału OSC, aby utrzymać diody w stanie włączonym. Obwód jest „zrównoważony”, ponieważ po doprowadzeniu sygnału OSC do wtórnego środkowego odczepu portu RF, istnieje dobra izolacja sygnału OSC wychodzącego z portu RF i na odwrót.

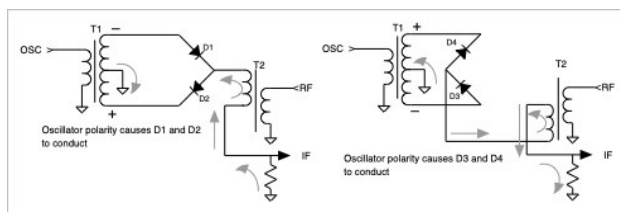
Mikser przełączający „podwójnie zrównoważony” lub DBM („mikser z pierścieniem diodowym”) jest bardziej popularny, ponieważ jest zrównoważony na wejściach RF i OSC, dzięki czemu znacznie redukuje oba te sygnały na wyjściu (i ich parzyste harmoniczne), pozostawiając głównie nieparzyste harmoniczne i produkty mieszania. Typowy przykład DBM pokazano na rysunku 19. Porty RF i OSC można zamienić. Często to, co jest oznaczone jako port IF na rysunku, jest połączone przez inny transformator.

DBM jest dostępny w wielu wersjach dla różnych zakresów częstotliwości, impedancji wejściowych/wyjściowych, poziomów mocy itd. i jest używany w większości transceiverów RF w takiej czy innej formie aż do częstotliwości gigahercowych.



Rysunek 19: Typowy podwójnie zrównoważony obwód mieszacza. Wejścia RF i OSC można zamieniać miejscami.

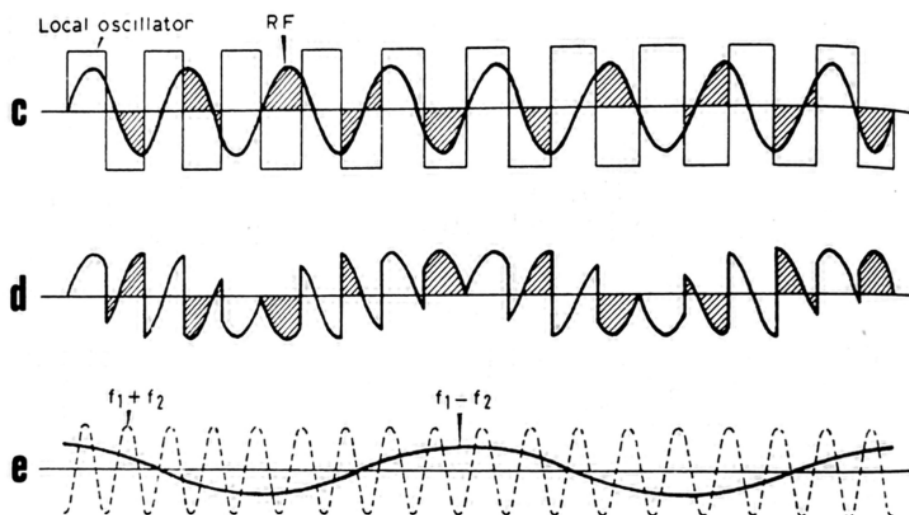
Działanie miksera jest dość proste, a dwa schematy na rysunku 20 pomogą zademonstrować jego działanie.



Rysunek 20: Podwójnie zbalansowany przepływ sygnału miksera z różnymi fazami sygnału wejściowego OSC.

Schemat po lewej pokazuje sytuację, gdy wejście OSC powoduje polaryzację napięcia pokazaną na wtórnym T1, z ujemnym na górze i dodatnim na dole, spowoduje to polaryzację D1 i D2 i wyłączenie D3 i D4. Odłączona jest również ścieżka od D3 i D4 do wtórnego transformatora RF T2. Z punktu widzenia RF powoduje to zwarcie wtórnego transformatora OSC, a ponieważ środkowy zaczepek jest podłączony do ziemi, połączenie D1 i D2 jest również na ziemi. Gdy sygnał RF połączony przez T2 powoduje przepływ prądu „w górę” przez górną połowę wtórnego, prąd wypływa z obciążenia IF przez T2 do masy (złącze D1, D2).

Gdy przebieg OSC przełącza się i zmienia polaryzację na uzwojeniu wtórnym transformatora OSC (schemat po prawej), diody D1 i D2 nie przewodzą, a D3 i D4 przewodzą, a tor od skrzyżowania D1 i D2 zostaje rozłączony. D3 i D4 ponownie zwierają wtórny OSC, tworząc uziemienie na skrzyżowaniu. Tak więc ten sam sygnał RF idący w tym samym kierunku spowoduje przepływ prądu w dolnej części uzwojenia wtórnego do masy, co oznacza, że prąd płynie do obciążenia portu IF, w przeciwnym kierunku, przez rezystor obciążenia. Przesunięcie fazowe w OSC powoduje zmianę polaryzacji przepływu prądu w porcie IF, odwrócenie fazy sygnału pojawiającego się na porcie IF. lub pomnożenie przez +1 i -1. I o to chodzi!



Rysunek 21: Podwójnie zrównoważony sygnał wyjściowy miksera w dziedzinie czasu przedstawiający graficznie sposób uzyskiwania sumy i różnicy częstotliwości.

Rysunek 21, (z podręcznika *RSGB Radio Communications Handbook*, wydanie piąte), jest dobrą ilustracją wyjścia DBM. Górna linia pokazuje wejściowy sygnał OSC i sygnał RF. Zacieniona część oznacza przeciwny przepływ prądu w uzwojeniu wtórnym transformatora RF. Druga linia to wyjście portu DBM IF, trzecia linia będzie próbowała cię przekonać, że druga linia faktycznie zawiera $f_1 + f_2$ i $f_1 - f_2$. Jestem pewien, że wspomniany wcześniej Jean-Baptiste Joseph Fourier miałby wiele do powiedzenia na ten temat.



DBM są dostępne „od ręki” dla prawie każdego zakresu częstotliwości, gotowe do włączenia w obwód, ale mają pewne wady. Wyjście musi być starannie zakończone, aby wchłoniąć wszystkie niepożądane sygnały i produkty miksowania. **Powodem jest to, że ponieważ wszystkie porty są dwukierunkowe, każdy sygnał odbity z powrotem do miksera spowoduje po prostu więcej produktów miksowania.** Dlatego zawsze widzisz na wyjściu

filtry dupleksowe. Filtr przepuszcza żądany produkt, ale zakańcza niechciane częstotliwości do obciążenia 50 omów (lub do czego DBM jest przeznaczony). Nic z tego nie stanowi problemu w przypadku starych, dobrych mikserów lampowych (hi).

Trzeba tylko to zrozumieć!

Jeśli udało ci się przejść przez obie części tego artykułu, zasługujesz na gratulacje! To nie była zwykła lektura. Mam nadzieję, że teraz lepiej rozumiesz, jak działają te elementy obwodów i możesz wykorzystać tę wiedzę. To był zdecydowanie jeden z trudniejszych artykułów, jakie kiedykolwiek napisałem, ale naprawdę chciałem dużo lepiej zrozumieć ten temat.

Miksery służą nie tylko do konwersji częstotliwości. Za każdym razem sygnały muszą być zmieniane, modulowane, demodulowane, w grę wchodzi obwód mieszacza. Jak powiedział wcześniej Bill Meara: „Zrozumienie modulacji AM lub SSB oznacza zrozumienie, jak działa mieszanie częstotliwości, po prostu trzeba to zrozumieć”.

Uwagi, przypisy.

1. Zobacz ER #373, *Nowe podejście do konstrukcji front-end odbiornika, zrewidowane*, aby uzyskać dogłębne spojrzenie na miksery odchylające wiązkę

2. *Soldersmoke*, William Meara, 2010, HBR Press

3. Jeśli chcesz otrzymać kopię arkusza kalkulacyjnego Excel, wyślij mi e-mail (do KJ7UM).

4. Uwaga techniczna: Inny rodzaj zniekształceń występuje, gdy wzmacniacz ma charakterystykę wzmocnienia trzeciego rzędu. Element z charakterystyką $V_{out} = 10V_{in} - V_{out3}$ jest to rodzaj zniekształcenia, który wytworzy na przykład krzywa przenoszenia diody.

5 Uwaga techniczna: Gdy na wejście wzmacniacza zostaną zastosowane dwie częstotliwości ze zniekształceniem dowolnego rzędu (drugi rząd, trzeci rząd, ze względu na wykładnik), nowe częstotliwości zostaną wygenerowane przy $f = nf_1 \pm mf_2$, gdzie n i m są liczba całkowita 0,1,2,3, a n+m to rząd zniekształcenia.

6. *Podręcznik projektantów Radiotron, wydanie czwarte*, pod redakcją F. Langford-Smith

7. Zawsze chciałem gdzieś skorzystać z tej funkcji.

8. Ward Silver, Eksperyment nr 66 – Podstawy miksera, Hands-on Radio, QST, lipiec 2008

Tłumaczenie: Piotr SP9LVZ styczeń 2022

Serdeczne podziękowania dla Grayson'a Evans'a KJ7UM za umożliwienie wykorzystania tekstu oraz serdeczny kontakt mailowy.