

# Symulacja i pomiar, czyli LTspice i Analog Discovery 2 w rękach konstruktora (20)

## Modulacja AM

*Zawsze zastanawiałem się, czy różne rozwiązania układów elektronicznych powstawały w wyniku wcześniejszych rozważań np. matematycznych, czy też najpierw powstawał jakiś pomysł urządzenia, do którego później dorabiano teorię. Modulacja amplitudowa mogłaby być takim przykładem. Wydaje się, że na pomysł budowy takiego modulatora można było wpaść, zupełnie nie znając teorii, ale też pasjonat matematyki mógłby podsunąć pomysł budowy urządzenia kole-dze elektronikowi.*

Teorię modulacji AM poznałem zdecydowanie wcześniej niż jej opis matematyczny. Pierwszy kontakt z modulacją, w moim przypadku, nie wymagał głębokiej wiedzy teoretycznej, gdyż w zasadzie wykonywałem tylko polecenia mojego instruktora, i to bez głębszego zastanawiania się nad ich sensem. A było to dawno, dawno temu w kółku radiotechnicznym w osiedlowym ośrodku kultury. Tak, tak kiedyś było. Ów instruktor tłumaczył oczywiście najprościej, jak mógł, o co w ogóle chodzi z tą modulacją. Zrozumiałem to chyba dopiero, jak moje pierwsze radio zaczęło grać – na falach długich i średnich. Wtedy wystarczyła mi wiedza, że jeden sygnał wpływa na amplitudę drugiego sygnału, a o widmie nie było ani słowa, bo po co? Wystarczyło zrozumieć, że falę o wysokiej częstotliwości można przesyłać



na wielkie odległości w odróżnieniu od fali akustycznej, której za rogiem już by nikt nie odbierał. Żeby jednak ta fala w.cz. niosła jakąś informację, musi być zmodulowana.

## Wzmocnienie tranzystorowego wzmacniacza różnicowego

Rozpatrzmy układ z **rysunku 1**. Jest to typowy wzmacniacz różnicowy zbudowany na tranzystorach dyskretnych 2N3904. Nazwa „różnicowy” mogłaby sugerować, że wejście powinny tworzyć dwie linie, do których są podawane dwa sygnały, a na wyjściu pojawia się wzmocniona ich różnica. Rzeczywiście, w ogólnym przypadku tak jest, o czym świadczy przykład z **rysunku 2**. Mamy tu tranzystorowy wzmacniacz różnicowy. Do jego wejść doprowadzono sygnały prostokątne o takich samych amplitudach, lecz przesunięte w fazie. Rozpatrujemy je jako sygnały cyfrowe, których poziom ok. 55 mV ma wartość cyfrową „1”, a poziom 0 V ma wartość cyfrową „0”. Dzięki przesunięciu fazowemu możemy wykonać cztery operacje arytmetyczne odejmowania z różnymi kombinacjami argumentów. Wynik jest oczywiście wzmocniony, więc dla wyjścia przyjmujemy, że poziom „1” odpowiada napięciu ok. 4 V. Szybka analiza wyników dowodzi, że rzeczywiście układ można traktować jako wzmacniacz różnicowy. Nic jednak nie stoi na przeszkodzie, aby jedno wejście dołączyć do jakiegoś stałego, niezmiennego potencjału – może nim być na przykład masa (0 V), a sygnał podawać tylko do jednego wejścia. Jasne jest, że w takiej konfiguracji nie chodzi nam o obliczanie różnicy sygnałów, tylko o wzmocnienie jednego sygnału. Układ przecież nadal pozostaje wzmacniaczem. Wykorzystamy natomiast inną jego cechę, jaką jest możliwość regulacji wzmocnienia za pomocą zmiany wydajności źródła prądowego zrealizowanego na tranzystorze Q3 (**rysunek 1**). Paradoksalnie, nie zależy nam nawet na wzmacnianiu sygnału wejściowego, lecz na możliwości wpływania w pewnym zakresie na jego amplitudę. W kontekście omawianego tematu, jakim jest modulacja amplitudowa, wydaje się to jak najbardziej uzasadnione.

Niestety, jak na złość wzmacniacz różnicowy w proponowanej konfiguracji ma dość znaczne wzmocnienie. Do obliczeń inżynierskich można przyjąć, że jest ono równe:

$$k_u = g_m R_c = \frac{I_c R_c}{u_T}$$

gdzie:

$R_c$  – rezystancja kolektorowa,

$I_c$  – prąd kolektora,

$u_T$  – potencjał termiczny, który w temperaturze pokojowej jest w przybliżeniu równy:

$$u_T = \frac{kT}{q} \approx 26 \text{ mV}$$

$k$  – stała Boltzmama,

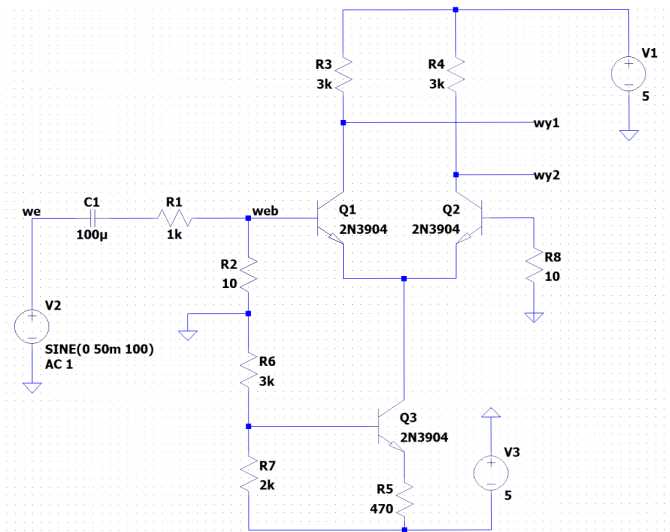
$T$  – temperatura,

$Q$  – ładunek elektronu.

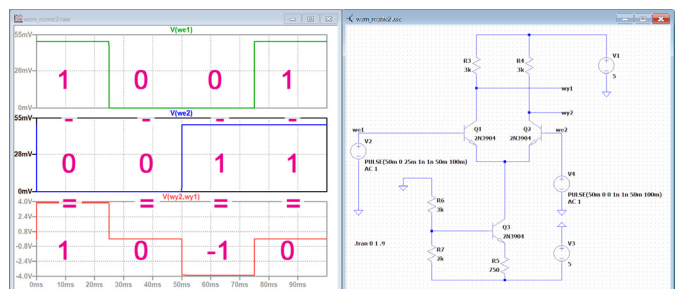
Z powyższego wyrażenia wynika, że wzmocnienie wzmacniacza jest proporcjonalne do prądu kolektora. Dla tranzystorów bipolarnych mających współczynnik wzmocnienia prądowego  $\beta$  równy kilkaset można przyjąć, że prąd kolektora jest równy prądowi emitera. Mamy więc to, co chcieliśmy uzyskać. Zmieniając prąd źródła Q3, zmieniamy prądy kolektorów tranzystorów Q1, Q2, a zatem wpływamy również na wzmocnienie układu.

Załóżmy, że wzmacniacz będzie zasilony dwoma napięciami: +5 V i -5 V. Przyjmujemy, że spoczynkowe napięcie na kolektorach powinno być równe mniej więcej 2,5 V. Przyjmujemy również rezystory kolektorowe równe 3 k $\Omega$ , z czego wynika, że prądy kolektorów Q1 i Q2 są równe 0,833 mA. Prąd źródła Q3 jest więc równy sumie tych prądów i wynosi 1,67 mA. Jeśli w dzielniku polaryzującym bazę tranzystora zastosujemy rezystory 3 k $\Omega$  i 2 k $\Omega$ , jak na **rysunku 1**, to napięcie na bazie Q3 względem masy będzie równe:

$$U_B = -U_Z + U_Z \cdot \frac{R_7}{R_7 + R_6} = -5 + 5 \cdot \frac{2k}{2k + 3k} = -5 + 2 = -3 \text{ V}$$



Rysunek 1. Tranzystorowy wzmacniacz różnicowy



Rysunek 2. Odpowiedź wzmacniacza różnicowego na wymuszenia przebiegiem cyfrowym

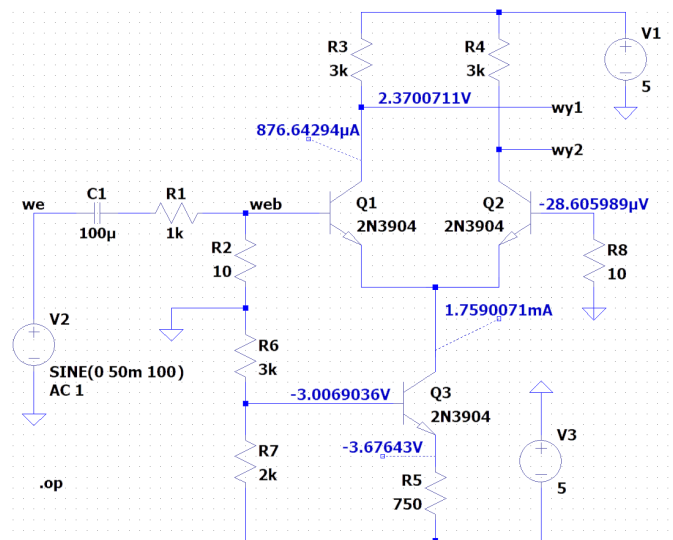
Rezystancja rezystora emiterowego powinna więc być równa:

$$R_5 = \left| \frac{-U_Z + U_B + U_{BEP}}{2I_c} \right| = \left| \frac{-5 + 3 + 0,7}{2 \cdot 0,833 \text{ mA}} \right| = \left| \frac{-1,3}{2 \cdot 0,833 \text{ mA}} \right| = \frac{1,3}{1,667 \text{ mA}} = 778 \Omega$$

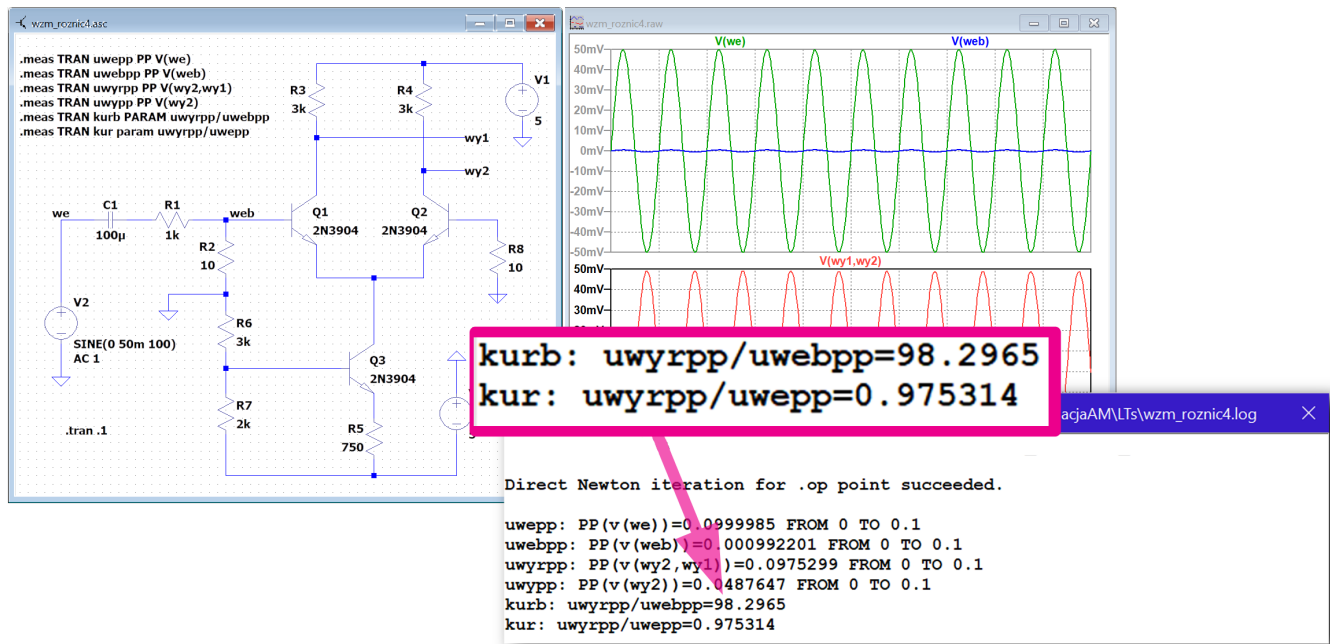
Można przyjąć z szeregu 750  $\Omega$ .

Ostatecznie punkt pracy wzmacniacza weryfikujemy w symulacji .op (**rysunek 3**). Okazuje się, że rozbieżności są w akceptowalnych granicach. Najważniejszy jest prąd kolektora, gdyż od niego zależy wzmocnienie. Z symulacji wynika, że prąd ten jest równy 877  $\mu\text{A}$ , a więc wzmocnienie układu powinno być równe ok.:

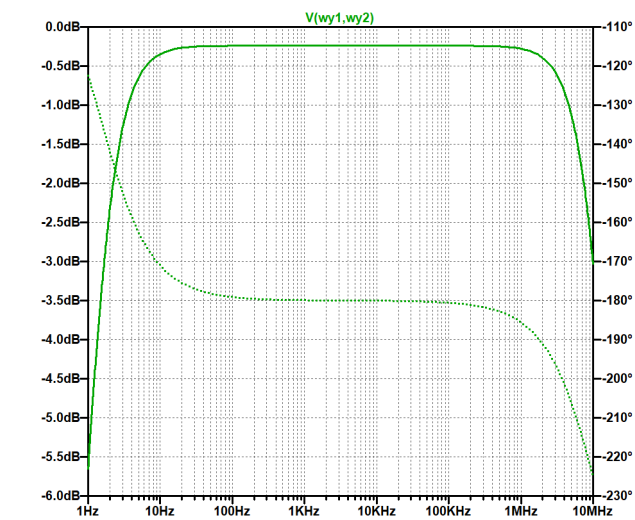
$$k_u = \frac{I_c R_c}{u_T} = \frac{877 \mu \cdot 3k}{26 \text{ m}} = 101 \text{ V/V}$$



Rysunek 3. Wyniki symulacji .op potwierdzającej założony punkt pracy tranzystorów wzmacniacza różnicowego



Rysunek 4. Wyniki symulacji .TRAN z obliczeniem wzmacnienia układu



Rysunek 5. Pasma symulowanego wzmacniacza różnicowego

Ponieważ na wzmacnieniu nam nie zależy, zastosujemy na wejściu tłumik, który zmniejszy napięcie doprowadzone do bazy tranzystora Q1 100-krotnie. Tłumikiem tym będzie dzielnik napięciowy R1=1 kΩ i R2=10 Ω. Przepływający przez rezystor R2 prąd powinien być jak najmniejszy, aby nie zaburzał punktu pracy tranzystora Q1. Ideałem byłoby, gdyby baza Q1 była na potencjale masy. Wówczas nie byłby potrzebny kondensator wejściowy, ale mimo niewielkiego spadku napięcia na rezystorze R2 z kondensatora tego nie rezygnujemy. Rezystor R8 teoretycznie wydaje się niepotrzebny, jednak ze względu na zachowanie symetrii baz obu tranzystorów Q1 i Q2 uwzględniamy go na schemacie.

Układ wzmacniacza jest już kompletny,

pozostaje tylko sprawdzić, czy wzmacnienie jest zgodne z obliczeniami. W tym celu definiujemy polecenia obliczające napięcia peak-to-peak na wejściu (uwepp), na bazie tranzystora Q1 (uwebpp) i na wyjściu różnicowym pomiędzy kolektorami (uwyrpp)

```
.meas TRAN uwepp PP V(we)
.meas TRAN uwebpp PP V(web)
.meas TRAN uwyrpp PP V(wy2,wy1)
```

Mając te dane, można obliczyć wzmacnienie mierzone jako stosunek różnicowego napięcia wyjściowego do napięcia wejściowego występującego na bazie tranzystora Q1:

```
.meas TRAN kurb PARAM uwyrpp/uwebpp
```

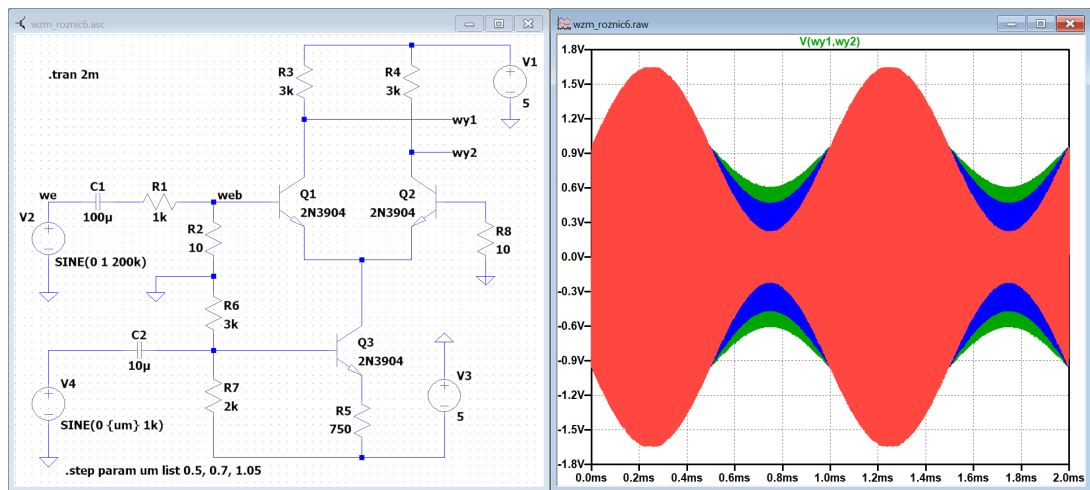
Wzmacnienie to powinno być równe obliczonemu, czyli wynosić ok. 101 V/V. Interesujące będzie ponadto całkowite wzmacnienie wzmacniacza z tłumikiem. Spodziewamy się, że będzie ono równe ok. 1 V/V. Wzmacnienie to obliczamy komendą:

```
.meas TRAN kur param uwyrpp/uwepp
```

Pokazane na rysunku 4 wyniki chyba powinny zadowolić. Są w dobrym stopniu zgodne z oczekiwaniami.

### Sterowane źródło prądowe

Jesteśmy już o krok od realizacji modulatora AM. W emiterach tranzystorów Q1 i Q2 mamy źródło prądowe zbudowane z tranzystora Q3 i jego rezystora emiterowego R5. W modulatorze będziemy mieli



Rysunek 6. Przebieg wyjściowy modulatora amplitudy zrealizowanego na tranzystorowym wzmacniaczu różnicowym dla różnych napięć modulujących



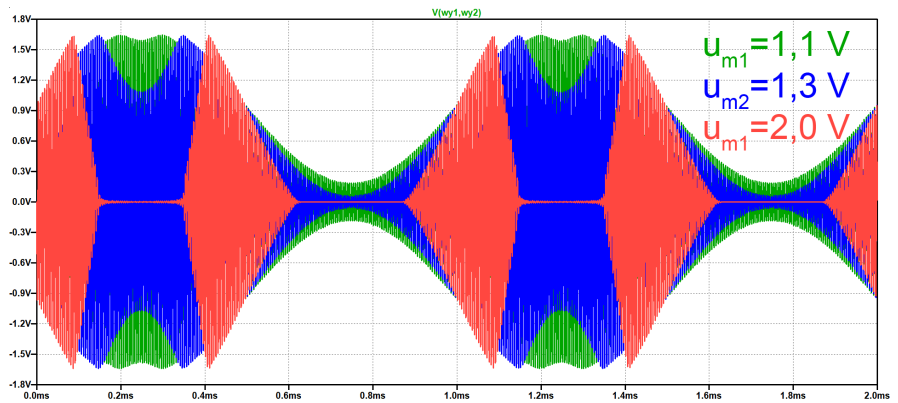
do czynienia z dużymi częstotliwościami. Załóżmy, że częstotliwość modulowana będzie równa 200 kHz. Musimy więc mieć pewność, że wzmacniacz przeniesie takie częstotliwości. Zanim weźmiemy lutownicę do ręki, wykonujemy oczywiście symulację „AC Analysis”. Układ badamy w zakresie częstotliwości od 1 Hz do 10 MHz. Ustalamy 200 punktów na oktawę. Wynik upewnia nas, że wszystko powinno się udać. 3-decybelowe pasmo wzmacniacza zawiera się w przedziale od ok. 2 Hz do ok. 10 MHz (rysunek 5).

Przed nami najważniejszy eksperyment. Musimy tak zmodyfikować układ, aby można było zmieniać wydajność źródła prądowego Q3. Nie jest to zadanie bardzo trudne, wystarczy za pośrednictwem kondensatora doprowadzić jakiś sygnał zmienny. Będzie on modulował sygnał w.cz. podawany na bazę tranzystora Q1. Modulator jest gotowy. Aby sprawdzić jego działanie, wykonujemy symulację .TRAN 2m. Powinniśmy zobaczyć przebieg 200 kHz zmodulowany przebiegiem 1 kHz. Wynik symulacji został pokazany na rysunku 6. Uwzględniono tu 3 różne amplitudy sygnału modulującego. Uzyskaliśmy w ten sposób przebiegi o różnych głębokościach modulacji. Dane zostały dobrane tak, aby nie przesterować wzmacniacza. Co się jednak stanie, gdy do wejścia modulującego zostanie doprowadzony zbyt duży sygnał? Przekroczymy dozwolony zakres pracy, a skutek dla kilku zbyt dużych napięć wyjściowych jest widoczny na rysunku 7.

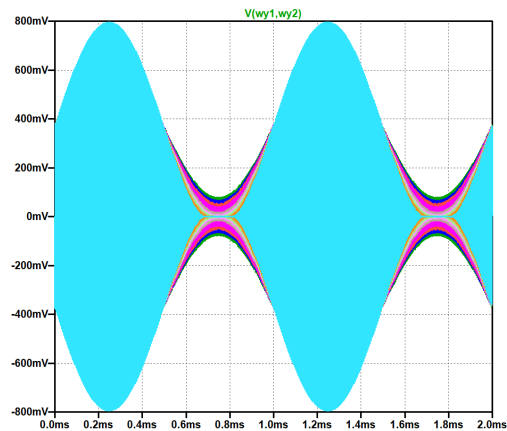
Niestety, okazało się przy okazji, że został nie najlepiej dobrany prąd kolektora przy założonych rezystancjach kolektorowych albo rezystancje te zostały niezbyt dobrze dobrane do prądu kolektora. W wyniku takich założeń nie jest możliwe uzyskanie 100-procentowej głębokości modulacji, gdyż sygnał modulowany jest wcześniej ucinany. Zwiększenie rezystancji R5, np. do 2 kΩ eliminuje tę wadę (rysunek 8). Taką więc poprawkę wprowadzamy.

### Widmo modulacji AM

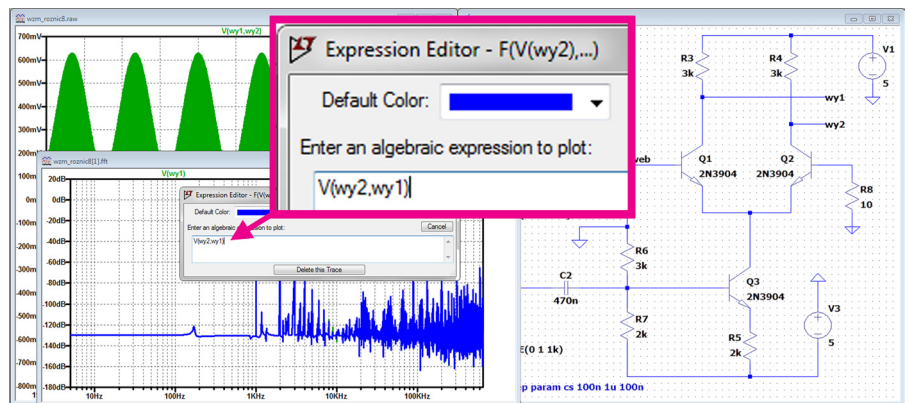
Nie będziemy tu wnikać w matematyczny opis modulacji amplitudy. Wynikałyby z niego wnioski dotyczące produktów modulacji zarówno w dziedzinie czasu, jak i częstotliwości. Przyjmijmy więc na wiarę, może trochę na intuicję, że musi się w nim znaleźć składowa związana z częstotliwością nośną (modulowaną) i składowa związana z sygnałem modulującym. Faktycznie, okazuje się, że widmo zawiera składową częstotliwości nośnej i odbite po obu jej stronach częstotliwości wynikające z różnicy częstotliwości nośnej i modulującej. W naszym przypadku będą to więc częstotliwości: 1 kHz (modulująca), 200 kHz (modulowana) i listki boczne  $200\text{ kHz} - 1\text{ kHz} = 199\text{ kHz}$  oraz  $200\text{ kHz} + 1\text{ kHz} = 201\text{ kHz}$ . Sprawdźmy to w symulacji .TRANSIENT, przy czym dla zapewnienia dużej rozdzielczości analizy FFT wydłużamy czas symulacji do 200 ms. W wyniku tej symulacji uzyskujemy wykres czasowy. Ze względu na długi czas symulacji efekt modulacji nie będzie widoczny aż do momentu, gdy zostanie powiększony jego niewielki wycinek. Wykres widma uzyskujemy po kliknięciu prawym przyciskiem myszki na przebiegu czasowym, a następnie wybraniu poleceń: View → FFT. Następnie w oknie zawierającym wszystkie węzły obwodu wybieramy węzły wyjściowe V(wy1) i V(wy2). Konieczne jest jeszcze wskazanie tych węzłów spośród wybranych do analizy, które mają być wyświetlone. Wybieramy oba węzły, tj. V(wy1) i V(wy2). Omawiany modulator ma jednak wyjście różnicowe, więc klikamy prawym przyciskiem myszki na opis np. wykresu V(wy2) i modyfikujemy go tak, jak to pokazano na rysunku 9 – V(wy2,wy1). Na ekranie zostaje



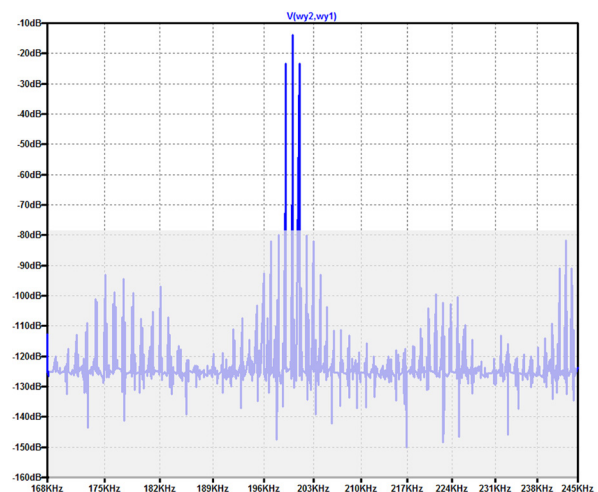
Rysunek 7. Przesterowanie modulatora



Rysunek 8. Przebieg wyjściowy modulatora po korekcie wydajności źródła prądowego

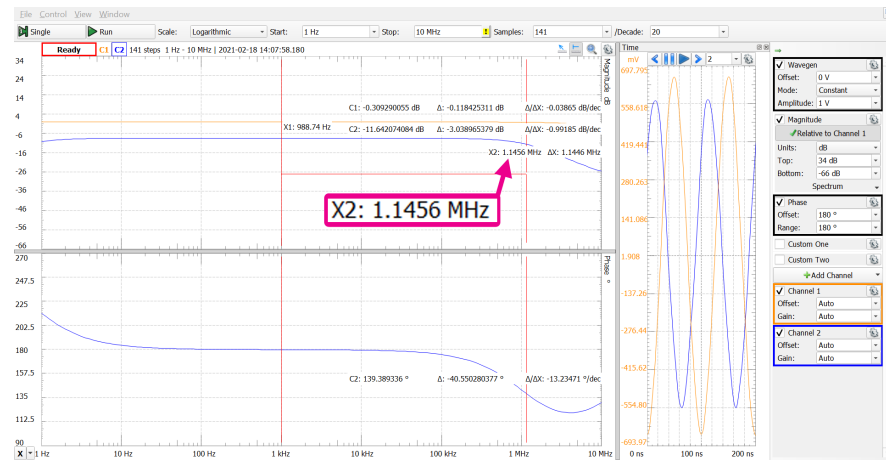


Rysunek 9. Definiowanie wyjścia różnicowego dla wykresu widma

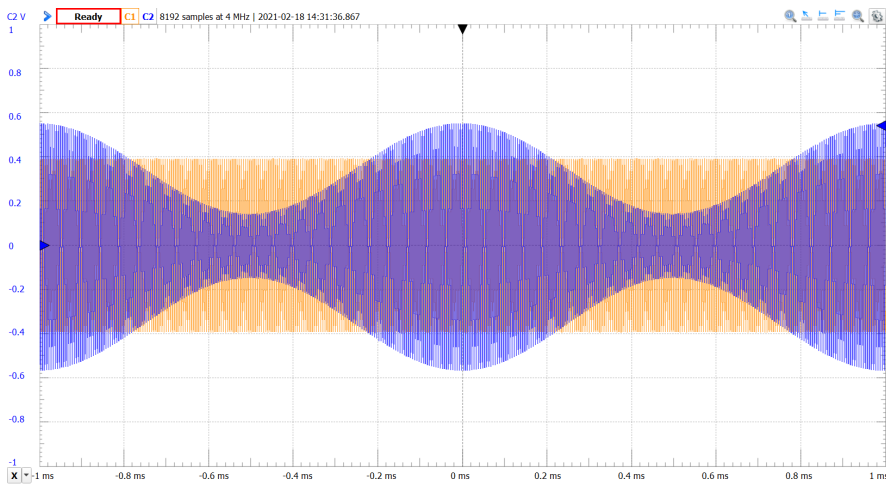


Rysunek 10. Powiększony fragment widma w okolicach częstotliwości nośnej 200 kHz

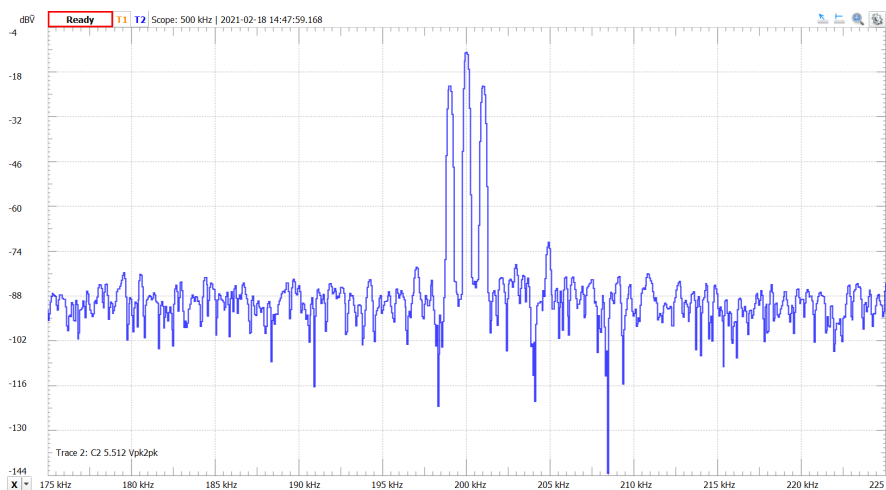




Rysunek 11. Widmo układu rzeczywistego zmierzone zestawem Analog Discovery 2



Rysunek 12. Zmodulowany przebieg układu rzeczywistego

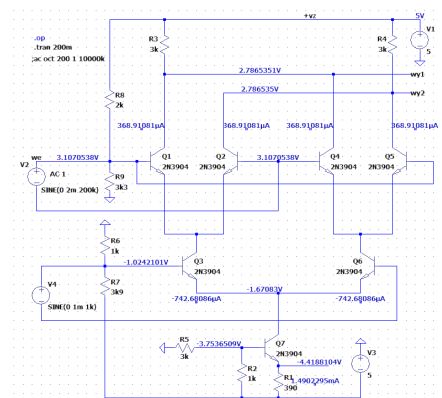


Rysunek 13. Widmo rzeczywistego modulatora AM

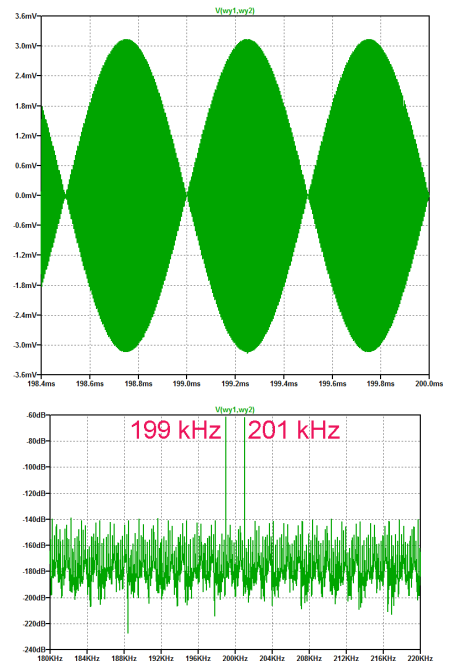
wyświetlony wykres widma zmodulowanego sygnału występującego na wyjściu różnicowym. Powiększamy jego fragment w okolicach 200 kHz i wycinamy przyciskiem F5 przebieg V(wy1) (rysunek 10). Rzeczywiście, w widmie widoczne są wyraźnie składniki modulacji 199 kHz, 200 kHz i 201 kHz, ale też szereg jakichś harmonicznych. Wynikają one prawdopodobnie ze zniekształceń wnoszonych przez wzmacniacz. Na rysunku zostały one przykryte szarą maską.

### Weryfikacja praktyczna modulatora AM

Symulacja na wszystkich etapach projektu wypadła nieźle. Z pozytywnym nastawieniem możemy przystąpić do montażu i pomiarów modulatora rzeczywistego. Jak zwykle używamy do tego



Rysunek 14. Schemat modulatora w układzie Gilberta



Rysunek 15. Widmo symulowanego modulatora w układzie Gilberta

płytki stykowej, która przy częstotliwościach 200 kHz i plątanie kabelków pomiędzy układem a zestawem pomiarowym Analog Discovery 2 może jednak powodować nieprzewidziane w symulacji problemy. Zobaczymy.

Pierwszy pomiar pasma przenoszenia od wejścia sygnału nośnej do wyjścia różnicowego potwierdza obawy. Górna 3-decybelowa częstotliwość graniczna jest znacznie niższa od uzyskanej w symulacji i wynosi ok. 1,15 MHz (rysunek 11). Nie dyskwalifikuje to jednak układu, gdyż pracujemy w zakresie

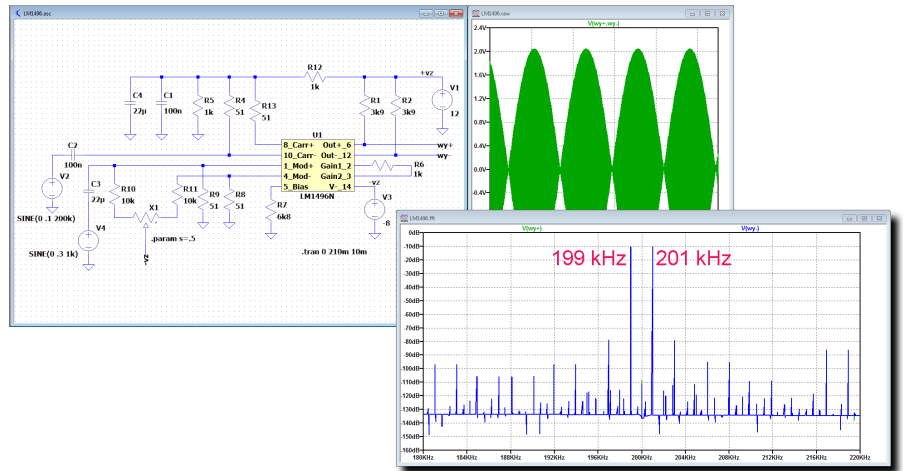
częstotliwości do ok. 200 kHz. Statyczny pomiar pracy punktu pokrył się niemal idealnie z wynikami symulacji. Pora więc na sprawdzenie, czy układ działa zgodnie z zamierzeniami. W takich chwilach emocje zwykle sięgają zenitu. Do wejścia nośnej doprowadzamy sygnał sinusoidalny o częstotliwości 200 kHz i amplitudzie 1 V z 1. kanału generatora arbitralnego Analog Discovery 2. Drugi kanał będzie źródłem sygnału modulującego. Jest to więc sinusoida o częstotliwości 1 kHz i amplitudzie 1 V. Kanał 2. oscyloskopu dołączamy różnicowo do wyjścia modulatora, czyli do kolektorów tranzystorów Q1 i Q2. Możliwość pomiaru różnicowego jest nieocenioną zaletą Analog Discovery 2, co wielokrotnie już podkreślałem. Po chwili w oknie oscyloskopu pojawia się wynik zgodny z oczekiwanym (rysunek 12).

Oddychamy z ulgą. Układ działa podręcznikowo. Widmo sygnału jest również takie, jakiego oczekiwaliśmy (rysunek 13).

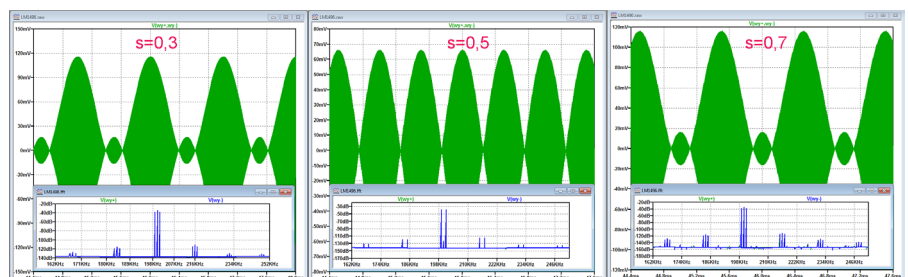
Układ działa, można powiedzieć – wręcz rewelacyjnie. Nie bójmy się tego słowa, ale jedna jego cecha bywa czasami dość uciążliwa. Jest nią obecność w widmie składowej o częstotliwości nośnej. Odfiltrowanie jej w przypadku małych częstotliwości modulujących może być bardzo kłopotliwe. Wady tej są pozbawione modulatory zrównoważone. Jednym z możliwych rozwiązań jest modulator w układzie Gilberta, składający się z dwóch wzmacniaczy różnicowych o połączonych równolegle wyjściach. Przykład takiego wzmacniacza pokazano na rysunku 14, zaś wynik badania zmodulowanego przez niego widma sygnału na rysunku 15. Jak widać, w widmie nie występuje składowa nośnej 200 kHz. Budowa takiego układu zrealizowanego na elementach dyskretnych zajęłaby sporo miejsca na płytce drukowanej. Znacznie lepszym rozwiązaniem jest zastosowanie scalonego modulatora, jakim jest popularny LM1496.

Po ściągnięciu spice'owego modelu tego układu (będzie dołączony w materiałach dodatkowych do artykułu) można przeprowadzić symulację. Korzystamy ze schematu zawartego w nocie aplikacyjnej LM1496. Nie jest to najwygodniejsze do praktycznego zastosowania rozwiązanie, gdyż wymaga zasilania napięciem +12 V i -8 V. Ograniczymy się więc jedynie do symulacji. Pozostawiamy te same częstotliwości: nośną 200 kHz i modulującą 1 kHz. Wynik symulacji przedstawiono na rysunku 16. I w tym przypadku długi czas symulacji (210 ms) wynika z chęci uzyskania dobrej rozdzielczości widma FFT.

Widoczny na schemacie potencjometr X1 służy do wytłumienia nośnej w widmie sygnału. Składowa ta pojawia się w przypadku, gdy układ nie jest dokładnie zrównoważony. Na rysunku 17 pokazano



Rysunek 16. Modulator amplitudy zrealizowany na układzie LM1496 – schemat, wykres czasowy i widmo




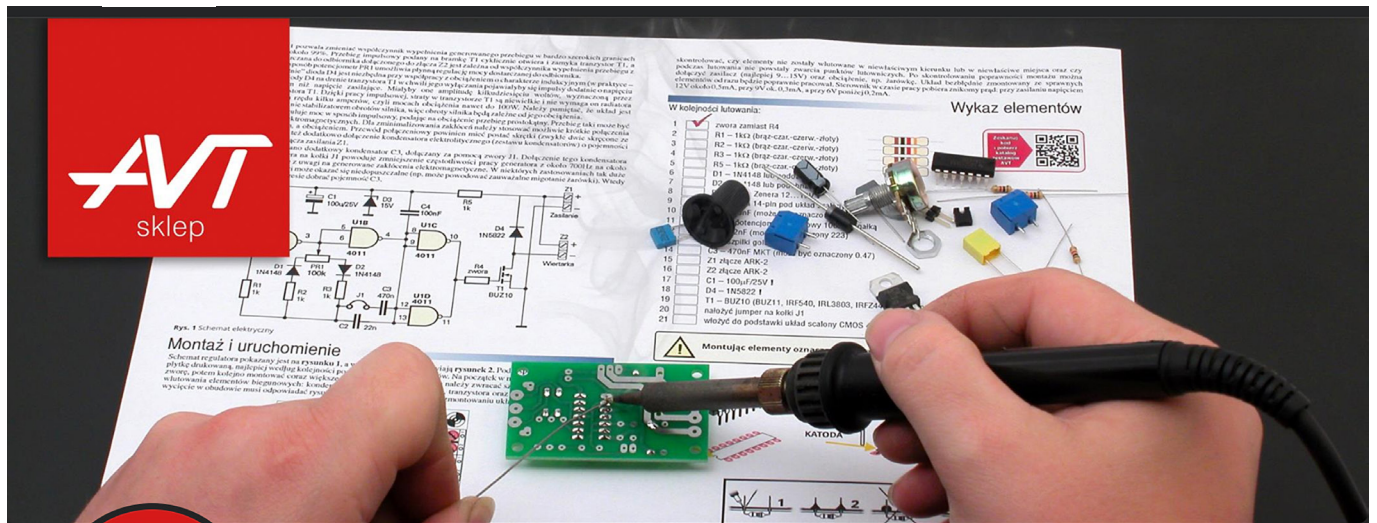
Rysunek 17. Wpływ regulacji równoważenia na przebieg wyjściowy i widmo sygnału zmodulowanego


przypadki dla trzech położenia suwaka potencjometru. Położenia są określone liczbą z przedziału 0...1, przy czym 0 i 1 są położeniami skrajnymi. Jak widać, idealne zrównoważenie układu symulowanego odpowiada pozycji środkowej suwaka, czyli s=0,5. W układach rzeczywistych mogą wystąpić pewne asymetrie, które spowodują konieczność ich korekcy poprzez inne ustawienie suwaka niż w pozycji środkowej. Jak już było wspomniane, badanie układu modulatora scalonego LM1496 ograniczamy tylko do symulacji.

Jarosław Doliński, EP

REKLAMA







**KITY AVT**  
@KITYAVT · Elektronika

<http://bit.ly/2BjVMN7>