

Symulacja i pomiar, czyli LTspice i Analog Discovery 2 w rękach konstruktora (14)

Wzmacniacze w klasach A, B i AB



O klasach wzmacniaczy napisano już tyle publikacji, że trudno dodać coś nowego. Wydaje się, że najmniej materiałów można znaleźć na temat symulacji wzmacniaczy w kontekście ich pracy w różnych klasach. Niniejszy cykl artykułów doskonale wpisuje się więc w tę tematykę. Po wstępnych symulacjach z zastosowaniem programu LTspice jak zwykle zweryfikujemy pomiary w układzie rzeczywistym. Zajmiemy się jedynie klasami A, B i AB.

Mówiąc o klasach wzmacniaczy, nie mamy bynajmniej na myśli ich konfiguracji układowej. Klasa definiuje punkt pracy elementów czynnych (tranzystory, lampy). Jest to równoznaczne z określeniem kąta przepływu prądu przez pojedynczy element czynny przy sterowaniu wzmacniacza sygnałem sinusoidalnym. W artykule zajmujemy się wzmacniaczami zbudowanymi w oparciu na tranzystorach bipolarnych.

Symulacja wzmacniacza w klasie A

Zaczynamy od podstawowej klasy wzmacniaczy, jaką jest klasa A. Choć spotykane są wzmacniacze mocy pracujące w klasie A, to jednak pomimo ogólnie niezłych parametrów należą do rzadkości, o czym będzie jeszcze mowa w dalszej części artykułu. W klasie A pracuje natomiast większość typowych wzmacniaczy napięciowych.

Kąt przepływu prądu przez element czynny wzmacniacza klasy A jest równy 360° . Oznacza to, że tranzystor musi być przez cały czas pracy utrzymywany w stanie aktywnym, a więc musi przez niego płynąć prąd, nawet w stanie spoczynku, czyli bez sygnału sterującego. Ze względu na minimalizację zniekształceń nieliniowych punkt pracy tranzystora (PP) powinien być wybierany na liniowym odcinku charakterystyki $I_c = f(U_{be})$ (rysunek 1). Może się to wiązać z koniecznością przepuszczania względnie dużego prądu spoczynkowego. Działanie wzmacniacza klasy A sprawdzimy na prostym przykładzie. Podobny problem był już rozpatrywany w 1. odcinku cyklu, w którym zajmowaliśmy się wzmacniaczem w konfiguracji OE (WE, wspólny

emiter). Obliczenia nie są jednak skomplikowane, szybko więc je powtórzmy. Schemat wzmacniacza zamieszczono na **rysunku 2**.

Zakładamy zastosowanie tranzystora NPN małej mocy typu 2N3904. Przyjmujemy prąd kolektora równy 11 mA i spoczynkowe napięcie na kolektorze równe 2,5 V. Wzmocnienie powinno wynosić ok. 10 V/V. Zatem rezystor kolektorowy R3 jest równy:

$$R_3 = \frac{U_z - U_C}{I_C} = \frac{5 - 2,5}{11m} = 227\Omega$$

Przyjmujemy 220 Ω. Wzmocnienie jest równe w przybliżeniu stosunkowi rezystora kolektorowego do emiterowego, przy założonym wzmocnieniu rezystancja R_E jest równa 22 Ω. Napięcie na emiterze wyniesie w przybliżeniu:

$$U_E \approx I_C \cdot R_E = 11m \cdot 22 = 0,242V$$

Z charakterystyki tranzystora 2N3904 wynika, że dla prądu emitera 11 mA napięcie U_{BE} jest równe 0,712 V. Napięcie na bazie wyniesie zatem U_E+U_{BE}=0,242+0,712=0,954 V. Na podstawie danych katalogowych przyjmujemy, że wzmocnienie prądowe zastosowanego tranzystora jest równe 300, co daje prąd bazy:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{11m}{300} = 36,7\mu A$$

Przez rezystor R1 polaryzujący bazę tranzystora przepuścimy prąd 10-krotnie większy od prądu bazy. R1 będzie więc równy:

$$R_1 = \frac{U_z - U_B}{\frac{10I_C}{\beta}} = \frac{5 - 0,954}{367\mu} = 11024\Omega$$

Przyjmujemy R1=10 kΩ. Prąd płynący przez R1 wyniesie:

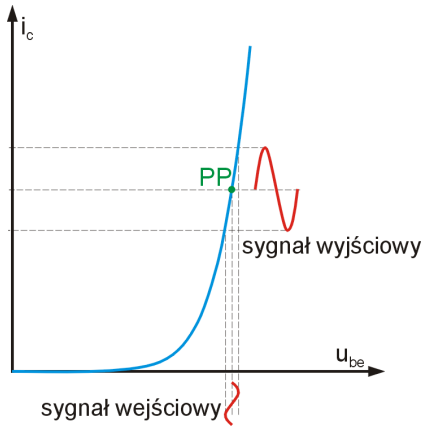
$$I_{R_1} = \frac{U_z - U_B}{R_1} = \frac{5 - 0,954}{10k} = 404,6\mu A$$

Pozostało obliczenie R2:

$$R_2 = \frac{U_B}{I_{R_1} - I_B} = \frac{0,954}{404,6\mu - 36,7\mu} = 2593\Omega$$

Przyjmujemy 2,7 kΩ.

Sprawdzamy, na ile obliczenia potwierdzą się w LTspice. Uruchamiamy symulację **.OP**. Na **rysunku 3** mamy wyniki ze wszystkimi parametrami stałoprądowymi. Jeśli porównamy je z wartościami



Rysunek 1. Ustalenie punktu pracy wzmacniacza klasy A

zakładanymi, okazuje się, że nie różnią się o więcej niż 7%. Pamiętając, że przyjmowaliśmy wartości elementów z szeregu, należy uznać, że jest to wynik bardzo dobry.

Teraz sprawdzimy parametry wzmacniacza dla prądu zmiennego. W celu określenia wzmocnienia napięciowego wprowadzamy trzy polecenia:

```
.meas TRAN uwepp PP V(we)
.meas TRAN uwypp PP V(wy)
.meas TRAN ku PARAM uwypp/uwepp
```

Zmierzymy również zawartość harmoniczną, w tym współczynnik THD. W celu uzyskania jak największej dokładności obliczeń, wprowadzamy opcje:

```
.options plotwinsize=0 – blokada kompresji danych,
.options numdgt=7 – włączenie podwójnej precyzji obliczeń,
.four 1000 10 200 v(we) v(wy) – włączenie analizy harmoniczných.
```

Dodatkowo w poleceniu uruchamiającym symulację skracamy krok obliczeń do 100 ns, godząc się na nieco wydłużony czas oczekiwania na wyniki:

```
.tran 0 200m 100m 100n
```

Obliczone parametry odczytujemy typowo, tj. otwierając okno logów błędów („View → SPICE Error Log”). Na końcu wszystkich widocznych w tym oknie danych znajdujemy pozycję ku. Jest to wzmocnienie napięciowe, które w symulacji wyniosło 8,91548 V/V wobec zakładanego 10 V/V. Nie mniej niż wzmocnienie interesują nas oczywiście zniekształcenia harmoniczne. Współczynnik THD dla sygnału wyjściowego osiągnął wartość 0,830591%. Całkiem niezłe jak na wzmacniacz zaprojektowany w 5 minut.

Pomiary wzmacniacza w klasie A

I teraz to, na co czekaliśmy, a więc pomiar układu rzeczywistego. Montaż jest bardzo prosty, nie zajmuje więc wiele czasu. Uruchamiamy program WaveForms, a w nim zasilacz, oscyloskop i generator. Kanał 1. posłuży do obserwacji przebiegu wejściowego, kanał 2. do wyjściowego. Uaktywniamy zasilacz napięcia dodatniego, ustawiamy napięcie +5 V, a następnie włączamy włącznik globalny.

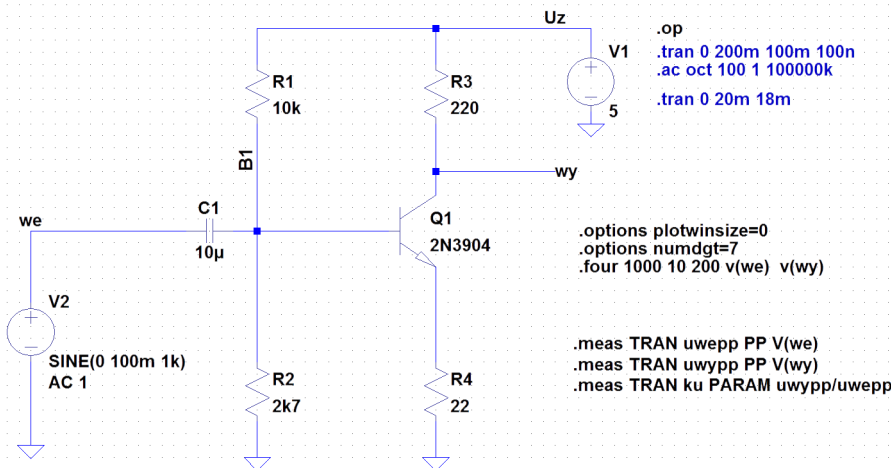
W oscyloskopie włączamy opcję „Measure”, a w niej definiujemy pomiary napięć średnich („Average”) i AC RMS w obu kanałach. Definiujemy również dla wygody pomiar wzmocnienia, dodając w oknie „Custom Global” poniższy skrypt:

```
var wzm = 0
var d1 = Scope.Channel1.measure("AC RMS")
var d2 = Scope.Channel2.measure("AC RMS")
wzm=d2/d1
```

Przykładając jedną z sond oscyloskopowych do emitera, bazy i kolektora przy braku sygnału wejściowego mierzymy napięcia wyznaczające punkt pracy. I znowu, z inżynierską dokładnością odpowiadają

one założeniom i symulacji. Po włączeniu generatora (kanał 1., amplituda=100 mV, częstotliwość=1 kHz, offset=0) odczytujemy wzmocnienie wzmacniacza w oknie „Measurements”. Okazuje się, że w rzeczywistości wzmocnienie jest nawet bliższe obliczeniom niż w symulacji i wynosi 10,21 V/V (**rysunek 4**). Nieco gorzej wypadł natomiast pomiar zawartości harmoniczných przeprowadzony z użyciem narzędzia Spectrum Analyzer. W pomiarach układu rzeczywistego zawartość harmoniczných wyniosła -39,93 dBc, co opowiada 1,01%.

Wybranie punktu pracy tranzystora na liniowym odcinku jego charakterystyki ma niekwestionowaną zaletę związaną z małymi zniekształceniami nieliniowymi, jednak taka koncepcja jest okupiona koniecznością



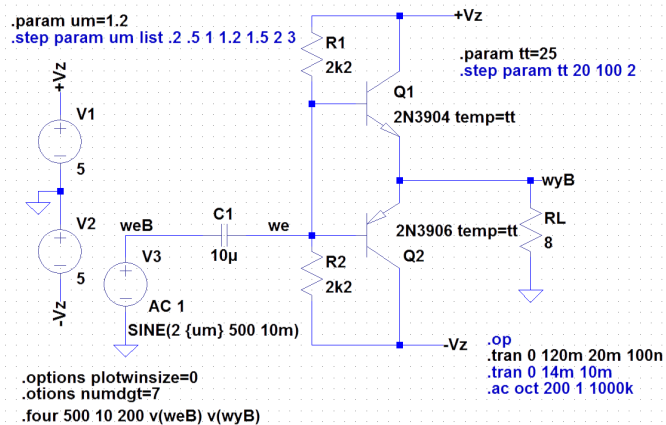
Rysunek 2. Schemat ideowy wzmacniacza pracującego w klasie A

przepuszczania ciągłego prądu w obwodzie. Prąd, który płynie przez element czynny bez względu na wielkość sygnału wejściowego, a nawet wtedy, gdy go nie ma, powoduje wydzielenie jakiejś mocy. Jest to oczywiście moc strat, która bezproduktywnie jedynie podgrzewa tranzystor. Można wprawdzie doszukać się w tym pewnych pozytywów, jaką jest na przykład termiczna stabilizacja punktu pracy, ale niska sprawność nieprzekraczająca w praktyce ok. 25% jest czynnikiem zdecydowanie zniechęcającym do budowy takich wzmacniaczy. Nie oznacza to, że producenci sprzętu audio całkowicie zrezygnowali z tej klasy wzmacniaczy. Ich użytkownicy, jeśli tacy się znajdują, muszą być przygotowani raczej na wysokie koszty eksploatacji.

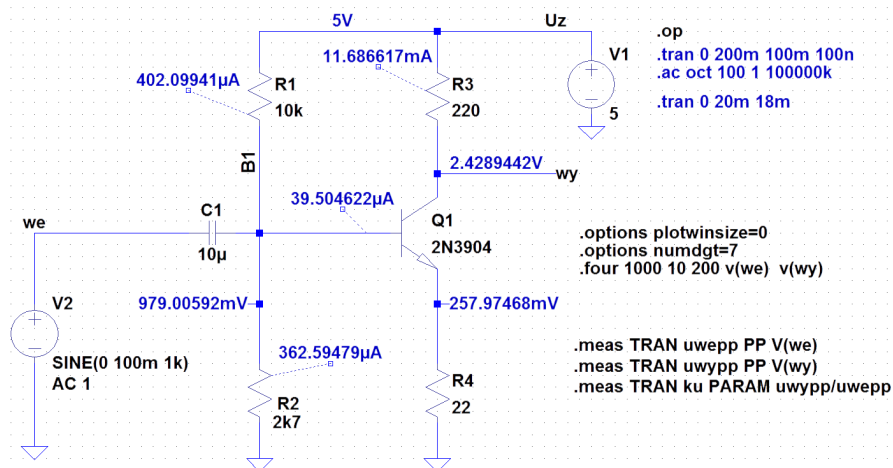
Wzmacniacz w klasie B

Konstruktorzy poszukiwali innych rozwiązań, które pozwoliłyby uniknąć wad wzmacniaczy klasy A. Pierwsze, co nasuwa się na myśl, to opracowanie takiego układu polaryzacji tranzystora, aby możliwe było wyeliminowanie przepływu prądu przy braku sygnału. Punkt pracy musi być zatem przesunięty poza obszar przewodzenia tranzystora. Jeśli przyjmiemy, że do realizacji wzmacniacza zostanie zastosowany tranzystor NPN zasilany napięciem dodatnim, to powstaje jednak problem ze wzmacnianiem ujemnych połówek sygnału wejściowego. W całym tym zakresie tranzystor pozostaje przecież w stanie zatkania i nie przewodzi prądu. Rozwiązanie jest proste, ale wymaga użycia drugiego, komplementarnego tranzystora (PNP) i drugiego zasilacza. Pozostaje także problem połączenia w całość obu niezależnie wzmacnianych połówek. Biorąc pod uwagę fakt, że zawsze aktywny jest tylko jeden tranzystor, można bez większych obaw połączyć je bezpośrednio ze sobą. Przykładowy schemat przygotowany do symulacji w programie LTSpice pokazano na rysunku 5. Zasadę działania takiego układu przedstawiono na rysunku 6. Tranzystor Q1 wzmacnia dodatnie (niebieskie) połówki, Q2 natomiast wzmacnia połówki ujemne (zielone). Kąt przewodzenia tranzystora we wzmacniaczu klasy B jest równy 180°. Wyjście wzmacniacza jest wyprowadzone z emiterów tranzystorów. Zakładamy, że obciążeniem będzie miniaturowy głośnik o impedancji 8 Ω.

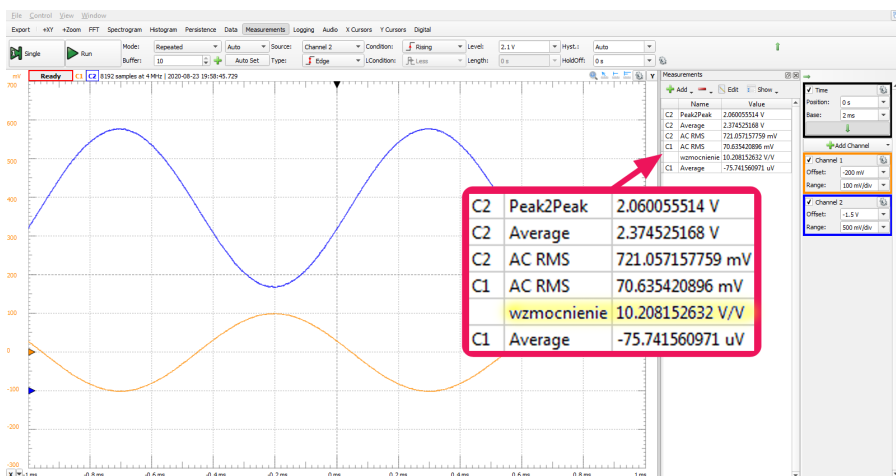
Wzmacniacz zasilono dwoma symetrycznymi napięciami. Z uwagi na przewidywane użycie do pomiarów zestawu Analog Discovery 2



Rysunek 5. Schemat badanego wzmacniacza pracującego w klasie B



Rysunek 3. Parametry stałoprądowe rozpatrywanego wzmacniacza klasy A



Rysunek 4. Przebieg wejściowy i wyjściowy wzmacniacza klasy A

wybrano napięcia +5 V i -5 V. Przy dołączeniu zestawu AD2 tylko do USB (bez zasilania zewnętrznego) dostępne zasilacze mogą dostarczyć całkowitą moc równą 500 mW, podczas gdy nie zakładamy znacznego przekroczenia mocy 10 miliwatów. Jest to wartość na tyle mała, że do realizacji wzmacniacza wystarczą popularne tranzystory typu 2N3904 (NPN) i 2N3906 (PNP) stanowiące parę komplementarną. Ich dopuszczalne parametry, takie jak ciągły prąd kolektora 200 mA, całkowita moc strat równa 625 mW, są więc w zupełności wystarczające.

Przy założeniu, że skuteczna moc 10 mW będzie wydzielana na oporności 8 Ω, napięcie skuteczne na obciążeniu wyniesie:

$$U_{sk} = \sqrt{P \cdot R} = \sqrt{10m \cdot 8} = 0,283V$$

Napięcie maksymalne (amplituda przebiegu sinusoidalnego) będzie więc równe:

$$U_m = U_{sk} \cdot \sqrt{2} = 0,4V$$

Analogiczne oszacowanie prądu:

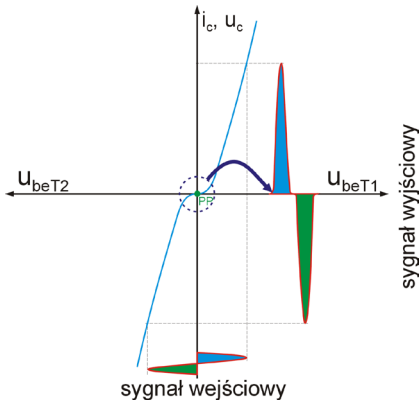
$$I_{sk} = \sqrt{\frac{P}{R}} = \sqrt{\frac{10m}{8}} = 35,4mA$$

$$I_m = I_{sk} \cdot \sqrt{2} = 50mA$$

Do oszacowania wielkości sygnału sterującego wzmacniaczem należy jeszcze uwzględnić spadek napięcia na złączu baza-emiter aktywnego tranzystora. Z charakterystyki $I_c = f(U_{be})$ wyznaczonej za pomocą LTSpice wynika, że dla prądu 50 mA napięcie U_{be} wynosi ok. 0,767 mV (rysunek 7). Ostatecznie napięcie sterujące powinno mieć amplitudę:

$$U_{we_m} = U_m + U_{be} = 0,4 + 0,767 = 1,167V$$

Przyjmijmy do symulacji i pomiarów wartość 1,2 V. Jest to napięcie wymagane do prawidłowegoysterowania wzmacniacza. Powinien to zapewnić odpowiednio zaprojektowany wzmacniacz napięciowy.

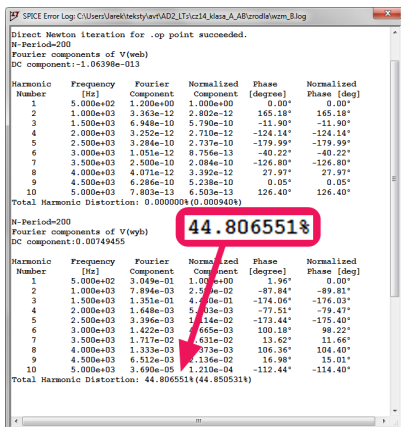


Rysunek 6. Ilustracja zasady działania wzmacniacza klasy B

My jednak nie będziemy się nim zajmować, a do prób i pomiarów użyjemy generatora zestawu Analog Discovery 2. Rezystory R1 i R2 zapewniają statyczny punkt pracy tranzystorów. Dla symetrycznych napięć zasilających napięcie na bazach powinno być równe zero, rezystory będą więc miały równe wartości – przyjmujemy 2,2 kΩ.

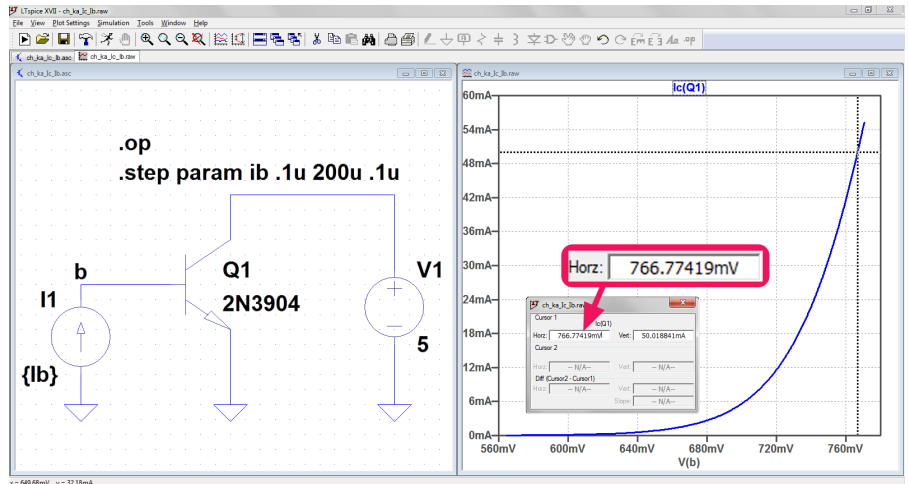
Symulacja wzmacniacza w klasie B

Schemat wzmacniacza w klasie B przygotowany do symulacji pokazano już na rysunku 5. Wyjaśnieniom wymagają użyte opcje i polecenia. Źródło sygnału wejściowego V3 generuje przebieg sinusoidalny o częstotliwości 500 Hz i amplitudzie 1,2 V. Jest on załączony z opóźnieniem 10-milisekundowym od chwili startu

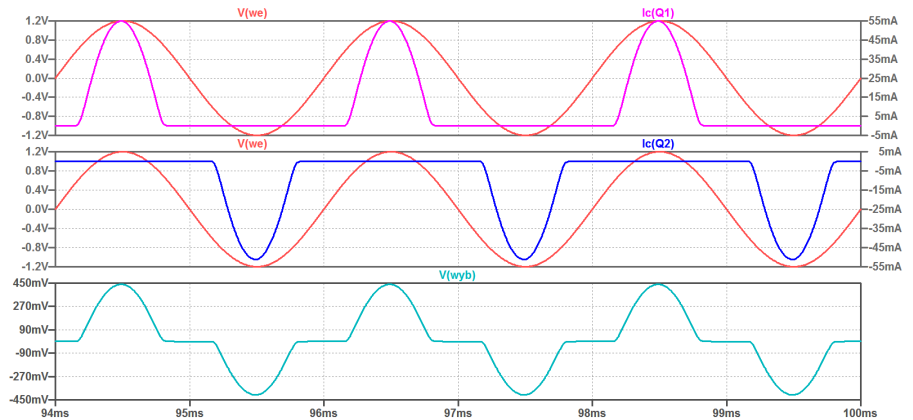


Rysunek 9. Pomiar zawartości harmonicznych wzmacniacza klasy B

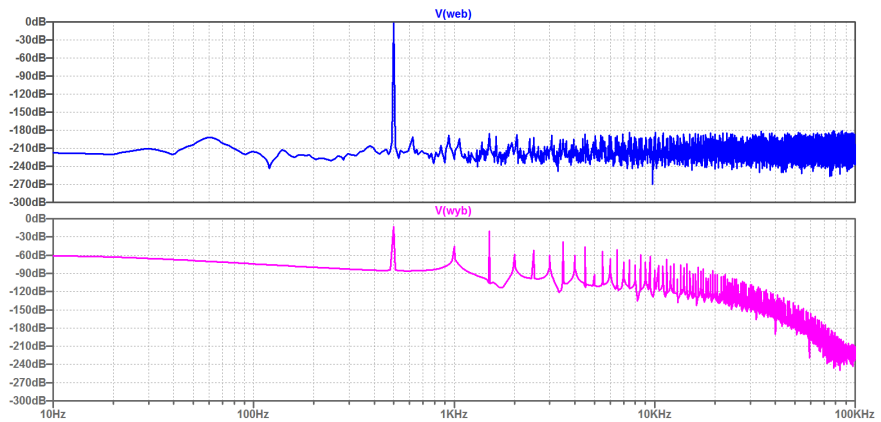
symulacji, co pozwoli ewentualnie zbadać zachowanie się wzmacniacza bez sygnału. Pojawia się tu dodatkowy problem sprzężenia generatora z wejściem wzmacniacza. Na wejściu, w punkcie „we”, panuje napięcie równe 0 V. Dołączenie kondensatora elektrolitycznego, np. 10 μF, przy zerowym offsecie napięcia wyjściowego generatora skutkowałoby brakiem polaryzacji elektrolitu, co nie jest stanem prawidłowym. Można tego uniknąć, stosując kondensator monolityczny, ale rozsądna pojemność, np. 1 μF, dość znacznie obciążałaby pasmo wzmacniacza w zakresie dolnych częstotliwości. Dolna częstotliwość 3-decybelowa przesunęłaby się z ok. 34 Hz do 140 Hz. Pozostawimy zatem kondensator elektrolityczny 10 μF i zastosujemy sygnał generatora z offsetem 2-woltowym.



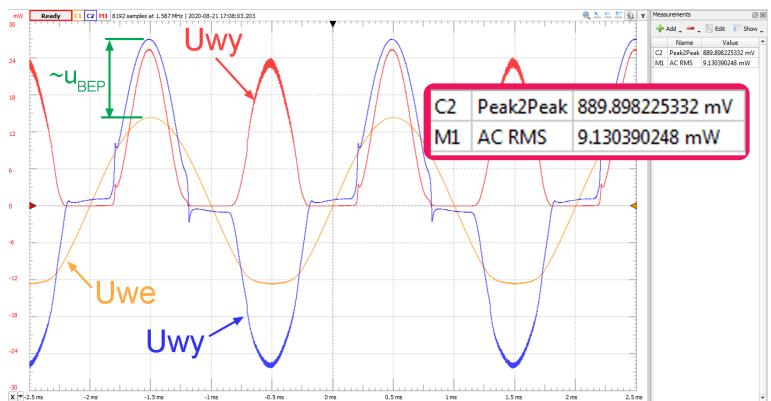
Rysunek 7. Charakterystyka $I_c(U_{be})$ wyznaczona w symulatorze LTspice



Rysunek 8. Przebiegi prądów kolektora oraz napięcia wejściowego i wyjściowego symulowanego wzmacniacza klasy B



Rysunek 10. Widmo sygnału wyjściowego symulowanego wzmacniacza klasy B



Rysunek 11. Przebiegi wejściowe i wyjściowe wzmacniacza klasy B

Ze względu na planowane badanie widma sygnałów funkcją FFT oraz analizę harmonicznych poleceniem `.four` ustawiamy takie same opcje, jak czyniliśmy to dla wzmacniacza klasy A (`.options numdgt=7, options plotwinsize=0`). Zmniejszono również krok obliczeń do 100 ns w poleceniu `.tran`.

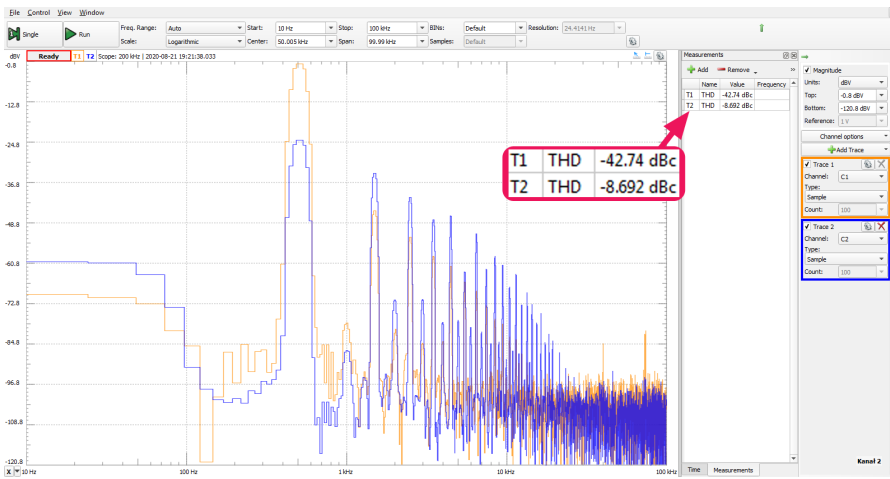
Na uwagę zasługuje też możliwość ustawienia temperatury wybranych elementów. Zakładając, że tranzystory będą się lekko podgrzewać w czasie pracy, warto sprawdzić, na ile wpłynie to na pracę wzmacniacza. Ustawianie temperatury elementu jest realizowane przez dodanie opcji `temp=tt` w polu typu elementu. Temperatura jest zadawana parametrycznie poleceniem `.param tt=25` (25°C na sztywno) lub `.step param tt 20 100 2` płynnie od 20 do 100°C co 2°C. Wszystko już jest chyba jasne, zaczynamy.

Po uruchomieniu symulacji wprowadzamy w oknie wykresów 3 panele (prawy przycisk myszki w oknie wykresów, a następnie wskazanie opcji „Add Plot Pane i tak 3 razy). Klikamy na pierwszy (górnny) panel i na schemacie wskazujemy kolektor tranzystora Q1. Chcielibyśmy obserwować przebieg prądu kolektora na tle sygnału wejściowego, klikamy więc dodatkowo na wejście wzmacniacza (punkt „we”). Podobnie postępujemy z panelem 2. Po kliknięciu na niego wprowadzamy prąd kolektora tranzystora Q2 i napięcie wejściowe. W 3. panelu umieszczamy przebieg wyjściowy (punkt „wyb”). Będziemy go obserwować w pomiarach układu rzeczywistego. Wynik symulacji przedstawiono na **ryśunku 8**.

Patrzmy na dolny wykres. Hm, czy coś poszło nie tak? Nie. Wszystko jest w porządku. Niestety, zniekształcenia sygnału wyjściowego wynikają z przesunięcia punktu pracy poza obszar przewodzenia tranzystora. Do jego otwarcia konieczne jest napięcie ok. 0,6 V i jest to taka strefa martwa, w której nic się nie dzieje. Dopiero po przekroczeniu napięcia wejściowego powyżej ok. 0,6 V tranzystor zaczyna wzmacniać. W sygnale wyjściowym pojawiają się tzw. zniekształcenia skrośne. Aż boję się zająć do wyników pomiaru zniekształceń, ale cóż – lepsza zła prawda niż żadna. Wyniki uzyskujemy po wybraniu opcji „View → SPICE Error Log”. W pierwszej części wyników podane są parametry dla sygnału wejściowego. Tu wszystko jest w porządku: THD=0%. Kolejna porcja danych dotyczy sygnału wyjściowego i tu jest prawdziwa tragedia: THD=44,8% (**ryśunek 9**). Tego chyba nie da się słuchać. Z ciekawości szybko zmontowałem układ rzeczywisty i sprawdziłem brzmienie wzmacniacza na mocnym uderzeniu. Z pewnością nikt z Czytelników nie chciałby słuchać „Highway to hell” na takim sprzęcie.

Sprawdźmy jeszcze z ciekawości, jak wygląda widmo sygnału wyjściowego. Teraz już chyba nie będzie zaskoczenia. Uruchamiamy okno FFT („View → FFT”), a następnie wskazujemy sygnały V(web) i V(wyb). W oknie FFT uaktywniamy dwa panele i do górnego wprowadzamy widmo sygnału wejściowego, a do dolnego wyjściowego. Możemy ponadto ograniczyć zakres obserwacji do 100 kHz. Wprowadzamy kursor myszki na opis osi częstotliwości, klikamy prawym przyciskiem i wprowadzamy parametr Right=100 kHz. Wykresy przedstawiono na **ryśunku 10**. Co tu komentować? Harmonicznych jest niemal tyle samo co sygnału podstawowego. Można zaobserwować, że wyraźnie silniejsze są harmoniczne nieparzyste, ale parzystych też jest sporo.

Wniosek z tego eksperymentu jest jeden. Lepsze jest wrogiem dobrego. Chcielibyśmy usprawnić wzmacniacz klasy A pod kątem niepotrzebnego zużycia energii, i to się udało, ale własności użytkowe, przynajmniej z punktu widzenia zastosowań w akustyce, są opłakane. Wzmacniacze pracujące w klasie B zupełnie nie nadają się dla koneserów muzyki słuchanej w dobrej jakości. Mogą być natomiast



Rysunek 12. Widmo sygnału wyjściowego wzmacniacza rzeczywistego

stosowane w układach sterowania mocą w systemach automatyki itp., gdzie jakość sygnału nie ma istotnego znaczenia.

Pomiary wzmacniacza w klasie B

Po wstępnej symulacji wzmacniacza klasy B przyszła kolej na pomiary układu rzeczywistego. Już wiemy, jakich wyników możemy się spodziewać. Nie robimy więc sobie wielkiej nadziei na spektakularny efekt, przynajmniej w pozytywnym znaczeniu. Dla porządku jednak sprawdzimy, na ile wyniki symulacji potwierdzą się w pomiarach.

Schemat jest dokładnie taki sam jak w symulacji. Dodatkowo zastosowano kondensatory filtrujące zasilanie: 10 μF i 100 nF dla każdego napięcia. Układ ma tendencję do wzbudzenia się. Źródłem sygnału wejściowego będzie kanał 1. generatora arbitralnego Analog Discovery 2. Ustawiamy amplitudę 1,2 V i częstotliwość 500 Hz, tak jak w symulacji. Przebiegi oglądamy na oscyloskopie. Kanał 1. mierzy sygnał wejściowy, kanał 2. sygnał wyjściowy. Niespodzianki nie ma, przebiegi przypominają te z symulacji, choć widoczne są pewne asymetrie (**ryśunek 11**). Celowe będzie zdefiniowanie kanału użytkownika, na którym zmierzmy moc oddawaną do obciążenia. Nie jest to pomiar bardzo wiarygodny, gdyż zakłada stałą oporność obciążenia, gdy tymczasem impedancja użytego głośnika może ulegać nawet dość znacznym zmianom w funkcji częstotliwości. Wyniki pomiarów potwierdziły te z symulacji. Moc wydzielana w głośniku jest równa 9,13 mW, wobec zakładanej ok. 10 mW.

Pozostaje jeszcze to najgorsze, czyli pomiar zniekształceń harmonicznych THD i sprawdzenie widma sygnału wyjściowego. Do określenia tych parametrów korzystamy z narzędzia Spectrum Analyzer Analog Discovery 2. Sygnał nadal jest pobierany z kanału 1. generatora AD2. Jego parametry nie ulegają zmianie. W celu uzyskania współczynników THD uruchamiamy opcję „Measurements”, a w niej dodajemy pozycje: Trace1 → Dynamic → THD” (pomiar zniekształceń sygnału wejściowego) oraz Trace2 → Dynamic → THD” (pomiar zniekształceń sygnału wyjściowego) – **ryśunek 12**. Aby upodobnić wykres pomiaru widma z wykresem z symulacji, wybieramy opcję „Scale=Logarithmic”. Wyniki zamieniamy z jednostek dBc na procenty, podobnie jak to robiliśmy w przypadku wzmacniacza klasy A:

- sygnał wejściowy: -42,74 dBc = 0,73%
- sygnał wyjściowy: -8,692 dBc = 36,76%

Wyraźnie zauważalny wzrost harmonicznych sygnału wejściowego wynika ze względnie niskiej impedancji wejściowej wzmacniacza i ograniczonej wydajności prądowej generatora. Jego sygnał jest minimalnie obcinany od dołu, co powoduje wzrost harmonicznych. Sygnał nieobciążonego generatora ma THD na poziomie -78,8 dBc (0,01%). Zawartość harmonicznych na wyjściu (37%) nie dziwi, choć jest mniejsza, niżby to wynikało z symulacji.

Dla formalności pozostaje jeszcze sprawdzenie pasma przenoszenia, do czego używamy narzędzia Network Analyzer (**ryśunek 13**). Okazuje się, że dolna 3-decybelowa częstotliwość wynosi ok. 34 Hz,

natomiast górna sięga zakresów megahercowych, nawet z podbiciem dla ok. 1,9 MHz. Nie dziwi więc tendencja do wzbudzenia się wzmacniacza.

Symulacja wzmacniacza w klasie AB

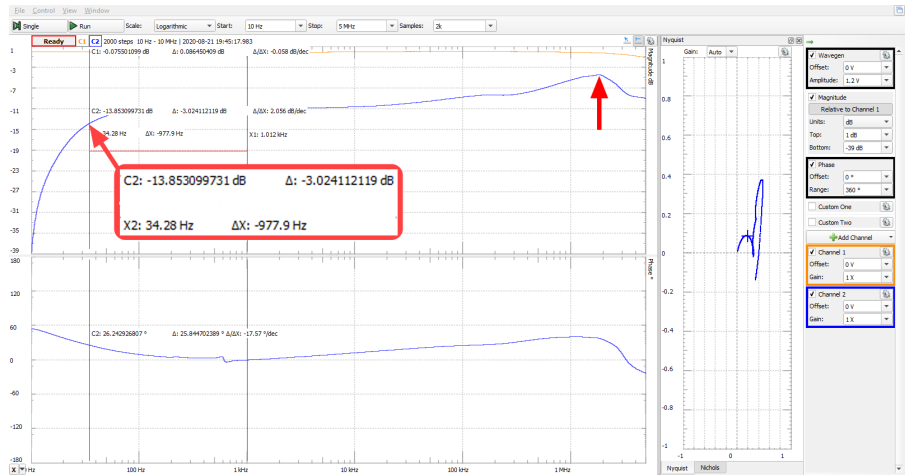
Symulacja i pomiary wzmacniacza pracującego w klasie B nie dały choćby zadowalających wyników. Czy jest jakaś metoda, aby je poprawić. Popatrzmy jeszcze raz na rysunek 6. Gdyby udało się jakąś metodą dosunąć do siebie charakterystyki obu tranzystorów, możliwa by była eliminacja martwej strefy. Popatrzmy jeszcze raz na fragment przebiegu wyjściowego wzmacniacza klasy B (rysunek 11). Łatwo zauważyć, że różnica napięć maksymalnych sygnału wejściowego i wyjściowego jest równa w przybliżeniu napięciu U_{BE} przewodzącego tranzystora. Jeśli więc między bazy tranzystorów wstawimy dwie diody krzemowe, to będą one pełniły funkcję przesuwników napięcia, tym samym zrealizujemy w praktyce dosunięcie do siebie charakterystyk (rysunek 14). Mówimy, że wzmacniacz o takiej konfiguracji pracuje w klasie AB, kąt przepływu jest większy niż 180° i mniejszy niż 360° . Sprawdźmy tę koncepcję najpierw w symulacji.

Na rysunku 15 pokazano schemat ideowy narysowany w edytorze schematów programu LTspice. Wszystkie nastawy są skopionowane z poprzedniej symulacji, doszła jedynie komenda definiująca temperaturę diod (.param td=25). Wyniki przedstawiono na rysunku 16. Po wprowadzonych zmianach wzmacniacz ma parametry znacznie lepsze, choć szalu nie ma. W sygnale wyjściowym obserwujemy tylko nieznaczne zniekształcenia w pobliżu przejścia przez zero, a zawartość harmoniczných zmalała do ok. 5%. Tego powinno dać się już słuchać, wiele tanich radjótek łązhenkowych prawdopodobnie nie ma lepszych parametrów.

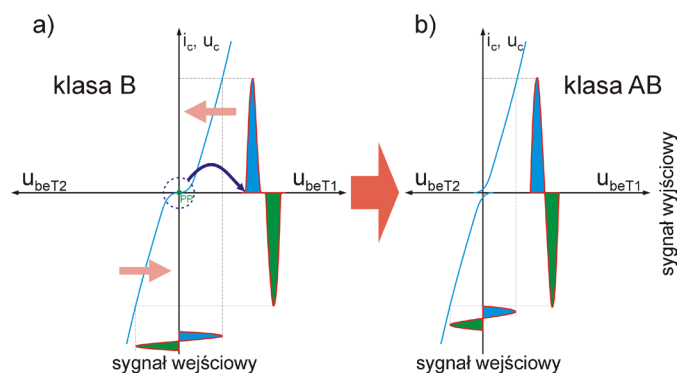
Pomiary wzmacniacza w klasie AB

Pozostała już tylko praktyczna weryfikacja symulacji. Przeróbka wzmacniacza nie jest duża, to zaledwie dodanie dwóch diod do układu. A efekt? Faktycznie, zdumiewająco dobry. Można powiedzieć, że to zupełnie nowa jakość. Najpierw porównajmy wizualnie przebiegi wyjściowe w fizycznych wzmacniaczach klasy B i AB (rysunek 17). W tym celu najpierw zmierzmy napięcie wyjściowe wzmacniacza klasy B i zapiszemy go jako przebieg referencyjny (zielony). Następnie zmodyfikujemy wzmacniacz, dodając diody i ponownie zmierzmy przebieg wyjściowy (niebieski). Czułości wszystkich kanałów (250 mV/dz), w tym referencyjnego, są takie same, co pozwala porównać wzajemne relacje wielkości wszystkich sygnałów.

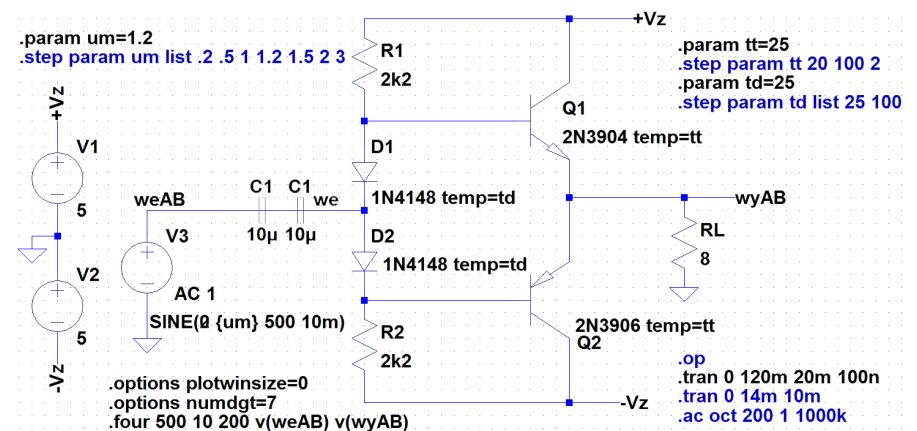
A teraz najważniejszy pomiar – określenie zawartości harmoniczných. Jeszcze raz na chwilę wróćmy do wzmacniacza klasy B, aby na jednym wykresie nanieść jego widmo jako przebieg odniesienia Trace3. Będzie on następnie zestawiony z widmem przebiegu wyjściowego wzmacniacza AB (Trace 2). Korzystając z opcji Measure, mierzymy współczynniki THD obu wzmacniaczy dla sygnału



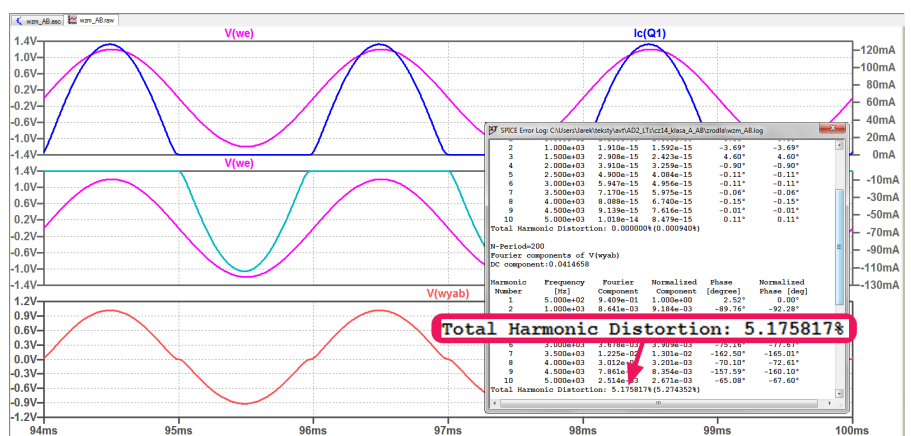
Rysunek 13. Pomiar pasma przenoszenia rzeczywistego wzmacniacza klasy B



Rysunek 14. Ilustracja zasady działania wzmacniacza klasy AB

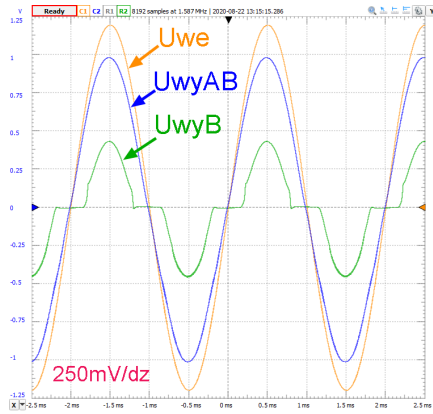


Rysunek 15. Schemat symulowanego wzmacniacza klasy AB



Rysunek 16. Wyniki symulacji wzmacniacza klasy AB

o częstotliwości 500 Hz. Wyniki przedstawiono na **ryśunku 18**. Wzmacniacz klasy B ma $THD = -7,829$ dBc, co odpowiada 40,6%, natomiast wzmacniacz klasy AB ma $THD = -38,17$ dBc, czyli 1,23%. W obu przypadkach jest to wynik lepszy niż w symulacjach. Uważny Czytelnik zauważy pewnie, że wyniki tego pomiaru są nieco inne niż analogiczne pomiary wykonywane wcześniej. Układ był jednak przemontowany, mogły się też zmienić warunki zewnętrzne.



Rysunek 17. Porównanie przebiegów wyjściowych wzmacniaczy klasy A, B i AB

Problem temperatury

Konstruktorzy wzmacniaczy akustycznych starają się projektować je z użyciem jak najmniejszej liczby kondensatorów. Po pierwsze dlatego, że często mają one dość duże pojemności i zakres napięcia pracy, a to wiąże się z ich niemałymi wymiarami. Po drugie dlatego, że elementy te charakteryzują się małą odpornością na procesy starzeniowe. Szczególnie podatne na to są tanie wyroby małe znanych producentów. Serwisanci sprzętu audio rozpoczynają zwykle swoją pracę nad wzmacniaczem od profilaktycznej wymiany wszelkich elektrolitów w układzie. Nierzadko zdarza się, że pojemność kondensatora elektrolitycznego zmienia się po latach nawet kilkakrotnie. Konstrukcja wzmacniaczy klasy B i AB zasilanych napięciami symetrycznymi pozwala uniknąć stosowania elektrolitów przynajmniej wyjściowych, gdyż napięcie na obciążeniu bez sygnału jest teoretycznie równe zero. W stanie spoczynku, bez sygnału, przez obciążenie nie płynie więc żaden prąd. Jednak tranzystory krzemowe charakteryzują się dość dużą zależnością parametrów od temperatury, jeśli więc zmieni się temperatura ich pracy, mogą pojawić się niepożądane prądy kolektorów nawet bez sygnału wejściowego. Potwierdza to symulacja, w której diody utrzymują temperaturę otoczenia, a temperatura tranzystorów wzrosła z 20 do 100°C. Na **ryśunku 19** wyraźnie widoczny jest przepływ prądu kolektora obu tranzystorów w stanie spoczynku bez sygnału wejściowego. Symulację uruchomiono poleceniem `.tran 5m` z opcjami `.step param tt list 20 100` oraz `.param td=25`. Prąd spoczynkowy tranzystora Q1 wzrósł od zera do ok. 19 mA, a Q2 do 17 mA. Widzimy ponadto, że dla dodatniej połówki sygnału wejściowego tranzystor Q2 nie jest całkowicie wyłączany, a powinien.

Na te niedogodności jest na szczęście prosta metoda. Wystarczy umieszczenie tych samych diod, które zapewniają przesunięcie napięcia polaryzacyjnego, na jednym radiatorze z tranzystorami. Nie dość, że zlikwidują one omawiany efekt, to zapewnią również stabilizację temperaturową. Można to łatwo sprawdzić w symulacji, ustalając temperaturę diod równą

temperaturze tranzystorów: `.param td=tt` i zmieniając temperaturę tranzystorów `.step param tt list 20 100`.

Podsumowanie

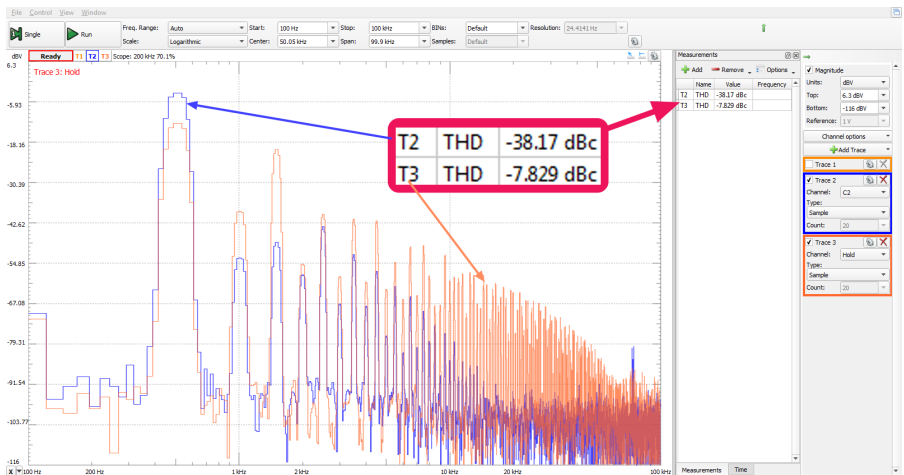
Klas wzmacniaczy jest niemal tyle, ile liter w alfabecie. W artykule zaprezentowano jedynie trzy podstawowe. Można się zastanawiać, co jeszcze można wymyślić. Okazuje się, że można i to bardzo dużo. Liczne koncepcje są realizowane czasami metodą dość dziwnych modyfikacji układowych, stanowiących kompromis między liniowością wzmacniacza a jego wydajnością. Przykładem niech będzie klasa G, w której tranzystory do pewnego zakresu pracują jak w zwykłych wzmacniaczach klasy AB, a po jego przekroczeniu specjalnie skonstruowany przełącznik elektroniczny dołącza dodatkowe, wyższe napięcie zasilające. Dzięki temu możliwe jest uzyskanie wyższej mocy bez zwiększenia zawartości harmoniczných.

Przyzwyczailiśmy się też, że wzmacniacze należą do grupy układów analogowych, tymczasem coraz większym zainteresowaniem cieszą się wzmacniacze klasy D, które ze względu na zasadę działania należy zakwalifikować do układów cyfrowych. Ciągły postęp technologiczny sprawia, że ich parametry są stale podwyższane i mogą w najbliższym czasie stanowić poważną konkurencję dla klasycznych wzmacniaczy analogowych. Wspominałem o tym w jednym z poprzednich odcinków przy okazji omawiania modulacji PWM.

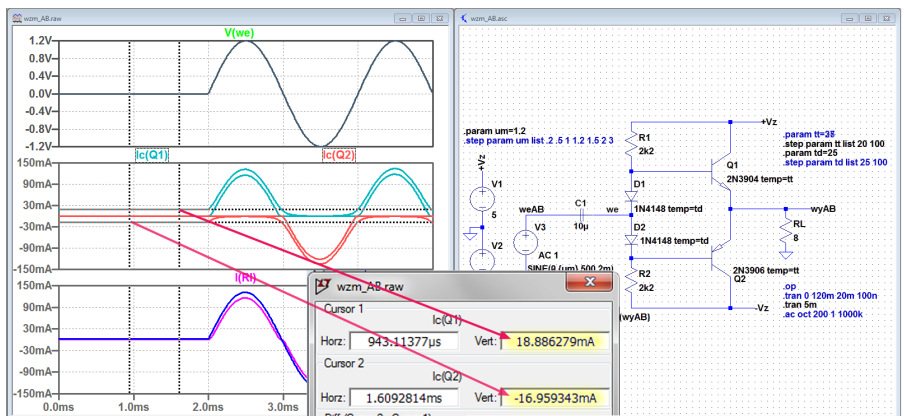
Należy ponadto pamiętać, że wzmacniacze mocy znajdują zastosowanie nie tylko w sprzęcie akustycznym, a tam o ich przydatności decydują często zupełnie inne parametry niż te, które są istotne w akustyce.

Podatność na wzbudzenie się opisywanego w tym odcinku wzmacniacza nakłoniła mnie do zajęcia się problemem stabilności. Jest to tematyka dość złożona, ale może jakoś uda się ją okiełznać do następnego odcinka.

Jarostaw Dołęski, EP



Rysunek 18. Porównanie widma sygnałów wyjściowych oraz współczynników THD rzeczywistych wzmacniaczy klasy B i AB



Rysunek 19. Symulacja wpływu zmian temperatury tranzystorów nieskompensowanego wzmacniacza klasy AB na spoczynkowy prąd kolektora