

Symulacja i pomiar czyli LTspice i Analog Discovery 2 w rękach konstruktora (10)

Charakterograf



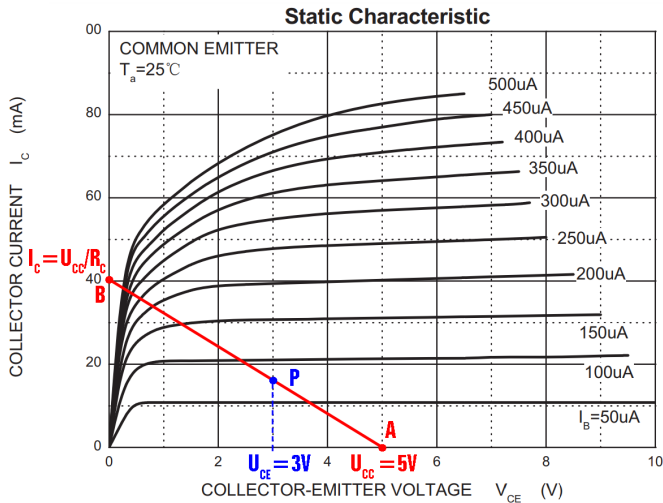
Czasy są ciężkie. Ciągłe przebywanie wyłącznie z tymi samymi osobami, nawet jeśli należą do rodziny, stwarza wiele konfliktowych sytuacji. Ujawniają się nasze charaktery... Ale nie, nie będziemy ich ani badać, ani mierzyć. Charakterografy to urządzenia służące do zdejmowania charakterystyk prądowo-napięciowych elementów elektronicznych – diod, tranzystorów czy lamp.

Starsi Czytelnicy pamiętają zapewne metody projektowania układów elektronicznych z czasów sprzed epoki komputerów osobistych, Internetu i programów symulacyjnych. Wszystkie informacje o elementach elektronicznych oraz ich dane techniczne były czerpane z opasłych katalogów, których zdobycie nie było łatwe. Elementy były kupowane na pchlich targach, różnych giełdach, pochodziły też z wymiany. W tamtych czasach, gdy trudno było o katalogi, charakterograf byłby doskonałą pomocą w projektowaniu układów elektronicznych. Ale kto wtedy się za nimi rozglądał? Dużo bardziej poszukiwane były oscyloskopy i dobre mierniki uniwersalne. Jakże zatem korzyści mogły wynikać z posiadania charakterografu?

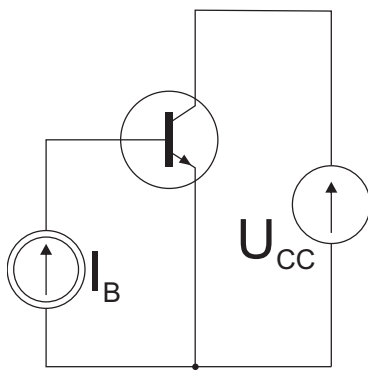
Zastosowanie charakterystyki $I_C=f(U_{CE})$ przy wyznaczaniu stałoprądowego punktu pracy tranzystora

Pierwszym etapem projektowania układu elektronicznego zbudowanego na tranzystorach dyskretnych jest obliczenie stałoprądowego punktu pracy. Przydatna może być do tego znajomość charakterystyki $I_C=f(U_{CE})$. Właściwie jest to rodzina charakterystyk opisujących prąd kolektora w funkcji napięcia baza-kolektor dla różnych prądów bazy. Na takim wykresie (**rysunek 1**) zaznaczamy napięcie zasilające, a następnie rysujemy tzw. prostą obciążenia. Łączy ona punkt A (U_{CC} na osi poziomej) z punktem B (U_{CC}/R_C na osi pionowej). Punkt B odpowiada prądowi, jaki popłynąłby przez kolektor tranzystora i rezystor obciążenia w stanie idealnego nasycenia ($U_{CE}=0$). Punkt pracy P wybieramy zwykle w środku liniowego zakresu charakterystyk, co w przybliżeniu odpowiada połowie napięcia zasilającego. Z wykresu $I_C=f(U_{CE})$ można odczytać, jaki będzie spoczynkowy prąd kolektora i odpowiadający mu prąd bazy. Zwróćmy uwagę na to, że prosta obciążenia zawsze będzie wychodziła z punktu U_{CC} (A), a jej nachylenie względem osi poziomej będzie rosło wraz ze zmniejszaniem się rezystancji obciążenia R_C .

Charakterystyki $I_C=f(U_{CE})$ są zamieszczane w katalogach, ale nie we wszystkich. W przypadku ich braku charakterograf mógłby posłużyć do samodzielnego ich wyznaczania.



Rysunek 1. Ustalenie punktu pracy tranzystora pracującego w układzie OE na podstawie charakterystyk $I_c=f(U_{CE})$



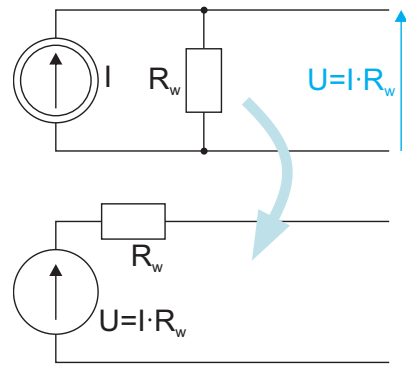
Rysunek 2. Uproszczony schemat charakterografu

Jak działa charakterograf?

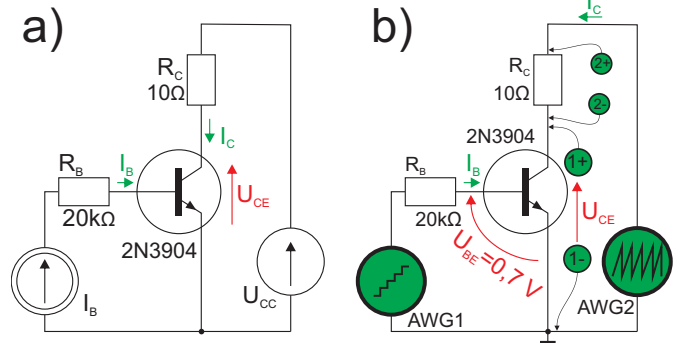
Wychodząc wprost z definicji charakterystyk, które będą mierzone charakterografem, dochodzimy do wniosku, że budowa tego urządzenia jest banalnie prosta. Wystarczy jedno regulowane źródło napięciowe i jedno prądowe. Źródło napięciowe zasila kolektor tranzystora. W trakcie pomiaru uzyskiwane z niego napięcie jest zmieniane płynnie w przyjętym zakresie. Źródło prądowe natomiast zasila bazę tranzystora, przy czym zmiany natężenia są skokowe (rysunek 2). Jak te założenia zrealizować, mając do dyspozycji Analog Discovery 2?

Urządzenie to ma dwa kanały generatora arbitralnego, które można traktować jak źródła napięciowe. Jest to bardzo przydatna cecha do zasilania kolektora, pozostaje jedynie problem pomiaru prądu. Jak zwykle rozwiązujemy go metodą pomiaru napięcia na znanym rezystorze. Aby nie zaburzał on warunków pomiarowych, musi mieć małą rezystancję, na tyle jednak dużą, aby możliwy był pomiar spadku napięcia na nim. Z doświadczenia wiemy, że względnie dobre wyniki uzyskuje się dla rezystancji 10 Ω .

Źródło prądowe musimy zaimplementować sami. Jak wiadomo, idealne źródło prądowe charakteryzuje się nieskończenie dużą rezystancją wewnętrzną. Z oczywistych powodów realizacja takiego źródła nie jest możliwa. Przyjmijmy, że rezystancja 20 k Ω będzie wystarczająca. Z teorii obwodów wiemy, że nieidealne źródło prądowe można zastąpić źródłem napięciowym o rezystancji szeregowej równej rezystancji równoległej



Rysunek 3. Równoważne nieidealne źródła prądowe i napięciowe



Rysunek 4. Schemat charakterografu: a) ilustracja zasady działania, b) układ pomiarowy

źródła prądowego. Napięcie źródła zastępczego jest równe napięciu, jakie występuje na rezystancji równoległej nieobciążonego źródła prądowego. Brzmi to dość skomplikowanie, ale po przeanalizowaniu rysunku 3 wszystko staje się zrozumiałe. Na tej podstawie możemy już narysować schemat naszego charakterografu (rysunek 4).

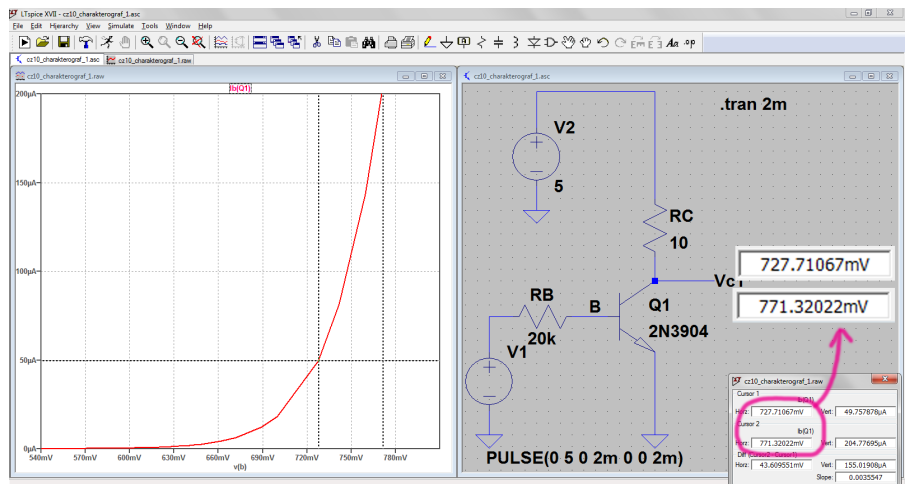
Definiowanie wymuszeń charakterografu

Elementem mierzonym będzie tranzystor bipolarny npn typu 2N3904. Jego katalogowe charakterystyki $I_c=f(U_{CE})$ pokazano na rysunku 1. Jak widać, producent zmierzył je dla 10 prądów bazy od 50 μA do 500 μA . My ograniczymy się do 5 wartości: 0, 50, 100, 150 i 200 μA . W tym celu kanał 1. generatora arbitralnego będzie generował napięcie schodkowe o odpowiednio dobranych poziomach każdego schodka. Wyznaczamy je na podstawie II prawa Kirchhoffa dla oczka zawierającego bazę, emiter i źródło AWG1.

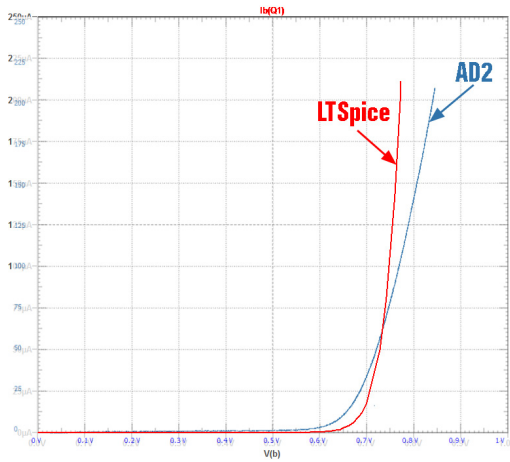
$$U_{AWG1} - I_B \cdot R_B - U_{BE} = 0$$

czyli i-ty poziom napięcia schodkowego jest równy:

$$U_{AWGi} = I_{Bi} \cdot R_B + U_{BE}$$



Rysunek 5. Układ do pomiaru charakterystyki $I_B=f(U_{BE})$



Rysunek 6. Porównanie charakterystyk $I_B=f(U_{BE})$ zmierzonych i symulowanej

W równaniu występuje napięcie U_{BE} , które dla tranzystorów krzemowych jest z grubsza znane. Do obliczeń przyjmowana jest zwykle wartość z przedziału 0,6...0,7 V, ale podczas pracy układu rzeczywistego napięcie to w niewielkim zakresie się zmienia. Korzystając z LTSpice'a sprawdzimy, jaki jest zakres tych zmian i na tej podstawie zdecydujemy, czy będą one istotne dla pomiarów, czy będzie można je zignorować. Zagadnienie sprowadza się do wyznaczenia charakterystyki $I_B=f(U_{BE})$. Zrobimy to oczywiście za pomocą charakterografu w układzie pokazanym na **rysunku 5**. Źródło V1 generuje przebieg napięciowy narastający liniowo w zakresie od 0 do 5 woltów w czasie 2 milisekund. Uruchamiamy symulację .TRAN 2m (plik *Ib(Ube).asc* dostępny w materiałach dodatkowych). Jako przebieg rysowany na wykresie wskazujemy prąd bazy tranzystora Q1 (*Ib(Q1)*). Nie interesuje nas jednak wykres czasowy. Klikając prawym przyciskiem myszki na opisie osi poziomej uruchamiamy okno, w którym zmieniamy pole „Quantity Plotted” na V(b). Tym samym tworzymy wykres $I_B=f(U_{BE})$. Teraz możemy już ustawić dwa kursory w pozycjach odpowiadających prądom 50 μ A i 200 μ A, a następnie odczytać odpowiadające im napięcia U_{BE} . Okazuje się, że napięcie U_{BE} zmienia się od 0,728 V do 0,771 V, czyli o ok. 50 mV. Z ciekawości wykonałem podobny pomiar w układzie rzeczywistym i niestety okazało się, że charakterystyki różnią się dość znacznie (**rysunek 6**). W badanym tranzystorze napięcie U_{BE} zmieniało się w przedziale 0,721 V do 0,841 V, czyli o ok. 120 mV. Nadal jednak nie jest to dużo. Przyjmijmy więc do obliczeń w pierwszym podejściu średnią wartość napięcia baza-emiter dla układu rzeczywistego. Wynosi ona 0,781 V. Napięcia schodków są równe:

$$U_{AWG1_1} = I_{B1} \cdot R_B = 0 \cdot 20k = 0$$

$$U_{AWG1_2} = I_{B2} \cdot R_B + U_{BE} = 50 \mu \cdot 20k + 0,781 = 1,781 \text{ V}$$

$$U_{AWG1_3} = I_{B3} \cdot R_B + U_{BE} = 100 \mu \cdot 20k + 0,781 = 2,781 \text{ V}$$

$$U_{AWG1_4} = I_{B4} \cdot R_B + U_{BE} = 150 \mu \cdot 20k + 0,781 = 3,781 \text{ V}$$

$$U_{AWG1_5} = I_{B5} \cdot R_B + U_{BE} = 200 \mu \cdot 20k + 0,781 = 4,781 \text{ V}$$

Na szczęście zmieściliśmy się w zakresie napięć wyjściowych generatora arbitralnego Analog Discovery 2 (max. 5 V). Możemy przystąpić do definiowania przebiegu schodkowego. W tym celu uruchamiamy w programie WaveForms generator arbitralny i w kanale 1. wybieramy opcję „Custom \rightarrow New”. Z kilku dostępnych metod projektowania przebiegu wybieramy „Values”, która pozwoli zdefiniować przebieg

na podstawie wcześniejszych obliczeń. W tabelce zapisujemy więc kolejne wartości, a następnie generujemy przebieg z włączoną opcją Normalize naciskając przycisk ekranowy *Generate*. W podglądzie przebiegu ukazuje się przebieg, który będzie generowany w kanale 1 (**rysunek 7**). W polu „Name” możemy mu nadać jakąś nazwę. Ja przyjąłem nazwę „0_50_100_150_200”. Ostatnią czynnością jest zapisanie przebiegu na dysku. Korzystamy z przycisku „Save as New”.

Przyjmując stałą wartość napięcia U_{BE} , popełniamy co najwyżej kilku procentowy błąd określenia prądu bazy. Na podstawie dokładniejszej analizy wnioskujemy, że błąd ten wynosi od 1,5 do 6 procent. Nie jest to dużo, ale to 6% trochę niepokoi, więc spróbujmy skorygować napięcia poszczególnych schodków przy uwzględnieniu rzeczywistego napięcia U_{BE} . Zmodyfikowane napięcia schodków wynoszą:

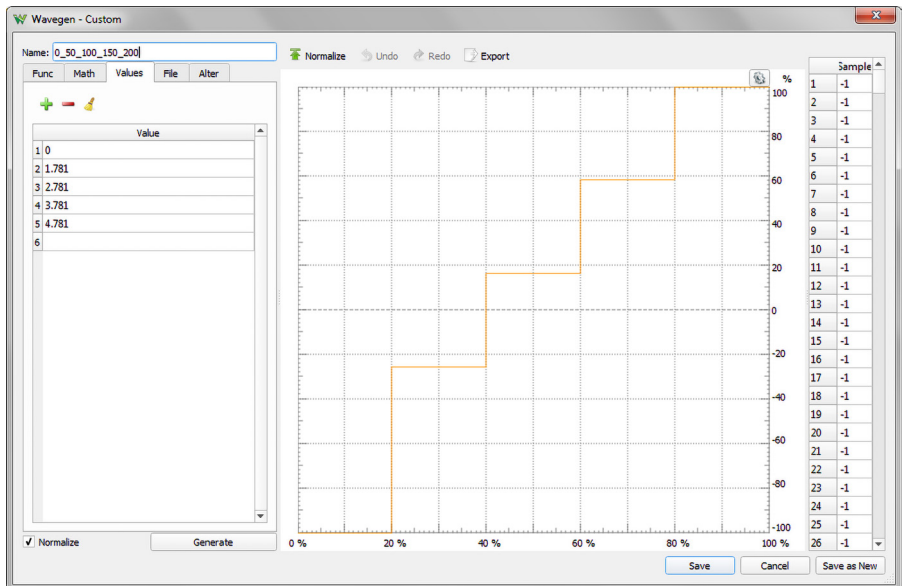
$$U_{AWG1_1} = I_{B1} \cdot R_B = 0 \cdot 20k = 0 \text{ V}$$

$$U_{AWG1_2} = I_{B2} \cdot R_B + U_{BE2} = 50 \mu \cdot 20k + 0,721 = 1,721 \text{ V}$$

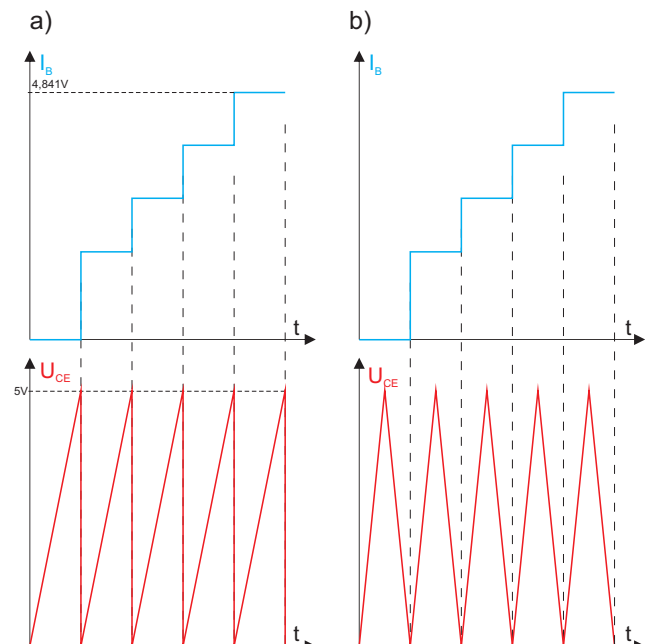
$$U_{AWG1_3} = I_{B3} \cdot R_B + U_{BE3} = 100 \mu \cdot 20k + 0,77 = 2,77 \text{ V}$$

$$U_{AWG1_4} = I_{B4} \cdot R_B + U_{BE4} = 150 \mu \cdot 20k + 0,808 = 3,808 \text{ V}$$

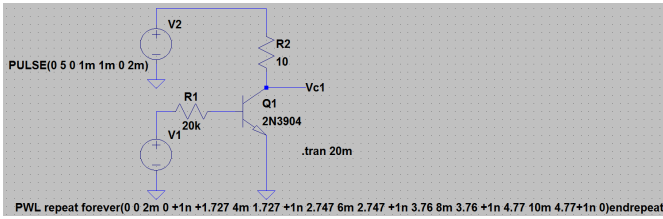
$$U_{AWG1_5} = I_{B5} \cdot R_B + U_{BE5} = 200 \mu \cdot 20k + 0,841 = 4,841 \text{ V}$$



Rysunek 7. Przebieg generowany w kanale AWG1



Rysunek 8. Możliwe kształty generowane w kanale AWG2



Rysunek 9. Schemat charakterografu w symulatorze

Korzystając z tych danych, poprawiamy definicję przebiegu schodkowego w kanale 1. generatora.

Wróćmy teraz do podstawowego zadania, jakim jest wyznaczenie rodziny charakterystyk $I_C=f(U_{CE})$ dla różnych prądów I_B . Jak wynika z tej definicji, dla każdego prądu bazy konieczne jest jeszcze takie wymuszenie napięcia U_{CE} , aby zmieniało się ono w całym zakresie, czyli od 0 do 5 V. Ponieważ mamy 5 wartości prądu bazy i dla każdego musi wystąpić pełna zmiana napięcia U_{CE} , częstotliwość przebiegu generowanego w 2. kanale generatora musi być 5-krotnie większa od przebiegu z kanału 1. Napięcie U_{CE} musi zmieniać się liniowo, więc wybieramy przebieg piłokształtny. Pozostaje jeszcze rozstrzygnięcie, czy ma on wyglądać jak na rysunku 8a, czy 8b? Ponieważ bardzo szybkie zmiany napięcia lub prądu mogą wywoływać skutki, których wolelibyśmy uniknąć, wybieramy wariant z rysunku 8b. W programie WaveForms odpowiada to przebiegowi piłokształtnemu o symetrii 50% i fazie 270°.

Musimy jeszcze ustalić napięcia. W kanale 2., generującym napięcie U_{CE} , nie ma z tym większego problemu. Jeśli napięcie to ma się zmieniać w przedziale od 0 do 5 V, w programie WaveForms należy ustawić amplitudę 2,5 V i offset 2,5 V. Podobnie postępujemy z nastawami dla kanału 2. Jeśli napięcie ma się zmieniać od 0 do 4,841 V, wybieramy amplitudę $4,841/2=2,4205$ V i taki sam offset (2,4205 V). Zanim wykonamy pomiar układu rzeczywistego, zobaczymy, jak wygląda symulacja analogicznego charakterografu w programie LTspice.

Symulacja charakterografu

Schemat charakterografu w programie LTspice jest taki sam jak w układzie rzeczywistym (rysunek 9). Dane tranzystora 2N3904 są zawarte w standardowej bibliotece LTspice'a, nie trzeba więc szukać ich w Internecie. Przed uruchomieniem symulacji konieczne jest zdefiniowanie obu źródeł napięciowych. Pierwsze z nich – V1, generuje przebieg schodkowy ustalający prąd bazy badanego tranzystora Q1. Pamiętajmy, że charakterystyki $I_B=f(U_{BE})$ brane z symulatora i pomiarów różnią się między sobą, musimy więc zastosować nieco inne składniki korygujące w formułach obliczających napięcia schodków. Okazuje się, że dla przyjętych prądów I_B , napięcia U_{BE} w symulatorze są równe: 0,727 V, 0,747 V, 0,760 V i 0,770 V. Napięcia schodków w symulatorze są więc równe:

$$U_{V1_1} = I_{B1} \cdot R_B = 0 \cdot 20k = 0 \text{ V}$$

$$U_{V1_2} = I_{B2} \cdot R_B + U_{BE2} = 50\mu \cdot 20k + 0,727 = 1,727 \text{ V}$$

$$U_{V1_3} = I_{B3} \cdot R_B + U_{BE3} = 100\mu \cdot 20k + 0,747 = 2,747 \text{ V}$$

$$U_{V1_4} = I_{B4} \cdot R_B + U_{BE4} = 150\mu \cdot 20k + 0,760 = 3,760 \text{ V}$$

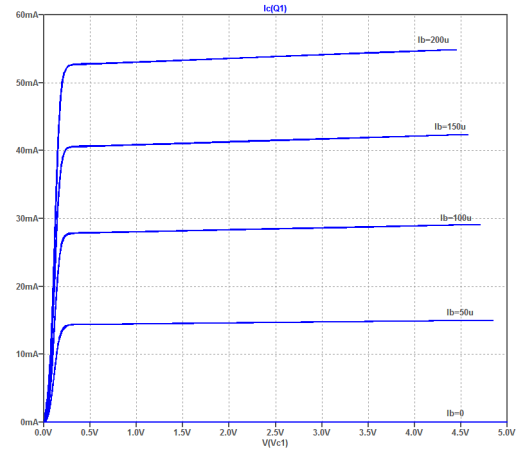
$$U_{V1_5} = I_{B5} \cdot R_B + U_{BE5} = 200\mu \cdot 20k + 0,770 = 4,770 \text{ V}$$

Na tej podstawie źródło V1 jest zdefiniowane następująco:
 PWL repeat forever(0 0 2m 0 +1n +1.727 4m 1.727 +1n 2.747 6m 2.747 +1n 3.76 8m 3.76 +1n 4.77 10m 4.77+1n 0)endrepeat

Zapis ten oznacza, że źródło V1 generuje cyklicznie powtarzające się przebiegi schodkowe o czasie trwania jednego schodka równym 2 ms i poziomach zgodnych z obliczonymi wyżej. Składnik „+1n” odpowiada szybkiej (1-nanosekundowej) zmianie napięcia do występującej za nim wartości.

Źródło V2 zasilające kolektor generuje przebieg trójkątny opisany zależnością:

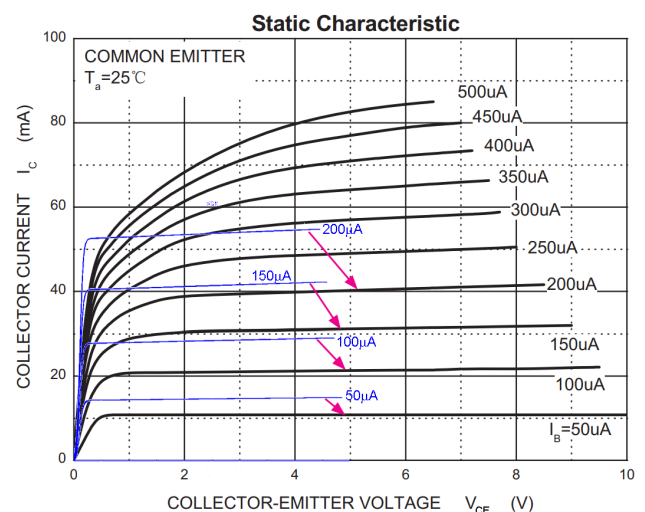
PULSE(0 5 0 1m 1m 0 2m)



Rysunek 10. Charakterystyki $I_C=f(U_{CE})$ uzyskane w symulatorze

Z zapisu wynika, że napięcie narasta od zera do 5 woltów w ciągu 1 milisekundy, a następnie w takim samym czasie opada do zera.

Wszystko jest już gotowe, możemy przystąpić do symulacji. Zbadamy dwa cykle napięcia schodkowego, aby upewnić się, czy nie występuje jakiś stan nieustalony, a więc uruchamiamy symulację .TRAN 20m. Jako obiekt obserwowany podajemy oczywiście prąd kolektora. W tym celu naprowadzamy kursor na kolektor tranzystora i w chwili, w której przybierze on postać miernika cęgowego, naciskamy lewy przycisk myszki. Na wykresie pojawi się przebieg zmian prądu kolektora w czasie, a ponieważ interesuje nas zależność $I_C=f(U_{CE})$, klikamy prawym przyciskiem myszki na opisie osi poziomej i w polu „Quantity Plotted” wpisujemy V(Vc1). „Vc1” to etykieta nadana węzłowi z kolektorem. Teraz mamy już rodzinę charakterystyk $I_C=f(U_{CE})$ tranzystora 2N3904 (rysunek 10). Wyglądają pięknie, ale nasz zachwyty maleje, gdy porównamy je z charakterystykami katalogowymi (rysunek 11). Już na pierwszy rzut oka widać, że w symulatorze przyjęto dużo większe wzmocnienie prądowe hFE (beta). Z szacunków wynika, że wynosi ono ok. 300, podczas gdy tranzystor katalogowy ma ok. 200. Zobaczmy więc, jak ten parametr wygląda w rzeczywistości. Zmierzymy miernikiem uniwersalnym Metex wzmocnienie prądowe tranzystora. Nie będziemy jednak traktować tego pomiaru jako rozstrzygającego ostatecznie wątpliwości, gdyż nie wiemy, w jakich warunkach miernik mierzy parametr hFE. Wynik pomiaru pokazano na fotografii 1. Okazuje się, że beta naszego tranzystora mierzona miernikiem jest mniejsza nawet od katalogowej i równa 131. Różnice są znaczne i nie wiadomo, czy bardziej wierzyć katalogowi, czy symulatorowi. Należy tylko dodać, że niełatwo jest znaleźć w sieci notę katalogową tranzystora 2N3904 zawierającą charakterystykę $I_C=f(U_{CE})$. Zobaczmy więc, jak wyglądałaby zdjęta w programie LTspice charakterystyka



Rysunek 11. Porównanie charakterystyk z symulacji i noty katalogowej



Fotografia 1. Pomiar parametru hFE tranzystora 2N3904 miernikiem Metex

$I_c=f(U_{CE})$ tranzystora z $hFE=131$. Porównamy ją później z pomiarem tranzystora rzeczywistego.

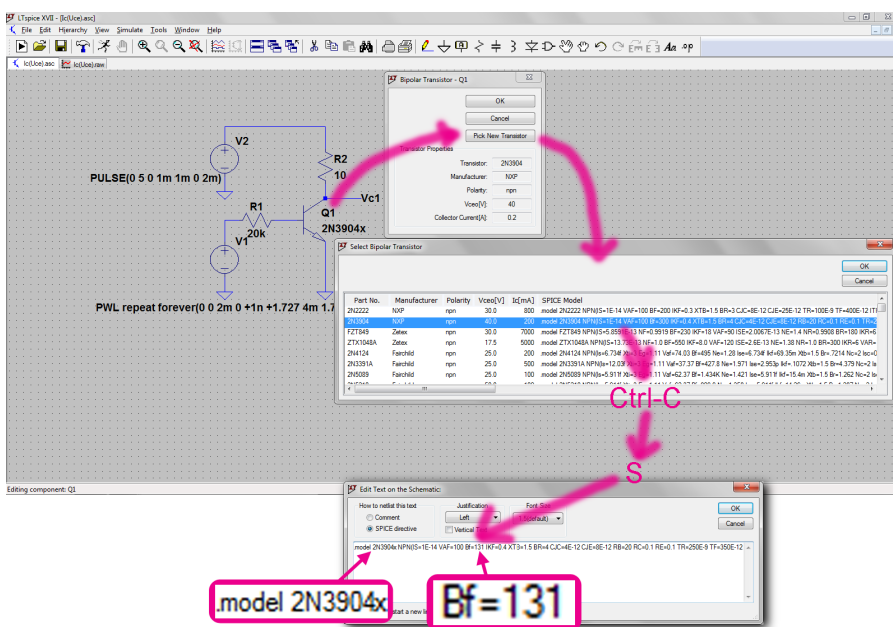
W oknie edytora LTSpice klikamy prawym przyciskiem myszki na tranzystor, a następnie na przycisk ekranowy *Pick New Transistor*. W wyświetlonym oknie mamy zaznaczone dane tranzystora 2N3904. Wzmocnienie prądowe jest oznaczone symbolem Bf i jest równe 300, a więc tak jak je oszacowaliśmy z otrzymanych charakterystyk. Niestety, parametrów bibliotecznych nie można zmieniać bez ingerencji w samą bibliotekę. Skopiujemy więc podświetlone informacje do pamięci podręcznej (*Ctrl-C*), a następnie wkleimy je do okna poleceń wywołanego w edytorze LTSpice naciśnięciem klawisza S. Po wklejeniu danych z pamięci podręcznej (*Ctrl-V*) zmiany są już możliwe. Nadajemy parametrowi Bf wartość 131, ale konieczna jest również zmiana typu tranzystora. Gdybyśmy tego nie zrobili, wystąpiłby konflikt uniemożliwiający symulację. Dopisujemy więc literkę np. „x” do typu tranzystora i akceptujemy wszystkie zmiany. W efekcie tych działań (rysunek 12) na schemacie zostaje wprowadzony zmodyfikowany model tranzystora 2N3904, który teraz nazywa się 2N3904x. Aby skorzystać z tych zmian, należy zmienić typ tranzystora w charakterografii na 2N3904x. Popatrzmy,

jak poczynione zmiany wpłyną na wyniki symulacji. Nową charakterystykę pokazano na rysunku 13.

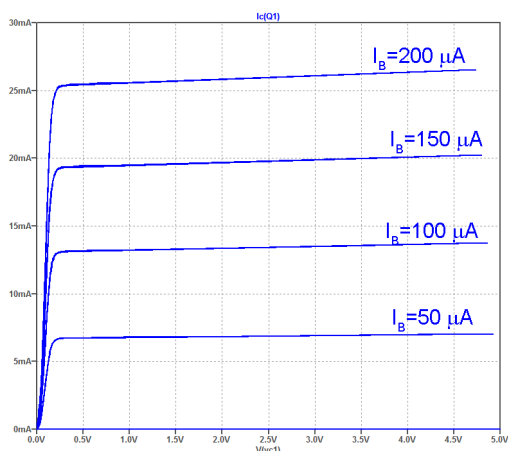
Pomiar tranzystora 2N3904

Wracamy do pomiarów rzeczywistego tranzystora 2N3904. Wszystko już jest przygotowane. Pozostaje jedynie ustalenie częstotliwości sygnałów generowanych przez oba kanały generatora arbitralnego Analog Discovery 2. Przyjmijmy, że częstotliwość przebiegu schodkowego z kanału 1. będzie równa 100 Hz. Przebieg z kanału 2. musi więc mieć częstotliwość 5 razy większą, czyli 500 Hz.

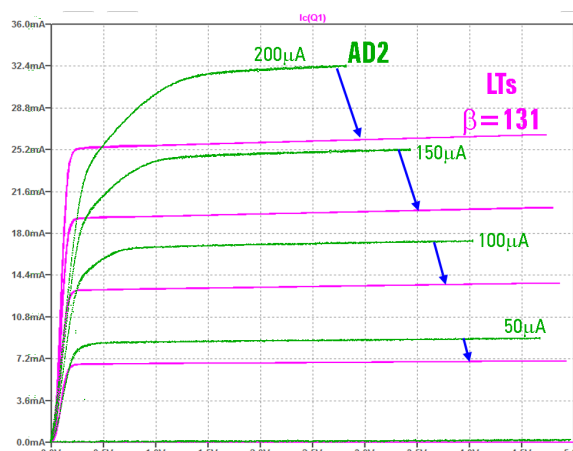
Do narysowania charakterystyki $I_c=f(U_{CE})$ musimy mierzyć prąd kolektora, do czego użyjemy kanału 2. oscyloskopu. Jest on dołączony do rezystora kolektorowego, tak jak to pokazano na rysunku 5. Tworzymy więc kanał użytkownika („Custom”) – klikamy prawym przyciskiem myszki w wolne pole pod opisami kanałów w oknie oscyloskopu, a w polu definicji tego kanału wpisujemy formułę C2/10 i zmieniamy jednostki na „A”. W ten sposób kanał 2. mierzy prąd kolektora. Trzeba jeszcze dobrać optymalną czułość i przesunięcie wykresu z tego kanału, np. Range=5 mA/dz i Offset=-25 mA. Na razie mamy wykres czasowy, analogicznie jak w symulacji. Aby uzyskać charakterystykę 2N3904, wybieramy opcję „+XY” z linii poleceń i dobieramy optymalne położenie i rozmiar okna XY. Osi X przydzielamy kanał C1, a osi Y kanał M1. Uzyskujemy w ten sposób rodzinę charakterystyk $I_c=f(U_{CE})$ rzeczywistego tranzystora 2N3904. Porównajmy ją



Rysunek 12. Modyfikacja parametru Bf tranzystora 2N3904



Rysunek 13. Charakterystyki $I_c=f(U_{CE})$ tranzystora 2N3904 z $\beta=135$ uzyskane z symulacji



Rysunek 14. Porównanie zmierzonej i symulowanej charakterystyk $I_c=f(U_{CE})$ tranzystora 2N3904 z $\beta=135$

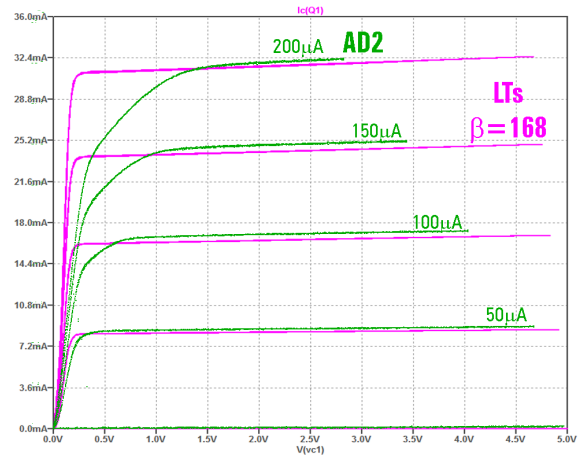
z charakterystyką uzyskaną w symulacji – **rysunek 14**. No, niestety, znowu porażka. Podobnie jak w poprzednim porównaniu różnice są znaczne. Z pomiaru współczynnika wzmocnienia prądowego tranzystora rzeczywistego wynika, że jest on równy ok. 170. Na przykład przy prądzie bazy 150 μA prąd kolektora jest równy 25,2 mA, a więc $\beta = I_C/I_B = 25,2 \text{ mA} / 150 \mu\text{A} = 168$.

Dla spokoju porównajmy jeszcze charakterystykę tranzystora rzeczywistego z charakterystyką uzyskaną w symulacji, w której przyjęto wzmocnienie 168 (**rysunek 15**). Teraz jest znacznie lepiej, choć nadal są widoczne różnice dla małych napięć U_{CE} . Można przypuszczać, że model tranzystora jest za bardzo wyidealizowany.

Ograniczenia

Uważny Czytelnik z pewnością zauważy, że krzywe charakterystyk, szczególnie te, które odpowiadają dużym prądom bazy, kończą się wcześniej niż w symulacji. Efekt ten wynika z niezerowej oporności wyjściowej generatora arbitralnego. Prąd wypływający z generatora powoduje, że na oporności tej występuje spadek napięcia zmniejszający napięcie wyjściowe. W rezultacie obserwujemy efektywne zmniejszenie napięcia U_{CE} . O ile wyjściowa oporność dynamiczna generatora Analog Discovery 2 jest równa ok. 1 Ω , a nawet mniej, o tyle oporność statyczna, mierzona dla prądów stałych, kształtuje się już na poziomie ok. 45...60 Ω . Stany, w których utrzymywany jest stały poziom napięcia wejściowego (schodka), można traktować jako quasi- statyczne, i niestety odczuwamy w nich zwiększoną oporność wyjściową generatora.

Pośrednim ograniczeniem wynikającym z powyższego jest stosunkowo nieduży zakres pomiarowy. W zasadzie, dla prądów kolektora powyżej 40 mA, spadki napięć na oporności wewnętrznej generatora i na rezystorze kolektorowym są na tyle duże, że krzywa zostaje ucięta do punktu odpowiadającego napięciu U_{CE} rzędu 0,5 V. Obserwacja krzywej jest więc ograniczona praktycznie tylko do zakresu jej zaginania się (stanu nasycenia tranzystora).



Rysunek 15. Porównanie zmierzonej i symulowanej charakterystyk $I_c=f(U_{CE})$ tranzystora 2N3904 z $\beta=168$

Nawet gdyby spadki te pominąć, to maksymalne napięcie generatora nie przekracza 5 woltów. Często układy z tranzystorami dyskretnymi są zasilane napięciami wyższymi, rzędu 9...15 V.

Zwiększenie napięcia zasilającego kolektor można zrealizować stosunkowo prostymi rozwiązaniami układowymi, budując niewielką przystawkę. Nie można jednak przekroczyć granicy 20 V, gdyż jest to dopuszczalne napięcie wejściowe dla wejść oscyloskopowych Analog Discovery 2. Ostatecznie należy uznać, że opisany charakterograf ma przydatność bardziej dydaktyczną niż użytkową, ale temat wydawał się na tyle ciekawy, że warto go było opisać. A w kolejnym odcinku zajmiemy się modulacją PWM.

Jarostaw Doliński, EP

REKLAMA

Wszystko, co lubisz,
w jednym miejscu



UlubionyKiosk.pl

Oferuje papierowe
i elektroniczne
wydania czasopism
z najważniejszych
segmentów rynku:

**budownictwo i wnętrza, muzyka
i dźwięk, elektronika i automatyka,
edukacja i hi-tech, rodzina.**

**Przesyłka
GRATIS**