

Multiwibrator astabilny jako przykład układu tranzystorowego ze sprzężeniem zwrotnym w nauczaniu podstaw elektroniki

Streszczenie. W artykule zaprezentowano analizę tranzystorowego multiwibratora astabilnego, wykorzystywaną w nauczaniu podstaw elektroniki, jako przykład układu ze sprzężeniem zwrotnym. Mimo prostej budowy, wytłumaczenie zasady działania tego układu wraz ze wszystkimi istotnymi aspektami nie jest trywialne. Multiwibrator astabilny pozwala na zobrazowanie i wyjaśnienie wielu zagadnień, koniecznych do zrozumienia podstaw elektroniki. Są to m. in.: zachowanie się tranzystora bipolarnego w różnych stanach (odcięcia, przewodzenia, nasycenia), dobór rezystorów w układach polaryzacji (w celu wprowadzania tranzystora w pożądany stan), dodatnie sprzężenie zwrotne i warunki generacji drgań, zachowanie się kondensatorów w układach impulsowych, stała czasowa ładowania i rozładowania kondensatora w układzie RC, itp. Zaproponowano stopniowe przedstawienie działania układu, które nie tylko ułatwia zrozumienie omawianych zagadnień, ale przekazuje inżynierskie zasady analizy układów elektronicznych przez ich dekompozycję na proste bloki składowe oraz technikę kolejnych przybliżeń w celu poprawy dokładności analizy.

Abstract. The paper presents an analysis of the astable multivibrator with bipolar transistors as an example of the positive feedback circuit used for teaching the basics of electronics. Despite the simple construction, precise explaining the principle of operation of this circuit, together with all relevant aspects is non-trivial. The astable multivibrator allows to illustrate and explain many important issues, that are necessary to discuss while teaching the basics of electronics. Among them are: behavior of the bipolar transistor in different modes of operation (cutoff, active mode, saturation), selection of resistor values in transistor polarization circuit (putting the transistor into the desired mode), positive feedback applications and oscillations generation conditions, capacitor behavior with pulse train, time constant for charging and discharging the capacitor in the RC circuit, etc. A progressive presentation of the structure and operation of the system has been proposed, which not only facilitates easier understanding the principle of operation, but also conveys the engineering principle of analyzing complicated electronic circuits by decomposing them into basic blocks, as well as the technique of subsequent approximations in the more and more accurate analysis (**Astable multivibrator as an example of transistor circuit with feedback for teaching the basics of electronics**).

Słowa kluczowe: nauczanie elektroniki, multiwibrator astabilny, tranzystor bipolarny.

Keywords: teaching of electronics, astable multivibrator, bipolar transistor.

Wprowadzenie

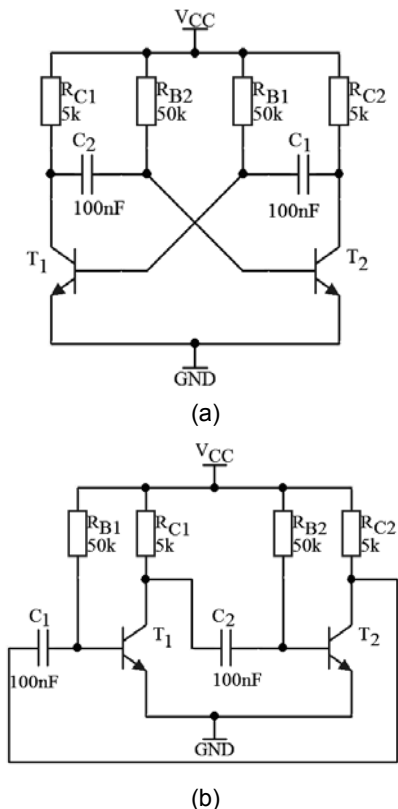
Podczas nauczania podstaw elektroniki, równocześnie z wprowadzaniem informacji o elementach elektronicznych, wyjaśnia się zasady działania i ugruntowuje wiedzę, wykorzystując praktyczne, nieskomplikowane układy elektroniczne. W przypadku diod półprzewodnikowych są to prostowniki, tranzystorów – układy przełączające i wzmacniacze tranzystorowe, a wzmacniacze operacyjne – elementarne układy wzmacniające i układy nieliniowe. Jednym z ciekawszych, omawianych, prostych układów tranzystorowych jest multiwibrator astabilny (rys. 1). Mimo prostej budowy, do zrozumienia jego działania jest wymagana szczegółowa, dogłębna analiza, co także pozwala na ilustrację i wyjaśnienie wielu ważnych zagadnień. Są to, jak już podano w streszczeniu, m.in.:

- praca tranzystora bipolarnego w różnych stanach (odcięcia, przewodzenia, nasycenia)
- dobór wartości rezystorów w celu wprowadzania tranzystora w pożądany stan
- rola dodatniego sprzężenia zwrotnego i warunki generacji drgań
- ładowanie i rozładowanie kondensatorów w układach impulsowych (w obwodach RC)
- elektroniczna realizacja układów cyfrowych (na przykładzie przerzutnika).
- ograniczenia doboru elementów realizowanych układów np. ze względu na wzmocnienie prądowe β tranzystora bipolarnego lub ograniczenia napięć wstecznych złączy.

Multiwibrator astabilny z lampami próżniowymi został zaproponowany przez H. Abrahama i E. Blocha w 1919 r. [1] a następnie został zmodyfikowany przez W. H. Ecclesa i F. W. Jordana do układu wyzwalania (ang. trigger), stając się pierwszym układem przerzutnika elektronicznego (ang. flip-flop) [2], który do dziś, jako układ tranzystorowy, stanowi podstawę większości cyfrowych układów elektronicznych. Wymieniając jeden z kondensatorów w układzie multiwibratora astabilnego na rezystor uzyskuje się multiwibrator monostabilny, a zastępując oba kondensatory rezystorami – multiwibrator bistabilny, czyli przerzutnik.

Układ tranzystorowego multiwibratora astabilnego (rys. 1) pojawia się w większości klasycznych książek do nauki elektroniki, np. w [3-5]. Niestety, nie zawsze wyjaśnienie jego zasady działania jest pełne, zdarza się też, że zawiera błędy. W [3] dosyć dokładnie (choć bez analizy matematycznej) omówiono sposób powstawania przebiegu wyjściowego, ale pominięto jedną stałą czasową układu, upraszczając przebieg wyjściowy do prostokątnego. W [4] analiza jest rozległa, podbudowana teoretycznie, choć dla osoby chcącej zrozumieć zasadę działania układu, a posiadającej jedynie podstawową znajomość elektroniki, trudna. Autorzy obszernej pozycji literaturowej [5] prezentują układ pobieżnie, przedstawiając głównie jego wady, opisując jako układ nie mający większego znaczenia praktycznego. Faktycznie, układ nie jest pozbawiony wad i można go zastąpić rozwiązaniami lepszymi (choć przeważanie bardziej złożonymi), np. układem ze sprzężeniem emiterowym, który wymaga użycia tylko jednego kondensatora i może pracować przy dużo większych częstotliwościach. Warto jednak zauważyć, że układ prezentowany na rys. 1, zwany układem ze sprzężeniem kolektorowym, może być realizowany z komparatorami (np. z popularnym scalonym układem czasowym typu 555), które z kolei lepiej działają przy małych częstotliwościach (okresy sekundowe lub dłuższe), bądź z prostym mikrokontrolerem. Z pewnością jednak nie można stwierdzić, że jest to układ niepraktyczny. Przez lata multiwibrator astabilny doczekał się wielu analiz [6, 7], zastosowań (np. w technologii TTL w wersji monostabilnej w układach 74121, 74122, 74123) a, i obecnie, w kilku odmianach jest używany w najróżniejszych zastosowaniach, np. w pomiarach, w układach Internetu przedmiotów (IoT, ang. Internet of Things), czy w generatorach do układów kryptograficznych [8, 9, 10].

Niniejszy artykuł powstał dzięki doświadczeniom zdobytym podczas autorskiego kursu przedmiotu Podstawy Elektroniki dla studentów kierunku Automatyka i Robotyka na Wydziale Informatyki Politechniki Poznańskiej.



Rys. 1. Schemat ideowy multiwibratora astabilnego: (a) symetryczny, (b) z wyróżnionymi dwoma podukładami CE

Analiza działania multiwibratora astabilnego

Analizę układu najlepiej rozpocząć od jego przerysowania do schematu z rys. 1b, na którym wyraźnie widać dwa tranzystory w układzie wspólnego emitera (CE) wzajemnie sprzężone za pomocą kondensatorów (po ich usunięciu pozostają dwa identyczne, nie połączone układy tranzystorowe CE). Taki sposób pokazania układu nie jest częsty, ale poprawia czytelność jego struktury. Ponieważ każdy układ CE przesuwają fazę sygnału o 180°, ich połączenie realizuje dodatnie sprzężenie zwrotne (jeden z warunków wzbudzenia drgań).

Przy stacjonarnej pracy multiwibratora, tranzystory powinny pracować naprzemiennie w dwóch stanach: odcięcia i nasycenia. Stąd wynikają warunki na wartości elementów w układzie. Można też zadać pytanie: w jakim stanie znajdują się tranzystory, gdy usuniemy kondensatory? Oba powinny być nasycone (czyli być w stanie przewodzenia obu złączy każdego tranzystora). Zakładając np. $R_{B1} = 50\text{ k}\Omega$, $R_{C1} = 5\text{ k}\Omega$, napięcie zasilania $V_{CC} = 10\text{ V}$ a małosygnałowe wzmocnienie prądowe tranzystorów ok. kilkuset (np. $\beta = 300$) oba tranzystory rzeczywiście nasycają się. W literaturze podaje się różne warunki na relację rezystorów: $R_{B1} \leq 0,8\beta R_{C1}$ [3], $R_{B1} \ll \beta R_{C1}$ [5]. Na podstawie pomiarów tranzystora BC237B potwierdzono, że przy granicy nasycenia tranzystora stosunek prądu kolektora do prądu bazy jest równy około 0,6 β (wzmocnienie β wyznacza się oczywiście dla stanu aktywnego). W przykładzie ten stosunek przyjęto jako 10 (co zapewnia stan nasycenia obu tranzystorom).

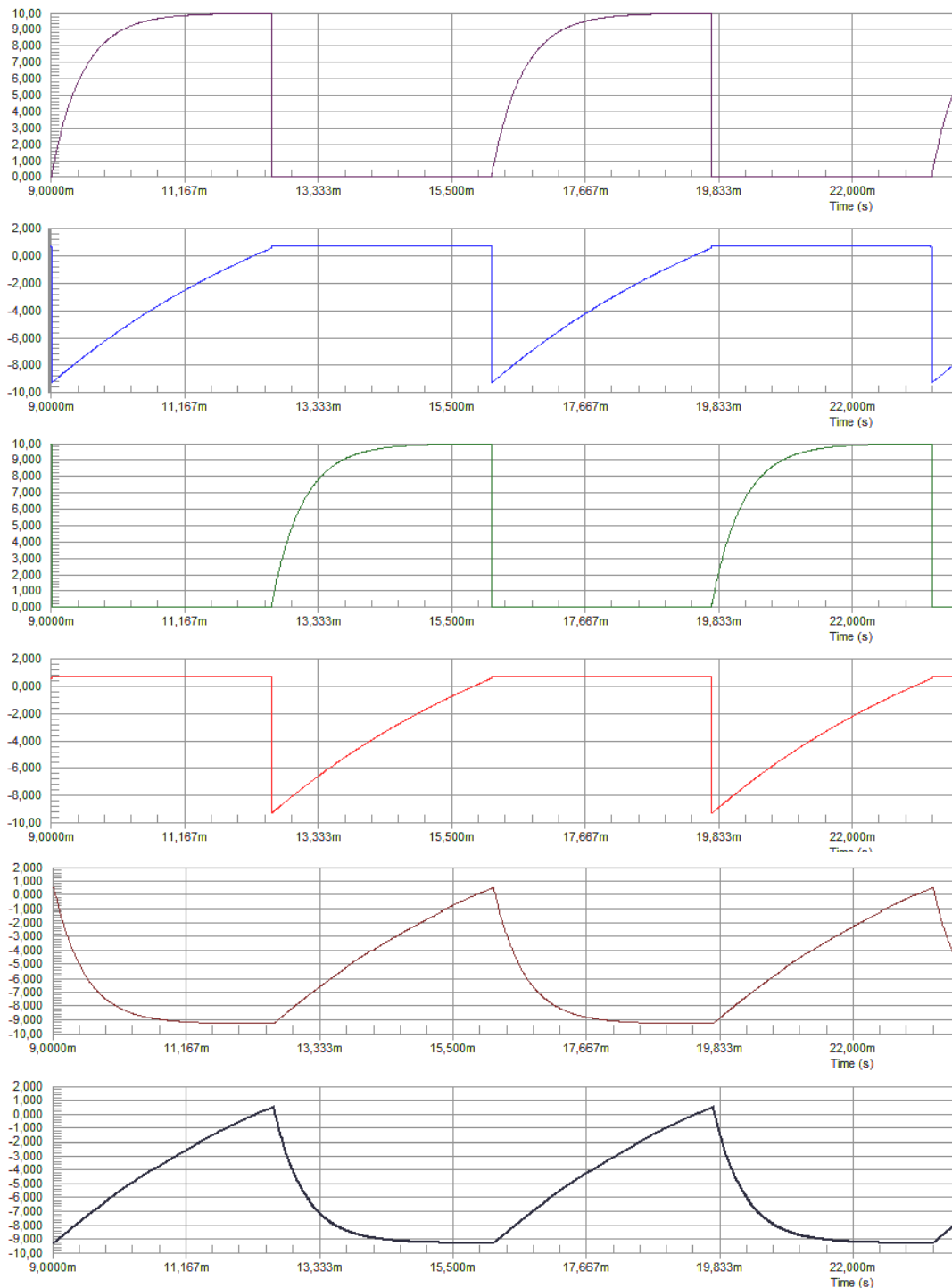
Przy głębokim nasyceniu tranzystora jego charakterystyki wyjściowe dla wielu różnych prądów bazy praktycznie zbiegają się do jednej linii. Wtedy małosygnałowe wzmocnienie jest bliskie zeru: $\beta_{AC} = \Delta i_C / \Delta i_B \approx 0$. Jeżeli w pełnym układzie tzn. wraz z kondensatorami rezystory R_{C1} i R_{C2} będą na tyle duże, że warunek $\beta_{AC} \approx 0$ będzie utrzymany, to tranzystory

pozostaną w stanie nasycenia (czyli drgania nie wzbudzą się). Napięcia na kondensatorach będą równe różnicy napięć $V_{CEsat} \approx 0,2\text{ V}$ jednego tranzystora i $V_{BEsat} \approx 0,8\text{ V}$ drugiego, czyli około 0,6 V. Aby układ wzbudził się i powstały drgania (relaksacyjne), czyli wypadkowe wzmocnienie w układzie z pętlą sprzężenia zwrotnego było równe lub większe od 1, kondensatory C_1 i C_2 muszą mieć dostatecznie duże pojemności, a rezystory R_{C1} i R_{C2} muszą być na tyle małe, aby mimo nasycenia charakterystyki wyjściowe nie pokrywały się i $\beta_{AC} > 0$.

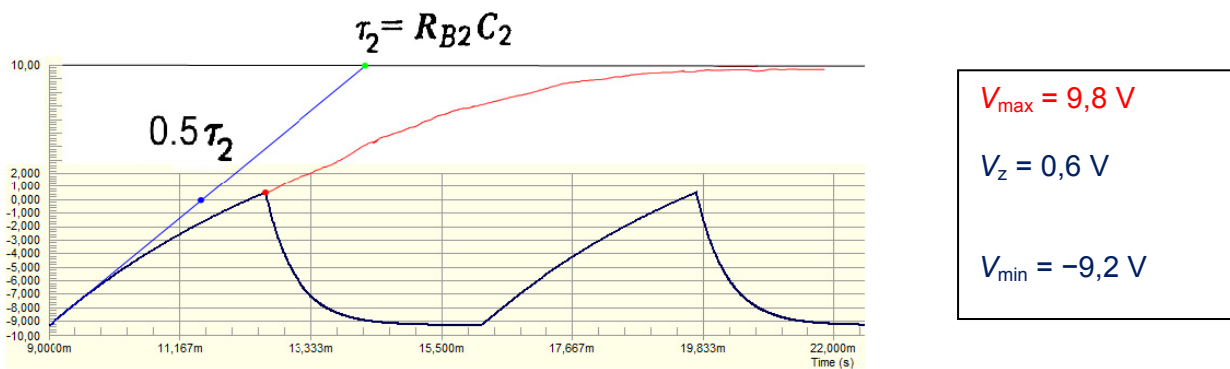
Przechodząc do analizy czasowej zjawisk w układzie (rys. 2) należy brać pod uwagę fakt, że napięcia kondensatorów nie mogą zmieniać się nagle. Pomijając rezystancję przewodzącego złącza baza-emiter oraz nasyconego złącza kolektor-emiter tranzystorów można wyznaczyć dwie stałe czasowe przeładowywania kondensatorów w układzie: mniejszą $\tau_1 = R_{C1}C_2 = R_{C2}C_1$ oraz większą $\tau_2 = R_{B1}C_1 = R_{B2}C_2$. Jeśli pod wpływem przypadkowego zakłócenia prąd kolektora tranzystora T_1 zmniejszy, to wzrośnie napięcie V_{CE1} i przez kondensator C_2 przeniesie się na taki sam wzrost napięcia V_{BE2} drugiego tranzystora T_2 . To spowoduje impulsowy przyrost prądu bazy tranzystora T_2 i natychmiast spowoduje lub pogłębi stan nasycenia tranzystora T_2 . Pojawienie się stanu nasycenia T_2 spowoduje zmniejszenie napięcia V_{CE2} , co przez kondensator C_1 zostanie przeniesione na złącze baza-emiter T_1 . To zaś pogłębi proces wyłączania (odcinania) tranzystora T_1 , ale tylko do momentu, gdy kondensator C_1 , ładując się z napięcia zasilania V_{CC} z większą stałą czasową τ_2 , załączy ponownie tranzystor T_1 . Gdy napięcie V_{BE1} przekroczy próg włączenia tranzystora T_1 , skokowo przejdzie on do stanu nasycenia ($V_{BE1} = V_{BEsat} \approx 0,8\text{ V}$ i $V_{CE1} = V_{CEsat} \approx 0,2\text{ V}$). Wtedy role obu tranzystorów odwrócą się. Po kilku cyklach coraz większych przeładowań kondensatorów ustalą się relaksacyjne drgania okresowe.

W trakcie generacji okresowych drgań relaksacyjnych kondensatory ładują się z większą stałą czasową τ_2 od napięcia $V_{min} = -V_{CC} + V_{BEsat} \approx -10\text{ V} + 0,8\text{ V} = -9,2\text{ V}$ do napięcia $V_2 = V_{BEsat} - V_{CEsat} \approx 0,8\text{ V} - 0,2\text{ V} = 0,6\text{ V}$, bo w tych warunkach następuje załączenie jednego z tranzystorów. Gdyby jednak ono nie nastąpiło, to ładowanie ze stałą czasową τ_2 trwałoby aż do osiągnięcia napięcia $V_{max} = V_{CC} - V_{CEsat} \approx 10\text{ V} - 0,2\text{ V} = 9,8\text{ V}$ po nieskończenie długim czasie (czerwony przebieg na rys. 3). Zamiast tego kondensatory przeładują od napięcia 0,6 V z powrotem do -9,2V z mniejszą stałą czasową τ_1 . Okres drgań T_d składa się z dwóch czasów przeładowywania ze stałą czasową τ_2 (rys. 2).

Przy obliczaniu okresu oscylacji T_d można dokonać wielu uproszczeń. W najprostszym wariantcie można założyć, że kondensatory ładują się liniowo od napięcia $V_{min} = -V_{CC}$ potencjalnie do $V_{max} = V_{CC}$ (niebieska linia na rys. 3). W rozpatrywanym przykładzie da to okres drgań równy $2 \cdot 0,5\tau_2 = 5\text{ ms}$. Jak widać na rys. 3, poczynione uproszczenie nie jest w pełni słuszne (niebieski punkt na rys. 3) i lepszym przybliżeniem poprawnego, czerwonego punktu na rys. 3, ilustrującego koniec ładowania kondensatora w połowie okresu drgań, jest przyjęcie poprawnego, tzn. wykładniczego przebiegu przeładowania kondensatorów. Dla prostoty wciąż można jednak przyjąć, że przeładowanie następuje od napięcia $V_{min} = -V_{CC}$ do napięcia $V_2 = 0\text{ V}$ (z dalszą, hipotetyczną kontynuacją do napięcia $V_{max} = V_{CC}$, co w połowie cyklu oznacza przeładowanie do połowy maksymalnego napięcia pełnego przeładowania). Proces ten trwa $\tau_2 \ln 2 \approx 0,69\tau_2$ i oznacza oszacowanie okresu drgań jako $2\tau_2 \ln 2 = 6,9\text{ ms}$. Wreszcie można uwzględnić właściwe napięcia V_{min} , V_2 i V_{max} , co prowadzi do najdokładniejszego wzoru (1).



Rys. 2. Przebiegi w układzie multiwibratora astabilnego (od góry): V_{CE2} , V_{BE2} , V_{CE1} , V_{BE1} , V_{C1} , V_{C2}



Rys. 3. Przebieg napięcia na kondensatorze C2 wraz z przybliżeniami czasu ładowania

$$T_d = 2\tau_2 \ln \frac{V_{\max} - V_{\min}}{V_{\max} - V_2} = 2\tau_2 \ln \frac{V_{CC} - V_{CEsat} + V_{CC} - V_{BEsat}}{V_{CC} - V_{CEsat} - V_{BEsat} + V_{CEsat}} = 2\tau_2 \ln \frac{2V_{CC} - V_{BEsat} - V_{CEsat}}{V_{CC} - V_{BEsat}}$$

$$(1) \quad = 2\tau_2 \ln \frac{20 - 0,8 - 0,2}{10 - 0,8} = 2\tau_2 \ln \frac{19}{9,2} \approx 2 \cdot 0,73\tau_2 = 7,3 \text{ ms}.$$

W pracy [4] zaproponowano pominięcie w liczniku relatywnie niewielkiej wartości V_{CEsat} , czyli prostszy, ale mniej dokładny wzór

$$T_d = 2\tau_2 \ln(19,2/9,2) \approx 2 \cdot 0,74\tau_2 = 7,4 \text{ ms}.$$

Przejścia tranzystorów między stanami nasycenia i odcięcia są skokowe (dodatkowo przyspieszane przez dodatnie sprzężenie zwrotne), mimo tego na wyjściach układu (kolektory tranzystorów) napięcia nie są prostokątne. Przejście do stanu niskiego jest wymuszone przez nasycony tranzystor (zwarcie wyjścia do masy), więc jest nagłe. Przejście do stanu wysokiego przez nagłe odcięty tranzystor uwalnia jedynie możliwość narastania napięcia kolektor-emiter, chociaż prąd kolektora tranzystora przechodzącego do stanu odcięcia maleje skokowo do wartości bliskiej zeru. Przez rezystor kolektorowy zaczyna płynąć prąd przeładowania kondensatora z mniejszą stałą czasową τ_1 i stąd obserwowane, łagodne osiągnięcie stanu wysokiego na wyjściu. Należy jednak podkreślić, że tranzystor wyłącza się skokowo. Wynika to z faktu pojawienia się dużego ujemnego napięcia baza-emiter (w układzie -9 V) przeniesionego przez kondensator. Warto zauważyć, że dla wielu tranzystorów napięcie to może już powodować przebicie złącza baza-emiter. Metodą jego ograniczenia jest zmniejszenie napięcia zasilania lub dodanie dodatkowych diod zabezpieczających.

Jeszcze jedna obserwacja może pomóc w analizie układu: kondensator z rezystancją baza-emiter tranzystora tworzy filtr górnoprzepustowy, który przy pojawianiu się na jego wejściu sygnału zmieniającego się skokowo różniczkuje go. Objawia się to powstawaniem krótkich impulsów prądu bazy, które przyspieszają przełączanie tranzystora.

Weryfikacja zrozumienia zasady działania układu

W celu weryfikacji zrozumienia przekazanych informacji przygotowano pytania, np.:

- Jaką nazwę ma układ narysowany na rys.1 i jakie ma zastosowania?
- Jakie układy pozostają, jeśli usuniemy kondensatory C_1 i C_2 ?
- Zakładając, że tranzystory T_1 i T_2 w stanie aktywnym mają wzmocnienie prądowe $\beta = 100$, w jakim będą stanie w układzie bez kondensatorów? Obliczyć prądy baz oraz kolektorów.
- Czy tranzystory są w stanie aktywnym w układzie bez kondensatorów, jeśli $R_{B1} = R_{B2} = 100 \text{ k}\Omega$ i $R_{C1} = R_{C2} = 0,5 \text{ k}\Omega$? Podać: V_{BE1} , V_{BE2} i obliczyć: i_{B1} , i_{B2} , i_{C1} , i_{C2} , V_{CE1} , V_{CE2} oraz wzmocnienia małych sygnałów: v_{ce1}/v_{be1} i v_{ce2}/v_{be2} . Podpowiedź: wzmocnienie małosygnałowe obliczyć z przybliżonego wzoru: $v_{ce1}/v_{be1} = v_{ce2}/v_{be2} \approx -(q/(kT)) i_B \beta R_C$. Widać, że silnie zależy ono od wartości RC (na co zwracano uwagę w analizie układu).
- Na podstawie wartości elementów podanych na rys.1, obliczyć w stanie stacjonarnym: i_{B1} , i_{B2} , i_{C1} , i_{C2} oraz V_{BE1} , V_{BE2} i V_{CE1} , V_{CE2} tuż przed odcięciem tranzystora T_1 .
- Obliczyć przybliżoną wartość okresu T_d drgań stacjonarnych, przyjmując, że kondensatory $C_1 = C_2 =$

100 nF przeładowują się liniowo w połowie okresu od napięcia $-V_{CC}$ do zera.

Podsumowanie

Przedstawiony w artykule układ multiwibratora astabilnego, wykorzystującego dwa tranzystory bipolarnie, mimo prostoty budowy wymaga dokładnego wytłumaczenia. Zaproponowano stopniowe przedstawienie budowy (dekompozycję układu na dwa podukłady ze sprzężeniem zwrotnym), co pozwoliło na łatwiejsze wyjaśnienie zasady działania multiwibratora. Zaprezentowano również wartościowe dydaktycznie, inżynierskie podejście do analizy skomplikowanych układów elektronicznych przez rozróżnienie elementarnych układów składowych. Na przykładzie modelowania zmian napięć w układzie w funkcji czasu przedstawiono technikę kolejnych przybliżeń coraz dokładniejszej analizy.

Zaprezentowane ujęcie można wykorzystać do nauczania innych, bardziej złożonych układów elektronicznych, np. wzmacniaczy wielostopniowych, czy zasilaczy impulsowych.

Praca sfinansowana z subwencji na 2019 r.

Autorzy: prof. dr hab. inż. Adam Dąbrowski, dr inż. Paweł Pawłowski, Wydział Informatyki, Instytut Automatyki i Robotyki, Zakład Układów Elektronicznych, i Przetwarzania Sygnałów, Politechnika Poznańska, ul. Jana Pawła II 24, 60-965 Poznań, E-mail: adam.dabrowski.pawel.pawlowski@put.poznan.pl

LITERATURA

- [1] H. Abraham, E. Bloch, w Publication 27 of the French Ministère de la Guerre, oraz Annales de Physique 12, 1919, p. 252.
- [2] W. H. Eccles, F. W. Jordan „A trigger relay utilizing three-electrode thermionic vacuum tubes”, The Electrician, 83, 1919, p. 298, <https://archive.org/details/electricaljourn83lond/page/298>
- [3] O. Limann, Elektronika bez wielkich problemów, WKiŁ Warszawa 1976
- [4] J. Baranowski, G. Czajkowski, „Układy elektroniczne, cz. II Układy analogowe nieliniowe i impulsowe”, WNT, Warszawa 1994
- [5] U. Tietze, Ch. Schenk, „Układy półprzewodnikowe”, WNT, Warszawa 1996
- [6] A.F. Godfrey, S.L. Hurst, Self-starting performance of astable-transistor-multivibrator circuits, Proceedings of the IEE, vol. 116, issue 5, pp. 703 – 709, 1969
- [7] A. Buonomo, „A new CMOS astable multivibrator and its nonlinear analysis”, *Int. J. Circuit Theory Appl.*, vol. 39, no. 2, pp. 91-102, 2011.
- [8] N. Chatterjee, i in., „A combination of astable multivibrator and microcontroller for thermistor-Based temperature measurement over Internet”, *IEEE Sensors Journal*, vol. 19, issue 9, pp. 3252 – 3259, 2019
- [9] A. C. C. Telles, „Modeling of a MOS Ultralow Voltage Astable Multivibrator for Energy Harvesting”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 61, issue 3, pp. 168 – 172, 2014
- [10] Physical random number generators for cryptographic application in mobile devices, <https://ieeexplore.ieee.org/document/1541644>
- [11] “Multivibrator”, <https://en.wikipedia.org/wiki/Multivibrator>