

JERZY KOPKA

Katedra Elektroniki Przemysłowej

PEWIEN UKŁAD PRZEKSZTAŁCAJĄCY

Streszczenie. W artykule przedstawiono zasadę działania i analizę dokładności tranzystorowego układu przekształcającego przebieg sinusoidalny na impulsy prostokątne o szerokości $1/4$ okresu. Podano sposób obliczenia układu.

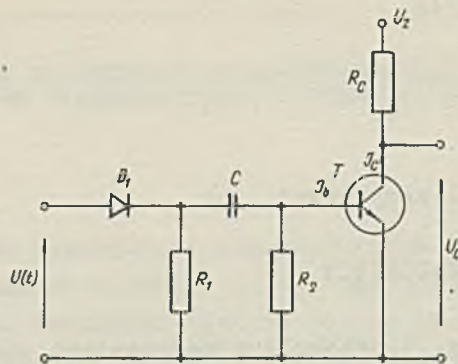
1. Wstęp

Połączenie układów przekształcających statycznie z układami przekształcającymi dynamicznie [1] pozwala uzyskać nowe możliwości kształtowania przebiegów. Opisany układ przekształcający składa się z dwóch układów obcinających i jednego układu różniczkującego. Taka kombinacja pozwala otrzymać z przebiegu sinusoidalnego impulsy prostokątne o szerokości $1/4$ okresu. W niniejszym artykule przedstawiono zasadę działania i analizę dokładności wymienionego układu przekształcającego.

2. Zasada działania układu

Na rys. 1 przedstawiono schemat ideowy układu. Składa się on z obcinacza diodowego, obwodu różniczkującego z kondensatorem C i tranzystora T .

Sinusoidalne napięcie $U(t)$ przyłożone na wejściu układu zostaje obcięte przez diodę D_1 i zróżniczkowane w obwodzie: kondensator C , rezystancja wejściowa tranzystora T . Pochodną jest prąd I_b sterujący bazę tranzystora. Złącze baza-emiter tego tranzystora spełnia równocześnie rolę drugiego obcinacza, eliminując część ujemną przebiegu pochodnej. Jeżeli prąd I_b będzie znacznie większy od prądu nasycenia I_{bn} , to na kolektorze tranzystora otrzymamy prostokątny impuls napięcia, odpowiadający $1/4$ okresu przebiegu wejściowego.



Rys. 1

3. Analiza dokładności układu

Impuls wyjściowy jest zniekształcony wskutek niedokładności obwodu różniczkującego i właściwości tranzystora. Czoło impulsu jest opóźnione (patrz rys. 2) o czas Δt_1 wyrażony sumą

$$\Delta t_1 = t_1 + t_d + t_r \quad (1)$$

gdzie:

- t_1 - czas wynikający z niedokładności układu różniczkującego
- t_d - czas opóźnienia przebiegu w tranzystorze [2, 3]
- t_r - czas narastania przebiegu w tranzystorze [2, 3].

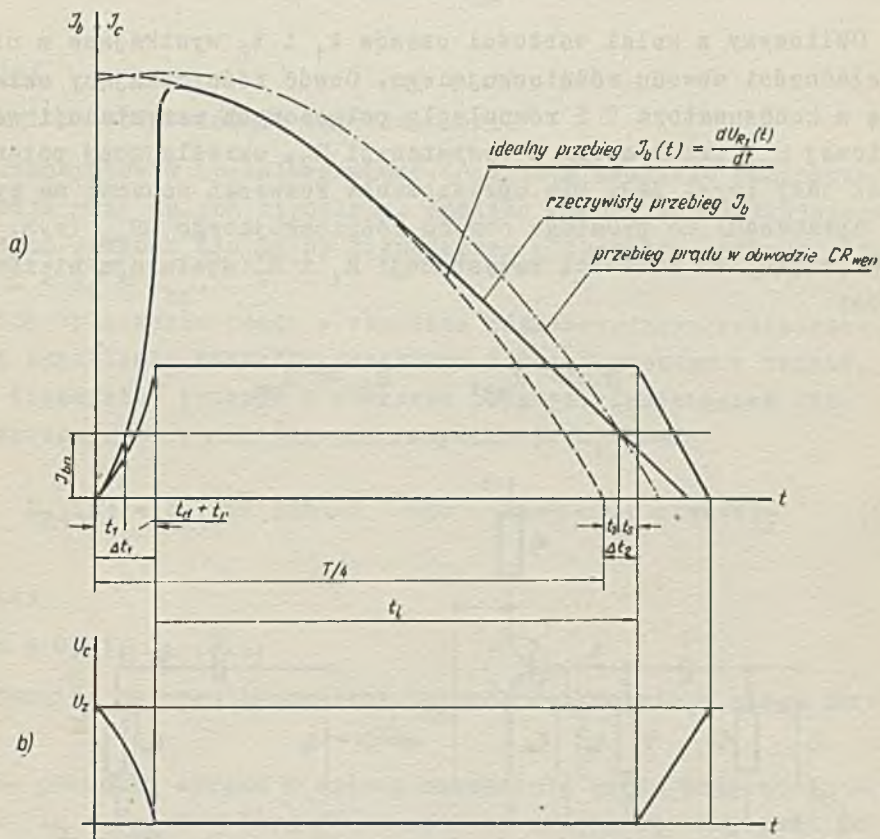
Czas opóźnienia końca impulsu Δt_2 jest sumą czasów

$$\Delta t_2 = t_2 + t_s \quad (2)$$

gdzie:

- t_2 - czas wynikający z niedokładności układu różniczkującego,
- t_s - czas magazynowania tranzystora [2, 3].

Czasy t_d , t_r i t_s są związane z zastosowanym typem tranzystora. Zazwyczaj można dobrać taki typ tranzystora, dla którego wartości tych czasów są do pominięcia w stosunku do czasu trwa-



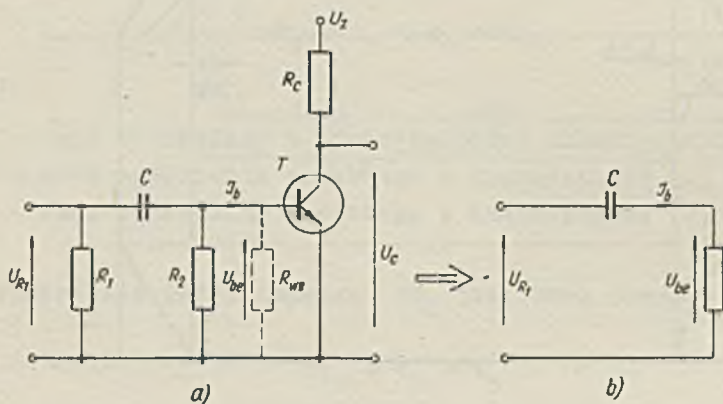
Rys. 2

nia impulsu [3]. Błąd względny szczytu impulsu wyjściowego wyniesie wtedy

$$\varepsilon = \frac{4}{\pi} \left| \Delta t_2 - \Delta t_1 \right| \cong \frac{4}{\pi} \left| t_2 - t_1 \right| \quad (3)$$

Obliczymy z kolei wartości czasów t_1 i t_2 wynikające z niedokładności obwodu różniczkującego. Obwód różniczkujący składa się z kondensatora C i równoległe połączonych rezystancji wejściowej R_{we} tranzystora i rezystancji R_2 , określającej potencjał bazy (rys. 3a). Dla uproszczenia rozważań schemat na rys. 3a sprawdzamy do prostego obwodu różniczkującego CR_{we} (rys. 3b) przyjmując, że wartości rezystancji R_1 i R_2 spełniają nierówności

$$R_2 \gg R_{we}, \quad R_1 \ll R_{we}$$



Rys. 3

Rezystancję R_2 można zastąpić diodą zwierającą złącze baza-emiter dla ujemnych sygnałów, która dla kierunku zaporowego tym bardziej spełnia warunek $R_2 \gg R_{we}$.

Charakterystyka wejściowa tranzystora

$$I_b = f(U_{be}) \quad (4)$$

ma kształt wykładniczy [4] i w obszarze czynnym tranzystora można ją aproksymować do krzywej o równaniu

$$I_b = k \exp \gamma U_{be} - B \quad (5)$$

gdzie:

k i B - odpowiednie współczynniki.

Tranzystor T spełnia równocześnie rolę drugiego obciążenia i pracuje przy dużych sygnałach. Analiza obwodu różniczkującego ma sens jedynie dla pracy tranzystora w obszarze czynnym, tj. dla $0 < I_b < I_{bn}$.

Dla obliczenia prądu w obwodzie różniczkującym konieczne jest określenie kształtu przebiegu różniczkowanego w czasie, gdy tranzystor pracuje w obszarze czynnym. Przebiegiem różniczkowanym jest napięcie na rezystencji R_1 równe

$$U_{R1}(t) = U_{R1} \sqrt{2} \sin \omega t \quad \text{dla} \quad 2n\pi < \omega t < (4n+1)\frac{\pi}{2} \quad (6)$$

gdzie:

$$n = 0, 1, 2, \dots$$

W obszarze czynnym tranzystor pracuje dwukrotnie w ciągu okresu:

¹ Na początku okresu w czasie narastania prądu bazy od $I_b = 0$ do $I_b = I_{bn}$ przebieg różniczkowany możemy aproksymować do prostej

$$U_{R1}(t) = At \quad (7)$$

gdzie:

$$A = \omega U_{R1} \sqrt{2} \quad (8)$$

Założenia powyższe są spełnione dla małych częstotliwości i odpowiednio dużej amplitudy napięcia U_{R1} (rzędu kilku woltów).

- 2° W czasie malenia prądu bazy od $I_b = I_{bn}$ do $I_b = 0$, tj. gdy funkcja różniczkowana zbliża się do maksimum. W chwili gdy $I_b = I_{bn}$ kończy się impuls t_1 . Czas opóźnienia t_2 obliczymy dla prostego obwodu różniczkującego z liniową rezystancją R_{wen} . Rezystancja R_{wen} stanowi wartość rezystancji R_{we} dla $I_b = I_{bn}$.

W pierwszym przypadku rozwiązujemy obwód różniczkujący z nieliniową rezystancją. Przy założeniach (5) i (7) otrzymujemy następujące wyrażenie na prąd w obwodzie [5]

$$I_b(t) = C \frac{dU_{R1}(t)}{dt} \frac{k - \frac{B}{AC}(AC + B - k)\exp\left[-\gamma\left(A + \frac{B}{C}\right)t\right]}{k + (AC + B - k)\exp\left[-\gamma\left(A + \frac{B}{C}\right)t\right]}$$

Wyrażenie to możemy uprościć jeżeli $AC \gg B$ i $AC \gg k$, co jest spełnione już dla napięć U_{R1} rzędu woltów.

Wtedy

$$I_b(t) = C \frac{dU_{R1}(t)}{dt} \frac{k - B\exp(-\gamma At)}{k + AC \exp(-\gamma At)} \quad (9)$$

Z równania (9) obliczamy czas t jako

$$t = \frac{1}{\gamma A} \ln \frac{(I_b + B)AC}{k(AC - I_b)}$$

Czas t_1 otrzymamy z powyższego wzoru dla $I_b = I_{bn}$. Prąd nasycenia I_{bn} jest tego samego rzędu co B , więc możemy również napisać $AC \gg I_{bn}$. Wobec tego

$$t_1 = \frac{1}{\gamma A} \ln \frac{I_{bn} + B}{k} \quad (10)$$

W drugim przypadku obliczamy czas $\frac{\pi}{4} + t_2$, w którym prąd bazy malejąco ponownie zrówna się z prądem nasycenia I_{bn} . Obwód różniczkujący potraktujemy jako liniowy z rezystancją $R_{we} = R_{wen}$. Wartość rezystancji R_{wen} stanowi wartość rezystancji wejściowej tranzystora R_{we} dla prądu bazy $I_b = I_{bn}$

$$R_{wen} = \frac{U_{ben}}{I_{bn}} \quad (11)$$

Ponieważ dla $I_b > I_{bn}$ jest $R_{we} = \frac{U_{be}}{I_b} < R_{wen}$ dokładność różniczkowania dla czasu $t < \frac{\pi}{4} + t_2$ jest większa.

Dalej założymy, że dla czasu bliskiego $t = \frac{\pi}{4} + t_2$ w obwodzie różniczkującym jest stan ustalony, co jest uzasadnione tym, że dla prądów $I_b > I_{bn}$ rezystancja wejściowa jest bardzo mała (np. dla tranzystora typu TG5 jest rzędu 25÷50Ω dla $I_b = 30$ mA).

Przy powyższych założeniach możemy napisać

$$I_b(t) = I_{bm} \sin\left(\omega t + \arctg \frac{1}{\omega R_{wen} C}\right) = I_{bm} \sin \psi \quad (12)$$

gdzie

$$I_{bm} = \frac{U_{R1} \sqrt{2}}{\sqrt{R_{wen}^2 + (\omega C)^{-2}}}$$

$I_b = I_{bm}$ zachodzi dla kąta

$$\psi = \pi - \omega\left(\frac{\pi}{4} + t_2\right) - \arctg \frac{1}{\omega R_{wen} C}$$

Stąd

$$\frac{I_{bn}}{I_{bm}} = \sin\left(\frac{\pi}{2} - \omega t_2 - \arctg \frac{1}{\omega R_{wen} C}\right) \ll 1$$

ponieważ I_{bm} jest znacznie większe od prądu nasycenia zgodnie z założeniami poczynionymi w punkcie 1. Możemy więc napisać

$$\frac{I_{bn}}{I_{bm}} = \frac{\sqrt{2}}{2} - \omega t_2 - \text{arc tg } \frac{1}{\omega R_{wen} C}$$

Skąd

$$t_2 = \frac{1}{\omega} \left(\frac{\sqrt{2}}{2} - \text{arc tg } \frac{1}{\omega R_{wen} C} \right) - \frac{I_{bn}}{I_{bm}} \quad (13)$$

Dla uwypuklenia zależności czasu t_2 od amplitudy U_{R1m} napiszemy relację (13) w postaci

$$t_2 = D - K \frac{I_{bn} R_{wen}}{U_{R1}} \quad (14)$$

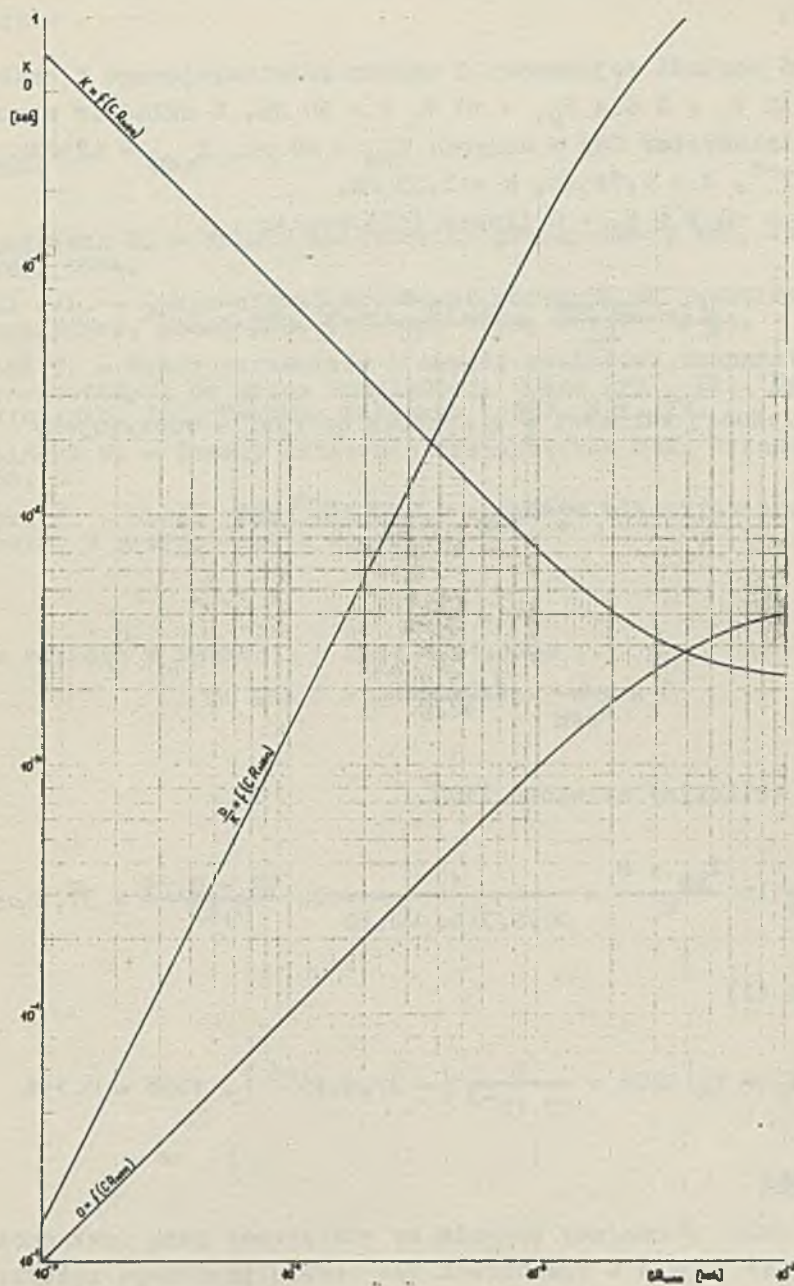
gdzie:

$$D = \frac{1}{\omega} \left(\frac{\sqrt{2}}{2} - \text{arc tg } \frac{1}{\omega R_{wen} C} \right)$$

$$K = \frac{1}{\omega \sqrt{2}} \sqrt{1 + (\omega R_{wen} C)^{-2}}$$

Ponieważ zawsze $K > 0$ t_2 może być dodatnie, ujemne lub równe zero. Dla ułatwienia korzystania ze wzoru (14) oraz w celu umożliwienia obliczania wartości C dla założonej wartości napięcia U_{R1} , przy której $t_2 = 0$ wykreślono na rys. 4 wartości D , K i iloraz

$$\frac{D}{K} = \frac{I_{bn} R_{wen}}{U_{R1}} \quad \text{dla} \quad t_2 = 0 \quad (15)$$



Rys. 4

Przykład

Obliczyć wartość pojemności C układu różniczkującego i czas t_1 jeżeli $t_2 = 0$ dla $U_{R1} = 10$ V, $f = 50$ Hz. W układzie zastosowano tranzystor TG5 o danych: $I_{bn} = 40 \mu\text{A}$, $R_{wen} = 4230 \Omega$, $\gamma = 30,8 \text{ V}^{-1}$, $B = 0,79 \mu\text{A}$, $k = 0,23 \mu\text{A}$.

Dla $U_{R1} = 10$ V i $t_2 = 0$ iloraz (15) wynosi

$$\frac{D}{K} = \frac{I_{bn} R_{wen}}{U_{R1}} = \frac{40 \cdot 10^{-6} \cdot 4230}{10} = 1,69 \cdot 10^{-2}$$

Dla obliczonej wartości $\frac{D}{K}$ z wykresu na rys. 4 odczytujemy

$$\tau = CR_{wen} = 3,45 \cdot 10^{-4} \text{ sek}$$

Skąd

$$C = \frac{\tau}{R_{wen}} = \frac{3,45 \cdot 10^{-4}}{4230} = 0,082 \mu\text{F}$$

Czas t_1 obliczymy ze wzoru (10)

$$t_1 = \frac{1}{\gamma A} \ln \frac{I_{bn} + B}{k} = \frac{1}{30,8 \cdot 314 \cdot \sqrt{2} \cdot 10} \ln \frac{40 + 0,79}{0,23} = 37,8 \mu\text{sek}$$

a błąd z (3)

$$\varepsilon = \frac{4}{T} |t_2 - t_1| 100\% = \frac{4}{20 \cdot 10^{-3}} | - 37,8 \cdot 10^{-6} | \cdot 100\% = 0,75\%$$

4. Wnioski

Opisany układ formujący pozwala ze stosunkowo dużą dokładnością uzyskać impuls o szerokości $1/4$ okresu przebiegu kształtowanego. Może on znaleźć zastosowanie w miernictwie, technice impulsowej, zabezpieczeniach tranzystorowych itp. Wadą układu

jest ograniczenie przebiegów wejściowych do przebiegów sinusoidalnych.

LITERATURA

- [1] Zagajewski T. - Układy elektroniki przemysłowej WNT, Warszawa, 1964.
- [2] Moll J.L. - Large-signal transient response of junction transistors, Proc. IRE, vol. 42, 1954, str. 1773-84.
- [3] Drozd U. - Wybór parametrów i metody pomiarowe tranzystorów przeznaczonych do pracy impulsowej. Praca dypl. Kat. Urząd. Radiotechn. Pol. W-wska, Warszawa, 1963, str. 72.
- [4] Rosiński W. - Zasady działania tranzystorów WNT, Warszawa, 1966.
- [5] Kopka J. - Obwód różniczkujący z oporowym elementem nieliniowym. W przygotowaniu do druku.

Rękopis złożono w Redakcji w dniu 8.11.1968 r.

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ СХЕМА

Резюме

В статье представлены принцип действия и анализ точности транзисторной схемы преобразующей синусоидальный сигнал на прямоугольные импульсы, ширина которых равна $\frac{1}{4}$ периода. Представлен также метод расчёта схемы.

A SHAPING CIRCUIT

Summary

The paper discusses the design, performance and accuracy of a transistor shaping circuit transforming a sinusoidal signal into rectangular pulses having the width of a quarter of the sinusoidal period. A numerical example is presented.