

**PRACE**  
**Instytutu**  
**Maszyn**  
**Matematycznych**  
**PAN**



P.2225 | 64 | 65

Praca B 11 (24)

**ANALIZA OKRESU DRGAŃ MULTIWI  
BRATORA  
ASTABILNEGO Z POJEMNOŚCIOWYM  
SPRZĘŻENIEM  
EMITEROWYM**

**Romuald SYNAK**



P R A C E

Instytutu Maszyn Matematycznych

P o l s k i e j   A k a d e m i i   N a u k



T. III

Praca B 11/24/

ANALIZA OKRESU DRGAŃ MULTIWIATORA  
ASTABILNEGO Z POJEMNOŚCIOWYM SPRĘ-  
ŻENIEM EMITEROWYM

Romuald SYNAK

Warszawa 1965

Copyright © 1965 - by Instytut Maszyn Matematycznych,  
Warszawa  
Wszelkie prawa zastrzeżone

K o m i t e t   R e d a k c y j n y

Leon ŁUKASZEWICZ /redaktor/, Antoni MAZURKIEWICZ,  
Tomasz PIETRZYKOWSKI /z-ca redaktora/, Dorota PRAWDZIC,  
Zdzisław WRZESZCZ.

Redaktor działowy: Andrzej KOJEMSKI.

Sekretarz redakcji: Romana NITKOWSKA.

Adres redakcji: Warszawa, ul. Koszykowa 79, tel. 28-37-29

P. 1166



ANALIZA OKRESU DRGAŃ MULTIWIBRATORA  
ASTABILNEGO Z POJEMNOŚCIOWYM SPRZĘ-  
ŻENIEM EMITEROWYM

Rozuald SYNAK

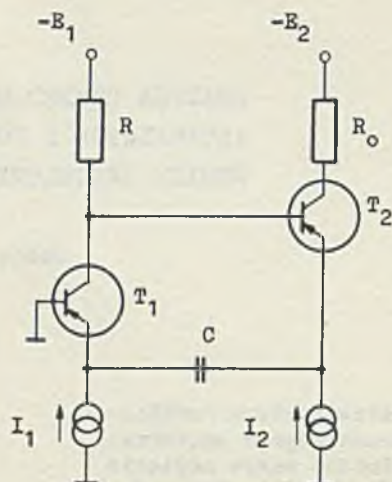
Pracę złożono 21.07.1964 r.

Zanalizowano działanie multiwibratora astabilnego ze sprzężeniem pojemnościowym w emiterze, a w szczególności rozpatrzono wpływ napięcia emiter-baza na okres drgań. Rozważania teoretyczne uzupełniono badaniami układu i porównano wyniki pomiarów z wynikami obliczeń. Przeprowadzona analiza może być przydatna przy projektowaniu układu o dużym zakresie ciągłej regulacji okresu drgań.

## WSTĘP

Multiwibratory z pojemnościowym sprzężeniem emiterowym znalazły duże zastosowanie dzięki wielu zaletom, w szczególności dzięki dużej stałości okresu drgań w funkcji temperatury i napięć zasilających. Pierwszy opis takiego multiwibratora został podany przez Bowesa w r. 1959 [1], zaś wkrótce potem opracowano dalsze rozwinięcia tego układu [2]. Obszerne omówienie zjawisk zachodzących w multiwibratorze, a zwłaszcza w jego wersji monostabilnej podano w pracy [3]. Przedstawiono tam również metodę projektowania multiwibratora.

Podstawowy schemat multiwibratora astabilnego pokazano na rys.1. Niżej przedstawiona zostanie analiza tego układu, a następnie podjęta będzie próba rozpatrzenia wpływu spadku napięcia na złączu emiter-baza /tranzystora przewodzącego/ na okres drgań. Wpływ ten



Rys. 1. Multiwibrator astabilny.

uwidacznia się szczególnie wtedy, gdy spadek napięcia na oporności  $R$  pochodzący od przepływu prądu  $I_1 + I_2$  jest mniejszy niż kilka woltów. Przypadek taki nie jest dostatecznie opisany w literaturze, a obliczenia przeprowadzone na podstawie podanych w niej zależności nie pokrywają się wtedy z danymi eksperymentalnymi.

Mimo że wymieniony przypadek wiąże się również z większym wpływem temperatury na okres drgań, jego rozpatrzenie może być przydatne przy konstrukcji układu o dużym zakresie ciągłej regulacji okresu i pozwala na sformułowanie warunków koniecznych do uzyskania określonej stabilności temperaturowej okresu drgań.

## 1. ANALIZA MULTIWIBRATORA ASTABILNEGO

### 1.1. Okres drgań multiwibratora.

Praca multiwibratora astabilnego polega na okresowym kierowaniu sumy prądów stałych  $I_1$  i  $I_2$  do tranzystora  $T_1$  lub  $T_2$  /rys. 1/. Załóżmy na przykład, że przewodzi tranzystor  $T_2$ , a



$T_1$  jest zatkany. Wówczas kondensator  $C$  ładuje się prądem  $I_1$  i gdy napięcie na nim osiągnie wartość wystarczającą do odetkania się tranzystora  $T_1$ , popłynie prąd kolektora w tym tranzystorze powodując wzrost napięcia kolektora. Równocześnie maleje prąd emitera tranzystora  $T_2$  wskutek wzrostu napięcia na bazie i odpływu części prądu ze źródeł zasilających  $I_1$  i  $I_2$  do tranzystora  $T_1$ . Proces ten trwa aż do chwili zatkania się tranzystora  $T_2$  i wysterowania tranzystora  $T_1$  prądem  $I_1 + I_2$ . Kondensator  $C$  jest teraz ładowany prądem  $I_2$  aż do momentu, gdy zacznie przewodzić tranzystor  $T_2$  i w podobny sposób nastąpi przełączenie obu tranzystorów.

Rozpatrzmy bliżej przebiegi napięć w multiwibratorze, zaniedbując wpływ prądów zerowych emitera i kolektora, gdyż jest on pomijalny [1] oraz zakładając, że oba tranzystory w czasie pracy układu nigdy nie znajdują się w nasyceniu. Praca z nasyceniem zwiększa znacznie wpływ napięć zasilających na okres generacji i stosowanie multiwibratora ze sprzężeniem emiterowym w tych warunkach jest niecelowe.

Gdy tranzystor  $T_1$  jest zatkany, napięcie na jego kolektorze wynosi:

$$U_{C1} = -E_1 + (1 - \alpha_2) I_0 R, \quad /1/$$

gdzie

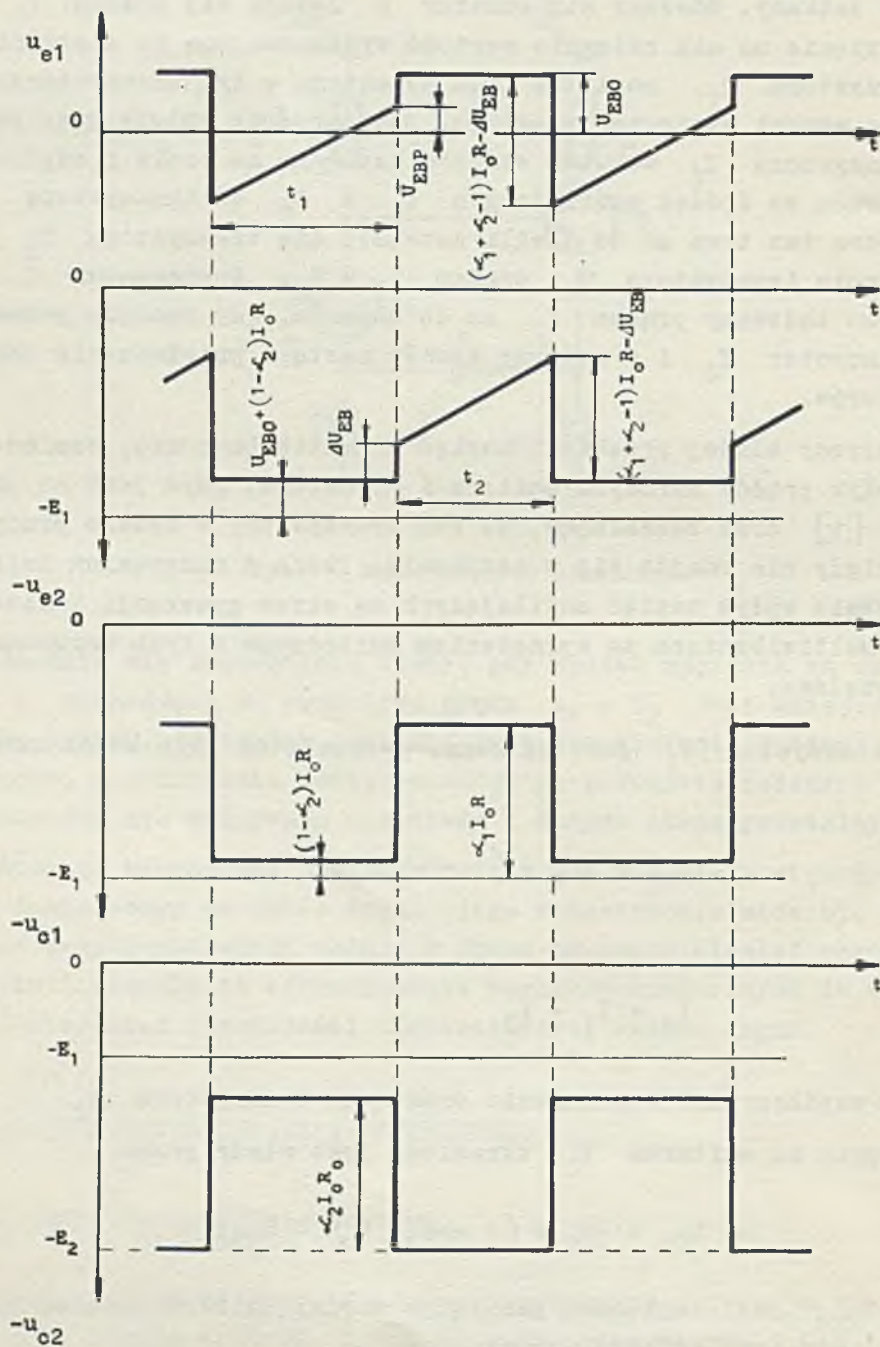
$$I_0 = I_1 + I_2 \quad /2/$$

$\alpha_2$  - współczynnik wzmocnienia prądowego tranzystora  $T_2$ .

Napięcie na emiterze  $T_2$  określone jest wtedy przez

$$U_{E2} = -E_1 + (1 - \alpha_2) I_0 R + U_{EBO}, \quad /3/$$

gdzie  $U_{EBO}$  jest napięciem panującym między emiterem a bazą tranzystora, gdy prąd emitera wynosi  $I_0$ .



Rys. 2. Przebiegi napięć w multiwibratorze astabilnym.



Napięcie  $u_{e1}(t)$  panujące na emiterze  $T_1$  narasta wskutek ładowania kondensatora  $C$  do chwili, gdy nastąpi przełączenie tranzystora  $T_1$  /patrz rys. 2/. Narastanie to jest liniowe aż do chwili, gdy  $u_{e1}(t) = 0$ . Dalszy przebieg tego napięcia zostanie rozpatrzony dokładniej w punkcie 1.2. Przyjmijmy na razie, że jest on w dalszym ciągu liniowy i że przełączenie nastąpi przy  $u_{e1}(t) = U_{EBP}$ . W wyniku procesu przejściowego, którego czas trwania pomijamy, nastąpi zatkanie się tranzystora  $T_2$  i przewodzenie  $T_1$ . Napięcie kolektora tranzystora  $T_1$  wyniesie teraz

$$U'_{C1} = -E_1 + \alpha_1 I_0 R, \quad /4/$$

gdzie  $\alpha_1$  jest współczynnikiem wzmacnienia prądowego tranzystora  $T_1$ . Napięcie  $u_{e1}(t)$  zmieni się skokiem od wartości  $U_{EBP}$  do  $U_{EBO}$ . Wartość tego skoku napięcia wynosi

$$\Delta U_{EB} = U_{EBO} - U_{EBP}, \quad /5/$$

Napięcie na emiterze  $T_2$  również zmieni się skokowo o taką samą wartość; a następnie będzie narastać wskutek ładowania kondensatora  $C$  prądem  $I_2$ . Wobec tego napięcie to można opisać równaniem

$$u_{e2}(t) = -E_1 + (1 - \alpha_2) I_0 R + U_{EBO} + \Delta U_{EB} + \frac{I_2 t}{C}. \quad /6/$$

Po czasie  $t_2$  od chwili rozpoczęcia ładowania kondensatora  $C$  prądem  $I_2$ , przy napięciu  $u_{e2}(t)$  wyższym o  $U_{EBP}$  od  $U'_{C1}$ , tzn. gdy

$$u_{e2}(t) = -E_1 + \alpha_1 I_0 R + U_{EBP} \quad /7/$$

nastąpi ponowne przełączenie tranzystorów.

Z równań /6/ i /7/ otrzymamy:

$$-E_1 + (1 - \alpha_2)I_0 R + U_{EBO} + \Delta U_{EB} + \frac{I_2 t_2}{C} = -E_1 + \alpha_1 I_0 R + U_{EBP}$$

skąd

$$t_2 = \frac{C}{I_2} \left[ I_0 R (\alpha_1 + \alpha_2 - 1) - 2 \Delta U_{EB} \right]. \quad /8/$$

Wskutek zatkania się tranzystora  $T_1$ , napięcie na jego kolektorze spadnie do wartości określonej przez /1/, a napięcie na emiterze  $T_2$  wyrażać się będzie wzorem /3/.

Skok napięcia na emiterze  $T_2$  wynosi więc

$$\begin{aligned} -E_1 + I_0 \alpha_1 R + U_{EBP} - \left[ -E_1 + (1 - \alpha_2)I_0 R + U_{EBO} \right] = \\ = I_0 R (\alpha_1 + \alpha_2 - 1) - \Delta U_{EB}. \end{aligned}$$

Taki sam skok nastąpi na emiterze  $T_1$ , a zatem napięcie na nim wyniesie w pierwszej chwili po skoku

$$U_{EBO} - I_0 R (\alpha_1 + \alpha_2 - 1) + \Delta U_{EB},$$

a następnie będzie narastać liniowo, gdyż prąd  $I_1$  ładuje kondensator  $C$ . Napięcie  $u_{e1}(t)$  można więc wyrazić jako

$$u_{e1}(t) = U_{EBO} - I_0 R (\alpha_1 + \alpha_2 - 1) + \Delta U_{EB} + \frac{I_1}{C} t. \quad /9/$$

Gdy  $u_{e1}(t) = U_{EBP}$ , po czasie  $t_1$  od chwili rozpoczęcia ładowania  $C$  prądem  $I_1$ , nastąpi przełączenie tranzystorów i powtórzenie całego cyklu.

Zatem

$$U_{EBO} - I_0 R (\alpha_1 + \alpha_2 - 1) + \Delta U_{EB} + \frac{I_1}{C} t_1 = U_{EBP}$$

skąd

$$t_1 = \frac{C}{I_1} \left[ I_0 R (\alpha_1 + \alpha_2 - 1) - 2 \Delta U_{EB} \right]. \quad /10/$$

Napięcie na kolektorze  $T_2$  zmieni się przy tym od  $-E_2 + I_0 R_0 \alpha_2$  do  $-E_2$ .

Okres generacji

$$T = t_1 + t_2 \quad /11/$$

wynosi na podstawie /8/ i /10/

$$T = CR \left[ \frac{I_0^2 (\alpha_1 + \alpha_2 - 1)}{I_1 I_2} - \frac{2 \Delta U_{EB} I_0}{R I_1 I_2} \right]. \quad /12/$$

Wprowadzając oznaczenie

$$N = \frac{I_2}{I_1}, \quad /13/$$

otrzymamy

$$T = CR \frac{(1 + N)^2}{N} \left[ \alpha_2 + \alpha_1 - 1 - \frac{2 \Delta U_{EB}}{I_0 R} \right]. \quad /14/$$

W szczególnym przypadku, gdy  $N = 1$

$$T = 4 CR \left[ \alpha_1 + \alpha_2 - 1 - \frac{2 \Delta U_{EB}}{I_0 R} \right]. \quad /15/$$

Wreszcie przyjmując  $\alpha_1 + \alpha_2 - 1 \approx 1$  otrzymamy

$$T = 4 CR \left[ 1 - \frac{2 \Delta U_{EB}}{I_0 R} \right]. \quad /16/$$



Trzeba zaznaczyć, że przy dużych częstotliwościach pracy, jako istotne składniki wyrażenia na okres  $T$  wejdą także czasy przełączenia tranzystorów i wzór /14/ będzie zbyt dużym uproszczeniem. Wzór /14/ przytoczony jest w pracy [1]. Jednak w literaturze nie podaje się sposobu obliczenia skoku napięcia  $\Delta U_{EB}$ , a często utożsamia się go z napięciem, jakie panuje między bazą a emiterem tranzystora przewodzącego, gdy prąd emitera wynosi  $I_1 + I_2$  tzn. przyjmuje się, że  $\Delta U_{EB} = U_{EBO}$ . Jak wykazano dalej w p. 1.2. założenie takie jest słuszne wtedy, gdy oporność  $R$  jest duża. Natomiast przy małych wartościach opornika  $R$  założenie to prowadzi do zbyt dużych błędów /patrz rys. 9/. W szczególności otrzymuje się większą wartość minimalnego okresu generacji niż to wynika z badań eksperymentalnych.

Z powyższych względów celowe wydaje się dokładniejsze rozpatrzenie zjawisk zachodzących w multiwibratorze i bardziej ścisłe obliczenie wartości  $\Delta U_{EB}$ .

### 1.2. Obliczenie skoku napięcia $\Delta U_{EB}$ .

Dalsza analiza ma na celu określenie skoku napięcia  $\Delta U_{EB}$  i sformułowanie dokładniejszego wzoru na okres generacji  $T$ . Zostanie rozpatrzony przebieg napięcia  $u_{e1}(t)$  po przekroczeniu poziomu  $0V$  oraz napięcia  $u_{e2}(t)$  po osiągnięciu poziomu  $-E_1 + \alpha_1 I_0 R$ .

W pierwszym przypadku rozpatrując obwód: złącze emiter-baza tranzystora  $T_1$ , kondensator  $C$ , złącze emiter-baza tranzystora  $T_2$ , opornik  $R$ , źródło  $-E_1$ , /rys. 1/ można napisać

$$du_{eb1} = \frac{I_1 - i_{e1}}{C} dt + du_{eb2} + \alpha_1 R di_{e1} + (1 - \alpha_2)R di_{e2}, \quad /17/$$

gdzie

$u_{eb1}$  - napięcie emiter-baza  $T_1$ ,

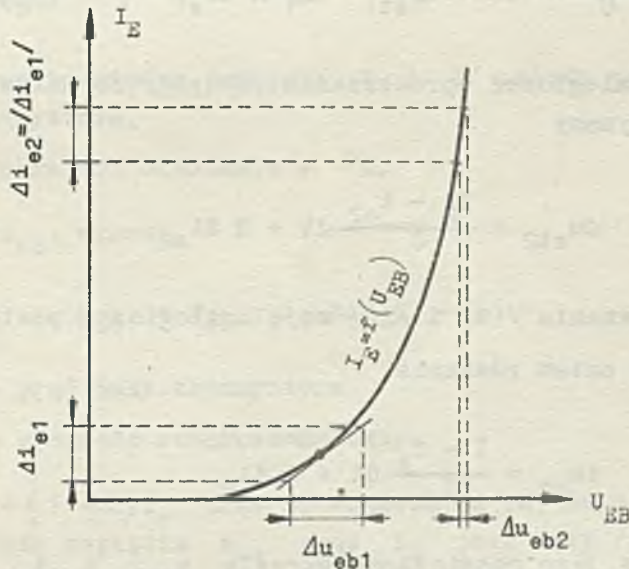
$u_{eb2}$  - napięcie emiter-baza  $T_2$ ,

$i_{e1}$  - prąd emitera  $T_1$ ,

$i_{e2}$  - prąd emitera  $T_2$ .

Ponieważ  $I_1 + I_2 = \text{const.}$ , więc  $di_{e1} = -di_{e2}$ .

Zmiana  $du_{eb2}$  spowodowana zmianą  $di_{e2}$  jest jednak bardzo mała w stosunku do  $du_{eb1}$ . Punkt pracy tranzystora przewodzącego  $T_2$  wyznaczony jest bowiem przez prąd  $I_0$  i znajduje się na ogół powyżej "kolana" charakterystyki emiterowej, gdzie nachylenie  $\frac{di_{e2}}{du_{eb2}}$  jest duże. Tymczasem zmiana  $du_{eb1}$  jest zmianą zachodzącą przed "kolanem" charakterystyki, gdzie nachylenie  $\frac{di_{e1}}{du_{eb1}}$  jest małe /patrz rys. 3/.



Rys. 3. Graficzne porównanie  $\Delta u_{eb1}$  i  $\Delta u_{eb2}$ .

Przyjmujemy również /podobnie jak w [1]/, że  $\alpha_1$  i  $\alpha_2$  są rzeczywiste, co jest uzasadnione tym, że zmiany czasowe  $u_{eb1}$  do momentu stanu przejściowego w tranzystorze podyktowane są głównie

ładowaniem się kondensatora C. Przy założeniu wstępnym, że pomija się czas procesu przejściowego we wzorze na okres T, prowadzi to, jak stwierdzono eksperymentalnie, do niewielkich dodatkowych błędów przy T dostatecznie dużym.

Biorąc powyższe pod uwagę i przyjmując  $\alpha_1 = \alpha_2 = 1$  otrzymujemy

$$du_{eb1} = \frac{I_1 - i_{e1}}{C} dt + R di_{e1}. \quad /18/$$

Podobnie dla tranzystora  $T_2$  przechodzącego od stanu zatkania do przewodzenia otrzymamy

$$du_{eb2} = \frac{I_2 - i_{e2}}{C} dt - du_{eb1} - \alpha_1 R di_{e1} - (1 - \alpha_2)R di_{e2}. \quad /19/$$

Przyjmując analogiczne uproszczenia jak przy formułowaniu równania /18/ otrzymamy

$$du_{eb2} = \frac{I_2 - i_{e2}}{C} dt + R di_{e2} \quad /20/$$

Jak widać, równania /18/ i /20/ mają analogiczną postać.

Rozwiążemy zatem równanie

$$du_{eb} = \frac{I - i_e}{C} dt + R di_e \quad /21/$$

przyjmując, że jego rozwiązanie określa  $u_{eb1}$  i  $i_{e1}$  lub  $u_{eb2}$  i  $i_{e2}$ , a I oznacza odpowiednio  $I_1$  lub  $I_2$ . Równanie to słuszne będzie aż do rozpoczęcia się procesów przejściowych w tranzystorze.

Prąd emitera  $i_e$  można wyrazić wzorem [4]



$$i_e = I_{ES} (e^{\Omega u_{eb'}} + \alpha - 1) \approx I_{ES} e^{\Omega u_{eb'}}, \quad /22/$$

gdzie

$$I_{ES} = I_{Co} \frac{\frac{I_{Eo}}{I_{Co}}}{1 - \alpha^2 \frac{I_{Eo}}{I_{Co}}}$$

jest zastępczym prądem nasycenia diody emiterowej w stanie przewodzenia,

$$\Omega = \frac{q}{kT_A} = \frac{1}{26\text{mV}} \text{ w temp. } 25^\circ\text{C},$$

$u_{eb'}$  - napięcie między punktami E i B' układu zastępczego tranzystora,

$T_A$  - temperatura otoczenia w  $^\circ\text{K}$ .

Napięcie  $u_{eb'}$  wynosi

$$u_{eb'} = u_{eb} - i_b r_{bb'},$$

gdzie  $i_b$  - prąd bazy tranzystora

$r_{bb'}$  - oporność rozproszona bazy.

Ponieważ  $i_b = (1 - \alpha) i_e$  oraz ze względu na to, że w rozważanym zakresie wzrostu napięcia  $u_{eb}$  prąd  $i_e$  jest mały /praca przed "kolanem" charakterystyki  $I_E = f(U_{EB})$ / człon  $i_b r_{bb'}$  można pominąć.

Wobec tego

$$i_e \approx I_{ES} e^{\Omega u_{eb}} \quad /23/$$

Różniczkując /23/ względem  $u_{eb}$  otrzymamy

$$di_e = I_{ES} \Omega e^{\Omega u_{eb}} du_{eb}. \quad /24/$$

Podstawiając /23/ i /24/ do /21/ dostajemy

$$\frac{du_{eb}}{dt} = \frac{I}{C} \frac{1 - \frac{I_{ES}}{I} e^{\Omega u_{eb}}}{1 - R \Omega I_{ES} e^{\Omega u_{eb}}}. \quad /25/$$

Można w przybliżeniu przyjąć, że rozpoczęcie procesu regeneracyjnego nastąpi w czasie, gdy  $\frac{du_{eb}}{dt} \rightarrow \infty$ , co będzie miało miejsce dla

$$1 - \Omega R I_{ES} e^{\Omega u_{eb}} \cong 0,$$

czyli dla

$$u_{eb} = U_{EBP} = \frac{1}{\Omega} \ln \frac{1}{\Omega R I_{ES}}. \quad /26/$$

Przy tej wartości  $u_{eb}$  równanie /21/ przestaje obowiązywać i następuje skok napięcia  $u_{eb}$  do poziomu  $U_{EBO}$ .

Z równania /25/ dostajemy

$$\int_0^{u_{eb}} \frac{1 - \Omega R I_{ES} e^{\Omega u_{eb}}}{1 - \frac{I_{ES}}{I} e^{\Omega u_{eb}}} du_{eb} = \frac{I}{C} t \quad /27/$$

Wobierając  $t = 0$  dla  $u_{eb} = 0/$ .

Po scałkowaniu otrzymujemy

$$u_{eb} + \left( I R - \frac{1}{\Omega} \right) \ln \frac{1 - \frac{I_{Es}}{I} e^{\Omega u_{eb}}}{1 - \frac{I_{Es}}{I}} = \frac{I}{C} t \quad /28/$$

Równanie /28/ opisuje przebieg napięcia  $u_{eb}$  w funkcji czasu. Czas, po którym nastąpi przełączenie tranzystorów, można obliczyć po podstawieniu /26/ do /28/. Otrzymany wynik jest jednak dosyć skomplikowany, a wystarczająco dokładne przybliżenie można otrzymać przez uproszczenie równania /28/. Korzystając z liniowego przybliżenia funkcji logarytmicznej i biorąc pod uwagę, że  $I_{Es} \ll I$  mamy

$$\ln \frac{1 - \frac{I_{Es}}{I} e^{\Omega u_{eb}}}{1 - \frac{I_{Es}}{I}} = \ln \frac{I - I_{Es} e^{\Omega u_{eb}}}{I - I_{Es}} \approx \ln \frac{I - I_{Es} e^{\Omega u_{eb}}}{I} \approx -\frac{I_{Es}}{I} e^{\Omega u_{eb}} \quad /29a/$$

oraz po uwzględnieniu, że

$$I R \gg \frac{1}{\Omega} \quad /29b/$$

dostajemy

$$u_{eb} - R I_{Es} e^{\Omega u_{eb}} = \frac{I}{C} t \quad /30/$$

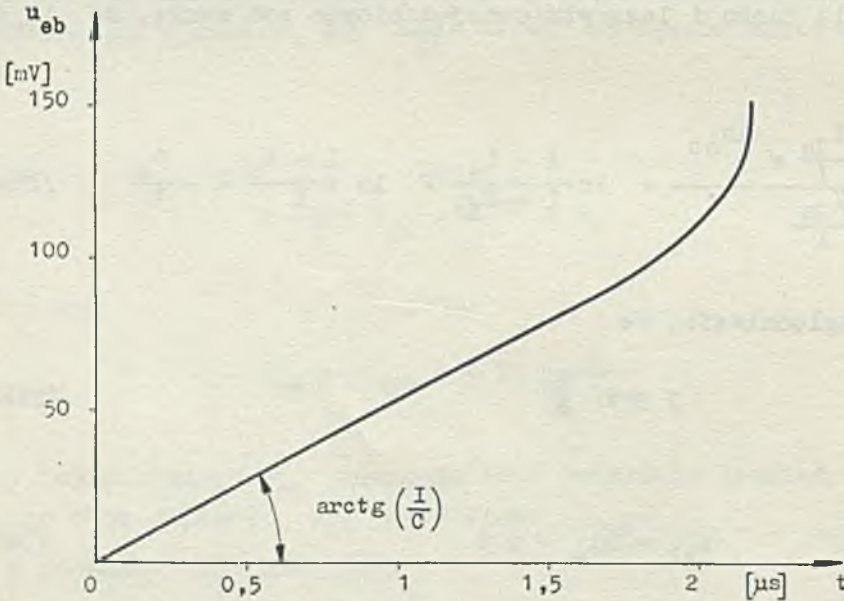
skąd

$$t = \frac{C}{I} (u_{eb} - R I_{Es} e^{\Omega u_{eb}}). \quad /31/$$

Zgodnie z przyjętym założeniem, że narastanie  $u_{eb}$  jest określone przez ładowanie się kondensatora  $C$  a nie przez właściwości dynamiczne tranzystora /oczywiście aż do momentu stanu przejściowego/ można przyjąć, że wielkości  $i_e$  oraz  $u_{eb}$  związane są ze sobą charakterystyką wejściową tranzystora  $I_E = f(U_{EB})$ . Przyją-



wszy  $u_{eb}$  jako zmienną niezależną można z tej charakterystyki określić  $i_e$ , a jeśli dane są  $I$ ,  $R$  i  $C$  na podstawie wzoru /31/ można otrzymać zależność  $t = f(u_{eb})$ . Funkcję tę można z kolei wykreślić w postaci funkcji odwrotnej  $u_{eb} = f(t)$ . Przykładowy przebieg  $u_{eb} = f(t)$  otrzymany w ten sposób przedstawiono na rys. 4. Jak widać początkowy wzrost  $u_{eb}$  jest liniowy, a współczynnik kątowy wynosi  $\frac{I}{C}$ . Taki sam jest współczynnik kątowy przebiegu  $u_{e2}(t)$  i  $u_{e1}(t)$  /patrz równanie /6/ i /9//. Zgodnie z umową  $I$  oznacza  $I_1$  lub  $I_2$ , a  $u_{eb}$  oznacza  $u_{eb1} = u_{e1}(t)$  lub  $u_{eb2} = \text{const.} + u_{e2}(t)$ .



Rys. 4.  $u_{eb}=f(t)$  dla tranzystora 2G397 przy  $I_0=9,5\text{mA}$ ,  $C=100\text{nF}$ ,  $R=50\Omega$ .

Napięcie  $U_{EBP}$ , przy którym następuje skok napięcia  $u_{eb}$  do wartości  $U_{EBO}$  można łatwo otrzymać w sposób graficzny. Podstawiając mianowicie /26/ do /24/ dostajemy

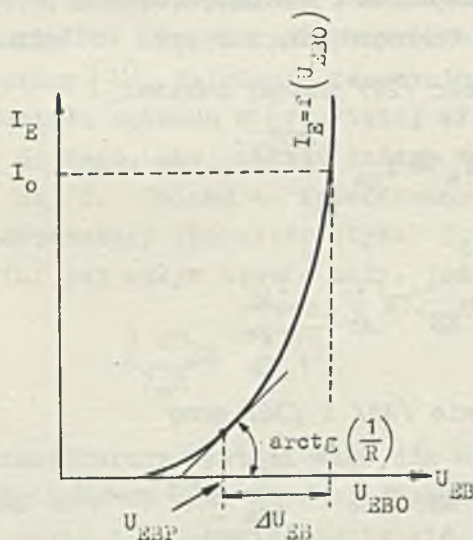
$$i_e = \frac{1}{R} du_{eb}$$

czyli

$$\frac{d I_E}{d U_{EB}} = \frac{1}{R} \quad /33/$$

Równanie to określa nachylenie stycznej do krzywej  $I_E = f(U_{EB})$  w punkcie, przy którym następuje przeskok.

Z charakterystyki  $I_E = f(U_{EB})$  można przy danej wartości  $I_0$  odczytać  $U_{EBO}$  oraz  $\Delta U_{EB}$  jako różnicę  $U_{EBO} - U_{EBP}$  /patrz rysunek 5/.



Rys. 5. Graficzny sposób określenia  $\Delta U_{EB}$ .

Przy dużych wartościach opornika  $R$  punkt styczności charakterystyki  $I_E = f(U_{EB})$  i prostej  $1/R$  leży przed kolanem tej charakterystyki i wówczas  $U_{EBP} \cong 0$ , czyli  $\Delta U_{EB} \cong U_{EBO}$ . Natomiast przy mniejszych wartościach opornika  $R$  /do  $200\Omega$ / przybliżenie takie prowadzi do zbyt dużych błędów.

Wróćmy jeszcze do wzoru /14/ i obliczmy występujące w nim wyrażenie

$$p = \frac{2 \Delta U_{EB}}{I_0 R} = \frac{2 (U_{EBO} - U_{EBP})}{I_0 R} \quad /34/$$

Napięcie  $U_{EBO}$  określone jest przez

$$U_{EBO} = U_{EB'} + (1 - \alpha) I_0 r_{bb'} \quad /35/$$

gdzie  $U_{EB'}$  jest napięciem panującym między punktami E i B' układu zastępczego tranzystora, gdy prąd emitera wynosi  $I_0$ .

Uwzględniając wzór /22/ możemy napisać

$$I_0 \cong I_{Es} e^{\Omega U_{EB'}},$$

skąd

$$U_{EB'} \cong \frac{1}{\Omega} \ln \frac{I_0}{I_{Es}} \quad /36/$$

Zatem na podstawie /35/ i /36/ mamy

$$U_{EBO} = \frac{1}{\Omega} \ln \frac{I_0}{I_{Es}} + (1 - \alpha) I_0 r_{bb'} \quad /37/$$

Podstawiając /26/ i /37/ do /34/ otrzymamy:

$$p = \frac{2 \left[ \frac{1}{\Omega} \ln \Omega R I_0 + (1 - \alpha) I_0 r_{bb'} \right]}{R I_0} \quad /38/$$

Dla tranzystorów o małej oporności bazy  $r_{bb'}$ , można napisać

$$p \cong \frac{2 \ln \Omega R I_0}{\Omega R I_0} \quad /39/$$



i wówczas

$$T \cong CR \frac{(1 + N)^2}{N} \left[ \alpha_1 + \alpha_2 - 1 - \frac{2 \ln \Omega R I_0}{\Omega R I_0} \right] \cdot \quad /40/$$

### 1.3. Wpływ temperatury na okres drgań multiwibratora.

Zmiana okresu drgań  $T$  pod wpływem temperatury wynika ze zmiany parametrów tranzystora oraz ze zmian elementów  $C$  i  $R$ . Te ostatnie można określić na podstawie danych katalogowych, natomiast jeśli chodzi o tranzystor, to największy wpływ ma temperaturowa zmiana prądów zerowych emitera i kolektora, skoku napięcia  $\Delta U_{EB}$  i współczynnika  $\alpha$ . Wpływ tych wszystkich czynników zależy od zakresu temperatury [1]. Zależność temperaturowa okresu  $T$  od prądów zerowych została opisana w [1], tutaj sformułujemy tylko warunki konieczne do tego, aby uniknąć dużego wpływu temperaturowej zmiany  $\Delta U_{EB}$  na  $T$ . Zmiana ta spowodowana jest przesuwaniem się pod wpływem temperatury charakterystyki  $I_E = f(U_{EB})$  i jak wynika ze wzoru /14/ jej wpływ będzie mały, jeżeli

$$\frac{2 \Delta U_{EB}}{I_0 R} \ll 1 \cdot \quad /41/$$

Największy wpływ temperatury wystąpi więc dla małych wartości opornika  $R$ , gdyż, mimo że wraz ze zmniejszaniem się  $R$  następuje, jak wynika z punktu 1.2., zmniejszanie się  $\Delta U_{EB}$ , to jednak zależność ta ma charakter logarytmiczny /por. /39//.

Z wystarczającą dla celów praktycznych dokładnością na podstawie /41/ możemy napisać

$$2 \Delta U_{EB} = (0,1 \div 0,2) I_0 R \cdot \quad /41a/$$

W przypadku tranzystorów stopowych,  $\Delta U_{EB}$  dla małych oporności  $R$  jest rzędu 100 mV i wtedy otrzymamy

$$I_0 R = 1 \div 2 \quad [V] \quad /42/$$

## 1.4. Projektowanie multiwibratora astabilnego.

Multiwibrator astabilny ze sprzężeniem emiterowym może służyć jako źródło impulsów o regulowanym w sposób ciągły i skokowy okresie drgań. Regulację skokową uzyskujemy przez zmianę kondensatora C, a ciągłą za pomocą potencjometru stanowiącego oporność R.

Warunkiem dużej niezależności okresu drgań od zmiany napięć zasilających jest praca bez nasycenia tranzystorów  $T_1$  i  $T_2$ .

Aby tranzystor  $T_1$  nie nasycał się musi być spełniona zależność

$$-E_1 + \alpha_1 I_0 R_{\max} \leq -U_{CE}(\text{nas}), \quad /43/$$

gdzie  $R_{\max}$  - wartość maksymalna oporności potencjometru,

$U_{CE}(\text{nas})$  - napięcie kolektora na granicy nasycenia.

Otrzymujemy stąd warunek

$$R_{\max} \leq \frac{E_1 - U_{CE}(\text{nas})}{\alpha_1 I_0} \quad /44/$$

Warunkiem nienasycania się tranzystora  $T_2$  jest

$$-E_2 + \alpha_2 I_0 R_0 + E_1 - (1 - \alpha_2) I_0 R \leq -U_{CE}(\text{nas}) \quad /45/$$

skąd w przybliżeniu otrzymujemy

$$E_1 \leq E_2 - \alpha_2 I_0 R_0. \quad /46/$$

Wartość maksymalna okresu T, którą uzyskujemy przy  $R_{\max}$  - jak wynika z /44/ - jest proporcjonalna w przybliżeniu do  $E_1$ . Natomiast wielkość  $E_1$  ograniczona jest warunkiem /46/ i jak widać zależy od napięcia  $E_2$  oraz żądanego napięcia wyjściowego. Z kolei napięcie  $E_2$  ograniczone jest przez wielkość dopuszczalnego napięcia kolektor-emiter tranzystora  $T_2$ .



Wartość oporności  $R_{\min}$ , przy której otrzymujemy minimalny okres drgań związana jest /patrz p. 1.3./ ze stabilnością temperaturową okresu drgań i musi być tym większa im żądamy większej niezależności okresu od temperatury.

Jeżeli projektowany układ ma odznaczać się dużym zakresem ciągłej regulacji okresu  $T$  można obrać następujący tok postępowania:

1. ustalamy napięcie  $E_1$  i przy danym napięciu wyjściowym

$$U_o = I_o R_o \quad \text{z /46/ otrzymujemy } E_2,$$

2. obliczamy  $R_o$  z warunku na otrzymanie najmniejszych czasów przełączania układu, co jest związane, dla tranzystorów stopowych, z zależnością /[3], [5]/

$$R_o \approx \frac{0,5}{2\pi f_c C_{Tc}}, \quad /47/$$

gdzie  $f_c$  - częstotliwość graniczna tranzystora

$C_{Tc}$  - pojemność bariery kolektora

3. obliczamy  $I_o = \frac{U_o}{R_o}$ ,

4. z warunku /44/ obliczamy  $R_{\max}$ ,

5. z warunku /42/ obliczamy  $R_{\min}$ ,

6. przy danym okresie maksymalnym drgań  $T_{\max}$  ze wzoru /14/ obliczamy  $C$  /można w tym wypadku zwykle pominąć człon  $\frac{2 \Delta U_{EB}}{I_o R}$ /,

7. obliczamy  $\Delta U_{EB}$  dla  $R = R_{\min}$  w sposób podany w punkcie 1.2. i ze wzoru /14/ obliczamy  $T_{\min}$ . /Jeżeli dany jest  $T_{\min}$ ,  $C$  obliczamy ze wzoru /14/ dla  $R = R_{\min}$ /.

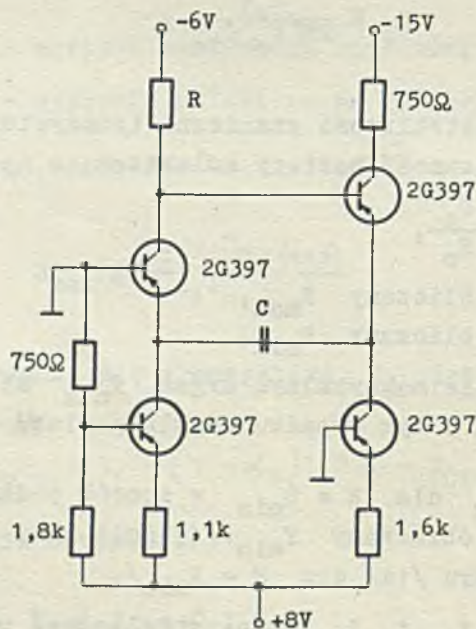
Źródła prądowe  $I_1$  i  $I_2$  można zrealizować przy pomocy tranzystorów /np. jak na rys. 6/ lub włączonych zamiast nich dużych oporności.

Napięcie  $E_1$  można uzyskać z dzielnika oporowego zasilanego napięciem  $E_2$ .

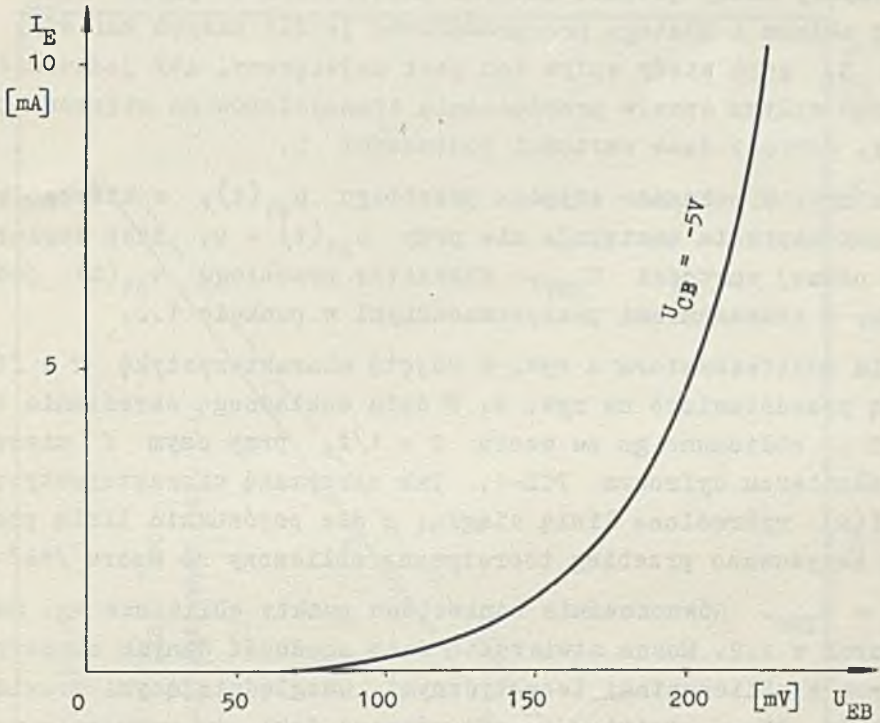


## 2. WYNIKI BADAŃ EKSPERYMENTALNYCH

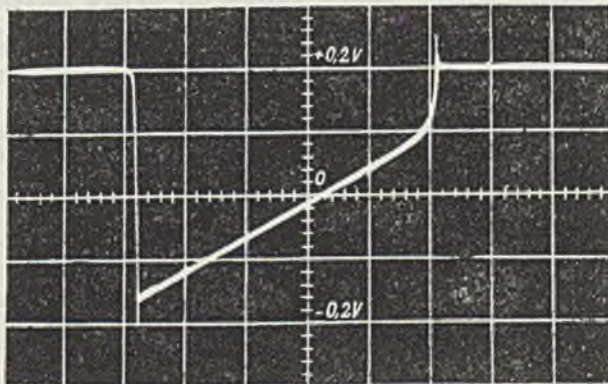
W celu doświadczalnego sprawdzenia zależności przedstawionych w punkcie 1 zbudowano multiwibrator astabilny w układzie jak na rys. 6. Zastosowano tranzystory 2G397 o  $f_{\omega} = 12 \text{ MHz}$  i  $\beta = 40 \div 150$ . Charakterystyka  $I_E = f(U_{EB})$  dla tego tranzystora pokazana jest na rys. 7. Jako kondensator C zastosowano dekadę pojemności firmy Ulrich nastawianą z dokładnością  $\pm 0,1\%$ . Oporność R była mierzona na mostku z dokładnością  $\pm 0,2\%$ .



Rys. 6. Schemat ideowy badanego generatora.



Rys. 7. Charakterystyka  $I_E = f(U_{EB})$  dla tranzystora 2G397.



Rys. 8.  $u_{e1} = f(t)$  dla  $R=50\Omega$ ,  $C=200nF$ , (1 dz.= $2\mu s$ ).



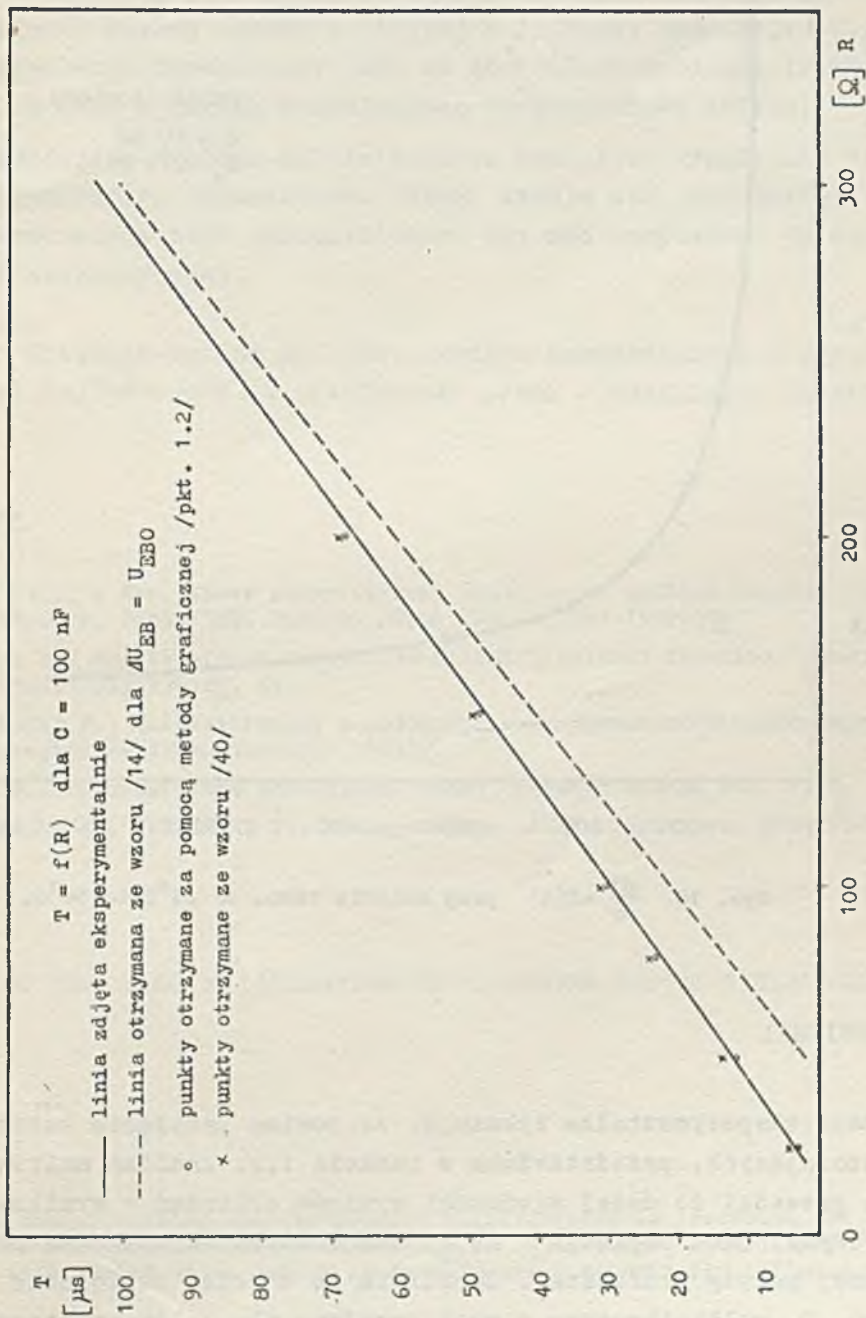
Pomiary miały głównie na celu uwidocznienie wpływu  $\Delta U_{EB}$  na pracę układu i dlatego przeprowadzono je dla małych wartości opornika  $R$ , gdyż wtedy wpływ ten jest największy. Aby jednocześnie uniknąć wpływu czasów przełączania tranzystorów na mierzone parametry, dobrano duże wartości pojemności  $C$ .

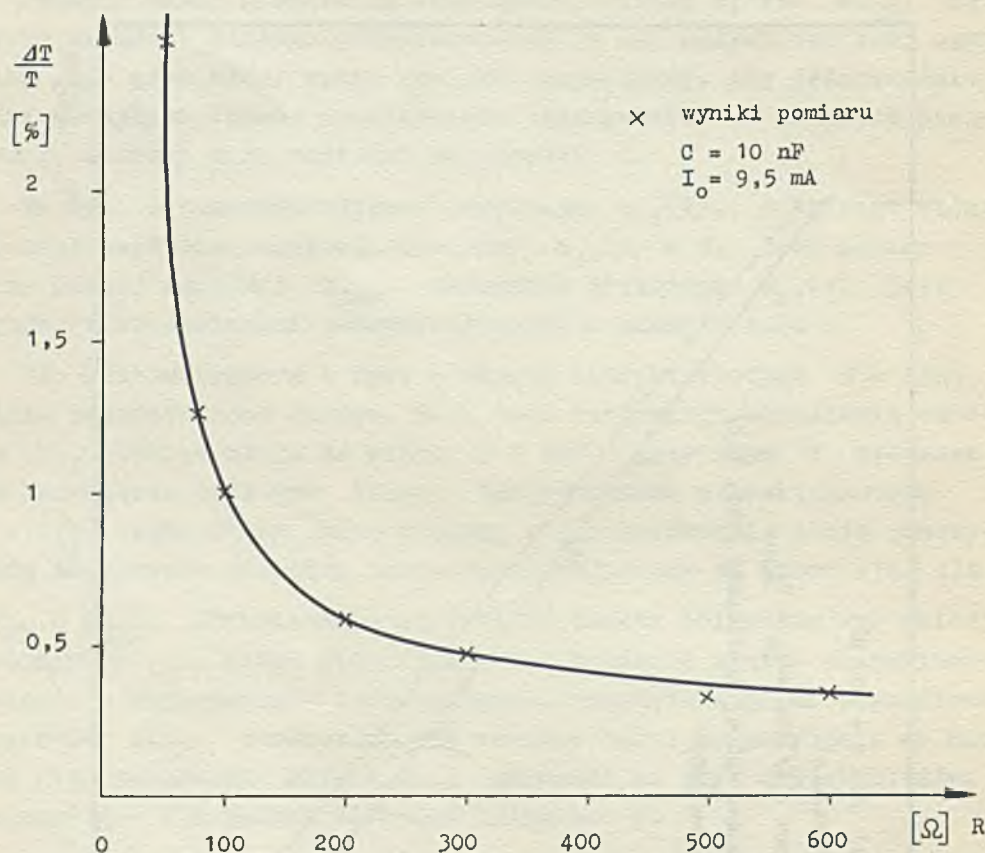
Na rys. 8 pokazano zdjęcie przebiegu  $u_{e1}(t)$ , z którego widać, że skok napięcia następuje nie przy  $u_{e1}(t) = 0$ , lecz dopiero przy pewnej wartości  $U_{EBP}$ . Charakter przebiegu  $u_{e1}(t)$  jest zgodny z rozważaniami przeprowadzonymi w punkcie 1.2.

Dla multiwibratora z rys. 6 zdjęto charakterystykę  $T = f(R)$ , którą przedstawiono na rys. 9. W celu dokładnego określenia okresu  $T$ , obliczono go ze wzoru  $T = 1/f$ , przy czym  $f$  mierzono na falomierzu cyfrowym PCL-1. Tak otrzymaną charakterystykę  $T = f(R)$  wykreślono linią ciągłą, a dla porównania linią przerywaną narysowano przebieg teoretyczny obliczony ze wzoru /14/ dla  $\Delta U_{EB} = U_{EB0}$ . Równocześnie naniesiono punkty obliczone wg. metod podanych w 1.2. Można stwierdzić dużą zgodność danych eksperymentalnych z obliczeniami teoretycznymi, uwzględniającymi prawidłową wielkość  $\Delta U_{EB}$ . Potwierdza się również fakt, że przyjęcie we wzorze /14/ założenia  $\Delta U_{EB} = U_{EB0}$  prowadzi do zbyt dużych błędów, szczególnie dla małych wartości opornika  $R$ .

Zmierzono także wpływ temperatury na pracę układu. Celem pomiaru było uwidocznienie głównie wpływu temperaturowej zmiany  $\Delta U_{EB}$  na okres  $T$  i dlatego elementy  $C$  i  $R$  utrzymywano w stałej temperaturze. Zmierzono  $\frac{\Delta T}{T}$  dla różnych wartości opornika  $R$  przy zmianie temperatury od  $25^{\circ}$  do  $50^{\circ}\text{C}$ . Wyniki przedstawiono na rys. 10. Jak widać zwiększony wpływ temperatury na okres drgań występuje dla oporności mniejszych niż  $100 \div 200\Omega$ , co ze względu na to, że w badanym układzie  $I_0 = 9,5 \text{ mA}$  potwierdza słusność przyjęcia /42/ jako warunku koniecznego do uzyskania dużej stałości temperaturowej okresu drgań.



Rys. 9.  $T = f(R)$ .



Rys. 10.  $\frac{\Delta T}{T} = f(R)$  przy zmianie temp. od  $25^\circ\text{C}$  do  $50^\circ\text{C}$ .

### 3. WNIOSKI

Dane eksperymentalne wykazują, że pomimo przyjęcia założeń upraszczających, przedstawiona w punkcie 1.2. analiza multiwibratora prowadzi do dużej zgodności wyników obliczeń z wynikami pomiarowymi. Skok napięcia  $\Delta U_{EB}$  można łatwo określić za pomocą podanej metody graficznej. Umożliwia to z kolei obliczenie okresu drgań  $T$  multiwibratora z wystarczającą dla celów praktycznych dokładnością.

Charakterystyka  $T = f(R)$  jest liniowa w szerokich granicach, co pozwala na budowę układu o ciągłej i liniowej regulacji  $T$ . Zakres regulacji ograniczony jest od góry właściwościami tranzystora, a od dołu wymaganą stabilnością temperaturową układu.

Dokładniejsza analiza multiwiatora musiałaby uwzględnić dynamiczne właściwości tranzystora. Jednak wydaje się, że uzyskane wyniki byłyby wtedy zbyt skomplikowane, aby móc zastosować je do obliczeń konstrukcyjnych.

Autor dziękuje bardzo mgr inż. Jerzemu Baranowskiemu i mgr inż. Bohdanowi Wojtowiczowi za przejrzenie pracy i udzielenie cennych uwag.

#### Literatura

1. BOWES R.C.: A New Linear Delay Circuit Based on an Emitter Coupled Multivibrator, Proc. IEE, Part B. Suppl. No. 1, May 1959:106.
2. GILBERT B.: Emitter-Timed Monostable Circuit, Mullard Technical Communications, July 1961:5, 49.
3. BARANOWSKI J.: Multiwiatory z pojemnościowym sprzężeniem emiterowym, Przegląd Telekomunikacyjny 1963:7.
4. GOLDE W.: Tranzystorowe wzmacniacze małej częstotliwości, PWT, 1961.
5. BARANOWSKI J., JANKOWSKI T.: Tranzystorowe układy impulsowe, WNT, 1961.

ANALYSIS OF THE PERIOD OF OSCILLATIONS OF AN ASTABLE EMITTER-COUPLED MULTIVIBRATOR

#### Summary

The action of astable emitter-coupled multivibrator is described and a formula for the period of its oscillations is being built. According to the formula, this period value may be in certain cases essentially influenced



by the voltage step  $\Delta U_{EB}$  occurring on the emitter-base junction during the change of the transistor state from cut-off to conducting, and therefore it has been endeavoured to compute this parameter. The way of computing  $\Delta U_{EB}$  is presented with the assumption that the influence of the transistor transient states on the period of oscillations is being omitted. Measurements were executed, and the conformity of computation results with experimental data ascertained.

The analysis performed may be useful especially while designing a multi-vibrator with large range continuous regulation of the period of oscillations. The way of designing such a circuit is given in the paper.



BIBLIOTEKA GŁÓWNA  
Politechniki Śląskiej

P

2225/64/65

B11(24)