

Jerzy Mazur

PRZEKAŹNIKOWY UKŁAD CZASOWO-OPÓŹNIAJĄCY
NA TRANZYSTORZE POLOWYM I LINIOWYCH ELEMENTACH SCALONYCH
NA BARDZO DŁUGIE CZASY OPÓŹNIENIA

Streszczenie. W artykule omówiono strukturę, analizę i wskazówki dotyczące projektowania przekaźnika czasowego na długie czasy opóźnienia zbudowanego na tranzystorze polowym i scalonych wzmacniaczach operacyjnych.

1. Wstęp

Stosowane dotychczas tranzystorowe układy przekaźników czasowych z obwodami RC nie pozwalają uzyskać zbyt długich czasów zadziałania przekaźnika, nawet przy stosowaniu impulsowego ładowania kondensatora. W przypadku konieczności uzyskania długich czasów opóźnienia układ takiego przekaźnika ulega rozbudowaniu, co pociąga za sobą pogorszenie niezawodności urządzenia.

Jednym z parametrów ułatwiających porównanie przekaźników czasowych należących do tej samej klasy (pod względem uchybu podziałki służącej do nastawiania czasu oraz rozrzutu czasu opóźnienia) jest stosunek wartości pojemności kondensatora ładowanego w przekaźniku do uzyskanego maksymalnego czasu opóźnienia

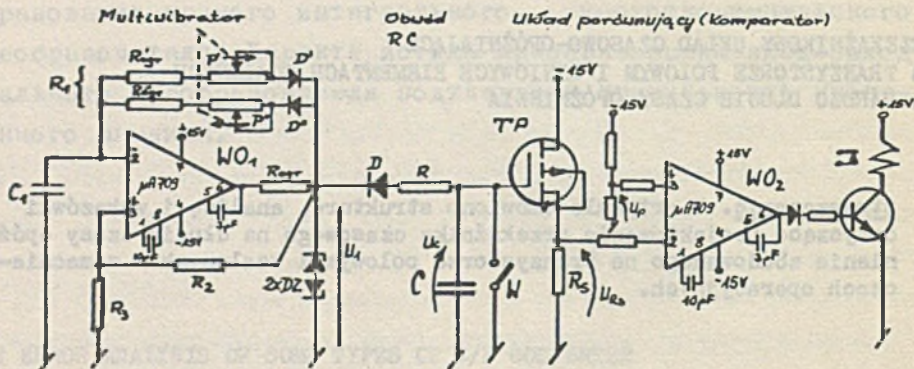
$$A = \frac{C}{t_0} \text{ [}\mu\text{F/sek]}.$$

Dla większości przemysłowych przekaźników czasowych parametr ten ma wartość od kilku dziesiątych do kilku $\mu\text{F/sek}$.

Omówiony w pracy układ przekaźnika charakteryzuje się znacznie mniejszą wartością tego parametru (rzędu $0,005 \mu\text{F/sek}$) przy bardzo dobrej powtarzalności i stabilności pracy.

2. Opis struktury i podstawowa analiza

Schemat proponowanego przekaźnika czasowego przedstawiono na rys.1.



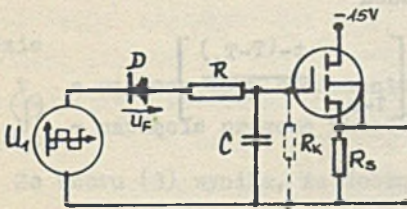
Rys. 1. Schemat ideowy układu czasowo-opóźniającego

Na rysunku tym poszczególne symbole oznaczają:

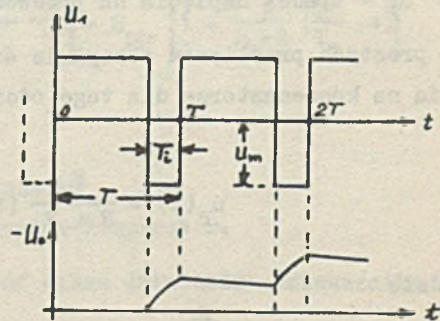
- WO₁ - Wzmacniacz operacyjny pracujący w układzie multiwibratora astabilnego. Po załączeniu zasilania układ generuje falę prostokątną, której dodatnia amplituda jest równa w przybliżeniu dodatniemu, a ujemna amplituda - ujemnemu napięciu zasilającemu.
- D - Krzemową diodę impulsową, której zadaniem jest przepuszczanie do ładowanego kondensatora C impulsów prostokątnych określonego znaku i niedopuszczanie do rozładowania pojemności.
- R - rezystor, przez który jest ładowany kondensator C.
- TP - tranzystor polowy z izolowaną bramką, z kanałem indukowanym. Tranzystory tego typu posiadają napięcie progowe rzędu kilku do kilkunastu V, co pozwala znacznie wydłużyć czas opóźnienia (zadziałania) przekaźnika.
- WO₂ - Komparator lub wzmacniacz operacyjny pracujący jako komparator.

W układzie tym za czas zadziałania przyjęto czas upływający od chwili otwarcia klucza W do chwili zmiany stanu na wyjściu komparatora WO_2 . Układ może być łatwo wyposażony w element wykonawczy (klucz tranzystorowy lub tranzystor z przełącznikiem elektromagnetycznym w obwodzie kolektora) - patrz rys. 1.

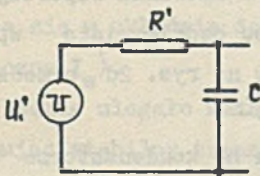
Omawiany układ przełącznika czasowego jest więc układem z impulsowym ładowaniem kondensatora, w którym rolę układu porównującego napięcie na kondensatorze z napięciem odniesienia spełnia tranzystor polowy wraz z komparatorem.



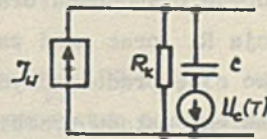
Rys. 2a



Rys. 2b



Rys. 2c



Rys. 2d

Uproszczony schemat układu przedstawiono na rys. 2a, przy czym rezystor R_k obrazuje upływność kondensatora. Kondensator C jest ładowany ujemnymi impulsami wyjściowego napięcia multiwibratora ze względu na zastosowanie tranzystora polowego z kanałem typu p .

Dla czasu $T - T_1 < t < T$ i przy założeniu, że bramka tranzystora polowego nie pobiera prądu, obowiązuje schemat przedstawiony na rys. 2c, na którym przyjęto oznaczenia:

$$U_1' = \frac{R_k}{R + R_k} U_m = \frac{R_k}{R + R_k} (U_m - U_F)$$

$$R' = \frac{R R_k}{R + R_k},$$

gdzie

U_m - amplituda napięcia wyjściowego multiwibratora

U_F - spadek napięcia na przewodzącej diodzie krzemowej.

Z prostych przeliczeń otrzymuje się wzór na przebieg czasowy napięcia na kondensatorze dla tego odcinka czasu

$$u_c(t) = \frac{R_k}{R + R_k} (U_m - U_F) \left[1 - e^{-\frac{t - (T - T_1)}{\tau'}} \right], \quad (1)$$

gdzie

$$\tau' = CR' = CR \frac{R_k}{R + R_k}, \quad T \text{ i } T_1 - \text{ patrz rys. 2b.}$$

Dla okresu czasu $T < t < 2T - T_1$ na wyjściu multiwibratora panuje dodatnie napięcie i dioda D jest spolaryzowana w kierunku zaporowym. Na rozładowanie kondensatora w tym okresie czasu będzie miała wpływ rezystancja R_k oraz prąd wsteczny diody, który na rys. 2d przedstawiono jako siłę prądomotoryczną o wartości I_w .

Dla takiego układu przebieg czasowy napięcia na kondensatorze ma postać

$$u_c(t) = U_c(T) e^{-\frac{t-T}{\tau_k}} - I_w R_k (1 - e^{-\frac{t-T}{\tau_k}}), \quad (2)$$

gdzie

$$\tau_k = R_k C - \text{ jest stałą czasową kondensatora.}$$

Korzystając ze wzorów (1) i (2) można obliczyć napięcie na kondensatorze po dowolnej liczbie impulsów.

Czas działania (opóźnienia) przełącznika obliczono przy założeniu, że po k-tym impulsie ujemnym kondensator został naładowany do napięcia progowego układu tranzystor polowy-komparator. Czas ten wyraża się wzorem następującym[5]

$$t_o = \frac{T}{T_i} \frac{RC}{1 + \frac{R}{R_k} \frac{T}{T_i}} \cdot \frac{R_k}{R + R_k} (U_m - U_F) \quad (3)$$

$$\ln \frac{\frac{R_k}{R+R_k} (U_m - U_F) - J_w \frac{2(T-T_i)}{C} \left[1 + \frac{R}{R_k+R} \left(\frac{T}{T_i} - 1 \right) \right] - U_{pp} \left[1 + \frac{R}{R_k+R} \left(\frac{T}{T_i} - 1 \right) \right]}{\frac{R_k}{R+R_k} (U_m - U_F) - J_w \frac{2(T-T_i)}{C} \left[1 + \frac{R}{R_k+R} \left(\frac{T}{T_i} - 1 \right) \right] - U_{pp} \left[1 + \frac{R}{R_k+R} \left(\frac{T}{T_i} - 1 \right) \right]},$$

gdzie

t_o - oznacza czas opóźnienia przełącznika

U_{pp} - napięcie progowe układu tranzystor-komparator.

Ze wzoru (3) wynika, że dobrą stałość czasu działania przełącznika można otrzymać wówczas, gdy:

- zastosowane zostaną dobrej jakości elementy RC,
- amplituda impulsów ładujących kondensator będzie stała (tzn. stosuje się stabilizację amplitudy multiwibratora),
- użyje się w układzie dobrej diody krzemowej (możliwie mały prąd wsteczny I_w),
- nie będzie ulegało zmianie napięcie progowe U_{pp} (co można uzyskać stosując stabilny tranzystor polowy oraz komparator z możliwie stałym prądem działania).

3. Uwagi dotyczące projektowania układu

Multiwibrator

Ze wzoru (3) wynika, że częstotliwość multiwibratora nie ma wpływu na czas działania przełącznika. Zatem częstotliwość tą można przyjąć

wać w zasadzie dowolnie, z tym, że korzystniej jest pracować przy niskich częstotliwościach. Podstawowe elementy multiwibratora można określić z następujących warunków:

- a) z warunku na częstotliwość drgań (przy założeniu, że amplituda ujemnego i dodatniego impulsu jest jednakowa i że współczynnik wypełnienia $T/T_1=2$)

$$f = \frac{1}{2R_1 \text{ wyp. } C_1 \ln \left(1 + 2 \frac{R_3}{R_2}\right)},$$

gdzie $R_{1\text{wyp}}$ oznacza wypadkową oporność w obwodzie ładowania kondensatora C_1 (w środkowym położeniu potencjometrów P' i P''). Należy zaznaczyć, że zastosowanie jednego potencjometru w tym obwodzie pozwalałoby wyłącznie na zmianę częstotliwości multiwibratora (podobnie wpływałaby zmiana dzielnika napięcia R_2R_3). Zmianę współczynnika wypełnienia impulsów można uzyskać zapewniając różne stałe czasowe dla przełączania kondensatora C_1 dodatnim i ujemnym napięciem wyjściowym multiwibratora. Wykorzystanie w układzie z rys. 1 diod D' i D'' oraz sprzężonych potencjometrów P' i P'' zapewnia zmianę w szerokich granicach współczynnika wypełnienia impulsów przy stosunkowo niezmiennych częstotliwościach multiwibratora.

- b) z warunku na maksymalne niesymetryczne dopuszczalne napięcie na wejściach wzmacniacza

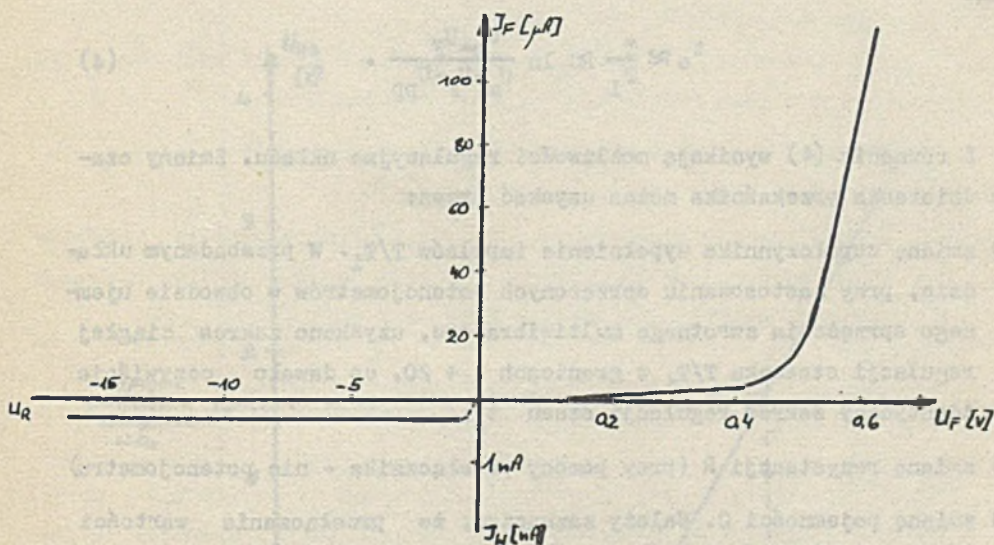
$$U_m \frac{R_3}{R_3 + R_2} < U_{\text{wemax}}$$

- c) sumaryczny prąd obciążenia i maksymalny prąd ładowania kondensatora C_1 nie powinien przewyższać wartości dopuszczalnej prądu wyjściowego wzmacniacza WO_1 . Należy więc na wyjściu multiwibratora włączyć rezystor ograniczający prąd obciążenia (zwłaszcza przy stosowaniu diod Zenera do stabilizacji napięć wyjściowych) i ewentualnie rezystory ograniczające prąd ładowania kondensatora multiwibratora C_1 .

Dioda D i obwód RC przełącznika

Chcąc uzyskać dobrą stałość czasu działania przełącznika należy stosować impulsowe diody krzemowe (np. BAY 55), dla których prąd wsteczny jest rzędu kilku nA. W wielu przypadkach jednak lepsze efekty daje zastosowanie złącza kolektor-baza tranzystora np. BC 527, którego charakterystykę przedstawiono na rys. 3. Prąd wsteczny tego złącza jest rzędu ułamków nA. Z rysunku tego wynika także to, że przy amplitudach impulsów ładujących kondensator C rzędu 15V i rezystancji R mniejszej od 1 MΩ (kilkadziesiąt - kilkaset kΩ) można podstawiać we wzorze (3)

$$U_F = 0,5 \div 0,6 \text{ V.}$$



Rys. 3. Charakterystyka złącza kolektor-baza tranzystora BC 527 użytego jako dioda w obwodzie RC przełącznika

Do obwodu RC przełącznika należy stosować metalizowane rezystory stabilne i starzone oraz dobrej klasy kondensatory (np. poliestrowe lub poliwęglanowe). W przebadanym modelu stosowano kondensatory poliestrowe metalizowane typu MKSE-011, których stała czasowa $R_k C \geq 10'000$ sek (co odpowiada rezystancji upływu rzędu kilku tysięcy MΩ).

Maksymalna graniczna wartość rezystancji R wynikałaby z założenia, że kondensator naładowany w czasie $T-T_1$ rozładowuje się całkowicie w czasie $T < t < 2T-T_1$. Dla użytych w układzie elementów R graniczne byłoby rzędu tysiąca $M\Omega$, jednak w rzeczywistych układach nie przewiduje się stosowania rezystancji większych ok. kilkudziesięciu $M\Omega$.

Zastosowanie omówionych wyżej elementów pozwala uprościć wyrażenie (3) przy założeniu, że

$$I_w \approx 0 \quad \frac{R_k}{R_k + R} \approx 1$$

$$\frac{R}{R_k} \approx 0 \quad \frac{R}{R_k + R} \approx 0,$$

Stąd

$$t_0 \approx \frac{T}{T_1} RC \ln \frac{U_m - U_F}{U_m - U_F - U_{pp}}. \quad (4)$$

Z równania (4) wynikają możliwości regulacyjne układu. Zmiany czasu działania przekaźnika można uzyskać przez:

- zmianę współczynnika wypełnienia impulsów T/T_1 . W przebadanym układzie, przy zastosowaniu sprzężonych potencjometrów w obwodzie ujemnego sprzężenia zwrotnego multiwibratora, uzyskano zakres ciągłej regulacji stosunku T/T_1 w granicach $1 \div 20$, co dawało oczywiście identyczny zakres regulacji czasu t_0 ;
- zmianę rezystancji R (przy pomocy przełącznika - nie potencjometru)
- zmianę pojemności C . Należy zaznaczyć, że przełączanie wartości kondensatora powinno się odbywać przy zamkniętym kluczu W , gdyż w przeciwnym przypadku może wystąpić uszkodzenie warstwy izolacyjnej bramki tranzystora polowego, a tym samym jego zniszczenie. Układ pozwala więc na nastawianie w bardzo szerokich granicach czasu opóźnienia przekaźnika przy bardzo dobrej stabilności i powtarzalności wyników w całym zakresie.

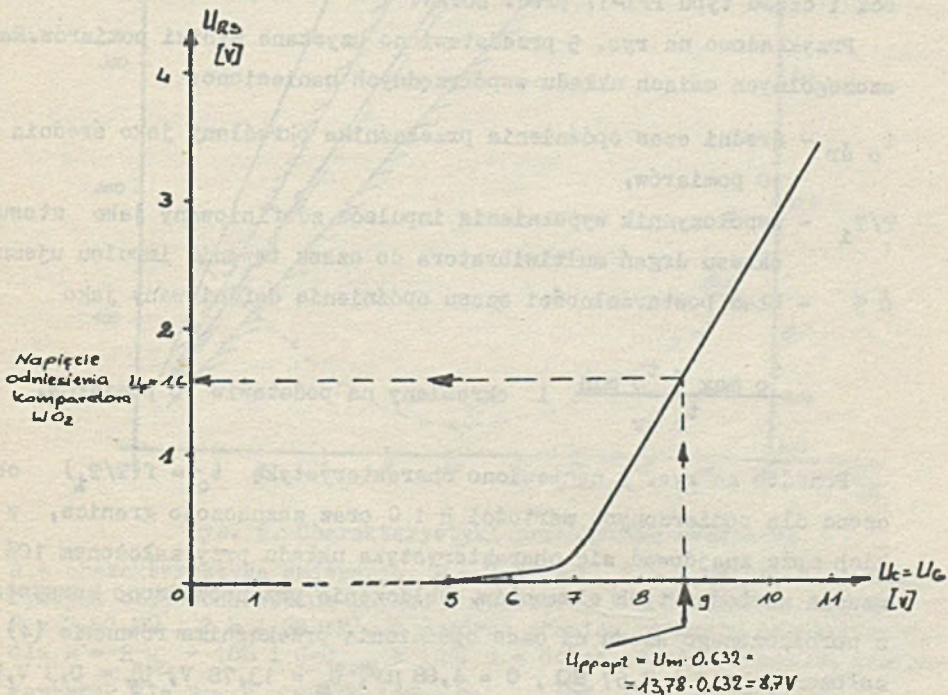
Układ progowy i komparator

Istnieje również możliwość regulacji czasu zadziałania przez zmianę napięcia progowego (patrz równanie (4)). Jednakże zmiana w szerszych granicach tego napięcia nie jest wskazana. Wynika to stąd, że analiza krzywej ładowania kondensatora ([2],[3]) prowadzi do wniosku, że optymalna wartość napięcia progowego (przy którym względne zmiany czasu opóźnienia przełącznika są minimalne) wynosi

$$U_{pp \text{ opt}} = 0,632 U_m,$$

gdzie

U_m - oznacza amplitudę impulsów ładujących kondensator C.



Rys. 4. Charakterystyka wtórnika źródłowego - napięcie źródła jako funkcja napięcia bramki tranzystora polowego. Na rysunku zaznaczono sposób dobierania napięcia progowego układu oraz napięcia odniesienia komparatora

Z tego względu należy tak dobierać tranzystor polowy oraz komparator i jego napięcie odniesienia, ażeby wypadkowe napięcie progowe tych dwóch układów spełniało powyższy warunek (patrz rys. 4) oraz by napięcie to było stałe w czasie i nie zmieniało się w funkcji temperatury.

4. Wyniki pomiarów

Model przekaźnika czasowego wg rys. 1 wykonano, wykorzystując wyselekcjonowany tranzystor polowy z izolowaną bramką typu BWP-30 oraz dwa scalone wzmacniacze operacyjne z wejściem różnicowym typu μA 709. Układ został przebadany przy różnych wartościach elementów R i C oraz różnych współczynnikach wypełnienia impulsów. Pomiaru czasu opóźnienia przekaźnika dokonano przy pomocy cyfrowego miernika częstotliwości i czasu typu PFL-17 prod. ZOPAN.

Przykładowo na rys. 5 przedstawiono uzyskane wyniki pomiarów. Na poszczególnych osiach układu współrzędnych naniesiono:

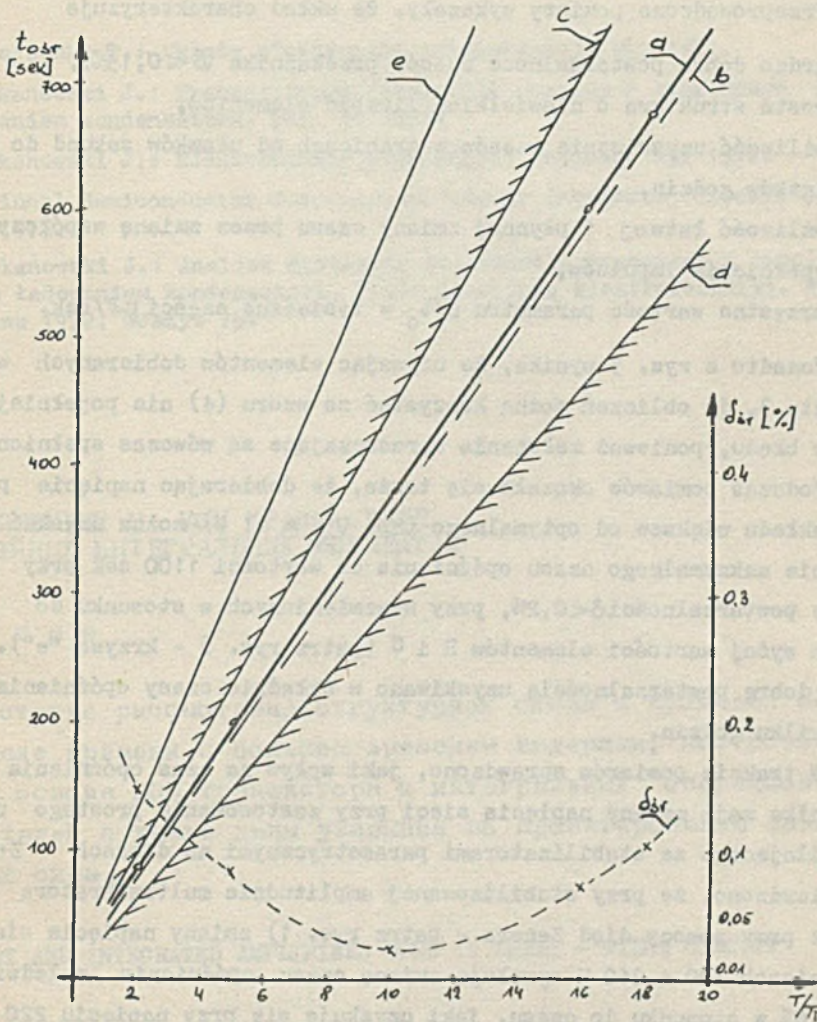
$t_{o \text{ } \acute{s}r}$ - średni czas opóźnienia przekaźnika określany jako średnia z 10 pomiarów,

T/T_1 - współczynnik wypełnienia impulsów zdefiniowany jako stosunek okresu drgań multiwibratora do czasu trwania impulsu ujemnego

$\delta \%$ - błąd powtarzalności czasu opóźnienia definiowany jako

$$\frac{t_{o \text{ } \max} - t_{o \text{ } \min}}{t_{o \text{ } \acute{s}r}} \quad \text{i} \quad \text{określany na podstawie 10 pomiarów.}$$

Ponadto na rys. 5 naniesiono charakterystykę $t_o = f(T/T_1)$ obliczoną dla pomierzonych wartości R i C oraz zaznaczono granice, w jakich może znajdować się charakterystyka układu przy założonym 10% rozrzucie wartości tych elementów. Obliczenia przeprowadzono korzystając z uproszczonego wzoru na czas opóźnienia przekaźnika równanie (4) przy założeniach: $R = 7,57 \text{ M}\Omega$, $C = 4,68 \text{ }\mu\text{F}$, $U_m = 13,78 \text{ V}$, $U_F = 0,3 \text{ V}$, $U_{pp} = 8,7 \text{ V}$, $T/T_1 = 1 \pm 20$.



Rys. 5. Charakterystyki przełącznika czasowego

a - charakterystyka zmierzona, $R = 7,57 \text{ M}\Omega$, $C = 4,68 \text{ }\mu\text{F}$, b - charakterystyka obliczona według punktu 4 (wartości R i C bliskie nominalnych: $R = 7,57 \text{ M}\Omega$, $C = 4,68 \text{ }\mu\text{F}$), c - górna granica rozrzutu charakterystyk dla $R = R_{\text{nom}} + 10\%$ i $C = C_{\text{nom}} + 10\%$, d - dolna granica rozrzutu charakterystyk dla $R = R_{\text{nom}} - 10\%$ i $C = C_{\text{nom}} - 10\%$, e) charakterystyka jak w punkcie "a" lecz dla zwiększonego napięcia progowego ($U_{pp} = 11 \text{ V}$)

Przeprowadzone pomiary wykazały, że układ charakteryzuje

- bardzo dobra powtarzalność czasów przekaźnika ($\delta < 0,15\%$),
- prosta struktura o niewielkiej liczbie elementów,
- możliwość uzyskiwania czasów w granicach od ułamków sekund do dziesiątków godzin,
- możliwość łatwej i płynnej zmiany czasu przez zmianę współczynnika wypełnienia impulsów,
- korzystna wartość parametru $C/t_0 =$ tysięczne części $\mu F/sek.$

Ponadto z rys. 5 wynika, że używając elementów dobieranych według punktu 3, do obliczeń można korzystać ze wzoru (4) nie popełniając dużego błędu, ponieważ założenia upraszczające są wówczas spełnione.

Podczas pomiarów okazało się także, że dobierając napięcie progowe układu większe od optymalnego (np. $U_{pp} = 11 V$) można uzyskać zwiększenie maksymalnego czasu opóźnienia do wartości 1100 sek przy błędzie powtarzalności $\delta < 0,2\%$, przy niezmiennych w stosunku do podanych wyżej wartości elementów R i C (patrz rys. 5 - krzywa "e"). Z równie dobrą powtarzalnością uzyskiwano w układzie czasy opóźnienia rzędu kilku godzin.

W trakcie pomiarów sprawdzono, jaki wpływ na czas opóźnienia przekaźnika mają zmiany napięcia sieci przy zastosowaniu prostego układu zasilającego ze stabilizatorami parametrycznymi na diodach Zenera. Stwierdzono, że przy stabilizowanej amplitudzie multiwibratora (również przy pomocy diod Zenera - patrz rys. 1) zmiany napięcia sieci w granicach $200 \pm 240 V$ wywołują zmianę czasu opóźnienia zaledwie o $\pm 0,6\%$ w stosunku do czasu, jaki uzyskuje się przy napięciu 220 V.

Badania temperaturowe wykazały, że zmiana temperatury otoczenia o $20^{\circ}C$ wywołuje prawie 10% zmianę czasu opóźnienia przekaźnika, spowodowaną głównie przez zmianę parametrów tranzystora polowego BWP-30. Aby zapewnić wysoką jakość przekaźnika przy zmianach temperatury, należałoby zastosować odpowiedni termistor w obwodzie ustalającym poziom odniesienia komparatora lub stosować bardziej stabilne tranzystory polowe.

LITERATURA

1. Zagajewski T.: Układy elektroniki przemysłowej, WNT 1971.
2. Łyskanowski J.: Tranzystorowy przełącznik czasowy z impulsowym ładowaniem kondensatora. PAK 11/1971.
3. Łyskanowski J.: Elektroniczne przełączniki czasowe. WNT 1972.
4. National Semiconductor Corporation "Linear Integrated Circuit", June 1972.
5. Łyskanowski J.: Analiza działania przełącznika czasowego z impulsowym ładowaniem kondensatora. Prace Instytutu Elektrotechniki. Warszawa 1972, zeszyt 75.

РЕЛЕ ВРЕМЕНИ НА МОП ТРАНЗИСТОРЕ
И ЛИНЕЙНЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТАХ

Р е з ю м е

В статье рассмотрена структурная схема и проведен анализ реле времени с большим временем выдержки, построенного на основе МОП транзистора и интегральных операционных усилителей а также даны указания по проектированию аналогичных схем.

MOS FET AND INTEGRATED AMPLIFIERS USED IN RELAY - TIMER CIRCUIT

S u m m a r y

In this paper the analysis and detailed structure of MOS FET - IC amplifier - relay timer for long delay times have been given. Some design notes were also presented.