

Maciej Nowiński

Instytut Konstrukcji i Technologii
Urządzeń Automatyki i Elektroniki
Zakład Układów Elektronicznych i Matematycznych
Maszyn Sterujących

WOLTOMIERZE ELEKTRONICZNE WARTOŚCI SZCZYTOWEJ POJEDYNCZYCH IMPULSÓW

Streszczenie. W pracy dokonano przeglądu najpopularniejszych układów woltomierzy impulsowych oraz przedstawiono analizę ich uchybów. Rozpatrzono możliwości zastosowania w konstrukcji woltomierzy impulsowych elementów półprzewodnikowych, a w szczególności wzmacniaczy scalonych. Przedstawiono przykład woltomierza wartości szczytowej pojedynczych impulsów, zbudowanego w oparciu o wzmacniacz scalony $\mu A702A$ oraz krajowe tranzystory unipolarne.

1. Wymagania stawiane woltomierzom impulsowym

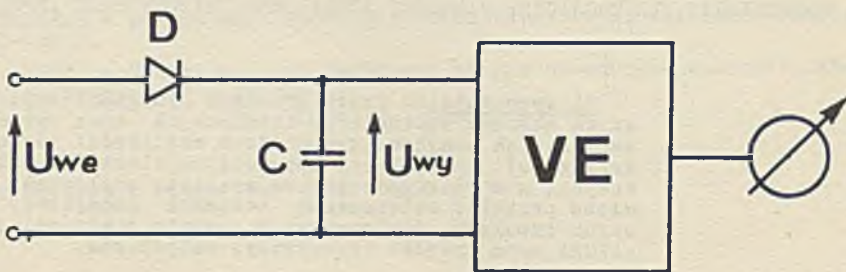
Woltomierz impulsowy jest urządzeniem pomiarowym, które powinno umożliwić dokładny pomiar szczytowej wartości pojedynczych impulsów, serii impulsów lub innych przebiegów elektrycznych o dowolnym kształcie. Wskazanie nie powinno zależeć od kształtu mierzonych impulsów, czasu ich trwania, wypełnienia lub częstotliwości powtarzania. Konieczne jest również zastosowanie urządzenia pamiętającego, umożliwiającego po dowolnym czasie wygodny odczyt bez dodatkowych uchybów. Zakres mierzonych wartości powinien się mieścić w granicach od miliwoltów aż do kilowoltów. Pożądana jest duża rezystancja i mała pojemność wejściowa przyrządu.

W praktyce powyższe wymagania nie mogą być całkowicie spełnione i są zwykle częściowo złagodzone. Najtrudniejsze jest zapewnienie poprawnego pomiaru bardzo krótkich impulsów, chociaż spotykane są rozwiązania umożliwiające pomiar w zakresie nanosekundowym. Ograniczony może być również maksymalny czas trwania impulsu, podobnie jak częstotliwość powtarzania lub wypełnienie. Dowolnie długi czas pamiętania zmierzonej wartości używać można jedynie przy jej cyfrowym wskazaniu, posiadającym wiele zalet, ale bardzo komplikującym układ. Wskazanie analogowe czas ten znacznie ogranicza, z tym, że dla dostatecznie dokładnego i wygodnego odczytu wystarsza zazwyczaj kilka sekund.

2. Przegląd niektórych rozwiązań układowych woltomierzy impulsowych

2.1. Układ typu dioda - kondensator pamiętający

Najprostszy woltomierz impulsowy składa się w zasadzie z dwóch podstawowych elementów: diody D i kondensatora C , połączonych szeregowo jak na rys. 1.



Rys. 1

Po pojawieniu się na wejściu impulsu dodatniego, kondensator ładuje się przez diodę do maksymalnej wartości tego impulsu. Gdy napięcie wejściowe zmniejszy się, dioda zostaje spolaryzowana zaporowo i napięcie wyjściowe pozostaje stałe, równe maksymalnemu. Napięcie to mierzone jest woltomierzem elektronicznym VE o bardzo dużej rezystancji wejściowej. W układzie można rozróżnić dwa rodzaje uchybów: uchyb ładowania i uchyb pamiętania.

Uchyb ładowania wynika z niedoskonałości znanych elementów prostowniczych oraz ze skończonej rezystancji wewnętrznej źródła napięcia mierzo-

nego. Poniżej przeprowadzona zostanie analiza tego uchybu, przy następujących założeniach upraszczających:

- elementem prostowniczym jest idealna dioda krzemowa, której charakterystykę można opisać równaniem $I = I_0(\exp AU - 1)$, gdzie

$A = q/nkT$, $n \approx 2$ dla diody krzemowej

q ładunek elementarny elektronu

k stała Boltzmannna

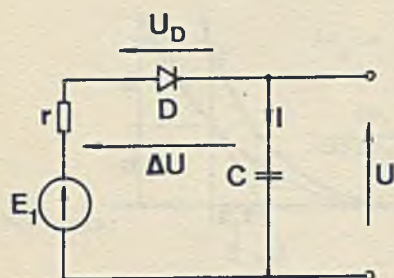
T temperatura w skali bezwzględnej;

- rezystancja obciążenia jest bardzo duża;

- kondensator nie ma upływności;

- kształt mierzonych impulsów jest prostokątny;

Schemat analizowanego obwodu przedstawiono na rys. 2.



Rys. 2

Podstawą analizy jest odpowiednia aproksymacja charakterystyki diody, przedstawiona na rys. 3.

Na rysunku tym charakterystyka typowej diody krzemowej małej mocy (0A 127) oznaczona jest cyfrą 1. Rezystancję wewnętrzną r źródła przedstawia prosta 2. Charakterystyka wypadkowa to krzywa 3. W zakresie dużych prądów ($10 + 100$ mA) można ją zastąpić prostą 4, reprezentującą zastępczą rezystancją R i opisaną - zgodnie z rys. 3 - równaniem:

$$\Delta U = U_D' + IR \quad \Delta U = E_1 - U$$

W zakresie małych prądów (< 10 mA) można natomiast uważać, że praktycznie pokrywa się ona z charakterystyką diody, gdyż spadek napięcia na rezystancji wewnętrznej źródła jest pomijalnie mały wobec napięcia na diodzie U_D . Dlatego też ładowanie kondensatora można traktować jako odbywające się w dwóch etapach: pierwszym - gdy obowiązuje charakterystyka 4; oraz drugim - gdy obowiązuje charakterystyka 1.

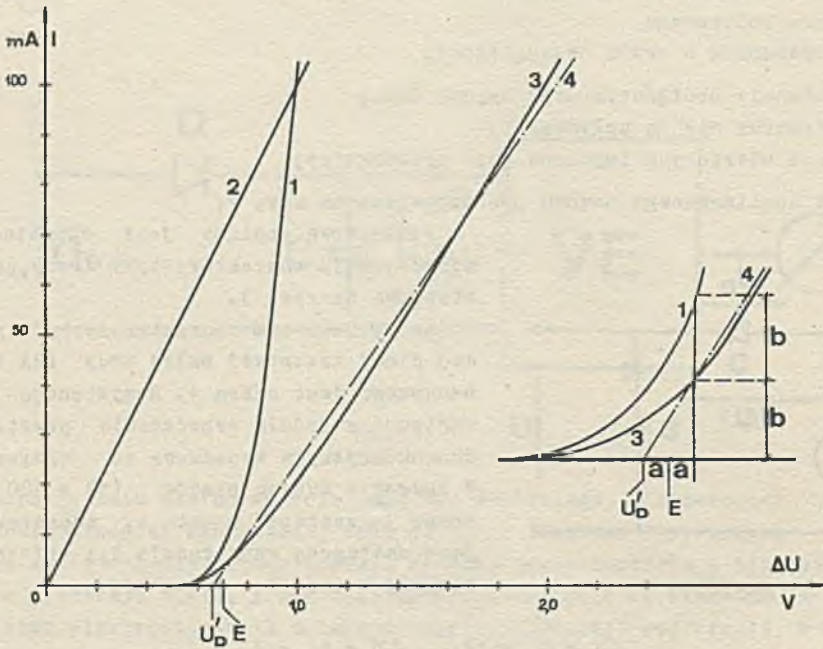
Etap pierwszy można opisać równaniami:

$$U = E_1 - U_D' - IR$$

$$I = \frac{E_1 - U - U_D'}{R}$$

$$dU = \frac{1}{C} Idt$$

$$U(t) = (E_1 - U_D') \cdot (1 - \exp \frac{-t}{RC})$$



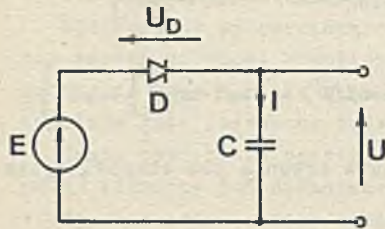
Rys. 3

Tak więc w początkowym okresie ładowanie kondensatora odbywa się wykładniczo, ze stałą czasową RC . Towarzyszy temu stopniowe zmniejszanie się prądu ładowania, co oczywiście pociąga za sobą zmniejszenie spadku napięcia na rezystancji wewnętrznej źródła mierzonego napięcia. Przy dostatecznie małym prądzie ten spadek napięcia jest pomijalny wobec napięcia diody U_D , a o dalszym ładowaniu decyduje charakterystyka diody. Etap pierwszy kończy się po czasie t_1 (gdy uchyb ładowania równy jest $E = E_1 - U(t_1) > U_D'$):

$$t_1 = RC \ln \frac{E_1 - U_D'}{E - U_D'}$$

Napięcia U_D' oraz E należy odpowiednio dobrać na podstawie charakterystyk, na przykład według rys. 3.

Po czasie t_1 rozpoczyna się etap drugi, dla którego obowiązuje schemat przedstawiony na rys. 4.



Rys. 4

Etap ten można opisać równaniami:

$$E = U + U_D$$

$$dU = \frac{1}{C} Idt$$

$$I = I_0(\exp AU_D - 1)$$

$$dU = \frac{I_0}{C} (\exp AU_D - 1) dt$$

$$dU_D = -\frac{I_0}{C} (\exp AU_D - 1) dt$$

$$\frac{dU_D}{\exp AU_D - 1} = -\frac{I_0}{C} dt$$

Ponieważ:

$$\int \frac{dx}{\exp Ax - 1} = -x + \frac{1}{A} \ln |\exp Ax - 1|$$

Zatem:

$$-U_D + \frac{1}{A} \ln |\exp AU_D - 1| = -\frac{I_0}{C} t - C_1$$

Warunek początkowy: dla $t = 0$ $U_D = E$

$$C_1 = E - \frac{1}{A} \ln |\exp AE - 1|$$

$$U_D - \frac{1}{A} \ln |\exp AU_D - 1| - E + \frac{1}{A} \ln |\exp AE - 1| = \frac{I_0}{C} t$$

W tej postaci wzór jest praktycznie nieczytelny, ale można go znacznie uprościć przez zastosowanie rozwinięcia w szereg potęgowy, w normalnie spotykanych warunkach bardzo szybko zbieżny.

$$\ln |e^x - 1| = \ln(e^x) - e^{-x} - \frac{1}{2} e^{-2x} - \dots - \frac{1}{n} e^{-nx} - \dots$$

$$x - \ln |e^x - 1| = e^{-x} + \frac{1}{2} e^{-2x} + \dots + \frac{1}{n} e^{-nx} + \dots$$

Ostatecznie czas t_2 , po którym bezwzględny uchyb ładowania zmniejszy się do wartości ΔU , wyrazi się wzorem:

$$t_2 = \frac{C}{AI_0} \left\{ \left[\exp(-A\Delta U) - \exp(-AE) \right] + \frac{1}{2} \left[\exp(-2A\Delta U) - \exp(-2AE) \right] + \right. \\ \left. + \frac{1}{3} \left[\exp(-3A\Delta U) - \exp(-3AE) \right] + \dots + \frac{1}{n} \left[\exp(-nA\Delta U) - \exp(-nAE) \right] + \dots \right\}$$

Całkowity czas ładowania, będący sumą czasów trwania obu etapów, wyniesie:

$$t = RC \cdot \ln \frac{E_1 - U'_D}{E - U'_D} + \frac{C}{AI_0} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \left[\exp(-nA\Delta U) - \exp(-nAE) \right]$$

Wzór ten podaje zależność minimalnego czasu trwania mierzonego impulsu od bezwzględnego uchybu ładowania kondensatora.

Przykład:

- napięcie wejściowe $E_1 = 2,5$ V
- dioda OA 127, której charakterystyka przedstawiona jest na rys. 3; określone na tej podstawie parametry diody wynoszą: $A = 23$ 1/V, $I_0 = 10$ nA
- rezystancja wewnętrzna źródła $r = 10 \Omega$
- kondensator o pojemności $C = 0,5 \mu\text{F}$
- przyjęto na podstawie charakterystyk $U'_D = 0,65$ V, $E = 0,7$ V, $R = 14 \Omega$

$$t_1 = RC \cdot \ln \frac{E_1 - U'_D}{E - U'_D} = 25 \cdot 10^{-6} \text{ [s]} = 25 [\mu\text{s}]$$

ΔU	V	0,5	0,4	0,3	0,2	0,1	0,025
δ	%	20	16	12	8	4	1
t_1	ms	0,025	0,025	0,025	0,025	0,025	0,025
t_2	ms	0,0215	0,217	2,17	21,7	242	1740
t	ms	0,0465	0,242	2,20	21,7	242	1740

Jak wynika z powyższego przykładu, przy zwiększaniu wymaganej dokładności przyrzędu gwałtownie rośnie niezbędny czas ładowania kondensatora, wyznaczający długość najkrótszego mierzonego poprawnie impulsu. Jedyną drogą prowadzącą do skrócenia tego czasu jest zmniejszenie pojemności kondensatora oraz ewentualnie wybór odpowiedniej diody o dużym wstecznym prą-

dzie nasycenia I_0 . Zmniejszenie rezystancji wewnętrznej źródła mierzonego napięcia powoduje jedynie niewielkie skrócenie czasu ładowania, i to tylko dla dużych dopuszczalnych uchybów.

Odbiegający od prostokątnego kształt mierzonych impulsów powoduje dalszy wzrost uchybów. W woltomierzu typu dioda - kondensator decydujące znaczenie ma czas trwania wierzchołka impulsu, dlatego też pomiar "ostrzych" impulsów jest obciążony dużym dodatkowym uchybem.

Uchyb pamiętania powstaje w wyniku rozładowania kondensatora pamięci przez elementy doń dołączone. Rozładowanie odbywa się w zasadzie poprzez diodę oraz rezystancję wewnętrzną przyrządu mierzącego napięcia, gdyż upływność kondensatora można zwykle pominąć.

Prąd rozładowania płynący przez diodę jest w przybliżeniu stały i równy wstęcznemu prądowi nasycenia I_0 , ponieważ dla napięć zaporowych większych od $kT/q \cong 26$ mV prąd diody niemal nie zależy od przyłożonego napięcia. Wynikający stąd dodatkowy uchyb wyniesie:

$$\Delta_1 U = \frac{I_0}{C} t$$

Szybkość rozładowania kondensatora pamiętającego poprzez przyrząd mierzący napięcie zależna jest od jego rezystancji wewnętrznej R_p , pojemności C oraz od wartości pamiętanego napięcia:

$$\Delta_2 U = U_0 (1 - \exp \frac{-t}{R_p C})$$

Zakładając rezystancję przyrządu $R_p = 10$ M Ω , dla przykładu rozpatrywanego poprzednie otrzymujemy:

$$\frac{\Delta_1 U}{t} = 20 \text{ mV/s} \quad \frac{\Delta_2 U}{t} = 0,5 \text{ V/s}$$

Dla zakresu pomiarowego $\Delta_1 U_0$ V względny uchyb procentowy wyniesie:

$$\frac{\delta_1 U}{t} = 0,8\%/s \quad \frac{\delta_2 U}{t} = 20\%/s$$

Aby zmniejszyć uchyb rozładowania, należy zastosować kondensator o możliwie dużej pojemności oraz diodę o małym prądzie I_0 . Są to warunki dokładnie przeciwstawne ustalonym poprzednio dla zmniejszenia uchybu ładowania. Poza tym niezbędne jest stosowanie do pomiaru napięcia na kondensatorze woltomierza elektronicznego o bardzo dużej rezystancji wejściowej (w rozpatrywanym przykładzie powyżej 200 M Ω).

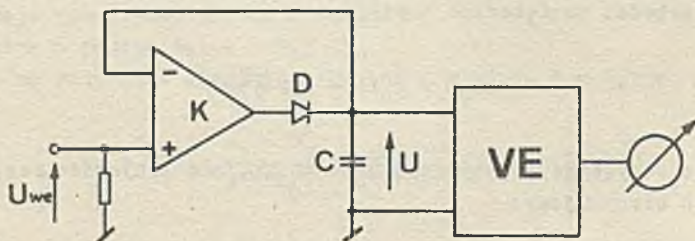
Reasumując:

- Uchyb wskazań woltomierza typu dioda - kondensator po określonym czasie od chwili zarejestrowania impulsu składa się z uchybu ładowania zależnego od kształtu i czasu trwania mierzonego przebiegu oraz uchybu pamiętania, zależnego od czasu pamiętania zmierzonej wartości.
- Próby zmniejszenia jednego z tych uchybów pociągają za sobą wzrost drugiego i odwrotnie. Nie ma możliwości uniknięcia uchybu ładowania oraz uchybu pamiętania wynikającego z rozładowania kondensatora prądem wstecznym diody. Oba uchyby w praktycznych układach są znaczne - sięgają 5 ÷ 10%.
- Istnieje możliwość zmniejszenia uchybu wynikającego z rozładowania pojemności przez przyrząd, wymaga to jednak stosowania woltomierza o bardzo dużej rezystancji wejściowej. W literaturze spotyka się propozycje użycia woltomierzy elektrostatycznych lub lampowych z lampami elektrometrycznymi, są to jednak przyrządy skomplikowane i kosztowne.

2.2. Układy woltomierzy impulsowych ze sprzężeniem zwrotnym

A) Układy z przyspieszeniem ładowania

Układy takie budowane są w oparciu o schemat blokowy przedstawiony na rys. 5.



Rys. 5

Wykazują one dwie podstawowe zalety w porównaniu z prostymi układami typu dioda - kondensator: zapewniają bardzo dużą dokładność ładowania oraz odznaczają się znacznie większą szybkością działania. Zasada ich działania jest następująca: Gdy napięcia wyjściowe U_{we} oraz napięcie na kondensatorze U są równe, sygnał niezrównoważenia wzmacniacza jest równy zero i napięcie na jego wyjściu także wynosi zero. Kiedy jednak na wejście zostanie podany dodatni impuls, wzmacniacz zostaje wysterowany i na jego wyjściu pojawia się duże napięcie dodatnie, ładujące poprzez diodę kondensator C . Trwa to aż do ponownego zrównania napięć U_{we} oraz U , kiedy to napięcie wyjściowe wzmacniacza spada do zera, a dioda zostaje spolaryzowana zaporowo. Na kondensatorze pozostaje napięcie równe szczytowej war-

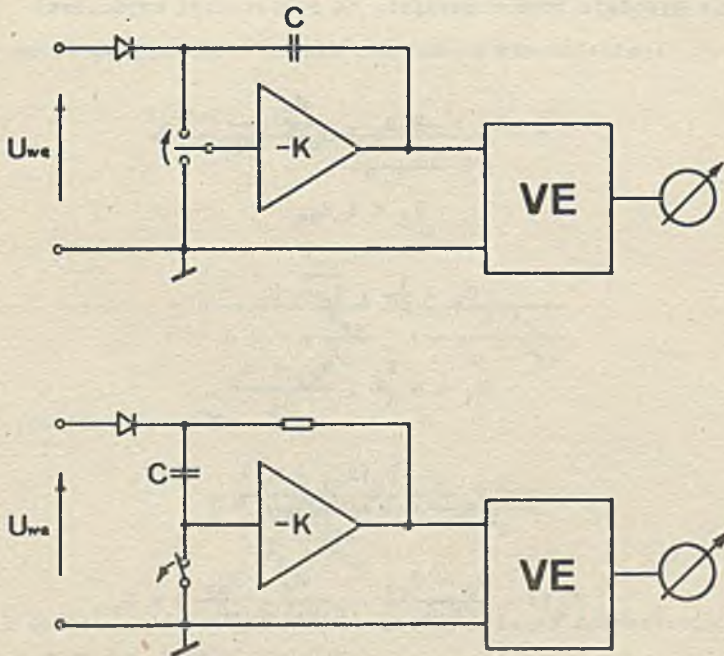
tości impulsu wejściowego, przy czym jest ono mierzone woltomierzem elektronicznym o bardzo dużej rezystancji wejściowej. Charakterystyka diody w kierunku przewodzenia nie ma istotnego znaczenia, gdyż uchyb ładowania jest zmniejszony w tym układzie K razy (K jest współczynnikiem wzmacnienia wzmacniacza), czyli praktycznie do niezauważalnej wartości.

Już niewielki sygnał niezrównoważenia na wejściu powoduje przesterowanie wzmacniacza i pojawienie się na jego wyjściu maksymalnego napięcia, niemal równego napięciu zasilania. Ponieważ przy tym rezystancja wyjściowa wzmacniacza operacyjnego jest bardzo mała, więc ładowanie kondensatora odbywa się dużym i praktycznie stałym prądem, co zapewnia maksymalne skrócenie czasu ładowania.

We wszystkich układach z przyspieszeniem ładowania uchyb pamiętania napięcia na kondensatorze nie ulega zmniejszeniu w porównaniu z woltomierzem typu dioda - kondensator. Można jedynie, ze względu na szybkie ładowanie, zwiększyć znacznie pojemność kondensatora.

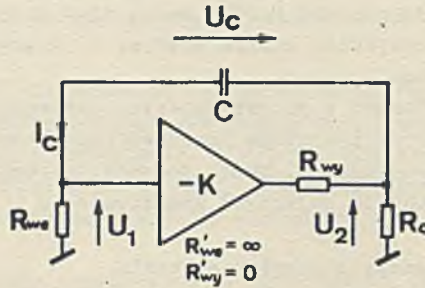
B) Układy zmniejszające uchyb pamiętania

Mogą być one konstruowane w oparciu o jeden z dwóch schematów przedstawionych na rys. 6.



Rys. 6

Ładowanie pojemności następuje jak w normalnym woltomierzu typu dioda - kondensator, a zatem uchyb ładowania nie ulega zmniejszeniu. Natomiast rozładowanie kondensatora jest znacznie wolniejsze. Teoretycznie - przy nieskończonej wielkiej rezystancji wejściowej oraz zerowej rezystancji wyjściowej wzmacniacza o bardzo dużym wzmocnieniu - rozładowanie w ogóle nie następuje. Można to zauważyć rozpatrując obwód rozładowania przedstawiony na rys. 7. Założono dla uproszczenia, że prąd rozładowania konden-



Rys. 7

satora nie wywołuje spadku napięcia na rezystancji wyjściowej wzmacniacza:

$$U_2 = -K \cdot U_1 \cdot \frac{R_o}{R_o + R_{wy}}$$

$$U_1 = I_c R_{we}$$

$$U_o = \frac{1}{pC} \cdot I_c + U_o$$

$$U_1 = -\frac{U_2}{K} \cdot \frac{R_{wy} + R_o}{R_o}$$

$$I_c = -\frac{U_2 (R_{wy} + R_o)}{K \cdot R_o \cdot R_{we}}$$

$$U_2 \left(1 + \frac{R_o + R_{wy}}{K \cdot R_o} + \frac{R_o + R_{wy}}{p \cdot C \cdot K \cdot R_o \cdot R_{we}} \right) = U_o$$

$$U_2 = U_o \frac{p \cdot C \cdot K \cdot R_o \cdot R_{we}}{p \cdot C \cdot K \cdot R_o \cdot R_{we} + (R_o + R_{wy}) \cdot p \cdot C \cdot R_{we} + R_o + R_{wy}} =$$

$$= U_0 \frac{R_0}{R_0 + R_{wy}} \cdot \frac{K}{\frac{R_0}{R_0 + R_{wy}} K + 1} \cdot \frac{p \cdot C \cdot R_{we} \left(\frac{R_0}{R_0 + R_{wy}} K + 1 \right)}{1 + p \cdot C \cdot R_{we} \left(\frac{R_0}{R_0 + R_{wy}} K + 1 \right)} =$$

$$= U_0 \frac{K_1 p \cdot T}{1 + p \cdot T}$$

$$T = C \cdot R_{we} \left(\frac{R_0 K}{R_0 + R_{wy}} + 1 \right)$$

$$K_1 = \frac{K}{K + 1 + \frac{R_{wy}}{R_0}}$$

W chwili $t = 0$ napięcie wyjściowe U_2 wynosi:

$$U_2(t=0) = U_2(p=\infty) = U_0 \frac{1}{\frac{R_0 + R_{wy}}{K R_0} + 1}$$

Względny uchyb pamiętania w chwili $t=0$ (uchyb wzmożenia):

$$\frac{U_2(t=0) - U_0}{U_0} = \frac{1}{\frac{R_0 + R_{wy}}{K \cdot R_0} + 1} - 1$$

$$= - \frac{1 + \frac{R_{wy}}{R_0}}{K + 1 + \frac{R_{wy}}{R_0}} = \frac{-1}{1 + \frac{R_0}{R_0 + R_{wy}}}$$

Dla dostatecznie dużego K :

$$\delta \cong \frac{-1}{\frac{K \cdot R_0}{R_0 + R_{wy}}} = - \frac{R_0 + R_{wy}}{K \cdot R_0}$$

Zatem dla dużych współczynników wzmożenia K uchyb wzmożenia jest bardzo mały i może być zwykle pominięty.

Ponieważ stała czasowa T rozładowania kondensatora jest proporcjonalna do współczynnika K , więc uchyb pamiętania na kondensatorze ulega znacznemu zmniejszeniu. Pozwala to na stosowanie kondensatora o małej pojemności

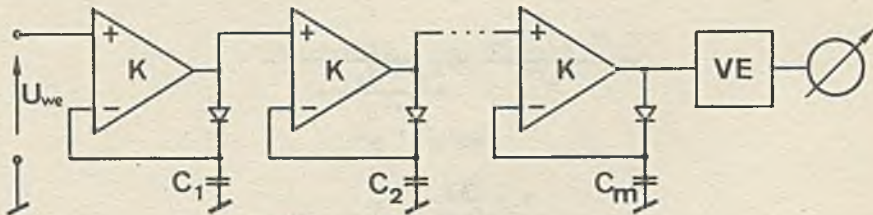
co wydatnie skraca czas jego ładowania. Ponieważ dla $R_0 > R_{wy}$ wpływ rezystancji obciążenia R_0 na uchyb pamiętania jest bardzo niewielki, można obciążyć wyjście wzmacniacza woltomierzem o małej rezystancji wejściowej, na przykład przyrządem wskazówkowym.

Pomimo tak niewątpliwych zalet układy oparte na powyższej zasadzie nie są zbyt często spotykane ze względu na poważne trudności właściwego sterowania przełączników. Przełączanie kondensatora w obwód ujemnego sprzężenia zwrotnego powinno następować natychmiast po wystąpieniu maksimum mierzonego impulsu, a ponowne włączenie w obwód diody – gdy napięcie wejściowe przekroczy napięcie na kondensatorze.

W praktyce jest to dość trudne do zrealizowania, z wyjątkiem przypadku gdy mierzony jest pojedynczy impuls z jednym wyraźnym maksimum. Wówczas wystarcza tylko jedno przełączenie kondensatora w obwód ujemnego sprzężenia zwrotnego, a ponowne włączenie diody i przygotowanie do następnego pomiaru może być sterowane przyiskiem kasującym.

C) Układy wielokrotne

Układy z ujemnym sprzężeniem zwrotnym umożliwiają konstrukcję bardziej złożonych woltomierzy impulsowych o znacznie poprawionych parametrach. Szczególnie atrakcyjna jest koncepcja szeregowego połączenia kilku członów z przyspieszeniem ładowania, co ilustruje rys. 8.



Rys. 8

Od pierwszego członu w szeregu wymagana jest duża szybkość ładowania, co najłatwiej zrealizować przy małej pojemności kondensatora pamiętającego. Nie stanowi to w tym przypadku przeszkody, gdyż napięcie na nim może być utrzymane jedynie przez czas niezbędny do ładowania kondensatora członu drugiego. Ten drugi z kolei człon nie musi już być taki szybki, ale powinien zapewnić dłuższe pamiętanie zmierzonego napięcia; człon następny może pracować jeszcze wolniej i dłużej utrzymywać zmierzoną wartość.

Przy założeniu, że stosunek czasu pamiętania do czasu ładowania jest dla każdego członu stały (przy przyjętym uchybie) i wynosi n , a czasy te są wprost proporcjonalne do pojemności kondensatorów, można w pierwszym członie zastosować pojemność C , w drugim nC , w trzecim n^2C itd. Wówczas stosunek czasów pamiętania i ładowania całego układu złożonego z m połą-

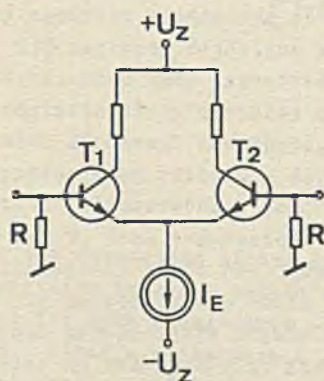
czonych szeregowo elementów wyniesie n^2 . Pozwala to na znaczne polepszenie charakterystyk urządzenia pomiarowego bez zbytnej jego komplikacji.

Oczywiście przy bardzo krótkich czasach ładowania wyłaniają się kłopoty z zapewnieniem dostatecznie dużej szybkości działania wzmacniacza o dużym wzmocnieniu, objętego bardzo silnym ujemnym sprzężeniem zwrotnym. Niezbędna jest bezwzględnie stabilna praca wzmacniacza, bez jakichkolwiek przeregulowań.

Również sumaryczny uchyb złożonego układu wzrasta i jest równy sumie uchybów poszczególnych członów. Aby go zmniejszyć, czasy ładowania i pamiętania kolejnych członów powinny nieco zachodzić na siebie, dzięki czemu zapewnione jest bardzo dokładne ładowanie kondensatorów.

3. Problemy występujące przy zastosowaniu elementów półprzewodnikowych w woltomierzach impulsowych

Przy omawianiu woltomierzy impulsowych wykorzystujących ujemne sprzężenie zwrotne należy wspomnieć o trudnościach występujących w związku z zastosowaniem półprzewodnikowych wzmacniaczy operacyjnych, w tym również scalonych. Wzmacniacze takie, ze względu na wymaganą stabilność, pracują wyłącznie w układach różnicowych, pomijając bardzo skomplikowane wzmacniacze z przetwarzaniem o niewątpliwie znacznie lepszych parametrach. Typowy wejściowy stopień różnicowy przedstawiono na rys. 9.

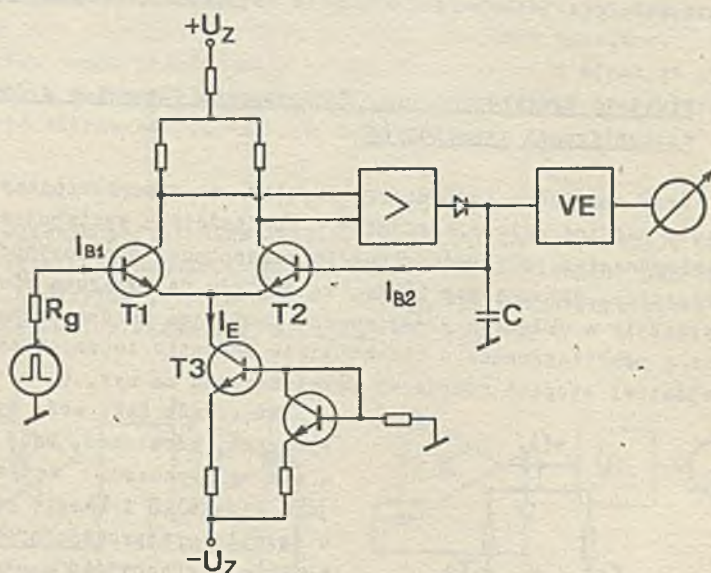


Rys. 9

Wzmacniacz taki może być sterowany symetrycznie, różnicowo, bądź też asymetrycznie; w obu przypadkach rezystancja wejściowa jest niewielka i rzadko przekracza 100 kΩ. W świetle przeprowadzonych poprzednio rozważań nie stanowi to zasadniczego problemu, gdyż poprzez zastosowanie ujemnego sprzężenia zwrotnego można wpływ rezystancji wejściowej wzmacniacza zmniejszyć około K razy w porównaniu z układem bez sprzężenia. Dlatego też największe trudności powoduje nie mała rezystancja wejściowa, a prąd wstępnej polaryzacji baz tranzystorów stopnia wejściowego. Jeżeli oba tranzystory są jednakowe i mają identyczne współczynniki wzmocnienia

prądowego h_{21E} , to zachodzi związek: $I_{B1} + I_{B2} = I_E / h_{21E}$, gdzie I_E jest prądem źródła prądowego w emiterach tranzystorów T1 i T2. Jeżeli warunek ten nie będzie spełniony, nastąpi bądź nasycenie tranzystora T3 pracującego jako źródło prądowe, bądź też nasycenie tranzystorów T1 i T2. W obu przypadkach wzmacniacz będzie działał nieprawidłowo.

Prąd wstępnej polaryzacji wywołuje na opornikach R pewien spadek napięcia, co pociąga za sobą przesunięcie zera wzmacniacza. Ponadto powoduje on rozładowanie kondensatora pamiętającego, i to niezależnie od zastosowanego sprzężenia zwrotnego. Zostanie to rozpatrzone na przykładzie typowego układu z przyspieszeniem ładowania, w którym zastosowano wzmacniacz scalony $\mu A 702 A$. Schemat całego układu przedstawiono na rys. 10, przy czym dla uproszczenia ujęto w nim tylko stopień wejściowy wzmacniacza, a dalsze stopnie przedstawiono schematycznie w postaci blokowej.



Rys. 10

Założono małą rezystancję wewnętrzną źródła mierzonego napięcia, tak że spadek napięcia na niej pod wpływem prądów wstępnej polaryzacji bazy tranzystora $T1$ oraz przesunięcie zera - wzmacniacza mogą być pominięte. W praktyce wystarczy przyjąć $R_g < 1 \text{ k}\Omega$. Zastosowanie w bazie tranzystora $T2$ opornika, nawet o dużej wartości, jest niemożliwe - bocznikowałby on kondensator C bardzo szybko go rozładowując.

Gdy napięcie wejściowe jest równe zero, także napięcie wyjściowe jest w przybliżeniu równe zero oraz prąd bazy I_{B2} tranzystora $T2$ równy prądowi I_{B1} . Ponieważ przez kondensator nie może płynąć prąd stały, prąd bazy tranzystora $T2$ płynie przez diodę i napięcie wyjściowe wzmacniacza równe jest napięciu na przewodzącej diodzie tzn. około $0,5 \text{ V}$. Różnica napięcia wejściowego i wyjściowego jest K razy mniejsza i wynosi dla $K = 2000$ około $0,15 \text{ mV}$. Napięcie $-0,15 \text{ mV}$ na wyjściu jest oczywiście całkowicie pomijalne i miernik wyjściowy wskaże prawidłowo zero.

Gdy na wejściu układu zostanie podany dodatni impuls napięcia o amplitudzie E , również na wyjściu pojawi się napięcie niemal równe E . Kiedy z kolei napięcie wejściowe zmniejszy się ponownie do zera, na wyjściu wzmacniacza pojawi się duży potencjał ujemny, dioda zostanie spolaryzowana zaporowo i prąd bazy tranzystora T2 znacznie rozładowuje pojemność C . Ponieważ tranzystor T1 zostaje przy tym zablokowany, cały prąd I_E źródła prądowego płynie przez tranzystor T2, a jego prąd bazy I_{B2} jest największy z możliwych i wynosi I_E/h_{21E} . Prąd ten w bardzo krótkim czasie rozładowuje kondensator C , co całkowicie uniemożliwia poprawny odczyt. Przykładowo dla wzmacniacza $\mu A 202 A$:

$$C = 0,5 \mu F; \quad I_{B2} = 6 \mu A; \quad dU/dt = I_{B2}/C = 6 \mu A / 0,5 \mu F = 12 V/s$$

Nawet kondensator o stosunkowo dużej pojemności rozładowuje się całkowicie w ciągu ułamka sekundy. Aby można było dokonać odczytu (na co potrzebny jest czas około 3 s) z błędem nie większym niż 5% przy zakresie pomiarowym 2,5 V, minimalna pojemność musiałaby wynieść 150 μF . Wówczas jednak czas ładowania tak dużej pojemności nawet maksymalnym prądem wyjściowym wzmacniacza $\mu A 702 A$ wynoszącym około 30 mA wydłużył się do około 20 ms. Ogranicza to czas trwania mierzonych impulsów do co najmniej tej wartości.

Tak szybkiego rozładowania kondensatora można uniknąć stosując odwrotną (ujemną) polaryzację impulsów oraz odwracając diodę.

Przy napięciu wejściowym równym zero może płynąć prąd tylko przez tranzystor T1; napięcie wyjściowe wzmacniacza jest dodatnie, a dioda pozostaje odcięta. Prąd bazy tranzystora T2 nie może w tej sytuacji płynąć, gdyż wobec odcięcia diody musiałby on przepływać przez kondensator. Jedyny możliwy stan równowagi następuje, gdy potencjał bazy tranzystora T2 zrówna się z potencjałem emitera - dopiero wówczas prąd bazy przestaje płynąć, a napięcie na kondensatorze jest równe potencjałowi emiterów wynoszącemu około - 0,7 V. Taką też wartość wskaże miernik wyjściowy. Podobnie po każdym dostatecznie długo trwającym impulsie wejściowym napięcie wyjściowe ustali się na poziomie o około 0,7 V niższym od jego amplitudy. Występuje więc stałe przesunięcie między napięciem wyjściowym i wejściowym, stosunkowo łatwe do skorygowania. Kiedy z kolei impuls wejściowy osiągnie ponownie wartość zero, tranzystor T2 zostaje zablokowany (ponieważ na jego bazie jest utrzymywane ujemne napięcie) i prąd bazy przestaje płynąć. Ścisłe mówiąc płynie jedynie niewielki prąd wsteczny złącza emiterowego rzędu 5 nA, ostatecznie do przyjęcia w porównaniu z 6 μA płynącymi w poprzednim układzie. Pojemność C rozładowuje się stosunkowo wolno.

Niestety, gdy impulsy wejściowe są krótkie, kondensator ładuje się dokładnie do amplitudy napięcia wejściowego, bez omówionego przesunięcia poziomu o 0,7 V. Ładowanie odbywa się przez diodę tak długo, aż napięcia wejściowe wyjściowe zrównają się - w tym momencie dioda zostaje zablokowa-

na i ewentualna dalsza zmiana napięcia na kondensatorze odbywać się może jedynie za pośrednictwem prądu bazy tranzystora T2. Z kolei prąd ten może płynąć tylko wtedy, gdy T2 nie jest zablokowany, co następuje natychmiast po zmianie napięcia wejściowego w kierunku dodatnim (na przykład z -2 V do 0).

Tak więc przy krótkich impulsach wejściowych miernik wskaże wartość maksymalną, natomiast przy długich wartość maksymalną zwiększoną o około $0,7\text{ V}$. Uchyb wskazań, podobnie jak w najprostszym woltomierzu typu dioda - kondensator, jest znaczny i silnie zależy od czasu trwania mierzonych impulsów.

Podobnie jak w omówionym przypadku przedstawia się zastosowanie wzmacniaczy scalonych w innych układach woltomierzy impulsowych, których konstrukcja oparta jest na zasadzie ujemnego sprzężenia zwrotnego. W zasadzie jedynym właściwym rozwiązaniem jest użycie na wejściu tych wzmacniaczy tranzystorów polowych z izolowaną bramką (MOS-FET), nawet kosztem nieuniknionego pogorszenia stabilności termicznej i innych parametrów układu. Oczywiście najkorzystniejsze byłoby użycie scalonych wzmacniaczy z różnicową parą MOS-FET'ów na wejściu, są one jednak w kraju trudno dostępne.

Osobny, dość złożony problem stanowi właściwe ukształtowanie charakterystyk częstotliwości wzmacniaczy objętych bardzo silnym sprzężeniem zwrotnym. Dla zapewnienia bezwzględnie stabilnej pracy konieczne jest zwykle silne ograniczenie częstotliwości granicznej wzmacniacza, co z kolei niekorzystnie wpływa na szybkość działania urządzenia i ogranicza najmniejszy dopuszczalny czas trwania poprawnie mierzonych impulsów. Dlatego w układach woltomierzy impulsowych lepiej będą pracowały wzmacniacze szybkie, ale o mniejszym wzmacnieniu np. lepszy będzie $\mu\text{A } 702\text{ A}$ od $\mu\text{A } 709$.

4. Przykład konstrukcji woltomierza wartości szczytowej pojedynczych impulsów

W oparciu o wzmacniacz scalony $\mu\text{A } 702\text{ A}$ oraz krajowe tranzystory unipolarne BWN 30 zbudowano woltomierz impulsowy mierzący wartość szczytową o następujących parametrach:

- zakres pomiarowy $2,5\text{ V}$
- polaryzacja impulsów ujemna
- dokładność $0,5 + 1\%$
- najmniejszy czas trwania mierzonego poprawnie impulsu prostokątnego $4\ \mu\text{s}$
- największy czas trwania impulsu dowolny
- szybkość opadania napięcia pamiętanego $1\%/minutę$
- rezystancja wejściowa $5\ \text{k}\Omega$

- pomiar napięcia wyjściowego dowolnym miernikiem o zakresie 2,5-3 V (w urządzeniu modelowym stosowano UM 5B), odczyt bezpośrednio na skali przyrządu
- możliwość zasilania bateryjnego.

LITERATURA

1. Z.W. Magraczew - Woltmietry odinooznych impulsow, wyd. Energia Moskwa 1967.
2. M. Griaznow, M. Turiewioz, Z. Magraczew - Izmerienie impulsnyoh naprażeńij, wyd. Sowietkoje Radio, Moskwa 1969.
3. A.D. Lewis, F.H. Wells - Millimicrosecond Pulse Techniques, Pergamon Press Ltd, London 1959.
4. J. Baranowski - Półprzewodnikowe elementy układów impulsowych WNT, Warszawa 1969.
5. M. Białko - Układy mikroelektroniczne, WKŁ, Warszawa 1969.

ВОЛЬТМЕТР ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ОДИНОЧНЫХ ПИКОВ НАПРЯЖЕНИЯ -
НА ОСНОВЕ ИНТЕГРАЛЬНОГО УСИЛИТЕЛЯ

Р е з ю м е

В статье произведён обзор наиболее известных схем импульсных вольтметров а также представлен анализ их ошибок. Рассмотрена возможность применения в конструкции импульсных вольтметров полупроводниковых элементов, а в особенности интегральных усилителей. Представлен пример вольтметра максимальной величины одиночных импульсов, сконструированного на основе интегрального усилителя типа $\mu A 702A$ а также отечественных униполярных транзисторов.

A SINGLE PULSE PEAK VOLTMETER WITH AN INTEGRATED AMPLIFIER

S u m m a r y

The most popular circuits of pulse voltmeters are described and their errors analysis is presented. The possibilities of peak voltmeters design with the semiconductor elements, especially the integrated amplifiers.

The example of single pulse peak voltmeter with an integrated amplifier $\mu A 702 A$ and unipolar transistors is presented.