

Karol Świerc

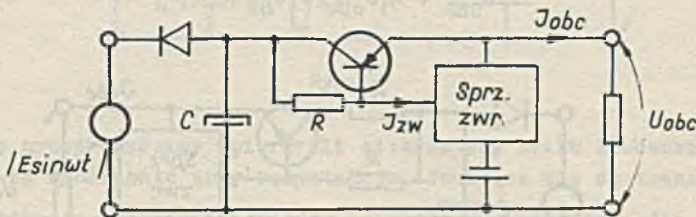
Instytut Aparatury i Automatyki Medycznej

## MUTACJA UKŁADOWA TRANZYSTOROWYCH STABILIZATORÓW SZEREGOWYCH

**Streszczenie.** Podano nowe rozwiązanie tranzystorowego zasilacza stabilizowanego z regulacją za pomocą elementu szeregowego. W stosunku do znanych układów o zbliżonych właściwościach odznacza się ono dużą prostotą, co predystynuje je do powszechnego zastosowania. Dokonano analizy wpływu zmodyfikowanego fragmentu układu na właściwości stabilizacyjne oraz bilans energetyczny. Praktycznie wykonano układ dla zasilania miniaturowego oscyloskopu, gdzie inne rozwiązania ze względów cieplnych i gabarytowych nie były do przyjęcia.

### 1. Wstęp

Podstawowym układem zasilania urządzeń tranzystorowych z sieci są zasilacze z tranzystorem szeregowym. Taka koncepcja wynika z trudności zapewnienia klasycznymi metodami dostatecznie małych tętnień napięcia. Przy stosunkowo dużym prądzie i niskim napięciu oraz wynikającej stąd niewielkiej rezystancji szeregowej filtra RC wymagana pojemność przekracza realne wartości. Natomiast rozmiary i ciężar dławika filtra LC kolidują z dążeniem do miniaturyzacji sprzętu. Korzystnym zatem okazuje się użycie zmiennej szeregowej rezystancji w postaci tranzystora.



Rys. 1

Najprostszym przykładem zasilacza stabilizowanego jest układ przedstawiony na rys. 1. Składa się on z reguły z prostownika dwupołówkowego, najczęściej w układzie Graetza ładującego kondensator C. Wahań napięcia na tym kondensatorze są kompensowane spadkiem napięcia na tranzystorze regulowanym. Prąd sterujący bazę otrzymany z układu sprzężenia zwrotnego jest wynikiem porównania napięcia wyjściowego z napięciem wzorcowym.

Najniższa chwilowa wartość napięcia na kondensatorze może wynosić (przy założeniu, iż w tym momencie prąd sprzężenia zwrotnego  $J_{zw} = 0$ ):

$$U_C \min = U_{obc} + U_{BE} + R J_B$$

$$U_C \min = U_{obc} + U_{CE}$$

$$U_{CE} = U_{BE} + R J_B$$

więc

$$P_{tr} \cong U_{CE} J_{obc} = J_{obc} (U_{BE} + R J_B) \quad (1)$$

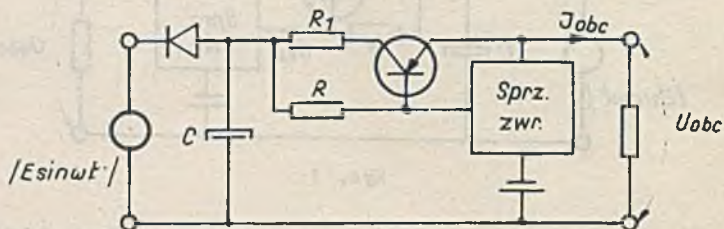
$U_{obc}$  - napięcie na odbiorniku,

$P_{tr}$  - moc wydzielana na tranzystorze.

Rezystor  $R$  stanowi obciążenie układu sprzężenia zwrotnego, a ponadto jest częścią rezystancji wewnętrznej źródła zakłóceń którymi są tętnienia napięcia na kondensatorze  $C$ .

Są to przyczyny, dla których powinien mieć jak największą wartość. Wzrost tej rezystancji zgodnie z równaniem (1) przyczynia się do wzrostu mocy strat na tranzystorze. Jego wartość jest więc wynikiem kompromisu tych czynników. Istotną poprawę, przynajmniej jeśli chodzi o nagrzewanie tranzystora, można uzyskać modyfikując układ przez wprowadzenie rezystora  $R_1$  (rys. 2) spełniającego równanie

$$U_{CES} + R_1 J_{obc} \cong U_{BE} + R J_B$$



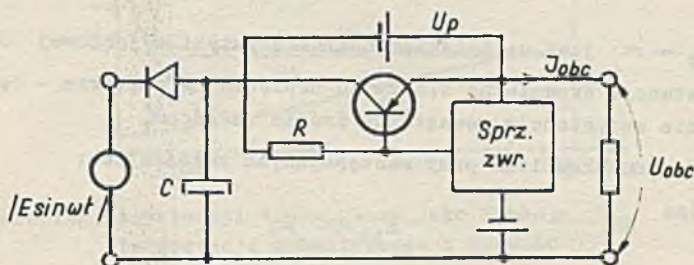
Rys. 2

Aczkolwiek łączna moc tracona pozostaje bez zmian, to jednak na samym tranzystorze osiąga ona minimalną możliwą wartość

$$P_{tr} \cong J_{obc} U_{CES}$$



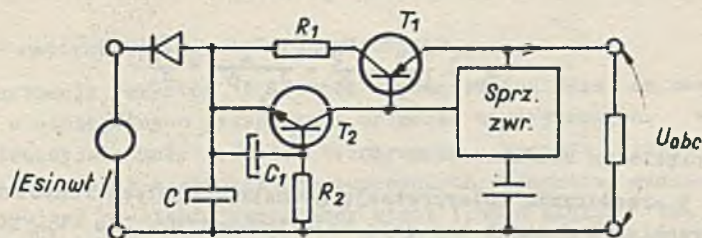
Znane są układy z dodatkowym napięciem stałym (rys. 3), w których zagadnienie rezystora  $R$  zostało złagodzone kosztem znacznego ich rozbudowania. Jest to względnie istotny w urządzeniach masowego użytku, że pozostaje się na ogół przy pierwszej wersji.



Rys. 3

## 2. Analiza

Propozycja przedstawiona na rys. 4 wnosi istotną poprawę stosunkowo nieznacznym kosztem. Wykorzystano tu właściwości nieliniowe tranzystora.



Rys. 4

Analizę przeprowadzimy wpierrw dla alternatywy braku kondensatora  $C_1$ . Należy tu wyodrębnić trzy rezystancje odnoszące się do tranzystora  $T_2$

$R_a$  - rezystancja statyczna pomiędzy kolektorem a emiterem dla prądu kolektora

$$R_a = \frac{U_{CE}}{I_C}$$

$R_b$  - rezystancja dynamiczna dla zmian napięcia na kolektorze - będąca obciążeniem układu sprzężenia zwrotnego.

Rezystancja  $R_b$  przy założeniu  $U_E = 0$  jest rezystancją wyjściową tranzystora w układzie wspólnego emitera

$$R_b = \frac{h_{11e} + R_2}{h_{11e} h_{22e} - h_{12e} h_{21e} + h_{22e} R_2}$$

Dla  $R_2 \rightarrow \infty$  jest nachyleniem charakterystyki wyjściowej OE.

$R_c$  - rezystancja dynamiczna dla zmian napięcia na emiterze - będąca praktycznie rezystancją wewnętrzną źródła zakłóceń.

Zostanie ona określona przy następujących założeniach:

$$h_{11} \ll R_2$$

$$h_{22} \rightarrow 0$$

$$J_{Co} = 0$$

Wtedy

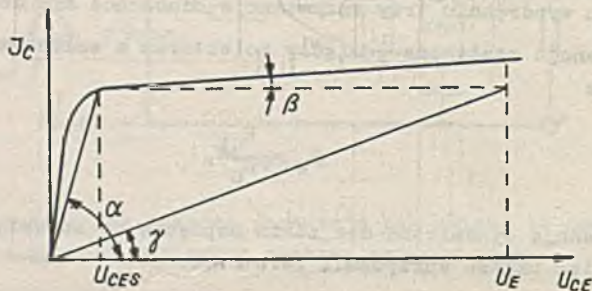
$$\Delta J_B = \frac{\Delta U_E}{R_2} = \frac{\Delta J_C}{\beta}$$

$$R_c = \frac{\Delta U_E}{\Delta J_C} = \frac{R_2}{\beta} = \frac{U_E}{J_B \cdot \beta} = \frac{U_E}{J_C}$$

$U_E$  - napięcie na kondensatorze C.

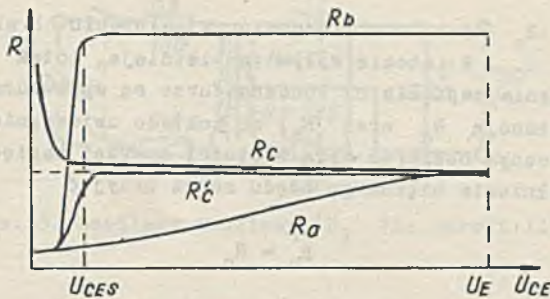
Rys. 5 przedstawia interpretację geometryczną tych rezystancji a rys. 6 ich przebieg w funkcji napięcia kolektor-emiter. Dla  $U_{CE} > U_{CES}$  spełniona jest nierówność

$$R_a < R_c \ll R_b$$



Rys. 5. Interpretacja geometryczna rezystancji tranzystora. ( $R_a = \text{ctg } \alpha$   
 $R_b = \text{ctg } \beta$   $R_c = \text{ctg } \phi$ )





Rys. 6. Przebieg rezystancji tranzystora jako funkcja  $U_{CE}$  zgodnie z interpretacją geometryczną z rysunku 5

Z prawej nierówności wynika wniosek, że jeśli nawet zakłócenia są silnie wprowadzane, to na skutek dużego wzmocnienia sprzężenia zwrotnego są skutecznie kompensowane a więc efektywnie wpływ ich nie jest wielki. Rezystancja  $R_a$  zbliża się do minimalnej dla  $U_{CES}$  a wtedy łączna moc tracona przy minimalnym chwilowym napięciu na kondensatorze wynosi

$$P \approx J_{obc} (U_{BE} + U_{CES2})$$

$U_{CES2}$  - napięcie nasycenia tranzystora  $T_2$ .

W tej sytuacji rezystor  $R_1$  traci na znaczeniu. Może on znaleźć uzasadnienie w szczególnych przypadkach urządzeń miniaturowych, warunkujących konstrukcyjnie mały radiator tranzystora a ponadto, gdzie korzystniej można zazwyczaj w stosunku do pozostałych elementów umieścić rezystor przyjmujący na siebie część mocy strat (ponad nimi). To, że mimo wszystko jest ona znaczna, wynika z okoliczności że nawet przy  $U_{CES2} < U_{CES1}$  istnieje na ogół nierówność  $U_{BE} > U_{CES}$ .

Dalszą poprawę pracy zmodyfikowanego układu daje obecność kondensatora  $C_1$ . Dostatecznie duża jego pojemność ( $\frac{1}{\omega C_1} < h_{11e}$ ) prowadzi do zależności:

$$R_b \approx \frac{1}{h_{22b}}$$

$$R'_c \approx \frac{1}{h_{22b}}$$

$$R_a \ll R_b = R'_c$$

Wynik ten jest spełnieniem warunku optymalnej pracy układu podanego na wstępie.

Uwaga

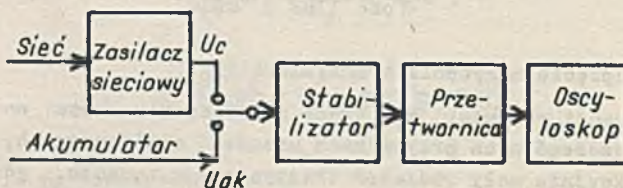
Rezystancja  $R_c$  została obliczona przy założeniu braku oddziaływania zmian napięcia  $U_{CE}$ . W istocie wpływ ten istnieje, toteż zakłócenia pochodzące od wahań napięcia na kondensatorze są wprowadzane równolegle połączoną rezystancją  $R_c$  oraz  $R_b$ , co zostało uwidocznione na rys. 6 jako  $R'_c$ . Użytecznym obszarem będą wartości powyżej napięcia nasycenia, w którym bez popełnienia większego błędu można przyjąć

$$R'_c = R_c$$

3. Przykład praktycznego zastosowania

Omówiony wyżej zmodyfikowany układ zasilacza stabilizowanego zastosowano praktycznie w miniaturowym oscyloskopie katodowym.

Oscyloskop ten, zbudowany w zasadzie dla celów obserwacji przebiegów występujących w samochodzie w warunkach trakcyjnych, służy również jako przyrząd laboratoryjny. Z tego względu wymaga przystosowania do zasilania tak z akumulatora jak i sieci.

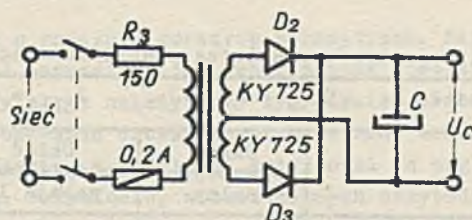
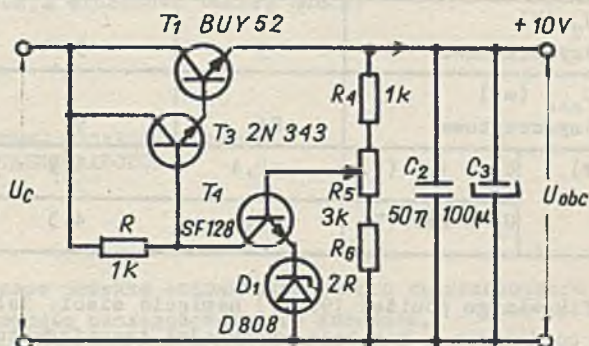


Rys. 7. Schemat blokowy zasilania

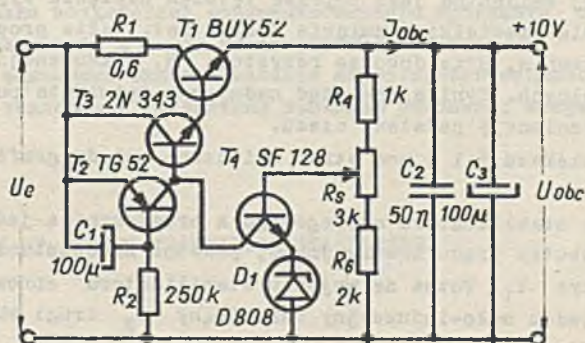
Dla spełnienia tych założeń zdecydowano się na koncepcję przedstawioną na rys. 7. Poszczególne układy oscyloskopu są zasilane z przetwornicy tranzystorowej jednotaktowej o częstotliwości 5 kHz. W samochodzie napięcie pokładowe waha się w granicach 12-14,5 (V). Wymagania co do stałości wzmacnienia wzmacniacza, odchylenia oraz częstotliwości podstawy czasu stymulowały zastosowanie stabilizatora napięcia. Po przełączeniu oscyloskopu na zasilanie sieciowe spełniał on ponadto funkcję filtra likwidującego tętnienia napięcia na kondensatorze elektrolitycznym po prostowniku dwupółkownikowym (rys. 8).

Pozornie łatwe zadanie zbudowania integralnego stabilizatora szeregowego, zapewniającego poprawną pracę oscyloskopu przy zmiennym napięciu zasilającym, natrafiło na istotną trudność w postaci znacznej mocy traconej na tranzystorze szeregowym w konwencjonalnym układzie (rys. 1). Polegała ona nie tylko na braku miejsca dla umieszczenia dostatecznie wydajnego radiatora, ale również na niebezpieczeństwie nadmiernego nagrzania pozostałych elementów. Preferując przy doborze rezystora  $R$  zagadnienia termicz-



Rys. 8. Zasilacz sieciowy ( $R_3$  dla wersji II)

Rys. 9. Stabilizator konwencjonalny



Rys. 10. Stabilizator zmodyfikowany

ne, nie uzyskiwano dostatecznie dobrych właściwości stabilizacyjnych. Problem ten został rozwiązany przez zastosowanie zmodyfikowanego układu.

Schemat ideowy pierwotnie zastosowanego układu konwencjonalnego przedstawia rys. 9 a układu usprawnionego rys. 10.

Korzyści osiągnięte na tej drodze ilustruje tablica 1. Kolumna trzecia podaje wartości po włączeniu w szereg z pierwotnym uzwojeniem transformatora (rys. 8) rezystora  $R_3$ . Było to możliwe ze względu na poprawną pracę

Tablica 1

## Wyniki pomiarów zasilacza stabilizowanego

Wartości stałe		$U_{obc} = 10 \text{ (V)}$	$J_{obc} = 0,8 \text{ (A)}$	
		Układ konwencjonalny	Układ zmodyfikowany wersja I	Układ zmodyfikowany wersja II
Napięcie $U_C \text{ (V)}$	$U_S = 190 \text{ (V)}$	13	13	12,3
wartość średnia	$U_S = 230 \text{ (V)}$	16	16	15,2
Tętnienia $U_C \text{ (V)}$				
wartość międzyszczytowa		3	3	2,4
Tętnienia $U_{obc} \text{ (mV)}$				
wartość międzyszczytowa		84	9	8
Moc strat (W)	$U_S = 190 \text{ (V)}$	2,4	1,9	1,34
tranzystora	$U_S = 230 \text{ (V)}$	4,8	4,3	3,7

układu zmodyfikowanego poniżej 190 (V) napięcia sieci. Zaletą takiego postępowania w porównaniu z korekcją przekładni transformatora polega na zmniejszeniu tętnień napięcia  $U_C$  a w konsekwencji dodatkowym obniżeniu mocy strat tranzystora  $T_1$ .

Najbardziej ewidentna jest poprawa tętnień napięcia wyjściowego ( $U_{obc}$ ) przy relatywnie niewielkiej zmianie mocy strat. Takie proporcje są rezultatem preferowania, przy doborze rezystora  $R$ , w konwencjonalnym układzie względów cieplnych. Wynikające stąd nadmierne tętnienia powodowały pasożytniczą synchronizację podstawy czasu.

Podaną w wierszu 5 i 6 moc strat obliczono metodą graficznego całkowania.

Współpraca stabilizatora szeregowego z przetwornicą jednotaktową kryje w sobie, na skutek prądu inwersyjnego, poważne niebezpieczeństwo uszkodzenia tranzystora  $T_1$ . Toteż na wyjściu stabilizatora wprowadzono dwa kondensatory - jeden mało-indukcyjny ceramiczny  $C_2$  drugi elektrolityczny  $C_3$ .

#### 4. Wnioski

Aktualnie wobec szybkiego przechodzenia, tak w urządzeniach profesjonalnych jak i masowego użytku, z układów lampowych na tranzystorowe zagadnienie proste, ekonomiczne a wyskosprowne zasilacza stabilizowanego nabiera ogromnego znaczenia. Przy znanych dotychczas rozwiązaniach istniały dwie alternatywy. Budowa stosunkowo złożonego zasilacza z napięciem pomocniczym (rys. 3) o dobrych właściwościach elektrycznych lub sto-



sowanie prostszego o znacznie gorszych parametrach. Należy podkreślić, że chodzi tu o istotne parametry, jak współczynnik stabilizacji oraz moc tracona. Wielkość mocy strat należy przy tym widzieć przede wszystkim w aspekcie potrzeby stosowania droższych tranzystorów oraz ilości ciepła wydzielonego w urządzeniu, a w dalszej kolejności ze względu na niską sprawność energetyczną. Oczywiście, w szczególnych przypadkach, hierarchia ta może się zmienić.

Omówiona mutacja układowa pozwala kojarzyć niską cenę z dobrymi właściwościami elektrycznymi. Wyniki pomiarów praktycznie wykonanego egzemplarza potwierdzają słuszność takiej oceny.

#### МОДИФИКАЦИЯ СИСТЕМЫ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫХ ТРАНЗИСТОРНЫХ СТАБИЛИЗАТОРОВ

##### Р е з ю м е

Предложено новое решение стабилизированного транзисторного питания, регулируемого с помощью последовательного элемента.

По сравнению с известными системами с приблизительными характеристиками предлагаемое решение отличается большой простотой, что предопределяет его широкому применению.

Проведен анализ воздействия модифицированного фрагмента системы на стабилизационные качества, а также на энергетический баланс.

Практически выполнена система питания миниатюрного осциллоскопа, где другие решения по тепловым и габаритным причинам оказались неприемлимыми.

#### SYSTEM MUTATION OF SERIES TRANSISTOR STABILIZERS

##### S u m m a r y

A new solution of stabilized transistor feeder cable with regulation by means of a series element has been presented.

In comparison with the known system of similar properties, it is characterized by a great simplicity, which may permit its wide application.

An analysis has been made of the influence of a modified fragment of the system on the stabilizing properties and on the energy balance. A system supplying a miniature oscilloscope has been constructed, where other solutions, for reasons of temperature and overall dimensions, would not be acceptable.