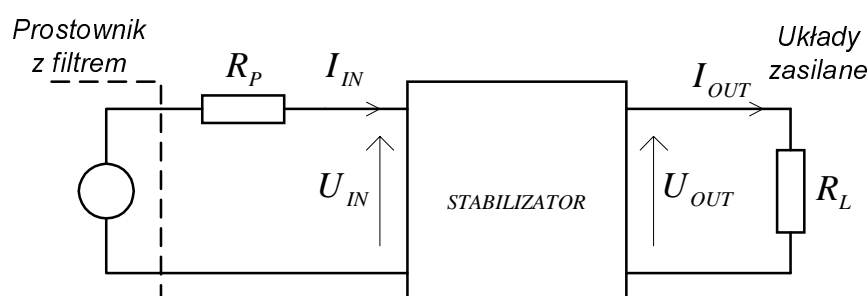


# 18 STABILIZATORY O PRACY CIĄGŁEJ

## 18.1 DEFINICJE, PARAMETRY I KLASYFIKACJA STABILIZATORÓW.

Stabilizatorem o pracy ciągłej nazywać będziemy układ analogowy dostarczający napięcie albo prąd o stałej (w pewnych granicach) wartości, niezależnie od zmian napięcia wejściowego, wielkości obciążenia i temperatury otoczenia. Stabilizatory, czerpiąc energię z układów prostowniczych bądź też baterii, zapewniają odpowiednie warunki zasilania urządzeń i układów elektronicznych. Generalnie, działaniu stabilizatorów podlegają wartości średnie napięć czy prądów, ale nie muszą się do nich ograniczać i mogą reagować na składowe zmienne (np. o częstotliwości tętnień), spełniając funkcje filtrów.

Na rys.18.1 przedstawiono stabilizator jako czwórnik w warunkach roboczych, włączony pomiędzy prostownik z filtrem a zasilane układy, reprezentowane przez rezystancję  $R_L$ .



Rys.18.1. Stabilizator w warunkach roboczych

Stosownie do tego, czy stabilizacji podlega wartość średnia napięcia czy też prądu rozróżniamy odpowiednio stabilizatory napięcia i prądu. Traktując stabilizator jak czwórnik, stosowna wielkość wyjściowa  $U_{OUT}$  albo  $I_{OUT}$  jest uzależniona przede wszystkim od napięcia wejściowego  $U_{IN}$ , obciążenia modyfikującego  $I_{OUT}$  lub  $U_{OUT}$ , temperatury  $T$  oraz czasu  $t$ . Napięcie wyjściowe w stabilizatorze napięciowym może być opisane zależnością

$$U_{OUT} = f(U_{IN}, I_{OUT}, T, t) \quad (18.1)$$

Podobnie możemy opisać prąd wyjściowy w stabilizatorze prądowym

$$I_{OUT} = \varphi(U_{IN}, U_{OUT}, T, t) \quad (18.2)$$

Parametry charakterystyczne stabilizatorów są pochodnymi cząstkowymi powyższych funkcji, a ich wartości wyznaczone w danym punkcie pracy są odpowiednio miarą jakości pracy tych układów.

W ten sposób otrzymujemy:

$$\text{współczynnik niestałości napięcia} \quad \frac{1}{S_u} = \frac{\partial U_{OUT}}{\partial U_{IN}} \quad (18.3a)$$

$$\text{współczynnik niestałości prądu} \quad \frac{1}{S_i} = \frac{\partial I_{OUT}}{\partial I_{IN}} \quad (18.3b)$$

(odpowiednio  $S_u$  i  $S_i$  są *współczynnikami stabilizacji napięcia i prądu*)

$$\text{różniczkowa rezystancja wyjściowa} \quad r_{out} = \frac{\partial U_{OUT}}{\partial I_{OUT}} \quad (18.4a)$$

$$\text{różniczkowa konduktancja wyjściowa} \quad g_{out} = \frac{\partial I_{OUT}}{\partial U_{OUT}} \quad (18.4b)$$

$$\text{temperaturowy współczynnik stabilizacji napięcia} \quad \gamma_u = \frac{\partial U_{OUT}}{\partial T} \quad (18.5a)$$

$$\text{temperaturowy współczynnik stabilizacji prądu} \quad \gamma_i = \frac{\partial I_{OUT}}{\partial T} \quad (18.5b)$$

$$\text{czasowy współczynnik stabilizacji napięcia} \quad v_u = \frac{\partial U_{OUT}}{\partial t} \quad (18.6a)$$

$$\text{czasowy współczynnik stabilizacji prądu} \quad v_i = \frac{\partial I_{OUT}}{\partial t} \quad (18.6b)$$

Do innych parametrów stabilizatora należą:

– znamionowe (nominalne) napięcie wyjściowe	$U_{OUTN}$
– znamionowy (nominalny) prąd wyjściowy	$I_{OUTN}$
– maksymalna i minimalna różnica napięć	$U_{IN} - U_{OUT}$
– prąd zwarcia	$I_{OUTZW}$
– maksymalny prąd wyjściowy	$I_{OUTmax}$
– zakres temperatury pracy	$\Delta T = T_{min} - T_{max}$
– sprawność energetyczna	$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{OUT} - P_S} = \frac{U_{OUT} I_{OUT}}{U_{IN} I_{IN}} \quad (18.7)$

gdzie  $P_S$  jest mocą strat.

Klasyfikując układy stabilizatorów pod względem zasady

działania można je podzielić na:

- parametryczne,
- kompensacyjne.

W stabilizatorach parametrycznych wykorzystuje się nieliniowe charakterystyki prądowo-napięciowe elementów elektronicznych, albo dwójników, wykazujących w pewnych zakresach zbliżone do zera wartości różniczkowych rezystancji albo konduktancji.

Stabilizatory kompensacyjne są układami automatycznej regulacji, w których wykorzystuje się właściwości ujemnego sprzężenia zwrotnego.

Ze względu na sposób umieszczenia układu realizującego stabilizację w obydwu wymienionych grupach stabilizatorów wyróżnia się stabilizatory:

- szeregowo,
- równoległe.

## 18.2 STABILIZATORY PARAMETRYCZNE

### 18.2.1 Parametryczny stabilizator napięcia z diodą stabilizacyjną (Zenera)

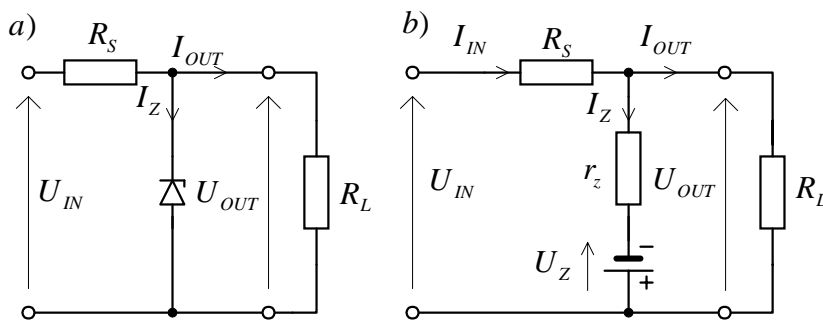
Podstawowy układ parametrycznego stabilizatora napięcia z diodą stabilizacyjną, potocznie zwaną diodą Zenera, przedstawiono na rys.18.2.

Prawidłowa praca takiego stabilizatora w krytyczny sposób zależy od wartości rezystora  $R_S$ . Spadek napięcia na tym rezystorze powinien pochłaniać całą zmianę napięcia wejściowego. Oznaczając nominalne napięcie wejściowe jako  $U_{IN}$  i jego zmianę przez  $\pm \Delta U_{IN}$ , zgodnie z oznaczeniami na rys.18.2 oraz 18.3, otrzymujemy

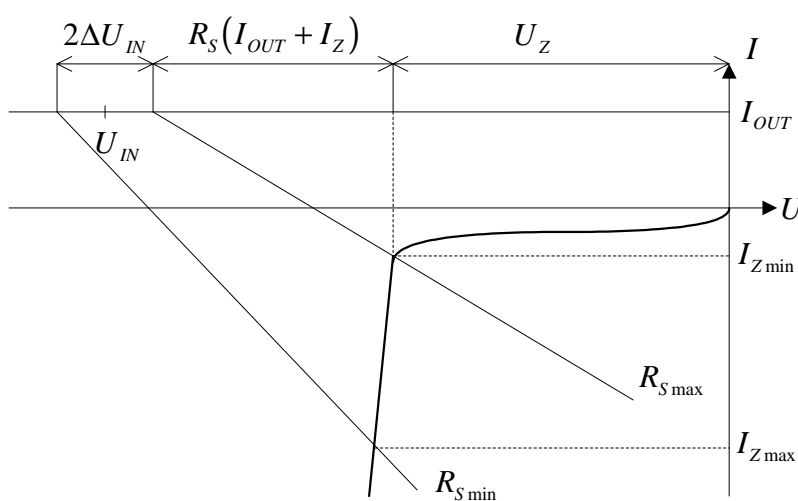
$$R_{S\max} = \frac{U_{IN} - \Delta U_{IN} - U_Z}{I_{Z\min} + I_{OUT}} > R_S > R_{S\min} = \frac{U_{IN} + \Delta U_{IN} - U_Z}{I_{Z\max} + I_{OUT}} \quad (18.8)$$

Zgodnie z oznaczeniami na rys.18.2 możemy napisać

$$U_{IN} = \left( \frac{U_{OUT} - U_Z}{r_z} + I_{OUT} \right) R_S + U_{OUT} \quad (18.9)$$



Rys.18.2. Podstawowy układ parametrycznego stabilizatora napięcia z diodą Zenera (a) oraz jego wielkosygnałowy model (b)



Rys.18.3. Robocze charakterystyki parametrycznego stabilizatora napięcia z diodą Zenera

Wykorzystując zależność (18.9) oraz definicję (18.3) otrzymuje się współczynnik stabilizacji napięcia jako

$$S_u = 1 + \frac{R_S}{r_z} \approx \frac{R_S}{r_z} \quad (18.10)$$

W przypadku kiedy mamy do czynienia ze zmiennym obciążeniem stabilizatora, wprowadzając do równania (18.9) zależność  $U_{OUT} = R_L I_{OUT}$ , wyrażenie (18.10) przyjmuje postać

$$S_u = 1 + \frac{R_S}{r_z} + \frac{R_S}{R_L} \quad (18.11)$$

Podobnie możemy obliczyć różniczkową rezystancję wyjściową jako

$$r_{out} = r_z \parallel R_S \approx r_z \quad (18.12)$$

Dobór diody o możliwie małej rezystancji różniczkowej poprawia jakość stabilizatora.

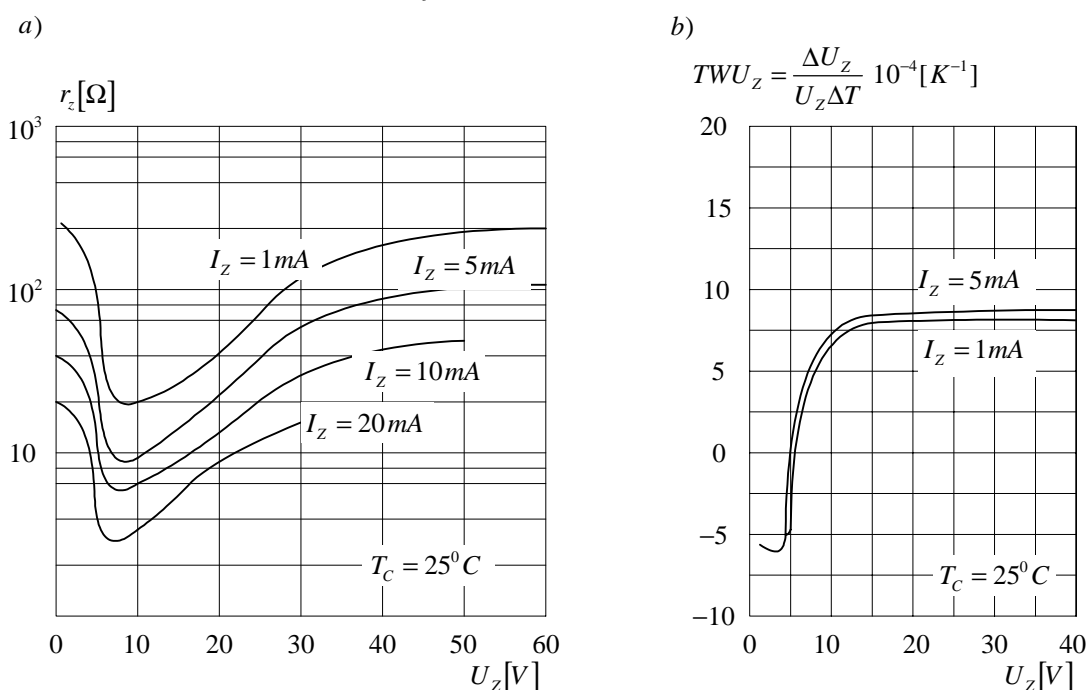
Termiczny współczynnik stabilizacji napięcia wyraża się następującą

zależnością

$$\gamma_u = \frac{R_s}{r_z + R_s} \frac{\partial U_Z}{\partial T} \approx \frac{\partial U_Z}{\partial T} \quad (18.13)$$

Jak wyjaśniono w rozdz.3.5, wartość dynamicznej rezystancji diody Zenera  $r_z$  zależy od prądu  $I_Z$  i ta zależność jest inna przy diodach o różnych wartościach  $U_Z$ . Ponadto w zależności (18.13) należy uwzględnić wpływ temperatury otoczenia na wartość napięcia Zenera, który określa się temperaturowym współczynnikiem  $TWU_Z$  [%/K] (równ.3.35), również zależnym od napięcia Zenera.

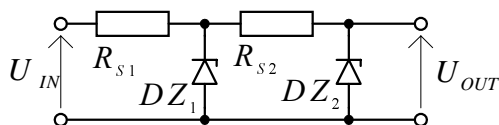
Typowe wykresy wartości  $r_z$  i  $TWU_Z$  są zamieszczone na rys.18.4.



Rys.18.4. Dioda Zenera - zależności: a) rezystancji dynamicznej  $r_z$  oraz b) współczynnika temperaturowego napięcia  $TWU_Z$  od prądu  $I_Z$  i od nominalnego napięcia  $U_Z$

Możliwie najmniejsze wpływy zmian temperatury można otrzymać dla diod o zakresie  $U_Z = 5 - 6\text{ V}$  (kompensacja wpływów zmian temperatury zjawisk powielania lawinowego i Zenera).

Moc rezystora  $R_s$  powinna być tak dobrana, aby rozprzyszczyć ciepło wydzielane w wypadku zwarcia obciążenia omawianego stabilizatora. Rozwinięciem idei układu podstawowego jest stabilizator z kaskadowym połączeniem diod Zenera, przedstawiony na rys.18.5.

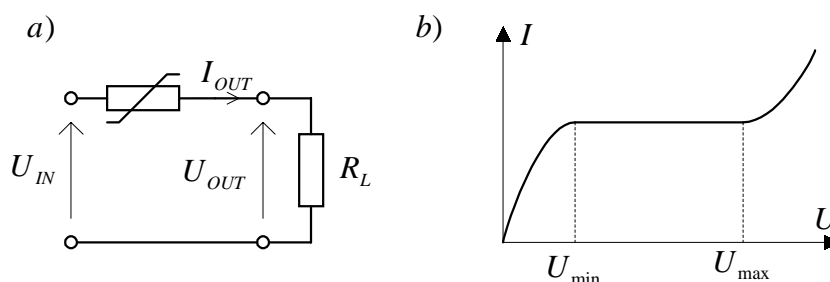


Rys.18.5. Układ stabilizatora parametrycznego z kaskadowym połączeniem diod

Wadą tego układu jest konieczność stosowania względnie wysokiego napięcia wejściowego oraz brak kompensacji termicznej.

### 18.2.2 Parametryczny stabilizator prądu

Najprostszym parametrycznym stabilizatorem prądu jest układ z termistorem o dodatnim współczynniku zmian temperaturowych, przedstawiony na rys.18.6.

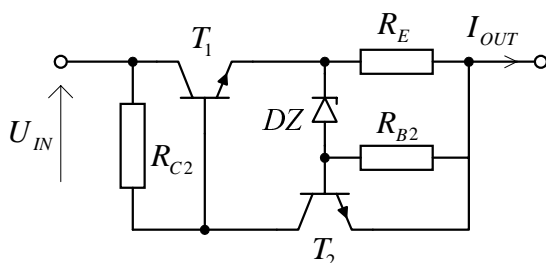


Rys.18.6. a) Schemat układu parametrycznego stabilizatora prądu z termistorem, b) Prądowo-napięciowa charakterystyka termistora.

Warunkiem poprawnej pracy takiego układu jest utrzymywanie zmian napięcia wejściowego w zakresie  $U_{IN\min} - U_{IN\max}$ , a co jeszcze ważniejsze, ich częstotliwość musi być mniejsza od odwrotności termicznej stałej czasowej termistora.

Ograniczeń tego typu nie ma układ z dwójnikowym obwodem regulującym prąd, przedstawiony na rys.18.5.

Układ powinien być tak zaprojektowany, aby przy małych wartościach prądu wyjściowego  $I_{OUT}$  tranzystor  $T_2$  był zatkany. W miarę wzrostu tego prądu, rośnie spadek napięcia na rezystorze  $R_E$  i tranzystor  $T_2$  zaczyna przewodzić, zmniejszając prąd bazy tranzystora  $T_1$ , a tym samym prąd emitera  $I_{E2} \approx I_{OUT}$ .



Rys.18.7. Parametryczny stabilizator prądu z dwójnikowym obwodem regulującym

Układ ten jest wykorzystywany także w roli ogranicznika nadprądowego w kompensacyjnych stabilizatorach napięcia.

### 18.2.3 Podsumowanie właściwości stabilizatorów parametrycznych

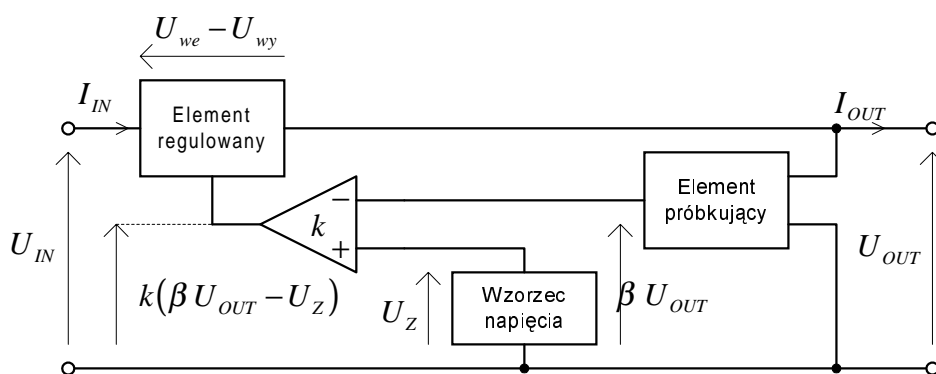
Stabilizatory parametryczne stosowane są zazwyczaj tylko przy małych mocach wyjściowych i niezbyt wygórowanych wymaganiach jakościowych. Charakteryzują się one małą sprawnością, a ich współczynniki stabilizacji mają umiarkowaną wartość przy zmianach obciążenia i napięcia wejściowego. Poważną ich wadą jest brak możliwości regulacji napięcia lub prądu wyjściowego, których wartość zależy od doboru parametrów elementu nieliniowego.

## 18.3 STABILIZATORY KOMPENSACYJNE

### 18.3.1 Zasada działania stabilizatorów kompensacyjnych

Stabilizator kompensacyjny jest układem automatycznej regulacji z pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego. Schemat funkcjonalny takiego układu, z szeregowym elementem regulacyjnym, przedstawiono na rys.18.8.

Stabilizator w obwodzie zasilania zawiera element regulacyjny, którego spadek napięcia jest uzależniony od sygnału błędu. Jest on wynikiem porównania napięcia odniesienia z wielkością stabilizowaną. Sygnał błędu modyfikując rezystancję elementu regulacyjnego ma zminimalizować różnicę napięć wyjściowego i odniesienia. W mniej skomplikowanych układach element regulacyjny może także pełnić rolę komparatora co, jak dalej zostanie wykazane, wiąże się ze znacznym pogorszeniem parametrów układu.



Rys.18.8. Schemat funkcjonalny układu stabilizatora kompensacyjnego.

Zgodnie z oznaczeniami na rys.18.8 otrzymujemy

$$U_{IN} - U_{OUT} = k(\beta U_{OUT} - U_Z) \quad (18.14)$$

Zapisując równanie (18.14) w postaci przyrostowej i przyjmując, że napięcie odniesienia  $U_Z$  powinno być stałe, czyli  $\Delta U_Z = 0$ , można określić przyrost napięcia wyjściowego  $\Delta U_{OUT}$  względem zmiany napięcia wejściowego  $\Delta U_{IN}$  jako

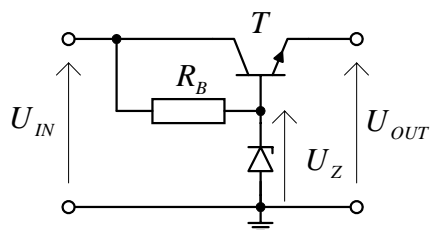
$$\Delta U_{OUT} = \frac{\Delta U_{IN}}{1 + k\beta} \quad (18.15)$$

Wielkość  $\beta$  można potraktować jako transmitancję toru sprzężenia zwrotnego - przy takiej interpretacji zależność (18.15) w świetle teorii sprzężenia zwrotnego staje się oczywista. Wszelkie zmiany napięcia wejściowego, niezależnie od przyczyn ich powstawania, są redukowane w tym samym stopniu, co może być istotne w przypadku dużej zawartości tętnień. Wzrost wzmocnienia  $k$  poprawia parametry układu zwiększając współczynnik stabilizacji i zmniejszając różniczkową rezystancję wyjściową (sprzężenie zwrotne napięciowe).

Stabilizatory kompensacyjne reagują zarówno na zmiany napięcia wejściowego jak i obciążenia układu. Najpoważniejszą ich wadą jest mała sprawność energetyczna ze względu na duże straty mocy w elementach regulacyjnych (równ.18.7).

### 18.3.2 Szeregowe stabilizatory napięcia

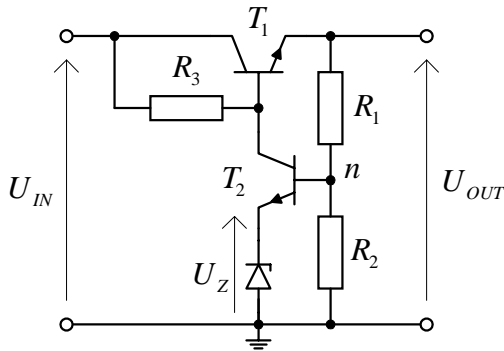
Schemat najprostszego, kompensacyjnego, szeregowego stabilizatora napięcia pokazano na rys.18.9. Jest to tzw. stabilizator wtórnikowy, w którym tranzystor pracuje w konfiguracji wspólnego kolektora (stąd nazwa) równocześnie jako wzmacniacz i komparator. Napięcie wyjściowe nie może być regulowane i równa się napięciu diody Zenera pomniejszonemu o spadek na przewodzącym złączu baza-emiter tranzystora. Dioda Zenera jest zasilana z napięcia niestabilizowanego. Ze względu na wartość różnicy zwrotnej bliską jedności, współczynnik stabilizacji jest tu zbliżony do wartości osiąganych w układzie z rys.18.2. W porównaniu do omawianego wcześniej stabilizatora parametrycznego, rozważany układ charakteryzuje się znacznie mniejszą różniczkową rezystancją wyjściową.



Rys.18.9. Układ szeregowego, wtórnikowego stabilizatora napięcia



Przykład układu szeregowego stabilizatora napięcia z zewnętrzną pętlą sprzężenia zwrotnego (rozdzielenie funkcji wzmacniacza i komparatora) przedstawiono na rys.18.10.



Rys.18.10. Układ szeregowego stabilizatora napięcia z zewnętrzną pętlą sprzężenia zwrotnego.

Tranzystor  $T_1$  jest elementem regulacyjnym (wykonawczym) i pracuje w układzie wtórnika emiterowego. Tranzystor  $T_2$ , pracujący w konfiguracji wspólnego emitera, pełni rolę wzmacniacza sterującego i komparatora porównującego napięcie odniesienia  $U_Z$  z napięciem wyjściowym, pobieranym z dzielnika rezystywnego  $R_1 - R_2$ . Sygnał błędu wzmocniony  $k$ -razy przez tranzystor  $T_2$  steruje tranzystorem  $T_1$ , realizując zasadę sprzężenia zwrotnego.

Napięcie wyjściowe w układzie można wyznaczyć na podstawie równania Kirchhoffa w układzie

$$U_Z + U_{BE2} \approx U_{OUT} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (18.16)$$

Rezystancja  $R_3$  musi być tak dobrana, aby spełniony był warunek

$$I_{Z \min} < I_Z < I_{Z \max} \quad (18.17)$$

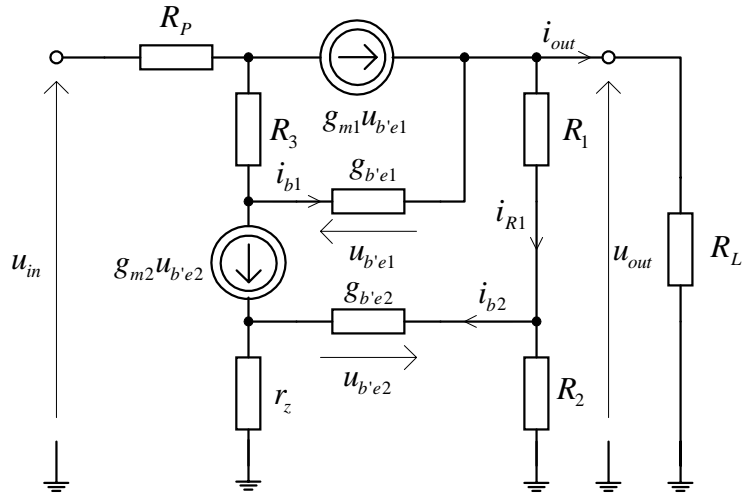
$$\left. \begin{aligned} U_{IN} - U_{OUT} &= R_3(I_{B1} + I_Z) + U_{BE1} \\ I_Z &= \frac{U_{IN} - U_{OUT} - U_{BE1}}{R_3} - I_{B1} \end{aligned} \right\} \quad (18.18)$$

Stąd

$$\left. \begin{aligned} I_{Z \min} &= \frac{U_{IN \min} - U_{OUT} - U_{BE1}}{R_{3 \max}} - I_{B1 \max} \\ I_{Z \max} &= \frac{U_{IN \max} - U_{OUT} - U_{BE1}}{R_{3 \min}} - I_{B1 \min} \end{aligned} \right\} \quad (18.19)$$

Prądy  $I_{B1 \min}$ ,  $I_{B1 \max}$  praktycznie można pominąć.

Współczynnik stabilizacji  $S_u$  wyznaczmy na podstawie małosygnałowego schematu zastępczego (rys. 8.11).



Rys.18.11. Małosygnałowy schemat zastępczy stabilizatora z rys.18.10

Zakładając, że tranzystory  $T_1$  i  $T_2$  mają  $\beta \gg 1$  oraz pomijając rezystancję prostownika  $R_p$ , powyższy układ opisują równania

$$\left. \begin{aligned} g_{m2} u_{b'e2} r_z + u_{b'e2} &\approx u_{out} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \\ g_{m1} u_{b'e1} R_L &\approx u_{out} \\ u_{out} + u_{b'e1} + (g_{m2} u_{b'e2} + i_{b1}) R_3 &= u_{in} \\ i_{b1} &= g_{b'e1} u_{b'e1} \end{aligned} \right\} \quad (18.20)$$

Rozwiązując układ równań (18.20) otrzymujemy

$$S_u = \frac{u_{in}}{u_{out}} = 1 + g_{m2} R_3 \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{1}{1 + g_{m2} r_z} + \frac{1 + g_{b'e1} R_3}{g_{m1} R_L} \quad (18.21)$$

Podstawiając do równania (18.21) zależności

$$n = \frac{R_1 + R_2}{R_2}, \quad k_{u2} = k_u = g_{m2} R_3 \frac{1}{1 + g_{m2} r_z} \quad (18.21a)$$

oraz uwzględniając, że

$$\frac{1 + g_{b'e1} R_3}{g_{m1} R_L} = \frac{r_{b'e1} + R_3}{\beta_1 R_L} \ll 1 \quad (18.21b)$$

otrzymujemy

$$S_u = 1 + g_{m2} R_3 \frac{1}{1 + g_{m2} r_z} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 1 + \frac{k_u}{n} \approx \frac{k_u}{n} \quad (18.22)$$

gdzie:  $k_u$  jest wzmocnieniem napięciowym stopnia wzmacniającego z tranzystorem  $T_2$ .

Różniczkową rezystancję wyjściową stabilizatora wyznaczymy w oparciu o schemat zastępczy na rys.18.11, przy  $u_{in} = 0$  i uwzględnieniu rezystancji prostownika  $R_p$ .

Przy podobnych założeniach upraszczających jak poprzednio

otrzymujemy wtedy równania

$$\left. \begin{aligned} g_{m2}u_{b'e2}r_z + u_{b'e2} &\approx u_{out} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \\ u_{out} + u_{b'e1} + (g_{m2}u_{b'e2} + i_{b1})R_3 + g_{m1}u_{b'e1}R_p &= 0 \\ i_{b1} &= g_{b'e1}u_{b'e1} \\ i_{out} &\approx g_{m1}u_{b'e1} \end{aligned} \right\} \quad (18.23)$$

Rozwiązując układ równań (18.23) oraz wykorzystując zależność (18.22), otrzymujemy

$$\begin{aligned} r_{out} = -\frac{u_{out}}{i_{out}} &= \frac{\frac{1}{g_{m1}} + R_p + \frac{g_{b'e1}R_3}{g_{m1}}}{1 + g_{m2}R_3 \frac{1}{1 + g_{m2}r_z} \frac{R_2}{R_1 + R_2}} \approx \\ &\approx \frac{1/g_{m1}}{k_u/n} = \frac{n}{k_u g_{m1}} = \frac{1}{S_u g_{m1}} \end{aligned} \quad (18.24)$$

Z powyższych równań wynika, że polepszając współczynnik stabilizacji napięcia  $S_u$  polepszeniu ulega równocześnie rezystancja wyjściowa stabilizatora  $r_{out}$ .

Z analizy obwodu wynika, że dobierając diodę Zenera o małej wartości  $U_Z$  oraz odpowiedni podział dzielnika  $R_1 - R_2$  można zmieniać napięcie wyjściowe tego stabilizatora.

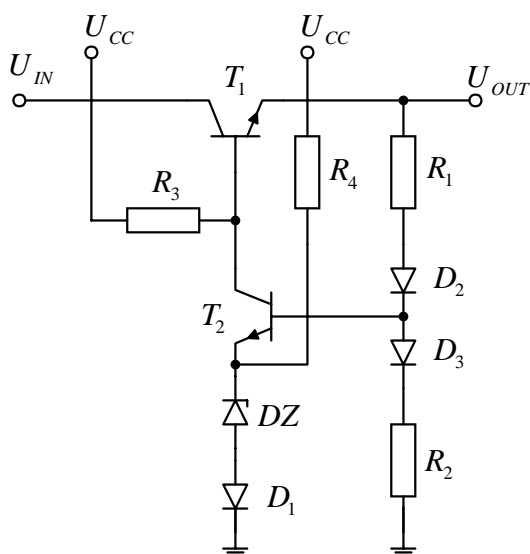
W przypadku względnie dużych prądów wyjściowych w miejsce pojedynczych tranzystorów regulujących na ogół stosuje się układy Darlingtona. Rozwiązanie takie pozwala w takich przypadkach podtrzymać założenie o pomijalnie małych prądach baz tranzystorów.

Dalsze udoskonalenia tego podstawowego układu stabilizatora szeregowego idą w kierunku zmniejszania przenikania tętnień na wyjście, termicznej kompensacji zmian napięcia wyjściowego, a przede wszystkim zwiększenia współczynnika stabilizacji.

Układ ze zmniejszeniem przenikania tętnień z wejścia na wyjście z dodatkową polaryzacją źródła referencyjnego i z kompensacją termiczną zmian napięcia wyjściowego przedstawiono na rys.18.12.

Należy zwrócić uwagę, że rezystor  $R_3$  stanowi drogę do przenikania napięcia tętnień z wejścia na wyjście.

Zasilając rezystor  $R_3$  z dodatkowego źródła napięcia stałego  $U_{CC}$  można wyeliminować to zjawisko, a poza tym umożliwia to zwiększenie rezystancji  $R_3$ . W układzie zastosowano rezystor  $R_4$ , który umożliwia dodatkową polaryzację diody Zenera. Może on być także podłączony do  $U_{OUT}$ .



Rys.18.12. Układ ze zmniejszeniem przenikania tętnień z wejścia na wyjście z dodatkową polaryzacją źródła referencyjnego i z kompensacją termiczną zmian napięcia wyjściowego

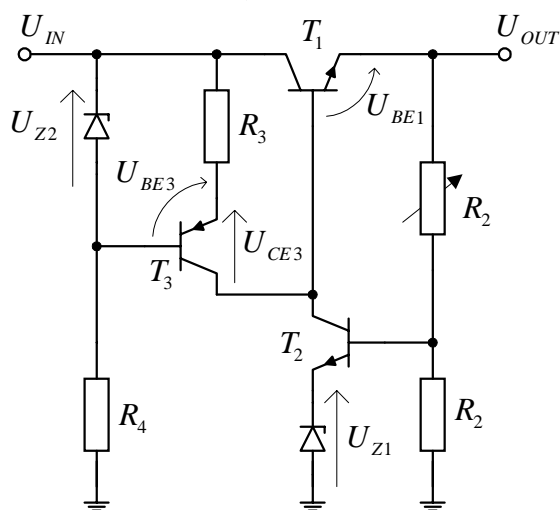
Diody  $D_1, D_2, D_3$  umożliwiają termiczną kompensację zmian napięcia  $U_{OUT}$  przy czym:

$D_1$  - kompensuje zmiany napięcia  $U_Z$  (przy dobranej wartości napięcia  $U_Z$ ),

$D_2$  - kompensuje zmiany napięcia  $U_{BE1}$ ,

$D_3$  - kompensuje zmiany napięcia  $U_{BE2}$ .

Układ ze zwiększonym współczynnikiem stabilizacji napięcia przedstawiono na rys.18.13.



Rys.18.13. Układ ze zwiększonym współczynnikiem stabilizacji napięcia

Na podstawie schematu z rys.18.13 otrzymujemy

$$\begin{aligned} U_{OUT} &= U_{IN} - U_{Z2} + U_{BE3} - U_{CE3} - U_{BE1} \cong \\ &\cong U_{IN} - U_{Z2} - U_{CE3} \end{aligned} \quad (18.25)$$

Stąd

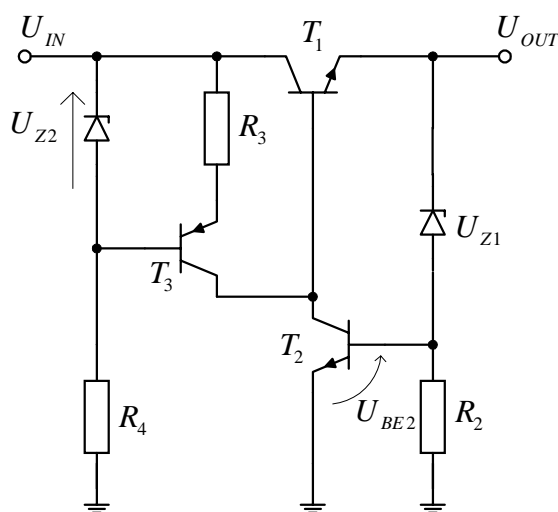
$$U_{IN} - U_{OUT} = U_{CE1} = U_{Z2} + U_{CE3} \quad (18.26)$$

Napięcie  $U_{Z2}$  nie może być zbyt duże ze względu na straty mocy w tranzystorze regulacyjnym.

Gdy nie jest wymagana regulacja napięcia wyjściowego, to dla  $R_1 = 0, R_2 \rightarrow \infty$  i wtedy

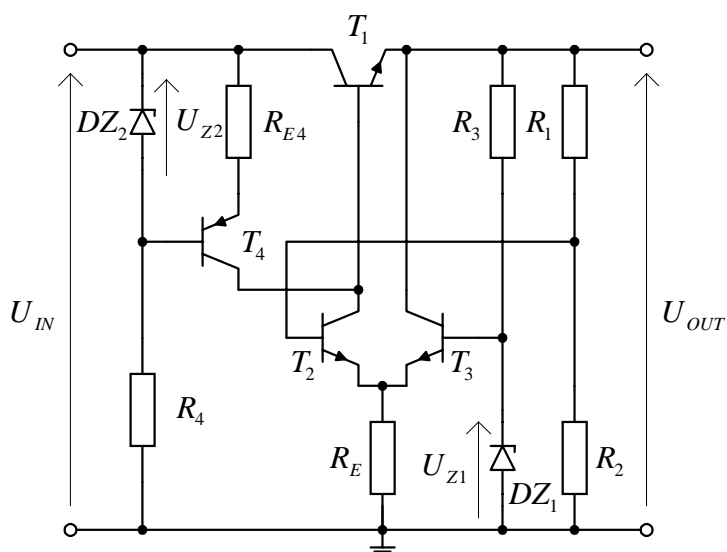
$$U_{OUT} = U_{Z1} + U_{BE2} \quad (18.27)$$

W tym przypadku diodę Zenera można włączyć w miejsce rezystora  $R_1$ , jak to przedstawiono na rys.18.14 (istnieje wtedy możliwość zmiany jej prądu rezystorem  $R_2$ ).



Rys.18.14. Uproszczony układ ze zwiększonym współczynnikiem stabilizacji napięcia.

Poprawę wszystkich ulepszanych własności stabilizatora można otrzymać poprzez zastosowanie wzmacniacza różnicowego jako wzmacniacza błędów w torze sprzężenia zwrotnego. Przykład takiego stabilizatora przedstawiono na rys.18.15.



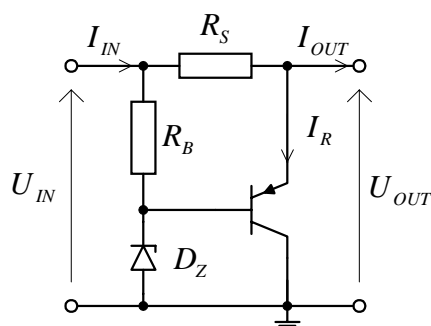
Rys.18.15. Stabilizator napięcia ze wzmacniaczem różnicowym.

Zastosowanie wzmacniacza różnicowego  $T_2, T_3$  pozwala wyeliminować wpływ termicznego dryftu napięcia  $U_{BE}$ . Wzmacniacz różnicowy porównuje napięcie referencyjne  $U_{Z1}$  z częścią napięcia  $U_{OUT}$ . Wnosi on dodatkowe wzmocnienie w torze ujemnego sprzężenia zwrotnego, co powoduje zmniejszenie sygnału błędu i zwiększenie współczynnika stabilizacji napięcia. Dioda  $D_{Z1}$  jest spolaryzowana ze źródła napięcia stabilizowanego  $U_{OUT}$ , co również poprawia współczynnik stabilizacji napięcia.

Wadą stabilizatorów szeregowych jest przede wszystkim ich mała odporność na zwarcie na wyjściu. W takim wypadku zwykle ulega uszkodzeniu element wykonawczy, o ile nie przewidziano jego mocy strat z odpowiednim nadmiarem, albo nie zastosowano odpowiednich układów zabezpieczających.

### 18.3.3 Równoległe stabilizatory napięcia

W stabilizatorach równoległych element regulacyjny umieszczony jest równolegle do obciążenia. Przykład najprostszego układu stabilizatora tego typu przedstawia rys.18.16.



Rys.18.16. Prosty, równoległy stabilizator napięcia.

Zasada działania równoległego stabilizatora napięcia jest taka sama jak w przypadku układu parametrycznego z diodą stabilizacyjną. Ze względu na małą sprawność stabilizatory równoległe znajdują zastosowanie jedynie przy niewielkich prądach wyjściowych  $I_{OUT}$ .

Element regulacyjny jest połączony z obciążeniem równolegle, zaś szeregowo z obciążeniem jest włączony rezystor regulacyjny. Zmiana spadku napięcia na rezystorze  $R_S$ , kompensująca zmiany napięcia wejściowego i rezystancji obciążenia, jest sterowana zmianami prądu płynącego przez element regulacyjny. Stąd

$$U_{OUT} = U_{IN} - R_S(I_{OUT} + I_R) \quad (18.28)$$

Moc tracona w układzie, z pominięciem mocy traconej w układzie polaryzacji diody Zenera  $D_Z - R_B$ , wynosi

$$P_S = (U_{IN} - U_{OUT})(I_{OUT} + I_R) + U_{OUT}I_R =$$

*moc tracona w rezystorze regulacyjnym      moc tracona w elemencie regulacyjnym*

$$= (U_{IN} - U_{OUT})I_{OUT} + U_{IN}I_R \quad (18.29)$$

Stabilizatory równoległe cechują się:

- mniejszą sprawnością od stabilizatorów szeregowych (większa moc strat spowodowana przepływem prądu  $I_R$ ),
- odpornością na zwarcia i przeciążenia,
- stałym poborem mocy ze źródła zasilania przy zmianach obciążenia.

Ze względu na małą sprawność energetyczną stabilizatory równoległe znajdują zastosowanie jedynie przy niewielkich prądach wyjściowych  $I_{OUT}$ .

Podobnie jak w przypadku układu z rys.18.10 współczynnik stabilizacji napięcia  $S_u$  jest zbliżony do wartości spotykanych w stabilizatorach parametrycznych i wynosi

$$S_u \approx \frac{R_S}{r_z} \quad (18.30)$$

Przyczyn zjawiska tego typu można dopatrywać się w konieczności zasilania diody Zenera z napięcia wejściowego. Rozważny układ z rys.18.16 nie zapewnia możliwości zmiany napięcia wyjściowego.

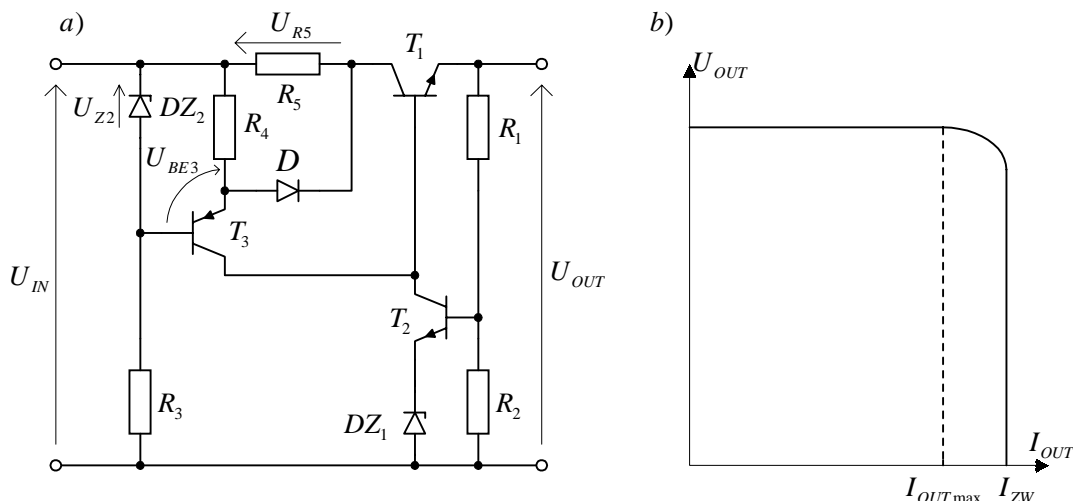
W wypadku zwarcia na wyjściu płynący wtedy prąd jest ograniczany przez rezystancję  $R_S$ , która w związku z tym musi mieć odpowiednią moc. Wprowadzenie do układu zewnętrznego sprzężenia zwrotnego polepsza parametry i pozwala regulować wartość napięcia wyjściowego.

## 18.4 UKŁADY ZABEZPIECZEŃ STABILIZATORÓW

Szeregowe stabilizatory napięcia, jak już wspomniano, są wrażliwe na wystąpienie zwarcia na wyjściu układu. Wtedy przebiegu cieplnemu może ulec element regulujący. W przypadku bardziej skomplikowanych urządzeń profesjonalnych stosowane są specjalne układy zabezpieczeń ograniczających prąd zwarcia. Jednym z nich może być wcześniej omówiony układ parametrycznego stabilizatora prądu z rys.18.7. Stosowane są również zabezpieczenia nadnapięciowe oraz zabezpieczenia termiczne (chroniące przed nadmiernym nagrzewaniem elementów układu).

### 18.4.1 Układ z ograniczeniem prądu obciążenia

Schemat układu z zabezpieczeniem nadprądowym, ograniczającym maksymalną wartość prądu obciążenia, przedstawia rys.18.17.



Rys.18.17. Układ z ograniczeniem prądu obciążenia: a) schemat układu, b) charakterystyka prądowo - napięciowa stabilizatora.

Układ ogranicznika tworzą rezystory  $R_3 - R_5$ , tranzystor  $T_3$  oraz diody  $D$  i  $D_{Z2}$ . Elementem próbującym prąd wyjściowy jest rezystor  $R_5$ . Dopóki spadek napięcia na nim jest mniejszy od napięcia  $I_{E3}R_4$  dioda  $D$  nie przewodzi. Gdy prąd  $I_{OUT}$  dostatecznie wzrośnie dioda  $D$  zaczyna przewodzić i na rezystorze  $R_5$  ustala się napięcie równe

$$U_{R5} = U_{Z2} + U_D - U_{BEp3} \cong U_{Z2} \quad (18.31)$$

Ponieważ napięcie  $U_{Z2}$  ma w przybliżeniu stałą wartość, to prąd wyjściowy już dalej nie może wzrosnąć i wynosi

$$I_{OUT\max} = \frac{U_{R5}}{R_5} \approx \frac{U_{Z2}}{R_5} \quad (18.32)$$

Prądowo-napięciową charakterystykę stabilizatora z przedstawionym ogranicznikiem przedstawiono na rys.18.17b.

Mimo, że w układzie jest zastosowany ogranicznik prądu nadal należy przestrzegać, aby nie przekroczyć dopuszczalnej mocy strat  $P_{C\max}$  tranzystora regulacyjnego  $T_1$ , określonej zależnością

$$P_{C\max} < I_{OUT\max} U_{CE1\max} \quad (18.33)$$

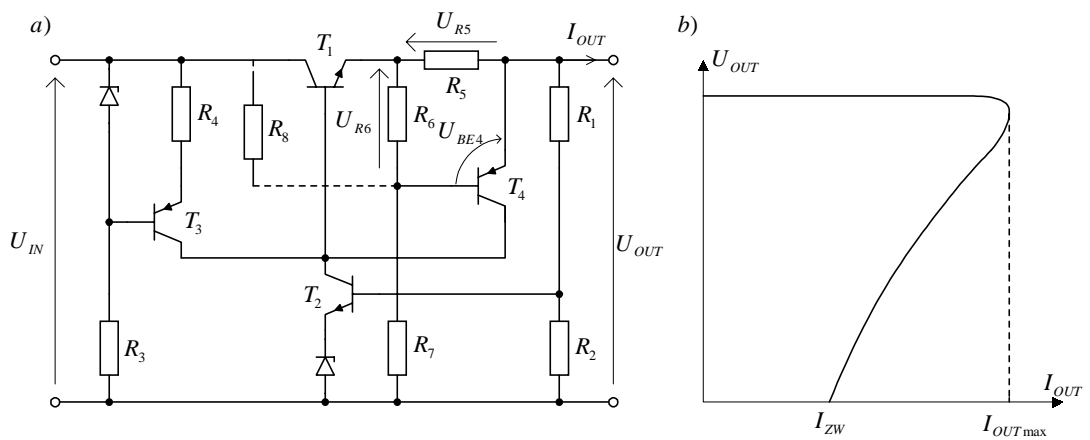
przy czym napięcie  $U_{CE1\max}$  występuje w stanie zwarcia stabilizatora

$$U_{CE1\max} = U_{CE1}|_{U_{OUT}=0} = U_{IN} - U_{Z2} \quad (18.34)$$



### 18.4.2 Układ z redukcją prądu zwarcia

Na rys.18.18a przedstawiono schemat układu z redukcją prądu zwarcia. Układ zabezpieczenia tworzą rezystory  $R_5 - R_7$  oraz tranzystor  $T_4$ . Przy normalnym obciążeniu jest on zatkany, a stan ten jest wymuszany przez dzielnik  $R_6 - R_7$ . Elementem śledzącym prąd wyjściowy  $I_{OUT}$  jest rezystor  $R_5$ . Gdy spadek napięcia na nim wzrośnie powyżej wartości  $U_{R5} \geq U_{R6} - U_{BEP4}$ , tranzystor  $T_4$  zaczyna przewodzić. Wtedy zmniejsza się prąd bazy tranzystora  $T_1$ , co w konsekwencji przeciwdziała dalszemu wzrostowi prądu wyjściowego.



Rys.18.18. Układ z redukcją prądu zwarcia: a) schemat układu, b) charakterystyka prądowo-napięciowa stabilizatora

Na podstawie przedstawionych rozważań możemy wyznaczyć maksymalny prąd zwarcia z układu równań

$$\left. \begin{aligned} U_{R5} &\approx I_{OUT} R_5 \\ U_{R6} &= (U_{OUT} + U_{R5}) \frac{R_6}{R_6 + R_7} \\ U_{R5} - U_{R6} &= U_{BEP4} \end{aligned} \right\} \quad (18.35)$$

Stąd

$$I_{OUT\max} R_5 - (U_{OUT} + I_{OUT\max} R_5) \frac{R_6}{R_6 + R_7} = U_{BEP4} \quad (18.36)$$

Z równania (18.36) otrzymujemy

$$I_{OUT\max} = U_{BEP4} \frac{R_6 + R_7}{R_6 R_7} + U_{OUT} \frac{R_6}{R_6 + R_7} \quad (18.37)$$

Ze względu na zależność napięcia  $(U_{R5} - U_{R6})$  od  $I_{OUT}$  oraz  $U_{OUT}$ , w układzie istnieje możliwość obniżenia wartości prądu zwarcia  $I_{ZW}$

w stosunku do  $I_{OUT\max}$

$$I_{ZW} = I_{OUT\max} \big|_{U_{OUT}=0} = U_{BEP4} \frac{R_6 + R_7}{R_5 R_6} \quad (18.38)$$

Charakterystyka napięciowo-prądowa ma postać przedstawioną na rys.18.18b. Nosi ona nazwę charakterystyki z redukcją prądu zwarcia - typu foldback.

Gdy  $R_7 \rightarrow \infty$ , charakterystyka z redukcją prądu zwarcia staje się charakterystyką z ograniczeniem prądu.

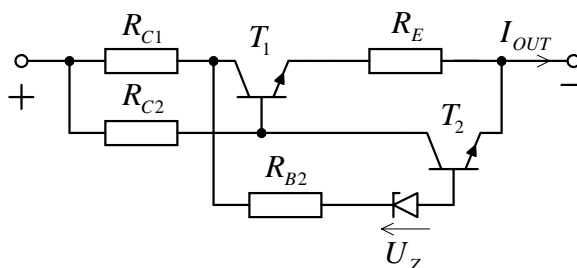
Moc tracona w stabilizatorze w czasie zwarcia powinna być mniejsza od mocy traconej w układzie przy maksymalnym poborze prądu ze stabilizatora. Powyższe stwierdzenie prowadzi do zależności projektowej

$$\frac{I_{OUT\max}}{I_{ZW}} \geq \frac{U_{IN}}{U_{IN} - U_{OUT}} \quad (18.39)$$

W układzie istnieje możliwość dodatkowego zmniejszenia prądu zwarcia przez zastosowanie rezystora  $R_8$ . Nie wpływa on na wielkość maksymalnego prądu zwarcia, natomiast powoduje uzależnienie prądu zwarcia od napięcia wejściowego  $U_{IN}$  i umożliwia zatkanie tranzystora regulacyjnego w stanie zwarcia wyjścia.

### 18.4.3 Ogranicznik prądu ze sprzężeniem zwrotnym

Schemat układu ogranicznika prądu ze sprzężeniem zwrotnym pokazano na rys.18.19.

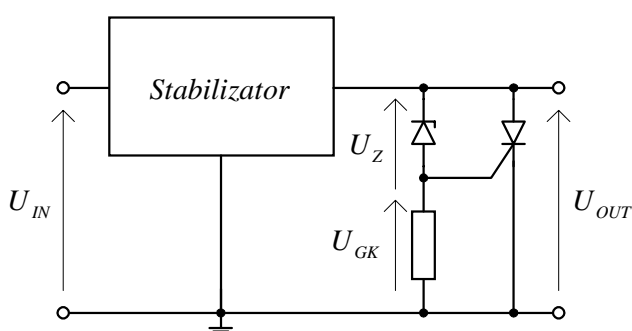


Rys.18.19. Ogranicznik prądu ze sprzężeniem zwrotnym.

Prąd wyjściowy  $I_{OUT}$ , płynąc przez rezystor  $R_E$ , wytwarza na nim nieduży spadek napięcia. Rezystor  $R_{C2}$  jest tak dobrany, aby tranzystor  $T_1$  był w stanie nasycenia, tzn.  $R_{C2} < \beta R_{C1}$ . Tranzystor  $T_2$  równocześnie jest utrzymywany w stanie zatkania. Kiedy spadek napięcia na rezystancji  $R_E$  wzrośnie ponad ustalony poziom, to tranzystor  $T_2$  zaczyna przewodzić, przez co zmniejsza się prąd bazy tranzystora  $T_1$  i

wychodzi on z nasycenia. Gdy oba tranzystory znajdą się w stanie aktywnym zamknięta zostaje pętla dodatniego sprzężenia zwrotnego przyspieszając proces zamiany stanu. Po nasyceniu się tranzystora  $T_2$  przez układ płynie prąd wynikający z wielkości napięcia wejściowego i rezystora  $R_{C2}$ . Opisany stan układu jest stabilny i nie powraca on do stanu początkowego nawet po usunięciu zwarcia. Dla ponownego włączenia konieczne jest albo zwarcie tranzystora  $T_1$ , albo wyłączenie napięcia wejściowego.

#### 18.4.4 Zabezpieczenia nadnapięciowe

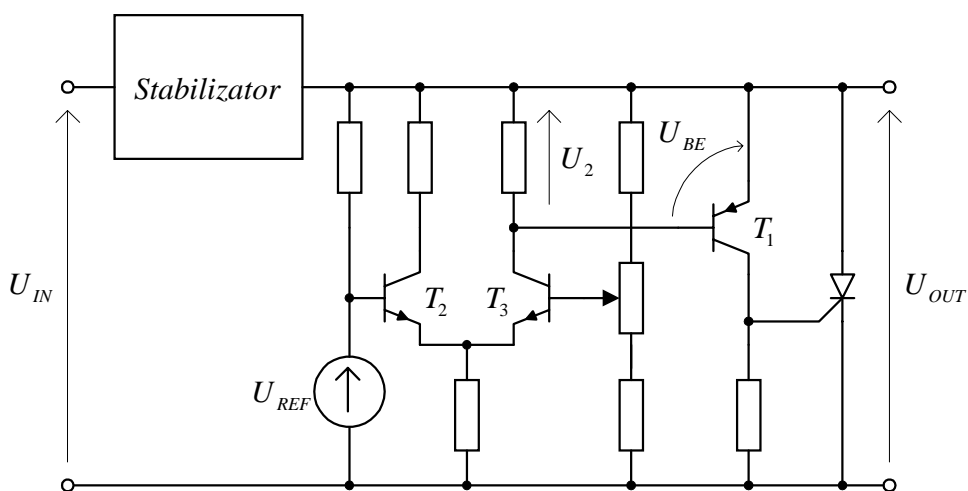


Rys.18.20. Podstawowy układ z zabezpieczeniem nadnapięciowym

Podstawowy układ zabezpieczenia nadnapięciowego przedstawiono na rys.18.20.

W momencie przekroczenia przez napięcie wyjściowe wartości  $U_Z + U_{GK}$  włącza się tyrystor, co powoduje obniżenie napięcia wyjściowego  $U_{OUT}$  do wartości około 1,2 V.

Regulację napięcia zadziałania tyrystora można uzyskać w układzie z zastosowaniem wzmacniacza różnicowego - rys.18.21.



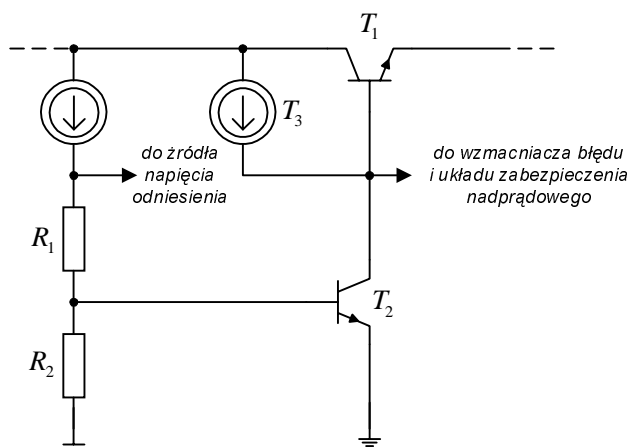
Rys.18.21. Układ z zabezpieczeniem nadnapięciowym z regulacją napięcia zadziałania tyrystora

Gdy napięcie  $U_2$  osiągnie wartość większą od  $U_{BEP1}$ , zaczyna płynąć prąd kolektora tranzystora  $T_1$ , który jest prądem bramki tyrystora. Następuje załączenie tyrystora i napięcie  $U_{OUT}$  maleje do wartości około 1,2 V.

#### 18.4.5. Zabezpieczenie termiczne

Zabezpieczenie termiczne stosowane jest głównie w stabilizatorach monolitycznych. Chroni ono układ monolityczny przed nadmiernym nagraniem, które może doprowadzić do jego nieodwracalnego uszkodzenia.

Ogólną koncepcję realizacji zabezpieczenia termicznego przedstawiono na rys.18.22. Tranzystor  $T_2$  pracuje jako czujnik temperatury. Napięcie  $U_{R2}$  jest tak dobrane, że tranzystor  $T_2$  znajduje się na granicy zatkania. Ze wzrostem prądu wyjściowego wzrasta moc strat w tranzystorze regulacyjnym, wzrasta temperatura podłoża i dzięki silnemu sprzężeniu termicznemu, maleje napięcie  $U_{BE}$  tranzystora  $T_2$ .

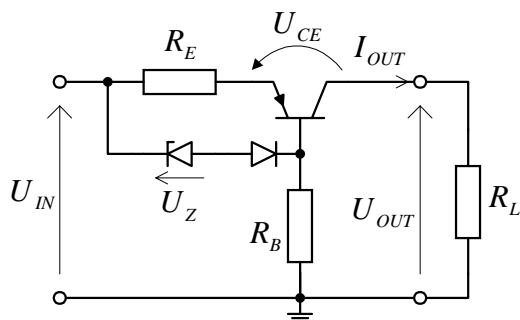


Rys.18.22. Układ z zabezpieczeniem termicznym

Powoduje to przewodzenie tranzystora  $T_2$ , zmniejszenie prądu bazy tranzystora  $T_1$ , a tym samym zmniejszenie prądu  $I_{OUT}$ .

### 18.5 KOMPENSACYJNY STABILIZATOR PRĄDU

Podstawowy układ kompensacyjnego stabilizatora prądu przedstawiono na rys.18.23. Rezystor  $R_E$  stanowi czujnik prądu wyjściowego  $I_{OUT}$ . Wzrost tego ostatniego powoduje zmniejszenie prądu bazy tranzystora i wysterowanie go w kierunku zatkania. Tym samym zostanie zmniejszony jego prąd kolektora tożsamy z prądem wyjściowym.



Rys.18.23. Kompensacyjny stabilizator prądu

W praktyce wielkość tego prądu można określić jako

$$I_{OUT} = \frac{U_Z}{R_E} \quad (18.40)$$

Zakres poprawnej pracy stabilizatora ograniczony jest dwoma stanami: zwarcia na wyjściu i nasyceniem tranzystora w wyniku obciążenia układu rezystancją  $R_{Lmax}$ . Wielkość tej rezystancji można obliczyć uwzględniając w analizie obwodu zależność (18.40)

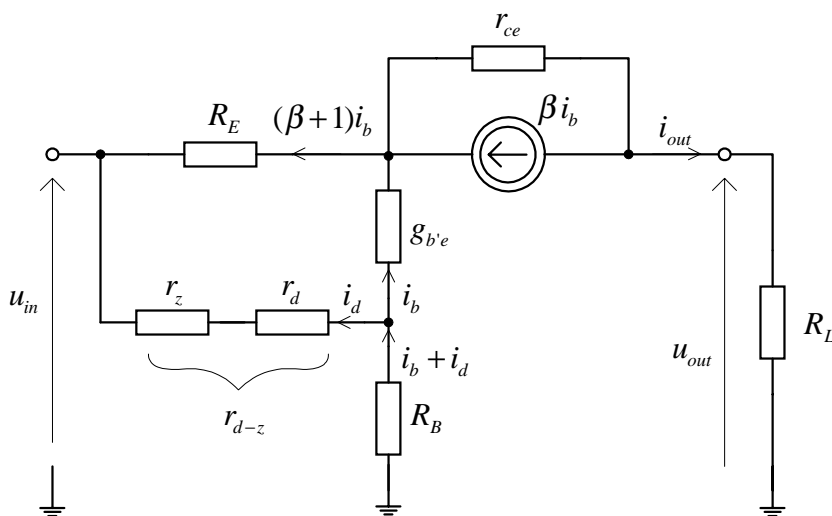
$$R_{Lmax} = R_E \frac{U_{IN} - U_Z - U_{CES}}{U_Z} \quad (18.41)$$

Dla rezystancji obciążenia większej od  $R_{Lmax}$  układ przestaje stabilizować prąd wyjściowy, który zależy wtedy od napięcia wejściowego i rezystancji obciążenia.

W drugiej skrajnej sytuacji, przy zwarcu wyjścia, tranzystor powinien rozproszyć moc

$$P_{Cmax} = (U_{IN} - U_Z) I_{OUT} \quad (18.42)$$

Współczynnik stabilizacji prądu  $S_i$  wyznaczmy na podstawie małosygnałowego schematu zastępczego z rys.18.24.



Rys.18.24. Małosygnałowy schemat zastępczy stabilizatora prądu z rys.18.23

Rozwiązując układ równań dla obwodu zastępczego

$$\left. \begin{aligned} i_d r_{dz} &= R_E (\beta + 1) i_b + r_{b'e} i_b \\ i_b &\approx -\frac{i_{out}}{\beta} \\ u_{in} &= -i_d r_{d-z} - (i_b + i_d) R_B \end{aligned} \right\} \quad (18.42)$$

otrzymujemy

$$S_i = \frac{u_{in}}{i_{out}} \approx \frac{R_B R_E}{r_{d-z}} \quad (18.43)$$

Wartość przybliżoną otrzymano przy założeniach

$$R_B, R_E \gg r_{d-z} = (r_d + r_z), \quad \beta R_E \gg r_{b'e}.$$

Rezystancję wyjściową stabilizatora wyznaczymy ze schematu zastępczego na rys.18.24, jako

$$r_{out} = -\frac{u_{out}}{i_{out}} \Big|_{u_{in}=0} \quad (18.44)$$

Jej wielkość jest ograniczona głównie przez rezystancję dynamiczną  $r_{ce}$ .

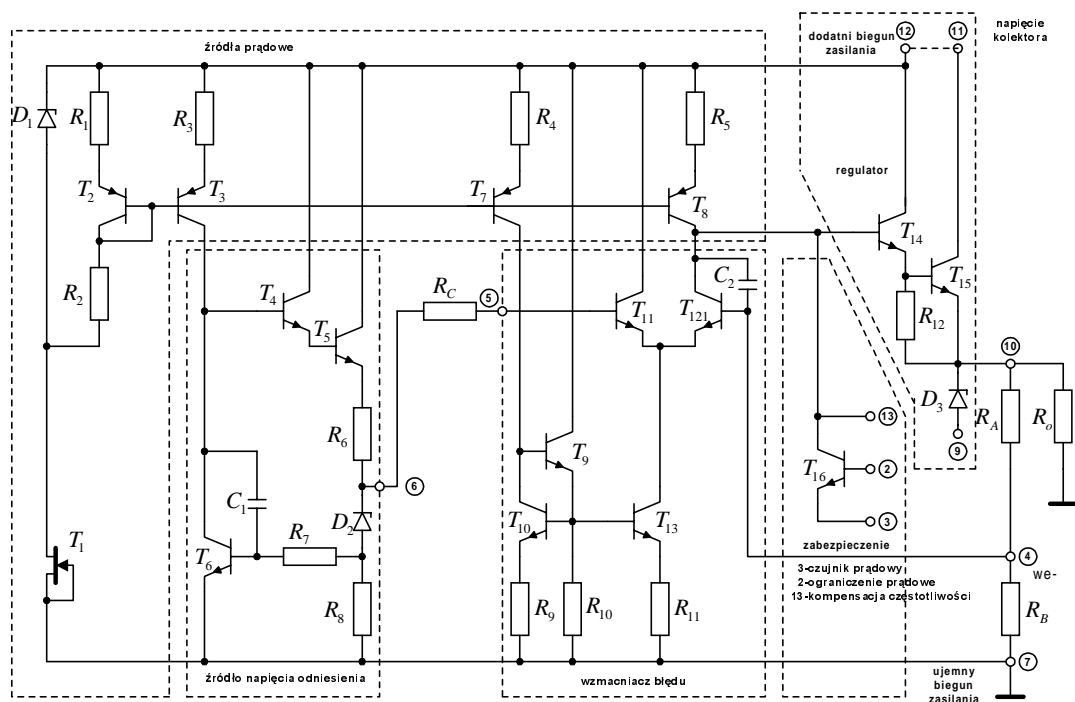
Na zakończenie należy zaznaczyć, że jako stabilizatory prądu można uważać wszystkie źródła prądu.

## 18.6 MONOLITYCZNE STABILIZATORY NAPIĘCIA

Rozwój technologii monolitycznych układów scalonych stworzył możliwość nie tylko miniaturyzacji urządzeń, ale także znacznego ulepszenia ich działania poprzez zaawansowane rozwiązania układowe. Zasada działania stabilizatora z zewnętrzną pętlą sprzężenia zwrotnego, przedstawiona na rys.18.8, w optymalny sposób mogła być zrealizowana dopiero w tej technologii. Na rys.18.25 przedstawiono schemat ideowy monolitycznego stabilizatora  $\mu A 723$ . Numery końcówek wyprowadzeń dotyczą obudowy plastikowej DIL - TO116.

Stabilizator ten opracowany przez firmę Fairchild w 1968 roku jest wykonany technologią II generacji. Dzięki szerokim możliwościom aplikacyjnym, jak np. możliwości stabilizacji napięć dodatnich jak i ujemnych, pracy w układzie szeregowym i równoległym, układ ten ciągle jest jeszcze używany pomimo dość skomplikowanych układów aplikacyjnych.

Zastosowanie zespołu źródeł prądowych pozwoliło poprawić termiczne właściwości źródła napięcia odniesienia (6,8 V) jak i wzmacniacza błędów, dla którego tranzystor  $T_8$  stanowi obciążenie



Rys.18.25. Schemat ideowy monolitycznego stabilizatora  $\mu A$  723 wraz z podziałem na bloki funkcjonalne

aktywne.

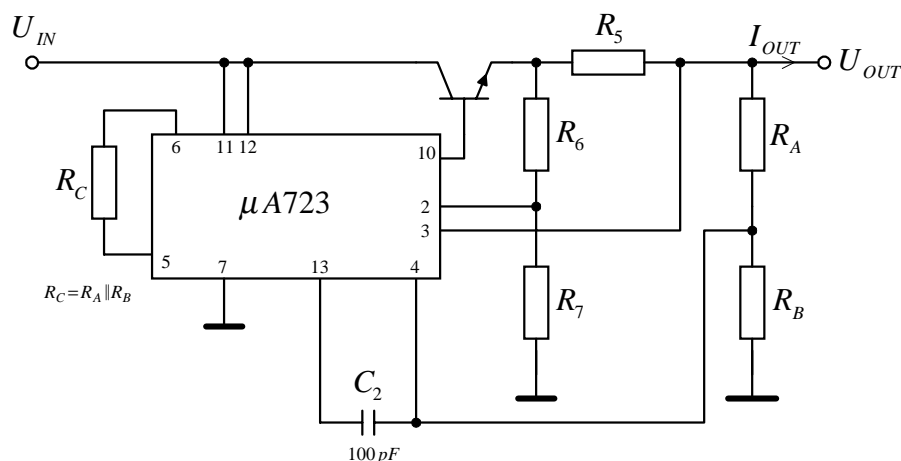
Regulator napięcia wyjściowego pracuje w układzie Darlingtona przy prądach wyjściowych nie większych niż 150 mA. Ograniczenie to można ominąć poprzez zastosowanie zewnętrznego tranzystora regulacyjnego (takie rozwiązanie wspiera brak połączenia kolektorów tranzystorów  $T_{14}$  i  $T_{15}$ ).

Na rys.18.26 przedstawiono schemat aplikacyjny stabilizatora z zewnętrznym tranzystorem regulacyjnym i ograniczeniem nadprądowym z redukcją prądu zwarcia. Realizację tej funkcji zapewnia tranzystor  $T_{16}$ . W układzie konieczna jest kompensacja częstotliwościowa, którą realizuje się za pomocą kondensatora  $C_2$ .

W układzie przedstawionym na rys.18.26 obowiązują następujące zależności

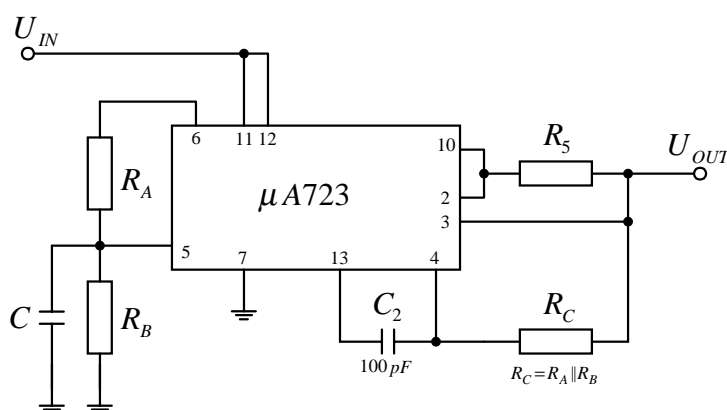
$$U_{OUT} = U_{REF} \frac{R_A + R_B}{R_B} \quad (18.45)$$

$$I_{OUT\max} = U_{BE} \frac{R_6 + R_7}{R_5 R_7} + U_{OUT} \frac{R_6}{R_5 R_7} \quad (18.46)$$



Rys.18.26. Schemat aplikacyjny układu  $\mu A$  723 jako stabilizatora napięcia 7 – 37 V

Na rys.18.27 przedstawiono schemat aplikacyjny układu stabilizatora o napięciu wyjściowym ustawianym w zakresie 2 – 7 V oraz prądzie wyjściowym nie przekraczającym 150 mA.



Rys.18.27. Schemat aplikacyjny układu  $\mu A$  723 jako stabilizatora napięcia 2 – 7 V

W omawianym przypadku mamy

$$U_{OUT} = \frac{R_B}{R_A + R_B} U_{REF} \quad (18.47)$$

$$I_{OUT\max} = \frac{U_{BE}}{R_5} \quad (18.48)$$

Układ ma zabezpieczenie nadprądowe z ograniczeniem ( bez redukcji prądu zwarcia ). Pojemność  $C$  zmniejsza zakłócenia napięcia odniesienia, kondensator  $C_2$  jak w poprzednim przypadku zapewnia kompensację częstotliwościową.

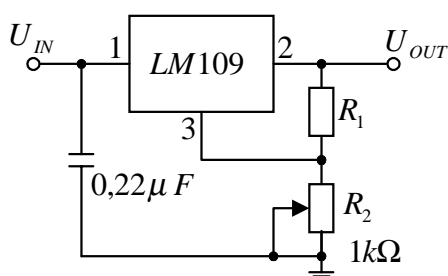
Technologiczny i konstrukcyjny rozwój układów scalonych doprowadził do standaryzacji napięć zasilających. Równocześnie pojawiły się proste w aplikacji, tanie stabilizatory o ustalonej wartości



napięcia. Najbardziej znanym z nich jest zaprezentowany przez firmę National Semiconductors układ LM109 na napięcie +5V i obciążenie prądowe 1A. Układ ma tylko trzy końcówki i praktycznie może pracować bez dodatkowych elementów zewnętrznych ( przy dużych tętnieniach zasilacza na wejściu takiego stabilizatora trzeba umieścić kondensator typu elektrolitycznego, na wyjściu zasadniczo nie jest on potrzebny ).

Omawiany układ ma wewnętrzne, termiczne zabezpieczenia przeciążeniowe, podobnie jak i wewnętrzną kompensację częstotliwościową.

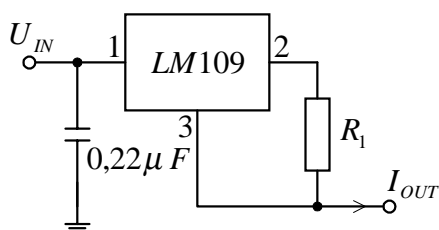
Na rys.18.28 przedstawiono schemat układu aplikacyjnego stabilizatora LM109 z regulowanym poziomem napięcia wyjściowego w zakresie od 2,5 – 5 V.



Rys.18.28. Schemat układu pracy stabilizatora LM109 z regulowanym napięciem wyjściowym 2,5 – 5 V

Rys.18.29 przedstawia sposób wykorzystania układu LM109 jako stabilizatora prądu. Wielkość prądu wyjściowego w tym przypadku wynosi

$$I_{OUT} = \frac{5V}{R_1} \quad (18.49)$$



Rys.18.29. Wykorzystanie układu LM109 jako stabilizatora prądu

Po sukcesie handlowym układu LM109 na rynku pojawił się szereg podobnych na różne napięcia oraz prądy wyjściowe w zakresach od 50 mA do 3 A. Stosując zaś elementy zewnętrzne można zmienić napięcie wyjściowe jak i powiększyć wartość prądu wyjściowego.