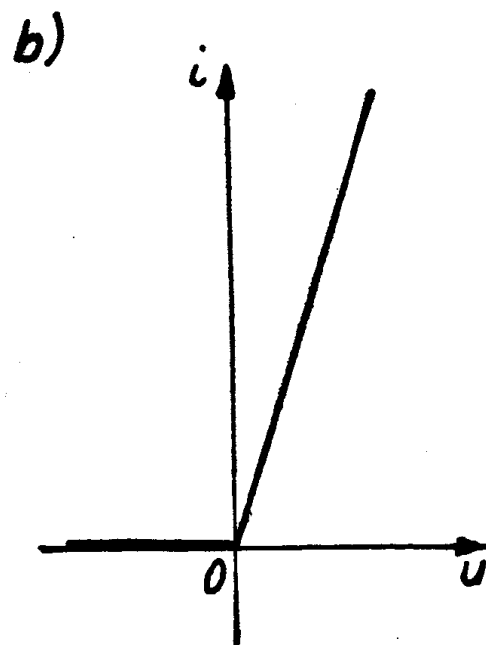
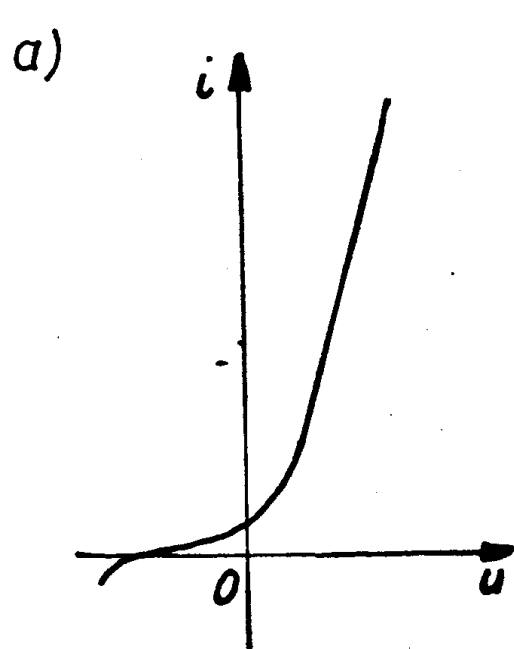


# Analogowe układy elektroniczne

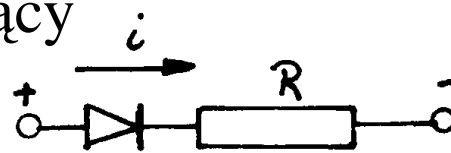
**prof. dr hab. Maciej Włodarczyk**



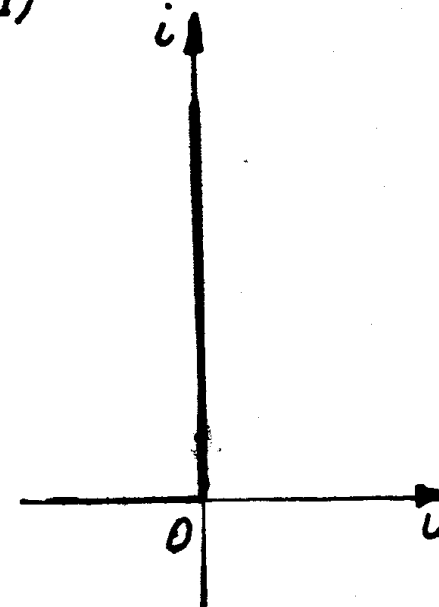
c)

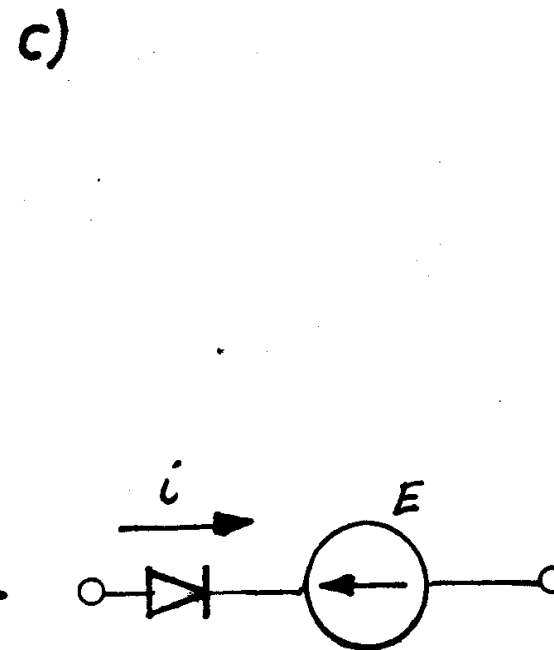
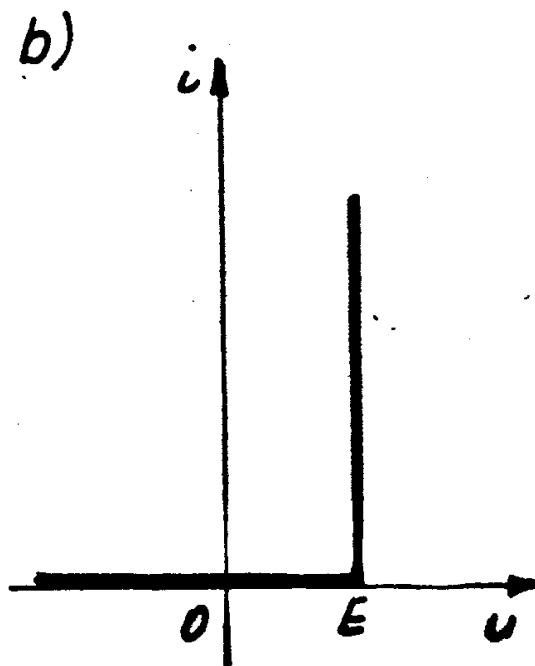
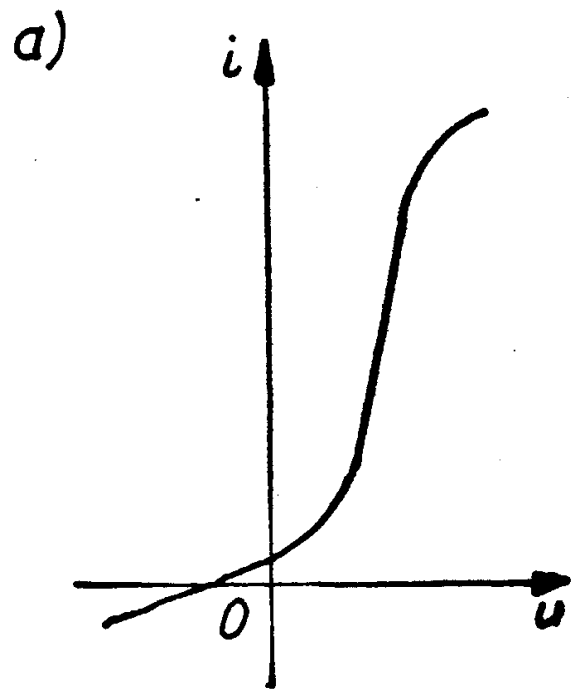
Rys. 2. Charakterystyki napięciowo-prądowe diody półprzewodnikowej:

- a) charakterystyka rzeczywista,
- b) charakterystyka zlinearyzowana,
- c) schemat zastępczy odpowiadający charakterystyce zlinearyzowanej
- d) charakterystyka idealna

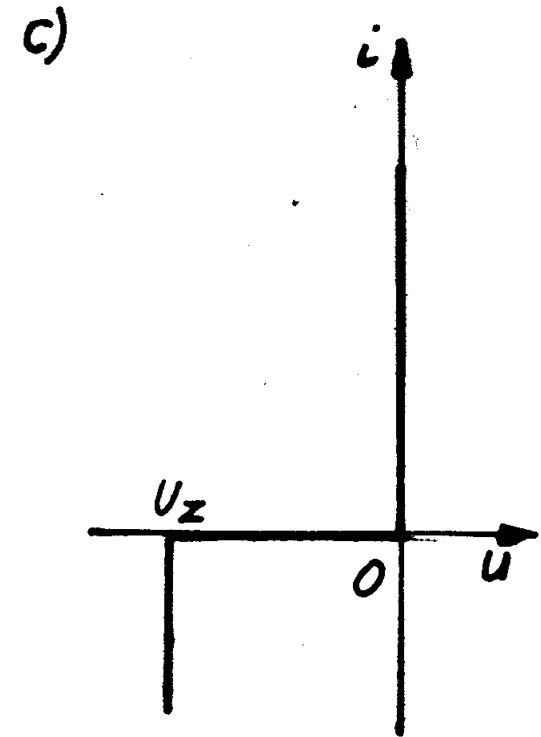
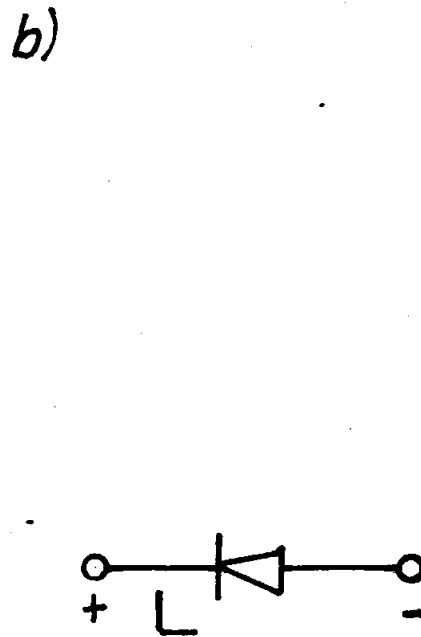
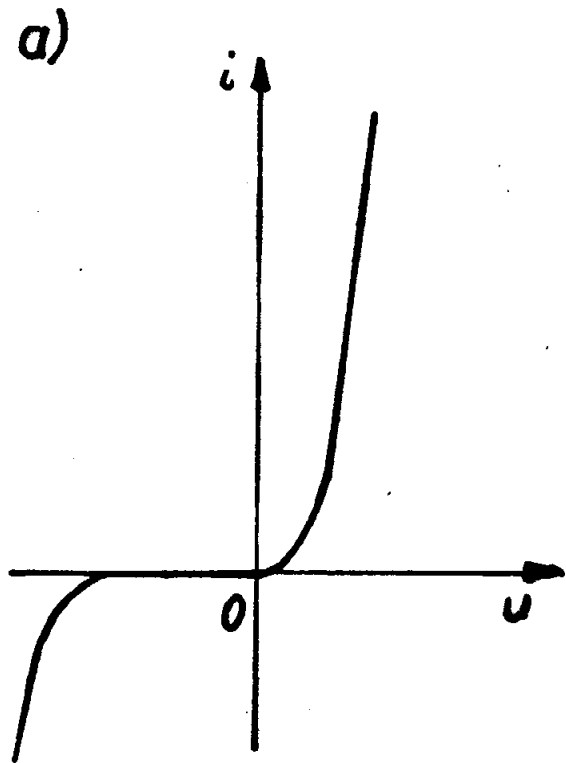


d)





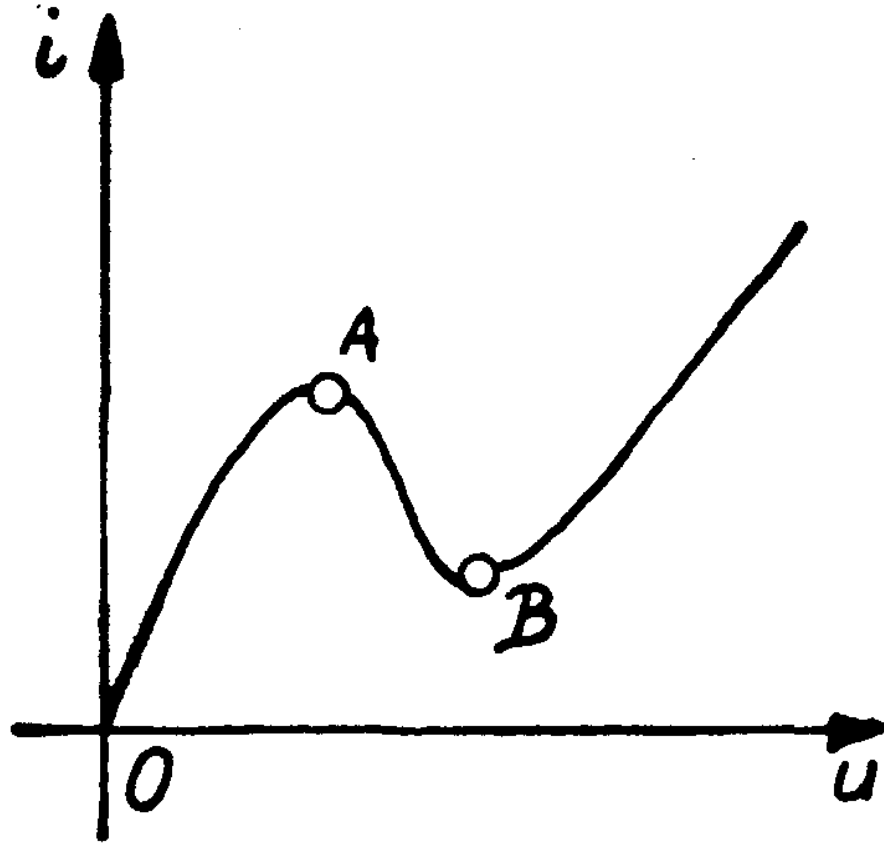
Rys. 3. Charakterystyki napięciowo-prądowe prostownika rtęciowego:  
 a) charakterystyka rzeczywista, b) charakterystyka zlinearyzowana,  
 c) schemat zastępczy odpowiadający charakterystyce zlinearyzowanej b)



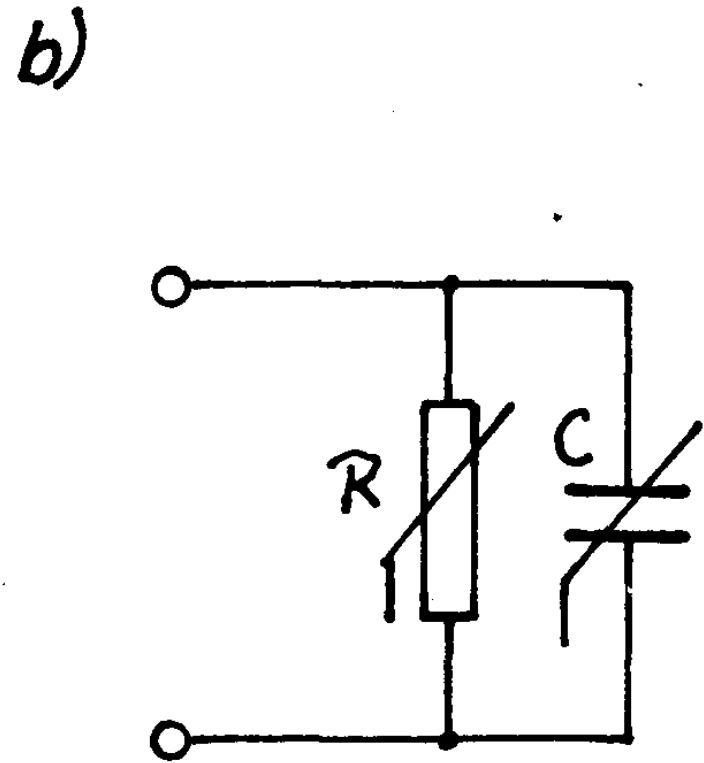
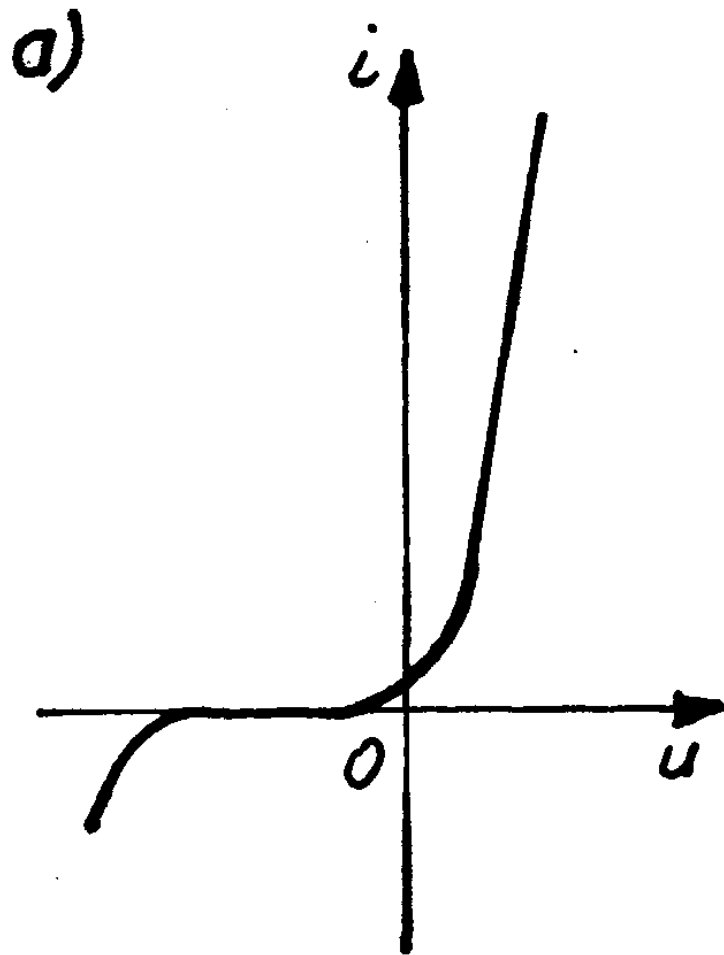
Rys.4. Charakterystyki diody Zenera:

a) charakterystyka rzeczywista,

b) symbol umowny, c) charakterystyka zlinearyzowana



Rys. 5. Charakterystyka napięciowo-prądowa diody tunelowej



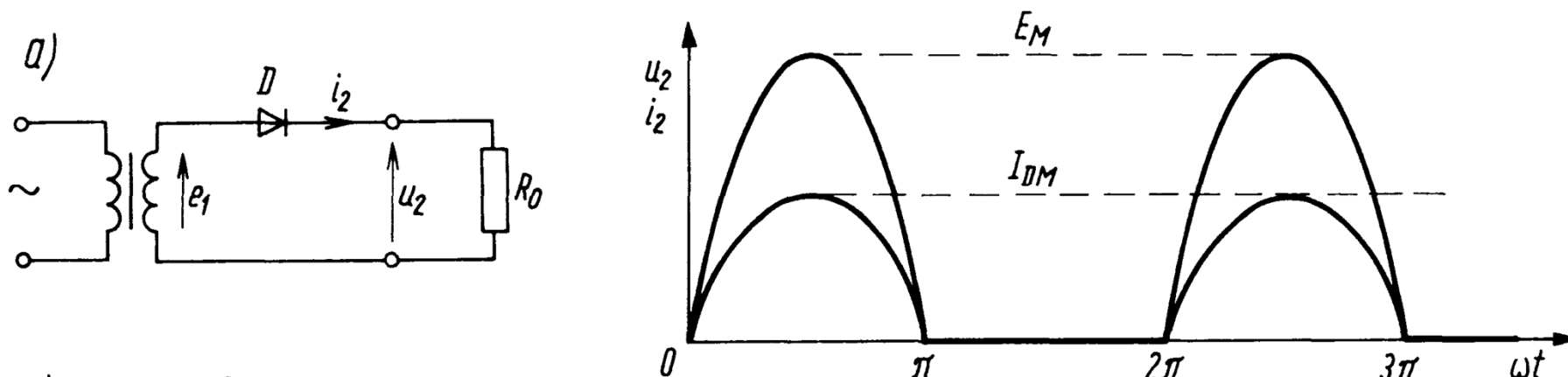
Rys. 6. Dioda pojemnościowa: a) charakterystyka rzeczywista,  
b) schemat zastępczy

W analizie zwykłych prostowników sieciowych przyjmuje się również daleko posuniętą **idealizację** transformatora, który uważa się za urządzenie liniowe, o znikomym małej **indukcyjności** rozproszenia i dużej **indukcyjności** głównej.

W konsekwencji przyjmuje się, że przebiegi napięcia i prądu po wyprostowaniu składają się z połówek **sinusoidy**.

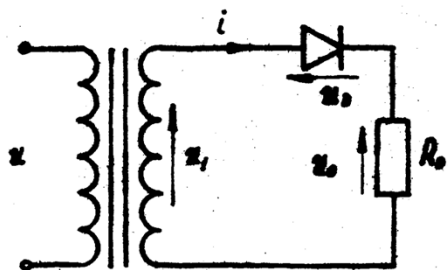
## Prostowanie półfalowe

Najprostszy układ prostowania półfalowego, zwanego inaczej jednopółówkowym, przedstawiono na rysunku 7 i 8a).

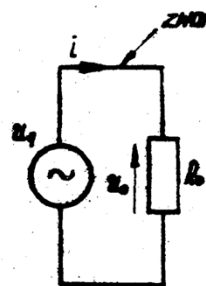


Rys. 7. Prostownik półfalowy

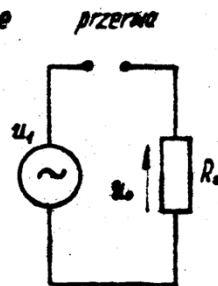
a)



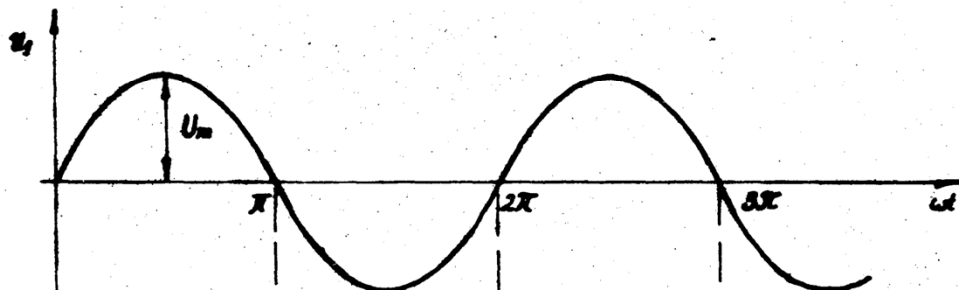
b)  $u_1 > 0$



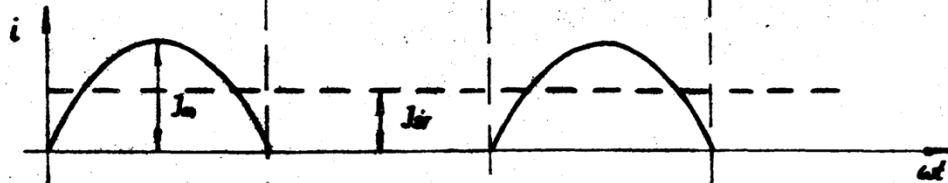
c)  $u_1 < 0$



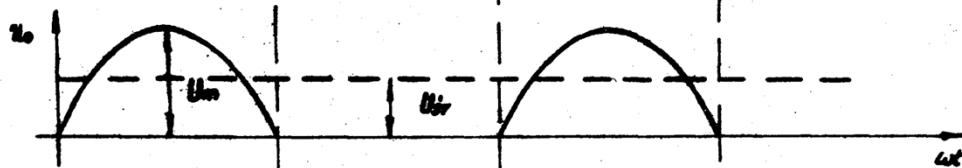
d)



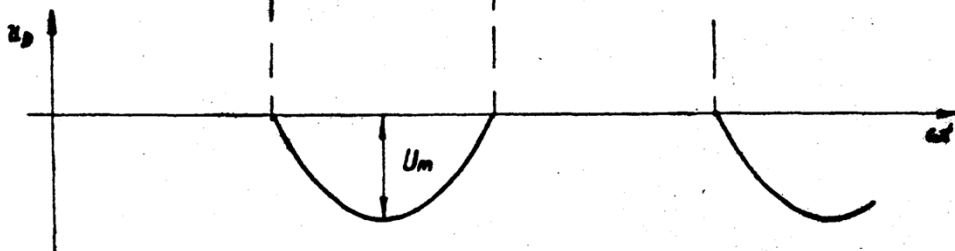
e)



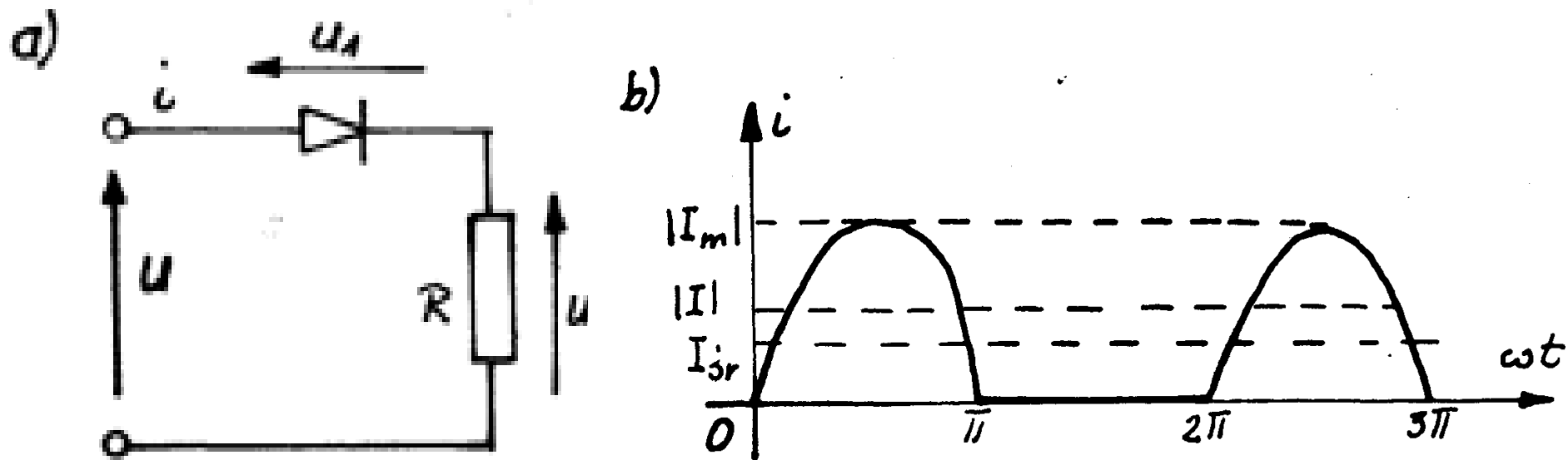
f)



g)







Rys. 8. Prostowanie półfalowe: a) schemat obwodu,  
b) przebieg prądu wyprostowanego

Prąd ten jest okresowy, odkształcony, zawiera składową stałą, pierwszą harmoniczną oraz harmoniczne parzyste.

Szereg Fouriera prądu wyprostowanego półfalowo przedstawionego na rysunku 8b) ma postać:

$$i(\omega t) = \frac{|I_m|}{\pi} + \frac{|I_m|}{2} \sin \omega_1 t - \frac{2}{\pi} \sum_{n=2}^{\infty} \frac{|I_m| \cos n \omega_1 t}{(n-1)(n+1)}$$

przy czym  $n=2,4,6,8,\dots$

Wartość średnia całokresowa prądu wynosi

$$I_{\text{sr}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} |I_m| \sin \omega t d(\omega t) = \frac{|I_m|}{\pi}$$

i jest równa składowej stałej rozwinięcia w szereg Fouriera.

Wartość skuteczna prądu wyprostowanego półfalowo

$$|I| = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} |I_m|^2 \sin^2 \omega t d(\omega t)} = \frac{|I_m|}{2}$$

i równa się amplitudzie pierwszej harmoniczej rozwinięcia w szereg Fouriera.

W stanie przewodzenia prostownika ze źródła napięcia sinusoidalnie zmiennego jest dostarczana moc czynna, która przy założeniu rezystancji prostownika równej zero, wynosi

$$P = R|I|^2 = R \frac{|I_m|^2}{4}$$

Moduł mocy pozornej wydawanej przez źródło

$$|S| = |U||I| = \frac{|U_m|}{\sqrt{2}} \frac{|I_m|}{2} = \frac{R|I_m|^2}{2\sqrt{2}}$$

Moc bierna pobierana w obwodzie z rys.7b) jest równa zero (odbiornik rezystancyjny).

Moc odkształcenia

$$D = \sqrt{|S|^2 - P^2} = \sqrt{\frac{R^2 |I_m|^4}{8} - \frac{R^2 |I_m|^4}{16}} = \frac{R|I_m|^2}{4}$$

Współczynnik mocy definiowany dla przebiegów odkształconych jako stosunek mocy czynnej do mocy pozornej wynosi

$$\cos \vartheta = \frac{P}{|S|} = \frac{\sqrt{2}}{2} \cong 0,707$$

i jest mniejszy od jedności w wyniku powstania mocy odkształcenia. Moc użyteczna pobrana przez odbiornik

$$P_u = R |I_{sr}|^2 = \frac{R}{\pi^2} |I_m|^2$$

Sprawność prostownika przekształcającego prąd przemienny w jednokierunkowy, określona jako stosunek mocy użytecznej do mocy pobranej ze źródła, wynosi

$$\eta = \frac{P_u}{P} = \frac{4}{\pi^2} \cong 0,406$$

Współczynnik kształtu, zdefiniowany jako stosunek wartości skutecznej do wartości średniej prądu, w tym przypadku wynosi

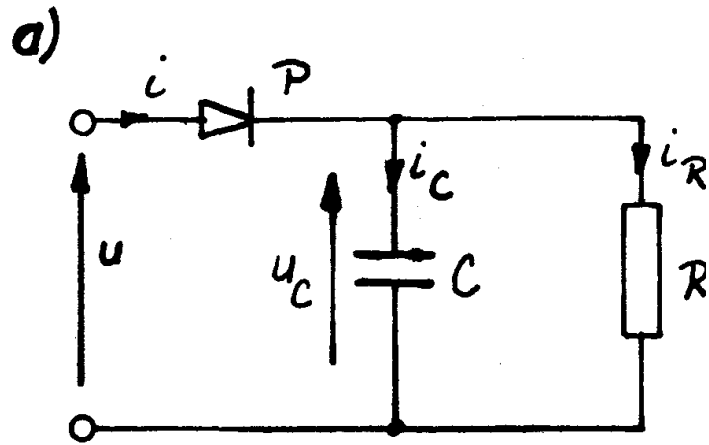
$$k_k = \frac{|I|}{I_{\text{sr}}} = \frac{\pi}{2} \cong 1,57$$

Duża moc odkształcenia, mały współczynnik mocy oraz niska sprawność świadczą o złym wykorzystaniu źródła.

Niejednokrotnie tętnienia prądu mogą być szkodliwe dla pracy układów stałoprądowych. Dlatego też w układach rzeczywistych stosuje się układy wygładzające tętnienia, tłumiące wyższe harmoniczne prądu i poprawiające sprawność obwodu.

Do zmniejszenia tętnień stosowane są filtry wygładzające: pojemnościowy, indukcyjny, indukcyjno-pojemnościowy.

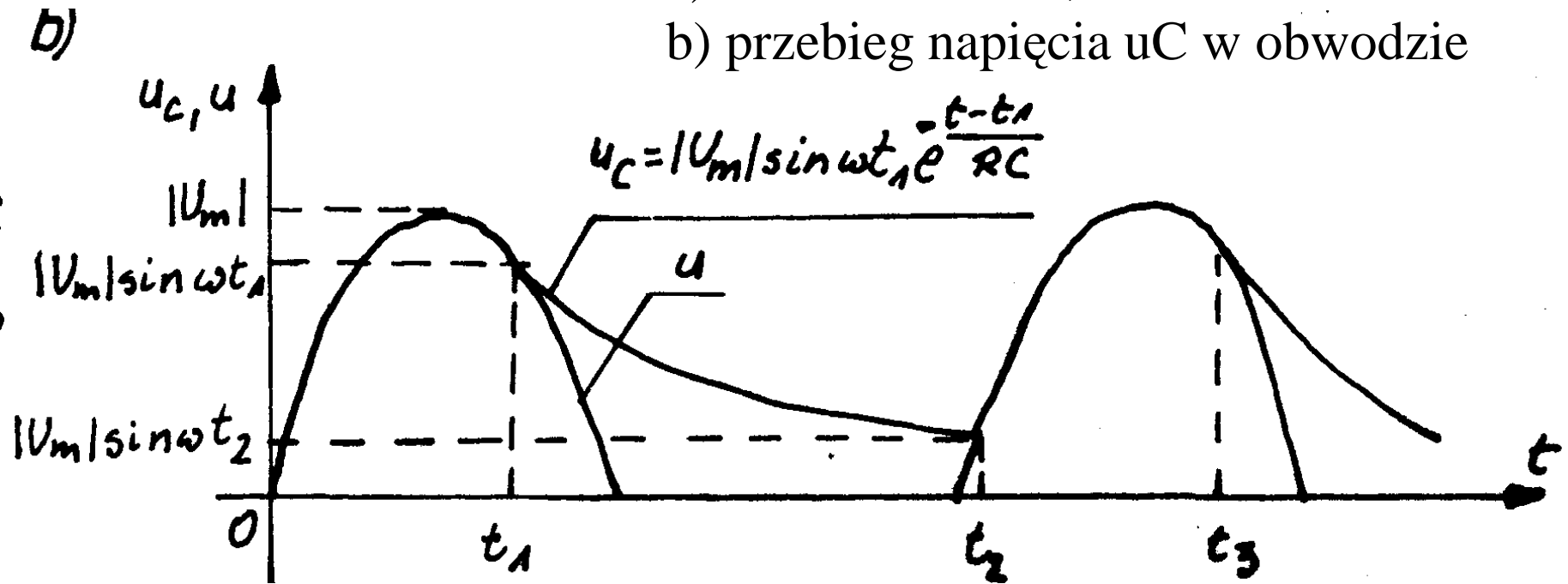
Najbardziej rozpowszechnionym układem wygładzającym jest układ, w którym równolegle do odbiornika o rezystancji  $R$  jest włączony kondensator o pojemności  $C$  (rys.9a).



Rys.9. Wygładzanie tętnień za pomocą filtra pojemnościowego w układzie prostowania półfalowego:

a) schemat układu,

b) przebieg napięcia  $u_C$  w obwodzie



Działanie wygładzające filtru pojemnościowego oparte jest na fakcie, że wyższe harmoniczne prądu przepływają przez kondensator (reaktancja pojemnościowa maleje ze wzrostem częstotliwości), a składowa stała przez rezystor.

Prostownik przewodzi prąd wówczas, gdy wartość chwilowa napięcia doprowadzonego ze źródła jest większa od wartości chwilowej napięcia na zaciskach kondensatora ( $u > u_C$ ).

W stanie przewodzenia prostownika zostaje ładowany kondensator C. Stan ten trwa do chwili  $t_1$ , w której napięcie źródła zrówna się z napięciem na zaciskach kondensatora. Napięcie to wynosi

$$u = |U_m| \sin \omega t_1$$

W chwili  $t_1$  prostownik przestaje przewodzić, a energia kondensatora wyładowuje się przez rezystor powodując w czasie  $t_1 < t < t_2$  stopniowe, wykładnicze obniżanie się napięcia na kondensatorze.

Kondensator zacznie się ładować ponownie w chwili  $t_2$ , w której prostownik ponownie przejdzie w stan przewodzenia.

W chwili  $t_3$  prostownik przechodzi w stan zaporowy i zjawisko powtarza się.

Przebieg napięcia na kondensatorze w obwodzie prostowania jednopółokowego przedstawiono na rysunku 4.38b).

Aby opisać szczegółowo pracę takiego układu należy rozpatrzeć stan nieustalony ze zmieniającymi się cyklicznie warunkami początkowymi.

Wyznamy chwilę  $t_1$  przejścia prostownika ze stanu przewodzenia w stan zaporowy. W stanie przewodzenia prostownika

$$i_R = \frac{|U_m|}{R} \sin \omega t \quad i_C = C \frac{du}{dt} = \omega C |U_m| \cos \omega t$$

$$i = i_R + i_C = \frac{|U_m|}{R} \sin \omega t + \omega C |U_m| \cos \omega t$$

W chwili  $t_1$  prąd  $i$  staje się równy zero, tzn.

$$\frac{|U_m|}{R} \sin \omega t_1 + \omega C |U_m| \cos \omega t_1 = 0$$



stąd  $\operatorname{tg} \omega t_1 = -\omega CR$       zatem  $t_1 = \frac{1}{\omega} \operatorname{arctg}(-R\omega C)$

W czasie  $t_1 < t < t_2$  kondensator rozładowuje się ze stałą czasu  $RC$ .

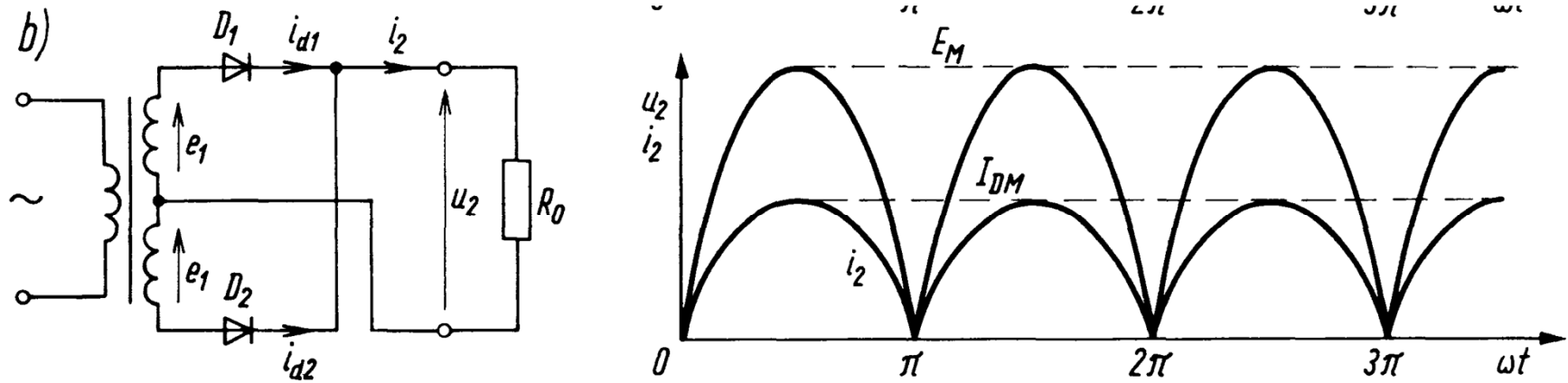
Im większa stała czasu, tym łagodniejsze są tętnienia.

Ze względu na równość napięć na kondensatorze i odbiorniku rezystancyjnym, charakter przebiegu prądu  $iR$  jest taki sam jak przebiegu napięcia  $u_C$ .

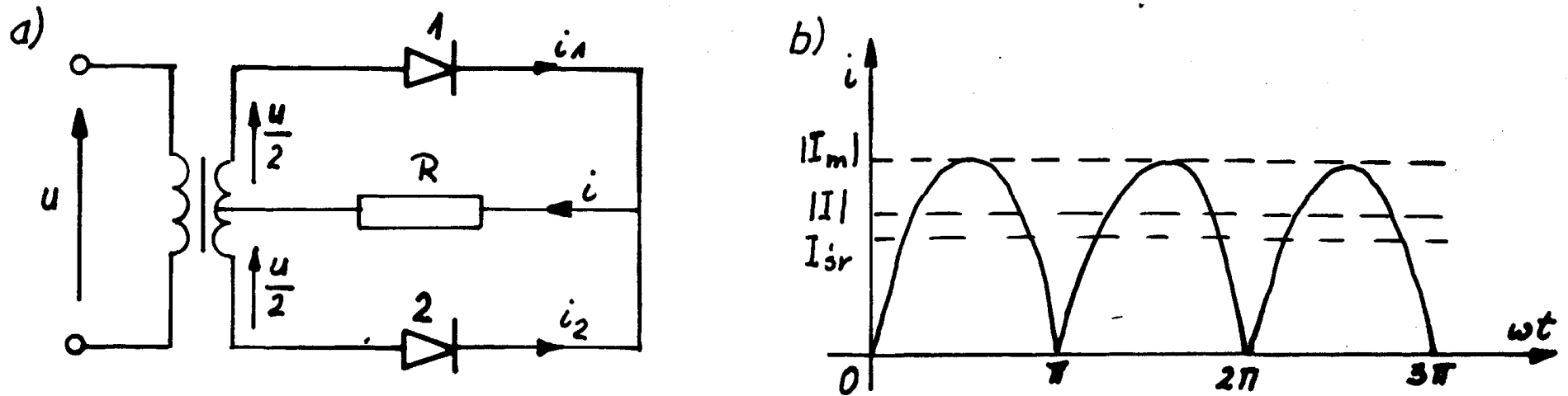
W celu wyznaczenia czasu  $t_2$  korzysta się z równania

$$|U_m| \sin \omega t_2 = |U_m| \sin \omega t_1 \exp\left(-\frac{t_2 - t_1}{RC}\right)$$

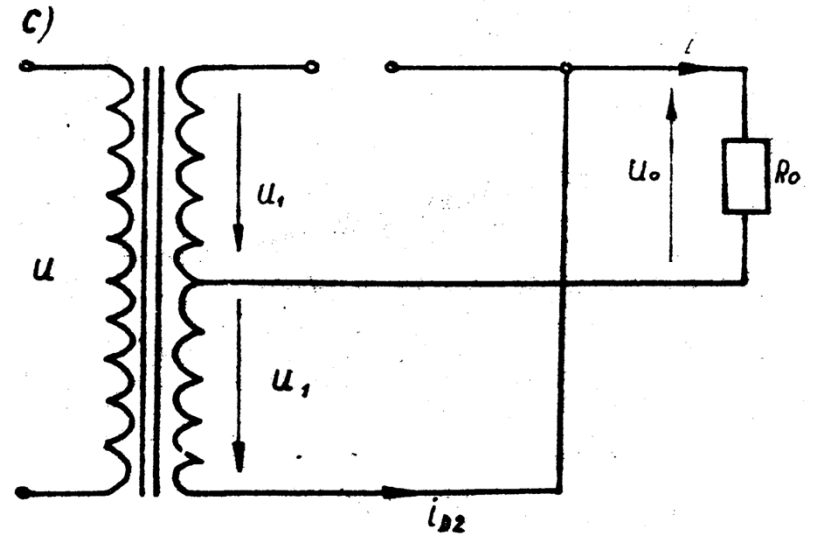
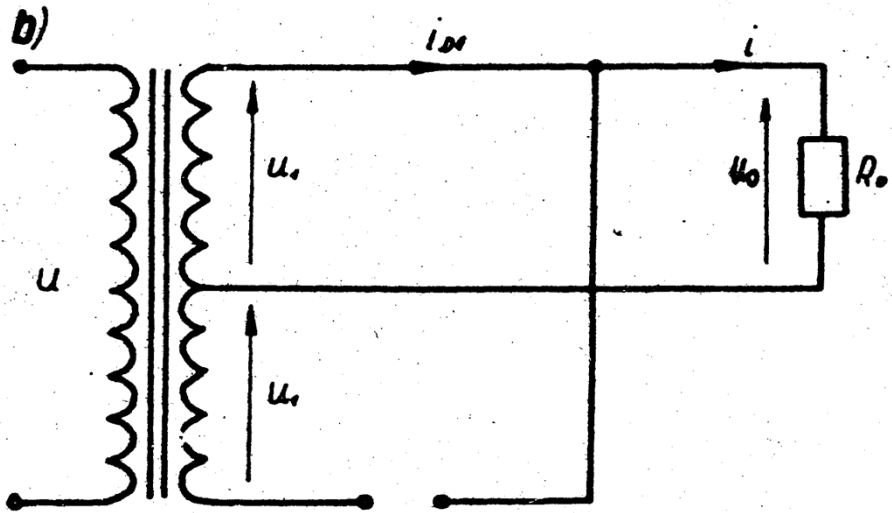
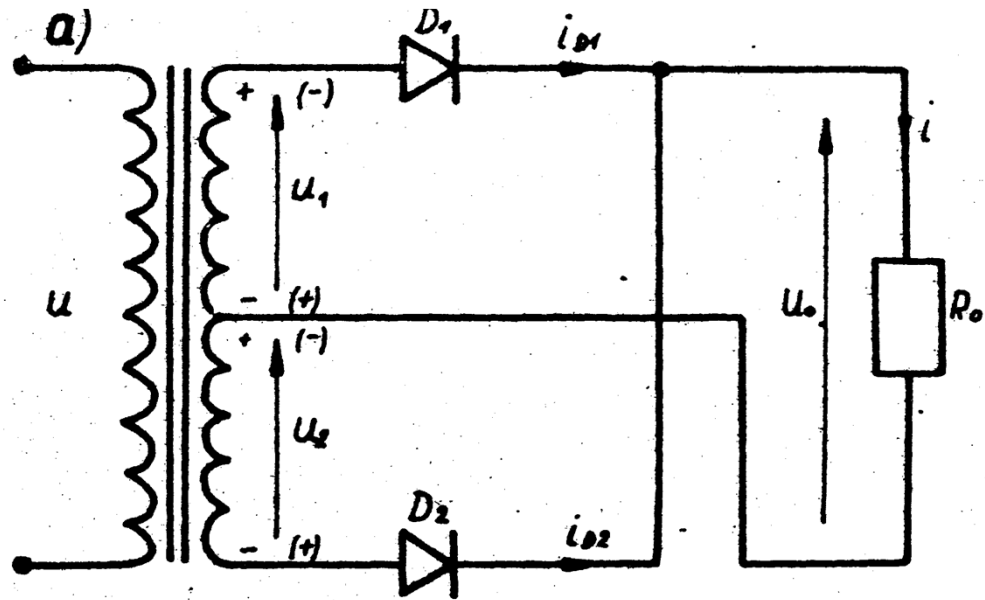
Bezpośrednie wyznaczenie czasu  $t_2$  przy znanym  $t_1$  nie jest możliwe. Można go wyznaczyć stosując metodę prób.

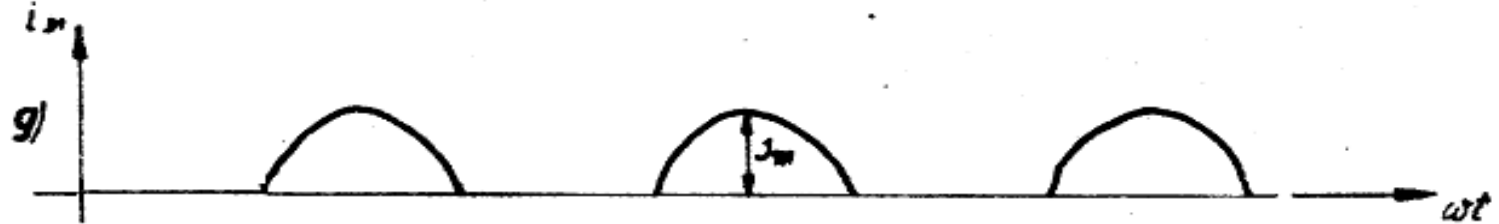
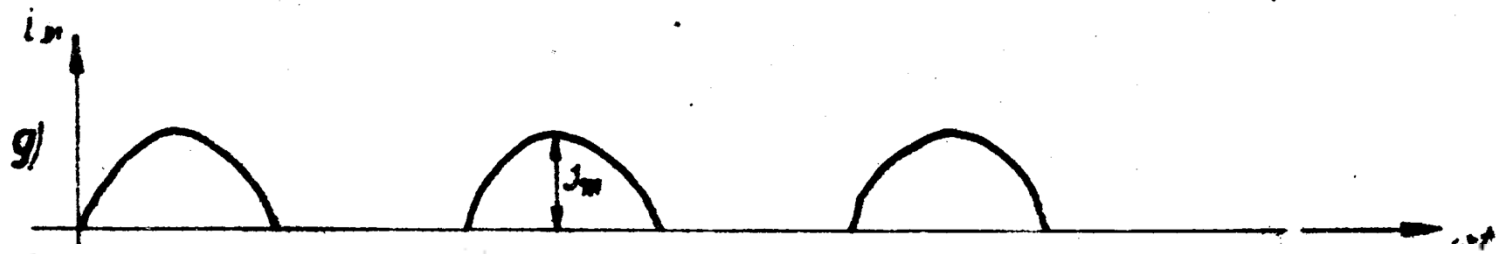
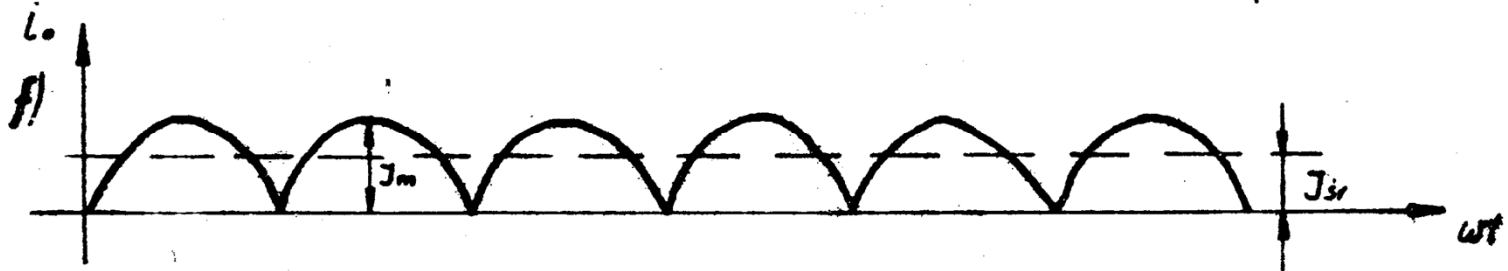
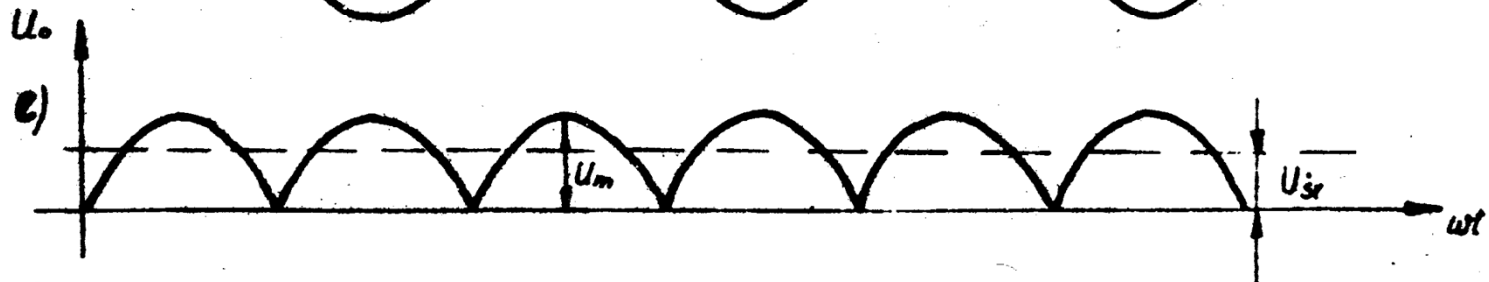
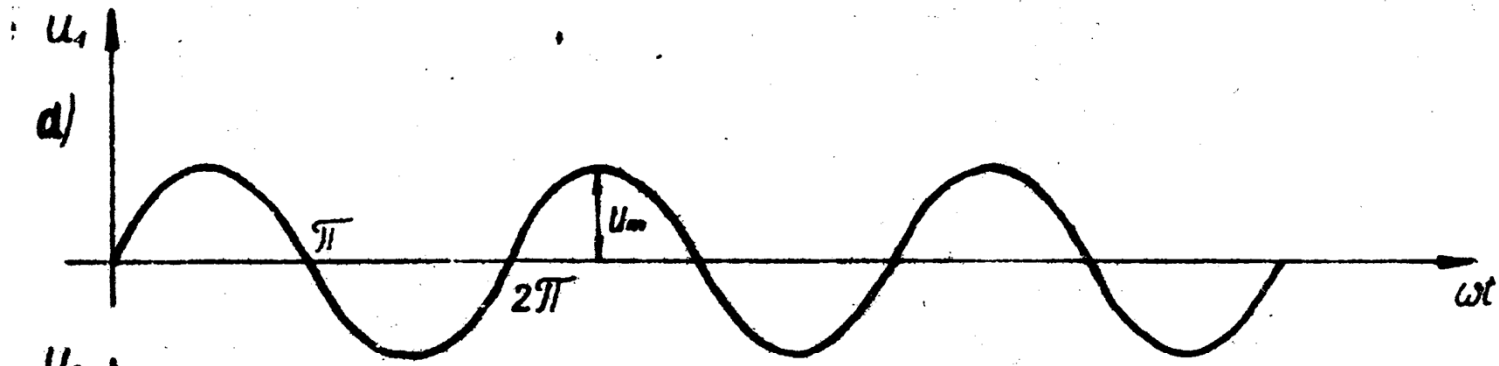


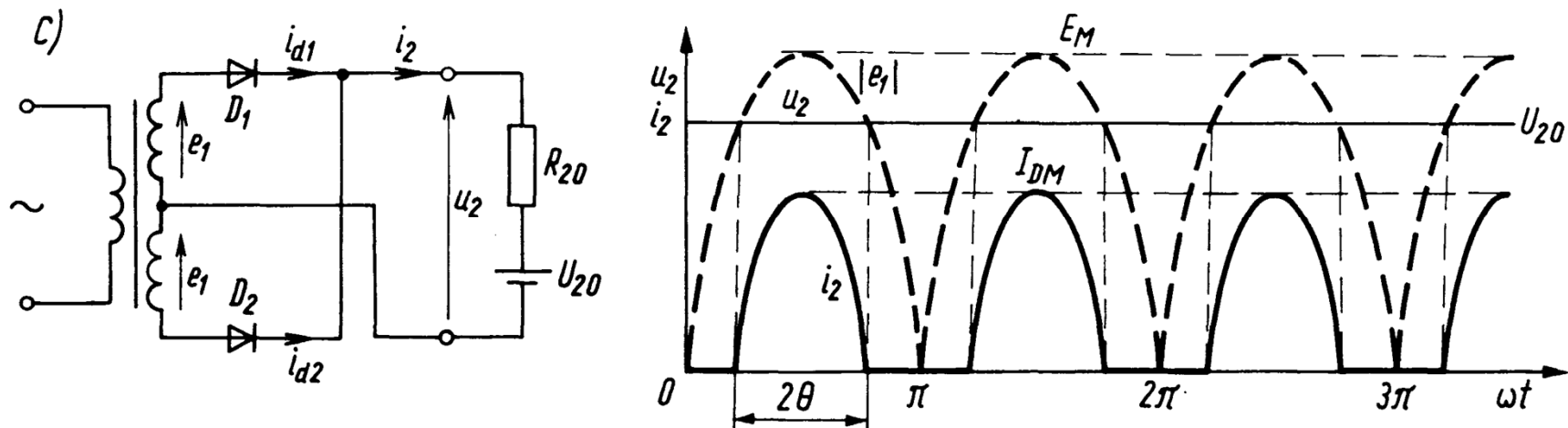
Rys.10. Prostownik całofalowe: a) schemat układu o dwóch prostownikach, b) przebieg napięcia i prądu wyprostowanego



Rys.11. Prostowanie całofalowe: a) schemat układu o dwóch prostownikach, b) przebieg prądu wyprostowanego







Rys.12. Prostownik całofalowy w układzie ładowania baterii galwanicznej: a) schemat układu o dwóch prostownikach, b) przebieg napięcia i prądu wyprostowanego.

Otrzymany prąd jest okresowy, odkształcony, zawiera składową stałą oraz wyższe harmoniczne parzyste (nie zawiera pierwszej harmonicznej).

Szereg Fouriera prądu wyprostowanego całofalowo przedstawionego na rysunku 4.39b) ma postać:

$$i(\omega t) = |I_m| |\sin \omega t| = \frac{2|I_m|}{\pi} - \frac{4|I_m|}{\pi} \sum_{n=2}^{\infty} \frac{\cos(n\omega t)}{(n-1)(n+1)}$$

gdzie  $n = 2, 4, 6, 8, \dots$

Wartość średnia prądu wyprostowanego całofalowo wynosi

$$I_{\text{sr}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} |I_m| \sin \omega t d\omega t = \frac{2|I_m|}{\pi} \cong 0,637|I_m|$$

i jest równa składowej stałej rozkładu w szereg Fouriera.

Wartość skuteczna prądu wyprostowanego całofalowo wynosi

$$|I| = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} |I_m|^2 \sin^2 \omega t d(\omega t)} = \frac{|I_m|}{\sqrt{2}} \cong 0,707|I_m|$$

Jak widać z przytoczonych obliczeń wartość średnia i skuteczna prądu wyprostowanego całofalowo są takie same jak dla prądu sinusoidalnie zmiennego.

Moc czynna odbiornika

$$P_u = R |I_{\text{sr}}|^2 = R \frac{4|I_m|^2}{\pi^2}$$

Moc pobrana ze źródła

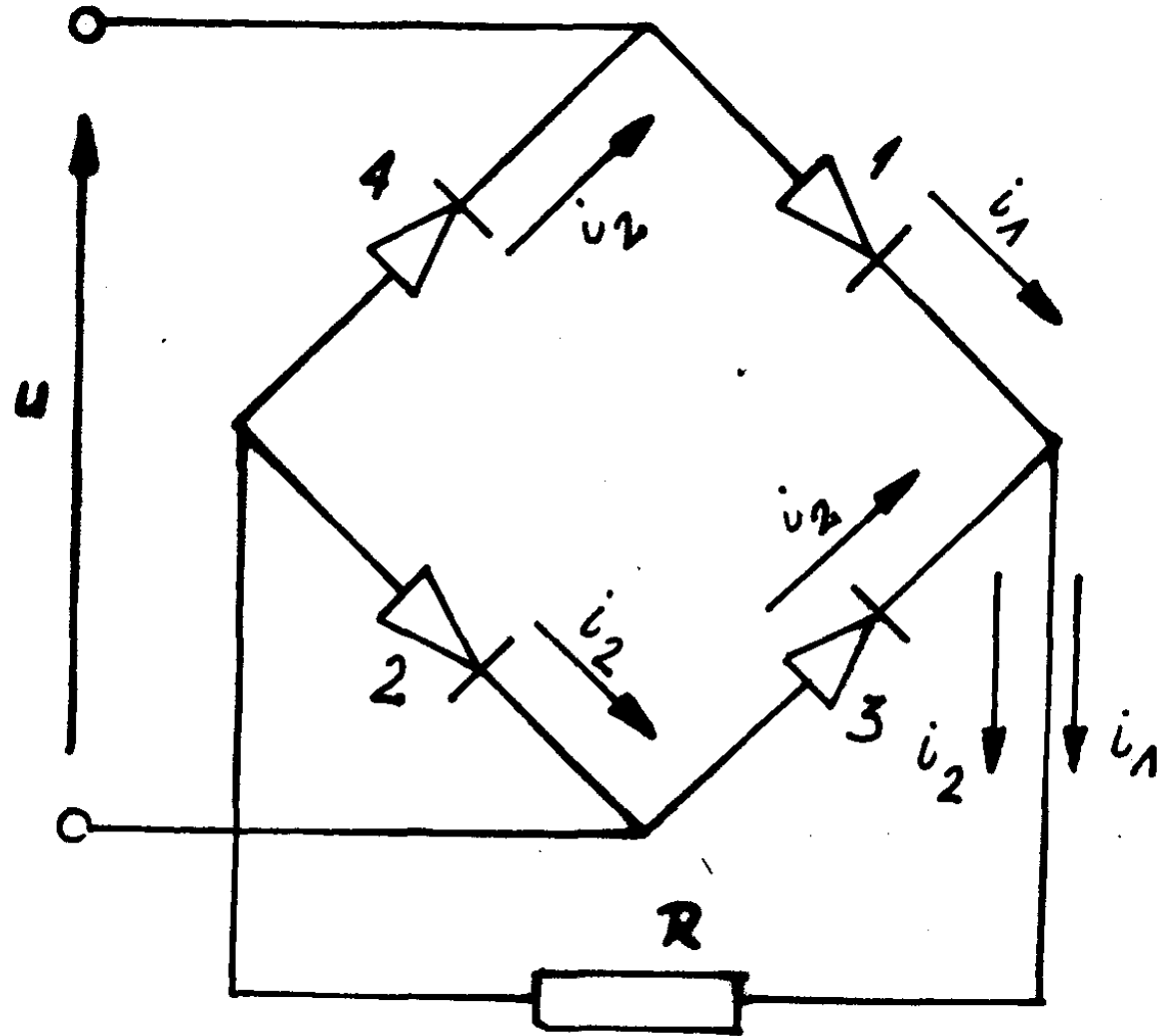
$$P = R |I|^2 = R \frac{|I_m|^2}{2}$$

Sprawność układu prostowania dwupołówkowego

$$\eta = \frac{P_u}{P} = \frac{8}{\pi^2} \cong 0,812$$

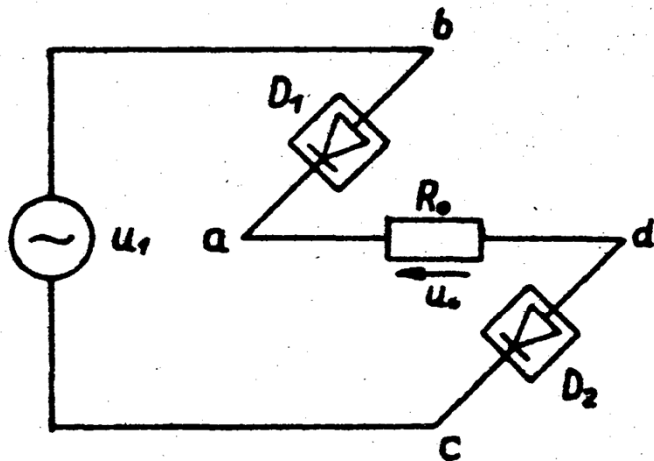
Współczynnik kształtu przebiegu sinusoidalnego wyprostowanego całofalowo

$$k_k = \frac{|I|}{I_{\text{úr}}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cong 1,11$$

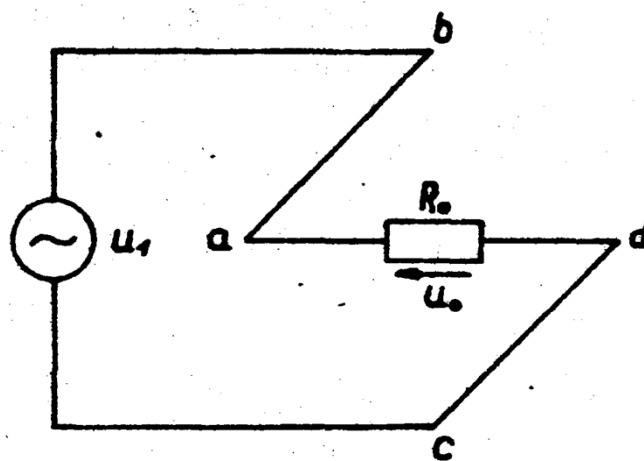


Rys.13. Układ mostkowy Graetza do prostowania dwupołwkowego

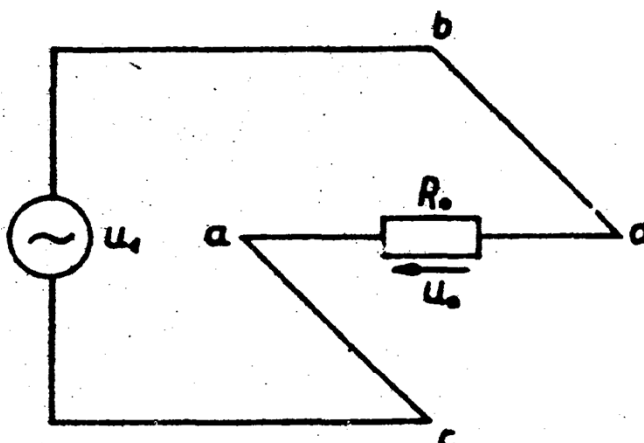
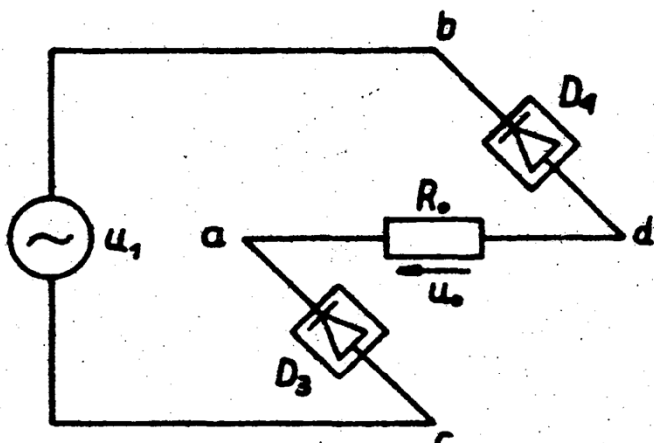




b)



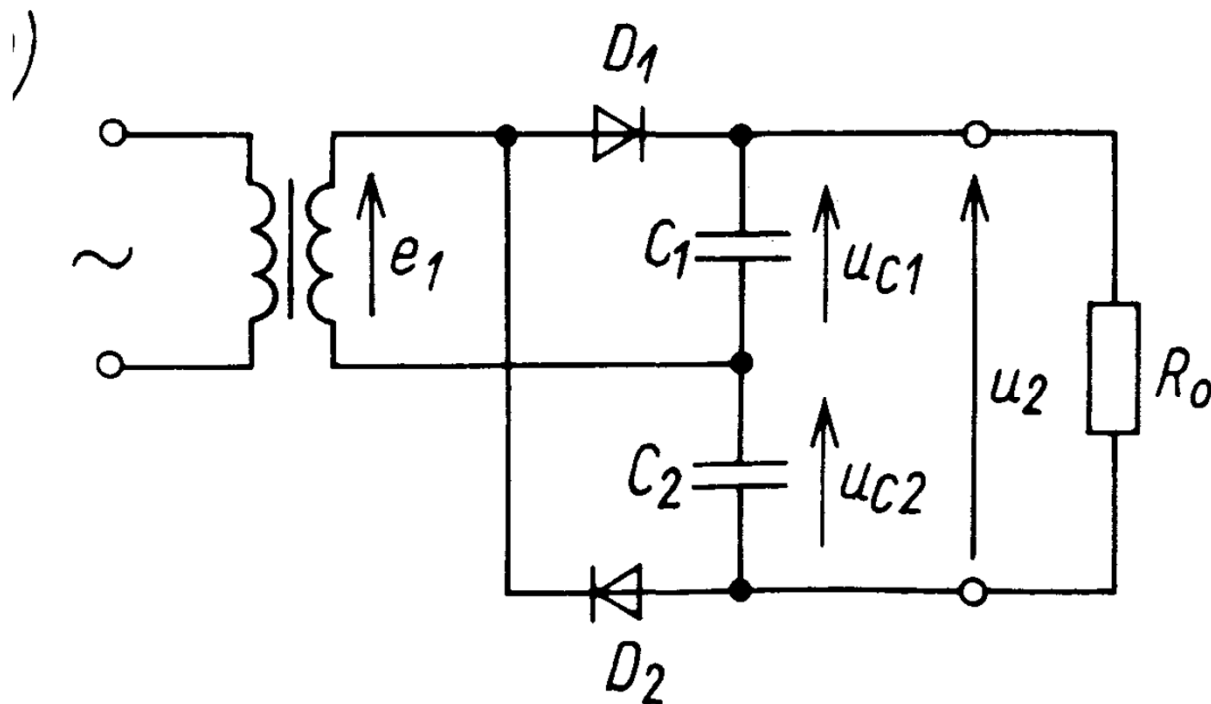
c)

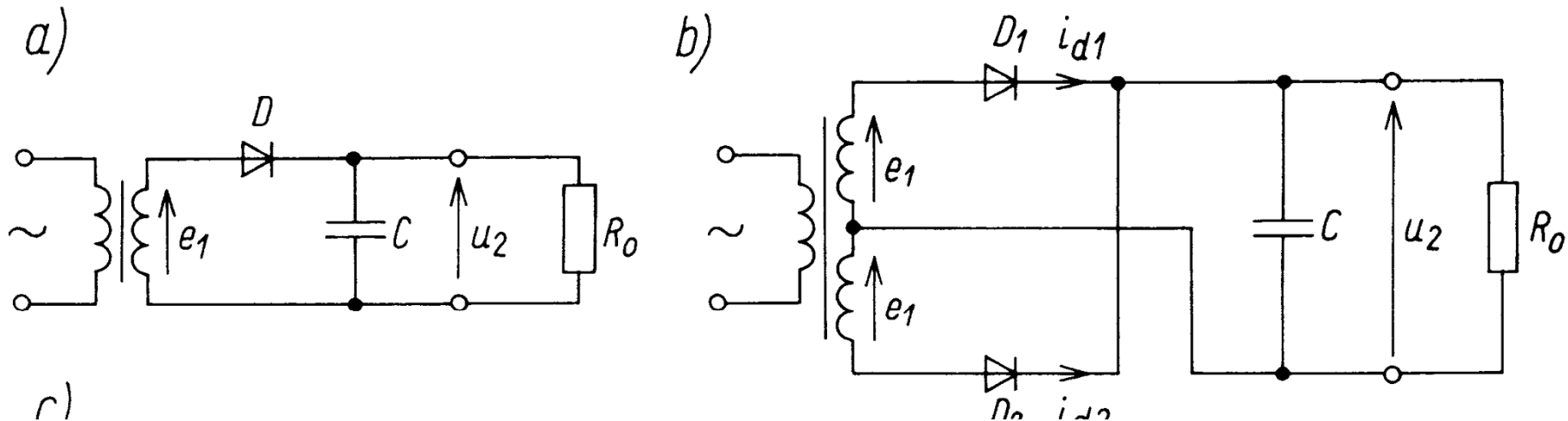


Maksymalne napięcie  $U_{DR}$  zwrotnej polaryzacji diod w układzie Graetza jest równe  $E_M$  i to jest główną zaletą tego układu w porównaniu z układem o dzielonym uzwojeniu transformatora, w którym maksymalne napięcie zwrotnej polaryzacji diod jest równe  $2E_M$ . Zaletą układu Graetza jest

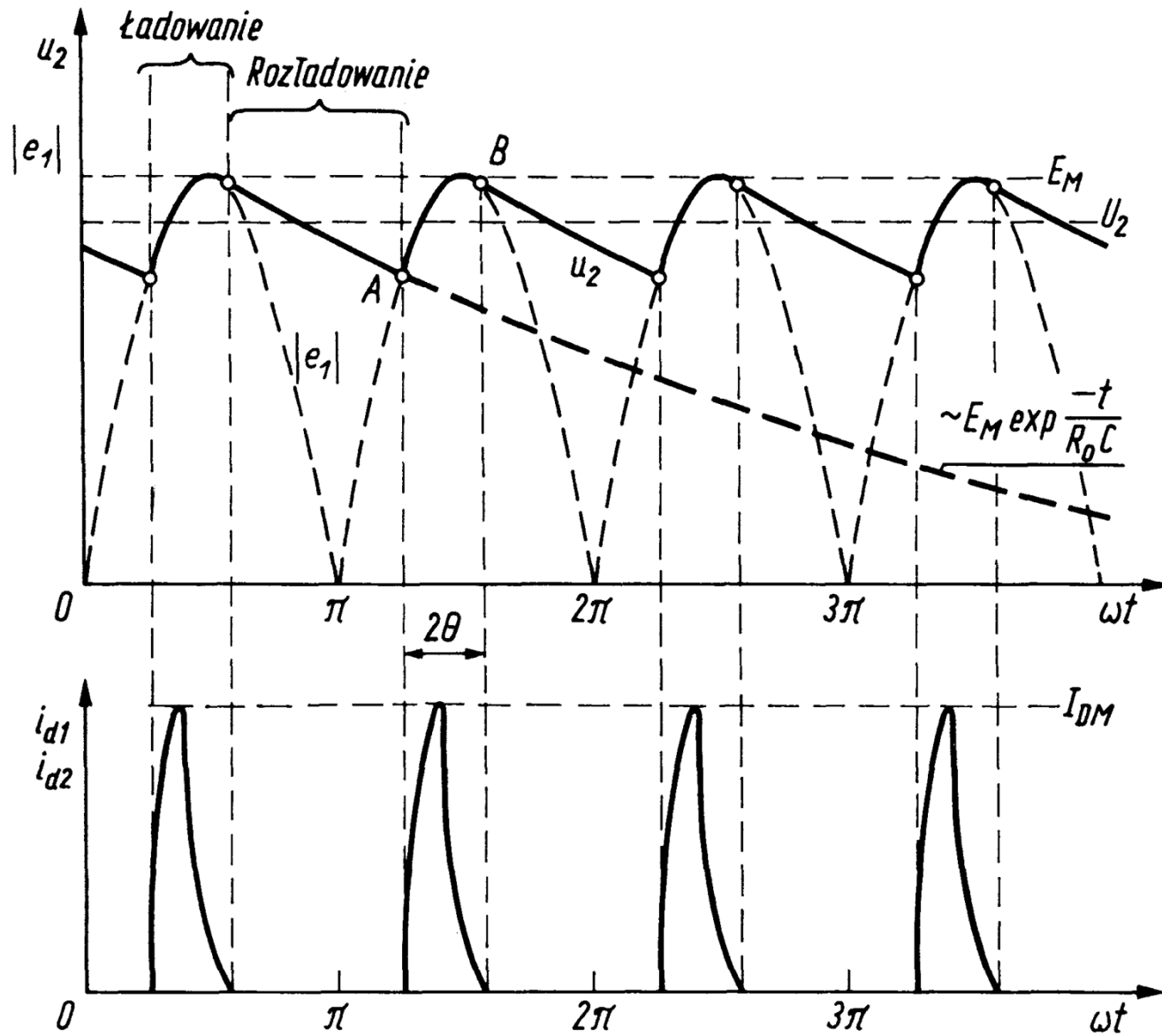
również równość dodatnich i ujemnych połówek SEM dostarczanej przez to samo uzwojenie. W układzie z dzielonym uzwojeniem należy liczyć się z pewną asymetrią napięć dostarczanych przez oddzielne połówki uzwojenia, przyczyniającą się do powstania dodatkowych tętnień.

Na rysunku 6.11b jest przedstawiony prostownik w układzie Delona. Jest to podwajacz napięcia, gdyż umożliwia otrzymanie napięcia stałego blisko dwukrotnie większego niż amplituda  $E_M$  SEM wytwarzanej przez pojedyncze uzwojenie wtórne transformatora. Napięcie wyjściowe  $U_2$  jest sumą napięć  $U_{C_1}$  i  $U_{C_2}$  na kondensatorach  $C_1$  i  $C_2$  (zwykle  $C_1 = C_2$ ) ładowanych przemiennie przez diody  $D_1$ ,  $D_2$ .





Idealizowane przebiegi napięcia wyjściowego  $u_2$  i prądów diod  $i_{d1}$ ,  $i_{d2}$ , występujące w prostowniku dwupołówkowym z rys. 6.2b, są pokazane na rys. 6.4. Wykresy są reprezentatywne dla prostownika o wewnętrznej rezystancji  $R_S$  bardzo małej w porównaniu z rezystancją obciążenia  $R_O$ . W takim prostowniku napięcie  $u_2$  praktycznie powtarza przebieg wyprostowanej SEM  $|e_1|$ , na odcinku od punktu  $A$  do  $B$ . W tym czasie napięcie  $|e_1|$  jest jednak nieco większe od  $u_2$ , dzięki czemu pojemność  $C$  jest ładowana impulsem prądu, zanikającym w punkcie  $B$ , gdy napięcie  $u_2$  zrównuje się z malejącą SEM  $|e_1|$ . Następuje okres odłączenia obwodu wyjściowego od transformatora, wówczas pojemność  $C$  rozładowuje się (w układzie z rys. 6.2b zachodzi rozładowanie wykładnicze ze stałą czasową  $R_O C$ ). W przybliżeniu tak samo przebiega proces rozładowania w filtrach wieloogniwowych, gdyż przy dużej pojemności na wejściu filtru występuje już praktycznie napięcie stałe, tzn. można w przybliżeniu przyjąć, że przez indukcyjność  $L$  pierwszego ogniwa filtru płynie taki sam prąd, jak przez rezystancję obciążenia  $R_O$ . Oczywiście, występują pewne tętnienia prądu i napięcia wyjściowego



Rys. 6.4. Przebiegi prądów i napięć w prostowniku dwupołówkowym z rys. 6.2b

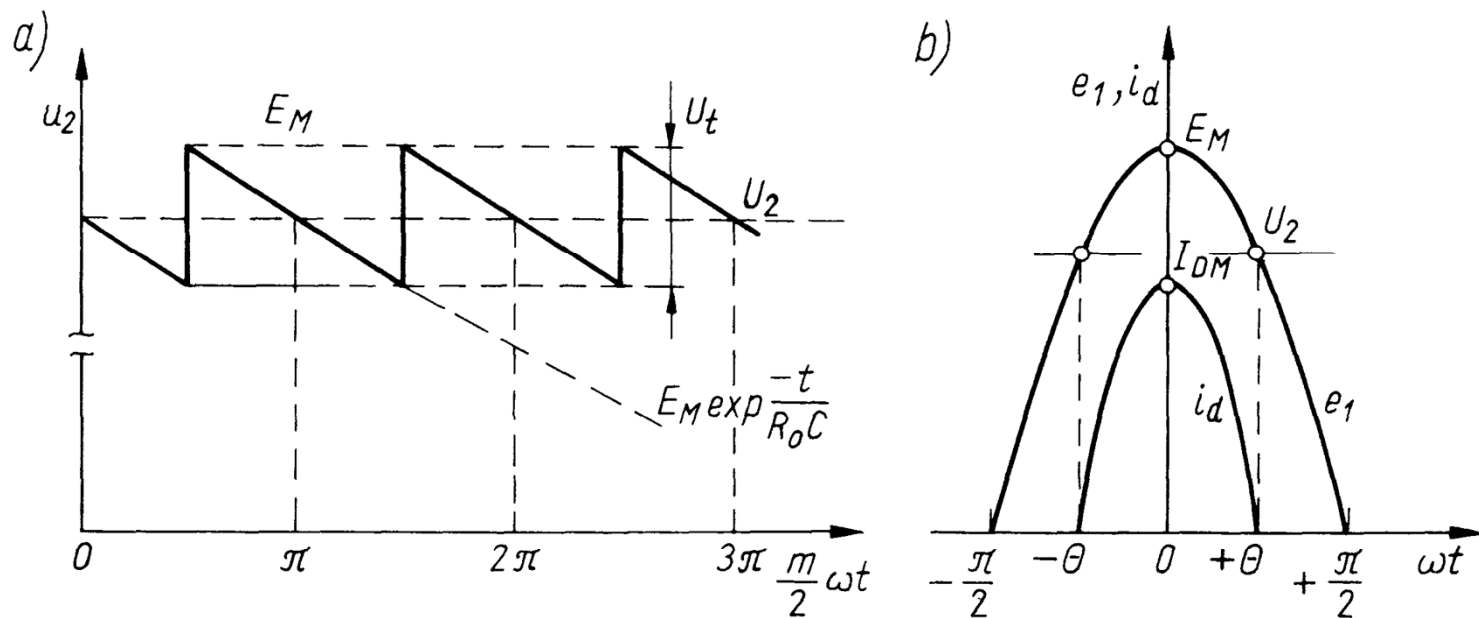
rezystancji ładowania do rezystancji rozładowania pojemności  $R_S/R_O$ , gdy wskutek silnego ładowania i słabego rozładowywania pojemności odcinek  $AB$  (rys. 6.4) jest bardzo krótki i może być zastąpiony skokowym przyrostem napięcia  $U_t$ . Przybliżenie to może być uogólnione na prostowniki jedno- i dwupołwkowe i wielofazowe przez określenie liczby  $m$  impulsów prądu ładujących pojemność wejściową filtra w ciągu jednego okresu (dla prostownika dwupołwkowego  $m = 2$ , jednapółwkowego  $m = 1$ , trójfazowego jedno- i dwupołwkowego  $m = 3$ , trójfazowego dwupołwkowego  $m = 6$  itd.). Ponieważ można przyjąć, że napięcie  $u_2$  osiąga w szczycie wartość równą  $E_M$ , to zmniejszanie się napięcia  $u_2$  w czasie rozładowania można opisać zależnością

$$u_2 = E_M \exp\left(\frac{-t}{R_O C}\right) \quad (6.8)$$

(zakładając odczyt czasu od chwili skoku napięcia).

Napięcie międzyszczytowe tętnień jest równe zmianie  $u_2$ , jaka zachodzi w czasie  $t = T/m$ . Przy dużej pojemności  $C$  (spełniającej warunek  $R_O C \gg T/m$ ) tętnienia mogą być bardzo małe

$$U_t = E_M \left[ 1 - \exp\left(\frac{-T}{m R_O C}\right) \right] \approx E_M \frac{T}{m R_O C} \quad (6.9)$$



**Rys. 6.5.** Przybliżone przebiegi: a) napięcia na pojemności; b) impulsu prądu diody ładującego pojemność – stosowane w analizie układów prostowniczych z filtrem o wejściu pojemnościowym

Wartość średnia napięcia wyprostowanego jest zbliżona do  $E_M$

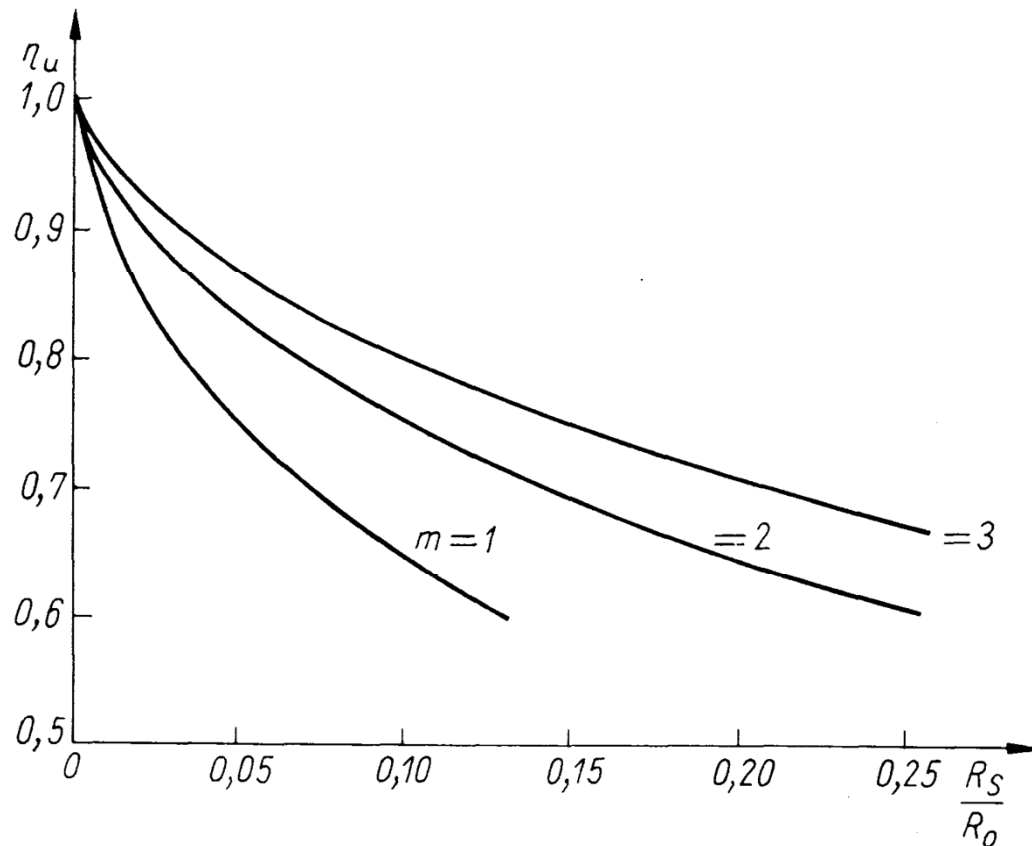
$$U_2 \approx E_M - \frac{U_t}{2} = E_M \left( 1 - \frac{T}{2m R_o C} \right) \approx E_M \quad (6.10)$$

Gdy zwiększa się obciążenie prostownika (tzn. gdy zmniejsza się rezystancja  $R_O$  i zwiększa się pobór prądu  $I_2$ ), kondensator wejściowy filtru rozładowuje się bardziej, co wpływa zarówno na napięcie  $U_2$ , jak i na  $U_t$ . Względna zmiana napięcia wyjściowego  $U_2$  jest jednak mała, natomiast może powiększyć się znacznie napięcie tętnień  $U_t$ . Zależność tętnień od poboru prądu można uwypuklić przez podstawienie do wzoru (6.9) określenia  $I_2 = U_2/R_O \approx E_M/R_O$ , otrzymuje się wtedy wzór

$$U_t \approx I_2 \frac{T}{mC} = \frac{I_2}{mfC} \quad (6.11)$$

Względną zawartość tętnień w napięciu zasilającym  $U_t/U_2$  nazywa się *współczynnikiem tętnień (zawartości tętnień)*

$$k_t = \frac{U_t}{U_2} \approx \frac{T}{mR_O C} = \frac{1}{mfR_O C} \quad (6.12)$$

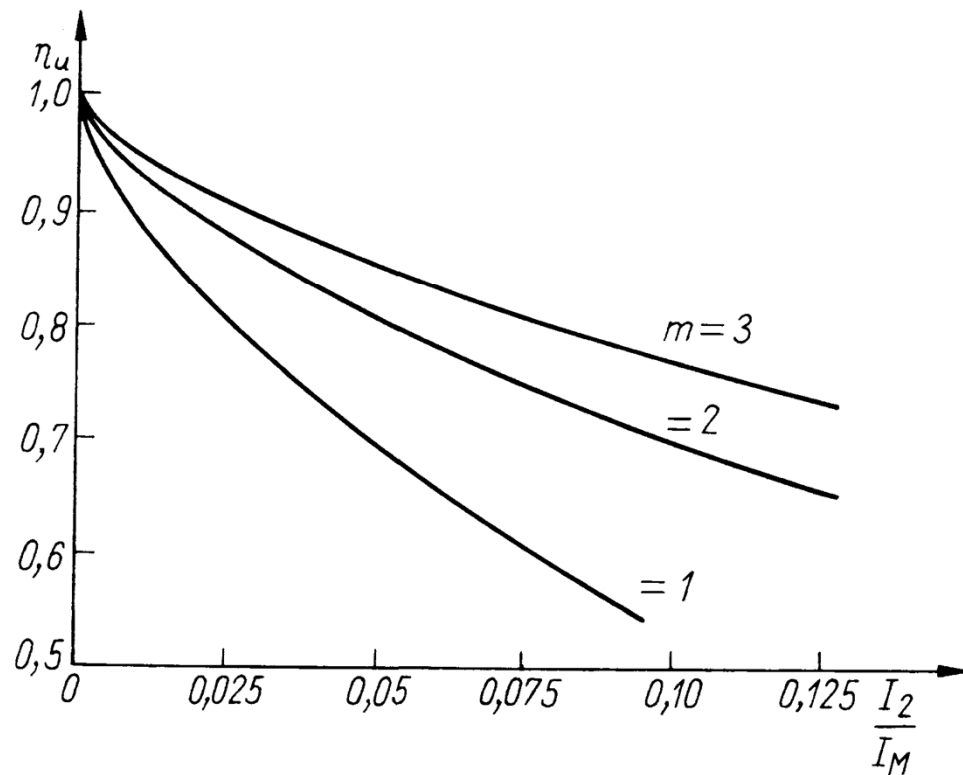


**Rys. 6.6.** Współczynnik wykorzystania napięcia jako funkcja stosunku rezystancji  $R_S/R_0$

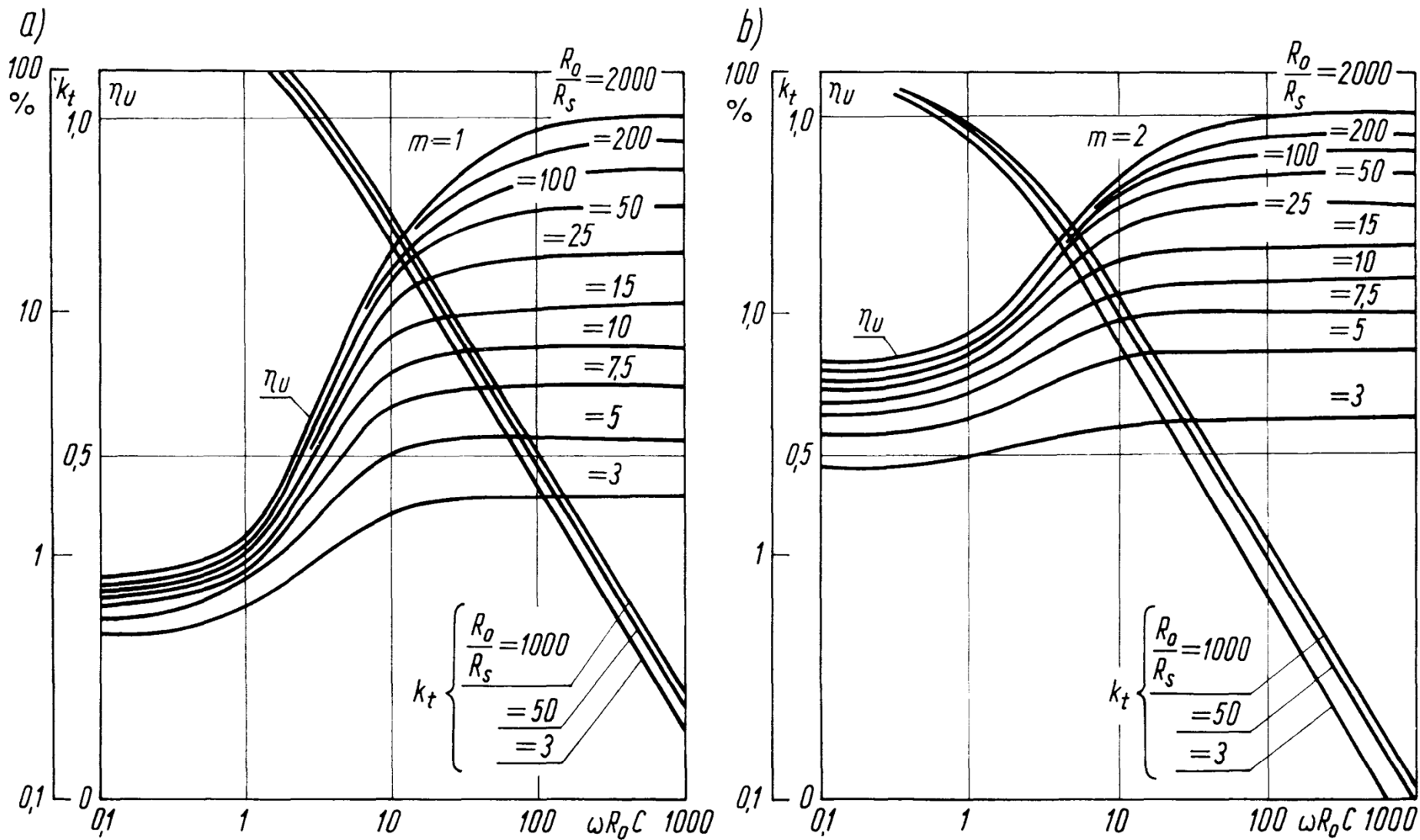
jest to maksymalny prąd szczytowy, jaki może popłynąć przez diodę przy zwarciu wyjścia, w wyniku oddziaływania SEM  $E_M$  na rezystancję wewnętrzną  $R_S$ , jako jedyną rezystancję występującą w obwodzie diody. Impuls prądu ładowania o takiej wartości szczytowej może również wystąpić w chwili włączenia prostownika do sieci, gdy napięcie na kondensatorze jest jeszcze równe zero. Dlatego prąd  $I_M$  jest nazywany *prądem udarowym* (lub niepowtarzającym się prądem szczytowym). Prąd  $I_M$  jest ważnym paramet-



rem diody, jego wartość dopuszczalna powinna być duża, wielokrotnie większa niż szczytowa wartość prądu ładowania  $I_{DM}$  w typowych warunkach ciągłej pracy elementu prostującego. Obecnie coraz częściej określa się prąd  $I_M$  diody jako wartość dopuszczalną przy przepływie ciągłym, tzn. jako wartość prądu stałego.

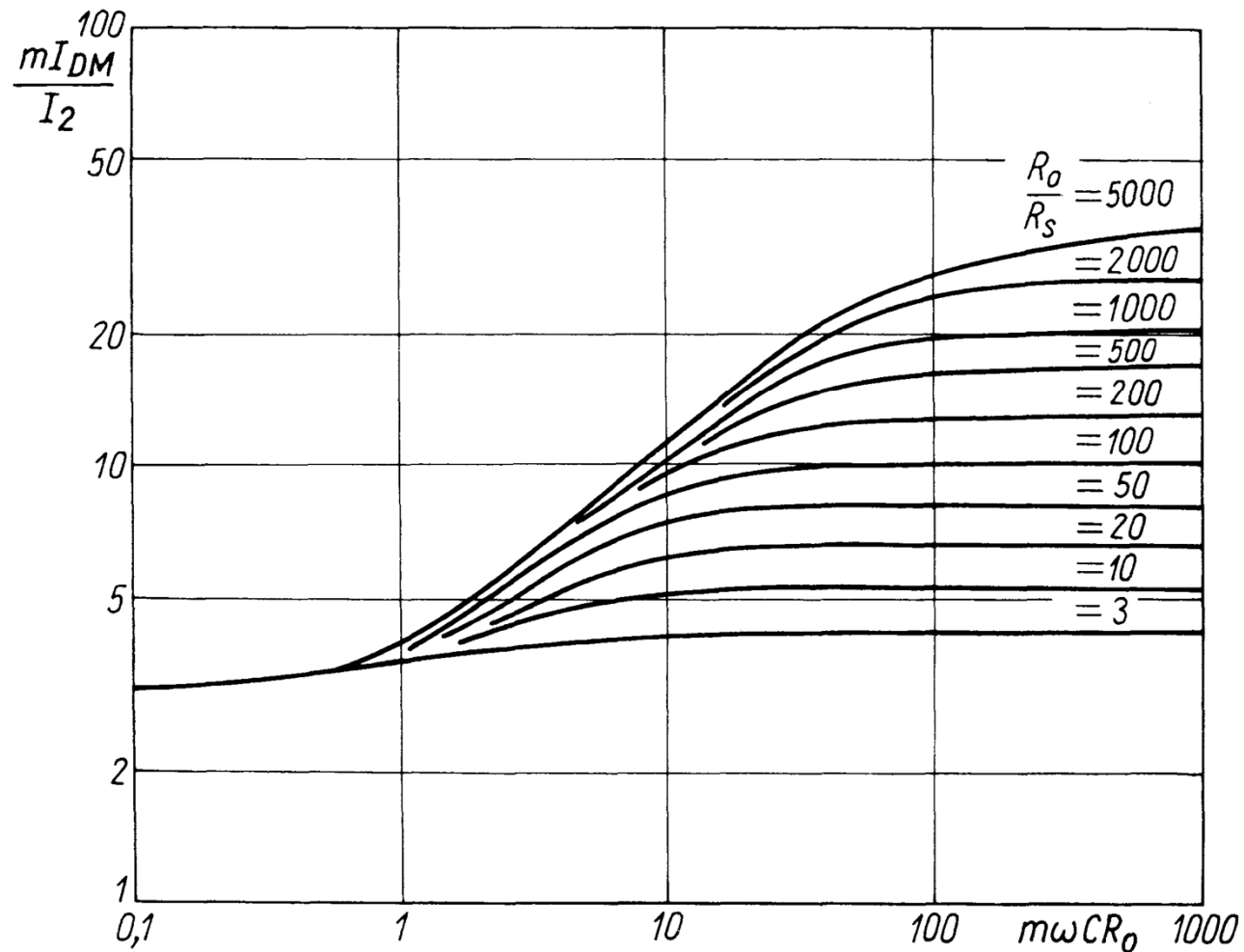


**Rys. 6.7.** Współczynnik wykorzystania napięcia jako funkcja stosunku prądów  $I_2/I_M$  – wykresy przedstawiają również zależność napięcia wyjściowego od prądu obciążenia w postaci unormowanej

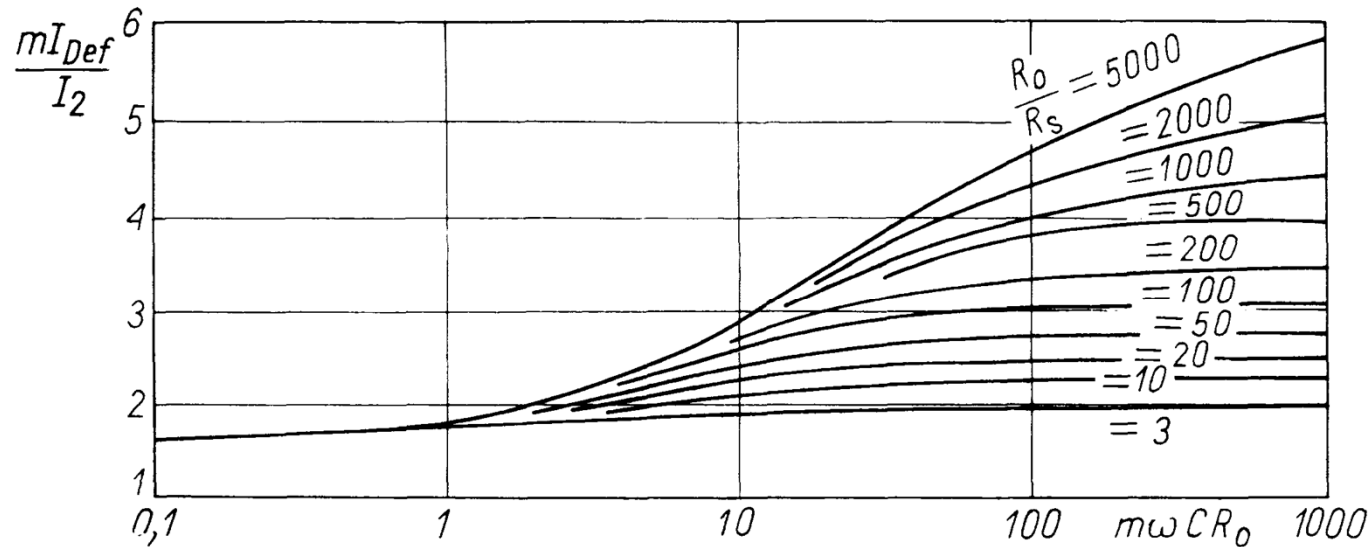


**Rys. 6.8.** Wykresy obrazujące zależność współczynnika wykorzystania napięcia i współczynnika tętnień od parametrów układów: a) jednopółkowego ( $m = 1$ ); b) dwupółkowego ( $m = 2$ )

niż prąd średni płynący przez diodę. W podobny sposób na rys. 6.10 przedstawiono stosunek wartości skutecznej  $I_{Def}$  i wartości średniej impulsów prądu płynących przez pojedynczy element prostowniczy.



**Rys. 6.9.** Zależność prądu szczytowego diody od parametrów prostownika



**Rys. 6.10.** Zależność wartości skutecznej impulsów prądu diody od parametrów prostownika

Prąd ładujący kondensator impulsami (rys. 6.4 i rys. 6.5b) ma dużą wartość skuteczną, prawie o rząd większą niż wartość średnia. Oznacza to wydzielanie wewnątrz prostownika, a zwłaszcza w elementach prostujących, znacznie większej mocy, niż można sądzić na podstawie składowej średniej prądu.

Moc wydzielaną w obciążeniu  $P_O$  i moc traconą wewnątrz prostownika  $P_S$  można określić następująco:

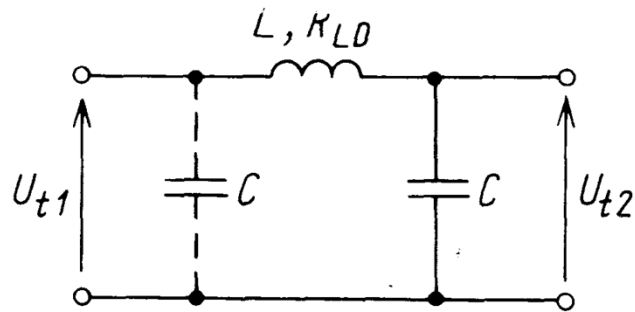
$$P_O = I_2 U_2 = I_2^2 R_O; \quad P_S = m I_{Def}^2 R_S \quad (6.19a,b)$$

więc sprawność energetyczną prostownika  $\eta_P$  można wyrazić wzorem

$$\eta_P = \frac{P_o}{P_o + P_s} = \frac{1}{1 + \frac{R_s}{m R_o} \left( \frac{m I_{Def}}{I_2} \right)^2} \quad (6.20)$$

Zwiększenie rezystancji  $R_o$  powoduje zwiększenie sprawności  $\eta_P$ , co bezpośrednio wynika ze wzoru (6.20), ale należy również zwrócić uwagę na jednoczesne powiększanie się stosunku prądów  $I_{Def}/I_2$  (rys. 6.10), przeciwdziałające wzrostowi sprawności.

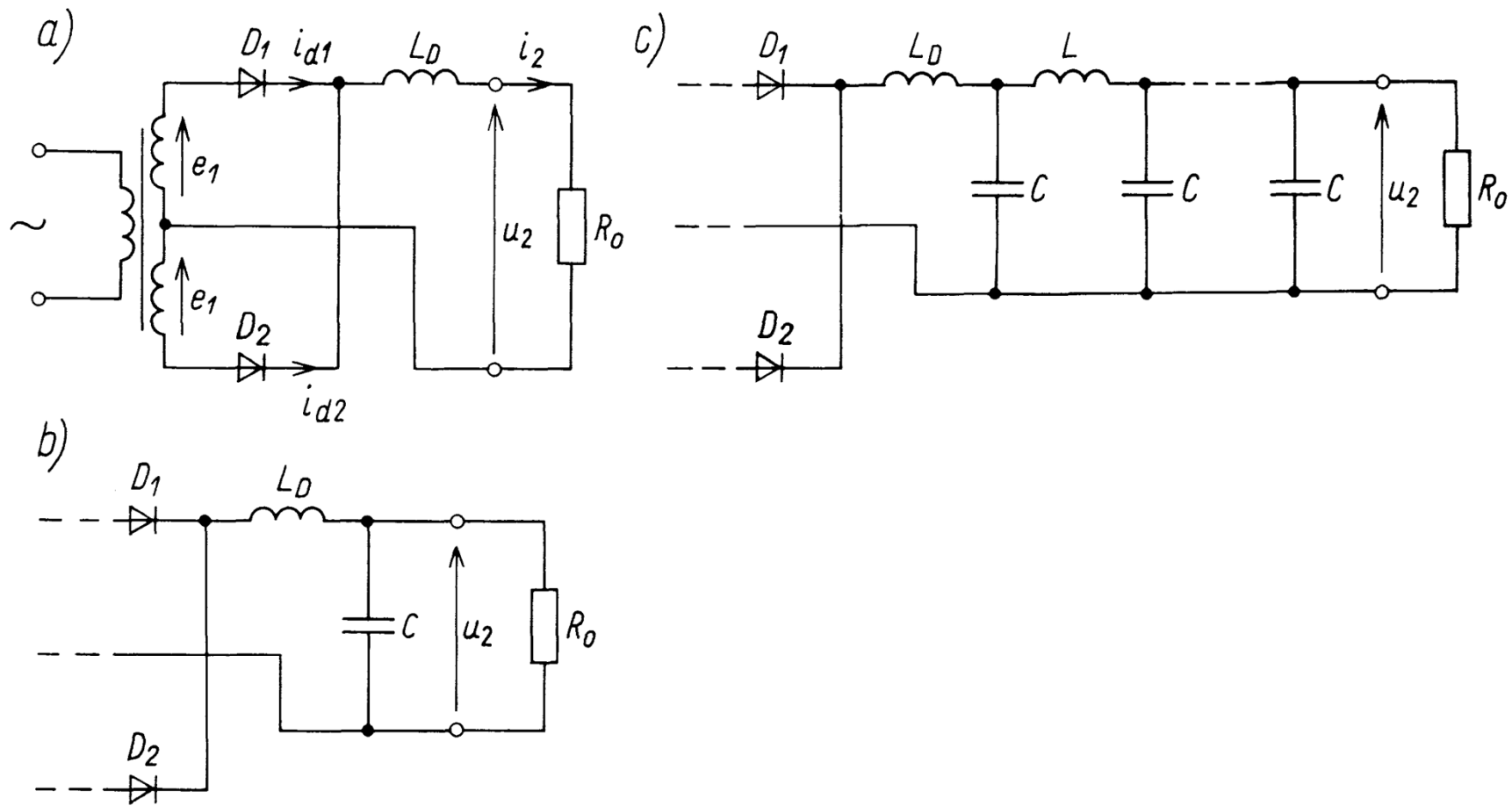
Trzeba powiedzieć, że obliczanie sprawności prostownika według wzoru (6.20) nie jest dokładne, gdyż rezystancja  $R_s$  z reguły nie jest dokładnie znana, jest bowiem wielkością wypadkową, reprezentującą łącznie element prostowniczy i transformator. Rezystancja wewnętrzna prostownika nie jest też wielkością stałą i tylko, gdy jest mała – a tak jest w większości przypadków – może być zastąpiona wielkością stałą  $R_s$ , co uwalnia od wielu kłopotów, jakie mogłyby wynikać z zastanawiania się nad istotą tej rezystancji i próby jej opisu. Nie od rzeczy będzie zauważyć, że przy ścisłej analizie przepływu impulsu prądu w czasie ładowania pojemności należałoby ewentualnie uwzględnić również indukcyjność rozproszenia transformatora, co znacznie skomplikowałoby problem. Oczywiście stosując programy analizy numerycznej można uwzględnić wiele czynników,



**Rys. 6.12.** Ogniwo filtru  $LC$

Dla przykładu, przy  $L = 0,2$  H i  $C = 1000 \mu\text{F}$  otrzymuje się  $f_o = 11,25$  Hz i przy  $m = 2$ ,  $f = 50$  Hz tłumienie wynosi  $|F| = 0,0128$ , tzn. jest ok. 80-krotne.

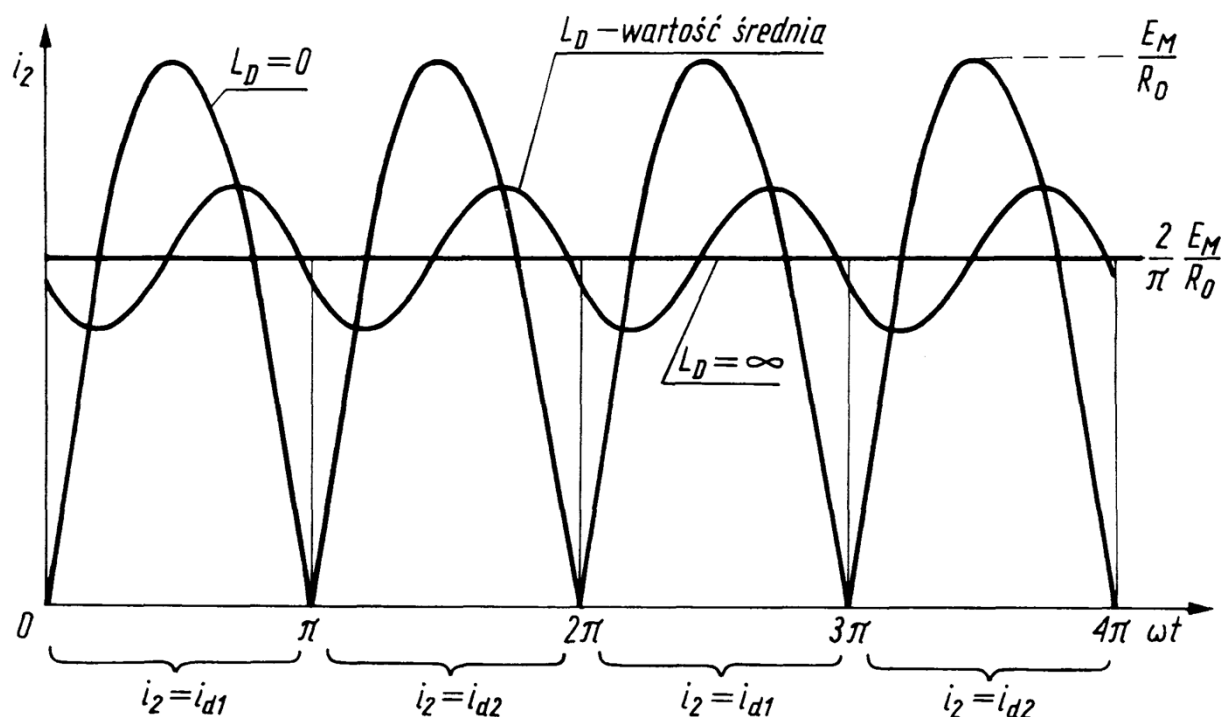
Stosowanie indukcyjności (dławików) jest jednak uciążliwe ze względu na ich dużą masę i wymiary, należy się też liczyć ze spadkiem napięcia stałego na rezystancji uzwojenia  $R_{LD}$ .



**Rys. 6.13.** Prostownik dwupołwkowy z filtrem o wejściu indukcyjnym: a) układ podstawowy; b) układ z dodatkowym kondensatorem; c) zastosowanie filtra wieloogniowego LC

Właściwości prostowników z filtrem o wejściu indukcyjnym omówimy na przykładzie prostownika dwupołówkowego z rys. 6.13a. Przebiegi czasowe prądów w tym układzie są przedstawione na rys. 6.14, dla stanu ustalonego układu. Prąd  $i_2$  płynący przez obciążenie składa się z kolejnych impulsów prądów  $i_{d1}$ ,  $i_{d2}$  płynących przez diody  $D_1$ ,  $D_2$ , które – co jest cechą charakterystyczną dla tego układu – przewodzą na przemian przez pełne połowy okresu.

Kształt impulsów prądowych zależy w stopniu decydującym od indukcyjności dławika  $L_D$ . Dla  $L_D = 0$  diody są bezpośrednio połączone



**Rys. 6.14.** Przebiegi czasowe prądu  $i_2$  płynącego przez dławik i obciążenie w układzie prostownika z rys. 6.13a, przy trzech różnych wartościach indukcyjności  $L_D$



z rezystancją  $R_O$ , identycznie jak w układzie z rys. 6.1b. Dla indukcyjności bardzo dużej, zapewniającej dużą wartość stałej czasowej  $L_D/(R_S + R_O) \gg T/2$ , prąd  $i_2$  dzięki stabilizującym właściwościom indukcyjności jest wygładzany i zmienia się w ciągu okresu wokół wartości średniej

$$I_2 = \frac{2}{\pi} \frac{E_M}{R_O + R_S} \approx \frac{2}{\pi} \frac{E_M}{R_O} \quad (6.22)$$

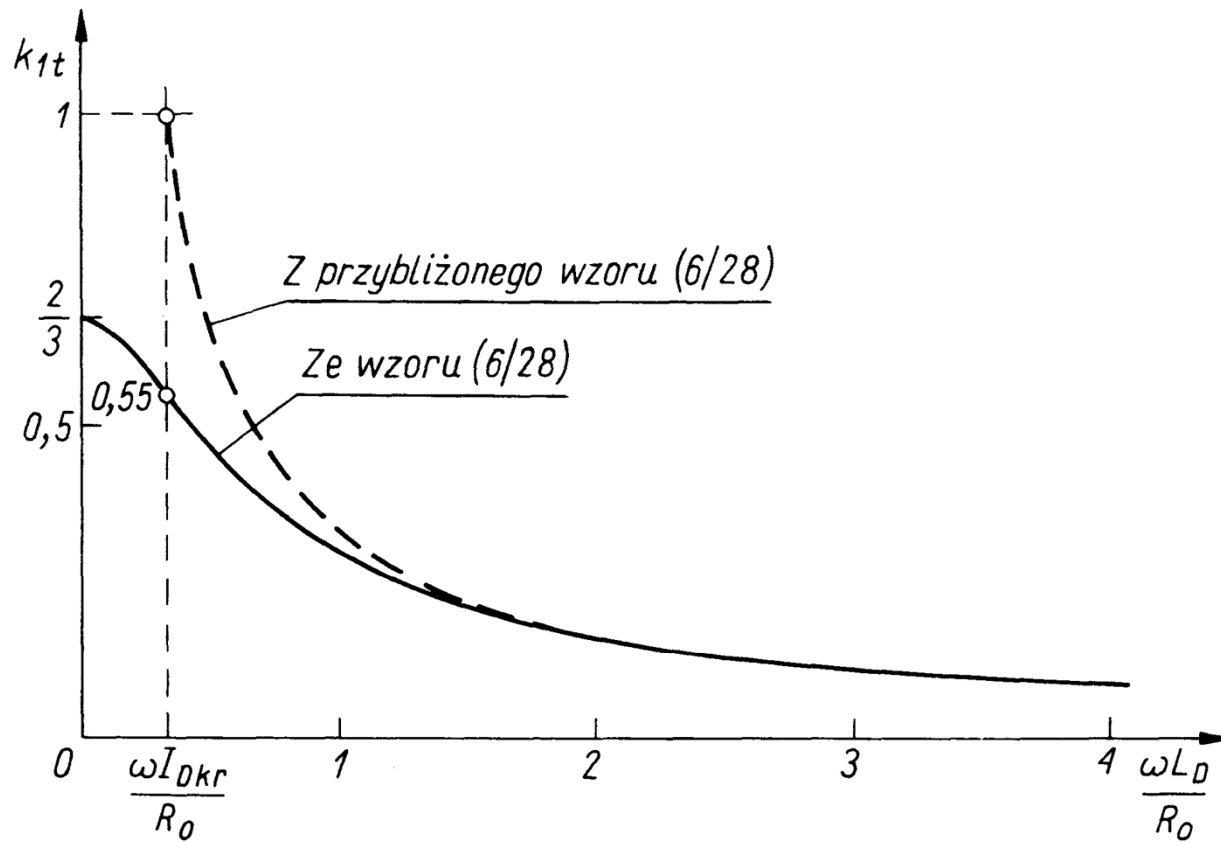
Odpowiednio, napięcie wyjściowe  $u_2$  waha się w ciągu okresu wokół wartości średniej

$$U_2 = \frac{2}{\pi} \frac{R_O}{R_O + R_S} E_M \approx \frac{2}{\pi} E_M \quad (6.23)$$

(dla uproszczenia w dalszych rozważaniach pomija się rezystancję  $R_S$  wobec znacznie większej rezystancji  $R_O$ , nie uwzględnia się również małej rezystancji uzwojenia dławika  $R_{LD}$ ).

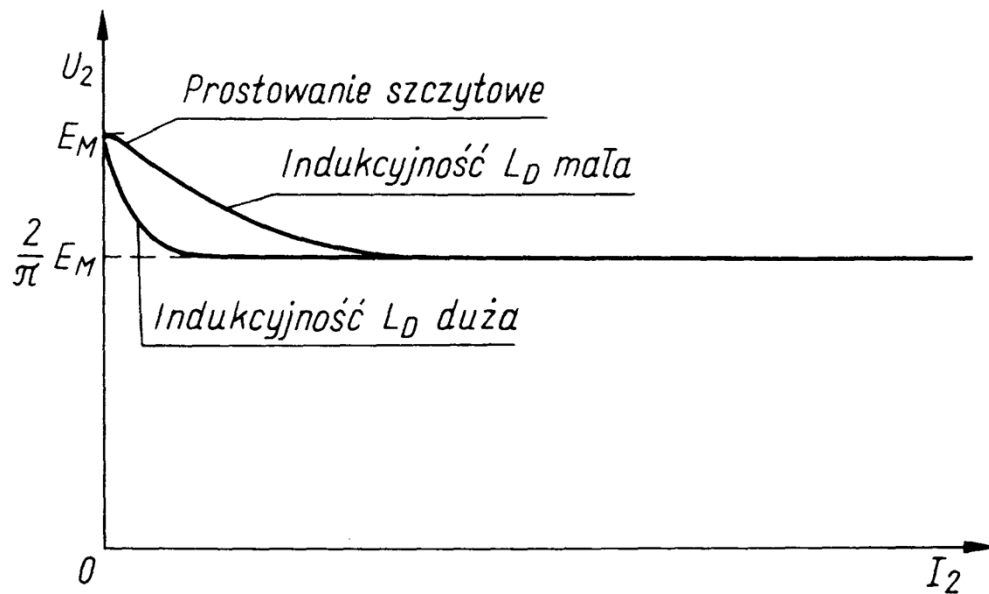
Teoretyczną granicą, do której dąży wykres prądu  $i_2$  dla  $L_D$  dążącym do nieskończoności, jest stałe natężenie prądu o wartości określonej wzorem (6.22). Oczywiście, nieskończenie duża wartość  $L_D$ , nawet gdyby mogła być zrealizowana, byłaby niepraktyczna, gdyż powodowałaby nieskończenie długi czas ustalania się prądu w układzie. W praktyce stosuje się wartości  $L_D$  i stałej czasowej  $L_D/R_O$  dostatecznie duże, aby zmiany prądu  $i_2$  występujące w ciągu okresu były możliwie małe.

$$k_{1t} \approx \frac{L_{Dkr}}{L_D} \quad (6.30)$$



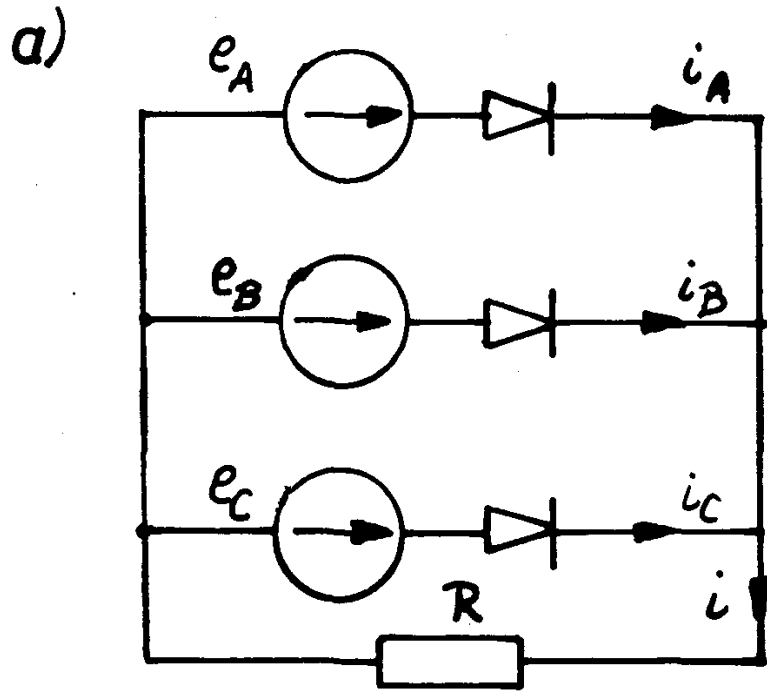
**Rys. 6.15.** Zawartość podstawowego składnika tętnień (jako funkcja zredukowanej indukcyjności  $L_D$ ) dla układu prostownika z rys. 6.13a

bliskiej  $E_M$ , co oznacza, że przy małych prądach w takim układzie zachodzi prostowanie szczytowe. Prąd, przy którym następuje stopniowo przejście do prostowania szczytowego, zależy od wartości indukcyjności  $L_D$ . W pierwszym przybliżeniu następuje to przy prądzie obciążenia takim, dla którego zastosowana indukcyjność staje się indukcyjnością krytyczną, tj. dla prądu  $I_2 \approx U_2 / (3\omega L_D) = 2E_M / (3\pi\omega L_D)$ .

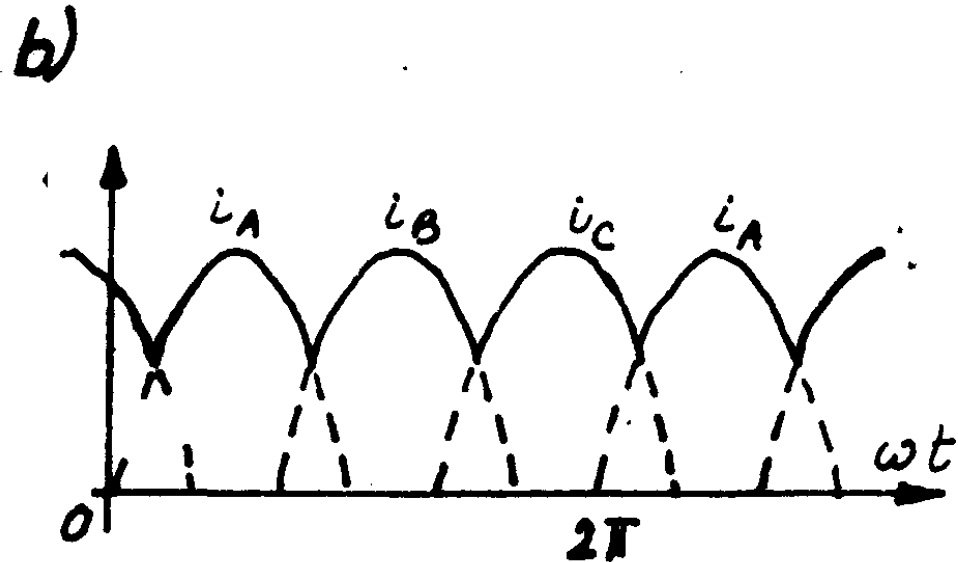


**Rys. 6.16.** Charakterystyka prądowo-napięciowa prostownika dwupołwkowego z filtrem o wejściu indukcyjnym i z kondensatorem (rys. 6.13b)

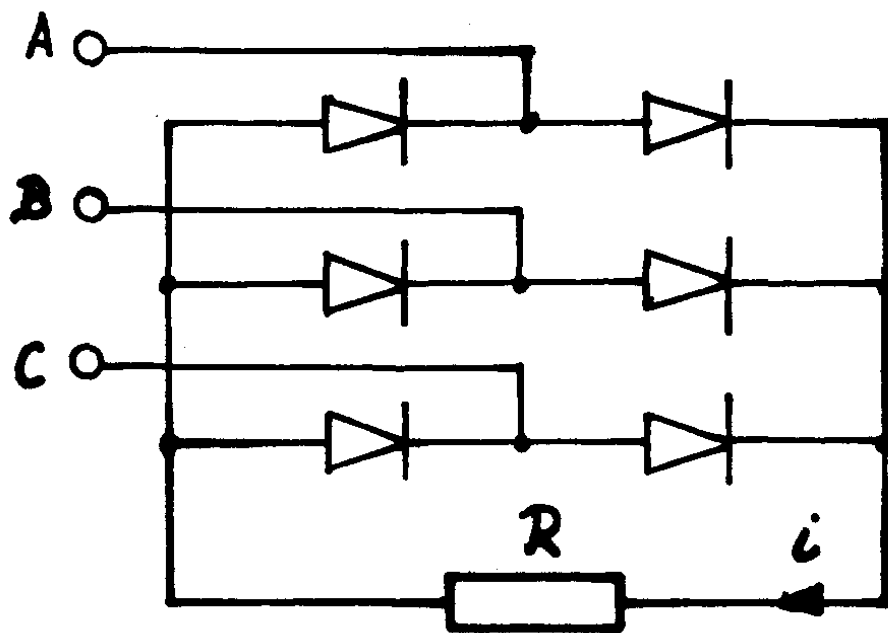
Teoretycznie można zbudować prostownik jednapołówkowy z filtrem o wejściu indukcyjnym, jednak układy takie nie mają korzystnych cech i nie są stosowane.



Rys. 4.41. Prostowanie trójfazowe:  
 a) schemat układu z trzema prostownikami,  
 b) przebieg prądu wyprostowanego



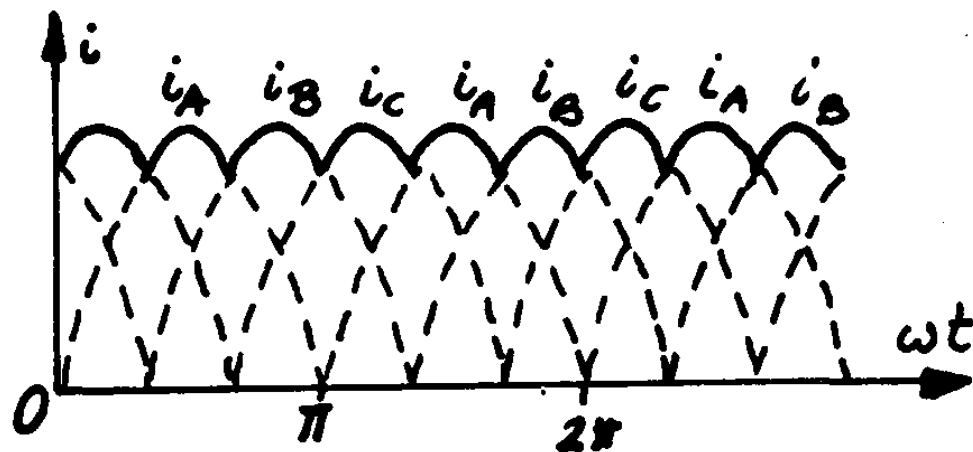
a)

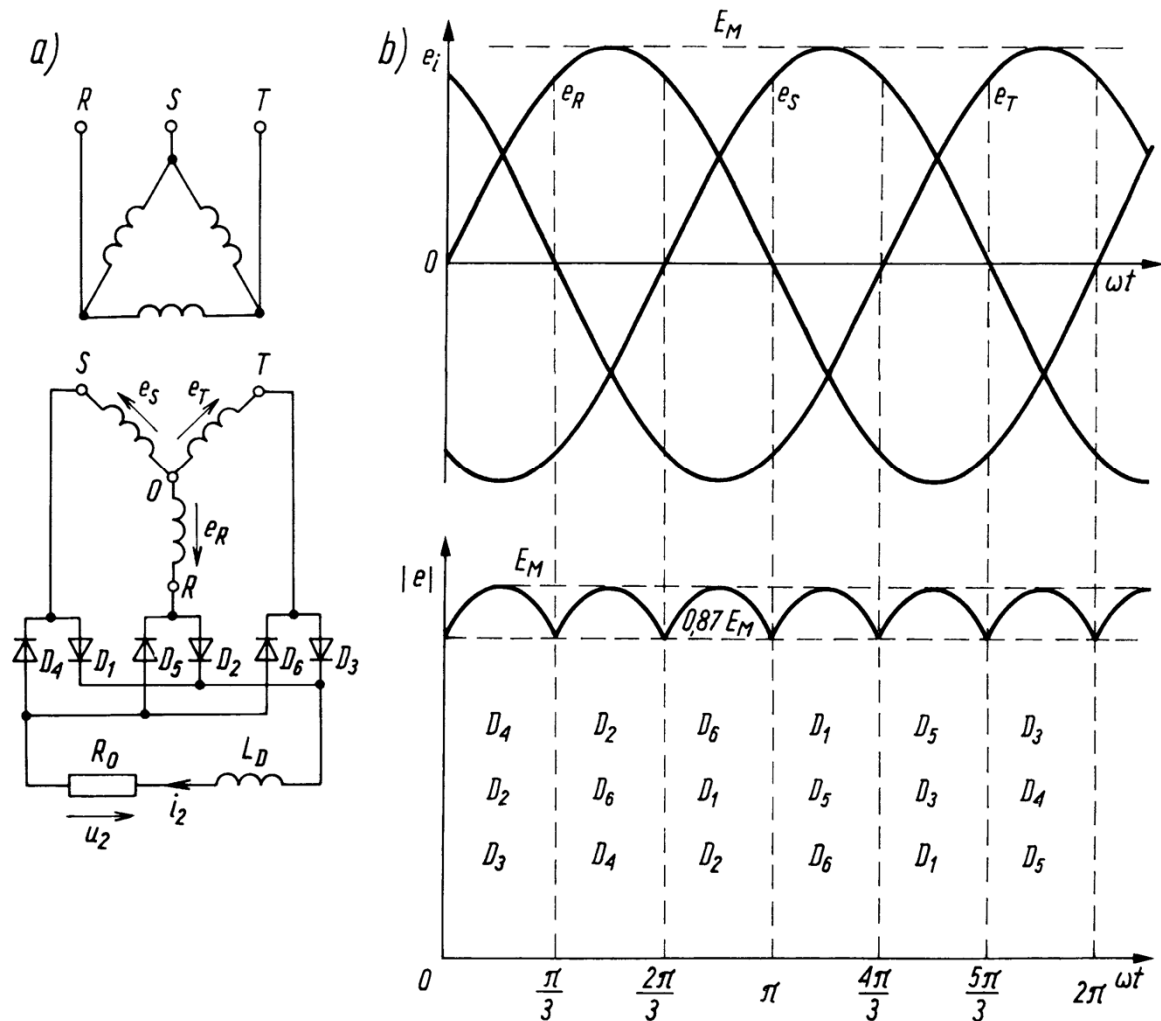


Rys.4.42. Prostowanie trójfazowe:

a) schemat układu z sześcioma prostownikami,  
b) przebieg prądu wyprostowanego

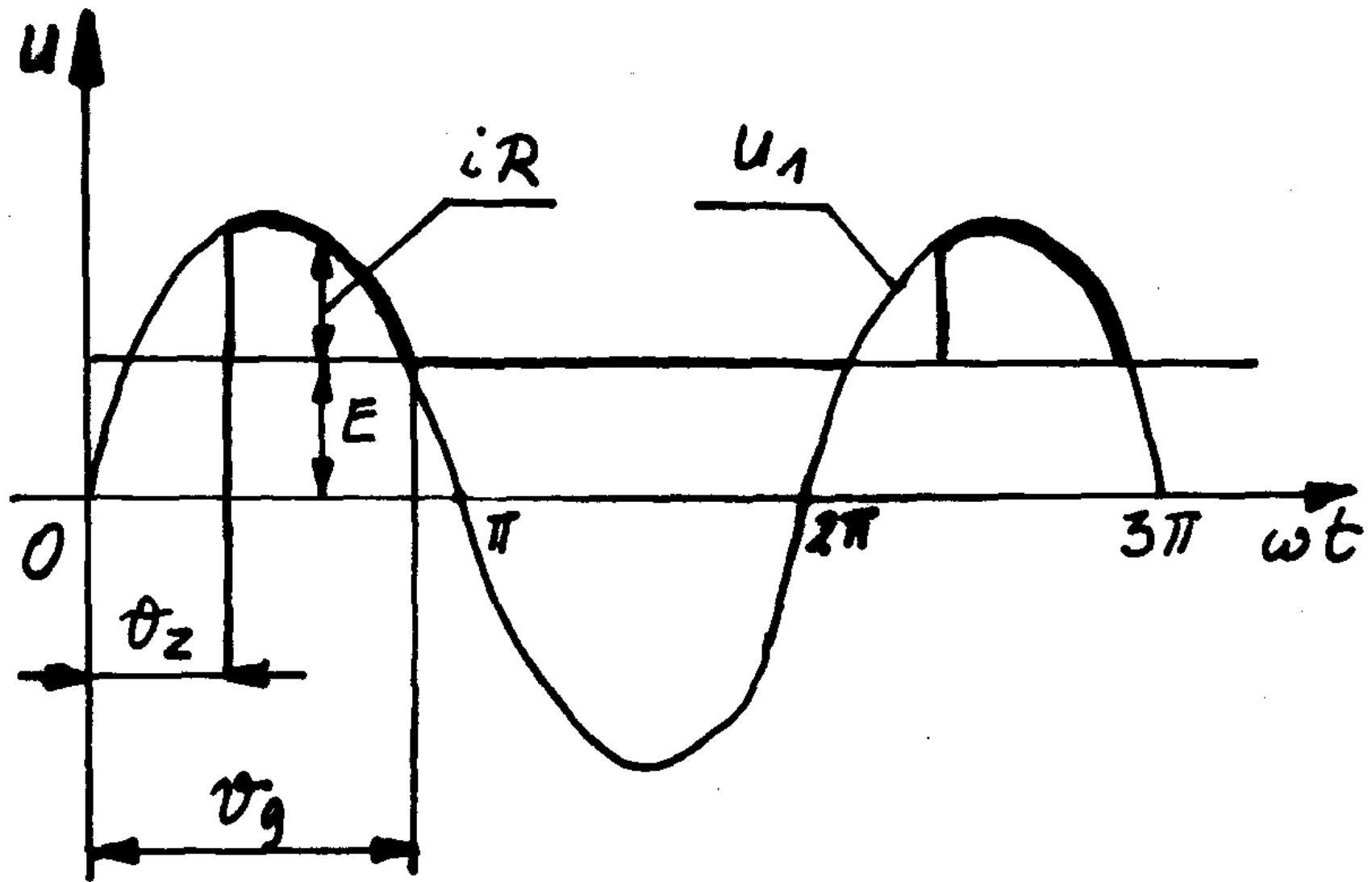
b)



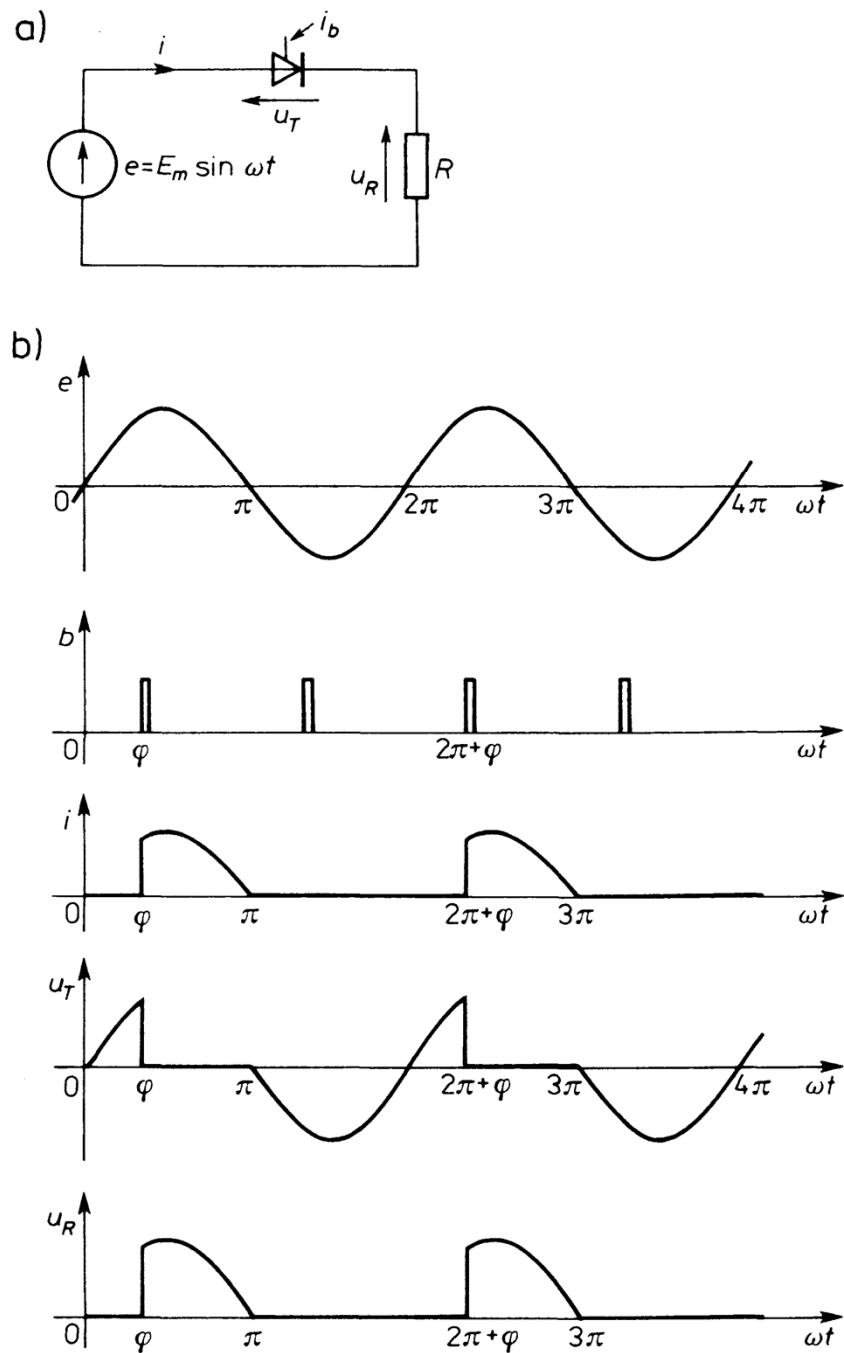


**Rys. 6.17.** Prostownik trójfazowy: a) układ z prostowaniem dwupołówkowym z filtrem o wejściu indukcyjnym; b) przebiegi napięć występujące w układzie (przebieg prądu nie pokazany)

Przy identycznym stosunku  $L_D/R_0$  i przy dużej indukcyjności tętnienia w tym układzie są ponad 50 razy mniejsze niż w rozważanym poprzednio prostowniku dwupołówkowym.

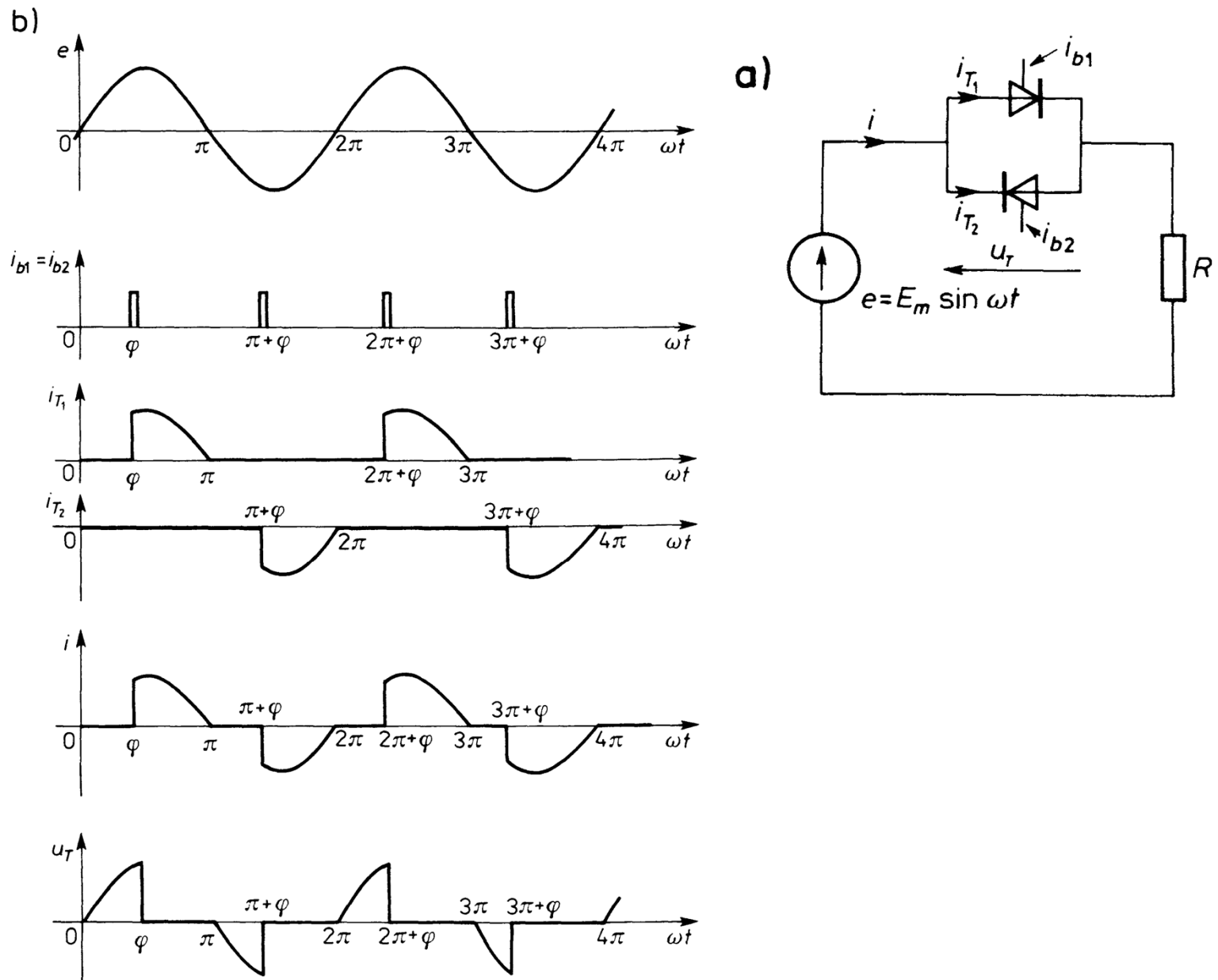


Rys.4.45. Przebiegi napięć w obwodzie z zaworem sterowanym przy obciążeniu rezystancyjnym

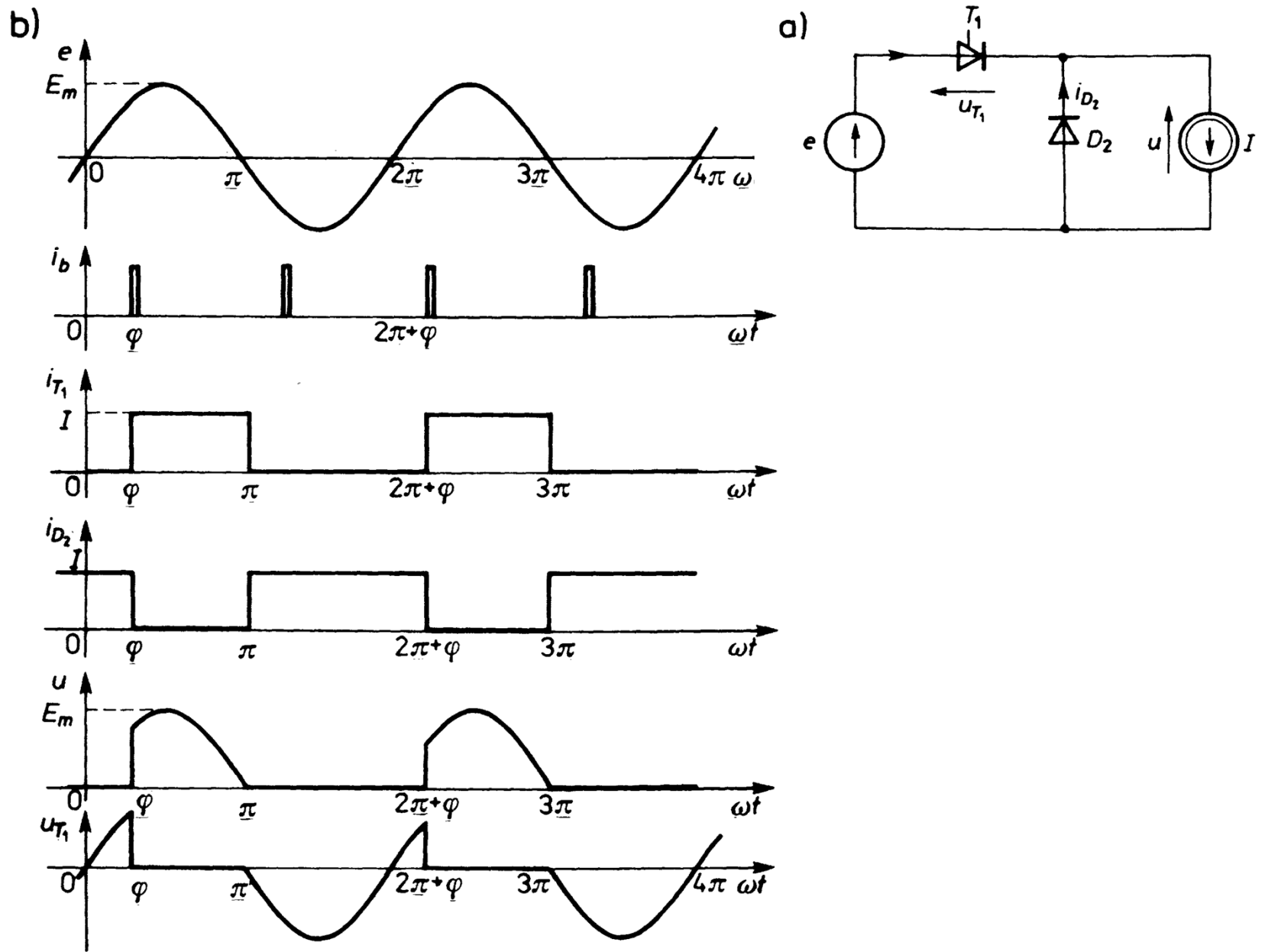


Rys. 7.19. Jednospulowy prostownik tyrystorowy: a) schemat obwodu; b) przebiegi napięć i prądów





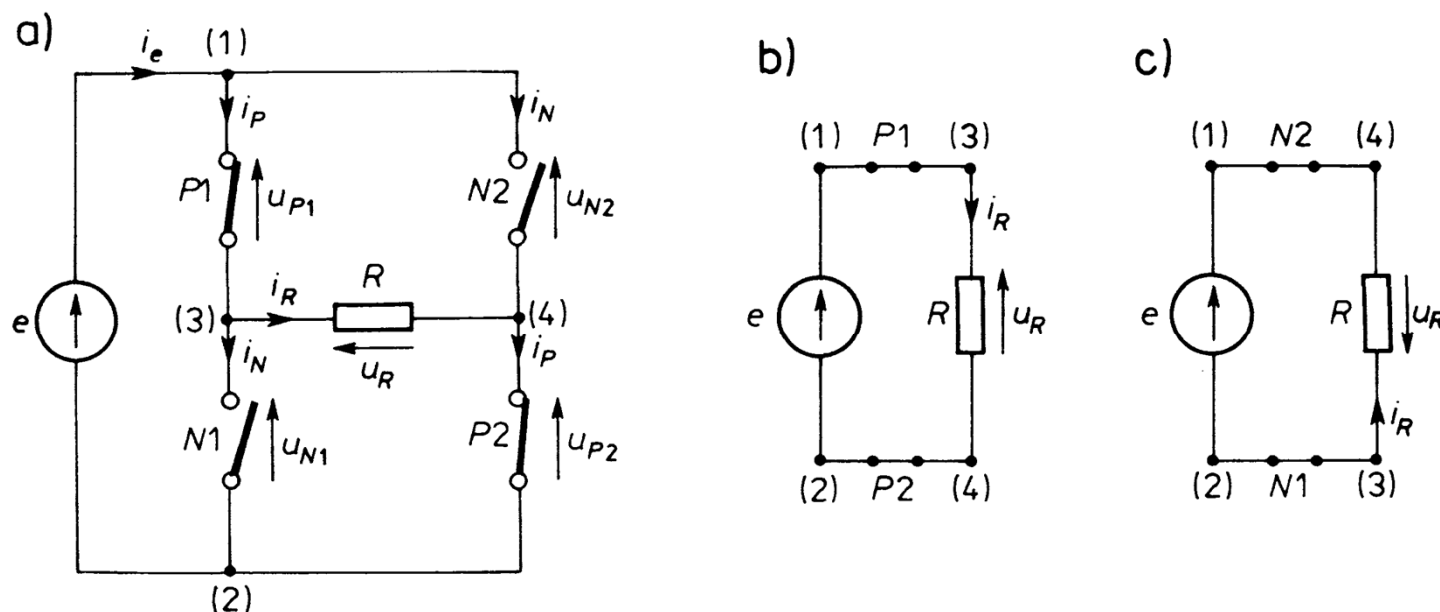
Rys. 7.20. Układ tyrystorowy regulujący wartość skuteczną prądu przemiennego: a) schemat obwodu; b) przebiegi napięć i prądów



Rys. 7.21. Układ z diodą zwrotną: a) schemat obwodu; b) przebiegi napięć i prądów

Po zastąpieniu wyłączników przez tranzystory otrzymamy układ pokazany na rys. 7.23b. Do baz tranzystorów powinny być doprowadzone prostokątne impulsy prądu, na przemian do pary tranzystorów  $P$  i pary tranzystorów  $N$ .

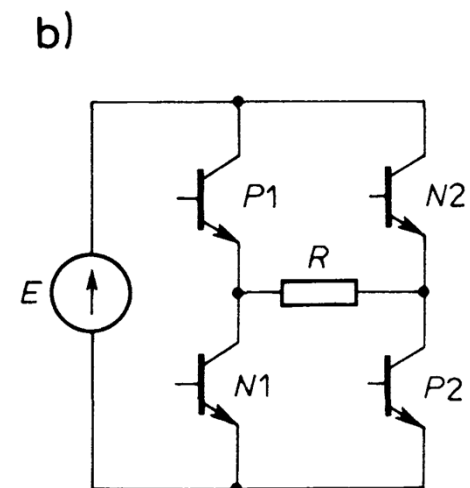
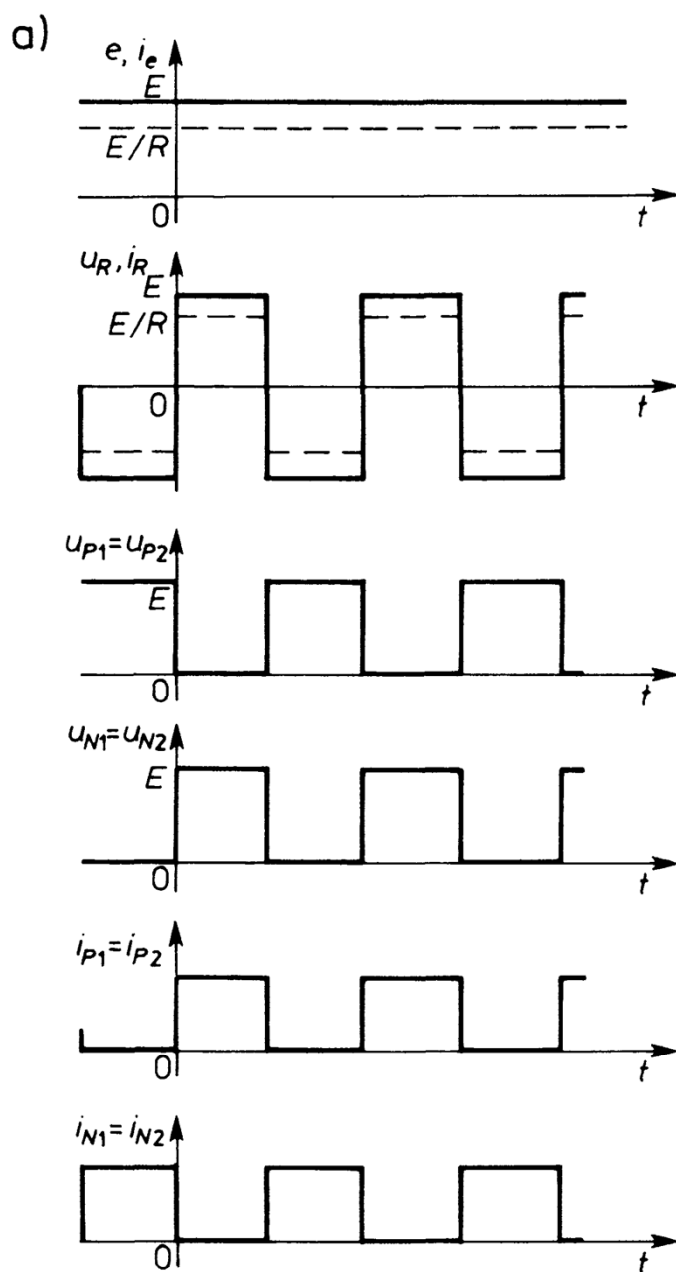
Opisany układ nosi nazwę falownika. Falownik jest układem DC/AC, zmieniającym stałe napięcie zasilania na zmienne napięcie na odbiorniku.



Rys. 7.22. Mostek przełączający: a) schemat mostka; b) obwód odpowiadający przewodzeniu wyłączników  $P$ ; c) obwód odpowiadający przewodzeniu wyłączników  $N$

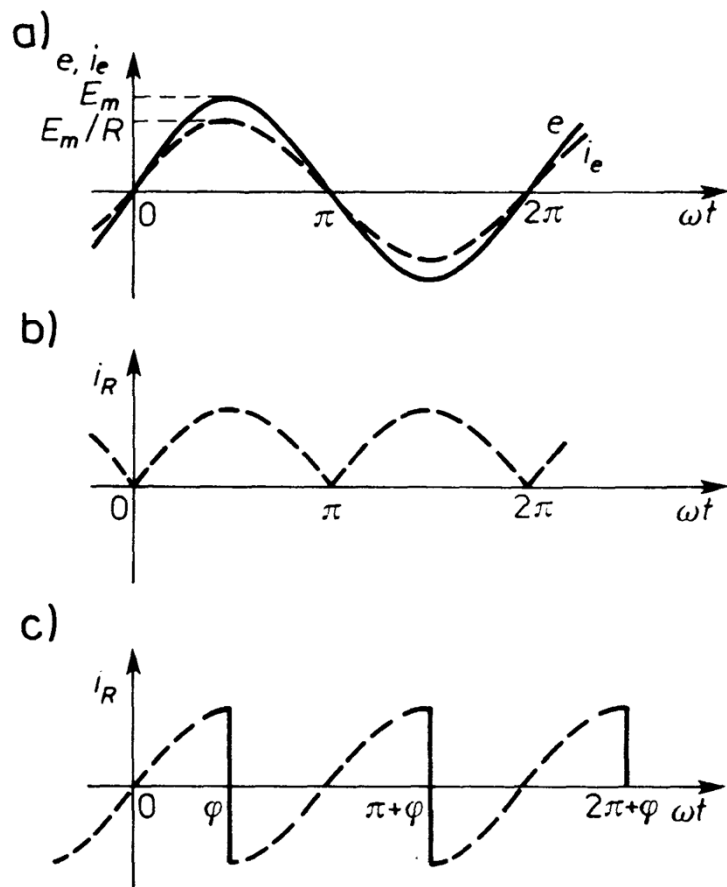
### Mostek zasilany ze źródła napięcia sinusoidalnego

Założmy, że mostek z rys. 7.22a zasilany jest napięciem sinusoidalnym  $e = E_m \sin \omega t$ . Podobnie jak w przypadku zasilania napięciem stałym, przy zamkniętych wyłączni-

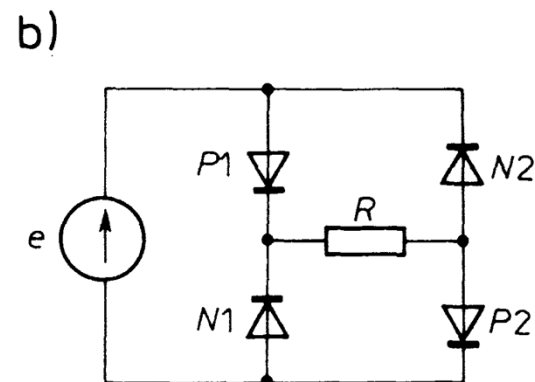
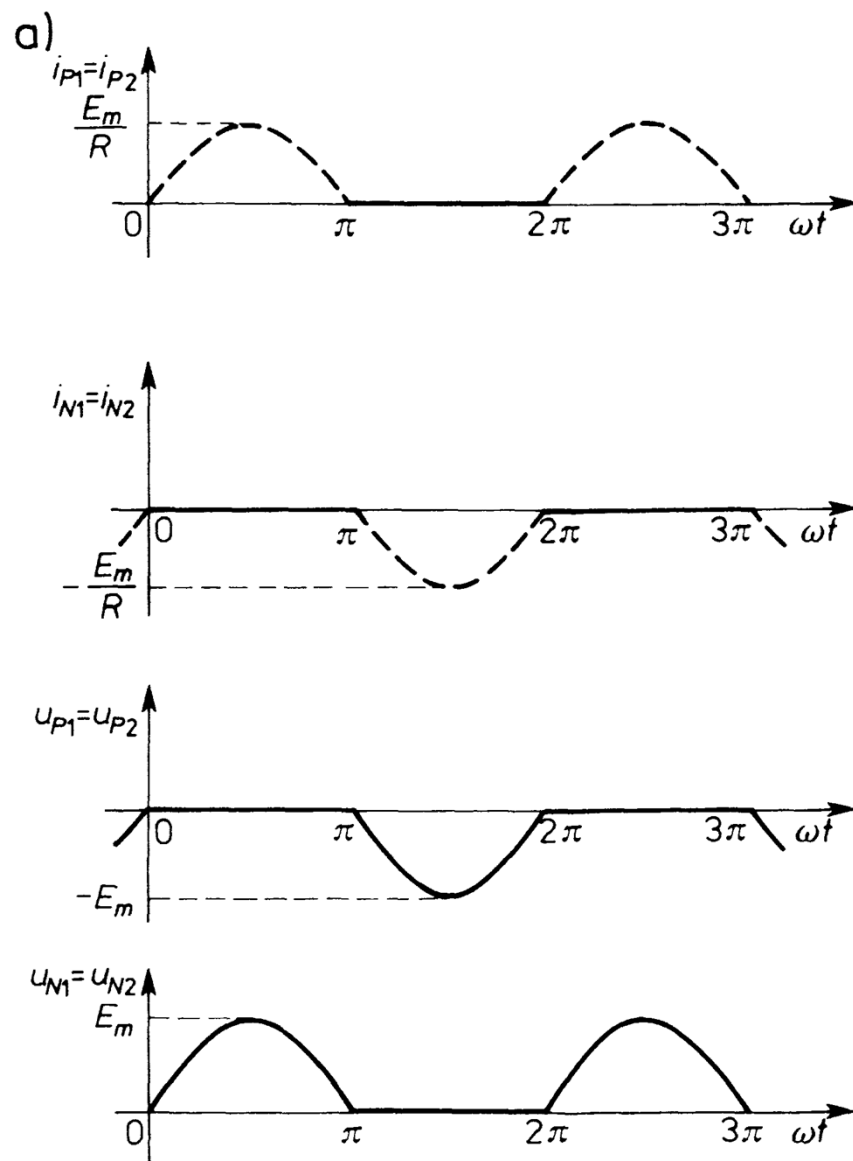


Rys. 7.23. Mostek zasilany napięciem stałym — falownik: a) przebiegi napięć i prądów; b) falownik tranzystorowy

kach  $P$  obowiązuje obwód pokazany na rys. 7.22b, a przy zamkniętych wyłącznikach  $N$  — obwód pokazany na rys. 7.22c. Przebiegi prądu w rezystorze zależą od fazy przełączania mostka. Jeśli pary wyłączników  $P$  i  $N$  zamykają się i otwierają na przemian w chwilach, w których  $\omega t = 0, \pi, 2\pi, \dots$ , to prąd rezystora będzie taki jak na rys. 7.24b.



Rys. 7.24. Mostek zasilany napięciem sinusoidalnym: a) przebiegi napięcia i prądu zasilania; b) prąd opornika przy kącie przełączania  $\varphi = 0$ ; c) prąd opornika przy kącie przełączania  $\varphi \neq 0$



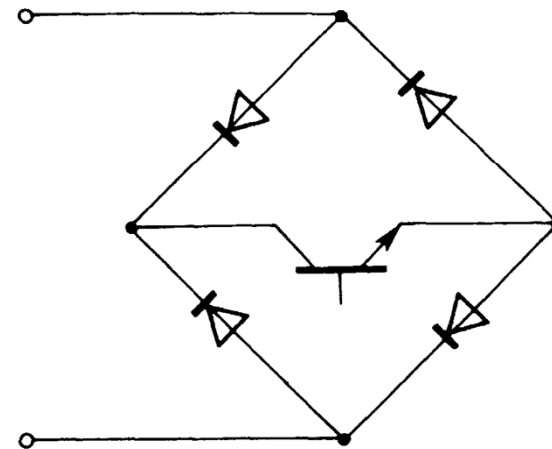
Rys. 7.25. Mostek diodowy: a) przebiegi prądów i napięć; b) schemat mostka Greatza

Wartość średnia prądu wyprostowanego prostownika dwupołówkowego (dwupulsowego), zasilającego rezystor, jest dwa razy większa od wartości średniej prostownika jednapołówkowego

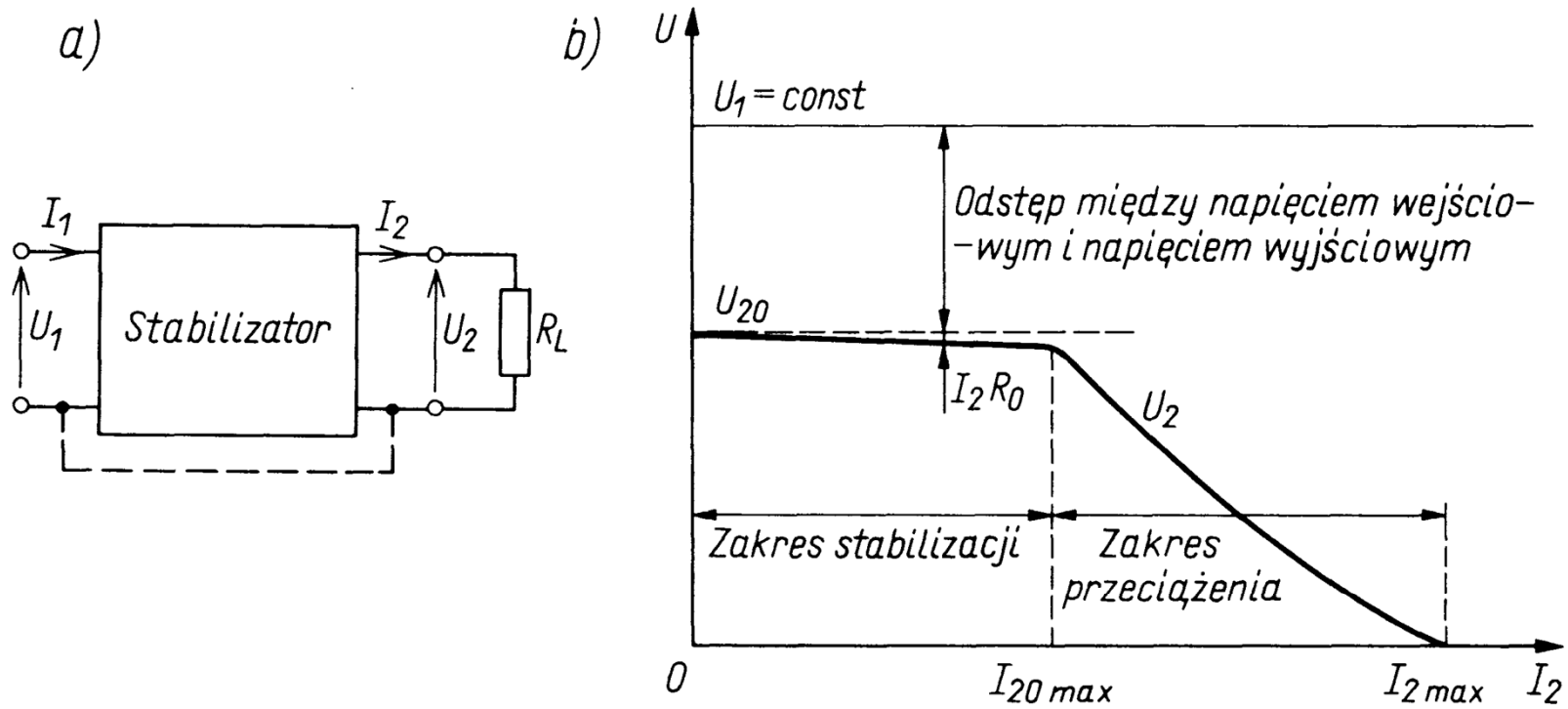
$$\bar{I} = \frac{2E_m}{\pi R} .$$

Po zastąpieniu diod przez tyrystory otrzymujemy prostownik dwupulsowy sterowany. Tyrystory umożliwiają opóźnienie chwili włączenia wyłączników, natomiast chwile wyłączenia pozostają takie same jak w mostku diodowym. Wartość średnia prądu wyprostowanego mostka sterowanego, zasilającego rezystor, jest dwa razy większa niż określona równaniem (7.11) wartość prądu w prostowniku sterowanym jednopulsowym.

Realizację wyłącznika umożliwiającego przepływ prądu w obu kierunkach zapewnia układ pokazany na rys. 7.26.



Rys. 7.26. Realizacja wyłącznika przewodzącego prąd w dwu kierunkach



**Rys. 10.1.** Stabilizator napięcia: a) oznaczenie napięć i prądów; b) charakterystyka wyjściowa



Podstawowe parametry stabilizatora to:

$U_{20}$  – nominalne (znamionowe) napięcie stabilizacji;

$I_{20max}$  – największy prąd wyjściowy w zakresie stabilizacji;

$I_{2max}$  – największy prąd wyjściowy zwarciov;

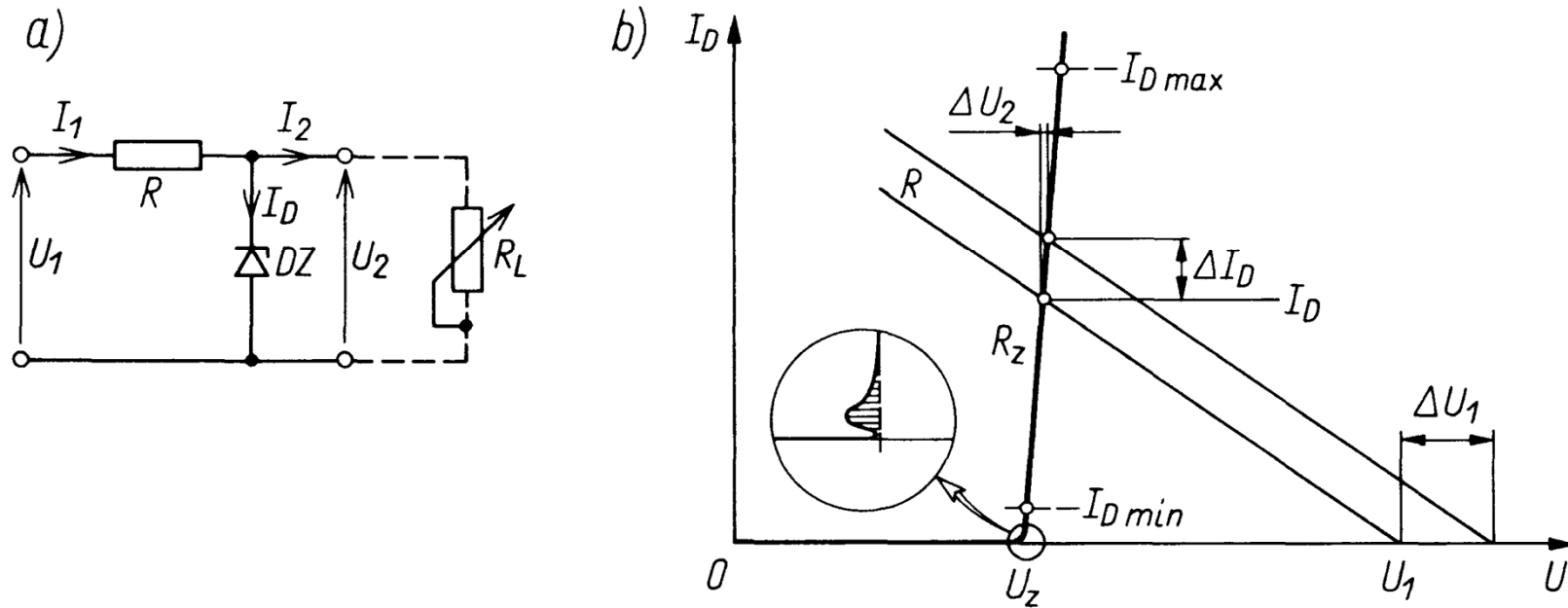
$U_{1min}$ ,  $U_{1max}$  – zakres dopuszczalnych zmian napięcia wejściowego;

$$S_U = \frac{\Delta U_2}{\Delta U_1} - \text{współczynnik stabilizacji napięcia}; \quad (10.1)$$

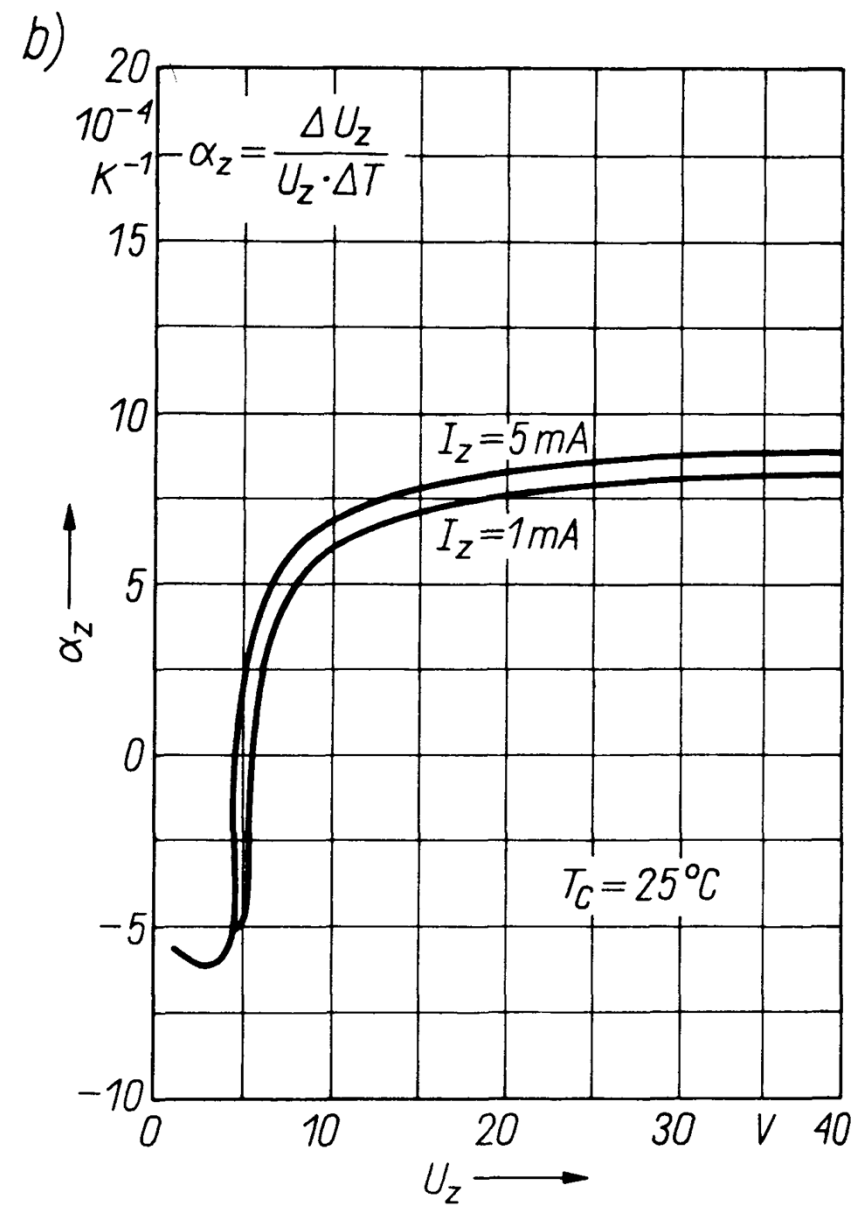
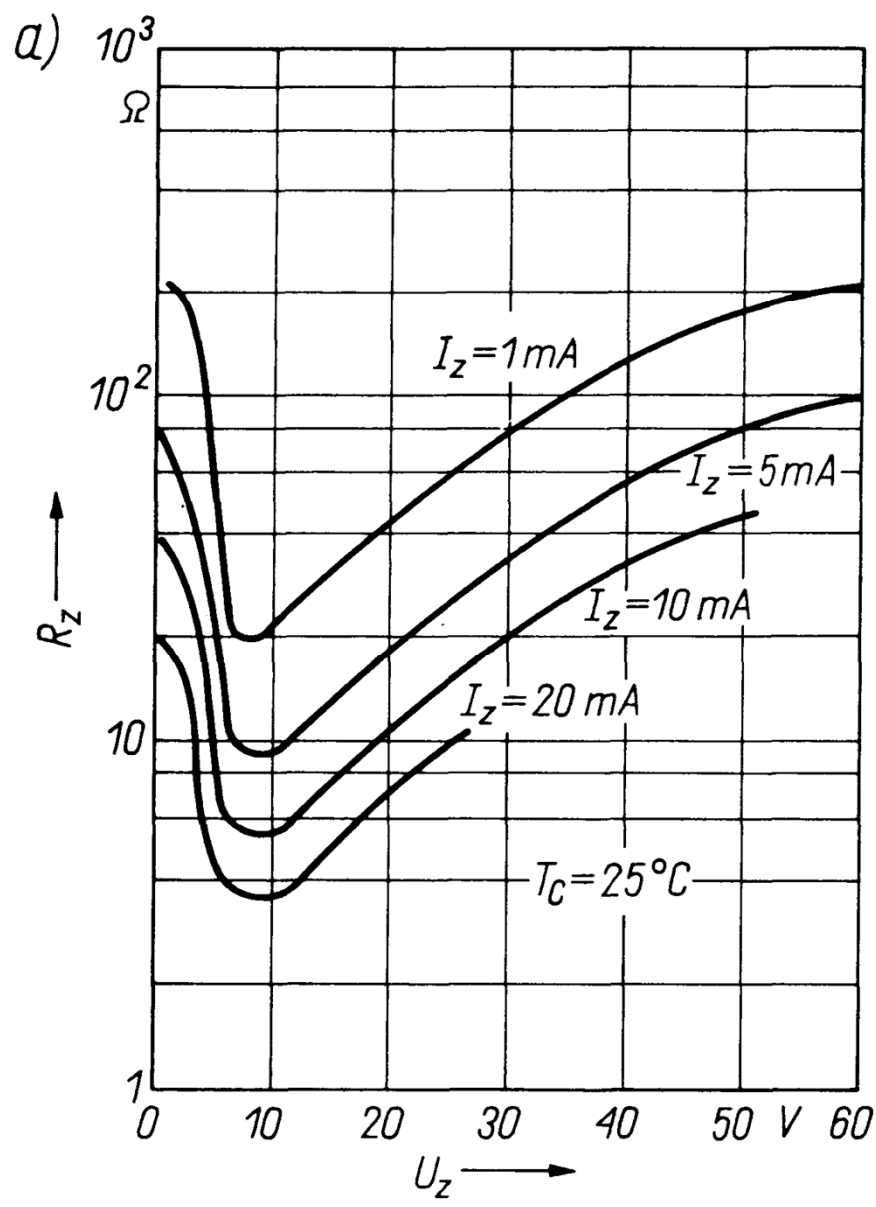
$$S_T = \frac{\Delta U_2}{U_2 \cdot \Delta T} - \text{współczynnik temperaturowy}; \quad (10.2)$$

$$R_O = - \frac{\Delta U_2}{\Delta I_2} = \left| \frac{\Delta U_2}{\Delta I_2} \right| - \text{rezystancja wyjściowa}; \quad (10.3)$$

$$\eta = \frac{U_2 I_2}{U_1 I_1} - \text{sprawność energetyczna}; \quad (10.4)$$

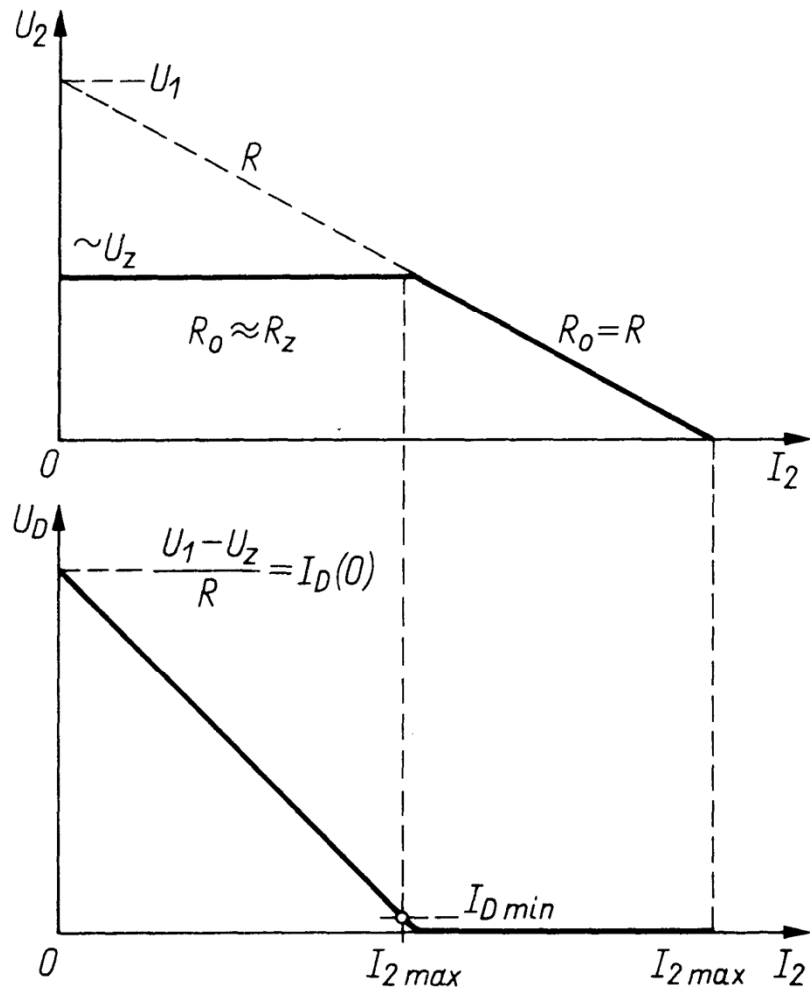


**Rys. 10.2.** Stabilizator parametryczny: a) układ z diodą Zenera; b) wyznaczenie prądu diody  $I_D$  w zależności od napięcia wejściowego  $U_1$  i rezystancji  $R$ , przy  $I_2 = 0$  (zamieszczono powiększony fragment progu charakterystyki diody)



**Rys. 10.3.** Dioda Zenera – zależności: a) rezystancji wewnętrznej  $R_z$ , oraz b) współczynnika temperaturowego napięcia  $U_z$  od prądu  $I_z$  i od nominalnego napięcia  $U_z$

Ograniczenie najmniejszej wartości prądu diody do  $I_{Dmin}$  (zwykle ok. 1–5 mA) wynika z potrzeby zachowania odstępu od progowego zakrzywienia charakterystyki DZ, w którym często występują silne szумы związane z zapoczątkowującym się dopiero przebiciem (typu Zenera lub typu lawinowego) oraz uwidaczniającym się odcinkiem lokalnym charakterystyki o cechach ujemnej rezystancji, pokazanym w powiększeniu na rys. 10.2b.



**Rys. 10.4.** Zależność napięcia wyjściowego i prądu DZ od prądu wyjściowego w stabilizatorze z rys. 10.2

Prąd DZ nie może przekraczać pewnej wartości maksymalnej  $I_{Dmax}$ , wynikającej z dopuszczalnej mocy rozpraszanej w diodzie. Oczywiście, największy prąd płynie przez diodę przy zasilaniu stabilizatora największym napięciem ze źródła pierwotnego ( $U_{1max}$ ), przy pracy bez obciążenia. Dlatego największa wartość prądu  $I_{20max}$  na jaką można liczyć, jest równa  $I_{Dmax} - I_{Dmin}$ . Ograniczona wartość prądu wyjściowego i mała sprawność są przyczyną, że stabilizatory z DZ spełniają zwykle funkcje pomocniczych lokalnych stabilizatorów o małym poborze prądu, np. źródeł napięć odniesienia (w tym celu wykorzystuje się DZ termicznie skompensowane).

**Przykład 10.1.** Zaprojektować stabilizator z diodą Zenera na napięcie 6,2 V, zasilany ze źródła pierwotnego  $U_{1max} = 32$  V,  $U_{1min} = 22$  V, przy  $I_{20max} = 10$  mA. Dioda Zenera o  $U_Z = 6,2$  V ma średnią rezystancję  $R_Z \leq 40 \Omega$ ,  $I_{Dmin} = 2$  mA,  $I_{Dmax} = 40$  mA,  $\alpha_Z = 4 \cdot 10^{-4}/K$ .

1. Prąd wejściowy  $I_1$  nie może być mniejszy niż suma prądów  $I_{20max} + I_{Dmin}$ , zatem  $I_{1min} = 10 + 2 = 12$  mA.
2. Największą rezystancję  $R$  zapewniającą przepływ prądu  $I_{1min} = 12$  mA przy  $U_1 = U_{1min} = 22$  V oblicza się ze wzoru

$$R_{max} = \frac{U_{1min} - U_Z}{I_{1min}} = \frac{22 - 6,2}{12 \cdot 10^{-3}} = 1317 \Omega$$

3. Najmniejszą rezystancję, zapewniającą nieprzekroczenie prądu maksymalnego diody nawet przy  $U_1 = U_{1max} = 32$  V oblicza się następująco:

$$R_{min} = \frac{U_{1max} - U_Z}{I_{Dmax}} = \frac{32 - 6,2}{40 \cdot 10^{-3}} = 645 \Omega$$

4. Można zastosować rezystancję nieco tylko mniejszą od  $R_{max}$ , np. uwzględniając tolerancję wykonania rezystorów, można przyjąć  $R = 1100 \Omega$ , wówczas współczynnik stabilizacji

$$S_U \approx \frac{R_Z}{R} = \frac{40}{1100} = 0,0364$$

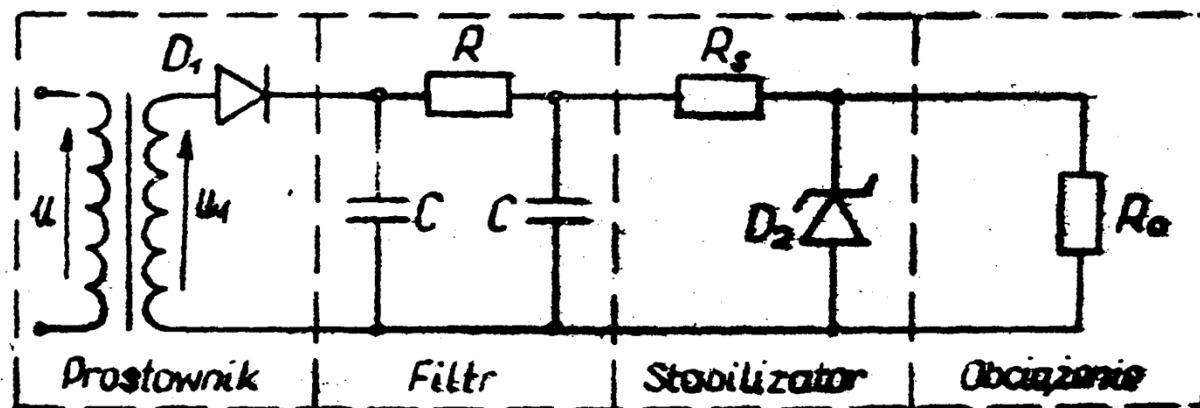
5. Rezystancja wyjściowa stabilizatora  $R_o$  określona równoległym połączeniem rezystancji  $R_Z$  i  $R$ , przy  $R \gg R_Z$  jest zbliżona do rezystancji  $R_Z$ . Przy poborze pełnego prądu  $I_{20max}$  należy zatem liczyć się ze zmniejszeniem napięcia  $U_2$  względem nominalnej wartości o  $\Delta U_2 \approx \approx I_{20max} R_Z = 0,01 \cdot 40 = 0,4$  V.
6. Przy przyroście temperatury o 1 K nastąpi przyrost napięcia wyjściowego o  $\Delta U_Z = = \alpha_Z U_Z \cdot 1 \text{ K} = 0,0004 \cdot 6,2 = 0,0025 \text{ V} = 2,5 \text{ mV}$ .
7. Sprawność energetyczna układu zdefiniowana jako

$$\eta = \frac{U_2 I_2}{U_1 I_1} 100\% = \frac{U_1 I_2}{\frac{U_1(U_1 - U_2)}{R}} 100\%$$

przy maksymalnym prądzie wyjściowym  $I_2 = 10$  mA,  $U_2 = 6,2$  V oraz przy  $U_1 = 22$  V wynosi 20%, a przy  $U_1 = 32$  V tylko 8%.

## 8. STABILIZACJA NAPIĘCIA

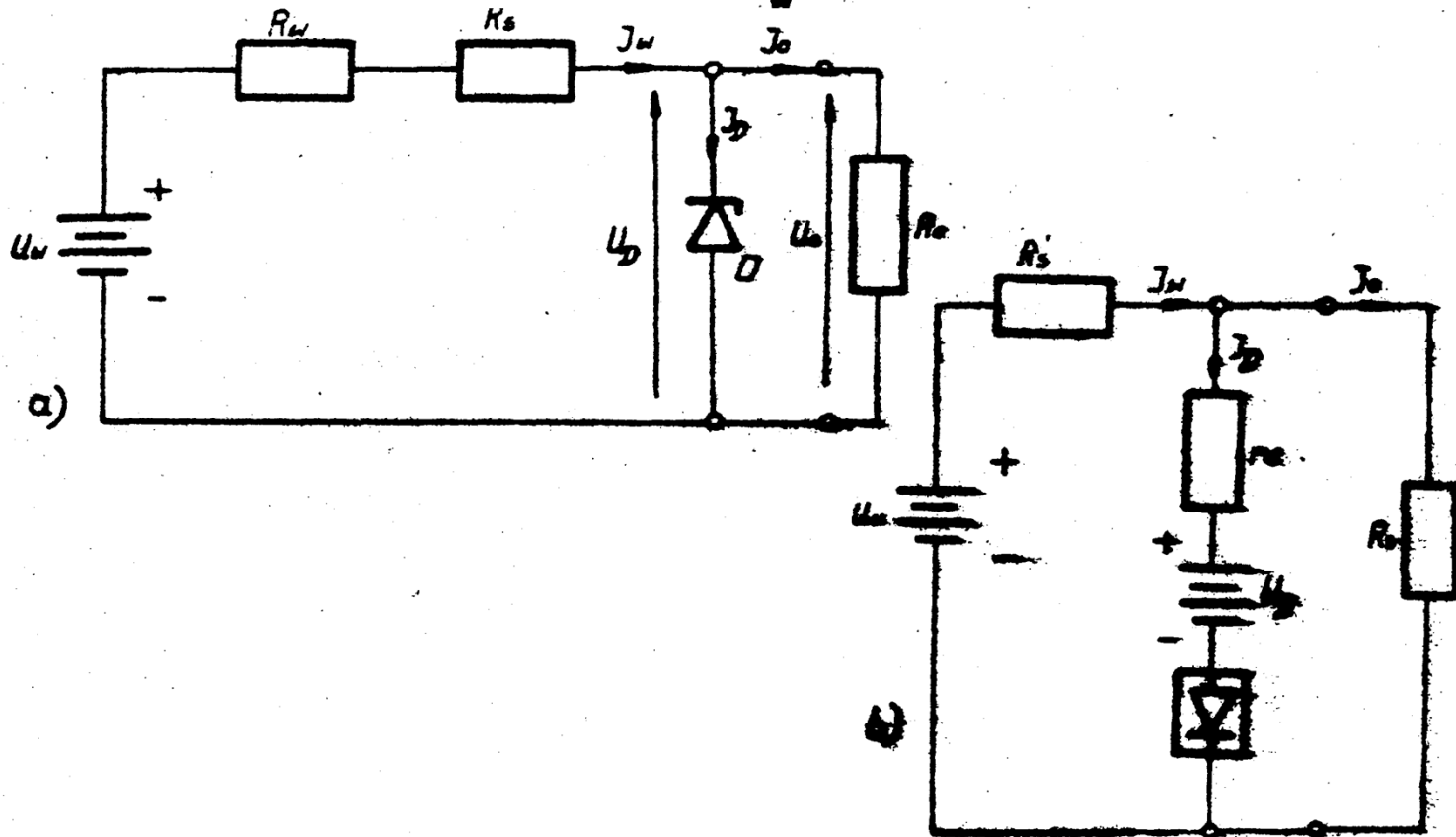
W poprzednim rozdziale pokazaliśmy, że prostowniki zaopatrzone w filtry stanowią źródła napięcia stałego o małym poziomie tętnień. Wykazują one jednak duży wpływ zmian napięcia zasilania i zmian obciążenia na wartość napięcia stałego. Zmiana obciążenia powoduje równocześnie zmianę wartości tętnień w napięciu wyjściowym prostownika. W wielu zastosowaniach wymagane są urządzenia prostownicze o stałej wartości napięcia stałego, niezależnie od zmian napięcia zasilającego lub zmian obciążenia. Często stałość napięcia stałego winna być niezależna od obu wyżej wymienionych wpływów równocześnie, przy bardzo małych tętnieniach. W takich przypadkach stosuje się stabilizatory napięcia.



Rys.8.1. Układ zasilacza stabilizowanego

Rezystancja  $r_w$  jest mniejsza niż  $R_w$  /zasilacz bez stabilizatora/.  
Rezystancja szeregową  $R_s$  spełnia dwie podstawowe funkcje :

- a/ ogranicza prąd diody do bezpiecznej wartości /takiej by nie przekroczyć dopuszczalnej mocy diody/,
- b/ umożliwia stabilizację napięcia wyjściowego  $U_o = U_D$  przy zmianach napięcia wejściowego  $U_w$



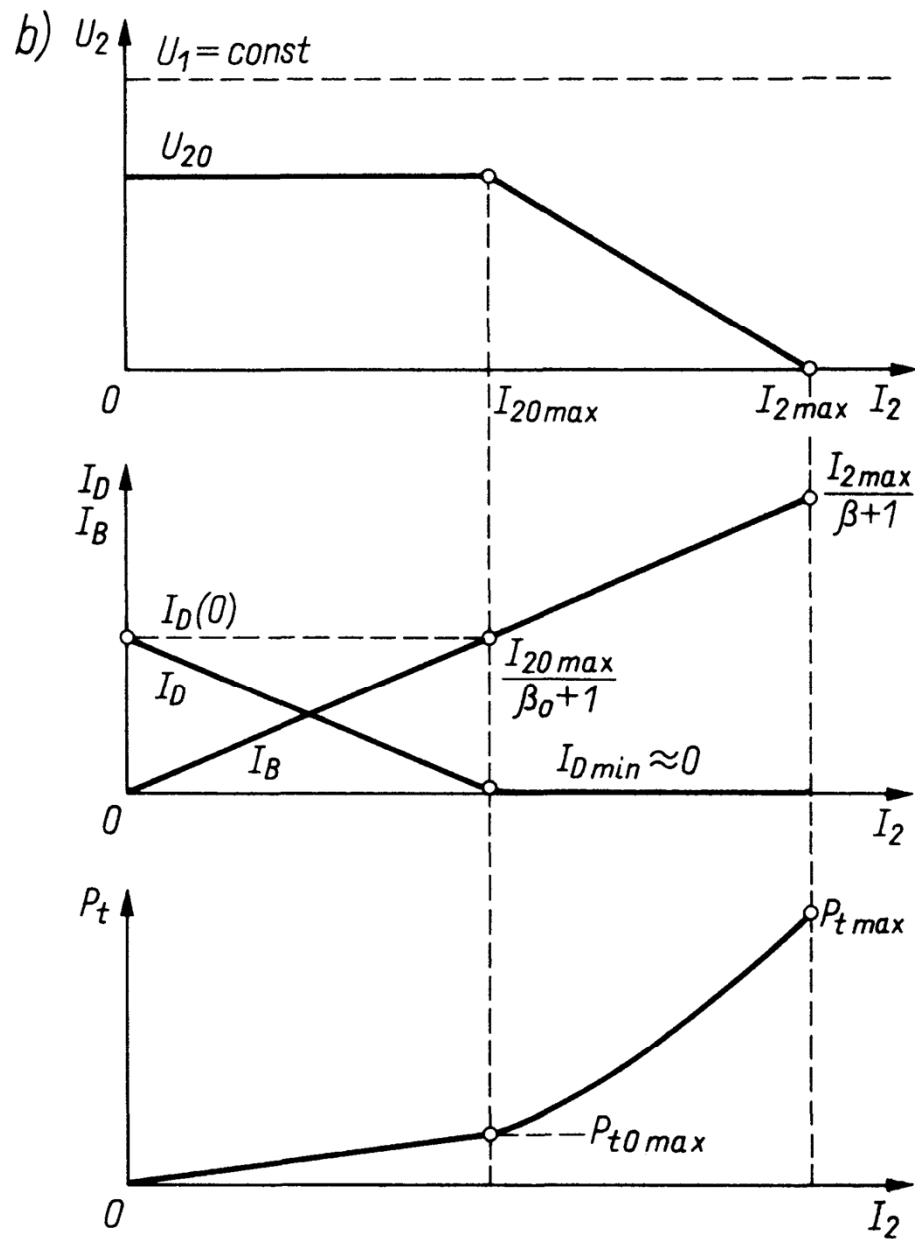
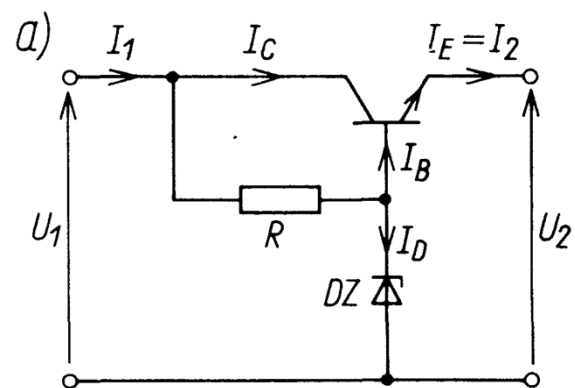




Udoskonaloną formą stabilizatora z DZ jest układ z tranzystorem pracującym w konfiguracji wtórnika emiterowego (rys. 10.5a). Wtórnik powtarza stabilizowane napięcie z DZ, z przesunięciem o napięcie  $U_{EB}$  zależne logarytmicznie od prądu  $I_2 = I_E$  (i zależne od temperatury), zatem w zakresie stabilizacji

$$U_2 \approx U_Z + U_{EB} \approx U_Z - \varphi_T \ln \frac{I_2}{I_{SE_0}} \quad (10.9)$$

W tym układzie można zastosować zwiększoną rezystancję  $R$  (co jest korzystne ze względu na wartość współczynnika stabilizacji  $S_U$ ), a mimo to można uzyskać dużą wartość prądu wyjściowego, gdyż nawet przy małym prądzie  $I_B$  pobieranym ze stabilizatora diodowego prąd wyjściowy  $I_2 = I_E = I_B(\beta_0 + 1)$  dzięki wzmocnieniu może być wystarczająco duży.



**Rys. 10.5.** Stabilizator parametryczny z tranzystorem: a) schemat; b) charakterystyki układu

Rezystancja wyjściowa jest sumą  $h_{11b}$  i  $R_Z/(\beta_0 + 1)$ , tzn.

$$R_o \approx \frac{R_Z + r_{bb'}}{\beta_0 + 1} + \frac{0,026 \text{ V}}{I_2} \quad (10.10)$$

Charakterystyki stabilizatora (rys. 10.5b) uwidaczniają, że w zakresie stabilizacji w miarę zwiększania prądu wyjściowego  $I_2$  prąd bazy  $I_B$  powiększa się kosztem prądu diody  $I_D$ , który maleje. Przy prądzie wyjściowym

$$I_{20max} = \frac{U_1 - U_Z}{R} (\beta_0 + 1) \quad (10.11)$$

dioda wyłącza się i dalsze powiększanie prądu  $I_2$  jest rezultatem wzmacniania prądu płynącego przez rezystancję  $R$ , w całości wpływającego do bazy. Największy prąd w zakresie przeciążenia przy  $U_2 = 0$  (prąd zwarciovym) wynika z odłożenia prawie całego napięcia  $U_1$  na rezystancji  $R$

$$I_{2max} = \frac{U_1 - U_{BE}}{R} (\beta_0 + 1) \approx \frac{U_1}{R} \beta_0 \quad (10.12)$$

Ważnym problemem jest powiększanie się mocy strat w tranzystorze. W zakresie stabilizacji wzrost mocy strat  $P_t$  jest liniowy względem prądu  $I_2$ , gdyż napięcie kolektor-emiter, równe  $U_1 - U_2$ , jest niemal stałe. Zatem na krańcu zakresu stabilizacji

$$P_t = P_{t,max} = (U_1 - U_{20})I_{20,max} \approx \frac{(U_1 - U_{20})^2}{R} \beta_0 \quad (10.13)$$

W zakresie przeciążenia powiększa się nie tylko prąd  $I_2$ , lecz również napięcie kolektor-emiter, co prowadzi do szybszego wzrostu mocy strat. Przy zwarciu wyjścia

$$P_t = P_{t,max} = U_1 I_{2,max} \approx \frac{U_1^2}{R} \beta_0 \quad (10.14)$$

## Stosunek mocy

$$k_p = P_{tmax}/P_{t_0max} = [U_1/(U_1 - U_{20})]^2 \quad (10.15)$$

wyraża względne przeciążenie tranzystora poza zakresem stabilizacji. Przy napięciu  $U_1$  tylko niewiele większym od  $U_{20}$  wartość  $k_p$  może być duża, ale mimo to należy dążyć do pracy z możliwie małymi napięciami  $U_1$ , gdyż przyczynia się to do zmniejszenia mocy strat tranzystora w całym zakresie charakterystyki.

**Przykład 10.2.** Obliczyć parametry stabilizatora z rys. 10.5a z DZ o parametrach z przykładu 10.1 i z tranzystorem o  $\beta_0 = 60$ ,  $r_{bb'} = 10 \Omega$ ,  $U_{BE}(0,1 \text{ A}) = 0,6 \text{ V}$ , jeżeli  $R = 1,5 \text{ k}\Omega$ ,  $U_1 = 11-17 \text{ V}$ .

1. Napięcie wyjściowe  $U_{20} = U_Z - U_{BE} \approx 6,2 - 0,6 = 5,6 \text{ V}$ .
2. Największe prądy, jakie mogą płynąć przez DZ przy  $I_2 = 0$ : przy  $U_1 = 11 \text{ V}$   $I_D(0) = (U_1 - U_Z)/R = (11 - 6,2)/1500 = 0,0032 \text{ A}$ , natomiast przy  $U_1 = 17 \text{ V}$   $I_D(0) = 0,0072 \text{ A}$ .
3. Prądy wyjściowe przy  $U_1 = 11 \text{ V}$ :

$$I_{20max} = (\beta_0 + 1)I_D(0) = 61 \cdot 0,0032 = 0,195 \text{ A},$$

$$I_{2max} = (\beta_0 + 1)(U_1 - U_{BE})/R = 61 \cdot (11 - 0,6)/1500 = 0,423 \text{ A},$$

natomiast przy  $U_1 = 17 \text{ V}$   $I_{20max} = 0,439 \text{ A}$ ,  $I_{2max} = 0,667 \text{ A}$ .

*Uwaga.* Prądy  $I_{20max}$  zostały obliczone bez uwzględnienia  $I_{Dmin} = 2 \text{ mA}$ , uwzględnienie tego prądu ograniczałoby maksymalny użyteczny prąd wyjściowy do wartości zmniejszonych o  $(\beta + 1) I_{Dmin} = 0,12 \text{ A}$ .

4. Moce tracone w tranzystorze przy  $U_1 = 11 \text{ V}$

$$P_{t_0max} = (U_1 - U_{20})I_{20max} = (11 - 5,6) \cdot 0,195 = 1,05 \text{ W},$$

$$P_{tmax} = U_1 I_{2max} = 11 \cdot 0,423 = 4,65 \text{ W} \quad (k_p = 4,3),$$

natomiast przy  $U_1 = 17 \text{ V}$ ,  $P_{t_0max} = 5 \text{ W}$ ,  $P_{tmax} = 11,34 \text{ W} \quad (k_p = 2,3)$ .

5. Współczynnik stabilizacji  $S_U \approx R_Z/R = 40/1500 = 0,027$ .
6. Rezystancja wyjściowa  $R_O$  zależy od prądu np. przy prądzie  $I_2 = 50 \text{ mA}$ ,  $R_O \approx (R_Z + r_{bb'})/(\beta + 1) + 0,026 \text{ V}/I_2 = (40 + 10)/61 + 0,026/0,05 = 1,3 \Omega$ .
7. Współczynnik temperaturowy napięcia  $U_{20}$  zależy od współczynników temperaturowych DZ i napięcia złączonego  $U_{BE} = -U_{EB'}$ , tzn.  $\Delta U_{20}/K = \alpha_Z U_Z - c$  (przy czym  $c \approx -2 \text{ mV/K}$ ), zatem na podstawie wyników z przykładu 10.1

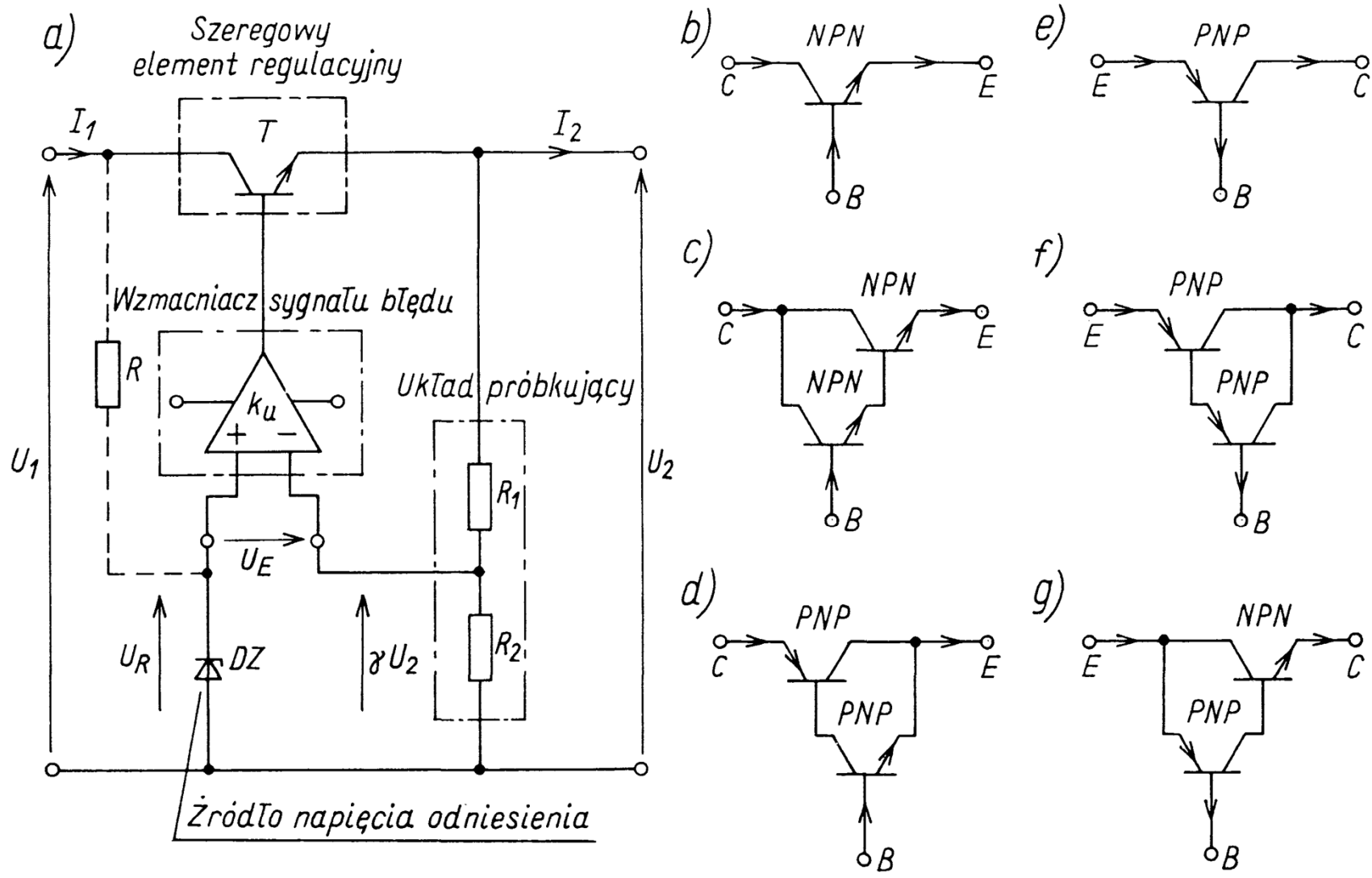
$$\Delta U_{20}/K = 2,5 + 2 = 4,5 \text{ mV/K}.$$

## UKŁADY ZE SPRZĘŻENIEM ZWROTNYM

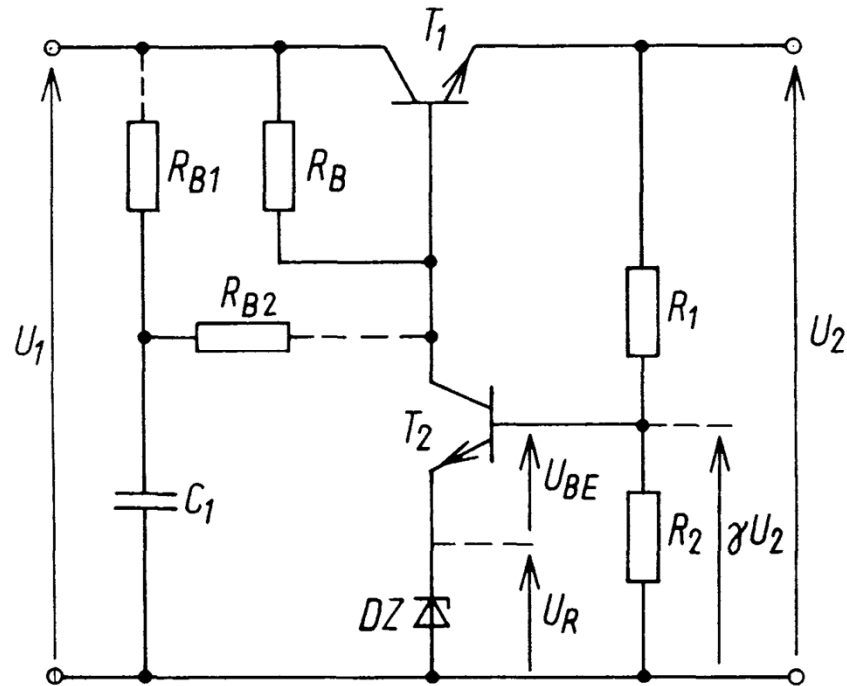
### . Zasada działania

Do zasilania urządzeń małej i średniej mocy najczęściej stosuje się stabilizatory ze sprzężeniem zwrotnym, o typowej budowie przedstawionej na rys. 10.6a. Napięcie wyjściowe  $U_2$  jest stabilizowane dzięki tranzystorowi  $T$  włączonemu między źródło pierwotne i obciążenie. Tranzystor ten spełnia funkcję szeregowego elementu regulacyjnego. Sygnał sterujący powstaje w ciągłym procesie porównywania napięcia wyjściowego  $U_2$  ze stałym napięciem  $U_R$ , nazywanym *napięciem odniesienia* lub *napięciem referencyjnym*. Spełnia ono rolę wzorca, a ponieważ napięcia  $U_2$  i  $U_R$  w ogólnym przypadku





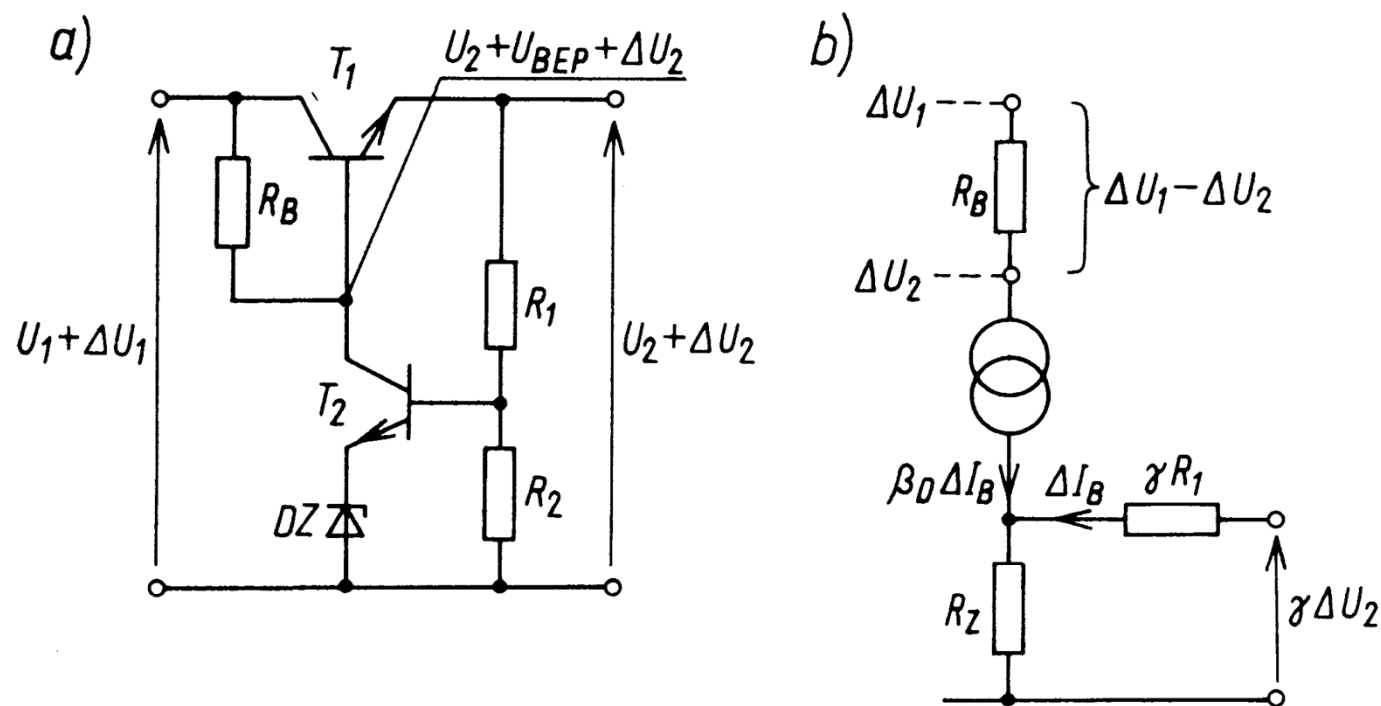
**Rys. 10.6.** Stabilizator napięcia ze sprzężeniem zwrotnym i szeregowym elementem regulacyjnym: a) układ ogólny; oraz elementy regulacyjne: b, e) pojedyncze typu NPN i PNP; c, f) połączenia Darlingtona typu NPN i PNP; d, g) połączenia „paradoksalne” zastępujące tranzystory typu NPN i PNP



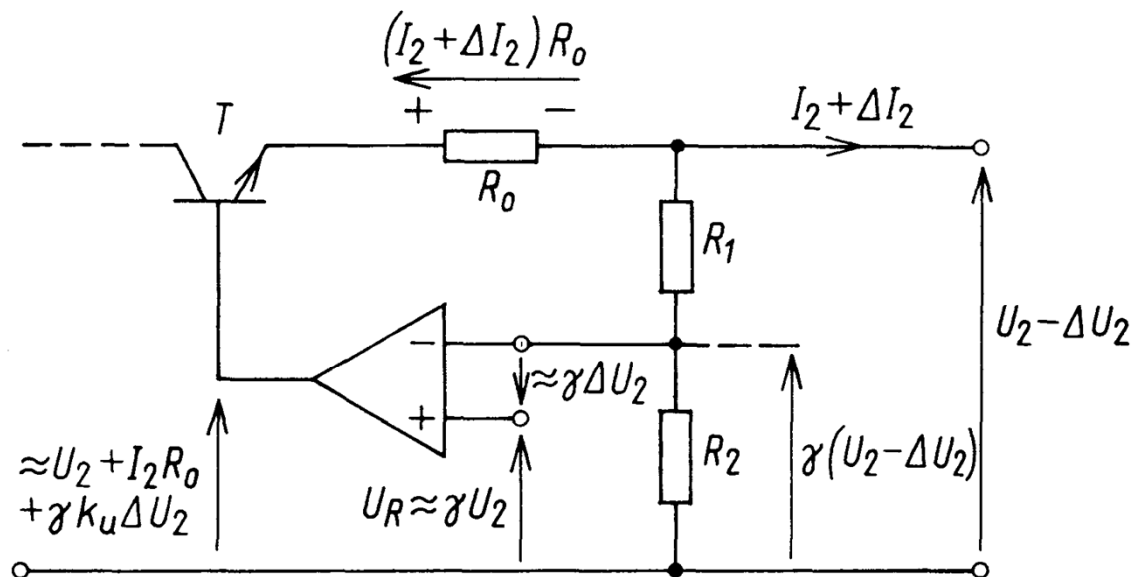
**Rys. 10.7.** Przykład prostego stabilizatora ze sprzężeniem zwrotnym, z jedno tranzystorowym wzmacniaczem sygnału błęd

nawet pewne możliwości kompensacji temperaturowej napięcia wyjściowego, jeżeli DZ ma dodatni współczynnik temperaturowy  $\alpha_Z$  (złącze emiter-baza ma współczynnik temperaturowy ujemny). Dość istotną wadą tego układu jest przewodzenie DZ (w obszarze przebicia) pod wpływem prądu emitera, który podczas regulacji może zmieniać się w dużych granicach, powodując modulację wartości napięcia referencyjnego – zależność tę wyraża wzór  $U_R = U_Z(0) - I_D R_Z$ .

Na przykład przy  $\gamma = 0,5$ ,  $\beta_0 = 100$ ,  $R_B = 3,3 \text{ k}\Omega$ ,  $R_1 = 2 \text{ k}\Omega$ ,  $R_Z = 40 \Omega$ , wartość współczynnika stabilizacji  $S_U = 0,03$ . Jest to wartość dość duża, ale dotyczy stabilizatora bardzo prostego, dobrze też ilustruje przedostawanie się zmian napięcia  $U_1$  przez rezystor  $R_B$ . Podobnie silny wpływ zmian napięcia wejściowego może wystąpić przy zbyt małym napięciu



**Rys. 10.8.** Schematy służące do wyznaczenia współczynnika stabilizacji układu z rys. 10.7: a) schemat z zaznaczonymi przyrostami napięć; b) schemat zastępczy



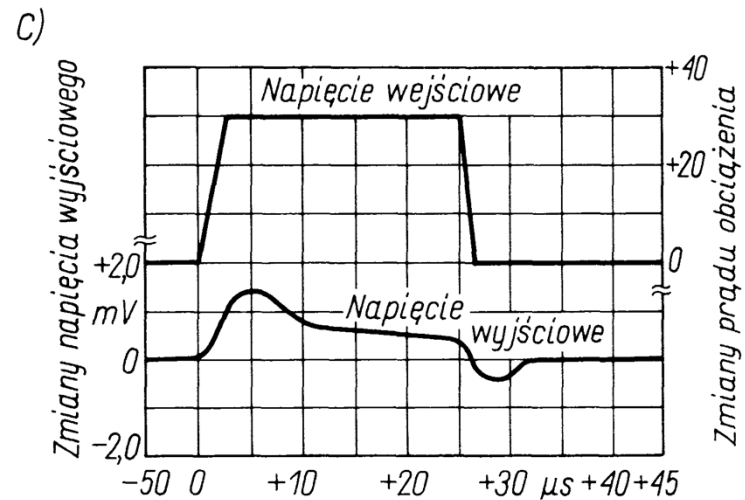
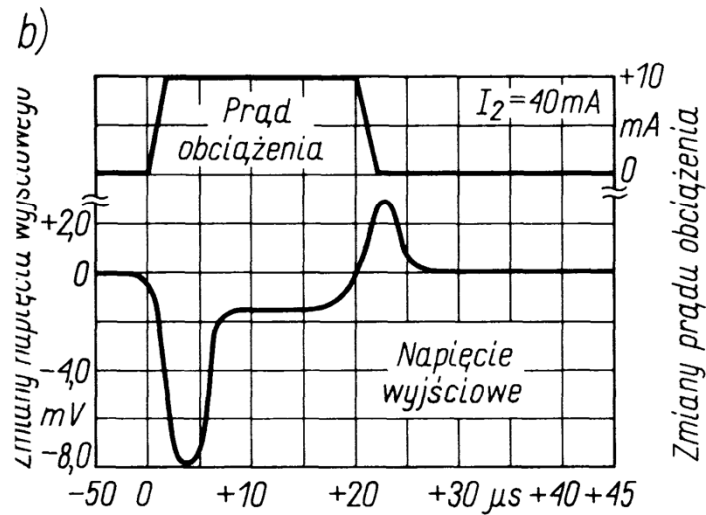
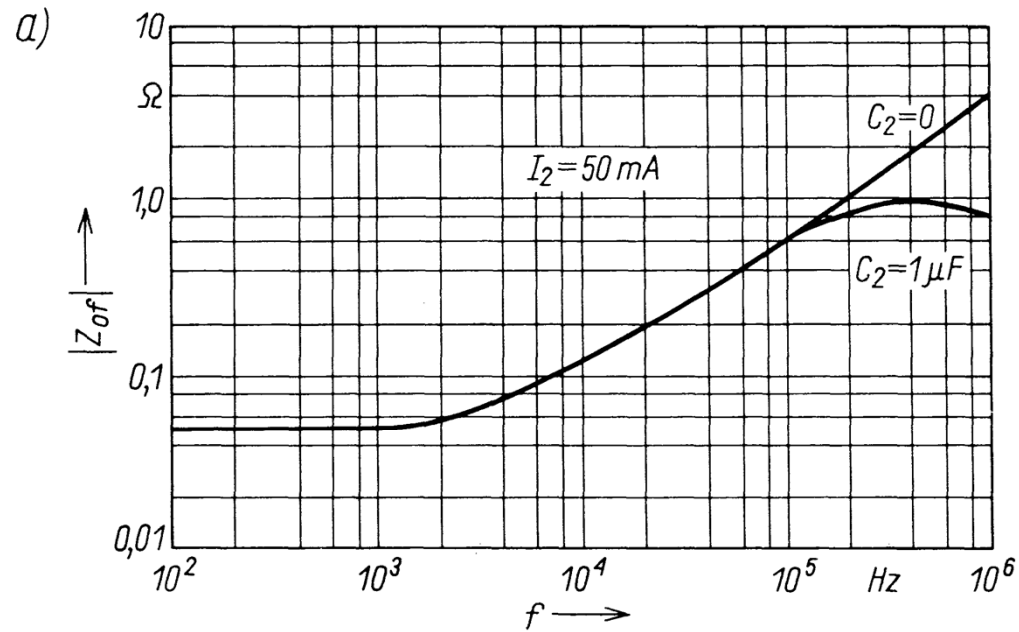
**Rys. 10.9.** Schemat stabilizatora z zaznaczonymi przyrostami prądu i napięcia wyjściowego, służący do wyznaczenia rezystancji wyjściowej

przeanalizowanie zagadnienia. Przyjmując dla stanu przed wystąpieniem przyrostu prądu określenie napięcia  $U_2 \approx U_R/\gamma$  oraz po uwzględnieniu spadku potencjału na rezystancji  $R_0$  jako wynikającego z przepływu prądu wyjściowego (przy pominięciu prądu pobieranego przez układ próbkujący), można ułożyć następujące przybliżone równanie wiążące przyrosty napięcia i prądu w obwodzie regulacji

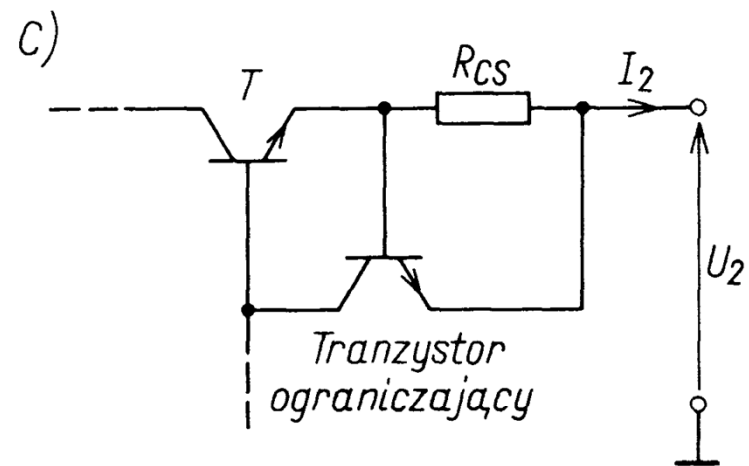
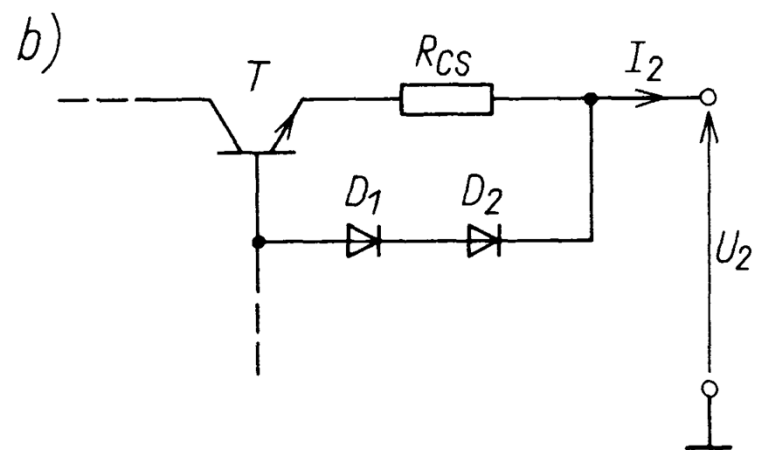
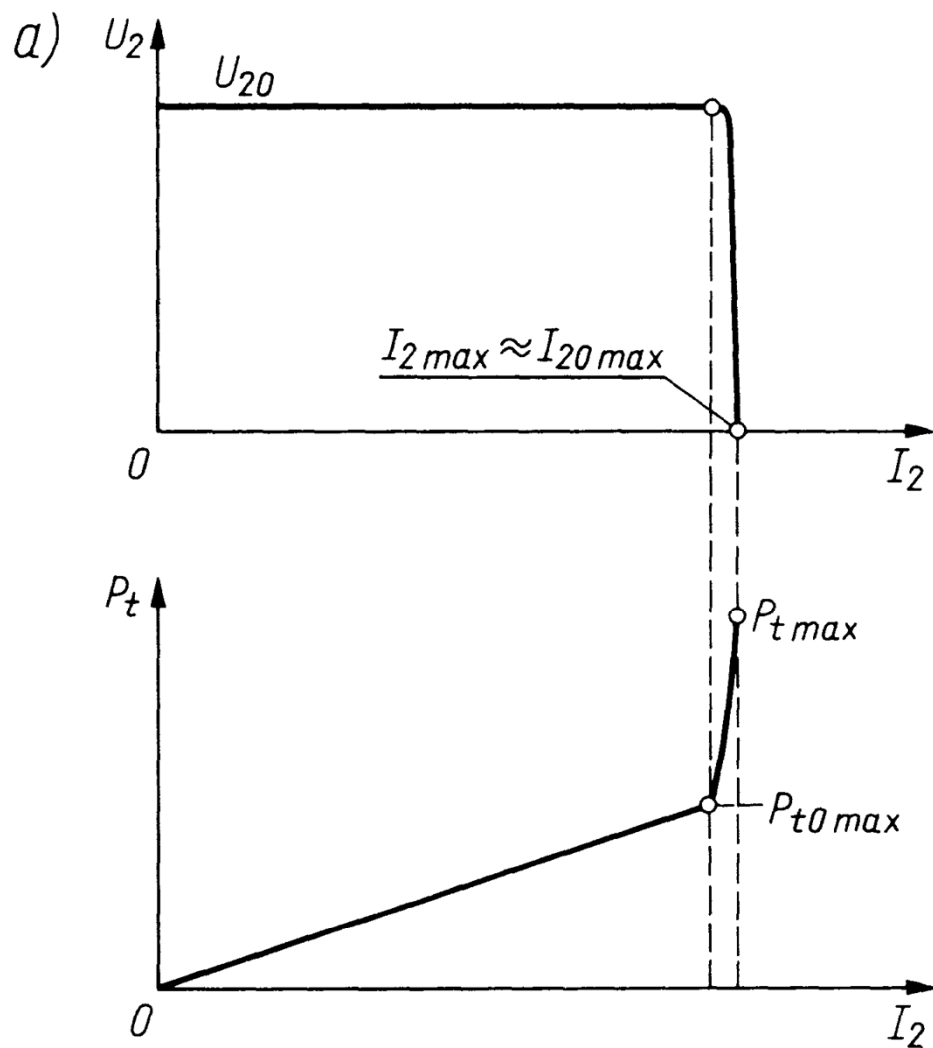
$$k_u \gamma \Delta U_2 - \Delta I_2 R_0 \approx -\Delta U_2 \quad (10.23)$$

skąd otrzymuje się

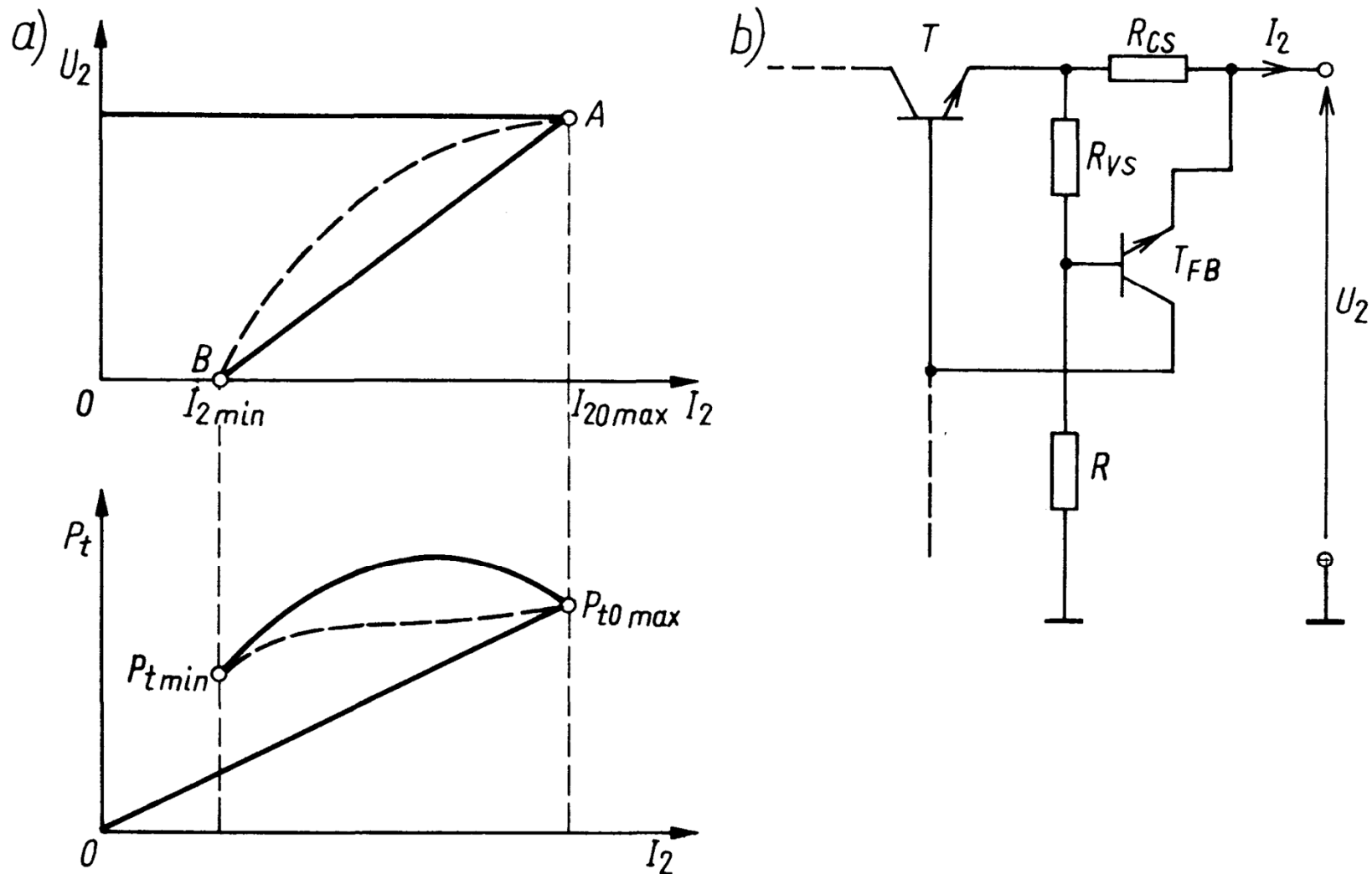
$$R_{of} = \frac{\Delta U_2}{\Delta I_2} = \frac{R_0}{1 + \gamma k_u} \approx \frac{R_0}{\gamma k_u} \quad (10.24)$$



**Rys. 10.10.** Wykresy charakteryzujące właściwości dynamiczne stabilizatora ( $\mu A723$ ):  
 a) impedancja wyjściowa  $Z_{of}(f)$ ; oraz przebiegi czasowe zmian napięcia wyjściowego przy impulsowych zmianach:  
 b) prądu wyjściowego; c) napięcia wejściowego



**Rys. 10.11.** Zabezpieczenie przed przeciążeniem: a) charakterystyki układu z ograniczeniem prądu; oraz zastosowanie obwodu ograniczającego: b) z diodami, c) z tranzystorem



**Rys. 10.12.** Zabezpieczenie przed przeciążeniem: a) charakterystyki zawinięte (linią ciągłą zaznaczono charakterystyki liniowe, a linią przerywaną charakterystyki nieliniowe); b) schemat układu z czujnikami  $R_{CS}$ ,  $R_{VS}$  realizującymi charakterystykę liniową

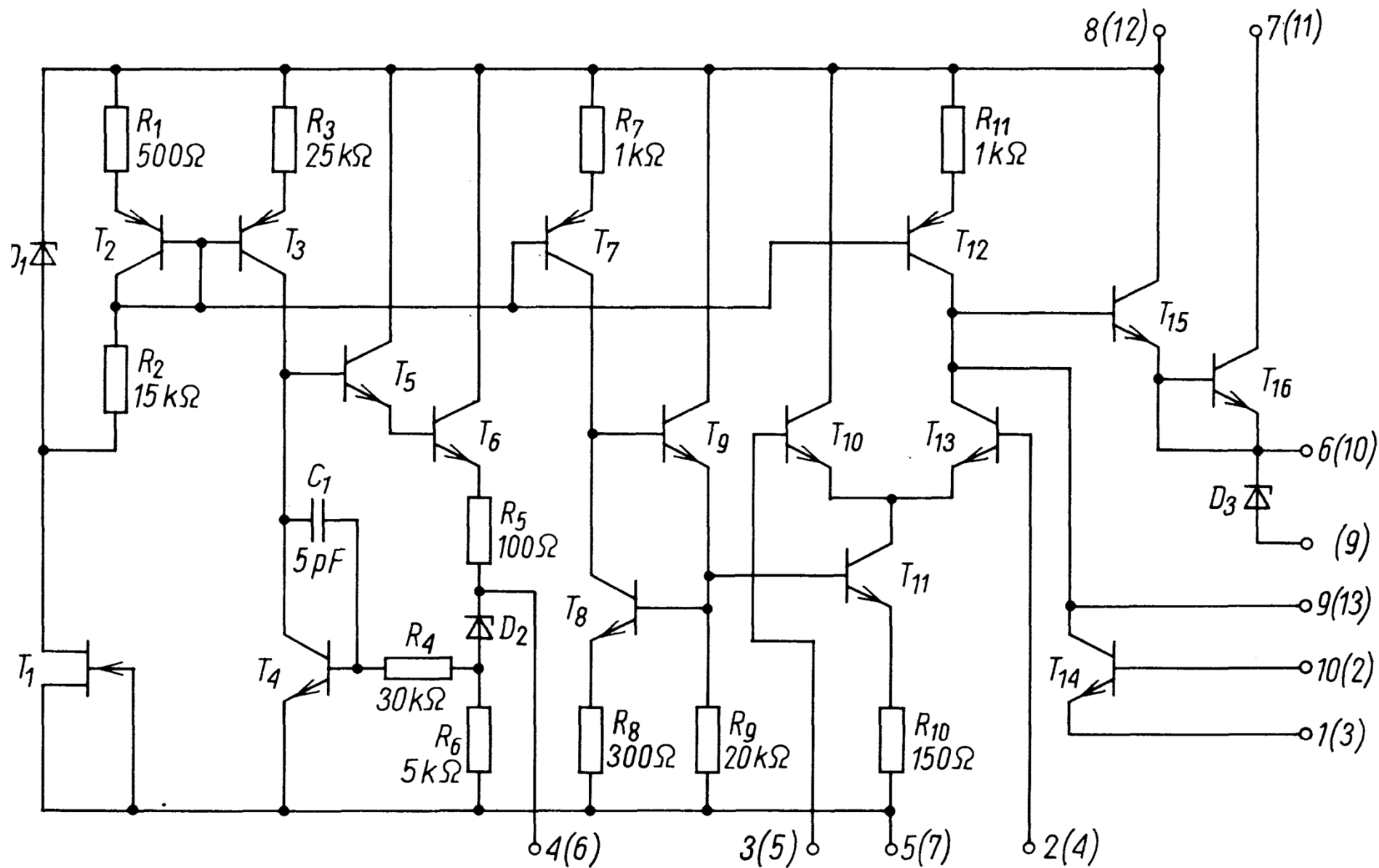
**Przykład 10.3.** Wyznaczyć rezystancje  $R_{CS}$ ,  $R_{VS}$ ,  $R$  dla stabilizatora o charakterystyce zawiniętej; przy czym  $U_{20} = 10$  V,  $I_{20max} = 0,1$  A,  $I_{2min} = 0,04$  A, przyjmując  $U_{BEP} \approx 0,65$  V.

1.  $\alpha = U_{BEP}/U_{20}(I_{20max}/I_{2min} - 1) = 0,65/10 \cdot (0,1/0,04 - 1) = 0,0975$ .
2. Przyjmuje się wartość jednej z rezystancji i oblicza dwie pozostałe, np. przy rezystancji dzielnika napięcia  $R = 10$  k $\Omega$ :  $R_{VS} = \alpha/(1 - \alpha)R = 0,0975(1 - 0,0975) \cdot 10\,000 = 1080$   $\Omega$ .  
 $R_{CS} = 1/(1 - \alpha)U_{BEP}/I_{2min} = 1/(1 - 0,26) \cdot 0,65/0,04 = 18$   $\Omega$ .

Rezystancja  $R_{CS}$  tylko nieznacznie powiększa rezystancję wyjściową stabilizatora, gdyż jest mała i jest objęta pętlą sprzężenia zwrotnego. Należy jednak zauważyć, że przy pełnym poborze prądu występuje na niej spadek napięcia równy  $I_{20max}R_{CS}$ , który może być stosunkowo duży i musi być uwzględniony podczas bilansowania różnicy napięć  $U_{1min} - U_{20}$  i wyborze warunków pracy szeregowego elementu regulacyjnego.

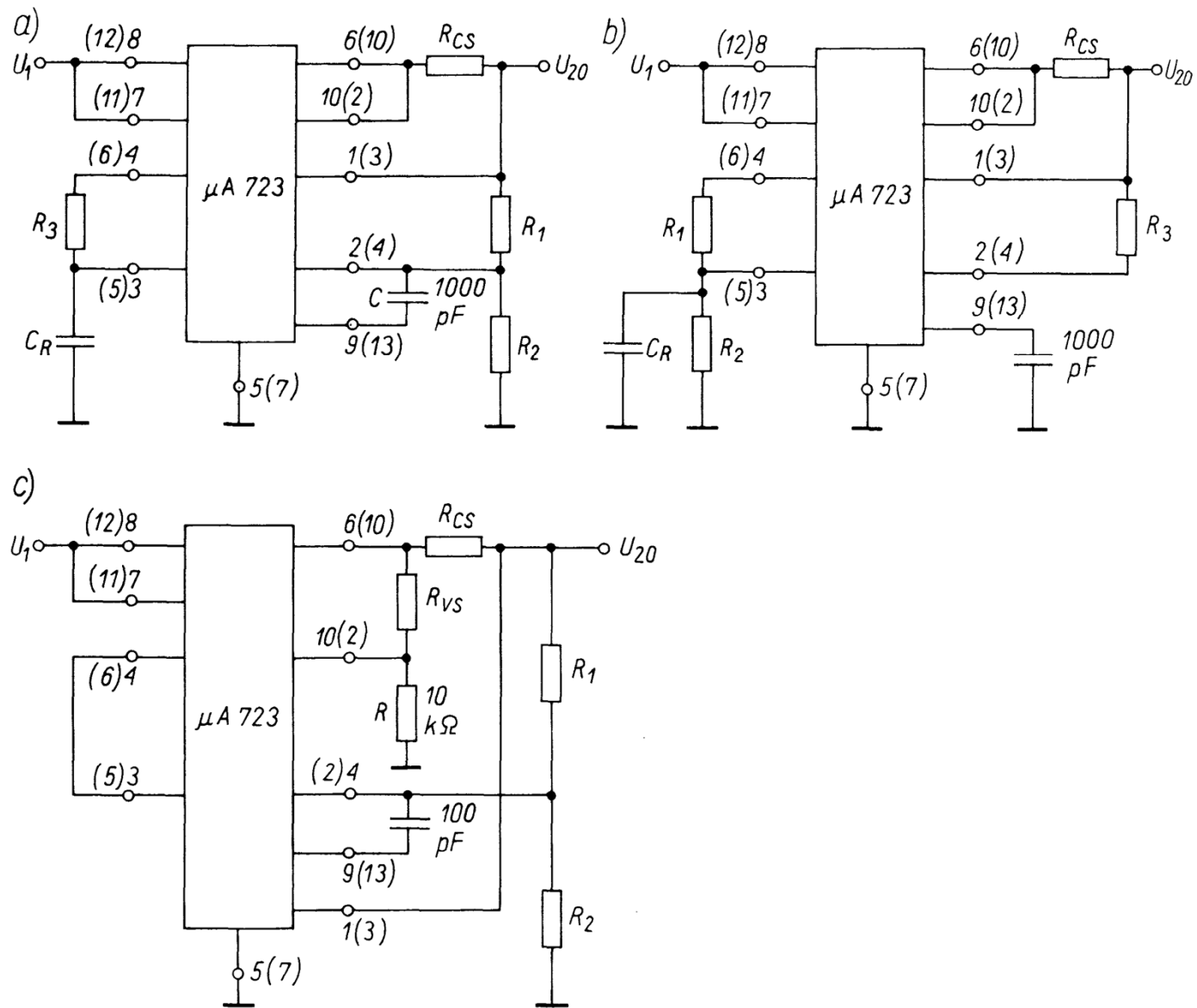
Oprócz charakterystyk typu liniowego są realizowane charakterystyki zawinięte typu nieliniowego (rys. 10.12a, linie przerywane) z zastosowaniem elementów nieliniowych. Przy tego rodzaju charakterystykach jest możliwe spełnienie warunku, aby moc  $P_t = (U_1 - U_2)I_2$  tracona w układzie poza zakresem stabilizacji była co najwyżej równa mocy  $P_{t_0max}$  wydzielanej na krańcu zakresu stabilizacji, nawet przy  $U_1 = U_{1max}$ . Spełnienie tego warunku jest celowe zwłaszcza przy stabilizatorach dużej mocy, aby nie trzeba było stosować nadmiernie dużych radiatorów w celu odprowadzania ciepła i aby stabilizator mógł wytrzymać nawet długotrwałą pracę poza zakresem stabili-





**Rys. 10.13.** Schemat elektryczny stabilizatora monolitycznego  $\mu A723$  (numeracja końcówek bez nawiasów dla oprawki TO100, w nawiasach dla oprawki TO116)

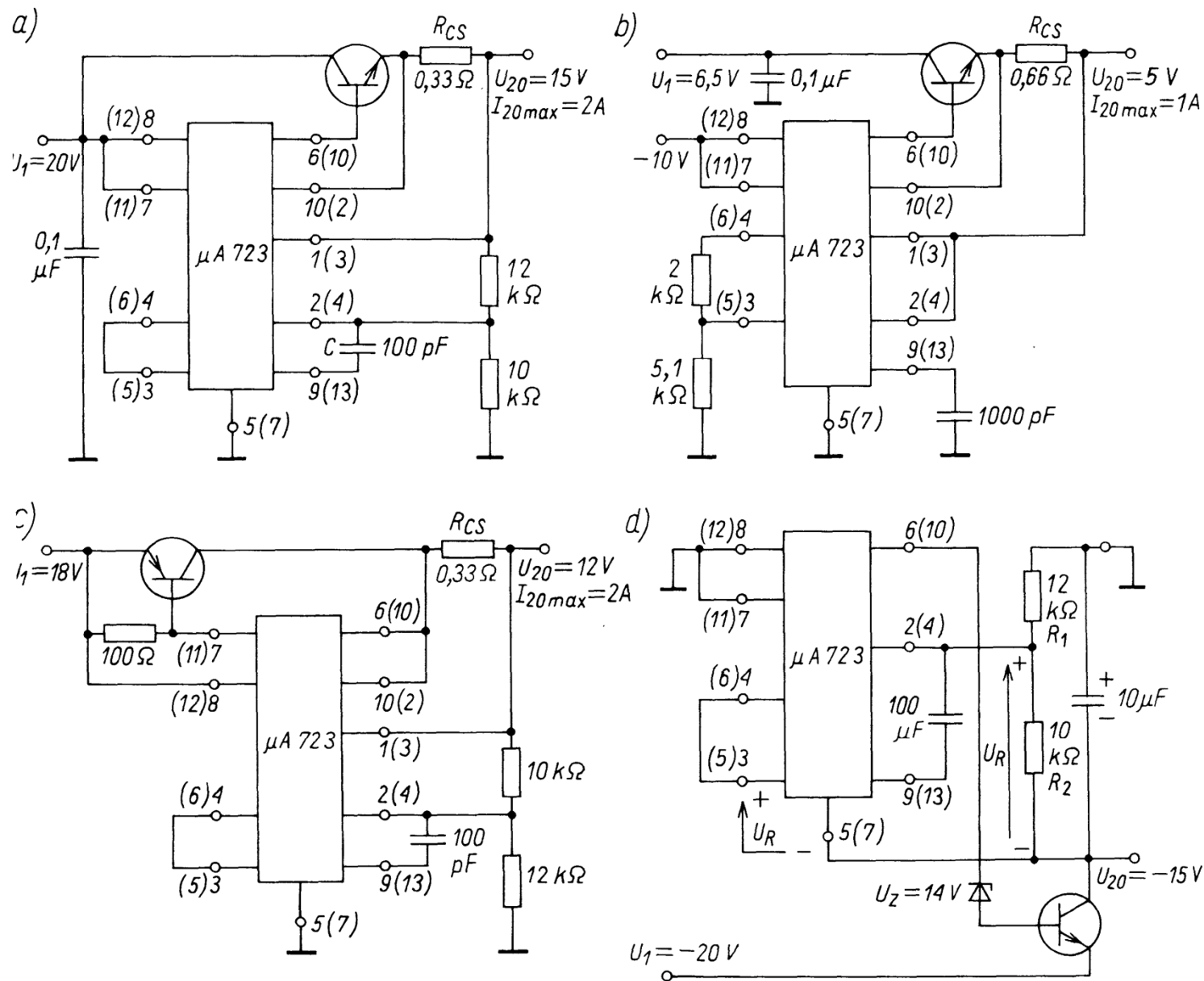
Typowym reprezentantem stabilizatorów monolitycznych jest często stosowany układ uniwersalny  $\mu A723$  firmy Fairchild, którego odpowiedniki są produkowane w dużych seriach również przez inne firmy (CEMI – UL7523N, Motorola – MC1723, ITT – MIC723, Philips, Mullard – TBA281, Tesla – MAA723). Schemat elektryczny stabilizatora  $\mu A723$  jest pokazany na rys. 10.13. Napięcie wejściowe może zawierać się w granicach 9,5–40 V, napięcie wyjściowe w granicach 2–37 V. Przewidziano oddzielne wejście na wewnętrzny tranzystor mocy  $T_{16}$  (o maksymalnym prądzie 150 mA), który wraz z tranzystorem  $T_{15}$  tworzy element regulacyjny w połączeniu Darlingtona. Wzmacniacz różnicowy z tranzystorami  $T_{10}$ ,  $T_{13}$  współpracuje z obciążeniem dynamicznym ( $T_{12}$ ) i z systemem źródeł prądowych ( $T_2$ ,  $T_3$ ,  $T_7$ ,  $T_8$ ,  $T_9$ ,  $T_{11}$ ) o wydajności uzależnionej od napięcia 6,2 V stabilizowanego przez DZ ( $D_1$ ). Napięcie to jest wytwarzane przy zasilaniu diody  $D_1$  przez tranzystor polowy  $T_1$  (FET), który w zakresie nasycenia jest równoważny źródłu prądowemu i pracuje dobrze nawet przy małym napięciu zasilania. Źródło napięcia odniesienia jest wytwarzane za pomocą drugiej DZ ( $D_2$ ) objętej układem sprzężenia zwrotnego ( $T_4$ ,  $T_5$ ,  $T_6$ ) w celu powiększenia stałości napięcia odniesienia (ok. 7,15 V) wytwarzanego na końcówce



**Rys. 10.14.** Zastosowanie  $\mu A 723$ : a) stabilizator napięć  $U_{20} > 7\text{ V}$ ; b) stabilizator napięć  $U_{20} < 7\text{ V}$ ; c) stabilizator z charakterystyką zawiniętą

4. Napięcie ze źródła referencyjnego może być doprowadzane do wejścia powtarzającego wzmacniacza (końcówka 3). Do wejścia odwracającego wzmacniacza (końcówka 2) jest doprowadzany sygnał dobierany z wyjścia, przez dzielnik napięcia. Tranzystor  $T_{14}$  służy do zabezpieczenia przed przeciążeniem, umożliwiając realizację charakterystyk z ograniczeniem prądu lub typu zawiniętego. Do końcówki 9 może być dołączona pojemność kompensująca charakterystykę częstotliwościową wzmacniacza (zbyt duża pojemność może znacznie zredukować szybkość reakcji stabilizatora).

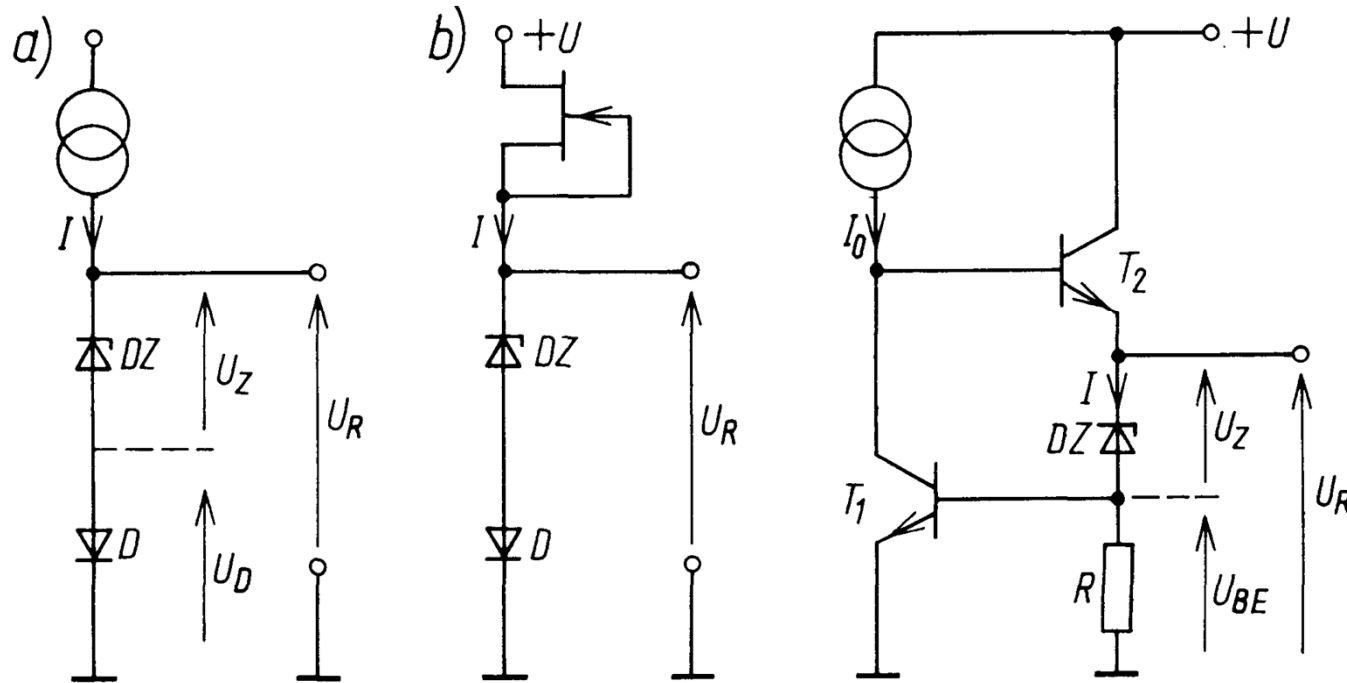
Najbardziej typowe jest zastosowanie układu  $\mu A723$  jako stabilizatora napięć dużych ( $U_{20} > 7 \text{ V}$ , rys. 10.14a). W celu dobrej stałości napięcia wyjściowego zaleca się dobór rezystancji  $R_1$ ,  $R_2$  w zakresie 10–100 k $\Omega$ , oraz zastosowanie opornika szeregowo z wejściem powtarzającym wzmacniacza, o rezystancji  $R_3$  równej rezystancji równolegle połączonych oporników  $R_1$ ,  $R_2$  – w celu zniwelowania wpływu prądów wejściowych wzmacniacza. Układ z rys. 10.14b jest przeznaczony na napięcia wyjściowe małe ( $U_{20} < 7 \text{ V}$ ), dlatego zastosowano podział napięcia referencyjnego. W obu tych układach realizuje się typ charakterystyki z ograniczeniem prądu. W układzie z rysunku 10.14c realizuje się natomiast typ charakterystyki zawiniętej. W układach tych osiąga się współczynnik stabilizacji  $S_U \approx 1 \cdot 10^{-4}$ , tj. 0,01%.



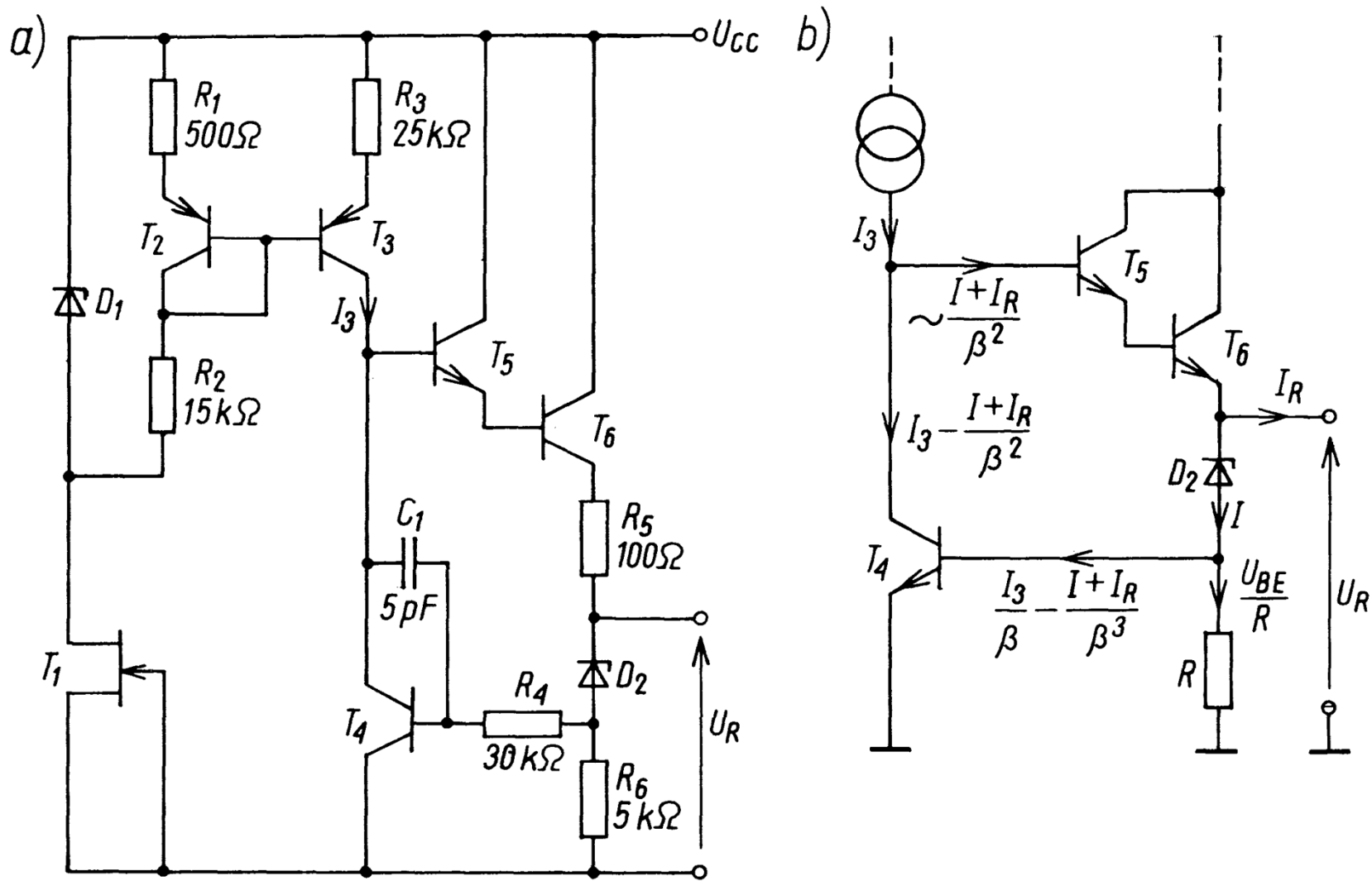
**Rys. 10.15.** Zastosowanie  $\mu A 723$  z dodatkowymi tranzystorami mocy: a) stabilizator na duży prąd; b) stabilizator o powiększonej sprawności; c) stabilizator na duży prąd z tranzystorem typu PNP; d) stabilizator napięcia ujemnego

Na rysunku 10.15 pokazano sposoby rozszerzania możliwości układu  $\mu\text{A}723$  przez dołączanie zewnętrznych elementów, głównie tranzystorów dużej mocy. Zastosowanie tranzystorów mocy typu NPN w układach z rys. 10.15a, b pozwala zwiększyć zakres prądu wyjściowego. Układ z rysunku b na napięciu 5 V i prąd ok. 1 A może mieć dużą sprawność wobec napięcia wejściowego przewyższającego napięcie wyjściowe zaledwie o 1,5 V, ale wymaga użycia tranzystora mocy zdolnego do pracy w obszarze dużych prądów i małego napięcia kolektor-emiter. W celu powiększenia prądu wyjściowego jest również możliwe zastosowanie tranzystora mocy typu PNP, pokazane na rys. 10.15c.

Układ  $\mu\text{A}723$  umożliwia również stabilizację napięć ujemnych w połączeniu pokazanym na rys. 10.15d. Zawiera on tranzystor mocy typu NPN i dodatkową diodę Zenera, służącą do wyrównania różnicy potencjałów występujących na końcówce wejściowej ( $-20\text{ V}$ ) i końcówce 6 (będącej nominalnym zaciskiem wyjściowym  $\mu\text{A}723$ , chociaż w danym połączeniu faktycznym zaciskiem wyjściowym jest końcówka 5 w połączeniu z kolektorem dodatkowego tranzystora). Ponieważ na rezystorze  $R_2 = 10\text{ k}\Omega$  musi występować napięcie równe napięciu referencyjnemu  $U_R$  (ok. 7,15 V), to napięcie na zespole próbkującym o rezystancji  $R_1 + R_2 = 10 + 12 = 22\text{ k}\Omega$  musi być 2,2 razy większe niż  $U_R$ , tj. musi być równe ok. 15,7 V. Napięcie to

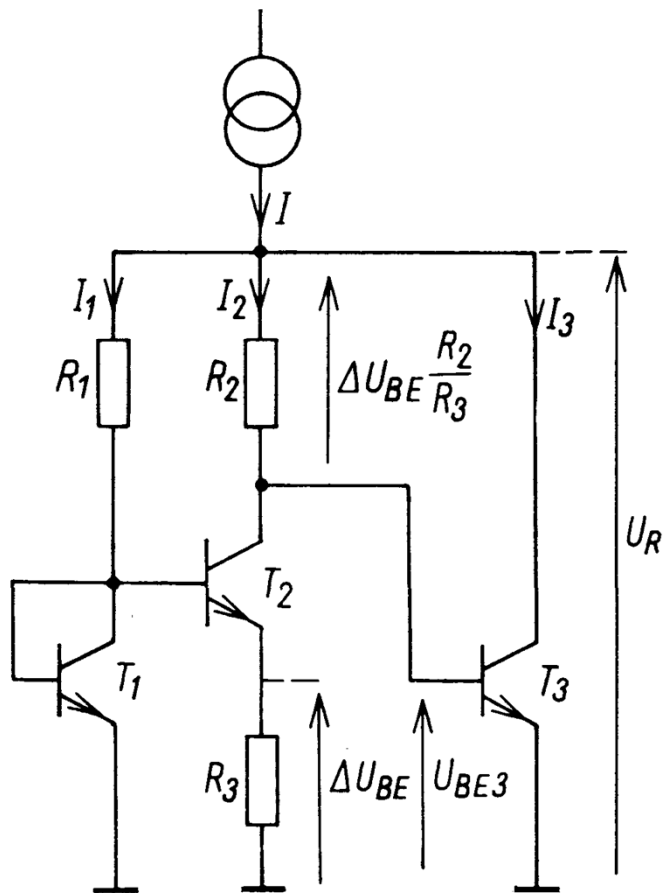


**Rys. 10.16.** Skompensowane źródła napięcia odniesienia z DZ: a) zasada kompensacji przewodzącą diodą D; b) zasilanie diod stałym prądem przez tranzystor polowy; c) DZ w obwodzie sprzężenia zwrotnego



**Rys. 10.17.** a) Układ źródła referencyjnego stabilizatora  $\mu A723$ ; b) jego uproszczony schemat





**Rys. 10.18.** Źródło referencyjne niskonapięciowe bez DZ (typu *band-gap reference*)

na rys. 10.18. Tranzystor  $T_2$  jest sterowany napięciem bazy (połączonej z kolektorem) tranzystora  $T_1$ . Obecność rezystancji  $R_3$  sprawia, że prąd  $I_2$  tranzystora  $T_2$  jest mniejszy niż prąd  $I_1$  tranzystora  $T_1$ , odpowiednio różnią się też napięcia  $U_{BE1}$  i  $U_{BE2}$ . Napięcie  $U_{BE2}$ , jako mniejsze, ma większy współczynnik temperaturowy (zob. wzór 2.29c), zatem różnica napięć  $\Delta U_{BE} = U_{BE1} - U_{BE2}$ , określająca napięcie na rezystancji  $R_3$ , ma współczynnik

temperaturowy dodatni. Wynika to zresztą bezpośrednio z zależności logarytmicznej napięcia baza-emiter od prądu emitera (przyjmuje się, że prądy emitera są równe prądom kolektora oraz że wszystkie tranzystory układu są identyczne)

$$\Delta U_{BE} = \varphi_T \ln(I_1/I_S) - \varphi_T \ln(I_2/I_S) = \varphi_T \ln(I_1/I_2) \quad (10.34)$$

Ponieważ  $I_1/I_2 \approx \text{const}$ , a potencjał  $\varphi_T$  zależy tylko od  $T$ , to napięcie  $\Delta U_{BE}R_2/R_3$  powstające w wyniku przepływu prądu  $I_2$  przez rezystancję  $R_2$  ma współczynnik temperaturowy dodatni. Napięcie to jest stosowane do skompensowania ujemnego współczynnika temperaturowego napięcia  $U_{BE3}$ , oba te napięcia składają się bowiem na napięcie referencyjne (rys. 10.18)

$$U_R = U_{BE3} + \Delta U_{BE}R_2/R_3 = U_{BE3} + \varphi_T R_2/R_3 \ln(I_1/I_2) \quad (10.35)$$

Zmiany temperaturowe napięcia referencyjnego wyraża wzór

$$c_R = \frac{dU_R}{dT} = c_3 + \frac{\varphi_T}{T} \frac{R_2}{R_3} \ln \frac{I_1}{I_2} \quad (10.36)$$

w którym współczynnik  $c_3 = dU_{BE3}/dT$  jest określony zależnością (2.29c). Warunek kompensacji temperaturowej  $c_R = 0$  sprowadza się do spełnienia następującej równości

$$\frac{R_2}{R_3} \ln \frac{I_1}{I_2} = \frac{E_{G0} - U_{BE3} + 3\varphi_T}{\varphi_T} \quad (10.37)$$

Po podstawieniu tej równości do wzoru (10.35) znajduje się ściśle określona wartość napięcia  $U_R = U_{R0}$ , przy której zachodzi pełna kompensacja temperaturowa

$$U_{R0} = E_{G0} + 3\varphi_T \quad (10.38)$$

Dla krzemu  $E_{G0} = 1,19$  V, zatem teoretycznie  $U_{R0} = 1,27$  V (przy  $T = 300$  K); praktyczne układy mają napięcia  $1,22 - 1,28$  V.

Rozumowanie to nie jest kompletne, nie wyjaśnia bowiem mechanizmu stabilizacji napięcia  $U_R$  ani nie ustosunkowuje się do problemu, czy jest możliwe stabilizowanie napięcia o innej wartości niż  $U_{R0}$ . Otóż wytworzenie napięcia  $U_R$  o innej wartości niż  $U_{R0}$  jest oczywiście możliwe przy niezachowaniu warunku (10.36), ale napięcie takie nie będzie termicznie zrównoważone, chociaż będzie stabilizowane przy zmianach prądu  $I$  zasilającego układ.

Działanie stabilizacyjne wynika z dołączenia kolektora tranzystora  $T_3$  do wspólnego węzła. Tranzystor  $T_3$  jest sterowany ewentualną zmianą napięcia  $U_R$  w sposób złożony – bezpośrednio przez rezystor  $R_2$  oraz pośrednio przez tranzystor  $T_2$  powodujący zmianę znaku i wartości sygnału przedostającego się na bazę  $T_2$  przez rezystor  $R_1$ . Wpływ sterowania bezpośredniego jest silniejszy. Dlatego przy tendencji do wzrostu prądu zasilającego  $I$  i wzrostu napięcia  $U_R$  następuje przyrost prądu  $I_3$  powodujący odprowadzenie dużej części przyrostu prądu  $I$  ze wspólnego węzła, co w rezultacie objawia się tym, że przy wzroście prądu  $I$  napięcie  $U_R$  wzrasta stosunkowo nieznacznie.

Przyrostową rezystancję wewnętrzną układu  $R_O$  można wyznaczyć na podstawie sumy przyrostów prądów  $dI_1, dI_2, dI_3$  w zależności od przyrostu napięcia  $dU_R$ . W przybliżonej analizie można pominąć prądy baz i stosować dla każdego tranzystora określenie parametru  $h_{11b} \approx \varphi_T/I_C$ , korzystając też w dalszym ciągu z założenia, że wszystkie tranzystory układu są identyczne. Tak więc przyrosty prądu  $dI_1$  i napięcia  $dU_1$  na bazie  $T_1$  określają wzory

$$dI_1 = \frac{dU_R}{R_1 + h_{11b_1}}; \quad dU_1 = dU_R \frac{h_{11b_1}}{R_1 + h_{11b_1}} \quad (10.39a, b)$$

Odpowiednio, przyrost prądu  $dI_2$  określa wzór

$$dI_2 = \frac{dU_1}{R_3 + h_{11b_2}} = dU_R \frac{h_{11b_1}}{(R_1 + h_{11b_1})(R_3 + h_{11b_2})} \quad (10.40)$$

Zmiana napięcia na kolektorze tranzystora  $T_2$  wywołana zmianą prądu  $I_2$  jest równa  $dU_2 = -dI_2 R_2$ . Napięcie to, dodając się do przyrostu  $dU_R$  steruje tranzystor  $T_3$  przez rezystor  $R_2$ , zatem przyrost prądu  $dI_3$  można obliczyć następująco, posługując się określeniem prądu  $dI_2$ :

$$dI_3 = \frac{dU_R - dI_2 R_2}{R_2/h_{21e_3} + h_{11b_3}} \quad (10.41)$$

Rezystancję wewnętrzną można wyznaczyć ze wzoru

$$\begin{aligned} R_O &= \frac{dU_R}{dI_1 + dI_2 + dI_3} = \\ &= \frac{R_1 + h_{11b_1}}{1 + \frac{h_{11b_1}}{R_3 + h_{11b_2}} + \frac{h_{21e_3}}{R_2 + h_{11e_3}} \left( R_1 + h_{11b_1} - \frac{h_{11b_1} R_2}{R_3 + h_{11b_2}} \right)} \end{aligned} \quad (10.42)$$

W grubym przybliżeniu można stosować wzór

$$R_O \approx \frac{h_{11b_3} + R_2}{h_{21e_3}} \quad (10.43)$$

Podczas projektowania układu zakłada się stosunek  $I_1/I_2$  ok. 5–10. Do obliczeń wystarczy znać tylko jedną wartość napięcia  $U_{BE}$  przy określonym prądzie  $I_C$  w zakresie roboczych wartości prądów kolektora.

**Przykład 10.4.** Zaprojektować układ z tranzystorami krzemowymi zastępujący diodę Zenera o napięciu  $U_R = 1,27$  V, przy zasilaniu łącznym prądem  $I \leq 0,5$  mA.

1. Zakłada się wartości prądów:  $I_1 = 200 \mu\text{A}$ ,  $I_2 = 40 \mu\text{A}$ ,  $I_3 = 200 \mu\text{A}$ , tj.  $I = 440 \mu\text{A}$ ,  $I_1/I_2 = 5$ .
2. Określa się napięcie  $U_{BE1} = U_{BE3} = U_{BE}$  ( $200 \mu\text{A}$ ). Jeżeli np. jest ono równe  $0,64$  V, to

$$R_1 = (U_R - U_{BE1})/I_1 = (1,27 - 0,64)/0,2 = 3,15 \text{ k}\Omega$$

3. Określa się  $\Delta U_{BE} = \varphi_T \ln(I_1/I_2) = 0,02585 \cdot \ln 5 = 0,0416$  V oraz  $R_3 = \Delta U_{BE}/I_2 = 0,0416/0,04 = 1,04 \text{ k}\Omega$ .
4. Na podstawie wzoru (10.37) określa się  $R_2 = (U_R - U_{BE3})/I_2 = (1,27 - 0,64)/0,04 = 15,8 \text{ k}\Omega$ .
5. Oblicza się parametry potrzebne do wyznaczenia  $R_O$ :

$$h_{11b_1} = \varphi_T/I_1 = 0,02585/0,0002 \approx 129 \Omega = h_{11b_3};$$

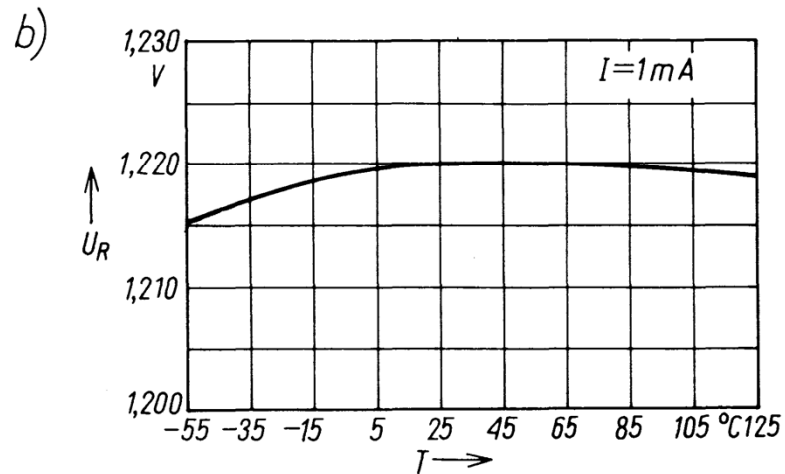
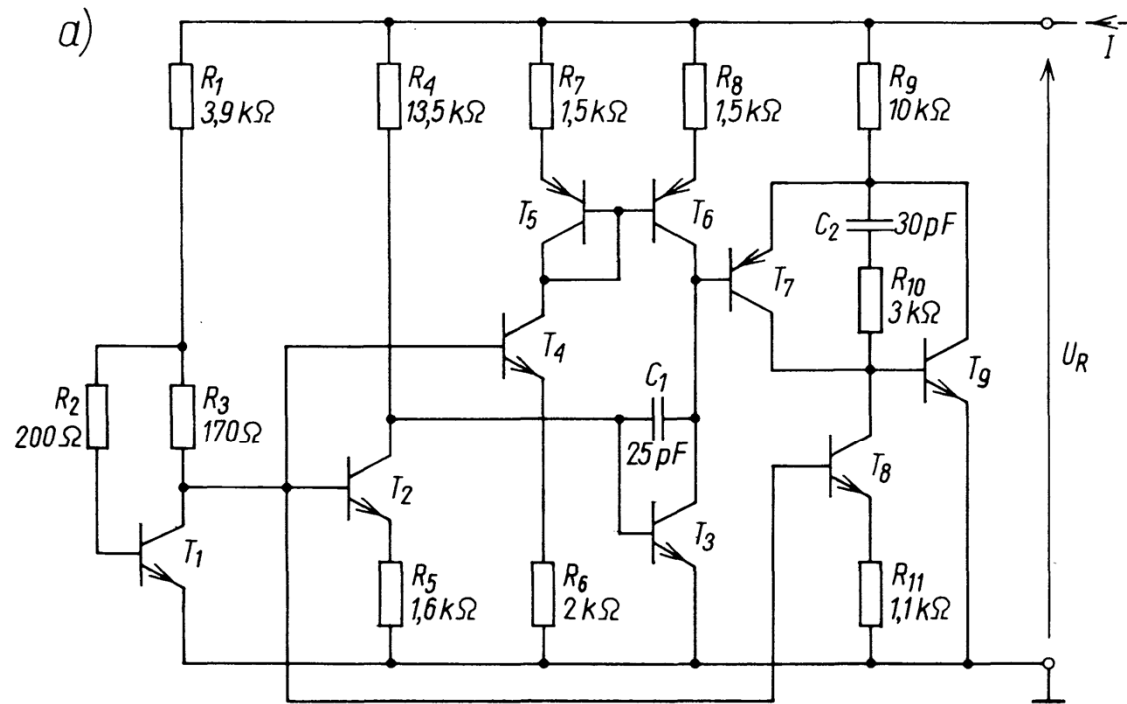
$$h_{11b_2} = \varphi_T/I_2 = h_{11b_1} \cdot I_1/I_2 = 129 \cdot 5 \approx 646 \Omega;$$

przyjmuje się dla wszystkich tranzystorów  $h_{21e} = \beta_0 = 50$ , zatem

$$h_{11e_3} \approx h_{21e_3} h_{11b_3} = 50 \cdot 129 \approx 6462 \Omega.$$

6. Oblicza się rezystancję wewnętrzną wg wzoru (10.42):

$$R_O = \frac{3150 + 129}{1 + \frac{129}{1040 + 646} + \frac{50}{15800 + 6462} \cdot \left( 3150 + 129 - \frac{129 \cdot 15800}{1040 \cdot 646} \right)} = 389 \Omega$$



**Rys. 10.19.** Przykład źródła niskonapięciowego z rys. 10.18 z dodatkowym wzmacniaczem prądu: a) układ źródła referencyjnego stabilizatora LM113 (National Semiconductor); b) charakterystyka temperaturowa układu

Źródła monolityczne zrealizowane wg koncepcji przedstawionej na rys. 10.18 i rys. 10.19 (noszące ang. nazwę *band-gap reference*, gdyż ich napięcie jest bliskie ekstrapolowanej dla zera absolutnego szerokości przerwy energetycznej  $E_{G0}$ ) mają zwykle współczynnik temperaturowy od  $2,5 \cdot 10^{-5}$  do  $1 \cdot 10^{-5}/K$ .

W źródłach napięć referencyjnych, przeznaczonych do precyzyjnych przetworników analogowo-cyfrowych, z użyciem układów stabilizujących temperaturę podłoża osiąga się współczynnik temperaturowy  $1 \cdot 10^{-6}/K$ .

Źródła „band-gap reference” są również budowane na napięcia dwa razy większe, w tym celu szeregowo ze złączem emiterowym tranzystora  $T_3$  (rys. 10.18) wprowadza się złącze dodatkowe (dwa tranzystory w połączeniu Darlingtona) i dobiera się warunek kompensacji dla podwójnego napięcia złączowego.

Ze względu na dobre właściwości (m.in. małe szумы), źródła „band-gap reference” są obecnie często używane i spotyka się wiele różnych modyfikacji układu podstawowego. Na ich podstawie opracowano wiele stabilizatorów nowego typu LM109, LM209, LM309 (National Semiconductor), naśladowanych i rozwijanych później przez różne firmy. Do tego rodzaju układów należą tzw. „trójpunktowe” stabilizatory serii MC7800 (Motorola) na stałe napięcia od 5 V (MC7805) do 24 V (MC7824), a również stabilizatory UL7505L, UL7512L, UL6512L (Unitra-Cemi) na napięcia 5 V i 12 V. W układach MC7800 (rys. 10.20) stosunkowo duże napięcie referencyjne  $U_R = 5 V$  (4 razy



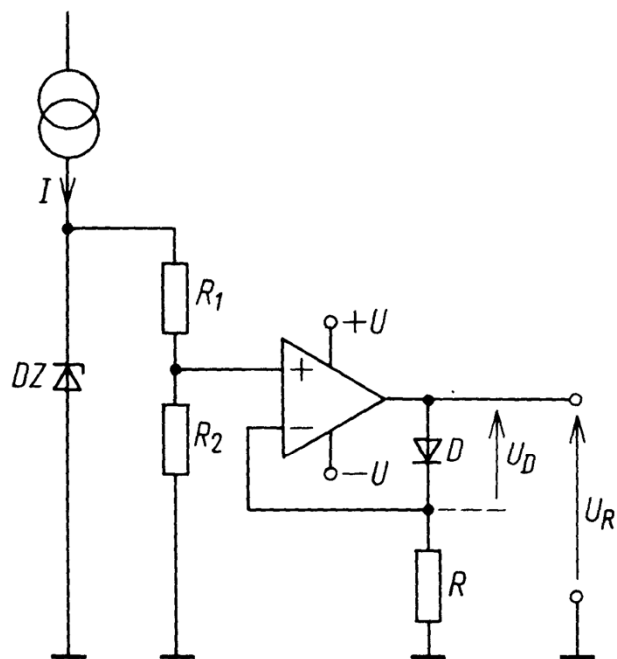
większe niż w układzie podstawowym z rys. 10.18) wytwarza się za pomocą układu Darlingтона z tranzystorami  $T_3$ ,  $T_4$  (zamiast pojedynczego tranzystora  $T_3$ ), rezystancji  $R_2$  oraz szeregowo połączonych złączy emiter-baza tranzystorów  $T_5$ ,  $T_6$ . Ponieważ stosunek prądów  $I_1$ ,  $I_2$  płynących przez rezystancje  $R_1$ ,  $R_2$  jest równy  $I_1/I_2 = R_2/R_1 = 20$ , to napięcie na rezystancji  $R_2$  jest równe  $\varphi_T R_2/R_3 \ln(I_1/I_2) \approx 0,026 \cdot 28 \cdot \ln 20 = 2,18$  V. Dodatni współczynnik temperaturowy tego napięcia (ok. +7,27 mV/K przy  $T = 300$  K) kompensuje ujemny współczynnik temperaturowy czterech napięć złączowych tranzystorów  $T_3$ ,  $T_4$ ,  $T_5$ ,  $T_6$ , składających się łącznie z napięciem na rezystancji  $R_2$  na wartość napięcia referencyjnego ok. 5 V.

Działanie stabilizacyjne układu polega na oddziaływaniu napięcia wyjściowego na prąd dostarczany ze źródła prądowego  $T_9$  do tranzystorów regulacyjnych  $T_{16}$ ,  $T_{17}$ . Na przykład przy wzroście napięcia wyjściowego próbkowanego przez dzielnik  $R_{20}$ ,  $R_{19}$  zwiększa się wypadkowy prąd tranzystorów  $T_3$ ,  $T_4$  sterowanych przez tranzystory  $T_6$ ,  $T_5$ , w rezultacie powiększa się prąd tranzystora  $T_{11}$  i następuje odprowadzenie części prądu z obwodu sterującego tranzystory regulacyjne  $T_{16}$ ,  $T_{17}$ .

Stabilizatory serii MC7800 mają dodatkowe obwody spełniające ważne funkcje pomocnicze. Tranzystor  $T_{12}$  oraz dioda Zenera  $D_1$  umożliwiają zadziałanie całego systemu bezpośrednio po włączeniu napięcia zasilania, zapewniając przewodzenie tranzystora  $T_{13}$ , którego prądem jest sterowane źródło prądowe  $T_8$ ,  $T_9$  w obwodzie sterowania tranzystorów regulacyjnych  $T_{16}$ ,  $T_{17}$ . Gdy na wyjściu pojawi się napięcie zbliżone do nominalnego napięcia



wyjściowego, tranzystor  $T_{13}$  zostaje odcięty (na jego emiterze pojawia się napięcie ok. 3,5 V – większe niż na bazie), a zasilanie tranzystora  $T_8$  przejmuje tranzystor  $T_{10}$ . Tranzystor  $T_{14}$  służy do zabezpieczenia cieplnego tranzystorów  $T_{16}$ ,  $T_{17}$ . Jest on wstępnie spolaryzowany napięciem ok. 0,45 V wytwarzanym na rezystancji  $R_7$ , przy dużych temperaturach podłoża zaczyna silnie przewodzić, ograniczając dopływ prądu ze źródła  $T_9$  do tranzystorów regulacyjnych. Tranzystor  $T_{15}$  ogranicza natomiast prąd sterujący zespołu regulacyjnego wtedy, kiedy tranzystorom regulacyjnym grozi przekroczenie maksymalnie dopuszczalnej mocy strat. W tym celu tranzystor  $T_{15}$  jest sterowany kombinacją napięć z czujnika prądowego  $R_{11}$  oraz z dzielnika nieliniowego napięć z diodą Zenera  $D_2$ . Zastosowanie tego układu powoduje zabezpieczenie zarówno przed dużymi prądami (większymi niż ok. 1,5 A), jak i przed dużymi napięciami na tranzystorze  $T_{17}$  (większymi niż ok. 10 V). Te i inne układy pomocnicze noszą różne nazwy związane z zabezpieczeniami obszaru bezpiecznej pracy (ang. *safe operating area protection, output transistor safe-area compensation, internal thermal overload protection, internal short-circuit current limiting*).



**Rys. 10.21.** Układ źródła referencyjnego z DZ i ze wzmacniaczem operacyjnym

Poza opisanymi, są stosowane jeszcze inne źródła napięć referencyjnych np. skompensowane źródło z diodą Zenera i ze wzmacniaczem operacyjnym zawierającym przewodzącą diodę w pętli sprzężenia zwrotnego, przedstawione na rys. 10.21. Napięcie odniesienia wytwarzane w tym układzie

$$U_R = U_Z \frac{R_2}{R_1 + R_2} + U_D \quad (10.44)$$

a jego współczynnik temperaturowy

$$c_R = \frac{dU_R}{dT} = \alpha_Z U_Z \frac{R_2}{R_1 + R_2} + c \quad (10.45)$$

Zależnie od parametrów DZ i wartości  $U_R$  dobiera się wartości  $R_1$ ,  $R_2$  ta aby uzyskać najmniejszą wartość współczynnika  $c_R$ .