

# 3

## NIELINIOWE UKŁADY OPERACYJNE

### 3.1. KLASYFIKACJA I METODY GENERACJI FUNKCJI NIELINIOWYCH

Zadaniem nieliniowych układów operacyjnych jest realizacja określonych nieliniowych operacji funkcyjnych:  $y = f(x)$  - funkcji jednej zmiennej lub  $y = f(x_1, \dots, x_n)$  - funkcji wielu zmiennych. Przez zmienne niezależne należy rozumieć przebiegi napięciowe lub prądowe zadawane w postaci unormowanej (jako wielkości bezwymiarowe). Nieliniowe układy operacyjne są nazywane także generatorami funkcji nieliniowych lub nieliniowymi przetwornikami funkcyjnymi. Dokonując ich klasyfikacji ze względu na wykonywane operacje nieliniowe możemy wyróżnić następujące grupy układowe:

- układy kształtujące funkcje przedziałami prostoliniowe,
- układy porównujące,
- układy logarytmiczne i wykładnicze,
- układy mnożące i dzielące,
- układy potęgujące i pierwiastkujące,
- układy wielofunkcyjne,
- inne układy specjalne.

Metody generacji funkcji nieliniowych można z grubsza podzielić na trzy podstawowe grupy:

#### 1) Metoda bezpośrednia.

Metoda ta polega na bezpośrednim wykorzystaniu nieliniowych charakterystyk elementów elektronicznych. Stosując tę metodę otrzymujemy najprostsze układy operacyjne o dużej szybkości działania i dokładności realizowanej operacji. Ze względu na niezbyt dużą różnorodność charakterystyk elementów półprzewodnikowych, metodą tą można realizować jedynie niektóre operacje podstawowe.

#### 2) Metoda pośrednia.

W metodzie tej generowaną funkcję wyrażamy przez inne funkcje, łatwe do generacji. Funkcja docelowa jest wytwarzana pośrednio, pewnymi kolejnymi etapami, wynikającymi z przyjętego sposobu jej przedstawienia. Metoda ta stwarza szerokie możliwości generacji

funkcji nieliniowych i jest dominującą metodą realizacji układów operacyjnych.

### 3) Metoda aproksymacyjna.

W metodzie tej dokonuje się aproksymacji (lub interpolacji) zadanej funkcji nieliniowej, a następnie generowana jest funkcja aproksymująca. Dobierając funkcję aproksymującą należy uwzględnić błąd przybliżenia, jak i łatwość jej realizacji.

W praktyce jako funkcje aproksymujące stosuje się najczęściej: funkcję przedziałami prostoliniową, wielomian potęgowy oraz funkcję będącą liniową kombinacją charakterystyk przejściowych tranzystorowych par różnicowych.

Zależnie od wyjściowej postaci funkcji nieliniowej, na podstawie której poszukujemy struktury układu, możemy dokonać innego podziału metod generacji funkcji nieliniowych:

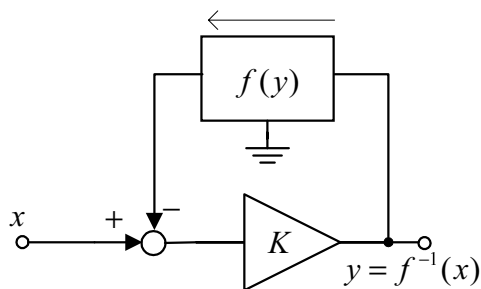
#### 1) Metoda funkcji jawnej.

Zadana funkcja nieliniowa zapisana jest w postaci jawnej i jest realizowana kolejnymi etapami: najpierw generowane są elementarne funkcje nieliniowe występujące w zadanej funkcji, a następnie wykonywane są kolejno operacje na funkcjach elementarnych (np. dodawania, mnożenia), aż do uzyskania funkcji docelowej.

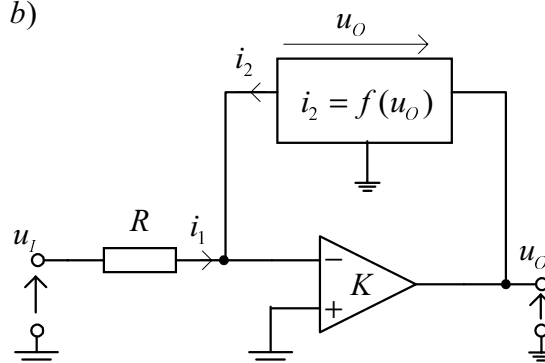
#### 2) Metoda funkcji odwrotnej.

Jeżeli dany jest człon nieliniowy generujący monotoniczną funkcję  $x = f(y)$ , to funkcję odwrotną  $y = f^{-1}(x)$  uzyskujemy przez umieszczenie tego członu w pętli sprzężenia zwrotnego.

a)



b)



Rys.3.1. Wzmacniacz operacyjny z nieliniowym sprzężeniem zwrotnym

W układzie przedstawionym na rys.3.1a otrzymujemy

$$x - f(y) = \frac{y}{K} \quad (3.1)$$

$$\text{Gdy } K \rightarrow \infty \quad y = f^{-1}(x) \quad (3.2)$$

Podobnie dla układu z rys.3.1b, zakładając, że wzmacniacz operacyjny jest idealny ( $K \rightarrow \infty$ ,  $R_{in} = \infty$ ), otrzymujemy

$$i_1 = -i_2; \quad \frac{u_I}{R} = -f(u_O) \quad (3.3)$$

Stąd

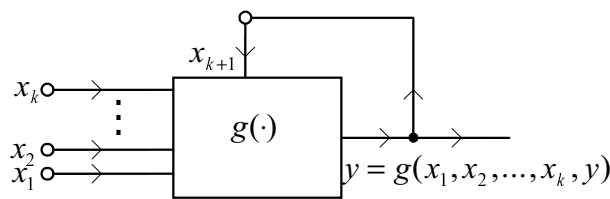
$$u_O = -R f^{-1}(u_I) \quad (3.4)$$

### 3) Metoda funkcji uwikłanej.

Metodę tę można stosować wówczas, gdy zadaną funkcję  $y = f(x_1, x_2, \dots, x_k)$  można przedstawić w postaci

$$y - g(x_1, x_2, \dots, x_k, y) = 0 \quad (3.5)$$

Zasadę generacji funkcji nieliniowej metodą funkcji uwikłanej zilustrowano na rys.3.2.



Rys.3.2. Generacja funkcji nieliniowej metodą funkcji uwikłanej

Człon nieliniowy generujący funkcję  $(k+1)$  zmiennych  $y = g(x_1, x_2, \dots, x_k, x_{k+1}, y)$ , objęty jest pętlą sprzężenia zwrotnego w taki sposób, że  $x_{k+1} = y$ .

Metoda ta jest szczególnie użyteczna przy generacji różnego rodzaju funkcji wymiernych, pozwala bowiem zrealizować za pomocą sprzężenia zwrotnego operację dzielenia licznika przez mianownik.

Rzeczywiste układy realizują nieliniowe operacje w sposób przybliżony, z pewnym błędem. Błąd ten zależy od rodzaju realizowanej operacji, konkretnego rozwiązania układowego, od czynników zewnętrznych (np. zmian temperatury, napięć zasilających itp.) oraz od rodzaju zastosowanych pobudzeń.

Jednym z parametrów stosowanych do oceny nieliniowego układu operacyjnego jest wynikowy statyczny błąd względny operacji ( $\delta_0$ ). Jest on rozumiany jako błąd maksymalny, występujący przy sterowaniu zacisków wejściowych układu napięciami stałymi o wartościach zawartych w całym dopuszczalnym ich przedziale. Błędy dynamiczne wyznaczane są przy przyjęciu ściśle sprecyzowanych dla danego układu pobudzeń. Opisywane są one zazwyczaj za pomocą górnej częstotliwości granicznej. Obok używanej w układach liniowych

częstotliwości granicznej  $f_{3dB}$  przy 3-decybelowym błędzie amplitudowym, definiuje się częstotliwość graniczną  $f_\phi$  błędu fazy, a także częstotliwość graniczną  $f_\alpha$  przy jednocentowym błędzie amplitudowym.

Różnorodność i szeroki zakres zastosowań nieliniowych układów operacyjnych utrudnia ich systematyczne i wyczerpujące omówienie. Dlatego w dalszych rozważaniach zostaną omówione podstawowe nieliniowe układy operacyjne, znajdujące najszerze zastosowania.

## 3.2. ANALOGOWE UKŁADY MNOŻĄCE

### 3.2.1. Parametry i metody realizacji układów mnożących

Układy mnożące odgrywają znaczną rolę wśród nieliniowych układów operacyjnych. Ich zadaniem jest wytworzenie napięcia wyjściowego  $u_o$  proporcjonalnego do iloczynu dwóch wejściowych napięć sterujących  $u_x$  i  $u_y$ .

$$u_o = k_m u_x u_y = \frac{u_x u_y}{E_R} \quad (3.6)$$

przy czym:  $k_m = 1 / E_R$  jest stałą skalowania

$E_R$  - normujące napięcie odniesienia, zazwyczaj równe +10V lub -10V.

Układ mnożący nazywamy czterokwadrantowym (czteroćwiartkowym), jeżeli dokonuje operacji mnożenia przy dowolnych znakach napięć  $u_x$  i  $u_y$ . Jeżeli napięcia wejściowe  $u_x$  i  $u_y$  mogą być tylko jednobiegunowe (unipolarne), to taki układ mnożący nazywamy jednokwadrantowym. W pośrednich układach dwukwadrantowych ustalona jest biegunowość tylko jednego napięcia wejściowego.

Rzeczywisty układ mnożący realizuje operację mnożenia z pewnym błędem

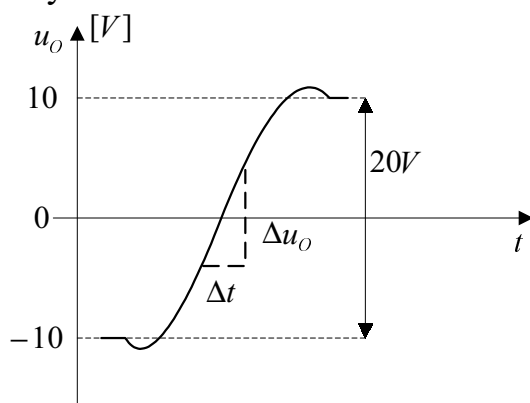
$$u_o = \frac{u_x u_y}{E_R} + \Delta = \frac{u_x u_y}{E_R} (1 + \delta_0) \quad (3.7)$$

gdzie:  $\Delta, \delta_0$  oznaczają odpowiednio bezwzględny i względny błąd mnożenia.

Parametry dynamiczne, takie jak:

$f_{3dB}$  - małosygnałowa trzydecybelowa częstotliwość graniczna,  
 $f_{\alpha}$  - częstotliwość graniczna przy jednocentowym błędzie amplitudowym,  
 $f_{\varphi}$  - częstotliwość graniczna przy jednocentowym błędzie fazy (błędzie wektorowym),  
 $S$  - wielkosygnałowa maksymalna szybkość narastania napięcia wyjściowego, określa się podobnie jak dla układu liniowego.

W celu wyznaczenia częstotliwości granicznych do jednego wejścia układu mnożącego przykładają się napięcia stałe  $+10\text{ V}$  lub  $-10\text{ V}$  (przy  $|E_R|=10\text{ V}$ ), zaś drugie wejście pobudza się napięciem sinusoidalnym (standardowo amplituda pobudzenia wynosi  $0,5\text{ V}$ ) i wyznacza się częstotliwości przy określonych błędach amplitudy lub fazy.



Rys.3.3. Odpowiedź układu mnożącego na standardowe pobudzenie wielkosygnałowe, testujące parametr  $S$

Dla wyznaczenia maksymalnej szybkości narastania napięcia wyjściowego

$$S = \left| \frac{du_o(t)}{dt} \right|_{\max} \quad (3.8)$$

w miejsce napięcia sinusoidalnego stosuje się sterowanie symetrycznym napięciem prostokątnym o wartości międzyszczytowej  $20\text{ V}$ .

Parametr  $S$  wyznacza się na podstawie przebiegu czasowego odpowiedzi (rys.3.3).

W analogowej technice scalonej układy mnożące mogą być realizowane kilkoma różnymi metodami, spośród których najczęściej stosowane są następujące metody:

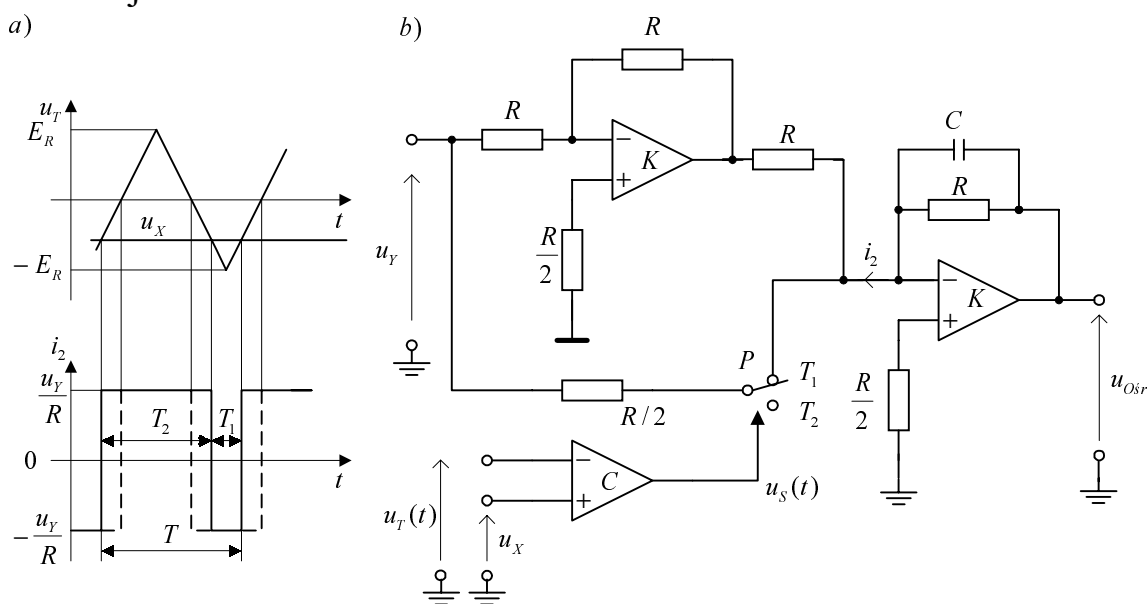
1. metoda modulacji szerokości i amplitudy impulsów prostokątnych,
2. metoda z zastosowaniem operacji logarytmicznej i wykładniczej,
3. metoda z zastosowaniem kwadratorów,
4. metoda wykorzystująca układy różnicowe o zmiennej transkonduktancji, nazywana również metodą sterowanego podziału prądu.

Najbardziej rozpowszechnioną i odznaczającą się najkorzystniejszymi cechami użytkowymi jest metoda wykorzystująca układy różnicowe o zmiennej transkonduktancji. Niżej podamy krótką charakterystykę wszystkich wymienionych metod.

### 3.2.2. Układy z modulacją szerokości i amplitudy impulsów prostokątnych

W układach tego rodzaju przebieg prostokątny jest modulowany dwukrotnie w taki sposób, że szerokość impulsów jest proporcjonalna do jednego napięcia wejściowego, a amplituda impulsów - do drugiego napięcia wejściowego. Otrzymany w ten sposób przebieg zmodulowany charakteryzuje się tym, że jego średnia wartość jest proporcjonalna do iloczynu obu sygnałów wejściowych  $u_x$  i  $u_y$ .

Na rysunku 3.4 przedstawiono uproszczony schemat ideowy typowego układu realizującego operację mnożenia metodą dwukrotnej modulacji.



Rys.3.4. Mnożenie metodą modulacji szerokości i amplitudy impulsów: a) przebiegi czasowe, b) uproszczony schemat ideowy

Do komparatora są doprowadzane napięcia:  $u_x$  oraz symetryczne napięcie trójkątne  $u_T(t)$  o amplitudzie  $E_R$ , okresie  $T$  i zerowej wartości średniej. Na wyjściu komparatora otrzymujemy przebieg  $u_s(t)$  (rys.3.4a), sterujący przełącznikiem elektronicznym  $P$ , przy czym

$$u_S(t) = \begin{cases} U_{S \max}, & \text{dla } u_X > u_T \\ U_{S \min}, & \text{dla } u_X < u_T \end{cases} \quad (3.9)$$

zaś  $U_{S \max}, U_{S \min}$  są napięciami wyjściowymi komparatora.

W oparciu o rys.3.4a otrzymujemy zależność

$$\frac{u_X}{E_R} = \frac{2 T_1}{T} - 1 \quad (3.10)$$

gdzie:  $T_1/T$  jest współczynnikiem wypełnienia impulsu prostokątnego.

Wejściowy wzmacniacz operacyjny, sterowany drugim napięciem  $u_Y$ , realizuje modulację amplitudy impulsów prostokątnych. Amplituda prądu  $i_2$  na odwracającym wejściu sumującym wzmacniacza w filtrze dolnoprzepustowym wynosi  $u_Y/R$  dla półokresu  $T_2$  oraz  $(-u_Y/R)$  dla półokresu  $T_1$ . Zatem średnia wartość napięcia na wyjściu filtra dolnoprzepustowego wynosi

$$u_{Osr} = \left( \frac{2 T_1}{T} - 1 \right) u_Y \quad (3.11)$$

Podstawiając (3.10) do (3.11) otrzymujemy

$$u_{Osr} = \frac{u_X u_Y}{E_R} \quad (3.12)$$

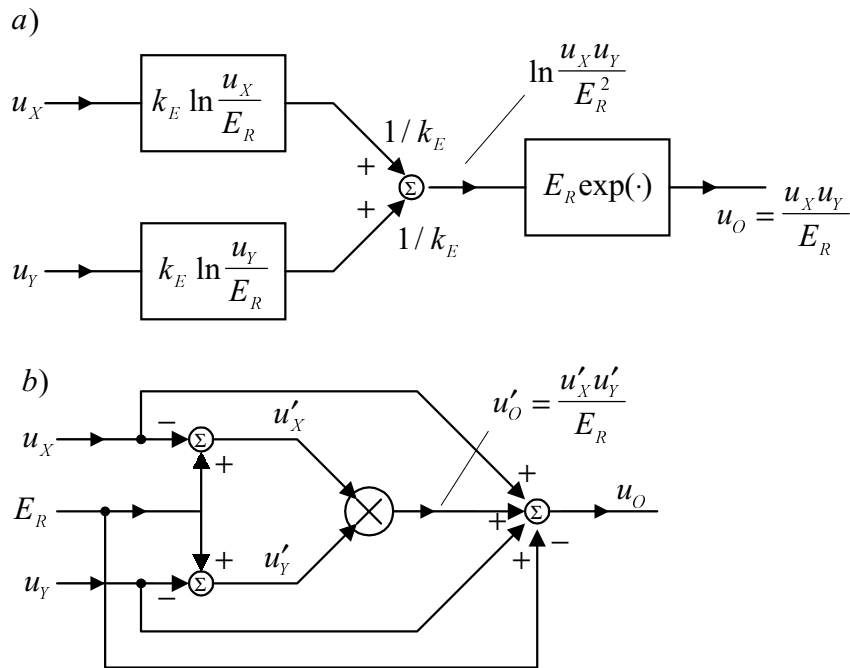
Dokładność operacji mnożenia realizowanej tą metodą jest duża. Zasadniczą wadą jest natomiast ograniczony zakres częstotliwości wynikający z warunku poprawnej modulacji  $f_g T \ll 1$  ( $f_g$  - górna częstotliwość graniczna widma sygnałów wejściowych). W praktyce układy te stosuje się do mnożenia sygnałów wolnozmiennych ( $f_{3dB} < 1 \text{ kHz}$ ,  $S < 0,7 \text{ V/ms}$ ).

### 3.2.3. Układy z zastosowaniem operacji logarytmicznej i wykładniczej

Na rys.3.5a przedstawiono schemat funkcjonalny układu mnożącego wykorzystującego operacje logarytmiczne i wykładnicze. Dla tego układu otrzymujemy

$$E_R \exp \left( \ln \frac{u_X}{E_R} + \ln \frac{u_Y}{E_R} \right) = \frac{u_X u_Y}{E_R} = u_O \quad (3.13)$$

przy czym:  $u_X, u_Y > 0$ .



Rys.3.5. Mnożenie z wykorzystaniem operacji logarytmicznej i wykładniczej: a) schemat funkcjonalny układu jednokwadrantowego, b) zasada działania układu czterokwadrantowego

Na rys.3.5b podano zasadę działania czterokwadrantowego układu mnożącego, wykorzystującego układ jednokwadrantowy oraz trzy dodatkowe sumatory.

W układzie tym

$$u'_O = \frac{u'_X u'_Y}{E_R}; \quad E_R > 0 \quad (3.14)$$

$$\left. \begin{aligned} u'_X &= E_R - u_X > 0 \\ u'_Y &= E_R - u_Y > 0 \end{aligned} \right\} \quad (3.15)$$

Podstawiając (3.15) do (3.14) otrzymujemy

$$u'_O = \frac{(E_R - u_X)(E_R - u_Y)}{E_R} = E_R - u_X - u_Y + \frac{u_X u_Y}{E_R} \quad (3.16)$$

Sumator wyjściowy realizuje operację

$$u_O = u'_O - E_R + u_X + u_Y \quad (3.17)$$

Uwzględniając (3.16) otrzymujemy

$$u_O = u_X u_Y / E_R. \quad (3.17a)$$

Przy  $E_R = 10V$  zakresy napięć wejściowych mieszczą się w przedziałach od  $-10V$  do  $+9,99V$ .



Czterokwadrantowe układy mnożące, wykorzystujące operacje logarytmiczno-wykładnicze, charakteryzują się umiarkowanym stopniem złożoności układowej, zapewniając orientacyjnie następujące parametry:

$$\delta_0 = (0,1 - 0,5) \%, \quad f_{3dB} \approx 250 \text{ kHz}, \quad S < 0,5 \text{ V} / \mu \text{ s}.$$

### 3.2.4. Układy z zastosowaniem kwadratorów

W metodzie tej wykorzystuje się nieliniowe przetworniki generujące funkcję kwadratową (tzw. kwadratory)  $y = a x^2$ .

Mnożenie sygnałów  $u_x, u_y$  przebiega zgodnie z relacją

$$a(u_x + u_y)^2 - a(u_x - u_y)^2 = 4a u_x u_y = u_o \quad (3.18)$$

Stosując  $E_R = 1/4a$ , otrzymujemy:  $u_o = u_x u_y / E_R$ .

Metoda wymaga stosowania kwadratorów oraz układów sumujących i odejmujących. Precyzyjne kwadratory można zrealizować za pomocą sieci zestawionej z diod półprzewodnikowych i rezystorów, aproksymującej charakterystykę paraboliczną odcinkami prostoliniowymi.

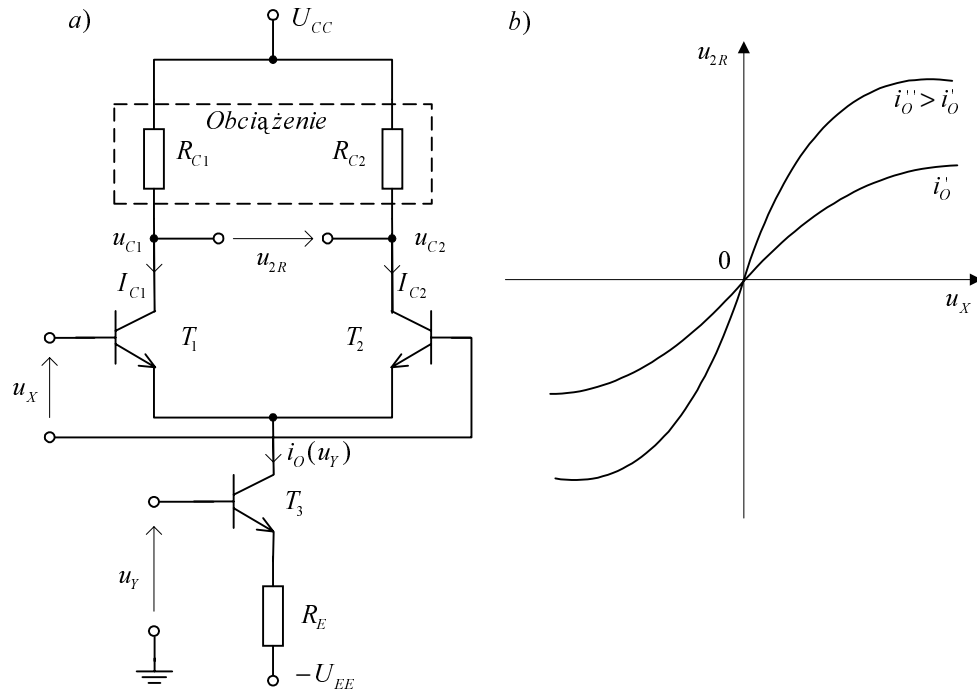
Przy użyciu tej metody możliwe jest zrealizowanie szerokopasmowych układów mnożących o parametrach  $\delta_0 < 0,5 \%$ ,  $f_{3dB} < 2 \text{ MHz}$ ,  $S < 3 \text{ V} / \mu \text{ s}$ .

Mnożenie sygnałów z zastosowaniem kwadratorów jest szczególnie atrakcyjne przy wykorzystywaniu tranzystorów unipolarnych (np. w technologii CMOS), w których występuje kwadratowa zależność prądu drenu  $i_D$  od napięcia bramka - źródło  $u_{GS}$ . Jeżeli ponadto układ mnożący jest realizowany w tzw. trybie prądowym, to funkcje sumowania i odejmowania sprowadzają się do najprostszego sumowania prądów węzłowych. Stwarza to możliwość realizacji szerokopasmowych niezbyt skomplikowanych układów mnożących.

### 3.2.5. Różnicowe układy mnożące o zmiennej transkonduktancji

#### 3.2.5.1. Układ dwuściwkowy

Na rys.3.5a przedstawiono schemat bipolarnego wzmacniacza różnicowego, w którym wydajność źródła prądowego w obwodzie emiterów można regulować w pewnym zakresie zmian napięcia  $u_y$ .



Rys.3.6. Najprostszy układ mnożący dwucwiartkowy: a) schemat układu, b) charakterystyki

Napięcie  $u_X$  sterujące symetrycznie bazy tranzystorów  $T_1, T_2$  może być dodatnie lub ujemne, natomiast napięcie  $u_Y$  może być tylko dodatnie, aby zapewnić dodatni prąd  $i_O$ . Tak skonstruowany wzmacniacz może być najprostszym układem mnożącym dwucwiartkowym (dwukwadrantowym), ponieważ jego charakterystyki są położone w pierwszej i trzeciej ćwiartce układu współrzędnych  $u_X, u_{2R}$  (rys.3.6b).

Wykorzystując znane zależności dla pary różnicowej

$$\left. \begin{aligned} i_{E1} + i_{E2} &= i_O \\ u_{BE1} - u_{BE2} &= u_X \\ i_{E1} &= I_{ES} \left[ \exp\left(\frac{u_{BE1}}{\varphi_T}\right) - 1 \right], \quad i_{E2} = I_{ES} \left[ \exp\left(\frac{u_{BE2}}{\varphi_T}\right) - 1 \right] \\ i_{C1} &= \alpha_0 i_{E1}, \quad i_{C2} = \alpha_0 i_{E2} \end{aligned} \right\} \quad (3.19)$$

można przedstawić wyjściowy prąd różnicowy  $i_{2R} = i_{C1} - i_{C2}$  znaną zależnością

$$i_{2R} = i_O \tanh \frac{u_X}{2 \varphi_T} \quad (3.20)$$

Wyjściowe różnicowe napięcie  $u_{2R} = u_{C2} - u_{C1}$ , przy pełnej symetrii układu:  $R_{C1} = R_{C2} = R_C$ , wynosi

$$u_{2R} = i_o R_C \tanh \frac{u_X}{2 \varphi_T} \quad (3.21)$$

Wydajność sterowanego napięciem  $u_Y$  źródła prądowego można w pewnym zakresie zmian tego napięcia opisać przybliżoną zależnością liniową [4]

$$i_o = I_0 + g_m u_Y \quad (3.22)$$

Podstawiając zależność (3.22) do (3.21) otrzymujemy

$$u_{2R} = (I_0 + g_m u_Y) R_C \tanh \frac{u_X}{2 \varphi_T} \approx I_0 R_C \frac{u_X}{2 \varphi_T} + g_m R_C \frac{u_X u_Y}{2 \varphi_T} \quad (3.23)$$

W zależności (3.23) wykorzystano przybliżenie

$$\tanh \frac{u_X}{2 \varphi_T} \approx \frac{u_X}{2 \varphi_T} \quad \text{dla } |u_X| \ll 2 \varphi_T.$$

Pierwszy człon wyrażenia (3.23) wyraża wzmocnienie napięcia  $u_X$ , natomiast drugi - mnożenie  $u_X \cdot u_Y$ . Gdy  $u_X = 0$ , to również  $u_{2R} = 0$ , natomiast przy  $u_Y = 0$ , w ogólnym przypadku  $u_{2R} \neq 0$ . Takie zachowanie układu oznacza, że jego wyjście jest zrównoważone względem sygnału  $u_X$ , a nie jest zrównoważone względem sygnału  $u_Y$ .

Jeżeli wyrażenie (3.23) przedstawimy w postaci

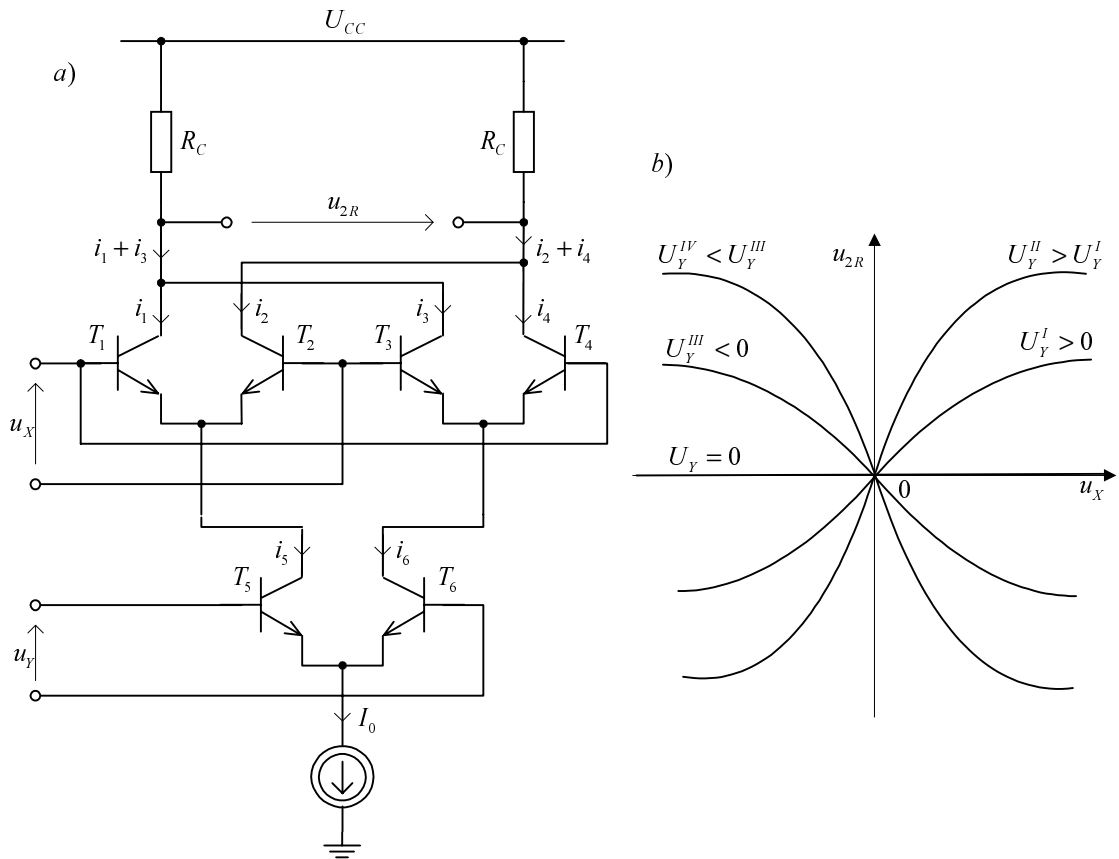
$$u_{2R} \approx R_C g'_m u_X \quad (3.24)$$

gdzie:  $g'_m = \left( I_0 + g_m \frac{u_Y}{\varphi_T} \right)$ , to układ może być traktowany jako wzmacniacz sygnału różnicowego  $u_X$  o zmiennej transkonduktancji  $g'_m$  - modulowanej przez sygnał  $u_Y$ . Układ nazywa się *modulatorem pojedynczo zrównoważonym* (względem  $u_X$ ).

### 3.2.5.2. Układ czteroćwiartkowy

Na rys.3.7 przedstawiono układ *mnożący czteroćwiartkowy* (czterokwadrantowy), w którym oba sygnały sterujące  $u_X, u_Y$  mają symetryczne wejścia różnicowe. Przy zerowej wartości któregośkolwiek sygnału sterującego, napięcie wyjściowe  $u_{2R}$  jest równe zero. Stąd układ ten nazywa się *modulatorem podwójnie zrównoważonym*.

Pary różnicowe  $T_1 - T_2, T_3 - T_4$  sterowane są sygnałem  $u_X$  w przeciwfazie, dlatego oba te układy wytwarzają na rezystancjach kolektorowych składowe różnicowe napięcia  $u_{2R}$  o przeciwnych fazach.



Rys.3.7. Układ mnożący czteroćwiartkowy: a) schemat ideowy, b) charakterystyki

Wypadkowy prąd różnicowy układu wynosi

$$i_{2R} = (i_1 + i_3) - (i_2 + i_4) = (i_1 - i_2) - (i_4 - i_3) \quad (3.25)$$

Wyrażając z kolei prądy różnicowe poszczególnych par różnicowych przy pomocy zależności (3.20), z uwzględnieniem odpowiednich napięć różnicowych i prądów w obwodach emiterów, po ich podstawieniu do równania (3.25), otrzymujemy

$$\begin{aligned} i_{2R} &= i_5 \operatorname{tgh}\left(\frac{u_X}{2\varphi_T}\right) - i_6 \operatorname{tgh}\left(\frac{u_X}{2\varphi_T}\right) = (i_5 - i_6) \operatorname{tgh}\left(\frac{u_X}{2\varphi_T}\right) = \\ &= I_0 \operatorname{tgh}\left(\frac{u_X}{2\varphi_T}\right) \operatorname{tgh}\left(\frac{u_Y}{2\varphi_T}\right) \approx \frac{I_0}{4\varphi_T^2} u_X u_Y \end{aligned} \quad (3.26)$$

Podobnie jak w układzie dwućwiartkowym, również w zależności (3.26) przybliżenie jest słuszne tylko w przypadku, gdy  $|u_X|, |u_Y| \ll 2\varphi_T$ .

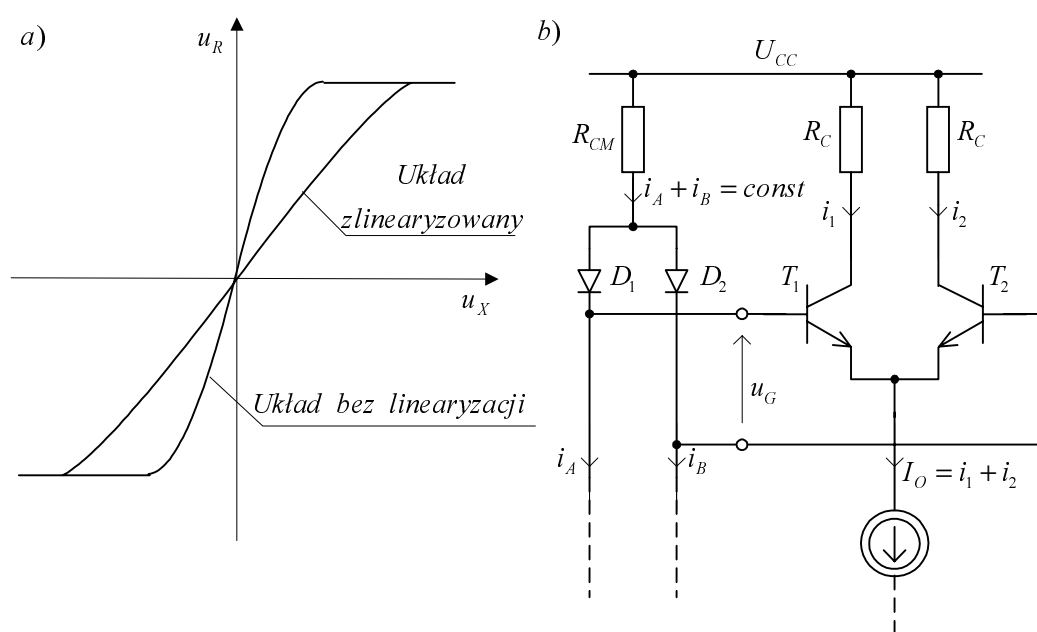
Aby zwiększyć zakresy napięć sterujących, przy zachowaniu ważności wyrażenia (3.26), konieczna jest linearyzacja układu.

### 3.2.5.3. Układ czteroćwiartkowy z przetwornikiem Gilberta

Linearyzację charakterystyk układu mnożącego uzyskuje się na dwa sposoby:

- przez zastosowanie w układzie tzw. *przetwornika Gilberta*,
- przez zastosowanie dużych rezystancji w obwodach emiterów.

Włączenie w szereg z sygnałem sterującym i złączami baza - emiter tranzystorów pary różnicowej dużych rezystancji szeregowych powoduje znaczne zmniejszenie wpływu nieliniowości charakterystyk wejściowych tranzystorów, ale również powoduje znaczne zmniejszenie stromości charakterystyk układu mnożącego (rys.3.8a) [4].



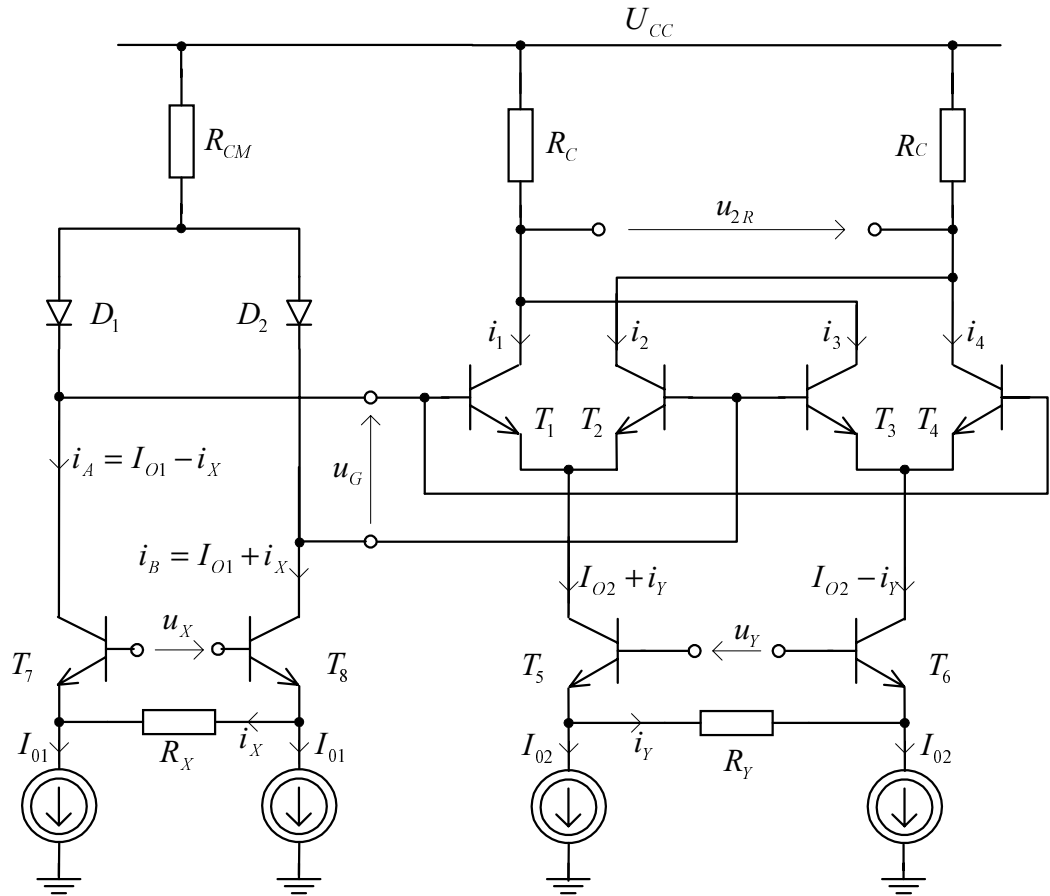
Rys.3.8. Linearyzacja charakterystyk układu mnożącego: a) charakterystyka przed i po linearyzacji, b) układ Gilberta

Sposób linearyzacji przy użyciu przetwornika Gilberta przedstawiono na rys.3.8b. Na identycznych diodach  $D_1, D_2$  (zrealizowanych jako tranzystory w połączeniu diodowym) pod wpływem prądów sterujących  $i_A, i_B$  jest wytwarzane napięcie  $u_G$  sterujące pojedynczy układ różnicowy.

Jeżeli złącza diodowe i złącza emiterowe mają identyczne charakterystyki prądowo - napięciowe, to przy spełnieniu warunków  $i_1 + i_2 = const$ ,  $i_A + i_B = const$ , w układzie zachodzi proporcja

$$\frac{i_2}{i_1} = \frac{i_A}{i_B} \quad (3.27)$$

Zlinearyzowany układ mnożący czteroćwiartkowy z zastosowaniem przetwornika Gilberta i oporników emiterowych przedstawiono na rys.3.9.



Rys.3.9. Linearyzacja układu czteroćwiartkowego z zastosowaniem przetwornika Gilberta i oporników emiterowych

Zakładając, że współczynniki wzmocnienia prądowego  $\beta_0$  zastosowanych tranzystorów są duże widzimy, że diody  $D_1, D_2$  przetwornika Gilberta są sterowane prądami kolektorowymi pary różnicowej  $T_7 - T_8$ . Pary różnicowe zasilane są przez dwa źródła prądowe w obwodach emiterów, co pozwoliło na zastosowanie pojedynczych rezystorów linearyzujących  $R_X, R_Y$ . Przy dużych wartościach rezystancji  $R_X, R_Y$  można pominąć nieliniowe rezystancje wejściowe tranzystorów par różnicowych tak, że prądy  $i_X, i_Y$  są w przybliżeniu równe

$$i_X \approx \frac{u_X}{R_X}, \quad i_Y \approx \frac{u_Y}{R_Y} \quad (3.28)$$

Przetwornik Gilberta steruje dwie pary różnicowe, a przy pominięciu prądów baz, zgodnie z oznaczeniami na rys.3.9, otrzymujemy

$$\frac{I_{01} - i_X}{I_{01} + i_X} = \frac{i_2}{i_1} = \frac{i_3}{i_4} \quad (3.29)$$

Dla par różnicowych  $T_1 - T_2$ ,  $T_3 - T_4$  otrzymujemy zależności

$$\left. \begin{aligned} i_1 + i_2 &= I_{01} + i_Y \\ i_3 + i_4 &= I_{01} - i_Y \end{aligned} \right\} \quad (3.30)$$

Wykorzystując zależności (3.29) i (3.30) otrzymujemy

$$\left. \begin{aligned} \frac{I_{01} - i_X}{2 I_{01}} &= \frac{i_2}{I_{02} + i_Y} = \frac{i_3}{I_{02} - i_Y} \\ \frac{I_{01} + i_X}{2 I_{01}} &= \frac{i_1}{I_{02} + i_Y} = \frac{i_4}{I_{02} - i_Y} \end{aligned} \right\} \quad (3.31)$$

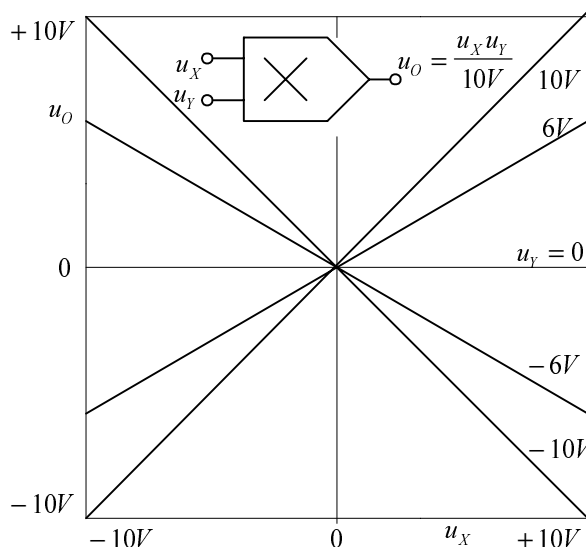
Na podstawie proporcji (3.31) możemy określić wyjściowy prąd różnicowy i wyjściowe napięcie różnicowe w postaci

$$i_{2R} = i_1 + i_3 - (i_2 + i_4) = 2 \frac{i_X i_Y}{I_{01}} \quad (3.32)$$

$$u_{2R} = i_{2R} R_C = (2 R_C / I_{01}) i_X i_Y = k_m u_X u_Y \quad (3.33)$$

Wykorzystując zależności (3.28) i (3.33) wyznaczamy stałą mnożenia  $k_m = 2 R_C / (I_{01} R_X R_Y)$ .

Na rys.3.10 przedstawiono typowe charakterystyki zlinearyzowanego układu mnożącego, w którym stała mnożenia wynosi  $0,1 \text{ V}^{-1}$ , a liniowość charakterystyk jest zapewniona przy zmianach napięcia wyjściowego i obu sygnałów wejściowych w zakresie  $\pm 10 \text{ V}$ .



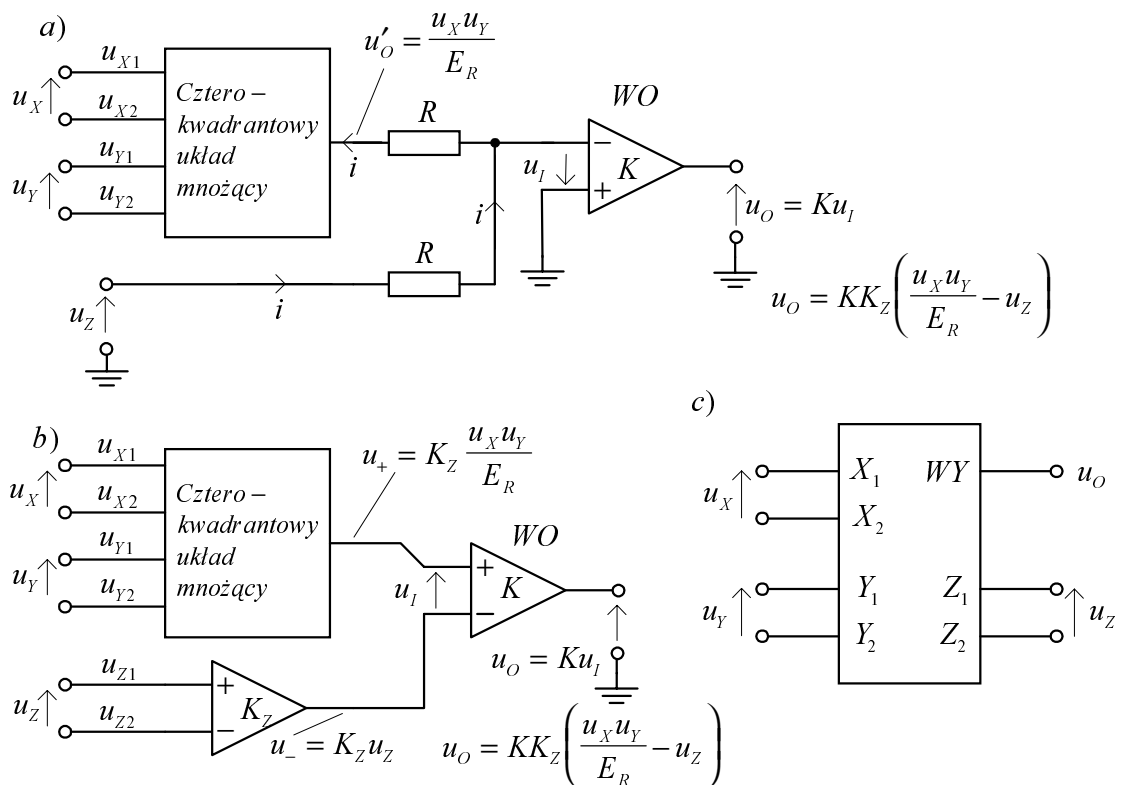
Rys.3.10. Typowe charakterystyki układu mnożącego zlinearyzowanego

Spośród wymienionych metod realizacji układów mnożących, metoda sterowanego podziału prądu jest najbardziej rozpowszechniona, a przy tym prosta do realizacji w technice układów scalonych. Stosując tę metodę otrzymuje się szerokopasmowe, dokładne układy mnożące o parametrach:  $\delta_0 = (0,5 - 2)\%$  i częstotliwości granicznej  $f_{3dB}$  (zależnej najczęściej od zewnętrznie dołączonych rezystancji  $R_C$ ) dochodzącej do 100 MHz.

### 3.2.6. Uniwersalne układy mnożące

Uniwersalne układy mnożące posiadają dodatkowe możliwości wykonywania innych nieliniowych operacji takich jak np. dzielenie, pierwiastkowanie itp.

Zasadę działania tych układów ilustrują schematy funkcjonalne na rys.3.11.



Rys.3.11. Uniwersalne układy mnożące: a) z niesymetrycznym wejściem Z, b) z symetrycznym wejściem Z, c) oznaczenie schematowe układu b)

Dla układu z rys.3.11a, przy założeniu, że wzmacniacz operacyjny  $WO$  posiada parametry zbliżone do układu idealnego, słuszne są zależności



$$\left. \begin{aligned} i &= \frac{u_Z - u_-}{R} = \frac{u_- + \frac{u_X u_Y}{E_R}}{R} \\ u_- &= \frac{-u_O}{K} \end{aligned} \right\} \quad (3.34)$$

Rozwiązując równania (3.34) otrzymujemy

$$u_O = \frac{K}{2} \left( \frac{u_X u_Y}{E_R} - u_Z \right) \quad (3.35)$$

Zakładając, że  $K \rightarrow \infty$ , otrzymujemy zależność dla układu zamkniętego

$$u_X u_Y = E_R u_Z \quad (3.36)$$

Układ z rys.3.11a charakteryzuje się dwoma wejściami symetrycznymi i jednym wejściem niesymetrycznym. Dla podkreślenia tego faktu równania (3.36) możemy zapisać w postaci

$$(u_{X1} - u_{X2})(u_{Y1} - u_{Y2}) = E_R u_Z \quad (3.37)$$

Przy połączeniu wyjścia wzmacniacza z wejściem Z, tzn.  $u_Z = u_O$ , układ realizuje operację mnożenia:  $u_O = u_X u_Y / E_R$ .

Łącząc wyjście wzmacniacza z wejściem Y, tzn.  $u_Y = u_O$  ( $u_{Y1} = u_O$ ,  $u_{Y2} = 0$ ), na podstawie równania (3.37) otrzymujemy

$$u_O = E_R \frac{u_Z}{u_X}; \quad u_X < 0 \quad (3.38)$$

Układ realizuje operację dzielenia napięć wejściowych  $u_Z / u_X$ . Napięcie  $u_X$  musi być ujemne, bowiem w przeciwnym wypadku ( $u_X > 0$ ) w układzie powstaje dodatnie sprzężenie zwrotne.

Kolejnym przykładem uniwersalności układu jest realizacja operacji pierwiastkowania przy połączeniu:  $u_X = -u_Y = u_O$ . W tym przypadku

$$u_O = \sqrt{-E_R u_Z}; \quad u_Z < 0 \quad (3.39)$$

Układ z symetrycznym wejściem toru Z (rys.3.11b) cechuje się większą uniwersalnością w stosunku do poprzedniego rozwiązania. Wytworzony w tym torze sygnał  $u_-$ , który jest proporcjonalny do napięcia wejściowego  $u_Z$ , steruje wejściem odwracającym wzmacniacza wyjściowego WO.

Dla układu z otwartą pętlą otrzymujemy

$$u_O = K u_I = K K_Z \left( \frac{u_X u_Y}{E_R} - u_Z \right) \quad (3.40)$$

gdzie:  $K_Z$  - wzmacnienie toru  $Z$ .

Przy  $K \rightarrow \infty$  praca układu zamkniętego opisana jest zależnością

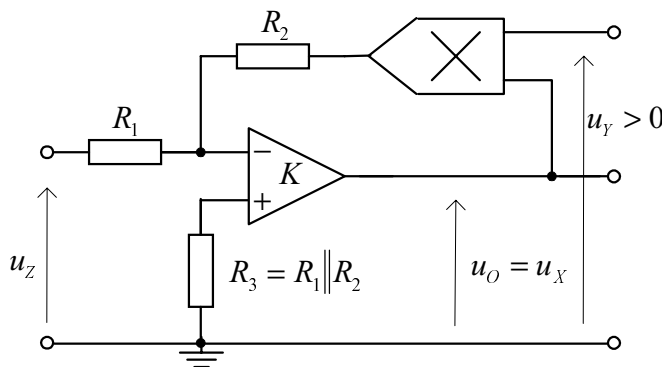
$$(u_{x1} - u_{x2})(u_{y1} - u_{y2}) = E_R (u_{z1} - u_{z2}) \quad (3.41)$$

Rozwiązanie to znalazło zastosowanie w monolitycznym układzie scalonym AD535. Układ ten może, oprócz wymienionych wcześniej operacji, realizować wiele innych funkcji, jak np. wzmacnianie napięcia z automatyczną regulacją wzmacnienia.

### 3.2.7. Przykłady zastosowań układów mnożących

#### 3.2.7.1. Układy dzielące

Operacja dzielenia może być zrealizowana przez umieszczenie układu mnożącego w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego (rys.3.12).



Rys.3.12. Podstawowy układ dzielący

W układzie z rys 3.12, zakładając pomijalnie małą rezystancję wyjściową układu mnożącego, otrzymujemy

$$u_z \frac{R_2}{R_1 + R_2} + \frac{u_x u_y}{E_R} \frac{R_1}{R_1 + R_2} = - \frac{u_x}{K} \quad (3.42)$$

Stąd

$$u_x = u_o = - \frac{R_2}{R_1} E_R \frac{u_z}{u_y} \frac{1}{1 + \frac{E_R}{u_y} \frac{R_1 + R_2}{K R_1}} \quad (3.43)$$

Przy  $K \rightarrow \infty$  otrzymujemy

$$u_o = u_x \approx - \frac{R_2}{R_1} E_R \frac{u_z}{u_y} \quad (3.44)$$

W dotychczasowych rozważaniach przyjmowaliśmy idealny układ mnożący. Jeżeli statyczny błąd operacji mnożenia wynosi  $\delta_0$ , czyli

wynik operacji mnożenia jest równy  $(u_x u_y / E_R + \delta_0)$ , wtedy w miejsce wzoru (3.43) otrzymujemy

$$u_x = u_o = - \left( \frac{R_2}{R_1} E_R \frac{u_z}{u_y} + \delta_0 \frac{E_R}{u_y} \right) \frac{1}{1 + \frac{E_R}{u_y} \frac{R_1 + R_2}{K R_1}} \approx$$

$$\approx - \frac{R_2}{R_1} E_R \frac{u_z}{u_y} + \delta_0 \frac{E_R}{u_y}$$
(3.45)

Jak wynika z zależności (3.45), błąd układu dzielącego rośnie szybko wraz ze zmniejszaniem sygnału  $u_y$ .

### 3.2.7.2. Układ pierwiastkujący

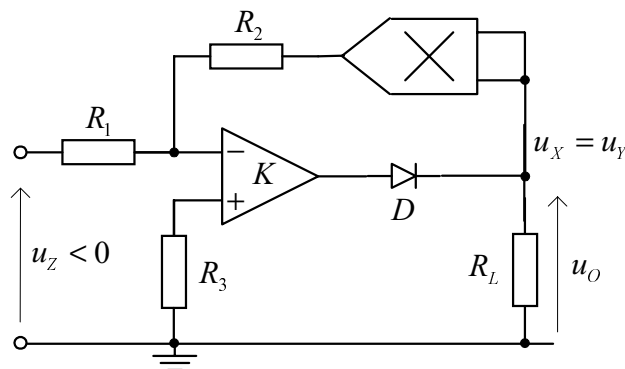
Układ pierwiastkujący można zrealizować metodą funkcji odwrotnej stosując w obwodzie sprzężenia zwrotnego wzmacniacza operacyjnego układ podnoszący do kwadratu (rys 3.13).

Działanie układu opisuje równanie

$$u_z \frac{R_2}{R_1 + R_2} + \frac{u_x^2}{E_R} \frac{R_1}{R_1 + R_2} = - \frac{u_x}{K}$$
(3.46)

skąd, dla  $u_z < 0$ , otrzymujemy

$$u_o = u_x = \sqrt{- \frac{R_2}{R_1} E_R u_z \left( 1 + \frac{u_x}{u_z} \frac{R_1 + R_2}{K R_1} \right)} \approx \sqrt{- \frac{R_2}{R_1} E_R u_z}$$
(3.47)



Rys.3.13. Układ pierwiastkujący

W układach praktycznych pętla sprzężenia zwrotnego jest zamykana za pośrednictwem diody  $D$ . Zapobiega to sytuacji, gdy w przypadku niewłaściwej polaryzacji sygnału wejściowego  $u_z$ , wzmacniacz jest wprowadzany w nasycenie. Jego normalne działanie można wówczas przywrócić jedynie po rozwarciu pętli sprzężenia zwrotnego. Ponadto dioda znajduje się w pętli sprzężenia zwrotnego,



### 3.2.7.5. Przetwornik przebiegu trójkątnego na sinusoidalny

Symetryczne napięcie trójkątne  $u_T(t)$  o amplitudzie  $U_T$  i zerowej wartości średniej

$$u_T(t) = (-1)^k \frac{2U_T}{\pi} (\omega t - k\pi) \quad (3.48)$$

dla  $\frac{(2k-1)\pi}{2} \leq \omega t \leq \frac{(2k+1)\pi}{2}$  ( $k$ -liczba całkowita) może być

wykorzystane do uformowania przebiegu sinusoidalnego.

Rozkładając funkcję  $\sin \omega t$  w szereg potęgowy otrzymujemy

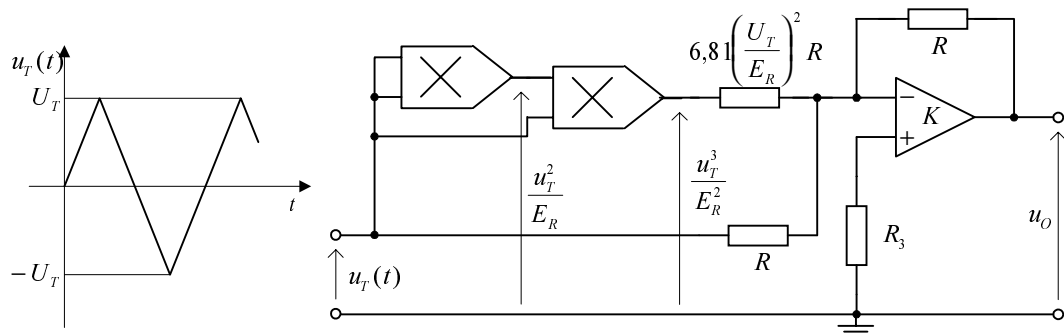
$$U_m \sin \omega t = U_m \left[ \omega t - \frac{(\omega t)^3}{3!} + \frac{(\omega t)^5}{5!} - \dots \right] \quad (3.49)$$

Jeżeli szereg ten ograniczymy do dwóch pierwszych wyrazów, to zawartość harmoniczną przebiegu ukształtowanego z przebiegu trójkątnego wynosi  $h \approx 2.2\%$ . Lepszy rezultat otrzymuje się stosując przybliżenie

$$u_O = U_m \sin \omega t \approx U_m \left[ \omega t - \frac{(\omega t)^3}{6,81} \right] \quad (3.50)$$

Przy tej aproksymacji minimalna zawartość harmoniczną wynosi  $h_{\min} \approx 0,4\%$ .

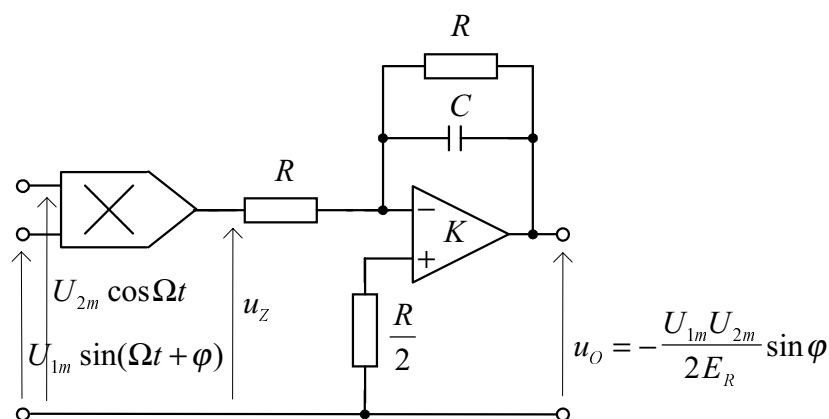
Układ realizujący wyrażenie (3.50) przedstawiono na rys.3.16.



Rys.3.16. Układ kształtowania przebiegu sinusoidalnego

### 3.2.7.6. Układ detektora fazowego

Detektor fazoczuły, mający duże znaczenie praktyczne (np. w układach PLL, detektorach FM), może być łatwo zrealizowany przy użyciu układu mnożącego (rys.3.17).



Rys.3.17. Detektor fazoczuły

Napięcie na wyjściu układu mnożącego wynosi

$$u_Z = \frac{U_{1m} U_{2m}}{2E_R} [\sin(2\Omega t + \varphi) + \sin \varphi] \quad (3.51)$$

Składowa wielkiej częstotliwości zostaje odfiltrowana przez dolnoprzepustowy filtr wyjściowy. Zatem

$$u_O = -\frac{U_{1m} U_{2m}}{2E_R} \sin \varphi \quad (3.52)$$

### 3.3. UKŁADY LOGARYTMICZNE I WYKŁADNICZE

#### 3.3.1. Układy logarytmiczne

Zadaniem układu logarytmicznego jest wytworzenie napięcia wyjściowego o wartości proporcjonalnej do logarytmu wartości unormowanego napięcia wejściowego

$$u_O = -k_D \lg \frac{u_I}{U_R} = -k_E \ln \frac{u_I}{U_R} \quad (3.53)$$

gdzie:  $k_D, k_E$  - stałe skalowania ( $k_D = k_E \ln 10$ )

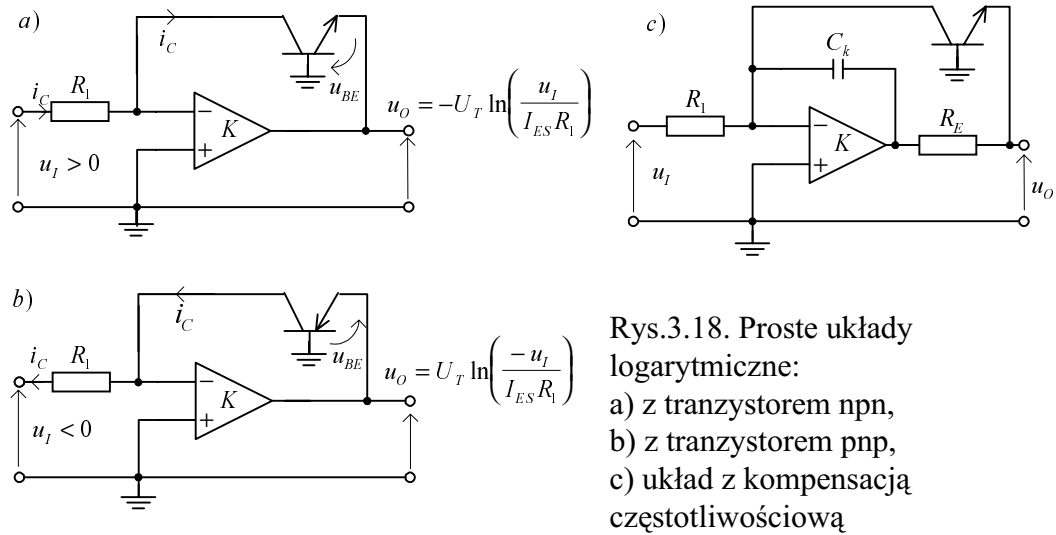
$U_R$  - napięcie normujące

Napięcie wejściowe jest zawsze unipolarne, dodatnie (wtedy  $U_R > 0$ ) lub ujemne ( $U_R < 0$ ). Napięcie wyjściowe może mieć dowolną polaryzację.

### 3.3.1.1. Układ podstawowy

Funkcję logarytmiczną (3.53) można zrealizować umieszczając element o charakterystyce wykładniczej w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego wzmacniacza operacyjnego.

Na rys.3.18 przedstawiono najprostsze realizacje układów logarytmicznych z wykorzystaniem tranzystorów bipolarnych.



Rys.3.18. Proste układy logarytmiczne:  
a) z tranzystorem npn,  
b) z tranzystorem pnp,  
c) układ z kompensacją częstotliwościową

Przyjmując, że prąd kolektorowy tranzystora jest opisany zależnością Ebersa - Molla (przy  $U_{BC} = 0$ )

$$I_C = I_{ES} \exp\left(\frac{U_{BE}}{\varphi_T}\right) \quad (3.54)$$

to przy założeniu idealnego wzmacniacza operacyjnego, dla układu z tranzystorem npn, otrzymujemy

$$u_O = -u_{BE} = -\varphi_T \ln \frac{i_C}{I_{ES}} = -U_T \ln \frac{u_I}{I_{ES} R_1} \quad (3.55)$$

lub

$$u_O = (-\varphi_T \ln 10) \lg \frac{u_I}{I_{ES} R_1} \quad (3.56)$$

przy czym  $u_I > 0$ .

Otrzymane zależności (3.55), (3.56) mają taką samą postać jak wyrażenie (3.53).

W temperaturze  $T = 298 \text{ K}$  ( $25^\circ \text{ C}$ ) nachylenie charakterystyki (3.56) wynosi  $-\varphi_T \ln 10 \approx -60 \text{ mV / dek}$ .

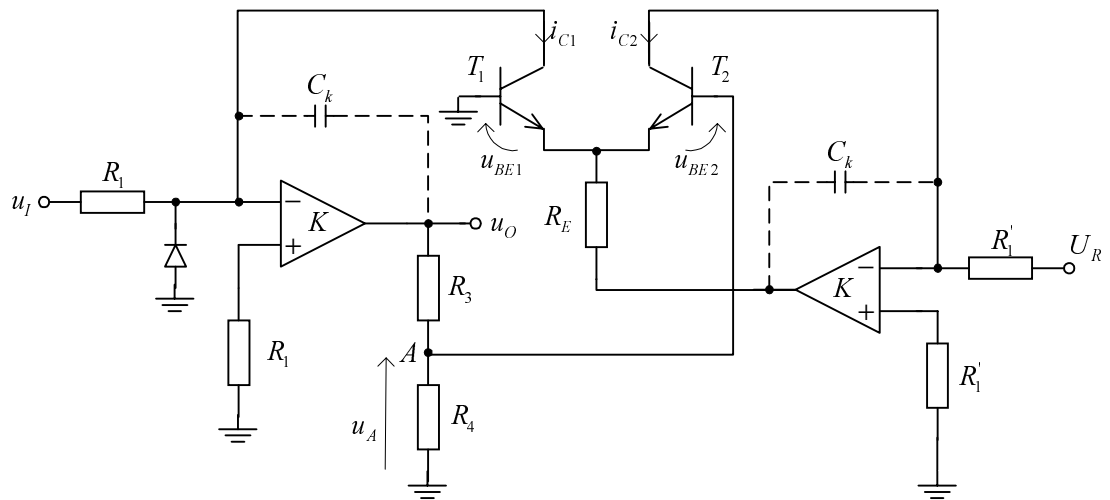
Dla tranzystorów planarnych, przy  $U_{BE} > 4 \varphi_T$ , zależność (3.54) jest spełniona w szerokim zakresie zmian prądu (od setek pA do kilku

mA). Stosując zatem odpowiednie tranzystory oraz wzmacniacze operacyjne (małe wejściowe prądy polaryzacji oraz małe napięcie niezrównoważenia) możemy otrzymać charakterystykę logarytmiczną w zakresie napięć wejściowych obejmujących nawet 6 - 8 dekad.

Zmiana tranzystora npn na tranzystor pnp (rys.3.18b) pozwala na realizację charakterystyki logarytmicznej dla  $u_i < 0$ . Umieszczenie tranzystora w pętli sprzężenia zwrotnego wzmacniacza powoduje wzrost wzmocnienia napięciowego pętli i może być przyczyną niestabilności układu logarytmicznego. Aby temu zapobiec zmniejsza się wzmocnienie napięciowe pętli przez włączenie rezystora  $R_E$  do obwodu emitera (rys.3.18c), a ponadto włącza się dodatkową pojemność  $C_k$  dla skompensowania wpływu pojemności wejściowej wzmacniacza. Główną wadą prostego układu logarytmicznego jest silna zależność jego charakterystyki statycznej od temperatury, spowodowanej zmianami  $\varphi_T$  oraz  $I_{ES}$ .

### 3.3.1.2. Układy z kompensacją termiczną

Wpływ zmian temperatury na napięcie wyjściowe układu można dość skutecznie skompensować stosując układ przedstawiony na rys.3.19.



Rys.3.19. Układ logarytmiczny z kompensacją temperatury

Zależności prądów kolektorów od napięć baza - emiter tranzystorów dane są przybliżonymi równaniami Ebersa - Molla

$$i_{C1} = I_{ES1} \exp(u_{BE1} / \varphi_T) \quad (3.57a)$$

$$i_{C2} = I_{ES2} \exp(u_{BE2} / \varphi_T) \quad (3.57b)$$



Zakładając takie same prądy nasycenia tranzystorów ( $I_{ES1} = I_{ES2}$ ) otrzymuje się

$$\frac{i_{C1}}{i_{C2}} = \exp \frac{u_{BE1} - u_{BE2}}{\varphi_T} = \exp \left( \frac{u_A}{\varphi_T} \right) \quad (3.58)$$

Pomijając prąd bazy tranzystora  $T_2$ , napięcie  $u_A$  można wyznaczyć z dzielnika napięcia  $R_3, R_4$

$$u_A = u_O \frac{R_4}{R_3 + R_4} \quad (3.59)$$

Przyjmując, że wejściowe prądy polaryzacji wzmacniaczy operacyjnych są pomijalnie małe, otrzymujemy

$$i_{C1} = \frac{u_I}{R_1}; \quad i_{C2} = \frac{U_R}{R_1'} \quad (3.60)$$

Rozwiązując układ równań (3.58 - 3.60) otrzymujemy

$$u_O = -U_T \left( 1 + \frac{R_3}{R_4} \right) \ln \left( \frac{R_1'}{R_1} \frac{u_I}{U_R} \right) \quad (3.61)$$

Gdy:  $\varphi_T = 26 \text{ mV}$ ,  $R_3/R_4 = 15,7$ ,  $U_R R_1'/R_1 = 1 \text{ V}$ , to  $u_O = -\log u_I$ , przy czym  $u_I [\text{V}]$ ,  $u_O [\text{V}]$ .

Nachylenie charakterystyki logarytmicznej wynosi wtedy  $-1 \text{ V/dek } u_I$ .

Napięcie  $u_O$  jest niezależne od prądu nasycenia  $I_{ES}$  tranzystorów, natomiast nadal zależy od  $\varphi_T$ , tzn. nachylenie charakterystyki zmienia się z temperaturą

$$\frac{\Delta u_O}{u_O} = \frac{\Delta \varphi_T}{\varphi_T} = \frac{\Delta T}{T} \quad (3.62)$$

Zmiana ta wynosi  $0,33\% / 1^\circ\text{C}$  ( $\Delta T = 1\text{K}$ ,  $T = (273 + 25)\text{K}$ ). Wpływ temperatury na napięcie  $\varphi_T$  można skompensować przez umieszczenie pary tranzystorów w układzie scalonym z termostatem, stabilizującym temperaturę tranzystorów.

Innym sposobem kompensacji wpływu zmian napięcia  $\varphi_T$  jest uzależnienie rezystancji  $R_4$  od temperatury analogicznie do zmian  $\varphi_T$ . Zależność temperaturowa

$$\frac{\Delta R_4/R_4}{\Delta T} = 0,33\% / ^\circ\text{C} \quad (3.63)$$

zapewnia pełną kompensację temperaturową.

Istotnym parametrem układu logarytmicznego, charakteryzującym szybkość jego działania jest małosygnałowa trzydecybelowa częstotliwość graniczna  $f_{3dB}$ . Można przyjąć, że typowe układy realizowane metodą przedstawioną na rys.3.19 zapewniają  $f_{3dB} < 0,2 - 0,3$  MHz.

### 3.3.1.3. Szerokopasmowe układy logarytmiczne

Szerokopasmowe układy logarytmiczne realizowane są przez odpowiednie zestawienie par różnicowych tranzystorów bipolarnych [45]. Układy takie generują funkcję

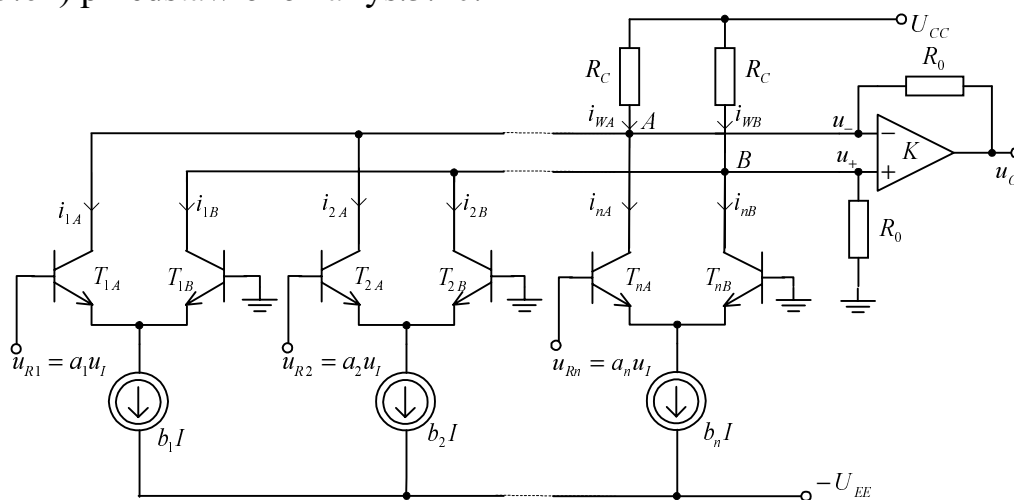
$$y = \sum_{j=1}^n b_j \tanh(a_j x) \quad (3.64)$$

aproxymującą z założoną dokładnością funkcję logarytmiczną

$$y \approx y_a = a + b \lg x \quad (3.65)$$

gdzie:  $x, y$  są zmiennymi unormowanymi.

Uproszczony schemat ideowy układu generującego funkcję o postaci (3.64) przedstawiono na rys.3.20.



Rys.3.20. Szerokopasmowy układ logarytmujący

Dla każdej pary różnicowej, ze źródłem stałoprądowym  $I$  w obwodzie emiterów, zachodzi związek

$$i_R = \alpha I \tanh\left(\frac{u_R}{2 \varphi_T}\right) \quad (3.66)$$

gdzie:  $i_R$  - różnicowy prąd kolektorowy

$u_R$  - wejściowe napięcie różnicowe.

Dla  $n$  par różnicowych wynikowy prąd różnicowy  $i_{WR}$  możemy opisać zależnością

$$i_{WR} = i_{WA} - i_{WB} = \sum_{j=1}^n i_{Rj} = \alpha I \sum_{j=1}^n b_j \tanh\left(a_j \frac{u_I}{2 \phi_T}\right) \quad (3.67)$$

Wprowadzając zmienne unormowane

$$y = \frac{i_{WR}}{\alpha I}; \quad x = \frac{u_I}{2 \phi_T} \quad (3.68)$$

otrzymujemy funkcję aproksymującą (3.64).

W układzie na rys.3.20a wyjściowy wzmacniacz operacyjny spełnia rolę przetwornika przetwarzającego prąd różnicowy  $i_{WR}$  na napięcie wyjściowe  $u_O$ .

Zapisując równania bilansów prądów dla węzłów  $A$  i  $B$ , mamy

$$\begin{aligned} \frac{U_{CC} - u_-}{R_C} &= \frac{u_- - u_O}{R_0} + i_{WA} \\ \frac{U_{CC} - u_+}{R_C} &= \frac{u_+}{R_0} + i_{WB} \end{aligned} \quad (3.69)$$

Rozwiązując układ równań (3.69) otrzymujemy

$$u_O = i_{WR} \frac{K}{K + 1 + R_0/R_C} \quad (3.70)$$

Ponieważ  $K \gg 1 + R_0/R_C$ , to wyrażenie (3.70) przyjmuje postać

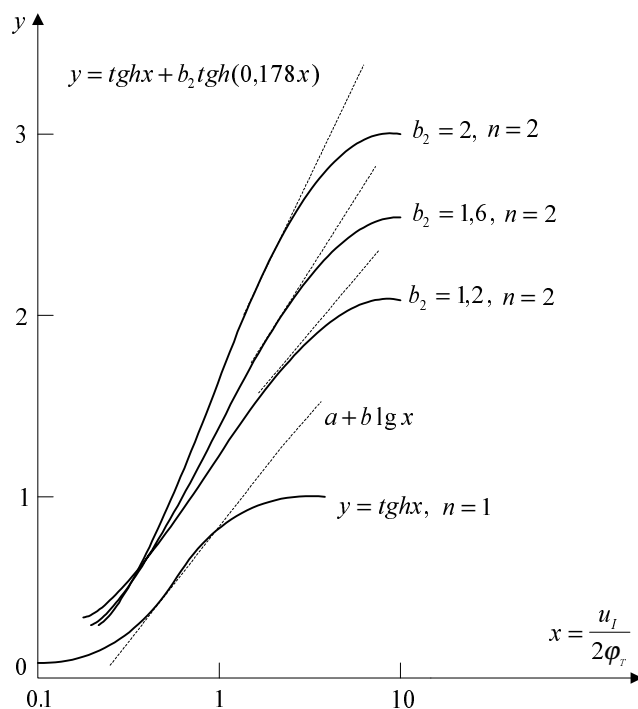
$$u_O = i_{WR} R_0 \quad (3.71)$$

gdzie:  $i_{WR}$  jest opisany zależnością (3.67).

Na rys.3.21 przedstawiono wykres funkcji (3.64), przyjmując parametry:  $n = 2$ ,  $a_1 = b_1 = 1$ ,  $a_2 = 0,178$  oraz naszkicowano charakterystykę  $y = \tanh x$ , odpowiadającą przypadkowi  $n = 1$ .

Jedna para różnicowa przybliży charakterystykę logarytmiczną w dość wąskim zakresie napięć wejściowych. Rozszerzenie zakresu dynamicznego napięć wejściowych uzyskuje się przez zwiększenie liczby par różnicowych  $n$ .

Przykładem układu działającego wg powyższej zasady może być układ monolityczny SN76502 (Texas Instruments). Zawiera on w jednej obudowie dwa układy logarytmiczne, z których każdy składa się z czterech par różnicowych ( $n = 4$ ). Charakterystyka logarytmiczna jest realizowana z dokładnością  $\pm 0,5$  dB, w zakresie napięć wejściowych ok. 60 dB. Jego częstotliwość graniczna wynosi  $f_{3dB} = 40$  MHz.



Rys.3.21. Przykłady charakterystyk statycznych szerokopasmowego układu logarytmicznego z rys.3.20.

### 3.3.2. Układy wykładnicze

Układ wykładniczy generuje funkcję odwrotną do funkcji logarytmicznej

$$u_o = k_w 10^{-u_I/U_w} = k_w \exp(-u_I/U_E) \quad (3.72)$$

gdzie:  $k_w$  - stała skalowania

$U_w, U_E$  - napięcia normujące ( $U_w = U_E \ln 10$ ).

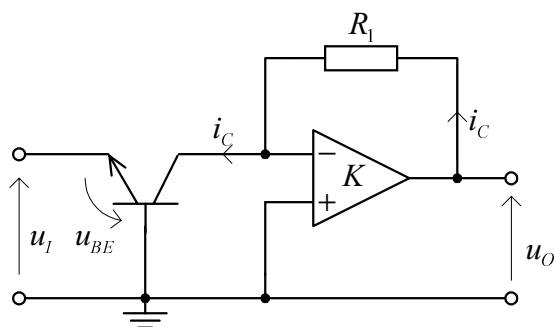
W typowych rozwiązaniach napięcie  $u_I$  może mieć dowolny znak, natomiast napięcie wyjściowe  $u_o$  jest zawsze unipolarne ( $u_o = k_w$ , dla  $u_I = 0$ ).

Odwrotna do logarytmicznej funkcja wykładnicza może być zrealizowana zgodnie z zasadą funkcji odwrotnej. W prostym układzie (rys.3.22) wzmacniacz operacyjny spełnia rolę liniowego przetwornika  $i_C$  na napięcie  $u_o$ .

Charakterystykę przejściową opisuje zależność

$$u_o = I_{ES} R_1 \exp(-u_I/\phi_T) \quad (3.73)$$

przy czym  $u_I < 0$ .



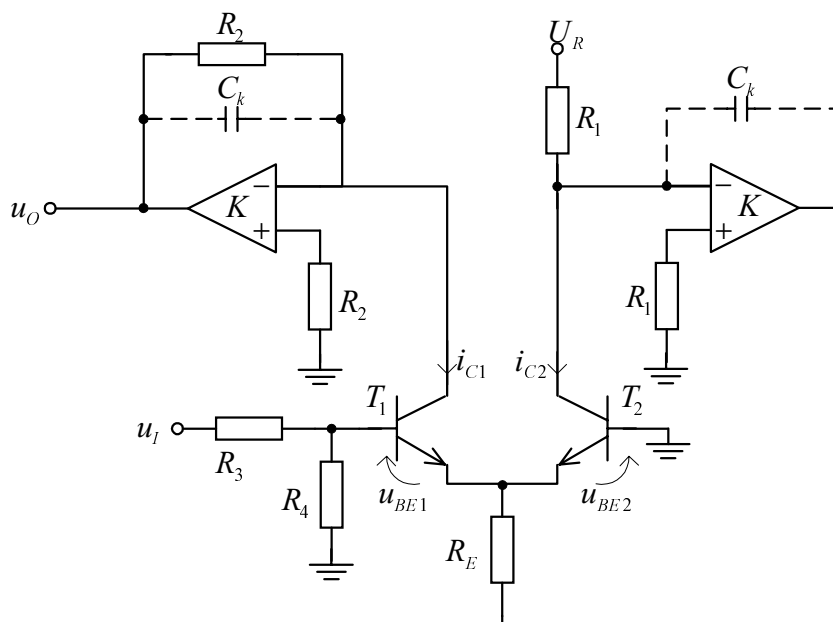
Rys.3.22. Prosty układ wykładniczy

Wadą prostego układu wykładniczego jest silna zależność jego charakterystyki przejściowej od temperatury. W podobny sposób jak w przypadku układu logarytmicznego możemy skonstruować schemat układu wykładniczego z kompensacją zmian termicznych charakterystyki (rys.3.23).

Charakterystyka przejściowa układu z rys.3.23 jest opisana zależnością

$$u_O = U_R \frac{R_2}{R_1} \exp\left(\frac{u_I}{\varphi_T} \frac{R_4}{R_3 + R_4}\right) \quad (3.74)$$

Gdy  $\varphi_T = 26 \text{ mV}$ ,  $U_R \frac{R_2}{R_1} = 1 \text{ V}$ ,  $\frac{R_3}{R_4} = 15,7$ , to  $u_O = 10^{u_I}$ , przy czym  $u_I [\text{V}], u_O [\text{V}]$ .



Rys.3.23. Układ wykładniczy z kompensacją zmian termicznych

### 3.4. UKŁADY KSZTAŁTUJĄCE FUNKCJE PRZEDZIAŁAMI PROSTOLINIOWE

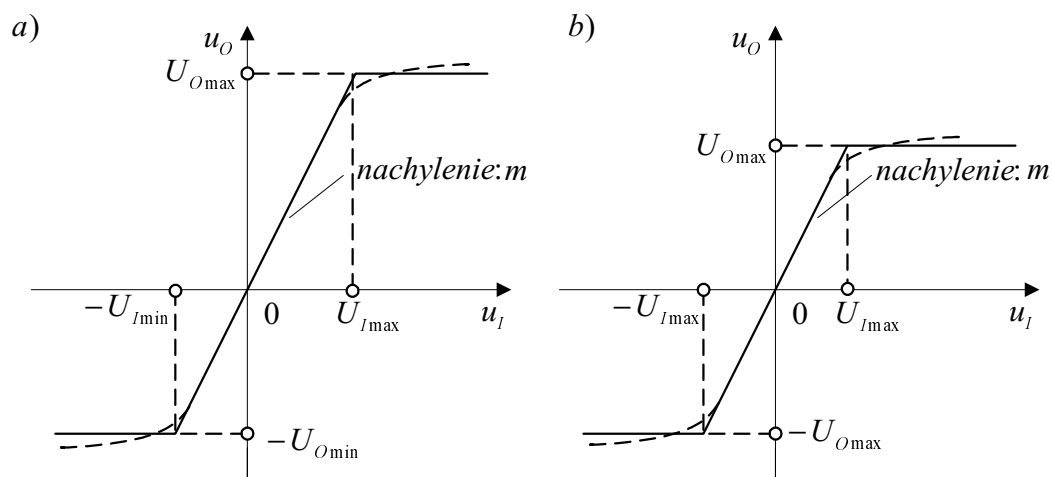
#### 3.4.1. Ograniczniki napięcia

Idealny ogranicznik napięcia wytwarza funkcję  $u_o = f(u_i)$  o postaci

$$u_o = \begin{cases} U_{o\min}, & \text{dla } u_i < U_{i\min} \\ m u_i, & \text{dla } U_{i\min} \leq u_i \leq U_{i\max} \\ U_{o\max}, & \text{dla } u_i > U_{i\max} \end{cases} \quad (3.75)$$

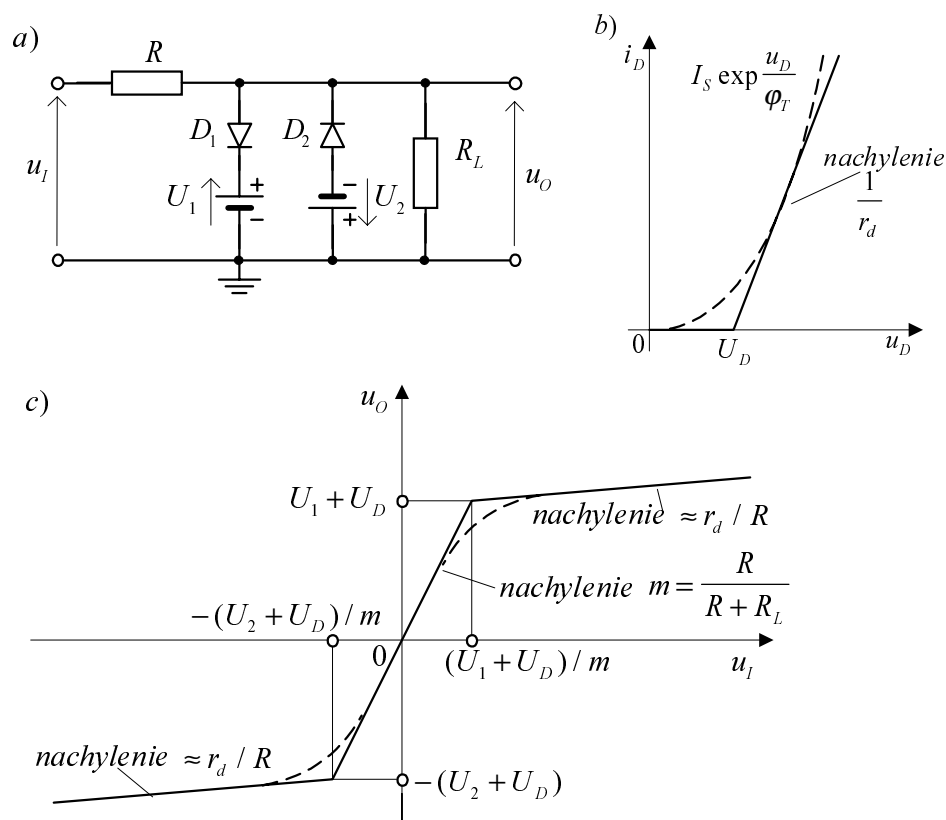
Idealną charakterystykę statyczną układu przedstawiono na rys.3.24a. W przypadku, gdy bezwzględne wartości progów ograniczania są równe, tzn.  $U_{i\max} = -U_{i\min}$  ogranicznik jest nazywany symetrycznym (rys.3.24b).

Charakterystyka rzeczywistego ogranicznika wykazuje odchylenia od przebiegu idealnego, głównie w otoczeniu progów i w zakresie ograniczania (linie przerywane na rys.3.24).



Rys.3.24. Charakterystyki ograniczników napięcia: a) niesymetrycznego, b) symetrycznego

Prosty układ ogranicznika diodowego przedstawiono na rys.3.25. W układzie tym progi ograniczania wyznaczają napięcia  $U_1$  i  $U_2$ , polaryzujące diody w kierunku zaporowym. Charakterystykę statyczną ogranicznika wyznaczymy przy aproksymacji charakterystyki diody linią łamaną, jak na rys.3.25b, gdzie  $U_D$  jest progowym napięciem diody, a  $r_d$  jest rezystancją dynamiczną w zakresie przewodzenia.



Rys.3.25. Ogranicznik diodowy: a) schemat, b) charakterystyka diody i przyjęta jej aproksymacja, c) charakterystyka ogranicznika

Dla małych napięć wejściowych obydwie diody są spolaryzowane zaporowo i układ zachowuje się jak liniowy rezystancyjny dzielnik napięciowy

$$u_O = \frac{R_L}{R + R_L} u_I = m u_I \quad (3.76)$$

W zakresie dodatnich napięć wejściowych ( $u_I > 0$ ), dioda  $D_1$  zostaje włączona, gdy napięcie wejściowe osiągnie wartość  $U_1 + U_D$ . Odpowiada to wejściowemu napięciu progowemu (zgodnie z zależnością (3.76)).

$$U_{O \max} = U_1 + U_D = \frac{R_L}{R + R_L} U_{I \max} = m U_{I \max} \quad (3.77)$$

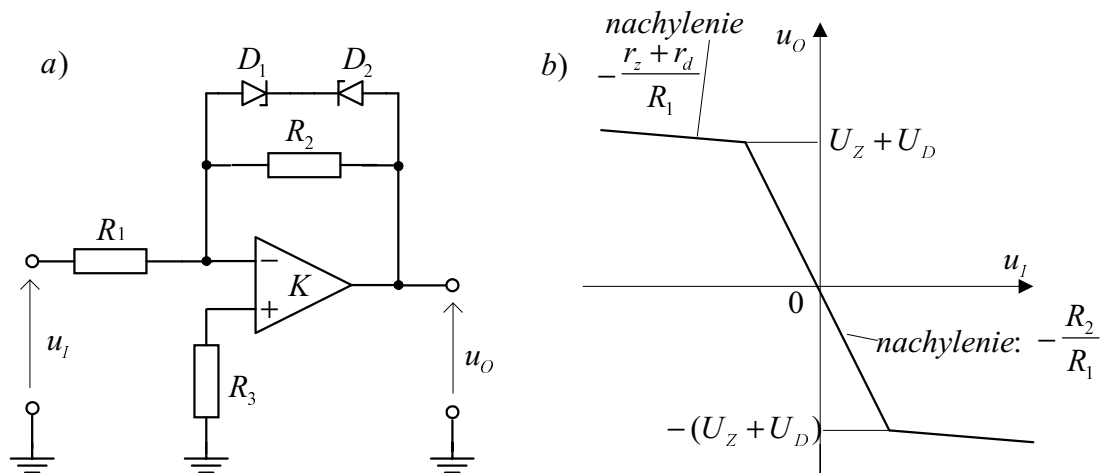
Przy dalszym wzroście napięcia wejściowego,  $u_I > U_{I \max}$ , następuje ograniczanie napięcia wyjściowego  $u_O$ .

W zakresie ograniczania nachylenie charakterystyki wynosi

$$\frac{R_L \parallel r_d}{R + (R_L \parallel r_d)} \approx \frac{r_d}{R}, \text{ dla } r_d \ll R, R_L.$$

W analogiczny sposób można wyznaczyć parametry ogranicznika dla ujemnych napięć  $u_I < 0$ .

Ograniczniki napięcia są często konstruowane przy użyciu diod i wzmacniaczy operacyjnych. Prosty układ symetrycznego ogranicznika z diodami Zenera przedstawiono na rys.3.26.



Rys.3.26. Symetryczny ogranicznik z diodami Zenera: a) schemat, b) charakterystyka  $u_O = f(u_I)$

W układzie następuje obustronne ograniczenie przebiegu wyjściowego do wartości  $(U_Z + U_D)$ , gdzie  $U_Z$  jest napięciem Zenera, a  $U_D$  napięciem progowym diod  $D_1$  i  $D_2$ . Nachylenie charakterystyki w zakresie przenoszenia (diody  $D_1$  i  $D_2$  nie przewodzą) wynosi  $-R_2 / R_1$ , zaś w zakresie ograniczania  $-(r_z + r_d) / R_1$ , przy czym  $r_z, r_d$  są rezystancjami dynamicznymi diod w zakresie napięcia Zenera i przy polaryzacji w kierunku przewodzenia.

### 3.4.2. Układy progowe

Układ progowy realizuje funkcję

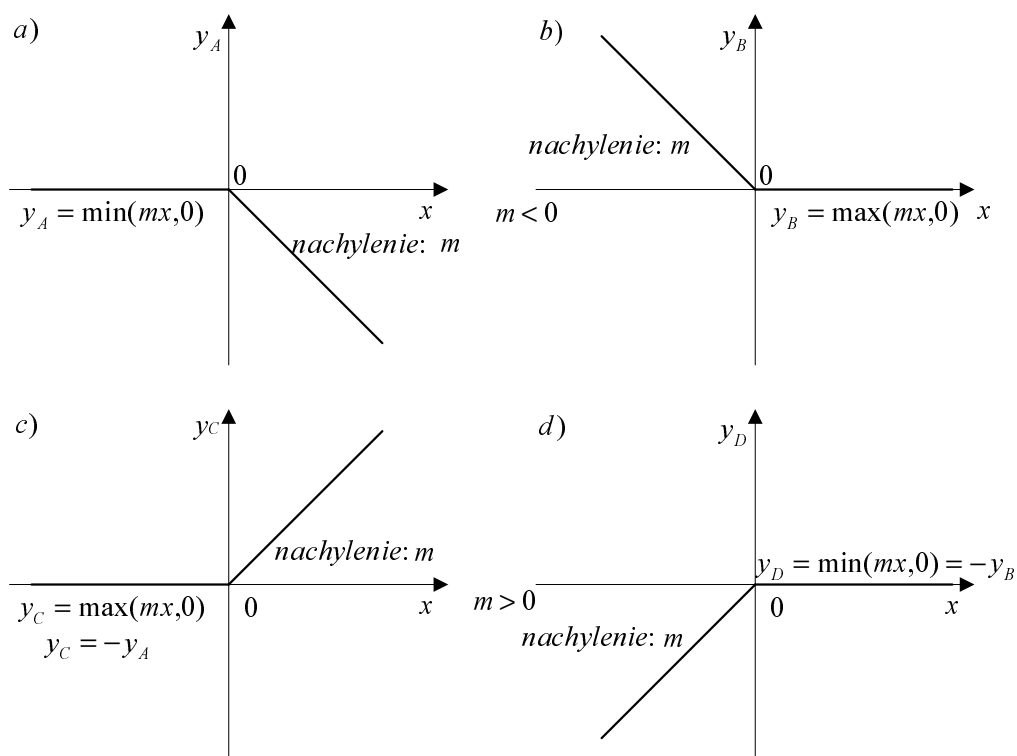
$$y = \pm \max(mx, 0) \quad (3.78)$$

lub

$$y = \pm \min(mx, 0) \quad (3.79)$$

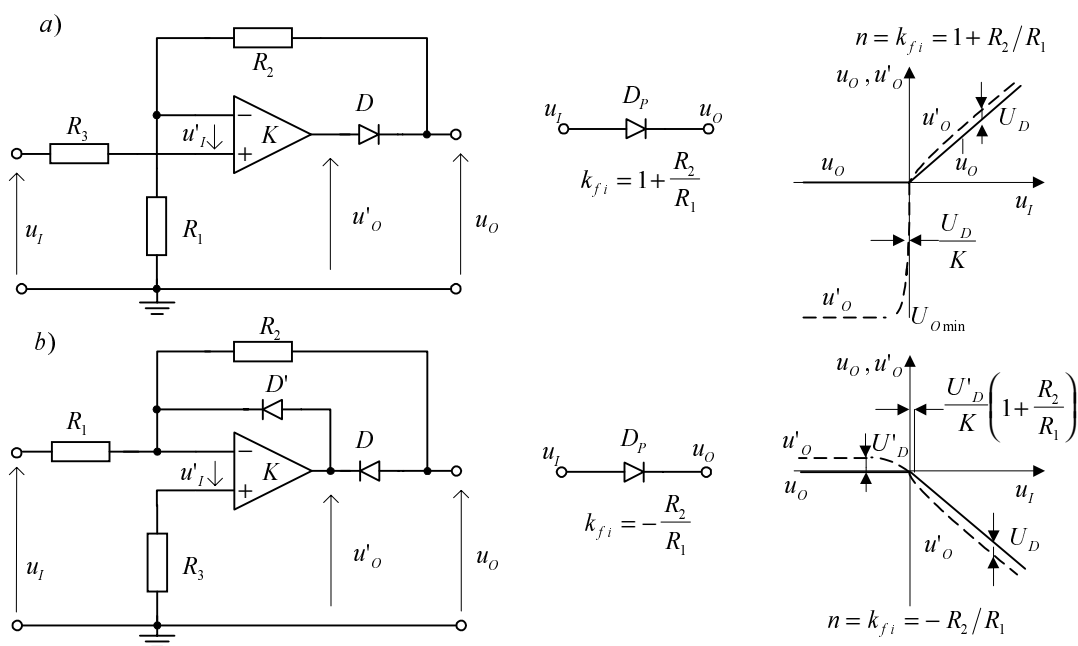
tzn. przebieg na wyjściu jest liniową funkcją sygnału wejściowego przy jednej jego polaryzacji, zaś jest równy zero przy odwrotnej polaryzacji tego sygnału. Możliwe charakterystyki statyczne idealnego układu progowego przedstawiono na rys.3.27.





Rys.3.27. Możliwe charakterystyki idealnego układu progowego

Najprostsze realizacje diodowe układów progowych, zwanych precyzyjnymi prostownikami jednopółówkowymi lub superdiodami, przedstawiono na rys.3.28.



Rys.3.28. Diodowy układ progowy: a) nieodwracający, b) odwracający

Wpływy napięcia przewodzenia diody  $U_D$  i jej rezystancji dynamicznej  $r_d$  zostały zredukowane dzięki działaniu ujemnego sprzężenia zwrotnego obejmującego diodę włączoną w tor wzmacnienia.

W układzie nieodwracającym (rys.28.a), dla  $u_I < 0$ , dioda  $D$  jest wyłączona, zatem  $u_O = 0$ . Ponieważ pętla sprzężenia zwrotnego jest przzerwana, zatem zakres przejściowy włączania diody jest bardzo mały, równy  $U_D / K$ . Nawet przy bardzo małym ujemnym napięciu wejściowym wzmacniacz jest przesterowany i jego napięcie wyjściowe jest równe napięciu ograniczenia:  $u_O = U_{Omin}$ . Dla  $u_I > 0$  dioda  $D$  przewodzi, zamykając pętlę sprzężenia zwrotnego, a wzmacnienie układu wynosi

$$k_{fi} = \frac{u_O}{u_I} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (3.80)$$

Napięcie progowe diody  $U_D$  może być traktowane jako wyjściowe napięcie niezrównoważenia, które po sprowadzeniu do wejścia wzmacniacza odpowiada wartości  $U_{s0} = U_D / K$  (rys.3.28a). Redukcja wpływu rezystancji dynamicznej diody  $r_d$  jest analogiczna jak redukcja wpływu rezystancji wyjściowej wzmacniacza objętego pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego. Nieodwracający układ progowy jest więc równoważny „superdiodzie”  $D_p$  o parametrach szcztkowych:  $U_D / K \approx 0$ ,  $r_d / K \approx 0$  oraz wzmacnieniu  $k_{fi} = 1 + R_2 / R_1$ .

Opisany układ posiada tę wadę, że w zakresie ograniczania wzmacniacz operacyjny jest przesterowany ujemnym napięciem wejściowym, co zwiększa czas wyjścia z zakresu ograniczania do zakresu przenoszenia (mała częstotliwość pracy).

Wady tej nie posiada odwracający układ progowy przedstawiony na rys.3.28b. W układzie tym w zakresie przenoszenia (tzn. dla  $u_I > 0$ ) dioda  $D$  jest włączona, wskutek czego pętla sprzężenia zwrotnego jest zamknięta. Dla odcinkowo-liniowej aproksymacji charakterystyki diody otrzymujemy

$$u_O = -\frac{R_2}{R_1} \left[ u_I + \frac{U_D}{K} \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \right] \frac{1}{1 + \frac{1}{K} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{r_d}{R_1 \parallel R_2} \right)} \approx -\frac{R_2}{R_1} u_I \quad (3.81)$$

Napięcie progowe diody  $U_D$  i jej rezystancja dynamiczna  $r_d$  są silnie zredukowane i mogą być pominięte. W zakresie ograniczenia, tzn. dla  $u_I < 0$ , dioda  $D$  jest wyłączona, a dioda  $D'$  przewodzi, zapobiegając przesterowaniu wzmacniacza. Wtedy napięcia są równe

$$u'_o = U'_D, \quad u'_i = U'_D / K$$

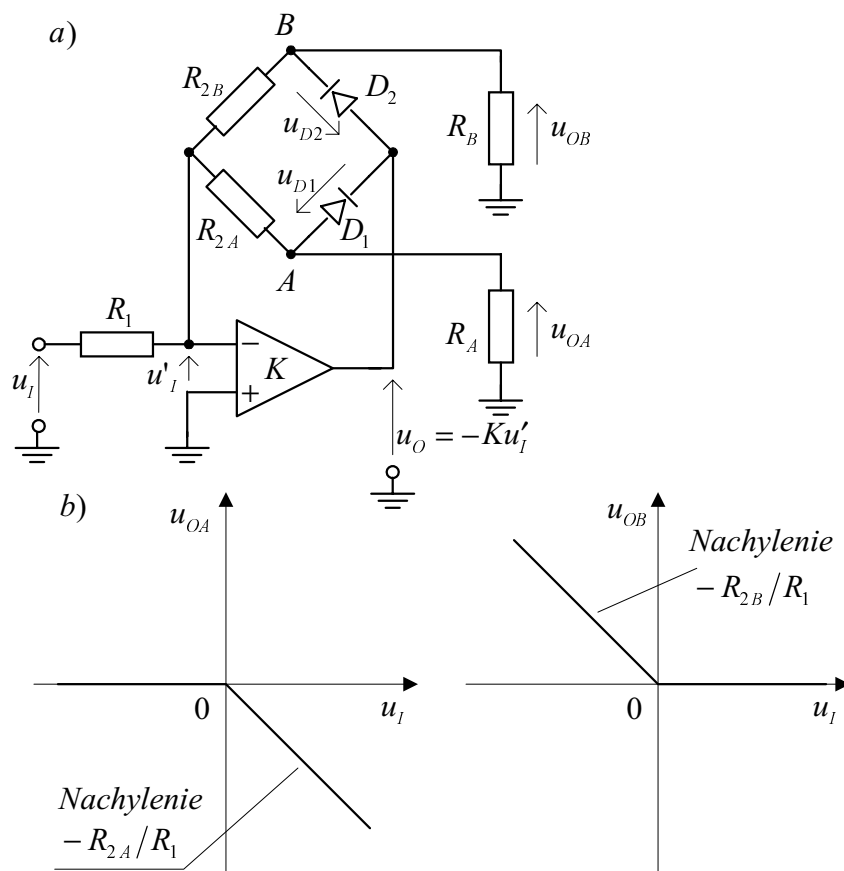
Wejściowe napięcie różnicowe  $u'_i$  przedostaje się na wyjście przez rezystancję sprzężenia zwrotnego  $R_2$  dając napięcie błędu

$$u_o \approx -U'_D / K \approx 0 \quad (3.82)$$

Odwracający układ progowy jest więc równoważny „superdiodzie”  $D_p$  o parametrach szczytkowych  $(1 + R_1/R_2)U_D/K \approx 0$ ,  $r_d/K \approx 0$  i wzmacnieniu  $k_{fi} = -R_2/R_1$ .

Na rys.3.29 przedstawiono dwuwyjściowy układ progowy (precyzyjny prostownik jednopółkowy z oddzielnymi wyjściami dla półokresu dodatniego i ujemnego [45] o podobnych właściwościach jakie posiada układ z rys.3.28b.

Jeżeli w układzie napięcie wejściowe  $u_i$  jest dodatnie, to napięcie wyjściowe wzmacniacza jest ujemne ( $u_o = -K u_i$ ) i dlatego przewodzi dioda  $D_1$ , zaś dioda  $D_2$  jest spolaryzowana zaporowo i nie przewodzi. Gdy  $u_i < 0$ , to  $u_o > 0$  i przewodzi dioda  $D_2$ , natomiast dioda  $D_1$  jest wyłączona.



Rys.3.29. Dwuwyjściowy układ progowy: a) schemat, b) charakterystyki statyczne w przypadku  $K \rightarrow \infty$

Każda z diod, zależnie od polaryzacji napięcia wejściowego, zamyka pętlę ujemnego sprzężenia zwrotnego o różnych parametrach.

Wykorzystując koncepcję „bezpłodowego zwarcia” na wejściu wzmacniacza operacyjnego, przy  $K \rightarrow \infty$ , otrzymujemy następujące wyrażenie określające napięcia na wyjściach prostownika

$$u_{OA} = \begin{cases} -\frac{R_{2A}}{R_1} u_I & \text{przy } u_I > 0 \\ 0 & \text{przy } u_I \leq 0 \end{cases} \quad (3.83)$$

$$u_{OB} = \begin{cases} -\frac{R_{2B}}{R_1} u_I & \text{przy } u_I > 0 \\ 0 & \text{przy } u_I \geq 0 \end{cases} \quad (3.84)$$

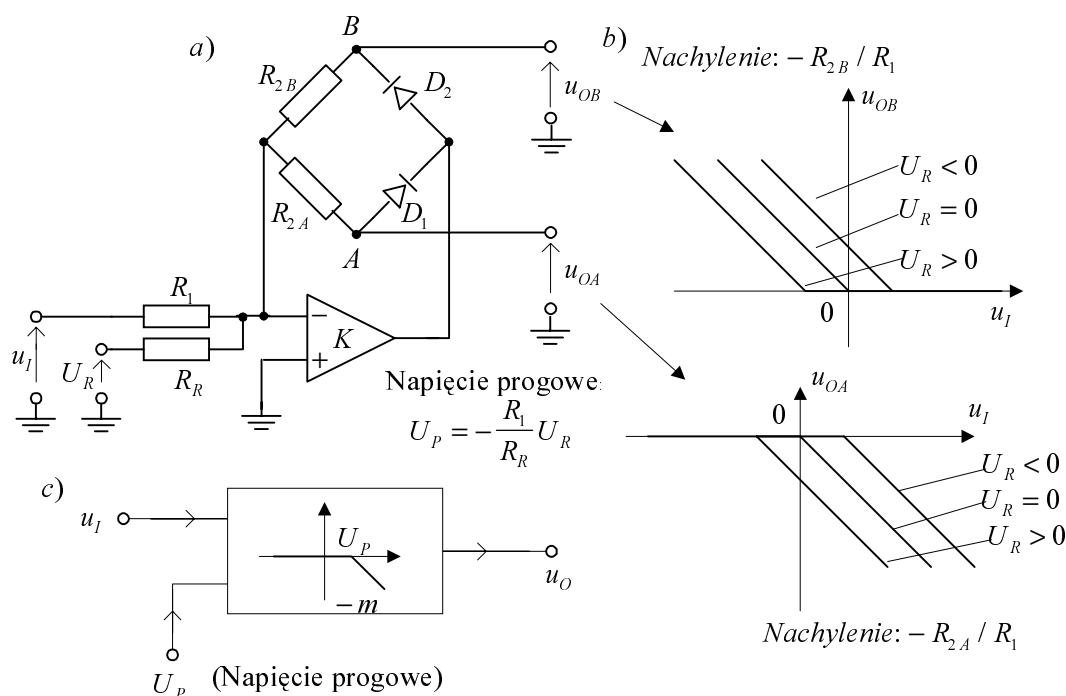
Bardziej ogólnym rozwiązaniem idealnych elementów progowych są układy, których charakterystyki posiadają punkt załamania przesunięty o pewną wartość progową  $U_p$  względem początku układu współrzędnych. Takie elementarne układy progowe o charakterystykach jak na rys.3.27, lecz przesuniętych względem początku układu współrzędnych o dowolną dodatnią lub ujemną wartość progową są często wykorzystywane do syntezy charakterystyk odcinkami liniowych. Na rys.3.30 przedstawiono układ z regulowanym progiem charakterystyk przejściowych, który różni się od układu z rys.3.29 jedynie niewielką modyfikacją obwodu wejściowego [45].

Charakterystyki przejściowe układu opisują zależności

$$u_{OA} = \begin{cases} -\frac{R_{2A}}{R_1} (u_I - U_p) & \text{dla } u_I > U_p \\ 0 & \text{dla } u_I \leq U_p \end{cases} \quad (3.85)$$

$$u_{OB} = \begin{cases} -\frac{R_{2B}}{R_1} (u_I - U_p) & \text{dla } u_I < U_p \\ 0 & \text{dla } u_I \geq U_p \end{cases} \quad (3.86)$$

przy czym  $U_p$  jest wejściowym napięciem progowym:  
 $U_p = -(R_1/R_R) U_R$ .



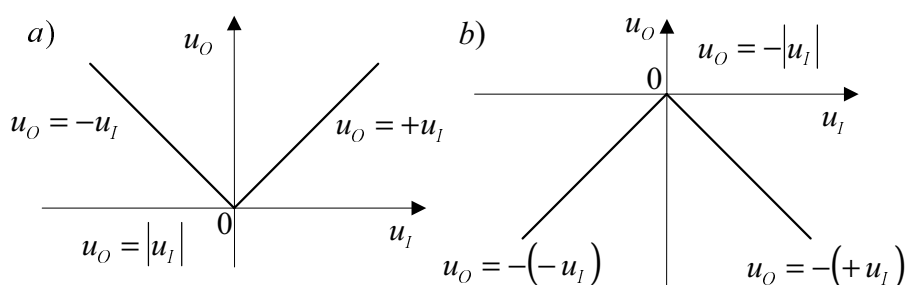
Rys.3.30. Układ progowy z regulacją progu charakterystyk: a) schemat układu, b) charakterystyki przejściowe, c) schemat blokowy

### 3.4.3. Układy realizujące wartość bezwzględną (precyzyjne prostowniki dwupołówkowe)

Charakterystyki przejściowe idealnego układu operacyjnego do wyznaczania wartości bezwzględnej (nazywanego również precyzyjnym prostownikiem dwupołówkowym) opisuje zależność

$$u_O = a |u_I| \quad (3.87)$$

przy czym stała  $a$  może być dodatnia lub ujemna (np.  $a = \pm 1$  jak na rys.3.31).



Rys.3.31. Charakterystyki przejściowe układu operacyjnego do wyznaczania wartości bezwzględnej: a) stała  $a = 1$ , b) stała  $a = -1$

Istnieje wiele możliwych rozwiązań układów wyznaczających wartość bezwzględną, przy czym zasada ich działania opiera się najczęściej na diodowych układach prostowniczych objętych pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego w celu zredukowania wpływu napięć przewodzenia i rezystancji dynamicznych użytych diod.

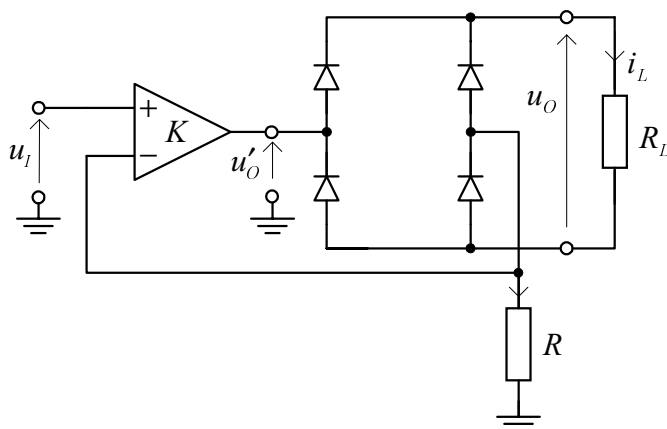
Zasada ta jest wykorzystana w prostym układzie precyzyjnego prostownika dwupołówkowego na rys.3.32, w którym  $u_I = u_R = u'_O / K$ . Gdy  $K \rightarrow \infty$ , to  $u_I = u_R$ , zaś  $u_R = R i_L$  oraz  $u_O = R_L |i_L|$ .

Wynika stąd, że

$$u_O = (R_L / R) |u_I| \quad (3.88)$$

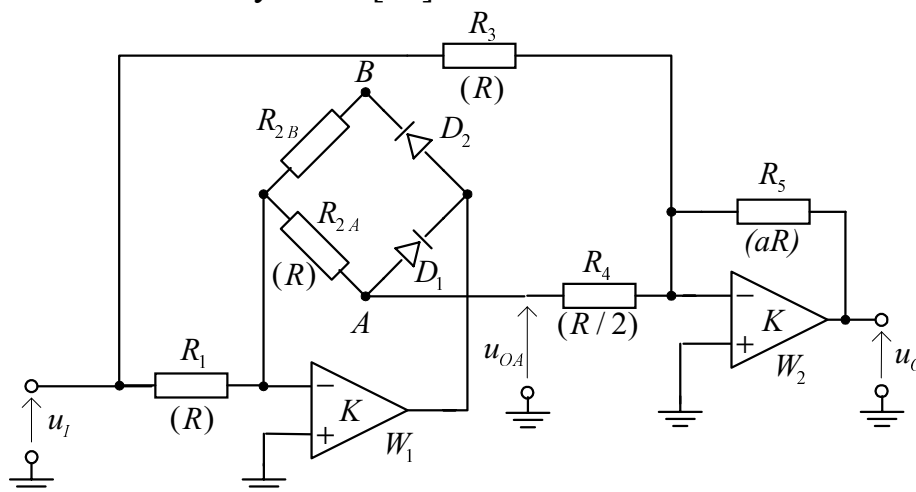
przy czym:  $a = R_L / R$ .

Wadą tego rozwiązania jest to, że napięcie wyjściowe  $u_O$  nie ma wspólnego punktu z masą układu.



Rys.3.32. Precyzyjny prostownik dwupołówkowy

Inny przykład układu wyznaczającego wartość bezwzględną przedstawiono na rys.3.33 [45].



Rys.3.33. Układ operacyjny do wyznaczania wartości bezwzględnej

Zawiera on układ progowy ze wzmacniaczem operacyjnym  $W_1$  (identyczny jak opisany wcześniej na rys.3.29) oraz sumator zrealizowany na wzmacniaczu  $W_2$ . Układ progowy realizuje funkcję

$$u_{OA} = \begin{cases} -(R_{2A} / R_1) u_I, & u_I > 0 \\ 0, & u_I \leq 0 \end{cases} \quad (3.89)$$

zaś wzmacniacz sumujący  $W_2$  wykonuje operację

$$u_O = -\frac{R_5}{R_3} u_I - \frac{R_5}{R_4} u_{OA} \quad (3.90)$$

Podstawiając (3.90) do (3.89) otrzymujemy

$$u_O = \begin{cases} \left[ \frac{R_{2A} R_5}{R_1 R_4} - \frac{R_5}{R_3} \right] u_I, & u_I > 0 \\ -\frac{R_5}{R_3} u_I, & u_I \leq 0 \end{cases} \quad (3.91)$$

Dobierając rezystancje w układzie

$$\frac{R_5}{R_3} = a \geq 1; \quad \frac{R_{2A} R_5}{R_1 R_4} = 2a \quad (\text{np.: } R_1 = R_{2A} = R_3 = 2 R_4 = R_5 / a = R),$$

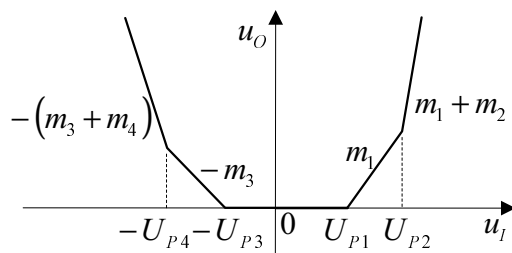
otrzymujemy napięcie wyjściowe  $+a u_I$ , przy  $u_I > 0$ , oraz  $-a u_I$ , przy  $u_I < 0$ , czyli

$$u_O = a |u_I| = \frac{R_5}{R} |u_I|, \quad (R_5 \geq R) \quad (3.92)$$

#### 3.4.4. Metody realizacji charakterystyk aproksymowanych odcinkami prostoliniowymi

W praktyce często zachodzi potrzeba wytwarzania zadanej funkcji nieliniowej metodą aproksymacyjną, przy funkcji aproksymującej odcinkami liniowymi. Dowolną charakterystykę przejściową odcinkami liniową można otrzymać w wyniku superpozycji określonej liczby elementarnych układów progowych o odpowiednio dobranych nachyleniach liniowego odcinka ( $m_1, m_2, \dots$ ) oraz punktów załamania ustalonych za pomocą napięć progowych  $U_{P1}, U_{P2}, \dots$  (lub prądów progowych  $I_{P1}, I_{P2}, \dots$  w przypadku, gdy układ realizowany jest w trybie prądowym).

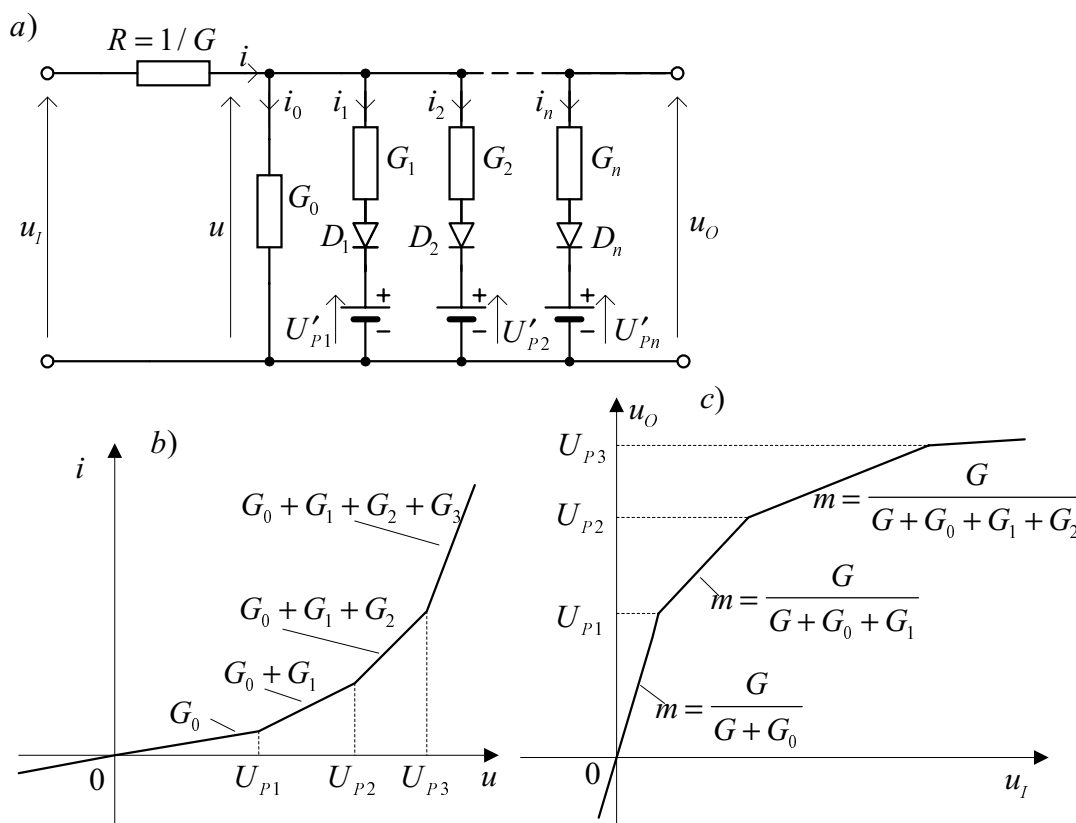
Na rys.3.34 podano przykład realizacji charakterystyki uzyskanej w wyniku sumowania czterech elementarnych układów progowych



$$u_O = \sum_{i=1}^4 u_{Oi}(U_{Pi}, m_i)$$

Rys.3.34. Przykład realizacji charakterystyki odcinkami liniowej

Elementarne układy progowe mogą być realizowane w oparciu o wzmacniacze operacyjne, co jednak w przypadku wytwarzania wieloodcinkowej charakterystyki przejściowej skutkuje dość dużą złożonością układu i znacznym ograniczeniem maksymalnej częstotliwości pracy. Na rys.3.35 przedstawiono prosty przykład realizacji wypukłej charakterystyki przejściowej odcinkami liniowej  $u_O = f(u_I)$ , utworzonej za pomocą sieci złożonej z rezystorów i diod [45].

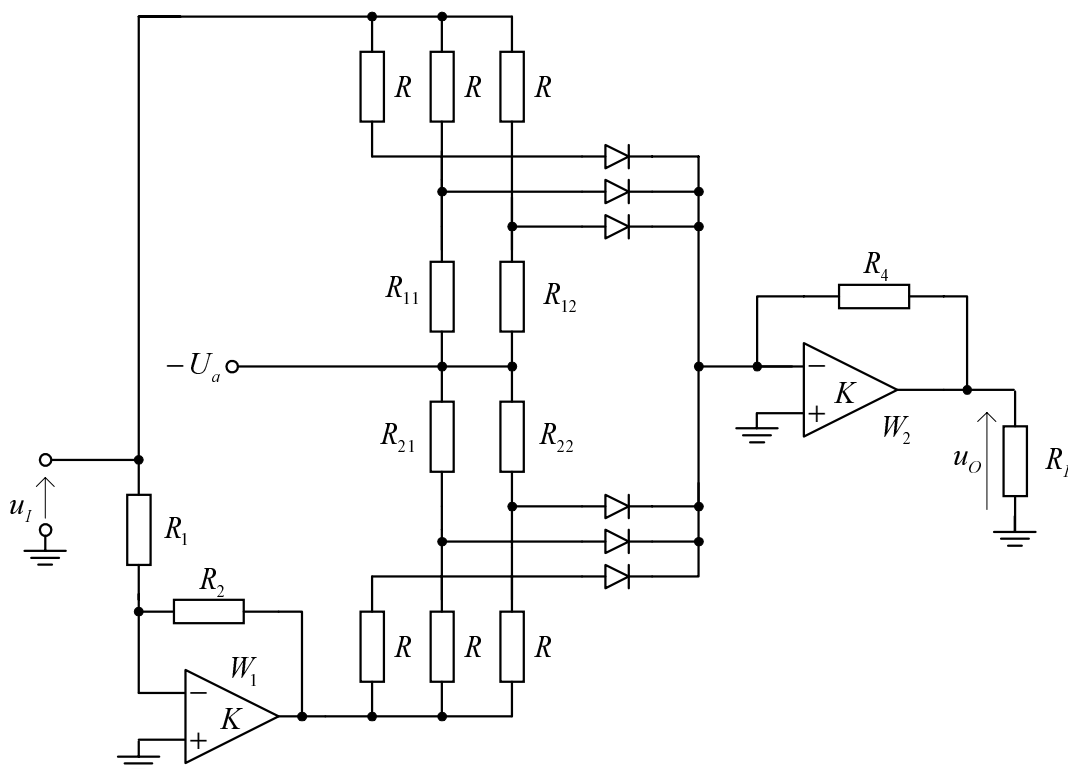


Rys.3.35. Generator funkcji nieliniowej złożony z kluczy diodowych i rezystorów (a) i jego charakterystyki (b, c)





Charakterystyka przejściowa układu jest realizowana metodą aproksymacyjną, przy czym aproksymacja jest cztero-odcinkowa w trzeciej i czwartej ćwiartce. Napięcie na wyjściu wzmacniacza  $W_1$  jest odwrócone w fazie o  $180^\circ$  względem napięcia wejściowego, dzięki czemu uzyskujemy symetryczne sterowanie drabinek diodowo - rezystancyjnych: drabinki z rezystorami  $R_{11}$ ,  $R_{12}$  napięciem  $u_I$ , zaś drabinki z rezystorami  $R_{21}$ ,  $R_{22}$  napięciem  $-u_I$ . W ten sposób uzyskuje się realizację obu gałęzi paraboli kwadratowej. Przy napięciu wejściowym mniejszym od napięcia przewodzenia diod napięcie wyjściowe jest równe zero. W miarę wzrostu napięcia wejściowego między wejście wzmacniacza operacyjnego  $W_2$  a wejście całego układu są dołączane równolegle kolejne rezystory  $R$  w drabinie diodowo - rezystancyjnej z rezystorami  $R_{11}$ ,  $R_{12}$ , co powoduje zmniejszenie rezystancji gałęzi sprzężenia zwrotnego i zwiększenie wzmocnienia układu.



Rys.3.36. Schemat ideowy dwu-ćwiartkowego przekształtnika parabolicznego

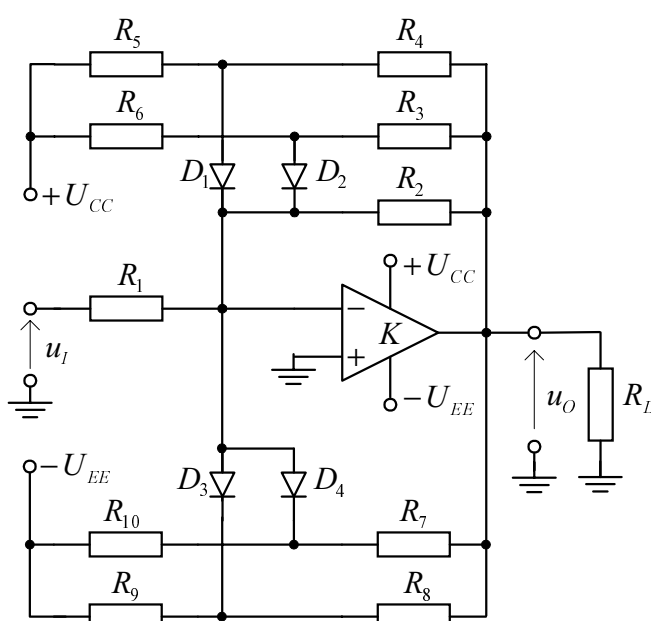
W miarę zmniejszania napięcia wejściowego dołączane są równolegle kolejno rezystory  $R$  w drabinie diodowo - rezystancyjnej z rezystorami  $R_{21}$ ,  $R_{22}$ . Układ umożliwia realizację funkcji kwadratowych w zakresie napięć wejściowych od  $-3,5\text{ V}$  do  $+3,5\text{ V}$  (przy popularnych wzmacniaczach operacyjnych) z błędem mniejszym od  $\pm 2\%$  przy maksymalnej wartości napięcia  $u_O$ .

### 3.4.5.2. Przekształtnik przebiegów trójkątnych na sinusoidalne

Schemat ideowy układu przedstawiono na rys.3.37.

Charakterystyka przejściowa jest realizowana metodą aproksymacyjną, przy aproksymacji trójdcinkowej w pierwszej i trzeciej ćwiartce. W miarę wzrostu napięcia  $u_I$  dołączają się równolegle do rezystora  $R_2$  kolejno  $R_3$  i  $R_4$  (a w miarę zmniejszania tego napięcia - kolejno  $R_7$  i  $R_8$ ) powodując zmniejszenie rezystancji gałęzi sprzężenia zwrotnego i wzmacnienia układu.

Układ umożliwia przekształcenie fali trójkątnej w sinusoidalną o współczynniku zawartości harmonicznym mniejszym niż 2%.



Rys.3.37. Schemat ideowy przekształtnika przebiegów trójkątnych na sinusoidalne

Amplituda napięcia wyjściowego może być ustalana w szerokim zakresie zmienności, przy czym jej minimalna wartość ograniczona jest wielokrotnością napięcia  $U_D$ , a maksymalna - liniowością wzmacniacza operacyjnego.

## 3.5. KOMPARATORY

### 3.5.1. Monolityczne komparatory napięcia

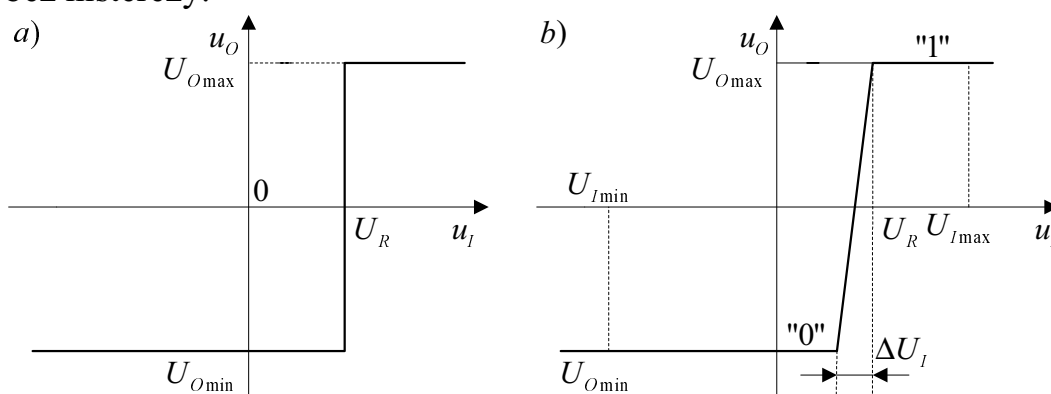
Funkcja układu porównującego polega na porównaniu wejściowego sygnału analogowego - napięciowego lub prądowego - z sygnałem odniesienia.

Idealna charakterystyka układu porównującego (rys.3.38a) jest opisana zależnością

$$U_o = \begin{cases} U_{o\min} & \text{dla } u_i < U_R \\ 0 & \text{dla } u_i = U_R \\ U_{o\max} & \text{dla } u_i > U_R \end{cases} \quad (3.97)$$

gdzie:  $U_R$  jest napięciem odniesienia.

Wśród układów porównujących wyróżnia się detektory przejścia przez zero ( $U_R = 0$ ) oraz dyskryminatory progowe ( $U_R \neq 0$ ), przy czym mogą to być układy odwracające lub nieodwracające, z histerezą lub bez histerezy.



Rys.3.38. Charakterystyki  $u_o = f(u_i)$  układu porównującego: a) idealnego, b) rzeczywistego

Do układów porównujących zalicza się również dyskryminatory okienkowe, w których sygnał wejściowy jest porównywany z dwoma napięciami odniesienia  $U_{R1}$  i  $U_{R2}$ . Przy użyciu dyskryminatora okienkowego możemy stwierdzić, czy sygnał wejściowy jest zawarty pomiędzy wartościami  $U_{R1}$  i  $U_{R2}$ , czy poza tym obszarem. Jako elementy porównujące najczęściej są stosowane scalone komparatory napięcia, specjalnie przeznaczone do tego celu i będące odmianą wyspecjalizowanych wzmacniaczy operacyjnych. Komparatory napięcia powinny charakteryzować się dużym wzmocnieniem oraz szerokim pasmem przenoszonych częstotliwości, aby czas odpowiedzi (czas zmiany stanu na wyjściu) był jak najmniejszy. Parametry te są zależne od siebie, a wiąże je iloczyn wzmocnienia i szerokości pasma.

Z tych względów komparatory napięcia zbudowane są podobnie jak szerokopasmowe wzmacniacze operacyjne. Jednakże w odróżnieniu od wzmacniaczy, napięcie wyjściowe komparatorów przyjmuje jedynie dwie skrajne wartości, a ponieważ pracują bez wewnętrznego sprzężenia zwrotnego, są stale przesterowywane. Dlatego komparatory są tak projektowane, aby wyeliminować konsekwencje wynikające z działania

w warunkach przesterowania, tj. aby przeciwdziałać nasyceniu tranzystorów. Ponadto poziomy napięcie na wyjściu komparatorów muszą być dostosowane do wymagań układów cyfrowych, z którymi będą współpracować (np.  $U_{OL}, U_{OH}$  w logice TTL lub CMOS). Z powyższych względów w komparatorach są zazwyczaj stosowane dodatkowe szybkie elementy ograniczające, a poziomy ograniczania  $U_{Omax}, U_{Omin}$  są stałe i dopasowywane do użytej logiki. Przy projektowaniu komparatorów uwzględnia się również fakt, że ich napięcia wyjściowe przyjmują tylko dwie skrajne wartości, co oznacza, że czas odpowiedzi (lub opóźnienie propagacyjne) ma większe znaczenie niż szerokość pasma. Z tego względu komparatory pracują bez kompensacji częstotliwościowej. Jednym z najważniejszych parametrów komparatora jest maksymalna szybkość zmiany napięcia wyjściowego, oznaczana  $S_{UOM}$ .

Komparatory napięcia są projektowane na szerszy - niż wzmacniacze operacyjne - zakres wejściowego sygnału wspólnego. Postępuje się tak nawet wtedy, gdy pociąga to za sobą zwiększenie wejściowego napięcia nie zrównoważenia i jego dryftu cieplnego, zmniejszenie rezystancji wejściowej, zwiększenie wejściowych prądów polaryzujących oraz wystąpienie niestabilności w liniowym zakresie pracy.

W rzeczywistym komparatorze charakterystyka  $u_o = f(u_i)$  zawiera pewien przedział nieokreśloności  $\Delta U_I$ , wynikający ze skończonej wartości wzmocnienia komparatora, któremu odpowiada przejście napięcia wyjściowego od poziomu logicznego „0” do poziomu logicznego „1” (rys.3.38b).

Szerokość przedziału  $\Delta U_I$ , wyrażona w miliwoltach, jest często nazywana czułością lub rozdzielczością komparatora.

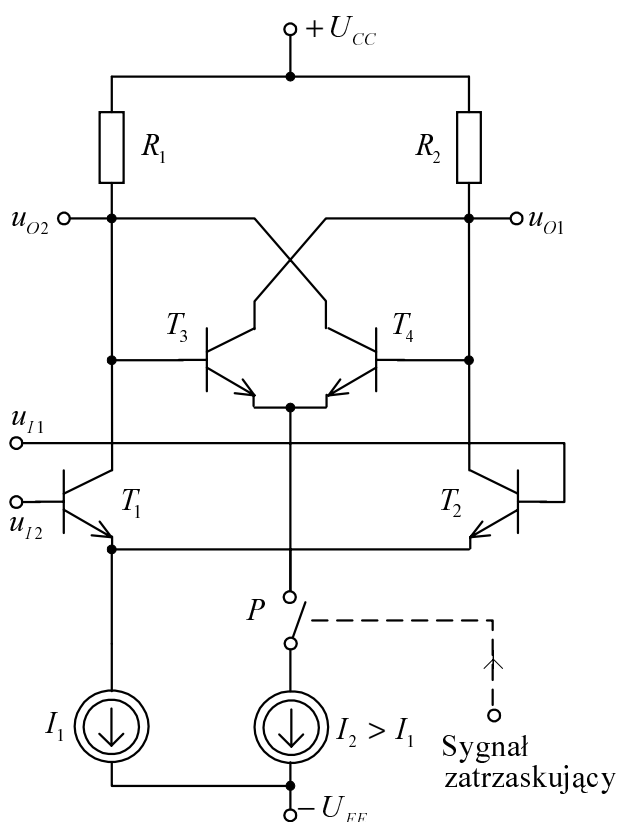
Ponieważ komparator napięcia jest szczególną odmianą wzmacniacza operacyjnego, zatem jego właściwości mogą być charakteryzowane za pomocą parametrów zbliżonych do parametrów wzmacniacza. Różnice w definicjach niektórych parametrów wynikają przede wszystkim z cyfrowego charakteru sygnału wyjściowego komparatora.

Komparatory ogólnie dzieli się na *nieregeneracyjne* i na *regeneracyjne*.

Pierwszym monolitycznym nieregeneracyjnym komparatorem napięcia był układ  $\mu A710$  opracowany w 1966 r przez firmę Fairchild Semiconductor. Jego struktura układowa jest podobna do struktury typowego wzmacniacza operacyjnego, przy uwzględnieniu wymienionych na wstępie uwag. Zapewnia on czas opóźnienia 40 ns, rozdzielczość 2 mV i maksymalny prąd polaryzacji 20  $\mu A$ .

W późniejszych rozwiązaniach szybkich komparatorów napięcia zastosowano dodatkowe zabiegi w celu polepszenia parametru  $S_{UOM}$ . Uzyskano to dzięki wprowadzeniu dodatkowych stopni wzmacniających przed różnicowym stopniem wejściowym, obcinaniu amplitudy sygnału za pomocą diod Schottky'ego oraz zastosowaniu wewnętrznego dodatniego sprzężenia zwrotnego w celu zwiększenia szybkości przerzutu (w komparatorach regeneracyjnych).

Szybkie komparatory napięcia charakteryzują się możliwością ich strobowania lub zatraskiwania. Strobowanie polega na wymuszaniu na wyjściu komparatora określonego stanu logicznego, niezależnie od zmian sygnału wejściowego. Natomiast zatraskiwanie pozwala na zapamiętanie na wyjściu komparatora stanu logicznego, który istniał w chwili, gdy sygnał zatraskujący rozpoczął oddziaływanie. Sygnał strobowy jest wprowadzany najczęściej do logicznych układów wyjściowych komparatora, a sygnał zatraskujący - do stopnia wejściowego. Zasadę budowy prostego układu zatraskowego szybkiego komparatora regeneracyjnego przedstawiono na rys.3.39.

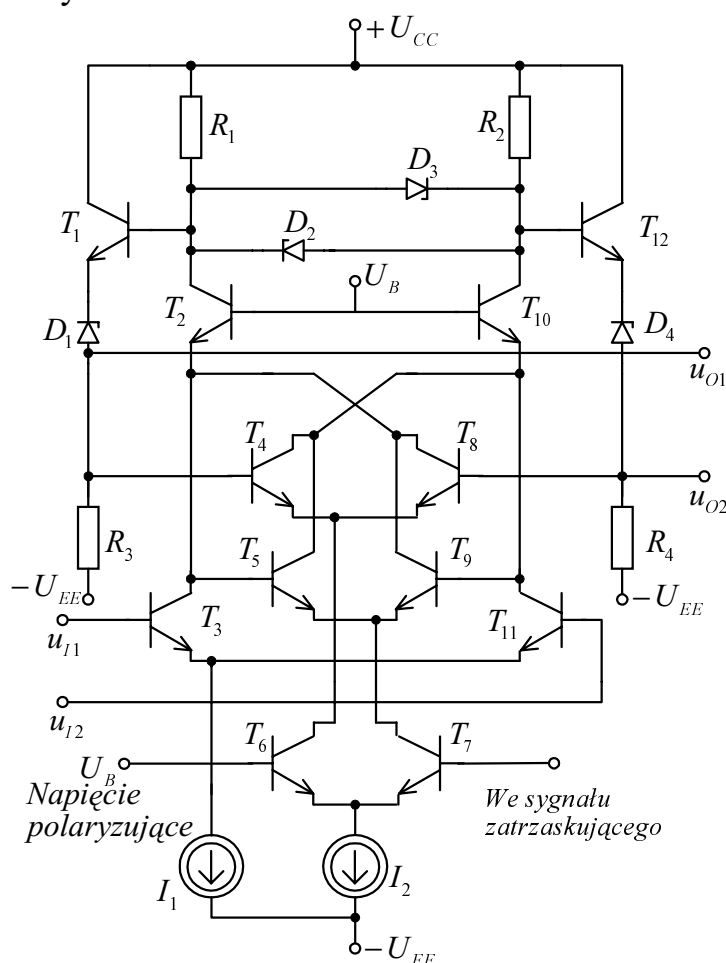


Rys.3.39. Zasada budowy układu zatraskującego szybkiego komparatora

Do kolektorów  $T_1$  i  $T_2$ , tworzących wejściowy stopień różnicowy (często każde z wejść komparatora poprzedza wtórnik emiterowy), przyłączona jest bazami para tranzystorów  $T_3$  i  $T_4$  w taki sposób, że wraz z rezystorami  $R_1$  i  $R_2$  tworzą symetryczny przerzutnik bistabilny.

Doprowadzenie sygnału zatraskującego powoduje zamknięcie klucza  $P$  i zapamiętanie stanu wyjściowego w przerzutniku zatraskowym z tranzystorami  $T_3$  i  $T_4$ . Aby stany nie uległy zmianie w czasie trwania sygnału zatraskującego, prąd źródła  $I_2$  musi być większy od prądu źródła  $I_1$ .

Przykładem szybkiego i zarazem dokładnego komparatora napięcia jest monolityczny układ Am685 firmy Advanced Micro Devices. Zapewnia on opóźnienie propagacyjne 7 ns, rozdzielczość 2 mV przy wejściowym prądzie polaryzującym 10  $\mu\text{A}$ , wejściowym prądzie niezrównoważenia 1  $\mu\text{A}$ , zakresie napięć wejściowych  $\pm 3,3\text{ V}$  i czasie zatraskiwania 2 ns. Uproszczony schemat układu przedstawiono na rys.3.40.



Rys.3.40. Uproszczony schemat komparatora Am685

Układ ma dwa wyjścia komplementarne typu „otwarty emiter”, wymagające zastosowania rezystorów obciążających ( $R_3, R_4 = 200\ \Omega - 2\text{ k}\Omega$ ). W kolektorach wejściowej pary różnicowej ( $T_3, T_{11}$ ) umieszczono w połączeniu krzyżowym dwie pary tranzystorowe ( $T_5, T_9$ ) i ( $T_4, T_8$ ) tworzące przerzutnik. W stanie zatrzaśnięcia (niski stan logiczny - 1,5 V na wejściu zatraskującym) źródło prądu  $I_2$  jest

przełączone do pary  $(T_4, T_8)$  i sygnał wejściowy nie wpływa na ustalone wcześniej stany wyjściowe komparatora.

Dopiero podanie wysokiego stanu logicznego (- 0,7 V) na wejście zatrzaskujące powoduje przełączenie prądu  $I_2$  do pary tranzystorowej  $(T_5, T_9)$ . Następuje powrót do normalnej pracy komparatora, przy której stany logiczne na wyjściach zależą od wejściowego sygnału różnicowego. W celu zminimalizowania wpływu pojemności obciążających kolektory różnicowej pary wejściowej (zwiększenie szybkości działania) zastosowano kaskadową budowę tego stopnia  $(T_3 - T_2, T_{11} - T_{10})$ . Diody Zenera  $D_1$  i  $D_4$  zapewniają przesunięcie poziomów napięciowych na wyjściach. Diody Schottky'ego  $D_2$  i  $D_3$  ograniczają zakres zmian napięcia wyjściowego. Dodatkowo sprzężenie zwrotne (typu regeneracyjnego) w przerzutnikowej części komparatora (para  $T_5, T_9$ ) zwiększa szybkość przełączania układu.

### 3.5.2. Komparatory z histerezą

Komparator z histerezą (nazywany *przerzutnikiem Schmitta*) jest układem bistabilnym, którego charakterystyka statyczna  $u_o = f(u_i)$  ma kształt histerezy (rys.3.41d). Różnica napięć progowych przełączania układu jest szerokością strefy histerezy

$$U_{IH} = U_{I_{max}} - U_{I_{min}} \quad (3.98)$$

Komparator z histerezą można zrealizować przez wprowadzenie dostatecznie silnego dodatniego sprzężenia zwrotnego we wzmacniaczu o sprzężeniu bezpośrednim.

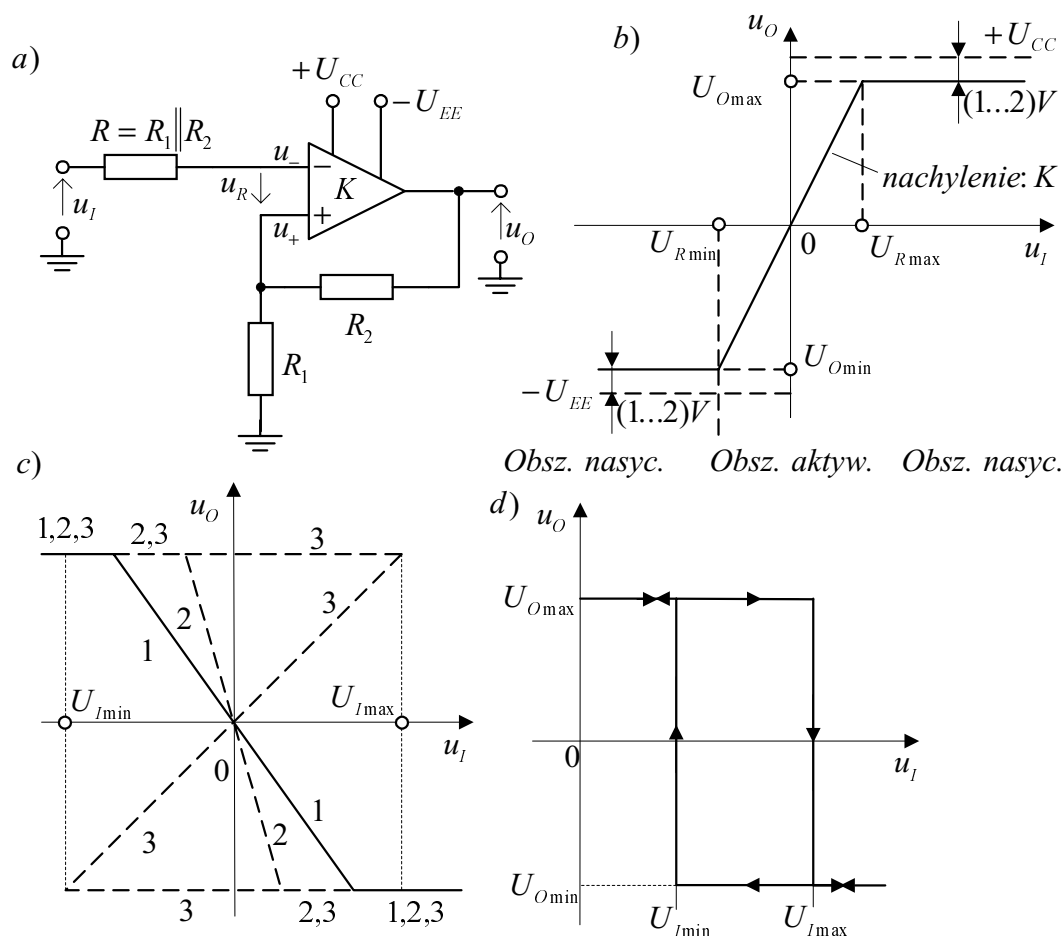
Wpływ dodatniego sprzężenia zwrotnego na charakterystykę statyczną  $u_o = f(u_i)$  rozpatrzmy na przykładzie wzmacniacza operacyjnego pracującego z zewnętrznym dodatnim sprzężeniem zwrotnym typu napięciowo - szeregowego (rys.3.41a).

Na rys.3.41b przedstawiono charakterystykę statyczną wzmacniacza operacyjnego, przy czym nachylenie charakterystyki w obszarze aktywnym odpowiada wzmocnieniu różnicowemu  $K = u_o / u_R$ .

Dla  $u_R > U_{R_{max}}$  oraz  $u_R < U_{R_{min}}$  wzmacniacz znajduje się w stanie nasycenia (lub ograniczania), utrzymując prawie stałe napięcie wyjściowe, odpowiednio  $U_{O_{max}}$  i  $U_{O_{min}}$ . Dla układu z rys 3.41a, przy braku sprzężenia zwrotnego (odłączone  $R_2$ ), nachylenie charakterystyki statycznej  $u_o = f(u_i)$  w obszarze aktywnym wynosi  $k_{f0} = -K$ ,



ponieważ  $u_I = -u_R$  (poszczególne odcinki charakterystyki, odpowiadającej temu przypadkowi, są oznaczone cyfrą 1 na rys.3.41c).



Rys.3.41. Wzmacniacz z dodatnim sprzężeniem zwrotnym: a) schemat, b) charakterystyka wzmacniacza operacyjnego, c) charakterystyki układu, d) charakterystyka typu histerezy

Wzmocnienie układu z zamkniętą pętlę dodatniego sprzężenia zwrotnego wynosi

$$k_{f0} = \frac{-K}{1 - K\beta} \quad (3.99)$$

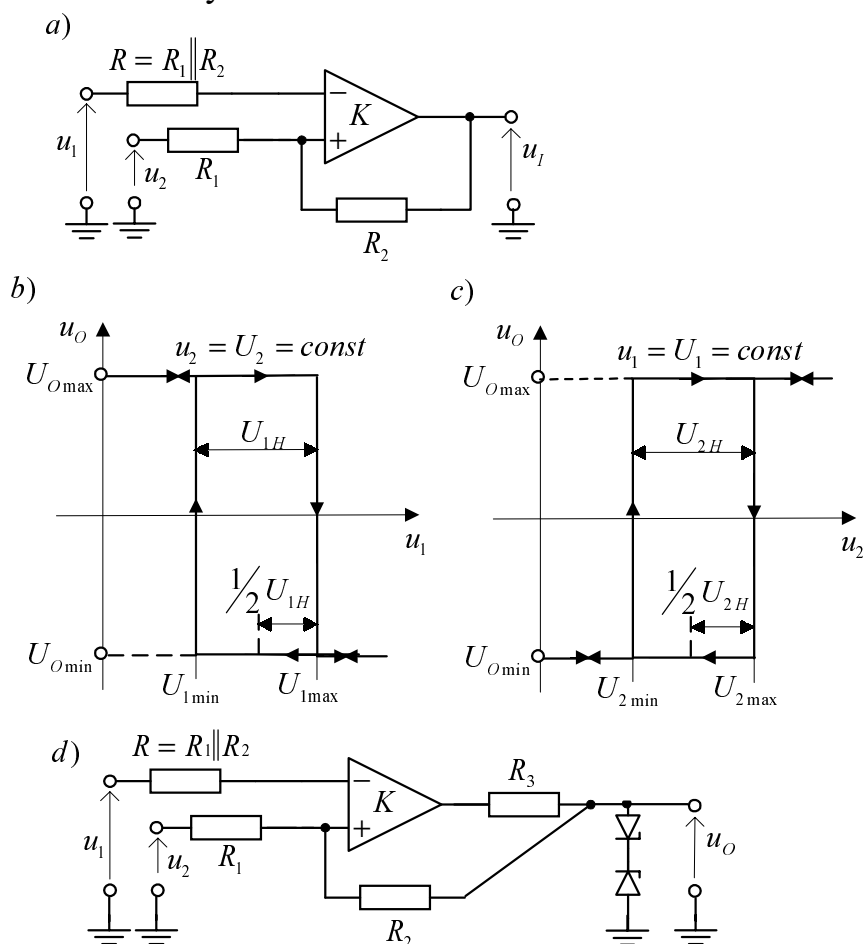
gdzie:  $\beta$  - współczynnik sprzężenia zwrotnego

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (3.99a)$$

Jeżeli we wzmacniaczu zastosujemy słabe sprzężenie zwrotne ( $K\beta < 1$ ), to środkowa część charakterystyki stanie się bardziej stroma (odcinki 2). Jeśli wprowadzimy silniejsze sprzężenie zwrotne, że  $K\beta > 1$  (układ niestabilny), to w chwili gdy układ wyjdzie z zakresu nasycenia, nachylenie charakterystyki stanie się dodatnie (odcinki 3).

Otrzymujemy układ, w którym pewna część charakterystyki  $u_o = f(u_i)$  jest funkcją trójwartościową.

Bardziej uniwersalne rozwiązanie komparatora przedstawiono na rys.3.42a. Komparator jest sterowany z jednego wejścia napięciem  $u_1(t)$  lub  $u_2(t)$ . Napięcie na drugim wejściu ma wartość stałą i może być wykorzystane do zmiany poziomów napięć progowych, bez wpływu na szerokość histerezy.



Rys.3.42. Komparator z histerezą: a) układ podstawowy, b) charakterystyka przejściowa komparatora odwracającego, c) charakterystyka przejściowa komparatora nieodwracającego, d) układ ze stabilizacją poziomów przejściowych

#### a) Komparator odwracający

Układ z rys.3.42a jest sterowany napięciem  $u_1(t)$ , przy  $u_2 = U_2 = \text{const}$ . W układzie tym napięcia progowe wynoszą

$$\left. \begin{aligned} U_{1\max} &= \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_2 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{o\max} \\ U_{1\min} &= \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_2 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{o\min} \end{aligned} \right\} \quad (3.100)$$

Na rys.3.42b pokazano charakterystykę przejściową tego układu.

b) Komparator nieodwracający

Układ z rys.3.42a jest sterowany napięciem  $u_2(t)$ , przy  $u_1 = U_1 = \text{const.}$

Napięcia progowe przełączania przerzutnika wynoszą

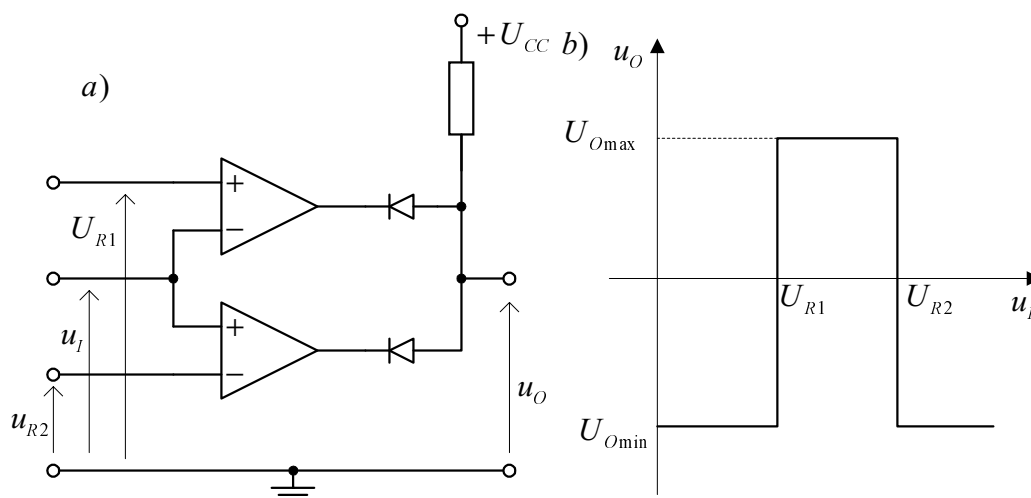
$$\left. \begin{aligned} U_{2\max} &= \frac{R_1 + R_2}{R_2} U_1 - \frac{R_1}{R_2} U_{o\min} \\ U_{2\min} &= \frac{R_1 + R_2}{R_2} U_1 - \frac{R_1}{R_2} U_{o\max} \end{aligned} \right\} \quad (3.101)$$

Poziomy wyjściowe komparatora można stabilizować przy użyciu symetrycznych diod Zenera (rys.3.42c). We wzorach (3.98 - 3.101) należy wtedy uwzględnić nowe wartości poziomów wyjściowych komparatora:  $U_{o\max} = -U_{o\min} = U_Z + U_D$ .

### 3.5.3. Dyskryminatory okienkowe

Szczególną odmianą układu porównującego jest dyskryminator okienkowy określający, czy wartość napięcia wejściowego mieści się w zadanym przedziale. Dyskryminatory tego rodzaju znajdują szerokie zastosowanie w technice pomiarowej i w układach sygnalizacyjnych. Najłatwiej można zbudować dyskryminator okienkowy stosując dwa scalone komparatory napięcia (np. podwójny komparator  $\mu A711$ ).

Na rys.3.43 przedstawiono prosty układ dyskryminatora okienkowego i jego charakterystykę  $u_o = f(u_i)$ .



Rys.3.43. Dyskryminator okienkowy: a) schemat układu, b) charakterystyka statyczna

Jeżeli sygnał wejściowy zawarty jest w przedziale od  $U_{R1}$  do  $U_{R2}$ , to na wyjściu uzyskuje się napięcie  $U_{Omax}$  s. Przy wartościach sygnału  $u_I$  leżących poza tym przedziałem, na wyjściu występuje napięcie  $U_{Omin}$ .