

# 16 WZMACNIACZE MOCY

## 16.1 SPECYFICZNE PROBLEMY WZMACNIACZY MOCY

Zadaniem wzmacniacza mocy jest dostarczenie do obciążenia odpowiednio dużej nie zniekształconej mocy użytecznej sygnału. Z tego względu warunki pracy tranzystorów są tu odmienne niż w stopniach małej mocy, ponieważ duży poziom sygnału wymaga pełniejszego wykorzystania granicznych, dopuszczalnych wartości mocy, prądów i napięć tranzystora.

Przy projektowaniu wzmacniaczy mocy brane są pod uwagę następujące czynniki:

- maksymalna moc wyjściowa  $P_{Lmax}$  przy nominalnej rezystancji obciążenia,
- zniekształcenia nieliniowe (współczynnik zawartości harmoniczných  $h$ ),
- zniekształcenia liniowe (dolna i górna częstotliwość graniczna  $f_d$  i  $f_g$ ),
- sprawność energetyczna  $\eta$ .

Wymienione parametry są wzajemnie od siebie uzależnione i przy ocenie wzmacniacza mocy wszystkie one muszą być traktowane łącznie. Maksymalna moc wyjściowa wzmacniacza jest ograniczona użytecznym polem charakterystyk wyjściowych zastosowanych tranzystorów.

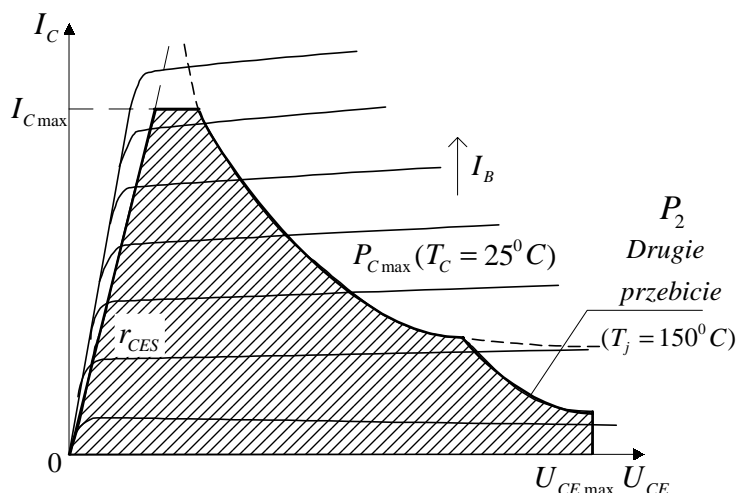
We wzmacniaczach mocy stosowane są powszechnie krzemowe tranzystory bipolarne i tranzystory MOS specjalnej konstrukcji. Użyteczny obszar charakterystyk wyjściowych tych tranzystorów jest ograniczony dopuszczalnymi wartościami mocy strat oraz prądów i napięć. Przykładowo na rys.16.1 przedstawiono zestaw tych ograniczeń dla tranzystora bipolarnego w polu jego charakterystyk wyjściowych.

Użyteczny obszar charakterystyk wyjściowych tranzystora bipolarnego ograniczają następujące linie:

- $P_{Cmax}$  - maksymalna moc strat wynikająca z możliwości rozproszenia średniej mocy wydzielonej w tranzystorze i maksymalnej temperatury struktury tranzystora,
- $P_2$  - krytyczna moc tzw. drugiego przebiecia, ograniczająca

dopuszczalną moc strat przy dużych napięciach  $U_{CE}$ ,

- $U_{CE \max}$  - maksymalna chwilowa wartość napięcia  $U_{CE}$ ,
- $I_{CE \max}$  - maksymalna chwilowa wartość prądu kolektora,
- $r_{CES}$  - linia odpowiadająca umownej wartości rezystancji  $r_{CES}$ , która oddziela użyteczny obszar charakterystyk tranzystora od obszaru nasycenia.



Rys.16.1. Użyteczny obszar charakterystyk wyjściowych tranzystora bipolarnego we wzmacniaczu mocy

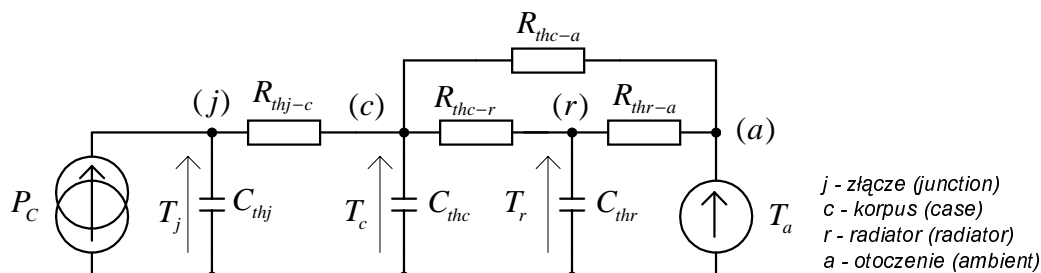
Z wyszczególnionych ograniczeń najistotniejsze jest ograniczenie maksymalnej mocy strat, gdyż zawsze iloczyn  $I_{C \max} U_{CE \max}$  jest znacznie większy niż  $P_{C \max}$ .

### 16.1.1. Odprowadzenie ciepła z tranzystora mocy

Maksymalna moc strat zależy od dopuszczalnej temperatury półprzewodnika  $T_{j \max}$ , temperatury obudowy  $T_c$  oraz rezystancji termicznej między półprzewodnikiem a obudową  $R_{thj-c}$

$$P_{C \max} = \frac{T_{j \max} - T_c}{R_{thj-c}} \quad (16.1)$$

Na rys.16.2 przedstawiono zastępczy układ dla wielkości moc - temperatura, reprezentujący proces wymiany ciepła między złączem kolektorowym a otoczeniem.



Rys.16.2. Ciepły schemat zastępczy tranzystora

Rezystancje cieplne  $R_{thj-c}, R_{thc-r}, R_{thc-a}, R_{thr-a}$  wraz z pojemnościami cieplnymi  $C_{thj}, C_{thc}, C_{thr}$  obrazują transmisję ciepła od złącza kolektorowego do korpusu tranzystora ( $R_{thj-c}, C_{thj}$ ), od korpusu do radiatora i otoczenia ( $R_{thc-r}, R_{thc-a}, C_{thc}$ ) i od radiatora do otoczenia ( $R_{thr-a}, C_{thr}$ ).

Rezystancję i pojemność cieplną definiujemy w następujący sposób

$$\left. \begin{aligned} R_{th} &= \frac{\Delta T}{P} \\ C_{th} &= \frac{\Delta Q}{\Delta T} \end{aligned} \right\} \quad (16.2)$$

gdzie:

$\Delta T$  - różnica temperatur ośrodków wymieniających ciepło,

$P$  - odprowadzana moc,

$\Delta Q$  - przyrost energii cieplnej zmagazynowanej w danym obszarze przy różnicy temperatur  $\Delta T$ .

Na rys.16.2 przez  $T_j, T_c, T_r, T_a$  oznaczono odpowiednio temperatury złącza kolektorowego, korpusu tranzystora, radiatora i otoczenia. Aby temperatura złącza nie przekroczyła maksymalnej dopuszczalnej wartości  $T_{j\max}$ , przy najwyższej przewidywanej temperaturze otoczenia  $T_{a\max}$ , musi być spełniony warunek

$$\Delta T_{\max} = T_{j\max} - T_{a\max} \leq R_{th} P_{C\max} \quad (16.3)$$

gdzie przyjęto, że główną część mocy wydzielonej w złączu stanowi moc kolektora.

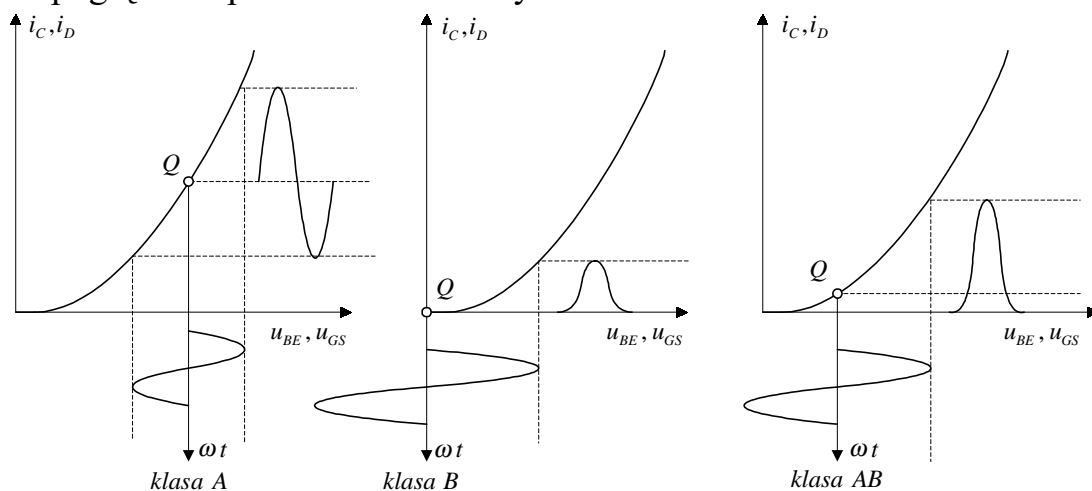
Na podstawie schematu zastępczego z rys.16.2 możemy określić związek między temperaturą złącza  $T_j$ , temperaturą otoczenia  $T_a$  a mocą  $P_C$  wydzielaną w tranzystorze w stanie ustalonym.

$$T_j - T_a = P_C [(R_{thc-r} + R_{thr-a}) \parallel R_{thc-a} + R_{thj-c}] = R_{th} P_C \quad (16.4)$$

Zależność (16.4) może być wykorzystana do obliczeń konstrukcji radiatora. Ze względów ekonomicznych i funkcjonalnych stosuje się możliwie mały radiator, co w konsekwencji prowadzi do tego, że temperatura złącza tranzystora jest bliska maksymalnej. Pociąga to za sobą konieczność bardzo starannej stabilizacji temperaturowej punktu pracy tranzystora. Moc wydzielona w tranzystorze powoduje przyrost temperatury jego złącza, a przyrost temperatury przy nieodpowiedniej stabilizacji punktu pracy powoduje wzrost prądu kolektora i dalsze zwiększenie mocy strat. W układzie moc - temperatura występuje sprzężenie zwrotne, które w pewnych warunkach może być dodatnie. Jeżeli jest ono dostatecznie silne, to układ staje się niestabilny i temperatura złącza narasta aż do zniszczenia tranzystora.

### 16.1.2. Klasy pracy wzmacniaczy

Podział wzmacniaczy na klasy pracy jest dokonywany w zależności od kąta przepływu prądu wyjściowego  $\Theta$ , który wiąże się z położeniem punktu pracy na charakterystyce przejściowej tranzystora, co poglądowo przedstawiono na rys.16.3.



Rys.16.3. Klasy pracy wzmacniaczy

Z położenia punktu pracy wynika, że moc tracona w tranzystorze przy braku sygnału zależy od klasy pracy i jest największa w klasie A.

W klasie B kąt przepływu prądu jest bliski  $180^\circ$ , zaś punkt pracy leży w pobliżu granicy odcięcia prądu. Ponieważ sygnał wyjściowy zawiera tylko połowę sygnału wejściowego, zatem konieczne jest zastosowanie drugiego elementu wzmacniającego, odtwarzającego drugą połowę sygnału, tzn. praca w klasie B jest możliwa tylko w układzie symetrycznym (przeciwsobnym).

Klasa AB jest pośrednią między klasą A i B ( $180^\circ < \Theta < 360^\circ$ ).

Ze względu na zniekształcenia nieliniowe praca układu w klasie AB jest możliwa, podobnie jak w klasie B, tylko w układach przeciwsobnych.

We wzmacniaczu klasy C punkt pracy elementu aktywnego jest tak ustawiony, że kąt przepływu prądu w obwodzie wyjściowym tego elementu jest mniejszy od  $180^\circ$  ( $0 < \Theta < 180^\circ$ ).

Klasa C nie może być stosowana we wzmacniaczach częstotliwości akustycznych, ponieważ nawet przy zastosowaniu układu przeciwsobnego istnieje część okresu, w której odcięte są obydwa elementy wzmacniające i sygnał wyjściowy na rezystorze obciążenia jest zniekształcony. Klasę C stosuje się we wzmacniaczach rezonansowych, w których obciążenie jest dołączone do tranzystora przez obwód rezonansowy o dużej dobroci i wówczas napięcie na obwodzie jest sinusoidalne niezależnie od kształtu impulsu prądu doprowadzonego do tego obwodu.

### **16.1.3. Układy sprzęgające obciążenie ze wzmacniaczem**

Ze względu na transmisję dużych mocy ze wzmacniacza do obciążenia sprzężenie pojemnościowe nie jest najlepszym rozwiązaniem, z uwagi na duże stałe czasowe oraz duże prądy. Przy małej wartości rezystancji obciążenia, pojemność sprzęgająca musi być duża dla zapewnienia wymaganej wartości dolnej pulsacji granicznej. Elementem sprzęgającym umożliwiającym równoczesne dopasowanie pomiędzy wzmacniaczem a obciążeniem jest transformator. Posiada on jednak wiele wad, z których najważniejsze to:

- ograniczenie charakterystyki częstotliwościowej,
- duże gabaryty i ciężar.

W układach scalonych eliminuje się elementy sprzęgające poprzez symetryczne zasilanie z dwóch źródeł napięcia, co umożliwia realizację układu, w którym składowa stała napięcia wyjściowego jest równa zeru.

### **16.1.4. Zniekształcenia nieliniowe we wzmacniaczach mocy**

Bardzo ważnym parametrem dla wzmacniaczy mocy są zniekształcenia nieliniowe. Wynika to z wielkosygnałowej pracy elementów wzmacniających, których parametry zmieniają się w szerokich granicach w zależności od położenia chwilowego punktu pracy, zmieniającego się wraz z chwilową wartością sygnału sterującego. Wzmacniacze mocy nie są więc ściśle biorąc układami liniowymi, a tylko przy prawidłowym doborze warunków pracy

elementów wzmacniających mogą być traktowane jako układy prawie liniowe. Dla oceny zniekształcenia sygnału wyjściowego definiuje się współczynnik zniekształceń nieliniowych  $h$

$$h = \sqrt{h_2^2 + h_3^2 + h_4^2 + \dots} = \sqrt{\sum_{k=2}^n h_k^2} \quad (16.5)$$

przy czym stosunek  $k$ -tej harmonicznej do pierwszej harmonicznej

$$h_k = \frac{I_k}{I_1} \quad (16.6)$$

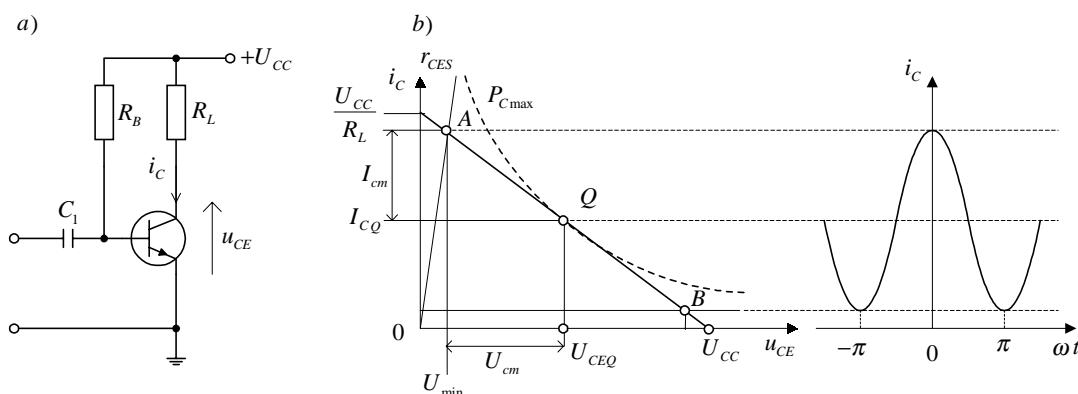
nazywa się zawartością  $k$ -tej harmonicznej. Zazwyczaj amplitudy harmoniczných maleją wraz ze wzrostem ich rzędu.

## 16.2. WZMACNIACZE MOCY KLASY A

### 16.2.1. Wzmacniacz z obciążeniem rezystancyjnym bezpośrednio włączonym w obwód kolektora

Bezpośrednie włączenie obciążenia w obwód kolektora, jak w najprostszym wzmacniaczu na rys.16.4a, ma bardzo ograniczone zastosowanie w praktyce, głównie ze względu na przepływ składowej stałej prądu w obciążeniu ( np. w głośniku jest on niepożądany) oraz niewielką sprawność energetyczną. Zależności energetyczne tego układu mogą jednak dla nas stanowić pewne odniesienie dla porównania i oceny innych rozwiązań układowych wzmacniaczy mocy.

Jak pokazano na rys.16.4b, chwilowy punkt pracy tranzystora przemieszcza się po linii prostej (charakterystyce roboczej) określonej równaniem:  $U_{CC} = u_{CE} + i_C R_L$ .



Rys.16.4. Wzmacniacz z obciążeniem rezystancyjnym w kolektorze:  
a) schemat, b) charakterystyka robocza układu

Największą moc wyjściową (wydzieloną w rezystancji  $R_L$ ) uzyskuje się, gdy spoczynkowy punkt pracy  $Q$  jest tak dobrany, że leży on na hiperboli maksymalnej mocy strat  $P_{C\max}$  i posiada współrzędne

$$U_{CEQ} = \frac{U_{CC}}{2}, \quad I_{CQ} = \frac{2 P_{C\max}}{U_{CC}} \quad (16.7)$$

Charakterystyka robocza jest wtedy styczna do hiperboli  $P_{C\max}$  w punkcie  $Q$  i odpowiada rezystancji  $R_L$  nazywanej optymalną. Stąd  $R_{Lopt}$  wynosi

$$R_L = \frac{U_{CC} - U_{CEQ}}{I_{CQ}} = \frac{U_{CEQ}}{I_{CQ}} = \frac{U_{CC}}{2 I_{CQ}} = \frac{U_{CC}^2}{4 P_{C\max}} = R_{Lopt} \quad (16.8)$$

Przy sinusoidalnym wysterowaniu tranzystora, gdy napięcie  $u_{CE}(t) = U_{CEQ} + U_{cm} \sin \omega t$ , moc sygnału zmiennego wydzielona w obciążeniu wynosi

$$P_L = \frac{U_{cm}^2}{2 R_L} \quad (16.9)$$

Jak wynika z rys.16.4b, maksymalna amplituda napięcia  $U_{cm}$  i prądu  $I_{cm}$  w obciążeniu wynika z ograniczenia użytecznego obszaru charakterystyk tranzystora, wprowadzonego linią  $r_{CES}$  rozgraniczającą obszar nasycenia od obszaru aktywnego.

$$\begin{aligned} U_{cm} &= U_{CEQ} - U_{\min} = \xi U_{CEQ} \\ I_{cm} &= \frac{U_{cm}}{R_L} = I_{CQ} \xi \end{aligned} \quad (16.10)$$

przy czym

$$\xi = \frac{U_{cm}}{U_{CEQ}} = 1 - \frac{U_{\min}}{U_{CEQ}} = \frac{R_L}{R_L + r_{CES}} \quad (16.11)$$

jest nazywany *współczynnikiem wykorzystania napięcia*.

Wykorzystując zależności (16.8) – (16.11), otrzymujemy

$$P_{L\max} = \xi^2 \frac{U_{CEQ}^2}{2 R_{Lopt}} = \xi^2 \frac{P_{C\max}}{2} \quad (16.12)$$

Średnia moc dostarczona ze źródła zasilania wynosi

$$P_D = \frac{1}{T} \int_0^T U_{CC} i_C(t) dt = U_{CC} I_{CQ} = 2 P_{C \max} \quad (16.13)$$

Na podstawie zależności (16.12, 16.13) można wyznaczyć sprawność energetyczną układu

$$\eta_{\max} = \frac{P_{L \max}}{P_D} = \frac{\xi^2 \frac{P_{C \max}}{2}}{2 P_{C \max}} = \frac{\xi^2}{4} \quad (16.14)$$

W granicznym przypadku, przy założeniu  $U_{cm} = U_{CEQ}$ , tzn. przy pominięciu ograniczenia użytecznego obszaru charakterystyk tranzystora linią  $r_{CES}$ , współczynnik wykorzystania napięcia  $\xi = 1$ , a z zależności (16.12, 16.14) otrzymujemy

$$\begin{aligned} P_{L \max} &= \frac{P_{C \max}}{2} \\ \eta_{\max} &= \frac{1}{4} \rightarrow 25\% \end{aligned} \quad (16.15)$$

Przy niepełnymysterowaniu wzmacniacza, tzn. dla  $I'_{cm} = k I_{CQ}$ ,  $U_{cm} = k \xi U_{CC}$ , ( $k = U_{in} / U_{in \max} \leq 1$ ) moc wyjściowa i sprawność ulegają zmniejszeniu  $k$ -krotnie, zatem

$$\eta_{\max}(k) = \frac{P_L(k)}{P_D} = \frac{1}{4} \xi^2 k^2 \quad (16.16)$$

Układ charakteryzuje się bardzo małą sprawnością, co wiąże się z tym, że w obciążeniu wydziela się bezproduktywnie moc prądu stałego  $P_{LDC} = I_{CQ}^2 R_L$  niezależnie od amplitudy sygnału zmiennego. Moc strat w tranzystorze jest największa i równa  $P_{C \max}$ , gdy wzmacniacz nie jest sterowany.

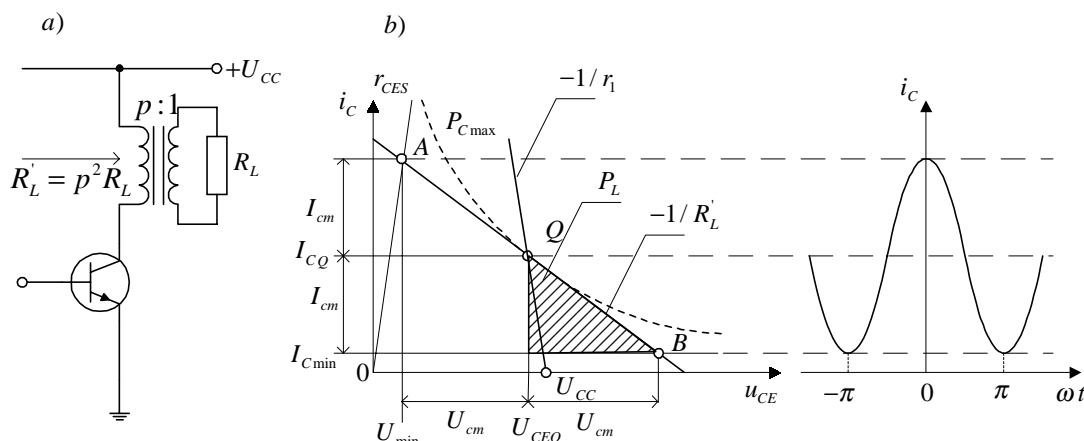
### 16.2.2. Wzmacniacz ze sprzężeniem transformatorowym

Wzmacniacz mocy klasy A z obciążeniem dopasowanym za pomocą transformatora stosuje się w ograniczonych przypadkach dla skrajnych wartości rezystancji obciążenia (bardzo dużych lub bardzo małych) lub, gdy konieczna jest izolacja galwaniczna obciążenia. Transformatory mają bowiem liczne wady, takie jak: wysoka cena, duży ciężar i rozmiary, powodują ograniczenie pasma częstotliwości przenoszonych przez wzmacniacz. Wprowadzają także nieliniowe



zniekształcenia sygnałów, głównie wskutek nieliniowości krzywej magnesowania. Uproszczony schemat ideowy wzmacniacza mocy w klasie A z transformatorowym dopasowaniem obciążenia wraz z jego charakterystyką roboczą przedstawiono na rys.16.5.

Charakterystyka robocza (prosta pracy) jest linią prostą wyznaczoną przez przetransformowaną rezystancję obciążenia  $R'_L = p^2 R_L$  ( $p$ - przekładnia transformatora).



Rys.16.5. Wzmacniacz z obciążeniem transformatorowym:  
a) schemat, b) charakterystyka robocza

Prostą pracy dla prądu stałego wyznacza niewielka rezystancja  $r_1$  uzwojenia pierwotnego transformatora, tak że

$$U_{CEQ} = U_{CC} - r_1 I_{CQ} \approx U_{CC}$$

Aby zapewnić dobre wykorzystanie tranzystora, prosta pracy powinna przecinać całe pole jego charakterystyk wyjściowych i przebiegać stycznie do hiperboli maksymalnej mocy strat  $P_{Cmax}$ . Spoczynkowy punkt pracy powinien leżeć w pobliżu środka prostej pracy. Odpowiada to optymalnej przetransformowanej rezystancji obciążenia

$$R'_L = \frac{U_{cm}}{I_{cm}} = \frac{U_{CEQ}}{I_{CQ}} \quad (16.17)$$

W celu dopasowania obciążenia należy dobrać przekładnię transformatora  $p_{opt} = \sqrt{R'_L / R_L}$ . Zakładając małą rezystancję uzwojeń transformatora dla prądu stałego  $U_{CEQ} \approx U_{CC}$ , a moc pobierana ze źródła zasilania wynosi

$$P_D = U_{CEQ} I_{CQ} \quad (16.18)$$

Przy pełnym wysterowaniu wzmacniacza amplituda napięcia zmiennego

wynosi

$$U_{cm} = U_{CEQ} - U_{min} = \xi U_{CEQ} \quad (16.19)$$

gdzie:  $\xi = 1 - U_{min} / U_{CEQ}$  jest współczynnikiem wykorzystania napięcia.

W obwodzie kolektora płynie prąd o amplitudzie

$$I_{cm} = I_{CQ} - I_{min} = \gamma I_{CQ} \quad (16.20)$$

gdzie  $\gamma = 1 - I_{min} / I_{CQ}$  jest współczynnikiem wykorzystania prądu.

Na podstawie zależności (16.18 – 16.20) możemy wyznaczyć moc wyjściową wzmacniacza przy pełnymysterowaniu

$$P_{Lmax} = \frac{1}{2} U_{cm} I_{cm} = \frac{1}{2} (\xi \gamma P_D) \quad (16.21)$$

Maksymalna sprawność energetyczna (przy pełnymysterowaniu) jest równa

$$\eta_{max} = \frac{P_{Lmax}}{P_D} = \frac{1}{2} (\xi \gamma) \quad (16.22)$$

Gdyby element wzmacniający był idealny, tzn.  $U_{min} = 0$ ,  $I_{min} = 0$  ( $\xi = \gamma = 1$ ), to maksymalna sprawność energetyczna wzmacniacza byłaby równa:  $\eta_{max} = 50\%$ . W rzeczywistym wzmacniaczu transformatorowym w klasie A z tranzystorem bipolarnym maksymalna sprawność osiąga 35 – 45 %.

Jeżeliysterowanie jest niepełne ( $k = U_i / U_{i max} \leq 1$ ), to

$$I'_{cm}(k) = k \gamma I_{CQ}, \quad U'_{cm}(k) = k \xi U_{CEQ} \quad (16.23)$$

$$P_L(k) = \frac{1}{2} (\xi \gamma k^2 P_D) = k^2 P_{Lmax} \quad (16.24)$$

$$\eta(k) = \frac{P_L}{P_D} = \frac{1}{2} (\xi \gamma k^2) = k^2 \eta_{max} \quad (16.25)$$

Moc tracona w tranzystorze wynosi

$$P_C = P_D - P_L = P_D (1 - \eta) \quad (16.26)$$

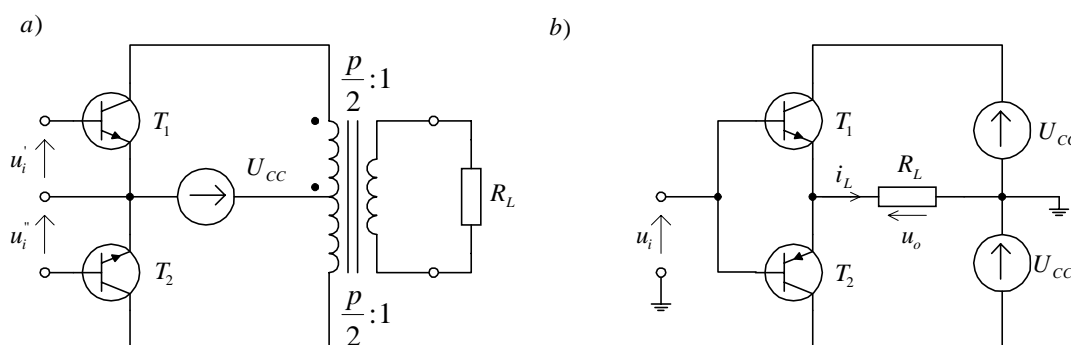
Sprawność energetyczna jest proporcjonalna do kwadratu współczynnikaysterowania  $k$  i dla sygnałów o dużej dynamice zmian (np. dla sygnałów akustycznych) średnia sprawność jest bardzo mała, a moc dostarczona z zasilacza jest praktycznie tracona w elemencie wzmacniającym.

### 16.3. PRZECIWSOBNE WZMACNIACZE KLASY B i AB

W przeciwsobnych wzmacniaczach klasy B punkty pracy obu symetrycznych elementów wzmacniających leżą w pobliżu odcięcia prądu. Dzięki temu moc tracona w tranzystorach przy braku sygnału sterującego jest bardzo mała, co eliminuje główną wadę wzmacniacza klasy A.

Prąd dostarczany przez źródło zasilania jest zależny od sygnału sterującego. W porównaniu ze wzmacniaczem klasy A, wzmacniacz klasy B odznacza się dużo większą sprawnością przy pełnymysterowaniu, jak też i znacznie większą średnią sprawnością roboczą.

Wzmacniacze klasy B mogą pracować w układzie przeciwsobnym z transformatorem wyjściowym (rys.16.6a), albo w układzie przeciwsobnym beztransformatorowym (rys.16.6b), który w istocie stanowi symetryczny wtórnik emiterowy, omówiony w rozdziale 10.4.3. W dalszych rozważaniach zajmiemy się beztransformatorowym układem z rys.16.6b.

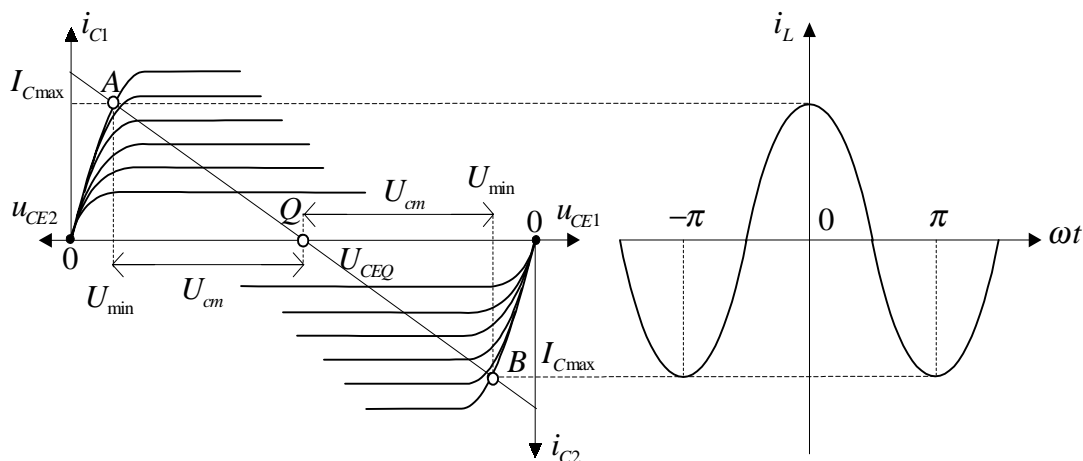


Rys.16.6. Uproszczone schematy ideowe przeciwsobnych wzmacniaczy klasy B:  
a) transformatorowego, b) beztransformatorowego

#### 16.3.1. Zależności energetyczne wzmacniacza klasy B

Na rys.16.7. przedstawiono prostą pracy i spoczynkowy punkt pracy  $Q$  tranzystorów w polu ich charakterystyk wyjściowych. Na rysunku tym pokazano również wykres czasowy przebiegu prądu kolektorów przy maksymalnymysterowaniu wzmacniacza sygnałem sinusoidalnym.

Przy brakuysterowania spoczynkowy punkt pracy  $Q$  jest określony przez współrzędne:  $U_{CEQ} = U_{CC}$ ,  $I_{CQ} = 0$ .



Rys.16.7. Prosta pracy i przebiegi czasowe prądów kolektorów tranzystorów przeciwsobnego wzmacniacza w klasie B.

Przyysterowaniu napięciem sinusoidalnym prąd kolektora tranzystora  $T_1$  płynie w czasie jednej połowy okresu, a w czasie drugiej połowy prąd płynie przez tranzystor  $T_2$ . Przy pełnymysterowaniu na rezystancji  $R_L$  występuje napięcie o amplitudzie

$$U_{cm} = U_{CEQ} - U_{min} = \xi U_{CEQ} = \xi U_{CC} \quad (16.27)$$

gdzie  $\xi = 1 - U_{min} / U_{CEQ}$  jest współczynnikiem wykorzystania napięcia.

W obwodzie kolektora płynie prąd o amplitudzie

$$I_{cm} = I_{Cmax} - I_{CQ} = I_{Cmax} \quad (16.28)$$

Moc wyjściowa przy pełnymysterowaniu wynosi

$$P_{Lmax} = \frac{1}{2} U_{cm} I_{cm} = \frac{1}{2} (\xi U_{CEQ} I_{Cmax}) \quad (16.29)$$

Maksymalna moc dostarczona ze źródeł zasilających wynosi

$$P_{Dmax} = 2 U_{CC} I_{sr} \quad (16.30)$$

Przy pobudzeniu sinusoidalnym średni prąd zasilania jest równy

$$I_{sr} = \frac{I_{cm}}{\pi} = \frac{I_{Cmax} - I_{CQ}}{\pi} = \frac{I_{Cmax}}{\pi} \quad (16.31)$$

Po podstawieniu (16.31) do (16.30) otrzymuje się

$$P_{Dmax} = \frac{2}{\pi} U_{CC} (I_{Cmax} - I_{CQ}) = \frac{2}{\pi} U_{CC} I_{Cmax} \quad (16.32)$$

Maksymalną sprawność energetyczną możemy wyznaczyć w oparciu o zależności (16.29) i (16.32)

$$\eta_{max} = \frac{P_{Lmax}}{P_{Dmax}} = \frac{\pi}{4} \xi \quad (16.33)$$

Przy idealnym elemencie wzmacniającym  $U_{\min}=0$ , ( $\xi=1$ ) maksymalna sprawność wzmacniacza klasy B wynosi  $\eta_{\max} = \frac{\pi}{4} = 78,5\%$ .

W rzeczywistym wzmacniaczu z tranzystorami bipolarnymi maksymalna sprawność energetyczna osiąga wartość 65 – 70%.

W warunkach zmiennego wysteroowania, gdy  $0 < k \leq 1$ , amplitudy prądu i napięcia wynoszą odpowiednio

$$I'_{cm} = k I_{C\max}, \quad U'_{cm} = k \xi U_{CEQ} \quad (16.34)$$

Moc wyjściowa

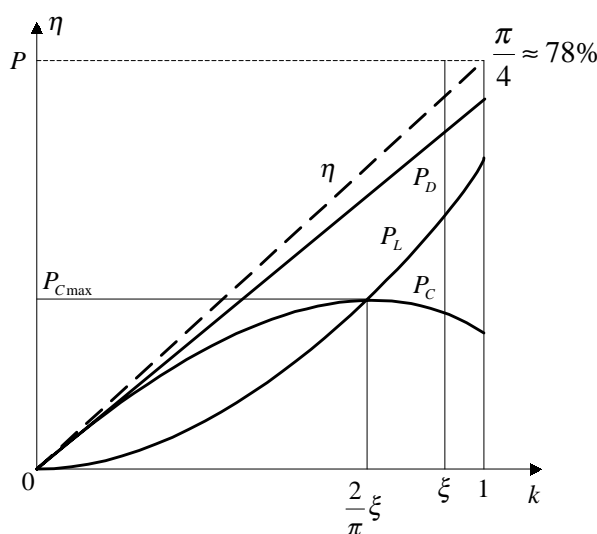
$$P_L = k^2 P_{L\max} \quad (16.35)$$

moc dostarczona

$$P_D = k P_{D\max} \quad (16.36)$$

oraz sprawność energetyczna

$$\eta(k) = k \eta_{\max} \quad (16.37)$$



Rys.16.8. Zależności mocy dostarczonej, mocy wyjściowej, mocy strat i sprawności od współczynnika wysteroowania wzmacniacza klasy B

Moc tracona w tranzystorach wynosi

$$P_C = P_D - P_L = k P_{D\max} - k^2 P_{L\max} \quad (16.38)$$

Moc ta osiąga maksymalną wartość przy współczynniku wysteroowania

$k = k_m = \frac{2}{\pi \xi} \approx \frac{2}{\pi}$  i wynosi

$$P_{C\max} = \frac{1}{\pi^2} U_{CEQ} I_{C\max} = \frac{1}{\pi^2} U_{CC} I_{C\max} \quad (16.39)$$

Wyprowadzone zależności mocy dostarczonej, mocy wyjściowej, mocy strat i sprawności energetycznej we wzmacniaczu klasy B przedstawiono graficznie na rys.16.8.

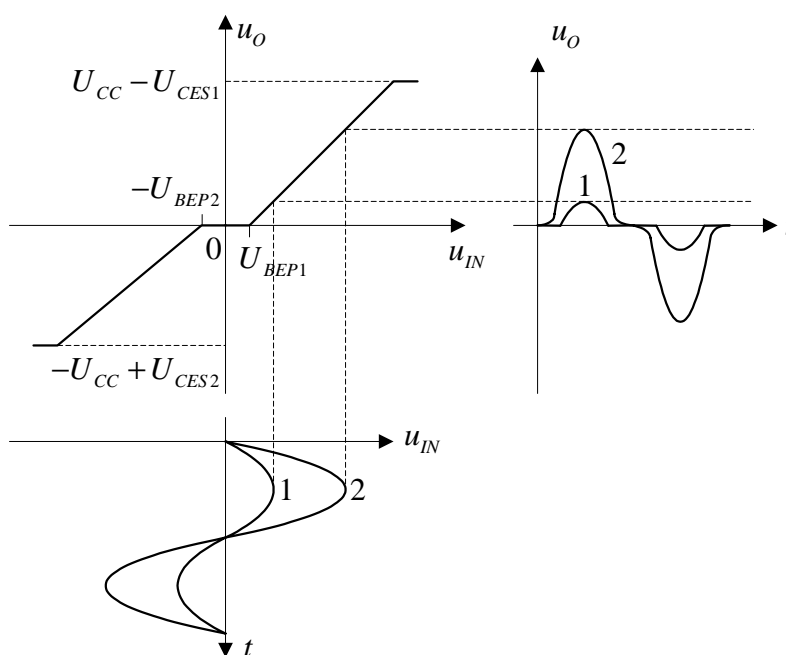
### 16.3.2. Charakterystyka przejściowa i zniekształcenia nieliniowe

Przedstawiony na rys.16.6b uproszczony schemat ideowy przeciwsobnego wzmacniacza nie zawiera układu wstępnej polaryzacji baz tranzystorów, a zatem dla małych napięć wejściowych

$$U_{BEP2} < u_{IN} < U_{BEP1} \quad (16.40)$$

obydwa tranzystory są zatkane, a napięcie  $u_O = 0$  ( $U_{BEP}$  jest napięciem progowym przewodzenia tranzystora). Oznacza to, że bez wstępnej polaryzacji baz tranzystorów układ pracuje w płytkiej klasie C, dając nieliniową charakterystykę przejściową  $u_O = f(u_{IN})$ , jak na rys.16.9. Wynikiem nieliniowości charakterystyki przejściowej są zniekształcenia nieliniowe sygnału wyjściowego, nazywane zniekształceniami skośnymi (rys.16.9). Wpływ zniekształceń skośnych jest szczególnie odczuwalny przy małych napięciach wejściowych (napięcie wyjściowe 1 na rys.16.9).

Eliminacja zniekształceń skośnych nie jest możliwa przy pomocy ujemnego sprzężenia zwrotnego, bowiem ich źródłem jest nieprzewodzenie tranzystorów końcowego stopnia (związane z napięciem progowym przewodzenia  $U_{BEP}$ ), zatem w czasie ich powstawania pętla sprzężenia zwrotnego jest otwarta.

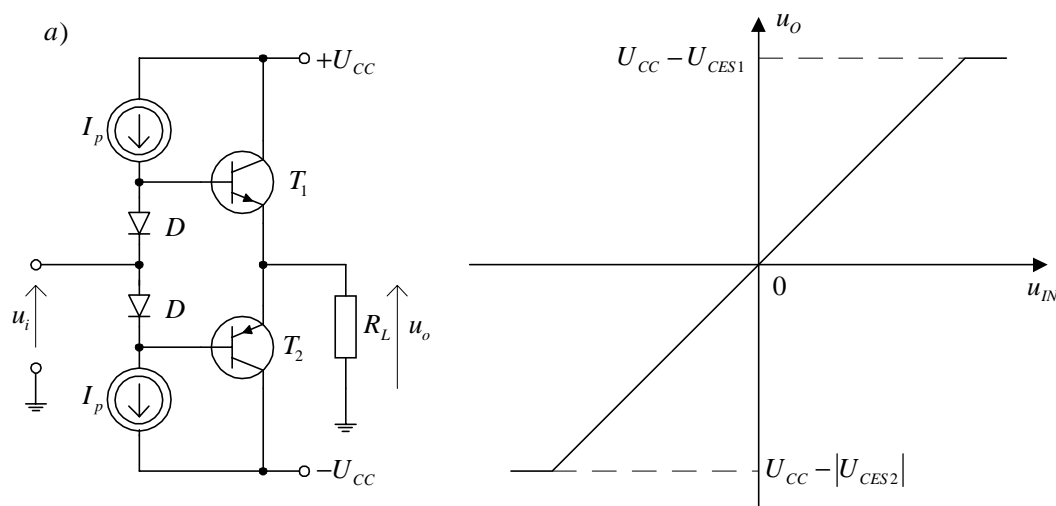


Rys.16.9. Charakterystyka przejściowa układu z rys.16.6 b i ilustracja zniekształceń nieliniowych

Usunięcie lub znaczne zmniejszenie zniekształceń skrośnych jest możliwe przez zastosowanie wstępnej polaryzacji obwodu baz tranzystorów ustalającej właściwe spoczynkowe prądy baz i kolektorów.

Na rys.16.10a przedstawiono ideę diodowego układu wstępnej polaryzacji i stabilizacji ustalonych punktów pracy tranzystorów  $T_1$  i  $T_2$ , a na rys.16.10b - charakterystykę przejściową otrzymanego układu wzmacniacza klasy AB.

Optymalna wartość prądu spoczynkowego kolektora, zapewniająca minimalne zniekształcenia skrośne, może być określona jedynie drogą eksperymentalną, jednak dla celów praktycznych można przyjąć, że jest ona rzędu kilku procent wartości prądu  $I_{C_{max}}$ , a więc wpływa tylko nieznacznie na sprawność układu.



Rys.16.10. Wzmacniacz klasy AB:

- a) układ wstępnej polaryzacji i stabilizacji punktów pracy tranzystorów,
- b) charakterystyka przejściowa wzmacniacza

## 16.4. ROZWIĄZANIA UKŁADOWE WZMACNIACZY KLASY AB

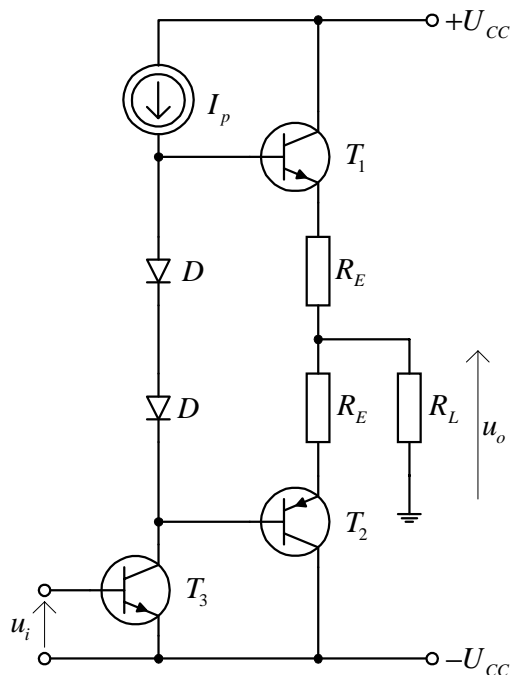
Podstawowy układ wstępnej polaryzacji i stabilizacji punktu pracy przedstawiono na rys.16.10a. Diody  $D$  wprowadzone do obwodów baz tranzystorów powinny pracować w tych samych warunkach termicznych co tranzystory. Wtedy cieplne zmiany napięcia przewodzenia  $U_D$  będą odtwarzać zmiany napięcia  $U_{BE}$  stanowiące

główne źródło niestabilności punktu pracy i w układzie nastąpi częściowa lub całkowita kompensacja temperaturowych zmian prądu kolektora. W układach scalonych jest możliwe osiągnięcie prawie 100 % sprzężenia termicznego pomiędzy tranzystorami a diodami.

W układach dyskretnych, gdzie takie sprzężenie będzie słabsze, prąd spoczynkowy stabilizuje się dodatkowo stosując USZ dla każdego z tranzystorów (rys.16.11).

W celu zwiększenia wzmocnienia napięciowego i prądowego można zastąpić jedno za źródeł prądowych w schemacie ideowym na rys.16.10a wzmacniaczem w konfiguracji OE, jak to pokazano na rys.16.11. Rolę tego wzmacniacza pełni tranzystor  $T_3$ , którego emiter jest dołączony do ujemnego bieguna baterii  $-U_{CC}$ . Oznacza to, że sterowanie tranzystorem  $T_3$ , musi być dokonane za pośrednictwem układu przesuwającego poziom napięcia.

We wzmacniaczach większych mocy, celem zmniejszenia wymaganego prądu wejściowego stopnia mocy, w każdym z wymienionych układów zamiast pojedynczego tranzystora mogą być użyte połączenia Darlingtona, dzięki czemu uzyskuje się znaczne zwiększenie wzmocnienia prądowego.



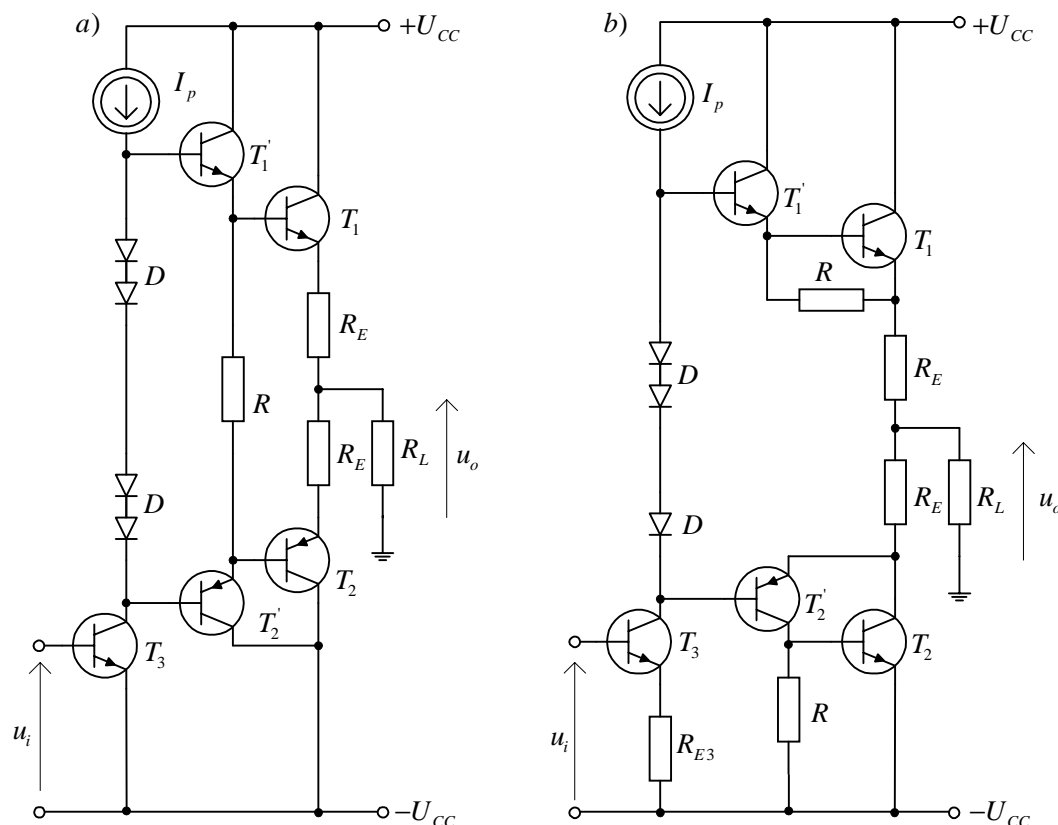
Rys.16.11. Przeciwny wzmacniacz w klasie AB. Zastąpienie jednego ze źródeł prądowych  $I_p$  wzmacniaczem w konfiguracji OE

Na rys.16.12 przedstawiono schematy ideowe stopni końcowych wzmacniaczy klasy AB, w których w miejsce pojedynczego tranzystora zastosowano układy Darlingtona zwykłe (rys.16.12a) lub przeciwstawne (rys.16.12b).

Przeciwstawne połączenie Darlingtona w układzie na rys.16.12b pozwala na wyeliminowanie tranzystora mocy typu p-n-p. Ma to



szczególnie ważne znaczenie w technice układów scalonych. W układach Darlingtona wprowadza się dodatkową rezystancję  $R$  odprowadzającą część prądu pierwszego stopnia, co umożliwia niezależny dobór wartości prądów obu tranzystorów. Przeciwstawne układy Darlingtona posiadają na wejściu tylko jedno złącze baza - emiter i dlatego w układach tych stosuje się jedną diodę polaryzującą.



Rys. 16.12. Wzmacniacze mocy klasy AB z układami Darlingtona: a) przeciwstawny, b) quasi-przeciwstawny

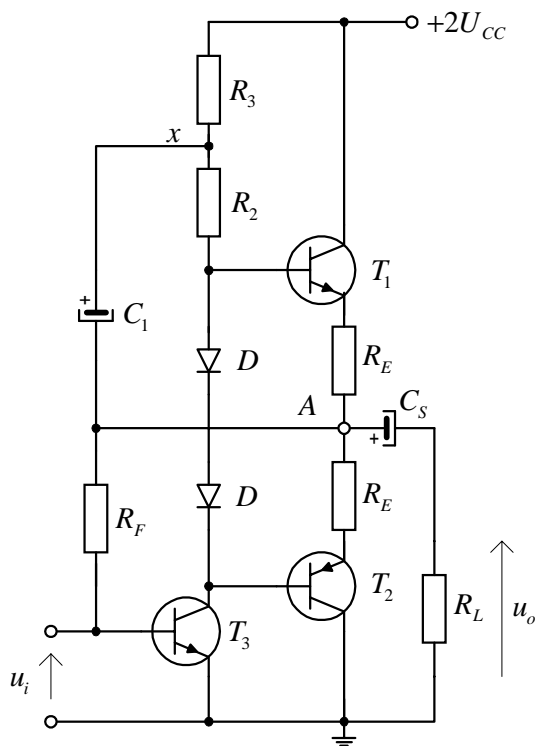
Na rys.16.13 przedstawiono schemat ideowy przeciwsobnego wzmacniacza klasy AB, w którym zastosowano pojemnościowe sprzężenie z obciążeniem, co pozwoliło na zastąpienie dwóch baterii zasilania ( $\pm U_{CC}$ ) jedną o podwójnym napięciu ( $2U_{CC}$ ).

W układzie tym również zostało wyeliminowane źródło prądowe zasilania diod  $D$ , które zastąpiono układem typu „bootstrap” zwielokrotniającym efektywną rezystancję widzianą między bazą tranzystora  $T_1$  a szyną napięcia zasilającego  $+2U_{CC}$ .

Gdy wzrośnie potencjał kolektora  $T_3$  o  $\Delta U$ , to również o wartość  $\Delta U$  wzrośnie potencjał punktu  $x$ , a zatem napięcie na rezystorze  $R_2$  pozostaje stałe (tym samym prąd  $I_{R2} = const$ ).

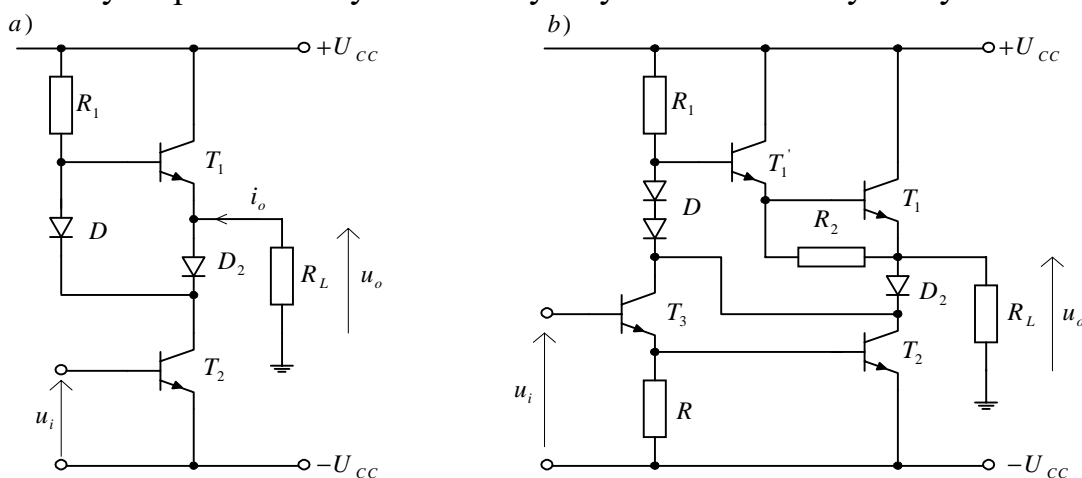
Wstępna polaryzacja bazy tranzystora  $T_3$  za pomocą rezystancji

$R_F$  działa stabilizująco na napięcie spoczynkowe punktu A na poziomie  $U_{CC}$ , bowiem rezystancja ta wnosi USZ napięciowe równoległe.



Rys.16.13. Przeciwsobny wzmacniacz klasy AB ze sprzężeniem pojemnościowym

Dotychczas omawiane układy wzmacniaczy klasy AB zawierały tranzystory różnego typu - były układami symetryczno-przeciwstawnymi. Na rys.16.14 przedstawiono schemat ideowy wzmacniacza klasy AB z diodą kluczującą, w którym zastosowano wyłącznie tranzystory n-p-n. Układ ten jest wykorzystywany do budowy stopni końcowych monolitycznych wzmacniaczy mocy.



Rys.16.14. Przeciwsobny wzmacniacz klasy AB z diodą kluczującą:  
a) schemat podstawowy, b) z układem Darlingtona

Zasadę działania układu wyjaśnimy na podstawie uproszczonego schematu z rys.16.14a. Dioda  $D$  zapewnia wstępną polaryzację i stabilizację punktu pracy tranzystora  $T_1$ . Dioda  $D_2$  pracuje jako element przełączający i zapewnia właściwą pracę tranzystorów  $T_1$  i  $T_2$ , nie dopuszczając do jednoczesnego ich przewodzenia. Gdy prąd obciążenia  $i_o$  ma kierunek zgodny z zastrzałkowanym na rys.16.14a, to płynie on przez diodę  $D_2$  i przez tranzystor  $T_2$ . Wtedy napięcie  $U_{BE1} = U_D - U_{D2} \cong 0$  i tranzystor  $T_1$  nie przewodzi. Gdy zaś prąd  $i_o$  ma kierunek przeciwny do zastrzałkowanego, to  $U_{D2} = U_D - U_{BE1} \approx 0$ , dioda  $D_2$  nie przewodzi, zabezpieczając przed równoczesnym przewodzeniem  $T_1$  i  $T_2$ .

Ulepszoną wersję opisanego układu przedstawiono na rys.16.14b, gdzie w miejsce tranzystora  $T_1$  zastosowano układ Darlingtona  $T_1' - T_1$  oraz w miejsce tranzystora  $T_2$  układ  $T_3 - T_2$ . W wielu zastosowaniach w stopniach końcowych mocy stosuje się różnorodne zabezpieczenia przeciwzwarciove, ograniczniki prądowe itp., wykorzystujące metodę próbkowania prądu (prądowe USZ).

## 16.5. WZMACNIACZE MOCY Z TRANZYSTORAMI MOSFET

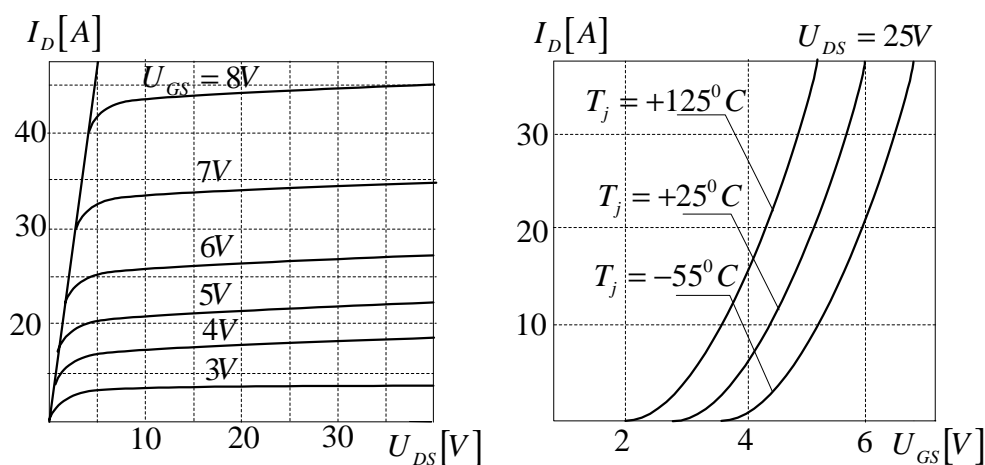
Tranzystory polowe mocy, nazywane popularnie tranzystorami VDMOS, wykazują wiele zalet w porównaniu z krzemowymi tranzystorami bipolarnymi. Do ich najważniejszych zalet możemy zaliczyć:

- brak zjawiska drugiego przebiccia,
- posiadają ujemny współczynnik termiczny konduktancji kanału, pozwalający na równoległe łączenie tranzystorów bez żadnych dodatkowych zabezpieczeń,
- posiadają dużą szybkość działania wynikającą z bardzo dużej częstotliwości granicznej oraz braku magazynowania nośników w kanale (tranzystory te nie wykazują zjawiska przeciągania prądu, charakterystycznego dla tranzystorów bipolarnych wychodzących ze stanu nasycenia),
- posiadają bardzo dużą impedancję wejściową  $Z_{in}$ , która pozwala na znaczne uproszczenie układów sterowania i redukcję mocy pobieranej przez te układy,
- wytwarzane są komplementarne tranzystorów z kanałami typu n i p, co pozwala na realizację najprostszych struktur układowych

wzmacniaczy,

- temperaturowa stabilność parametrów elektrycznych tranzystorów VDMOS jest lepsza niż tranzystorów bipolarnych,
- posiadają dobrą liniowość charakterystyk przejściowych w zakresie dużych prądów,
- wytwarzane są tranzystory o bardzo szerokich zakresach prądów i napięć (prąd drenu  $I_D$  do dziesiątek amperów, napięcie  $U_{DS}$  do setek woltów).

Przykładowe charakterystyki wyjściowa i przejściowa tranzystora VDMOS przedstawiono na rys.16.15.



Rys.16.15. Charakterystyki wyjściowa i przejściowe standardowego tranzystora VDMOS

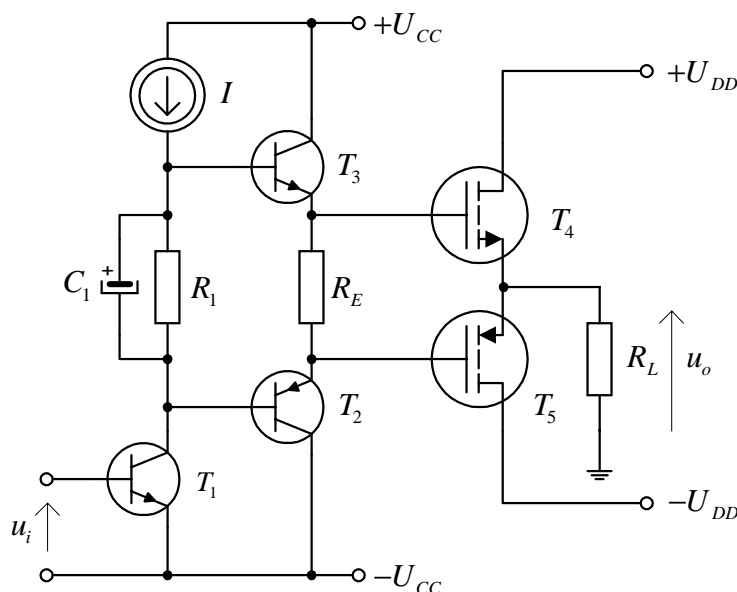
Zakresy prądowe i napięciowe tranzystorów VDMOS, liniowość ich charakterystyk oraz inne zalety wymienione uprzednio powodują, że tranzystory te są prawie idealnymi elementami do budowy wzmacniaczy mocy.

Układy z tranzystorami VDMOS nie wymagają stabilizacji spoczynkowych punktów pracy, ze względu na naturalne właściwości tych tranzystorów (ujemny współczynnik konduktancji kanału), nawet przy prądach spoczynkowych 5 do 10 razy większych niż w układach z tranzystorami bipolarnymi.

Od pewnej wartości prądu drenu charakterystyka przejściowa tranzystora jest liniowa, czyli transkonduktancja jest stała. Dzięki temu zniekształcenia nieliniowe wzmacniacza są małe, nawet przy słabym ujemnym sprzężeniu zwrotnym. Bardzo dobre właściwości częstotliwościowe tranzystorów VDMOS zapewniają szerokie pasmo przenoszenia wzmacniacza (ponad 400 kHz) i dużą szybkość narastania napięcia wyjściowego (ponad 100 V/ $\mu$ sec) w układzie z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego. Pozwoliło to na całkowite wyeliminowanie

dynamicznych zniekształceń intermodulacyjnych. Wzmacniacz z tranzystorami VDMOS pozwala na uzyskanie dużej mocy wyjściowej i bardzo małego poziomu zniekształceń nieliniowych, niemożliwych do uzyskania przy użyciu tranzystorów bipolarnych.

Na rys.16.16 przedstawiono schemat ideowy wzmacniacza mocy z komplementarnymi tranzystorami VDMOS, w którym stopień końcowy stanowi symetryczny wtórnik źródłowy (odpowiednik układu z rys.16.10).



Rys.16.16. Schemat ideowy wzmacniacza mocy w klasie AB z tranzystorami VDMOS (symetryczny wtórnik źródłowy)

Tranzystory VDMOS są sterowane z symetrycznego wtórника emiterowego ( $T_2, T_3$ ), przy czym składowa stała napięcia na rezystancji  $R_E$  przesunęła punkty pracy tranzystorów VDMOS powyżej napięć progowych ( $U_T$ ) na ich charakterystykach przejściowych (klasa AB).

Z uwagi na to, że chwilowa wartość napięcia bramki musi być większa od napięcia wyjściowego o wartość  $U_{GS} + U_T$ , układ sterowania zasilany jest z wyższego napięcia niż stopień końcowy ( $U_{CC} > U_{DD} + U_{GS} + U_T$ ). Dzięki temu jest możliwe pełne wykorzystanie napięcia zasilającego stopień końcowy.