

14 WZMACNIACZE SZEROKOPASMOWE I IMPULSOWE

14.1. WPROWADZENIE

Wzmacniacze szerokopasmowe i impulsowe służą do wzmacniania sygnałów o szerokim widmie częstotliwości, porównywalnym z polem wzmocnienia użytych tranzystorów. Typowym wzmacniaczem szerokopasmowym jest np. wzmacniacz wizji, sterujący jasnością kineskopu w odbiorniku telewizyjnym, który powinien posiadać liniową charakterystykę fazową i pasmo nie węższe niż 50 Hz do 6 MHz. Innym przykładem jest wzmacniacz odchylenia pionowego w oscyloskopie, który również powinien cechować się liniową charakterystyką fazową i pasmem od zera do kilkudziesięciu lub setek a nawet 1 000 MHz. Wzmacniacze szerokopasmowe stosowane w nadajnikach lub odbiornikach systemów transmisji światłowodowej mogą posiadać pasma częstotliwości od setek kHz do dziesiątek GHz.

Właściwości takich układów mogą być opisywane bądź to w dziedzinie częstotliwości, bądź to w dziedzinie czasu. Wymagania stawiane wzmacniaczom szerokopasmowym w dziedzinie częstotliwości odnoszą się do charakterystyki amplitudowej bądź fazowej, które są tak dobrane, aby w żądany sposób aproksymowały charakterystyki przyjęte za idealne. Jako idealną charakterystykę przenoszenia przyjmuje się najczęściej taką, której moduł jest stały wewnątrz użytecznego pasma częstotliwości, zaś równy zero poza tym pasmem.

W przypadku wzmacniaczy impulsowych jakość układu określa się na podstawie oceny odpowiedzi na wzorcowy impuls wejściowy, najczęściej w postaci skoku jednostkowego.

Analityczne lub empiryczne zależności między charakterystykami impulsowymi i częstotliwościowymi umożliwiają zastosowanie jednolitych metod aproksymacyjnych w dziedzinie częstotliwości, także i w tych przypadkach, w których punktem wyjścia są charakterystyki impulsowe wzmacniacza.

Układy stosowane we wzmacniaczach szerokopasmowych i impulsowych powinny zapewnić możliwość wymiany wzmocnienia i pasma oraz odpowiedniego ukształtowania charakterystyk częstotliwościowych bądź impulsowych. Zadania te mogą być zrealizowane albo przez odpowiedni dobór międzystopniowych obwodów sprzęgających, albo przez zastosowanie odpowiedniego sprzężenia zwrotnego.

14.2. APROKSYMACJA CHARAKTERYSTYK CZĘSTOTLIWOŚCIOWYCH ORAZ ZWIĄZKI MIĘDZY CHARAKTERYSTYKAMI CZĘSTOTLIWOŚCIOWYMI I CZASOWYMI UKŁADÓW LINIOWYCH

14.2.1. Zagadnienie aproksymacji charakterystyk idealnych

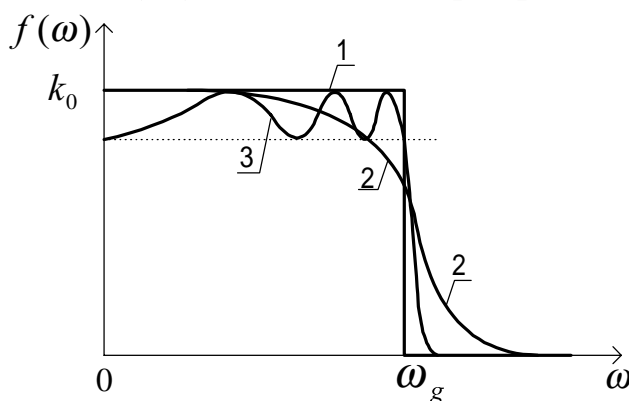
Aby układ liniowy przenosił dowolny sygnał bez zniekształceń liniowych amplitudy i fazy, to jego transmitancja powinna mieć postać

$$k(s) = k_0 \exp(-s\tau_0) \quad (14.1)$$

Ponieważ układ taki nie może być zrealizowany z elementów skupionych, dlatego koniecznością staje się aproksymacja charakterystyk idealnych. Zagadnienie aproksymacji sprowadza się do przybliżenia funkcji $f(\omega)$, która może być charakterystyką amplitudową $A(\omega)$, fazową $\Phi(\omega)$ lub opóźnienia grupowego $\tau_d(\omega) = \frac{d\Phi(\omega)}{d\omega}$, do charakterystyki idealnej w ograniczonym zakresie częstotliwości

$$f(\omega) = \begin{cases} k_0 & 0 \leq \omega \leq \omega_g \\ 0 & \omega > \omega_g \end{cases} \quad (14.2)$$

Na rys.14.1 pokazano wybrane przykłady aproksymacji charakterystyk układów dolnoprzepustowych



Rys.14.1. Charakterystyka układu dolnoprzepustowego:
1- idealna,
2- monotoniczna (np. maksymalnie płaska),
3- równomiernie falista

Transmitancja układu liniowego może być przedstawiona za pomocą wymiernej funkcji zespolonego operatora s . W zakresie większych częstotliwości funkcja ta ma postać

$$k(j\omega) = k(s) \Big|_{s=j\omega} = \frac{a_m s^m + \dots + a_1 s + 1}{b_n s^n \dots b_1 s + 1} \Big|_{s=j\omega} = A(\omega) \exp j\Phi(\omega) \quad (14.3)$$

Moduł charakterystyki częstotliwościowej dla $s = j\omega$ wynosi

$$A^2(\omega^2) = k_0^2 \frac{c_m \omega^{2m} + \dots + c_1 \omega^2 + 1}{d_n \omega^{2n} + \dots + d_1 \omega^2 + 1} \quad m < n \quad (14.4)$$

gdzie k_0 jest wzmocnieniem dla $\omega = 0$.

Charakterystyka faz (14.5)

W szczególnym przypadku, gdy zera funkcji (14.3) leżą w nieskończoności, równania (14.3) - (14.5) przyjmują postać

$$k(j\omega) = \frac{k_0}{b_n s^n + \dots + b_1 s + 1} \Big|_{s=j\omega} = k_0 \frac{s_1 s_2 \dots s_n}{(s - s_1)(s - s_2) \dots (s - s_n)} \Big|_{s=j\omega} \quad (14.6)$$

$$A^2(\omega^2) = \frac{k_0^2}{1 + d_1 \omega^2 + \dots + d_n \omega^{2n}} \quad (14.7)$$

$$\Phi(\omega) = \arg k(j\omega) = -\arctg \frac{b_1 \omega - b_3 \omega^3 + \dots}{1 - b_2 \omega^2 + \dots} \quad (14.8)$$

Spośród wielu możliwych sposobów aproksymacji charakterystyki idealnej rozważymy kilka, które zdobyły dużą popularność ze względu na łatwość realizacji układów i na ich korzystne właściwości.

14.2.2. Maksymalnie płaska charakterystyka wzmocnienia

Rozkładając funkcję $A^2(\omega^2)$ w szereg Maclaurina otrzymujemy

$$A^2(\omega^2) = A^2(0) + \frac{dA^2}{d\omega^2} \Big|_{\omega=0} \omega^2 + \frac{1}{2!} \frac{d^2 A^2}{d\omega^4} \Big|_{\omega=0} \omega^4 + \dots \quad (14.9)$$

Warunek maksymalnej płaskości wyraża się przez

$$\frac{d^k A^2(\omega^2)}{d\omega^{2k}} \Big|_{\omega=0} = 0 \quad k = 1, 2, \dots, n-1 \quad (14.10)$$

W odniesieniu do funkcji wymiernej (14.4) warunek ten prowadzi do następujących związków między współczynnikami c i d

$$c_1 = d_1, c_2 = d_2, \dots, c_{n-1} = d_{n-1} \quad (14.11)$$

3 - decybelową górną pulsację graniczną ω_g układu można wyznaczyć z zależności (14.4) i (14.11) rozwiązując równanie

$$|k(j\omega_g)|^2 = A^2(\omega_g^2) = \frac{k_0^2}{2} \quad (14.12)$$

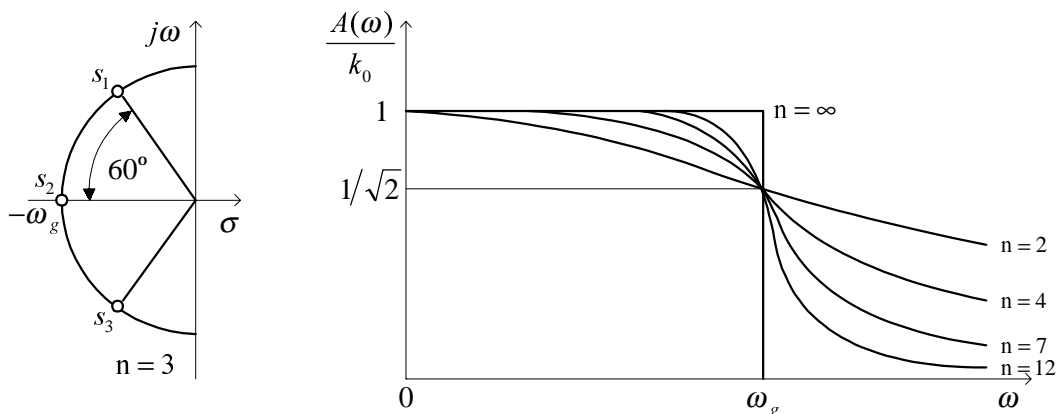
W ogólnym przypadku wymiernej funkcji (14.4) obliczenie parametrów układu o maksymalnie płaskiej charakterystyce jest skomplikowane, ponieważ wymaga rozwiązania układu n równań (14.11), (14.12). Procedura ta jest znacznie prostsza w przypadku charakterystyki wielomianowej wyrażonej zależnością (14.7). W tym przypadku *maksymalnie płaska charakterystyka amplitudowa*, zwana charakterystyką *Butterwortha*, przybiera postać

$$|k(j\omega)|^2 = A^2(\omega^2) = \frac{k_0^2}{1 + d_n \omega^{2n}} = \frac{k_0^2}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^{2n}} \quad (14.13)$$

Z zależności (14.13) możemy wyznaczyć bieguny funkcji przenoszenia (14.6), podstawiając $s = j\omega$, przyrównując mianownik do zera i wybierając z otrzymanych wartości tylko te, które leżą w lewej półpłaszczyźnie zmiennej zespolonej s . Otrzymujemy w ten sposób

$$\frac{s_k}{\omega_g} = j \exp j(k-1)\frac{\pi}{2n} = -\sin(2k+1)\frac{\pi}{2n} + j \cos(2k+1)\frac{\pi}{2n}$$

dla $k = 1, 2, \dots, n$ (14.14)



Rys.14. 2. Rozkład biegunów i maksymalnie płaskie charakterystyki Butterwortha

Maksymalnie płaskie charakterystyki częstotliwościowe funkcji Butterwortha dla kilku wartości n oraz rozkład biegunów na płaszczyźnie zmiennej zespolonej s dla $n = 3$ przedstawiono na rys.14.2.

Maksymalnie płaska charakterystyka Butterwortha jest bardzo często stosowana w praktyce zarówno ze względu na dobre właściwości częstotliwościowe, jak i na łatwość syntezy.

14.2.3. Charakterystyka równomiernie falista

Amplitudowa charakterystyka równomiernie falista (Czebyszewa) aproksymowana jest funkcją

$$A^2(\omega^2) = \frac{k_0^2}{1 + \varepsilon^2 C_n^2(\omega / \omega_g)} \quad (14.15)$$

gdzie C_n jest wielomianem Czebyszewa stopnia n , określonym wzorami rekurencyjnymi

$$C_0(x) = 1$$

$$C_1(x) = x$$

...

$$C_{n+1}(x) = 2xC_n(x) - C_{n-1}(x)$$

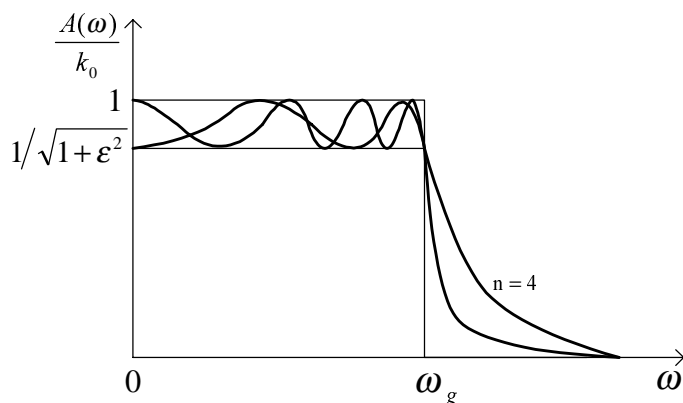
W przedziale $x \in [0, 1]$ wartość wielomianu Czebyszewa oscyluje w granicach od -1 do $+1$, zaś poza tym przedziałem, dla większych n szybko rośnie. Moduł transmitancji $A(\omega)$ oscyluje między wartościami k_0 i $k_0 / \sqrt{1 + \varepsilon^2}$.

Stromość opadania charakterystyki amplitudowej w obszarze przejściowym oraz nierównomierność w paśmie przepustowym rosną ze wzrostem parametru ε . Biegunki transmitancji $k(s)$ rozłożone są na elipsie i określone są zależnością

$$\begin{aligned} \frac{s_{pk}}{\omega_g} = & -\sinh\left(\frac{1}{n} \operatorname{arcsinh} h \frac{1}{\varepsilon}\right) \sin(2k-1) \frac{\pi}{2n} + \\ & + j \cosh\left(\frac{1}{n} \operatorname{arcsinh} h \frac{1}{\varepsilon}\right) \cos(2k-1) \frac{\pi}{2n} \end{aligned} \quad (14.16)$$

dla $k = 1, 2, \dots, n$

Dla $\varepsilon \rightarrow 0$ charakterystyka ta zmierza do charakterystyki maksymalnie płaskiej Butterwortha.

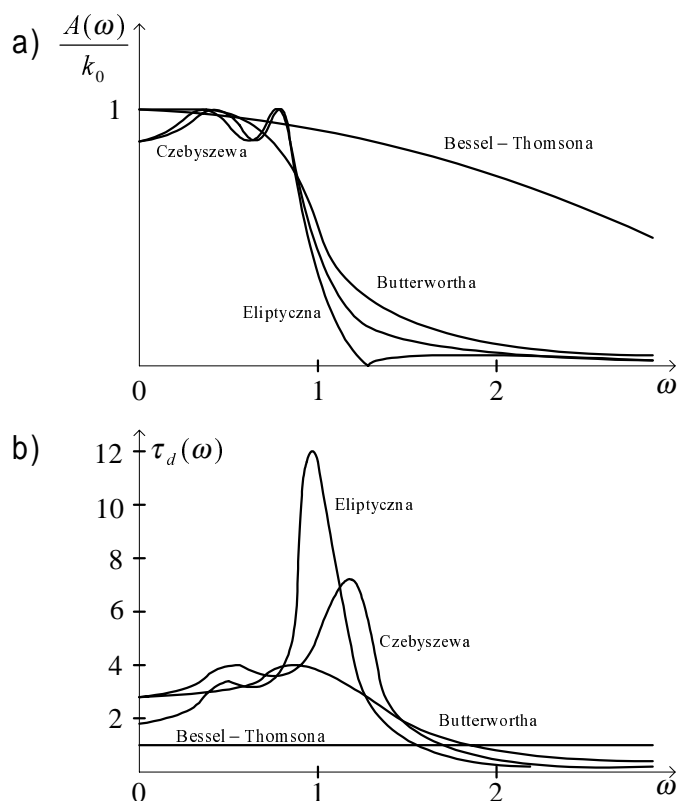


Rys.14. 3. Charakterystyki amplitudowe Czebyszewa dla $n=4$ i $n=7$

Na rys.14.3 przedstawiono charakterystykę amplitudową Czebyszewa dla $n = 4$ oraz $n = 7$.

14.2.4. Charakterystyka maksymalnie liniowej fazy

Jak wynika z zależności (14.3 - 14.5) istnieje ścisła współzależność pomiędzy charakterystyką amplitudową $A(\omega)$ i fazową $\Phi(\omega)$. Jak pokazano na rys.14.4, im lepiej charakterystyka amplitudowa aproksymuje funkcję prostokątną, tym bardziej nieliniowa jest charakterystyka fazowa. (charakterystyka opóźnienia grupowego $\tau_d(\omega)$ posiada wtedy coraz to większe zafalowania) [85].



Rys.14.4. Znormalizowane charakterystyki amplitudowe (a) i opóźnienia grupowego (b) dla różnych aproksymacji transmitancji dolnoprzepustowych 4-go rzędu

Jeżeli transmitancja układu $k(s) = N(s)/M(s)$ cechuje się tym, że wszystkie zera wielomianu licznika $N(s)$ leżą w lewej półpłaszczyźnie zmiennej zespolonej s , to w takim układzie występuje minimalny kąt przesunięcia fazowego dla każdej częstotliwości. Funkcje transmitancji o takich właściwościach należą do klasy *funkcji minimalno - fazowych*. W przeciwnym przypadku mamy do czynienia z *funkcjami nieminimalnofazowymi*.

Charakterystyka maksymalnie liniowej fazy aproksymuje idealną charakterystykę liniową $\Phi(\omega) = -\omega\tau_d$ w otoczeniu punktu $\omega = 0$, gdy

$$\left. \frac{d^k \Phi(\omega)}{d\omega^k} \right|_{\omega=0} = 0 \quad k=2, 3, \dots, n \quad (14.17)$$

W odniesieniu do ogólnej wymiernej funkcji przenoszenia (14.3) warunek maksymalnie liniowej fazy można wyznaczyć rozkładając zależność (14.5) w szereg MacLaurina

$$\Phi(\omega) = \alpha_1 \omega + \alpha_3 \omega^3 + \alpha_5 \omega^5 + \dots \quad (14.18)$$

i żądając, aby

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= -\tau_d = a_1 - b_1 \neq 0 \quad \text{oraz} \\ \alpha_3 &= \alpha_5 = \dots = 0 \end{aligned} \quad (14.19)$$

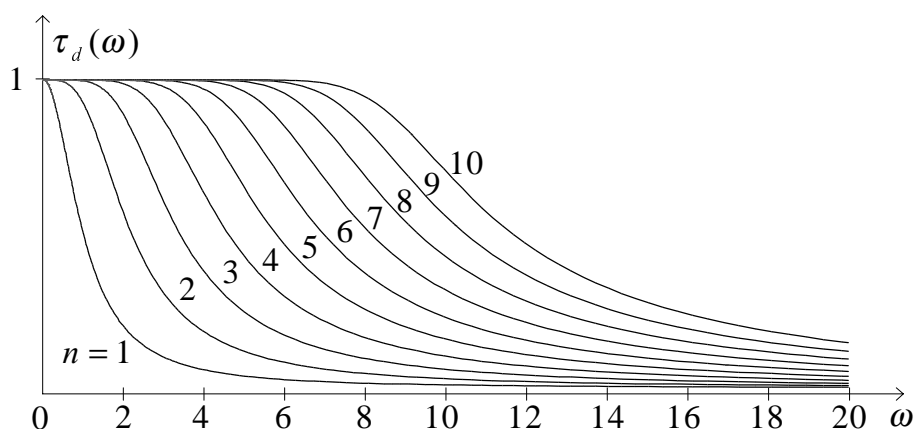
Jeżeli mianownik funkcji transmitancji

$$k_n(s) = \frac{b_0}{y_n(s)} = \frac{b_0}{s^n + b_{n-1}s^{n-1} + \dots + b_1s + b_0} \quad (14.20)$$

zostanie określony przez wielomian Bessela o współczynnikach

$$b_k = \frac{(2n-k)!}{2^{n-k} k! (n-k)!} \quad (14.21)$$

to otrzymujemy *maksymalnie płaskie charakterystyki opóźnienia grupowego* τ_d . Transmitancję o takiej aproksymacji nazywa się *transmitancją Bessela* lub *Thomsona*. Na rys.14.5 przedstawiono maksymalnie płaskie charakterystyki opóźnienia grupowego transmitancji (14.20) aproksymowanej wielomianami Bessela rzędu n od 1 do 10.



Rys.14.5. Znormalizowane, maksymalnie płaskie charakterystyki opóźnienia grupowego, dla różnych wartości rzędu aproksymacji

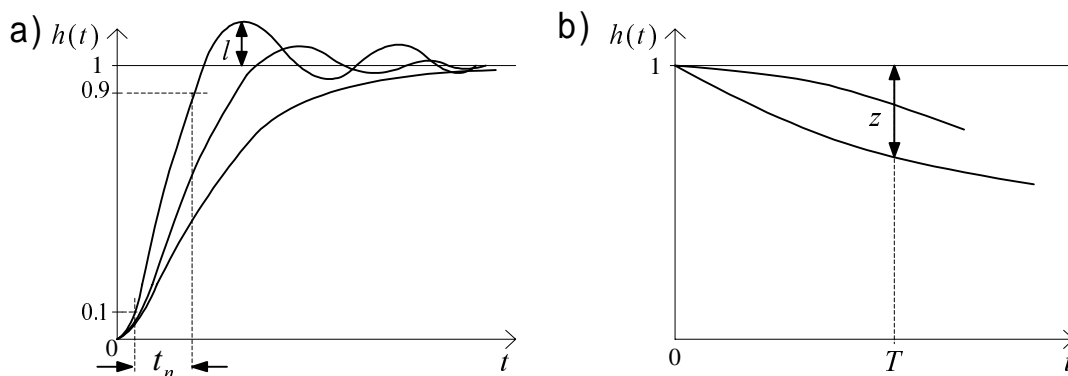
14.2.5. Związki pomiędzy parametrami częstotliwościowymi i impulsowymi wzmacniacza

Właściwości impulsowe wzmacniacza określa się zazwyczaj na podstawie odpowiedzi układu $h(t)$ na skok jednostkowy przyłożony na wejście. Funkcja $h(t)$ jest związana z transmitancją $k(s)$ zależnością

$$h(t) = L^{-1} \frac{k(s)}{s} \quad (14.22)$$

W powyższej zależności L^{-1} oznacza odwrotne przekształcenie Laplace'a.

Podobnie jak w odniesieniu do charakterystyk częstotliwościowych, właściwości impulsowe wzmacniacza mogą być rozważane niezależnie w zakresie małych czasów (tzw. czoła) i w zakresie dużych czasów (tzw. grzbietu) impulsu $h(t)$, co odpowiada zakresowi większych i mniejszych częstotliwości pasma. Typowe przebiegi $h(t)$ w zakresie czoła i grzbietu impulsu przedstawiono na rys.14.6.



Rys.14. 6. Typowe odpowiedzi wzmacniaczy na wymuszenie jednostkowe: a) czoło impulsu, b) grzbiet impulsu

Nie wdając się w szczegółową dyskusję stosowanych kryteriów błędu odpowiedzi, metod ich obliczania oraz wyników i właściwości poszczególnych układów, co jest szeroko opisane w literaturze podstawowej z tego zakresu, nasze rozważania ograniczymy do omówienia kilku szczególnie przydatnych w praktyce reguł teoretyczno - empirycznych, wiążących właściwości impulsowe i częstotliwościowe wzmacniaczy.

W zakresie większych częstotliwości (czoła impulsu) zachodzą następujące przybliżone zależności:

1. Iloczyn czasu narastania t_n i 3 - decybelowej częstotliwości granicznej jest wielkością stałą, równą w przybliżeniu

$$t_n f_g \approx 0,35 \quad (14.23)$$

2. Jeżeli czasy narastania poszczególnych stopni kaskady wynoszą odpowiednio t_1, t_2, \dots, t_n , to całkowity czas narastania t_m wynosi

$$t_m = \sqrt{t_1^2 + t_2^2 + \dots + t_n^2} \quad (14.24)$$

W przypadku odpowiedzi oscylacyjnych, całkowity czas narastania t_m rośnie ze wzrostem liczby stopni wolniej, niż to określa zależność (14.24).

3. Jeżeli amplitudy oscylacji w poszczególnych stopniach kaskady są małe ($l < 2\%$), to wówczas wartość l_m dla całej kaskady jest tego samego rzędu co l . Dla większych wartości l (np. 5 do 10 %)

$$l_m \approx \sqrt{l_1^2 + l_2^2 + \dots + l_n^2} \quad (14.25)$$

4. Jeżeli czasy opóźnienia poszczególnych stopni wynoszą odpowiednio $\tau_{d1}, \tau_{d2}, \dots, \tau_{dn}$ i odpowiedzi są zbliżone do monotonicznych, to całkowity czas opóźnienia kaskady wynosi

$$\tau_d = \tau_{d1} + \tau_{d2} + \dots + \tau_{dn} \quad (14.26)$$

5. Następujące charakterystyki częstotliwościowe i impulsowe są sobie równoważne:

- charakterystyka liniowej fazy i odpowiedź impulsowa bliska monotonicznej,
- maksymalnie płaska charakterystyka amplitudowa i odpowiedź impulsowa o niewielkich amplitudach oscylacji (kilka do kilkanaście %),
- falista charakterystyka amplitudowa i odpowiedź impulsowa o znacznych amplitudach oscylacji.

W odniesieniu do grzbietu impulsu zachodzą następujące przybliżone reguły:

1. Dla małych wartości z poszczególnych stopni całkowity zwis z_m kaskady wynosi

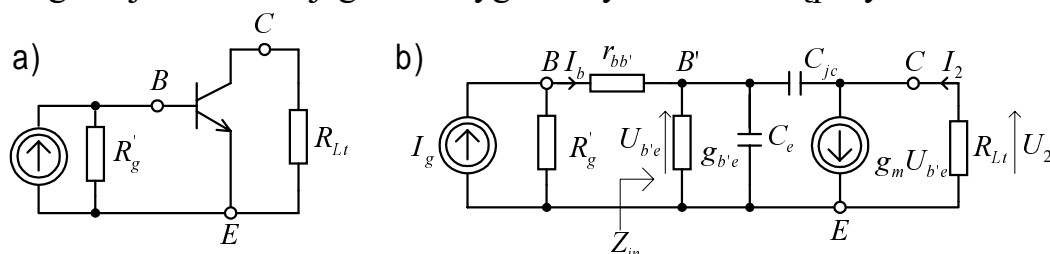
$$z_m = z_1 + z_2 + \dots + z_n \quad (14.27)$$

2. Maksymalnej płaskości początkowego przebiegu grzbietu odpowiada charakterystyka o minimalnej wartości fazy w zakresie małych częstotliwości.

14.3. SPOSOBY ROZSZERZANIA PASMA WZMACNIACZY

14.3.1. Właściwości szerokopasmowe jednostopniowego wzmacniacza oporowego w konfiguracji OE

Podstawowym stopniem wzmacniacza szerokopasmowego jest jednotranzystorowy układ w konfiguracji OE (lub OS). Jego właściwości częstotliwościowe zostały omówione w p. 10.5.1, które rozpatrzmy pod kątem optymalnego wykorzystania we wzmacniaczu szerokopasmowym. Na rys.14.7 powtórzono schemat ideowy dla składowych zmiennych pojedynczego stopnia oporowego w konfiguracji OE oraz jego małosygnałowy model zastępczy.



Rys.14.7. a) Tranzystorowy wzmacniacz oporowy, b) jego małosygnałowy schemat zastępczy

Elementy obwodu polaryzacji R_B i R_C zostały włączone równolegle do generatora i do obciążenia: $R'_g = R_g \parallel R_B$, $R_{Lt} = R_L \parallel R_C$.

Górna częstotliwość graniczna wzmocnień k_{us} i k_{is} została wyznaczona w p. 10.5.1 (wzór 10.73)

$$f_g = \frac{f_\beta}{1 + \omega_T C_{jc} R_{Lt}} \left[1 + \frac{1}{g_{b'e} (r_{bb'} + R'_g)} \right] \quad (14.28)$$

We wzorze (14.28) pominięto konduktancję g_{ce} i dlatego $R'_{Lt} \approx R_{Lt}$.

Aby zwiększyć częstotliwość graniczną f_g należy zmniejszyć rezystancję R_{Lt} (co powoduje zmniejszenie wzmocnienia k_{us} , lecz zwiększenie k_{is}) i R'_g (wtedy k_{us} zwiększa się, a k_{is} maleje).

Wygodnym wskaźnikiem wykorzystania możliwości wzmacniających tranzystora we wzmacniaczu może być tzw. *pole wzmocnienia wzmacniacza* GB (ang. *gain - bandwidth product*), określane jako iloczyn wzmocnienia i pasma

$$GB_i = f_g |k_{is0}| \quad (14.29)$$

Pole wzmocnienia może posłużyć do oceny skuteczności wymiany wzmocnienia i pasma wzmacniacza.

Dla układu z rys.14.7 pole wzmocnienia GB_i wynosi (por. wzory 10.24 oraz 10.73 w rozdz. 10.5)

$$GB_i = \frac{\beta_0 \frac{R_{Lt}}{R_L} g_{b'e} R_g'}{1 + g_{b'e} (R_g' + r_{bb'})} \frac{f_\beta}{1 + \omega_T C_{jc} R_{Lt}} \frac{1 + g_{b'e} (R_g' + r_{bb'})}{g_{b'e} (R_g' + r_{bb'})} = \quad (10.30)$$

$$= \frac{R_{Lt}}{R_L} \frac{R_g'}{R_g' + r_{bb'}} \frac{f_T}{1 + \omega_T C_{jc} R_{Lt}}$$

Tylko w przypadku, gdy $R_g' \gg r_{bb'}$, iloczyn ten stanowi w przybliżeniu stałe pole wzmocnienia, gdyż nie zależy od R_g' i wtedy

$$GB_i \approx |k_{is0}| \approx f_g = \frac{R_{Lt}}{R_L} \frac{f_T}{1 + \omega_T C_{jc} R_{Lt}} \quad (14.31)$$

Rezystancja źródła może być elementem realizującym wymianę wzmocnienia prądowego i pasma. Wymiana wzmocnienia i pasma jest realizowana przez tłumienie obwodu wejściowego tranzystora, wskutek czego stała czasowa obwodu wejściowego maleje (rośnie szerokość pasma), zaś wzmocnienie maleje ze względu na rozptyw prądu I_g pomiędzy rezystancję tłumiącą R_g' a bazę tranzystora.

W przypadku, gdy mamy do czynienia ze wzmacniaczem wielostopniowym, utworzonym z kaskady identycznych stopni, wówczas źródłem sygnału dla rozpatrywanego stopnia jest wyjście identycznego stopnia, czyli $R_g' \approx R_L$. Przyjmując jednocześnie $R_C \gg R_L$, wyrażenie (14.30) przybiera postać

$$GB_i = \frac{R_{Lt}}{R_L + r_{bb'}} \frac{f_T}{1 + \omega_T C_{jc} R_L} \quad (14.32)$$

Przyrównując pochodną wyrażenia (14.32) do zera, otrzymuje się optymalną wartość rezystancji $R_L \approx R_g'$ dla której GB_i osiąga maksimum

$$R_{Lopt} = R_g' = \sqrt{\frac{r_{bb'}}{\omega_T C_{jc}}} \quad (14.33)$$

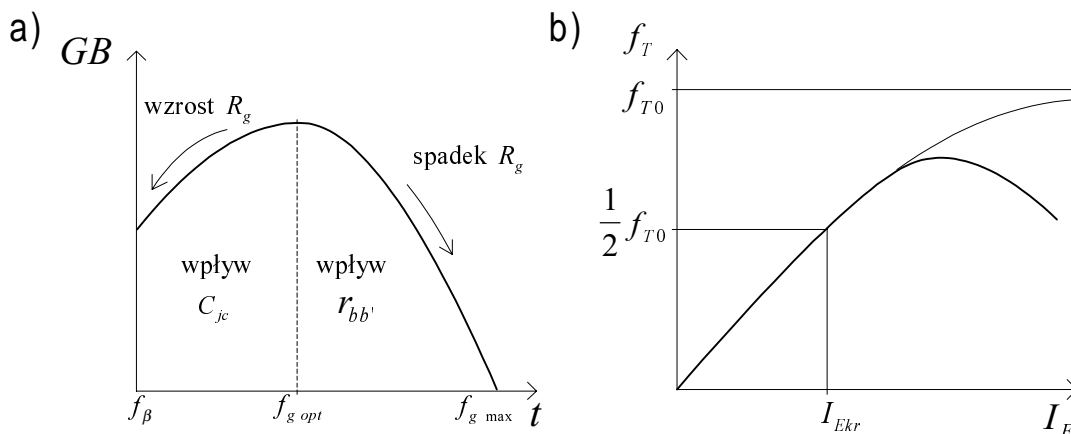
Maksymalna wartość GB_i wynosi

$$GB_{imax} = f_T \frac{1}{\left(1 + \sqrt{r_{bb'} \omega_T C_{jc}}\right)^2} \quad (14.34)$$

Ustalenie górnej częstotliwości granicznej wzmacniacza przez dobór rezystancji źródła sygnału i obciążenia ma w praktyce

ograniczone zastosowanie, ponieważ bardzo często warunki na te rezystancje są narzucone, a wymagana wartość pulsacji ω_g może znacznie odbiegać od uzyskiwanej w pobliżu optimum.

Jak pokazano na rys.14.8a, pole wzmocnienia GB_i wzmacniacza oporowego wykazuje maksimum dla optymalnej szerokości pasma $f_{g\ opt}$, wzmocnienia i rezystancji tłumiącej $R_{g\ opt}$.



Rys.14.8. a) Zależność pola wzmocnienia od częstotliwości granicznej wzmacniacza oporowego w układzie OE, b) Zależność pola wzmocnienia tranzystora od prądu emitera

Zmniejszanie się pola wzmocnienia przy dużych wartościach wzmocnienia, tzn. przy małych szerokościach pasma jest wynikiem wpływu pojemności C_{jc} , wnoszonej na wejście na skutek efektu Millera. Z kolei zmniejszanie się tego pola przy małych wartościach wzmocnienia, czyli przy dużych szerokościach pasma jest wynikiem wpływu rezystancji $r_{bb'}$ ograniczającej minimalną wartość stałej czasowej obwodu wejściowego. W granicznym przypadku, dla $R_g = 0$ skuteczne wzmocnienie prądowe maleje do zera, a częstotliwość graniczna osiąga wartość $f_{g\ max}$, jak przy sterowaniu napięciowym.

Pole wzmocnienia tranzystora określa się w warunkach, gdy jest ono maksymalne, tzn. przy prądowym sterowaniu na wejściu ($R_g' \rightarrow \infty$) i zwarcia na wyjściu ($R_L = 0$)

$$f_T = \beta_0 f_\beta \quad (14.35)$$

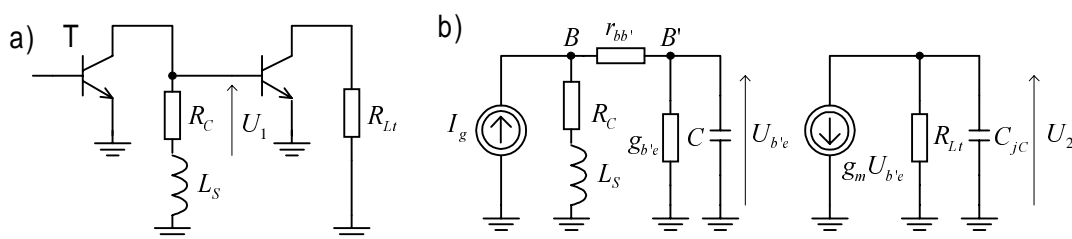
Częstotliwość graniczna f_T zależy od punktu pracy tranzystora, a przede wszystkim od prądu emitera. Zakładając dla uproszczenia, że β_0 i pojemność C_{jc} oraz C_{je} nie zależą od prądu emitera, zaś g_m i pojemność dyfuzyjna C_{de} są proporcjonalne do prądu I_E , można napisać

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_{de} + C_{je} + C_{jc})} = \frac{g_m}{2\pi C_{de}} \frac{1}{1 + \frac{C_{je} + C_{jc}}{C_{de}}} = \frac{f_{T0}}{1 + \frac{I_{Ekr}}{I_E}} \quad (14.36)$$

Jak pokazano na rys.14.8b, f_{T0} jest asymptotyczną wartością częstotliwości f_T dla dużych prądów, a I_{Ekr} jest wartością prądu emitera przy której pojemność dyfuzyjna emitera jest równa sumie pojemności złączowych (wtedy $f_T = f_{T0}/2$). Ponieważ pole wzmocnienia wzmacniacza bezpośrednio zależy od wartości f_T (wzór 14.30), zatem z przebiegu zależności $f_T = f(I_E)$ wynika, że szerokopasmowe właściwości wzmacniające tranzystora pogarszają się przy małych wartościach prądu emitera.

14.3.2. Wzmacniacze z korekcją obwodów sprzęgających

Na rys.14.9a przedstawiono uproszczony schemat ideowy dla prądu zmiennego wzmacniacza na tranzystorze bipolarnym z najprostszą i często stosowaną szeregową korekcją indukcyjną.



Rys.14.9. Wzmacniacz z szeregową korekcją indukcyjną: a) uproszczony schemat ideowy, b) model małosygnałowy ($R_g = R_c$)

Rys.14.9b przedstawia unilateralny schemat zastępczy wzmacniacza, w którym pominięto niewielką konduktancję i pojemność wyjściową tranzystora sterującego, natomiast pojemność wejściowa C jest powiększona na skutek efektu Millera: $C = C_{je} + C_{de} + C_{jc}(1 + g_m R_{Lt})$.

Zastosowanie indukcyjności korekcyjnej powoduje, że ze wzrostem częstotliwości impedancja gałęzi R_C , L_S rośnie, zmniejszając tłumienie obwodu wejściowego, przez co większa część prądu I_g wpływa do bazy tranzystora. W układzie tym nie tylko istnieje możliwość rozszerzenia użytecznego pasma lecz również, przez odpowiedni dobór indukcyjności L_S , możliwe jest ukształtowanie żądanej charakterystyki amplitudowej wzmacniacza (np. maksymalnie płaskiej). Korekcja jest najbardziej efektywna wtedy, gdy rezystancja

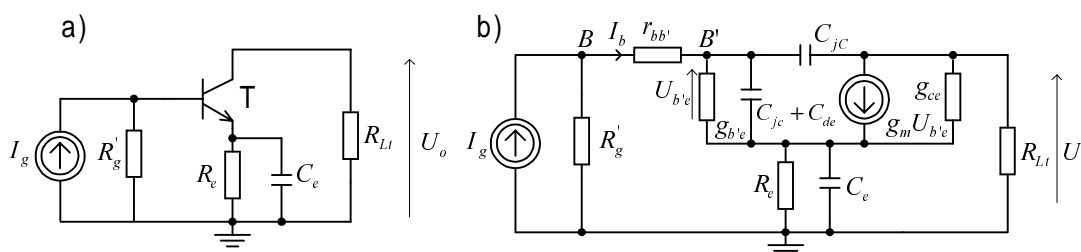
R_c (będąca rezystancją źródła sterującego) jest mała w porównaniu z rezystancją wejściową tranzystora, czyli przy małych wartościach wzmocnienia k_{is} . Wtedy bowiem można skutecznie zwiększyć prąd sterujący tranzystor. Ten rodzaj korekcji znajduje również zastosowanie we współczesnych wzmacniaczach szerokopasmowych o paśmie rzędu kilku gigaherców, realizowanych w technologii monolitycznej. Przy tak dużych szerokościach pasma indukcyjność korekcyjna jest na tyle mała, że może być wykonana w postaci płaskiej spirali o bardzo małej powierzchni (rzędu ułamka mm^2) [3].

14.3.3. Wzmacniacze z korekcją w obwodzie sprzężenia zwrotnego

W rozdziale 11 szeroko omówiono możliwości wykorzystania ujemnego sprzężenia zwrotnego do wymiany wzmocnienia i pasma oraz kształtowania żądanej charakterystyki częstotliwościowej. Możliwa jest przy tym modyfikacja charakterystyki pojedynczego stopnia poprzez zastosowanie lokalnego ujemnego sprzężenia zwrotnego, a następnie kaskadowe łączenie takich stopni bądź kształtowanie żądanej charakterystyki całego zespołu stopni, przez zastosowanie wielostopniowego ujemnego sprzężenia zwrotnego.

Jeżeli we wzmacniaczu jednostopniowym ujemne sprzężenie zwrotne realizowane jest za pomocą elementów rezystywnych (tj. $\beta = \beta_0$ jest niezależne od ω), to w układzie występuje proporcjonalna wymiana wzmocnienia i pasma ($GB = \text{const}$). Wprowadzenie do obwodów sprzężenia zwrotnego elementów reaktancyjnych w taki sposób, aby działanie sprzężenia uległo osłabieniu ze wzrostem częstotliwości, pozwala na wzrost pola wzmocnienia.

Schemat ideowy wzmacniacza ze sprzężeniem emiterowym wraz z jego układem zastępczym przedstawiono na rys.14.10.



Rys.14.10. Wzmacniacz ze sprzężeniem emiterowym i jego schemat zastępczy

Pojemność C_e jest tak dobrana (jest ona rzędu kilku do kilkudziesięciu pikofaradów), że w zakresie małych i średnich

częstotliwości ($R_e \gg 1/\omega C_e$) ujemne sprzężenie zwrotne prądowe szeregowo jest realizowane na rezystancji R_e , a w zakresie większych częstotliwości - na malejącej impedancji Z_e .

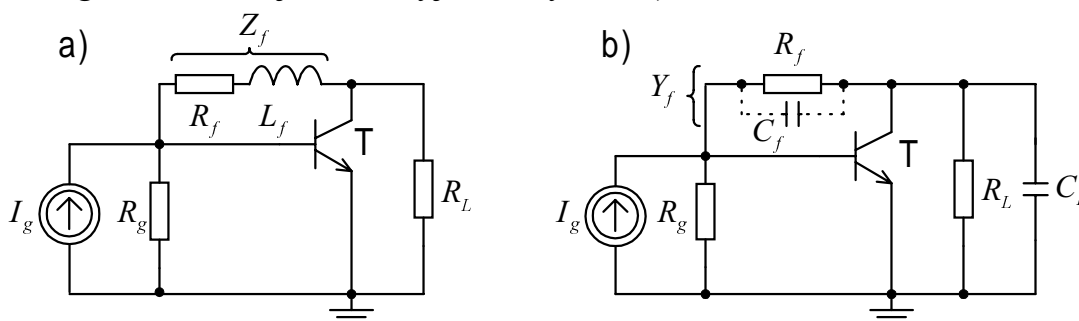
Szeregowe sprzężenie zwrotne powoduje wzrost impedancji wejściowej do wartości $(1+\beta)Z_e$, co przy tej samej wartości rezystancji tłumiącej R'_g powoduje zmniejszenie stałej czasowej obwodu wejściowego, tzn. zwiększenie szerokości pasma kosztem wzmocnienia.

Sprężenie szeregowo wykazuje największą efektywność w przypadku, gdy rezystancja źródła sterującego jest mała. Z tego powodu korekcję emiterową stosuje się najczęściej wtedy, gdy wzmocnienie prądowe jest parametrem drugorzędnym, a głównym celem jest uzyskanie maksymalnej częstotliwości granicznej.

Wymiana wzmocnienia i pasma może się odbywać przez dobór R_e i R'_g przy stałej wartości prądu emitera, zapewniającej dużą wartość częstotliwości f_T tranzystora. Wymiana ta jest szczególnie skuteczna przy większych wartościach f_g , ponieważ częstotliwość graniczna $f_{g \max}$ przy sterowaniu napięciowym wzmacniacza zostaje zwiększona. Dobór odpowiedniej wartości C_e umożliwia kształtowanie charakterystyki częstotliwościowej oraz impedancji wejściowej.

Obok sprzężenia zwrotnego prądowo - szeregowego, we wzmacniaczach szerokopasmowych jest także stosowane lokalne sprzężenie zwrotne napięciowo - równoległe (rys.14.11).

Ujemne sprzężenie zwrotne napięciowe - równoległe powoduje wzrost admitancji wejściowej $(1+k_u)Y_f$, wskutek czego admitancja wniesiona na wejście spełnia tę samą rolę, co równoległa impedancja tłumiąca: $Z_s = 1/(1+k_u)Y_f$ o charakterze indukcyjnym (por. wzmacniacz z szeregową korekcją indukcyjną na rys.14.9).



Rys.14.11. Wzmacniacz ze sprzężeniem kolektorowym: a) z kompensacją indukcyjną w obwodzie sprzężenia zwrotnego, b) z kompensacją pojemnościową impedancji obciążenia (o charakterze pojemnościowym)

Indukcyjnej korekcji Z_s odpowiada indukcyjna korekcja Z_f , gdy obciążeniem wzmacniacza jest rezystancja R_L (rys.14.11a), bądź też pojemnościowa korekcja Y_f , gdy obciążeniem wzmacniacza jest impedancja Z_L o charakterze pojemnościowym (rys.14.11b).

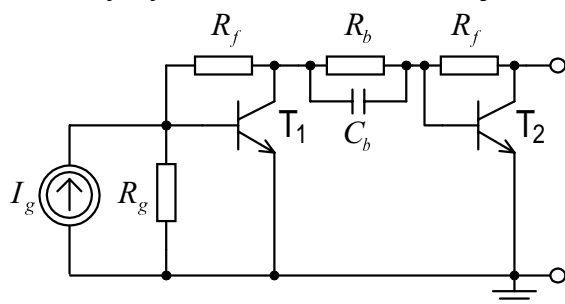
Wymiana wzmocnienia i pasma może być realizowana przez regulację wartości rezystancji R_f lub R_L , przy zachowaniu wartości prądu emitera zapewniającej dużą wartość częstotliwości f_T tranzystora.

Wpływ pojemności C_{jc} został zmniejszony, ponieważ pojemność ta może być włączona w skład obwodu sprzężenia zwrotnego, a ponadto poziom impedancji wejściowej i wyjściowej jest mniejszy. Przez odpowiedni dobór wartości elementów reaktancyjnych w układzie można wpływać na kształt charakterystyki amplitudowej wzmacniacza (np. można uzyskać charakterystykę maksymalnie płaską).

Wadą rozpatrywanego układu jest jego „przezroczystość” wynikająca z faktu, że wielkość napięciowego sprzężenia zwrotnego uzależniona jest od impedancji obciążenia Z_L . Utrudnia to kaskadowe łączenie stopni oraz zmniejsza skuteczność działania korekcji indukcyjnej w kaskadzie. Stosując bowiem indukcyjną korekcję Z_f otrzymujemy indukcyjny charakter impedancji wniesionej na wejście, stanowiącej obciążenie poprzedniego stopnia, co jest skierowane przeciw działaniu korekcyjnemu indukcyjnego obwodu sprzężenia zwrotnego.

Trudności te mogą być wyeliminowane, jeżeli poszczególne stopnie odseparuje się od siebie za pomocą odpowiednio dobranego obwodu sprzęgającego, jak to pokazano na rys.14.12.

Wartości R_b oraz C_b mogą być dobrane odpowiednio do wymagań co do wymiany wzmocnienia i pasma oraz kształtu charakterystyki częstotliwościowej.



Rys.14.12. Wzmacniacz ze sprzężeniem kolektorowym i korekcją szeregową

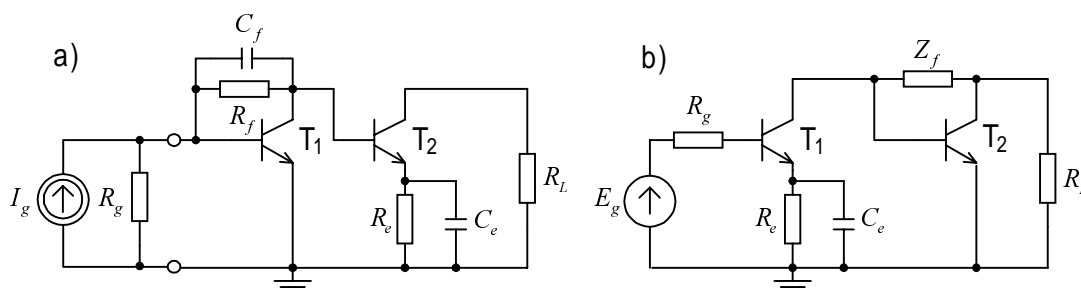
Wzmacniacz z lokalnym sprzężeniem emiterowym (rys.14.10) odznacza się dużą pojemnościową impedancją wejściową i wyjściową.

W układzie tym sprzężenie zwrotne jest skuteczne, jeśli jest on sterowany ze źródła o małej impedancji i obciążony jest dużą admitancją.

Wzmacniacz ze sprzężeniem kolektorowym (rys.14.11) ma właściwości przeciwne, tzn. jego impedancja wejściowa i wyjściowa są małe, a sprzężenie zwrotne jest skuteczne przy sterowaniu zbliżonym do prądowego i przy obciążeniu dużą impedancją.

Oba układy mogą zatem z powodzeniem współpracować we wzmacniaczu kaskadowym, złożonym na przemian ze stopni jednego i drugiego rodzaju. Jeżeli rezystancja źródła sterującego jest mała, to w pierwszym stopniu należy zastosować układ ze sprzężeniem emiterowym, w przeciwnym przypadku - układ ze sprzężeniem kolektorowym. Podobnie, jeżeli rezystancja obciążenia jest duża (mała), to w ostatnim stopniu należy zastosować wzmacniacz ze sprzężeniem kolektorowym (emiterowym).

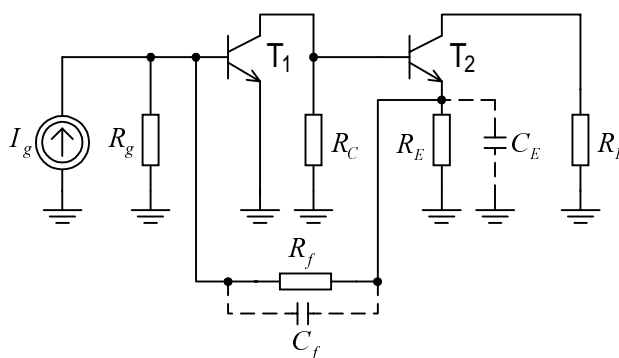
Dwustopniowe układy, zrealizowane według powyższej zasady, przedstawiono na rys.14.13.



Rys.14. 13. Układy dwustopniowe ze sprzężeniem kolektorowym i emiterowym

W przypadku wzmacniaczy dwustopniowych dobre rezultaty otrzymuje się przy zastosowaniu sprzężenia zwrotnego obejmującego dwa kolejne stopnie.

Przykład dwutranzystorowego wzmacniacza z ujemnym sprzężeniem zwrotnym prądowym - równoległym przedstawiono na rys.14.14.



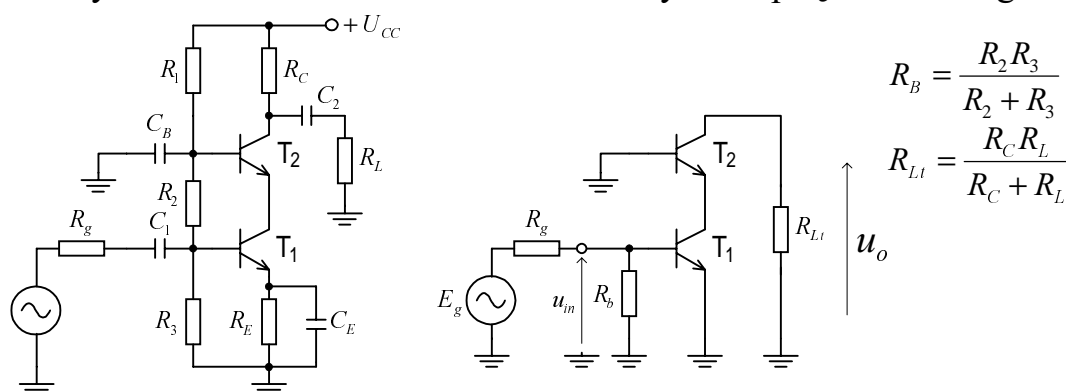
Rys.14.14. Wzmacniacz dwustopniowy ze sprzężeniem zwrotnym prądowym-równoległym

Pętla sprzężenia zwrotnego nie może obejmować większej liczby

stopni niż dwa, ze względu na trudności zapewnienia stabilności wzmacniacza. Przy dużych częstotliwościach przesunięcia fazy w tranzystorach mogą łatwo doprowadzić do zmiany charakteru sprzężenia z ujemnego na dodatnie.

14.4. WZMACNIACZE KASKODOWE

W układach wielkiej częstotliwości stosowane są prawie z reguły wzmacniacze kaskodowe. Na rys.14.15 przedstawiono schemat ideowy kaskody OE - OB wraz ze schematem ideowym dla prądu zmiennego.



Rys.14.15. Kaskoda OE-OB: a) schemat ideowy, b) schemat ideowy dla prądu zmiennego

Tranzystor T_1 pracuje w konfiguracji OE w stanie prawie zwarcia na wyjściu, ponieważ jest on obciążony impedancją wejściową tranzystora T_2 pracującego w konfiguracji OB. Zatem impedancja wejściowa kaskody jest taka, jak układu OE, zaś wzmocnienie prądowe wynosi $\beta_0 \alpha_0 \approx \beta_0$.

Podobnie, ze względu na dużą (w stosunku do impedancji wejściowej) impedancję wyjściową układu OE, można uważać, że stopień OB pracuje w warunkach rozwarci (dla składowej zmiennej) na wejściu, zatem rozwarciowa admitancja wyjściowa kaskody jest mała, taka jak w układzie OB. Ponieważ tranzystory T_1 i T_2 pracują przy tych samych wartościach składowej stałej prądu kolektora, stąd możemy przyjąć $g_{m1} = g_{m2} = g_m$.

Tranzystor T_1 jest obciążony w kolektorze małą rezystancją wejściową tranzystora T_2 w konfiguracji OB, która przy pominięciu $r_{bb'}$ wynosi

$$r_{eb'} = \frac{1}{g_{eb'}} = \frac{\alpha_0}{g_{m2}} = \frac{\alpha_0}{g_m}.$$

Z tego względu wzmocnienie napięciowe pierwszego stopnia jest małe i

wynosi

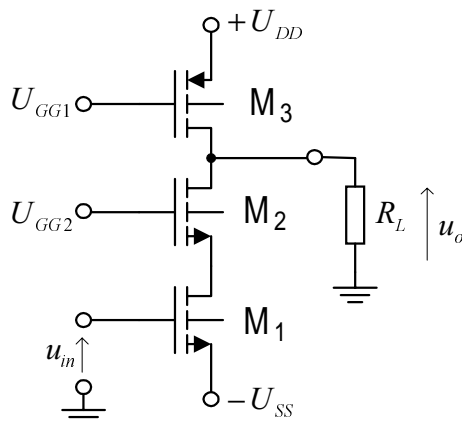
$$k_{u1} = -g_{m1} \frac{\alpha_0}{g_{m2}} = -\alpha_0 \quad (14.37)$$

Wzmocnienie napięciowe kaskody jest identyczne ze wzmocnieniem pojedynczego stopnia w konfiguracji OE.

$$k_u = \frac{u_0}{u_{in}} = -\alpha_0 g_{m2} R_{Lt} \approx -g_m R_{Lt} \quad (14.38)$$

Małe wzmocnienie napięciowe stopnia OE z tranzystorem T_1 powoduje, że pojemność C_{jc} przenosi się na wejście na skutek efektu Millera z niewielkim współczynnikiem multiplikacji: $C_{M1} = C_{jc}(1 + \alpha_0) \approx 2C_{jc}$, niezależnie od wartości rezystancji R_{Lt} . Konfiguracja OB nie przejawia efektu Millera, zatem w kaskodzie występuje minimalizacja tego efektu i jej pasmo częstotliwości jest znacznie szersze niż pasmo pojedynczego stopnia OE.

Podobne właściwości wykazuje kaskoda zrealizowana na tranzystorach polowych, opisana w rozdziale 10.4.5, której schemat ideowy powtórnie przedstawiono na rys.14.16.



Rys.14.16. Kaskoda z tranzystorami MOS

Tranzystor M_1 pracuje w konfiguracji OS, zaś tranzystor M_2 - w konfiguracji OG. Tranzystor M_3 stanowi obciążenie aktywne kaskody. Również w tym układzie występuje minimalizacja efektu Millera. Przy małym wzmocnieniu napięciowym stopnia OS

$$k_{u1} = -g_{m1} \frac{1}{g_{m2} + g_{ds1}} \approx -1 \quad (14.39)$$

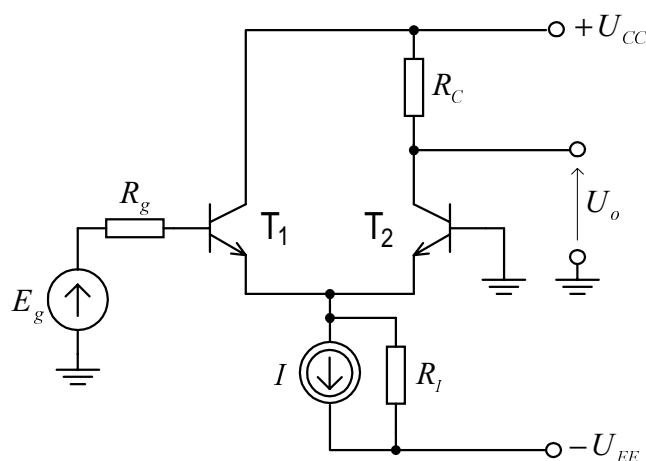
pojemność C_{gd} wniesiona na wejście układu jako $C_{M1} = C_{gd}(1+1) = 2C_{gd}$ jest mała i niezależna od R_L , zaś stopień OG nie przejawia efektu Millera.

Wzmocnienie napięciowe kaskody wynosi

$$k_u = \frac{-g_{m1}}{g_{m2} + g_{ds1}} \frac{g_{m2}}{G_L + g_{ds2} + g_{ds3}} \approx -\frac{g_m}{G_L + g_{ds2} + g_{ds3}} \quad (14.40)$$

14.4. NIESYMETRYCZNY WZMACNIACZ RÓŻNICOWY - UKŁAD OC-OB

Na rys.14.17 przedstawiono schemat ideowy niesymetrycznego wzmacniacza różnicowego (rezystancja w kolektorze tranzystora T_1 jest równa zero), który stanowi połączenie układów OC - OB sprzężonych emiterowo. W wyniku jednakowych, a przy tym małych rezystancjach - wejściowej układu OB i wyjściowej układu OC, pomiędzy emiterami obu stopni występuje dopasowanie impedancji.



Rys.14.17. Niesymetryczny wzmacniacz różnicowy - układ OC-OB

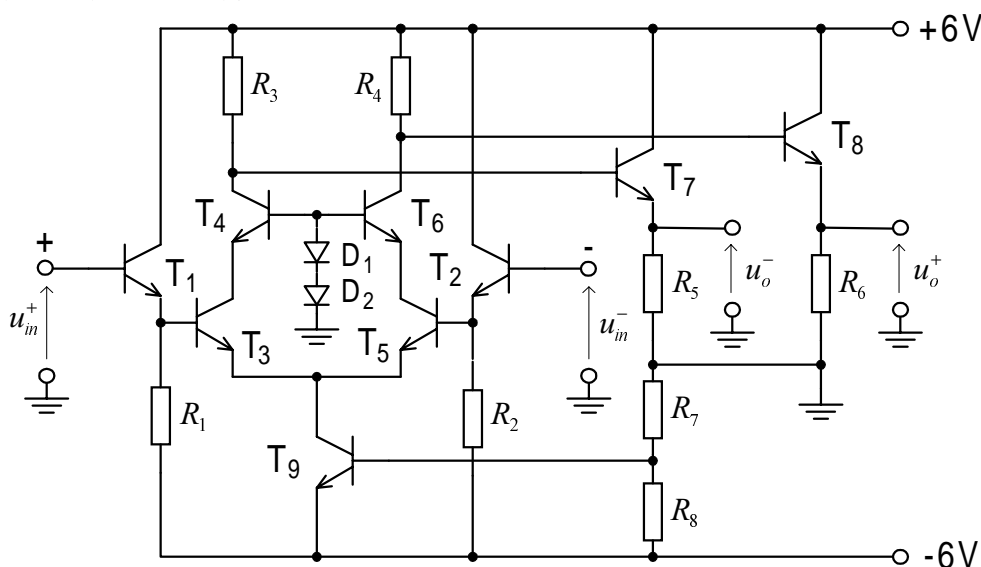
Ponieważ tranzystor T_1 pracuje przy stałym potencjale kolektora, dlatego nie występuje efekt Millera. Wzmocnienie prądowe stopnia OB jest bliskie jedności. Stopień ten praktycznie nie wprowadza ograniczeń częstotliwościowych, biorąc pod uwagę jego dużą częstotliwość graniczną f_α . Górna częstotliwość graniczna układu OC jest znacznie większa niż wzmacniacza w konfiguracji OE (co wykazano w rozdz. 10.5.3), dlatego układ z rys.14.17 charakteryzuje się bardzo dobrymi właściwościami częstotliwościowymi, porównywalnymi z właściwościami szerokopasmowymi kaskody.

Jak wykazano w rozdz. 12.2.3 (zależność 12.23), transkonduktancja wzmacniacza różnicowego przy wyjściu niesymetrycznym jest równa połowie transkonduktancji g_m tranzystora, a zatem jest o połowę mniejsza od transkonduktancji kaskody. Układ wzmacniacza różnicowego ma jednak w porównaniu z kaskodą tę zaletę, że temperaturowe zmiany napięć U_{BE} tranzystorów kompensują się. Możliwe jest rozbudowanie układu w celu uzyskania

symetrycznego szerokopasmowego wzmacniacza różnicowego, w formie różnorodnych rozwiązań, najczęściej w technologii monolitycznej.

14.5. SCALONE WZMACNIACZE SZEROKOPASMOWE

Na rys.14.18 przedstawiono schemat ideowy szerokopasmowego wzmacniacza CA 3040 firmy RCA, który posiada symetryczne wejście i symetryczne wyjście.

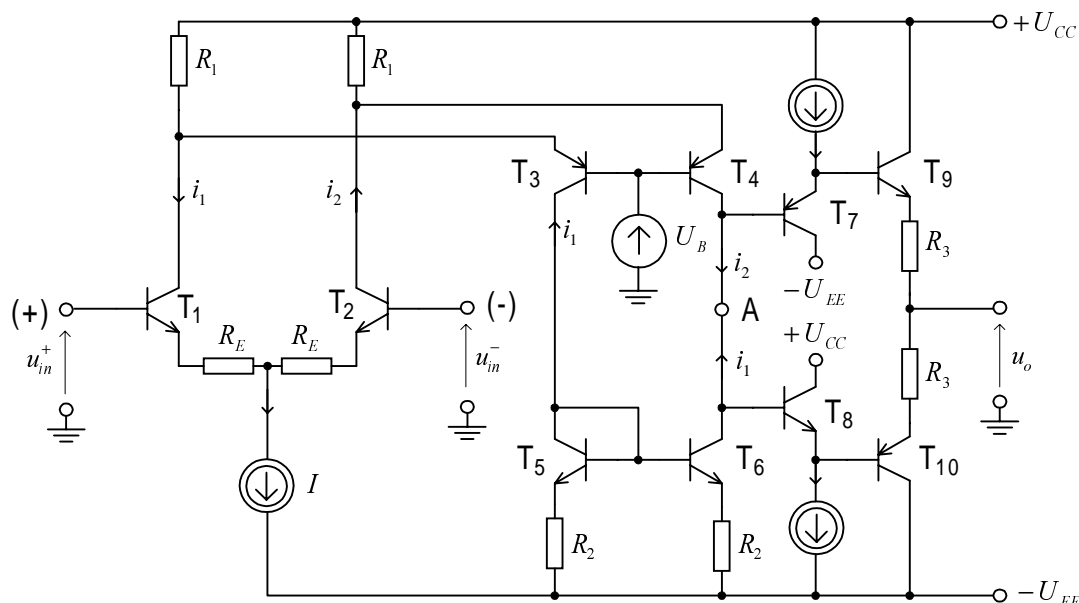


Rys.14.18. Uproszczony schemat ideowy wzmacniacza CA3040

W celu wyeliminowania efektu Millera tranzystory podstawowego układu wzmacniacza różnicowego zastąpiono układami kaskodowymi. Wejścia wzmacniacza różnicowego są sterowane za pośrednictwem wejściowych wtórników emiterowych (T_1 , T_2). Również napięcia wyjściowe pobierane są za pośrednictwem wyjściowych wtórników emiterowych (T_7 , T_8).

Przybliżona wartość wzmocnienia napięciowego, przy pominięciu rezystancji baz, konduktancji wyjściowych tranzystorów oraz przyjęciu wzmocnień wtórników emiterowych równych jedności, wynosi: $k_{u0} = -\frac{g_m}{2} R_3$. Omawiany wzmacniacz zapewnia wzmocnienie 30 dB oraz pasmo 55 MHz.

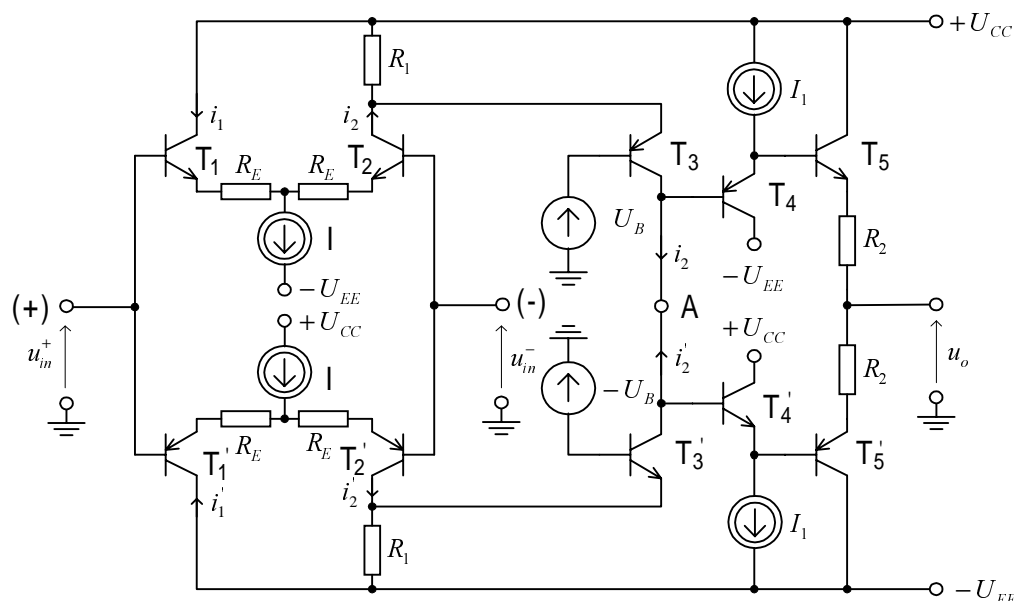
Na rys.14.19 przedstawiono uproszczony schemat ideowy szerokopasmowego wzmacniacza operacyjnego, na bazie którego są zrealizowane układy LM 6365 firmy National oraz HA 2541 / 42 firmy Harris.



Rys.14.19. Szerokopasmowy wzmacniacz operacyjny z kaskodowym wzmacniaczem różnicowym

W układzie tym rezystancje R_E wnoszą lokalne ujemne sprzężenie zwrotne zmniejszające wzmocnienie wejściowej pary różnicowej, ale równocześnie powodują zwiększenie pasma częstotliwości. W celu wyeliminowania efektu Millera - podobnie jak w układzie na rys.14.18 - wejściową parę różnicową tworzą układy kaskodowe z komplementarnymi tranzystorami $T_1 - T_3$ oraz $T_2 - T_4$. Rezystory R_1 służą do polaryzacji układów kaskodowych. Prąd kolektora T_3 jest przenoszony za pomocą lustra prądowego z tranzystorami $T_5 - T_6$ i sumowany w węźle A tak, że prąd wypływający z tego węzła jest prądem różnicowym pary różnicowej (na rys.14.19 zaznaczono fizyczne kierunki prądów, odpowiadające dodatniemu przyrostowi napięcia wejściowego u_{in}^+). Potencjał węzła A jest przenoszony na wyjście za pośrednictwem symetrycznego wtórnika emiterowego z tranzystorami $T_9 - T_{10}$. W celu zapewnienia przepływu prądu spoczynkowego w obu tranzystorach wyjściowych T_9 i T_{10} konieczna jest wstępna polaryzacja napięciem około 1,4V pomiędzy zaciskami ich baz. Napięcie to jest wytwarzane za pomocą dwu wtórników emiterowych T_7 oraz T_8 , które ponadto dokonują transformacji impedancji.

Inny przykład realizacji szerokopasmowego wzmacniacza operacyjnego przedstawiono na rys.14.20. Układ ten stanowi przeciwsołbne połączenie dwóch niesymetrycznych wzmacniaczy różnicowych OC - OB z rys. 14.17, przy czym prawe gałęzie par różnicowych są uformowane przez układy kaskodowe z komplementarnymi tranzystorami $T_2 - T_3$ oraz $T_2' - T_3'$.



Rys.14. 20. Szerokopasmowy wzmacniacz operacyjny w układzie przeciwsobnym

Podobnie jak w poprzednim układzie, prąd wypływający z węzła A jest prądem różnicowym składowych zmiennych prądów kolektorów T_2 oraz T_2' . Pozostała część układu jest identyczna jak na rys.14.19. Na bazie tego schematu zbudowane są szybkie wzmacniacze operacyjne firmy Harris, np. układy HA2539 i HA5160. Do ich realizacji wykorzystuje się komplementarną technologię bipolarną z izolacją tlenkową, dzięki czemu jest możliwe wykonanie tranzystorów p-n-p oraz n-p-n o identycznych parametrach.

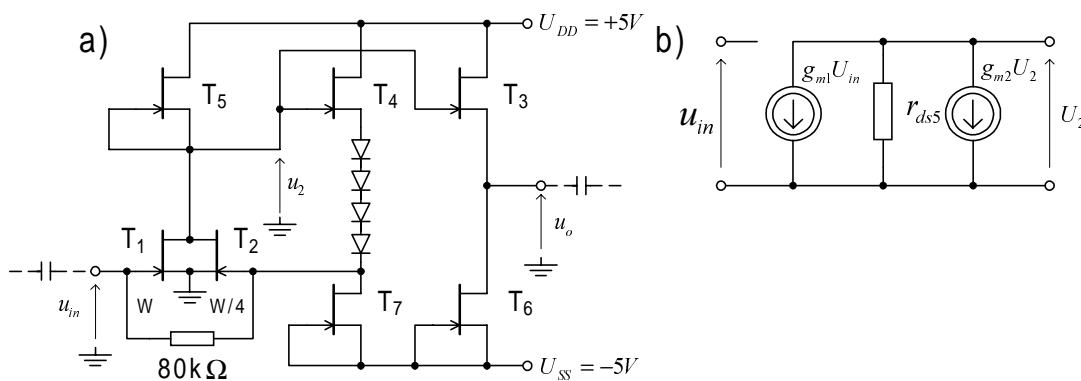
W tej samej technologii realizowane są również wzmacniacze *transimpedancyjne ze sprzężeniem prądowym* (ang. *current feedback amplifier*), które zostały opisane w rozdziale 12.4.5.

Wzmacniacze ze sprzężeniem prądowym, realizowane w komplementarnej technologii bipolarnej należą obecnie do najszybszych wzmacniaczy operacyjnych, dość powszechnie stosowanych w praktyce. Przykładem mogą być niżej wspomniane wzmacniacze, dla których wyszczególniono również maksymalną szybkość zmian napięcia wyjściowego S_u oraz szerokość pasma przy pełnym wystereowaniu wyjścia, czyli tzw. *pasma przenoszenia mocy*

$$f_p = \frac{du_o}{dt} / \pi U_{opp}$$

Typ wzmacniacza	Producent	S_u [V / μ s]	f_p [MHz]
AD 9617	Analog Dev.	1 400	100
OPA 623	Burr Brown	2 000	130
HFA 1100	Harris	2 500	130
CLC 404	Comlinear	2 500	150
Należy również podkreślić, że do realizacji wzmacniaczy			

szerokopasmowych szczególnie predystynowane są układy z tranzystorami polowymi MESFET na podłożu z arsenku galu. Przykładem może być scalony wzmacniacz o szerokości pasma 3 GHz przedstawiony na rys.14.21 [3].



Rys.14.21. Scalony wzmacniacz szerokopasmowy z tranzystorami MESFET: a) schemat ideowy, b) uproszczony model dla zakresu małych częstotliwości

Tranzystor T₁ jest wzmacniaczem napięciowym objętym pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego, utworzoną przez wtórnik źródłowy z tranzystorem T₄ oraz tranzystor T₂. Tranzystor T₂ ma czterokrotnie mniejszą szerokość bramki niż tranzystor T₁, stąd pomiędzy ich transkonduktancjami zachodzi związek

$$g_{m2} = \frac{g_{m1}}{4} \quad (14.41)$$

Przy założeniu, że wzmocnienia napięciowe wtórników źródłowych T₃ i T₄ są równe jedności oraz na podstawie uproszczonego modelu wzmacniacza z rys.14.21b można wyznaczyć wzmocnienie napięciowe układu

$$k_u = \frac{U_2}{U_{in}} = - \frac{g_{m1} r_{ds5}}{1 + g_{m2} r_{ds5}} \approx - \frac{g_{m1}}{g_{m2}} = -4 (12dB) \quad (14.42)$$

gdzie r_{ds5} jest dynamiczną rezystancją tranzystora T₅ pracującego jako źródło prądowe (przy $U_{GS} = 0$).

Wzmocnienie wzmacniacza można regulować przez odpowiedni dobór stosunku szerokości bramek tranzystorów T₁ i T₂.