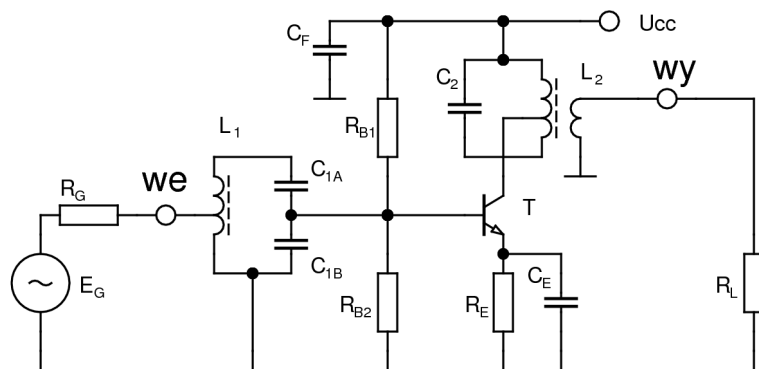


## Projektowanie wzmacniacza rezonansowego

Wzmacniacz rezonansowy zawiera elementy aktywne, najczęściej tranzystory, z dołączonymi na wejściu i wyjściu obwodami rezonansowymi. Obwody te powodują, że wzmacniacz osiąga maksymalne wzmocnienie dla wąskiego pasma częstotliwości wokół częstotliwości rezonansowej obwodów (zazwyczaj wszystkie obwody rezonansowe są dostrojone do tej samej częstotliwości). Dzięki temu wzmacniacz taki jest w stanie przenieść wąskopasmowe sygnały powszechnie stosowane w radiokomunikacji równocześnie tłumiąc sygnały zakłócające występujące na innych częstotliwościach.

Dodatkowo obwody rezonansowe umożliwiają dopasowanie elementu aktywnego do zadanej impedancji źródła sygnału i obciążenia. Dzięki temu można osiągnąć duże wzmocnienie, znacznie większe niż we wzmacniaczach szerokopasmowych.

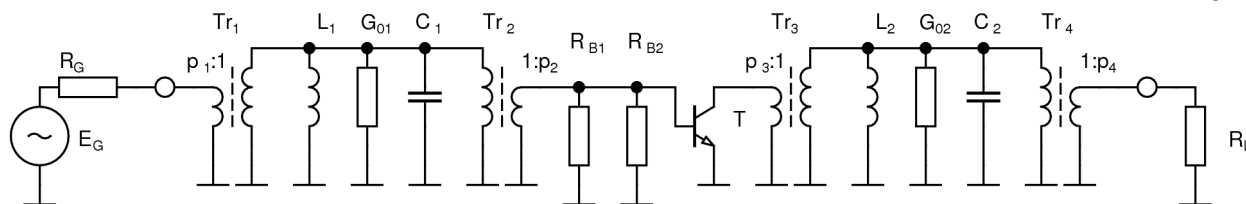
Wzmacniacze rezonansowe z obwodami rezonansowymi LC budowane są dla częstotliwości środkowych w zakresie od kilkudziesięciu kiloherców do kilkuset megaherców. W zakresie wyższych częstotliwości stosuje się obwody o stałych rozłożonych. Przykładowy schemat wzmacniacza rezonansowego na tranzystorze bipolarnym w układzie wspólnego emitera pokazany jest na rysunku:



Rysunek 1. Wzmacniacz rezonansowy

Wzmacniacz ten zawiera dwa obwody rezonansowe, po jednym na wejściu i wyjściu tranzystora. Dopasowanie źródła sygnału odbywa się poprzez dołączenie go do odczepu indukcyjności obwodu wejściowego a dopasowanie bazy tranzystora zapewnia dzielnik pojemnościowy. W obwodzie wyjściowym dopasowanie do obwodu kolektora odbywa się poprzez odczep na indukcyjności, w wielu wypadkach kolektor tranzystora może być dołączony do gorącego końca obwodu. Sprzężenie z obciążeniem jest zrealizowane poprzez uzwojenie sprzęgające o mniejszej liczbie zwojów (sprzężenie transformatorowe). Podane techniki dopasowania należy traktować jako przykładowe.

Zmiennoprądowy schemat zastępczy uzyskuje się przyjmując, że kondensatory blokujące  $C_E$  i  $C_F$  stanowią zwarcie. Dodatkowo odczepy na indukcyjnościach, uzwojenia sprzęgające oraz dzielniki pojemnościowe zostały tu zastąpione transformatorami idealnymi o przekładniach napięciowych  $p_1:1$ ,  $1:p_2$ ,  $p_3:1$  oraz  $1:p_4$  a napięciowe źródło sterujące zostało zastąpione równoważnym źródłem prądowym o konduktancji wewnętrznej  $G_G = 1/R_G$ . Również rezystancję obciążenia  $R_L$  można zastąpić odpowiednią konduktancją  $G_L$ . Daje to w efekcie układ zastępczy pokazany na rysunku 2:



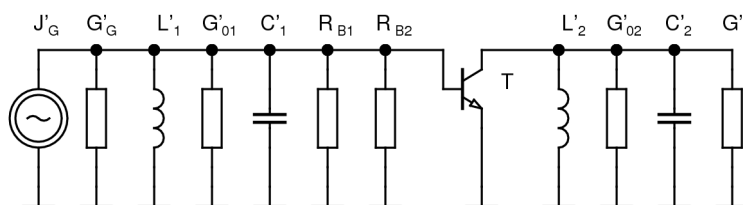
Rysunek 2: Zmienneprądowy schemat zastępczy wzmacniacza rezonansowego

Przekładnie transformatorów  $p_1$  i  $p_3$  są uzależnione od stosunku liczby zwojów pomiędzy odczepem cewki a jej „zimnym” (uziemiającym dla w. cz.) końcem do pełnej liczby zwojów. Przekładnia  $p_4$  wyraża się poprzez stosunek liczby zwojów uzwojenia sprzęgającego do liczby zwojów uzwojenia głównego o ile można założyć, że uzwojenia są silnie sprzężone. Przekładnia  $p_2$  jest uzależniona od stosunku pojemności dzielnika  $C_{1A}/C_{1B}$ :

$$p_2 = \frac{C_1}{C_{1B}} = \frac{C_{1A} C_{1B}}{(C_{1A} + C_{1B}) C_{1B}} = \frac{C_{1A}}{C_{1A} + C_{1B}}$$

W praktycznych układach wartości przekładni  $p_n$  mieszczą się w zakresie 0...1, przy czym wartość równa 1 oznacza bezpośrednie podłączenie do „gorącego” końca obwodu rezonansowego. Konduktancje  $G_{01}$  oraz  $G_{02}$  są konduktancjami strat własnych w obwodach, zależnymi przede wszystkim od dobroci własnej indukcyjności.

Powyższy układ można uprościć, przenosząc wszystkie elementy do węzłów stanowiących wejście i wyjście tranzystora oraz eliminując zbędne już transformatory co daje układ przedstawiony na rysunku 3.



Rysunek 3: Uproszczony schemat zastępczy wzmacniacza

Wartości elementów obydwu obwodów muszą być zmodyfikowane aby ich impedancje widziane od strony tranzystora były identyczne jak na poprzednim schemacie:

$$C_1' = \frac{C_1}{p_2^2} \quad L_1' = L_1 p_2^2 \quad G'_{01} = \frac{G_{01}}{p_2^2}$$

$$C_2' = \frac{C_2}{p_3^2} \quad L_2' = L_2 p_3^2 \quad G'_{02} = \frac{G_{02}}{p_3^2}$$

Rezystancja wewnętrzna źródła sygnału oraz rezystancja obciążenia ulegają dwukrotnej transformacji:

$$R_G' = R_G \left( \frac{p_2}{p_1} \right)^2 \quad G_G' = G_G \left( \frac{p_1}{p_2} \right)^2$$

$$R_L' = R_L \left( \frac{p_3}{p_4} \right)^2 \quad G_L' = G_L \left( \frac{p_4}{p_3} \right)^2$$

Ponieważ transformatory w schemacie zastępczym są przyjęte jako bezstratne, to wzmacnienie mocy uproszczonego wzmacniacza jest takie same jak układu wyjściowego. Wartości wzmacnienia napięciowego i prądowego będą się różnić ze względu na zmianę rezystancji źródła i obciążenia.

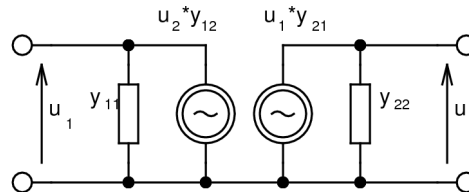
W zakresie częstotliwości radiowych częstotliwości do małosygnałowego opisu

tranzystora najlepiej jest zastosować macierz Y. Stosowana w zakresie mikrofalowym macierz S jest mniej korzystna, gdyż trudno jest zmierzyć jej składowe z dostateczną dokładnością w warunkach silnego niedopasowania.

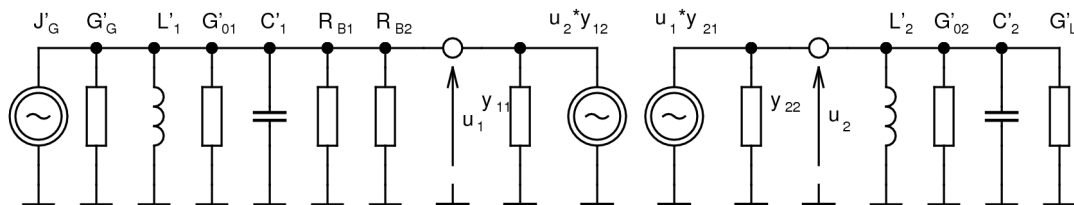
Elementy macierzy Y są zespolonymi konduktancjami lub transkonduktancjami i wyraża się je w (mili-, mikro-) siemensach:

$$\llbracket Y \rrbracket = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{11} + jb_{11} & Y_{12} e^{j\varphi_{12}} \\ Y_{21} e^{j\varphi_{21}} & g_{22} + jb_{22} \end{bmatrix}$$

Co odpowiada schematowi zastępczemu:

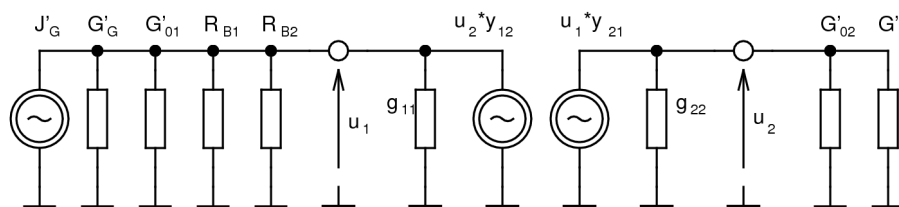


Schemat zastępczy wzmacniacza przyjmuje wtedy postać:



Rysunek 4: Schemat zastępczy wzmacniacza z modelem tranzystora

Dalsze uproszczenie układu można uzyskać, przyjmując że obydwa obwody są dostrojone do rezonansu dla częstotliwości środkowej wzmacniacza. Reaktancje pojemnościowe i indukcyjne w obu obwodach znoszą się wzajemnie:



Rysunek 5: Schemat zastępczy dla częstotliwości środkowej

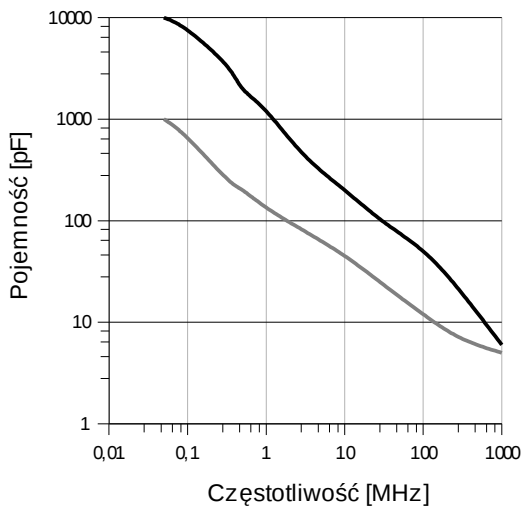
Można zauważyć, że wyniku zestrojenia obwodów eliminacji uległy także pojemności wejściowa i wyjściowa tranzystora i w obwodzie pozostają tylko odpowiednie konduktancje.

## 1. Wstępny projekt obwodów rezonansowych

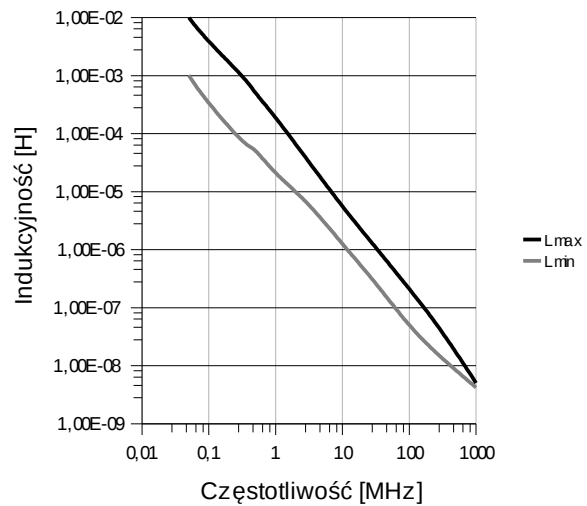
Wstępny projekt obwodów rezonansowych polega na określeniu takiej indukcyjności  $L_i$  i pojemności  $C_i$ , aby uzyskać właściwą częstotliwość rezonansową:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_i C_i}}$$

a obwód dał się zrealizować. Typowe wielkości elementów obwodu można oszacować na podstawie wykresów na rysunkach 2 i 3.



Rysunek 6. Optymalne indukcyjności w obwodach rezonansowych



Rysunek 7. Optymalne pojemności w obwodach rezonansowych LC

Wymaganą dobroć obwodu rezonansowego należy określić na podstawie niezbędnej szerokości pasma przenoszenia obwodu B:

$$Q_L = \frac{f_0}{B}$$

dobroć ta powinna być mniejsza od dobroci własnej obwodu, która zależy przede wszystkim od dobroci własnej cewki  $Q_0$ . Zazwyczaj dobroć własna cewek stosowanych w obwodach LC zawiera się w zakresie od 50 do 150 i zależy od wymiarów, indukcyjności oraz sposobu wykonania. Największe dobroci własne uzyskuje się dla cewek o dużych rozmiarach i nawiniętych specjalnym przewodem wielożyłowym, tzw. licą w. cz. (dla częstotliwości do kilku MHz) lub drutem srebrzonym o dużej średnicy (dla zakresu powyżej kilku MHz). Dobroć kondensatorów przydatnych do użycia w obwodach rezonansowych zazwyczaj przekracza 1000, jest to odwrotność podawanego w danych technicznych tangensa kąta strat.

Na podstawie dobroci można określić konduktancję rezonansową obwodu nieobciążonego  $G_{0i}$  i obciążonego  $G_{rLi}$ :

$$G_{0i} = \frac{1}{\omega L_i Q_0}$$

$$G_{rLi} = \frac{1}{\omega L_i Q_L}$$

## 2. Stabilność tranzystora i wzmacniacza

Rzeczywiste elementy aktywne charakteryzują się niezerową wartością parametru  $Y_{12}$  co oznacza istnienie pewnego wewnętrznego sprzężenia zwrotnego. W niekorzystnych warunkach takie sprzężenie zwrotne może doprowadzić do wzbudzenia się wzmacniacza. Aby zbadać stabilność elementu zastosowanego we wzmacniaczu należy zbadać jego współczynnik stabilności. Istnieje kilka definicji takiego współczynnika:

- współczynnik stabilności Linville'a (wewnętrzny)

$$C = \frac{|Y_{21} Y_{12}|}{2 g_{11} g_{22} - \text{Re}(Y_{12} Y_{21})}$$

- współczynnik stabilności Sterna (wewnętrzny)

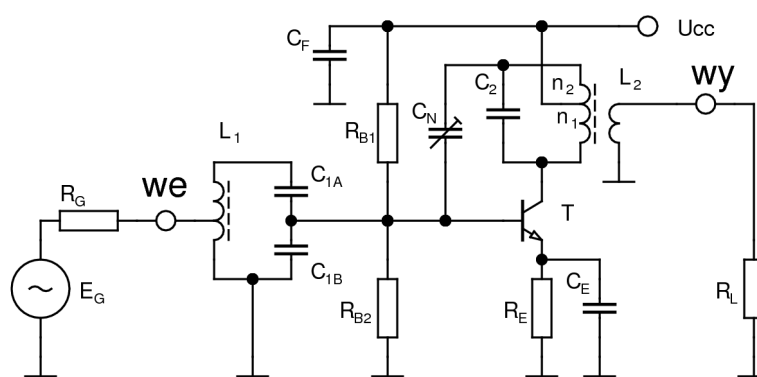
$$s = \frac{2g_{11}g_{22}}{Re(Y_{12}Y_{21}) + |Y_{12}Y_{21}|}$$

- współczynnik stabilności Lathi-Rolleta (wewnętrzny)

$$k = \frac{2g_{11}g_{22} - Re(Y_{12}Y_{21})}{|Y_{21}Y_{12}|} = \frac{1}{C}$$

Element aktywny będzie bezwarunkowo stabilny, jeśli  $C < 1$ ,  $s > 1$  lub  $k > 1$ . Wystarczy zbadać tu jeden z powyższych współczynników, gdyż można wykazać że jeśli  $C > 1$  to zajdzie również nierówność  $s < 1$  i odwrotnie. Jeśli element aktywny będzie bezwarunkowo stabilny, to wzmacniacz nie ulegnie wzbudzeniu, nawet jeśli obwody dopasowujące będą bezstratne.

Jeżeli  $C > 1$ ,  $s < 1$  lub  $k < 1$  to dla pewnych zakresów impedancji źródła sygnału i obciążenia dojdzie do oscylacji. Możliwe są wtedy dwie drogi uzyskania stabilności wzmacniacza. Jedną z nich polega na dołączeniu do wzmacniacza dodatkowych obwodów kompensujących wewnętrzne sprzężenie zwrotne tranzystora (unilateralizacja). W przypadku wzmacniaczy stosuje się też tradycyjną nazwę **neutralizacja**.



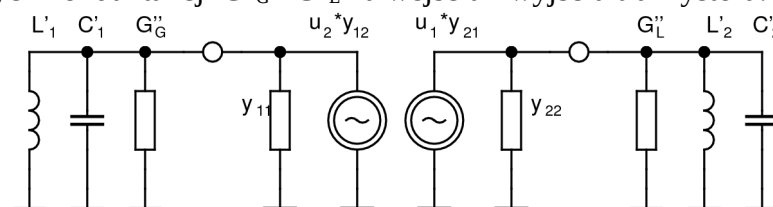
Rysunek 8: Wzmacniacz rezonansowy z neutralizacją mostkową

W układzie przedstawionym na rysunku 8 wpływ pojemności  $C_{CB}$  tranzystora jest kompensowany przez kondensator  $C_N$ , którego pojemność powinna spełniać warunek:

$$C_N = \frac{n_1}{n_2} C_{CB}$$

W praktyce jednak ze względu na rozrzuty produkcyjne elementów i zależności parametrów tranzystora od warunków pracy trudno dokładnie obliczyć wartości elementów obwodu neutralizacji a ponadto dla wzmacniaczy półprzewodnikowych nie istnieje metoda eksperymentalnego strojenia obwodu neutralizacji. Ze względu na powyższe trudności obecnie neutralizację stosuje się bardzo rzadko.

Druga metoda poprawy stabilności, przez **niedopasowanie**, polega na odpowiednim doborze zewnętrznych konduktancji  $G''_G$  i  $G''_L$  na wejściu i wyjściu tranzystora:



Po ich uwzględnieniu współczynnik stabilności Sterna przyjmuje wtedy postać:

$$s_r = \frac{2(g_{11} + G''_G)(g_{22} + G''_L)}{Re(Y_{12}Y_{21}) + Y_{12}Y_{21}}$$

jest to tak zwany współczynnik stabilności roboczej. Jest on większy od współczynnika stabilności

wewnętrznej  $s$ , co oznacza lepszą stabilność. Analogicznie można zdefiniować pozostałe współczynniki stabilności roboczej. W rzeczywistym układzie składowymi konduktancji  $G''_G$  i  $G''_L$  przetransformowane konduktancje strat obwodów rezonansowych oraz odpowiednio konduktancja źródła sygnału i konduktancja obciążenia:

$$\begin{aligned} G''_G &= G'_G + G'_{01} \\ G''_L &= G'_L + G'_{02} \end{aligned}$$

W pewnych sytuacjach zapewnienie wymaganej stabilności może wymagać dołączenia dodatkowych rezystorów tłumiących obwody. Można je włączyć tylko w obwodzie wejściowym, tylko w obwodzie wyjściowym bądź też w obydwu.

Najgorszy pod względem stabilności przypadek wystąpi, gdy od wzmacniacza zostaną odłączone źródło sygnału i obciążenie a przekładnie  $p_2$  i  $p_3$  wyniosą 1, wtedy konduktancje  $G''_G$  i  $G''_L$  będą najmniejsze i wyniosą:

$$G''_G = G_{01} \quad G''_L = G_{02}$$

jeśli w takim przypadku współczynnik stabilności  $s$  będzie większy od 1 to wzmacniacz będzie stabilny dla wszystkich wartości przekładni  $p_2$  i  $p_3$  oraz wszystkich nieujemnych konduktancji źródła i obciążenia. W przeciwnym przypadku można wyznaczyć maksymalną wartość przekładni  $p_2$  (albo  $p_3$  lub nawet obu), przy której wzmacniacz będzie jeszcze stabilny.

W praktyce należy dążyć do tego aby stabilność została zapewniona z dostatecznym zapasem:

$$\begin{aligned} C &< 0,25 \\ s &> 4 \\ k &> 4 \end{aligned}$$

przynajmniej w warunkach roboczych. Jeśli zapas stabilności będzie mniejszy to do wzbudzenia będzie mogło dojść na skutek zmian warunków pracy wzmacniacza bądź rozrzutu parametrów użytych elementów. Wzmacniacz taki będzie trudny do prawidłowego zestrojenia i jego parametry (np. wzmocnienie) będą bardzo wrażliwe na zmiany warunków pracy.

#### 4. Wstępny wybór przekładni obwodów transformujących

Maksymalne wzmocnienie wzmacniacza uzyskuje się w warunkach zbliżonych do obustronnego dopasowania. Podczas projektowania wzmacniacza z tranzystorem bipolarnym zwykle okazuje się że konduktancja wyjściowa tranzystora jest znacznie mniejsza od typowych konduktancji rezonansowych obwodu kolektorowego i uzyskanie dopasowania energetycznego na wyjściu tranzystora jest niemożliwe. W takiej sytuacji można przyjąć wstępnie wartość przekładni  $p_3$  równą 1 co oznacza dołączenie kolektora tranzystora bezpośrednio do gorącego końca obwodu rezonansowego. Rezystancja wejściowa tranzystora wynosi zwykle od kilkuset omów do kilku kiloomów (w układzie ze wspólną bazą nawet mniej) i wtedy do uzyskania wymaganego pasma przenoszenia obwodu wejściowego niezbędne jest zastosowanie przekładni  $p_2$  mniejszej od 1.

Może się jednak zdarzyć, że tranzystor będzie miał na tyle silne wewnętrzne sprzężenie zwrotne, że maksymalna przekładnia  $p_2$  obliczona z warunku stabilności będzie mniejsza niż obliczona dla uzyskania optymalnego dopasowania na wejściu wzmacniacza. W takiej sytuacji można powtórzyć projekt przyjmując mniejszą wartość przekładni  $p_3$ , np. 0.5.

Tranzystory polowe pracujące w układzie ze wspólnym źródłem mają bardzo dużą zarówno rezystancję wejściową jak i wyjściową. We wzmacniaczu z takim tranzystorem uzyskanie wymaganej stabilności można osiągnąć obniżając zarówno przekładnię  $p_2$  jak i  $p_3$ .

Jeśli wybrana zostanie przekładnia  $p_3$ , to można obliczyć wartość konduktancji  $G''_L$  będącej obciążeniem tranzystora. Aby uzyskać wymaganą szerokość pasma obwodu wyjściowego musi być spełniony warunek:

$$g_{22} + G'_{02} + G'_L = g_{22} + G''_L = \frac{G_{rL}}{p_3^2}$$

Konduktancja obciążenia  $G''_L$  wyniesie wtedy:

$$G''_L = \frac{G_{rL}}{p_3^2} - g_{22}$$

Znajomość konduktancji obciążenia pozwoli wyliczyć dalsze parametry wzmacniacza.

## 5. Wzmocnienie i rezystancja wejściowa

Jeżeli tranzystor jest bezwarunkowo stabilny i pracuje z obustronnym dopasowaniem to można określić maksymalne wzmocnienie mocy które wyniesie:

$$K_p = \frac{Y_{21}}{Y_{12}} \frac{1}{k + \sqrt{k^2 - 1}}$$

i będzie osiągane przy admitancji źródła  $G''_G + jB_G$  i obciążenia  $G''_L + jB_L$ ;

$$G''_G = g_{11} \frac{T_0 \sqrt{k^2 - 1}}{2} \quad B_G = \frac{Im(y_{12} y_{21})}{2 g_{22}} - b_{11}$$

$$G''_L = g_{22} \frac{T_0 \sqrt{k^2 - 1}}{2} \quad B_L = \frac{Im(y_{12} y_{21})}{2 g_{11}} - b_{22}$$

gdzie:

$$T_0 = \frac{|y_{12} y_{21}|}{g_{11} g_{22}}$$

a  $k$  jest wewnętrznym współczynnikiem stabilności Lathi-Rolleeta. Aby zbudować wzmacniacz z tranzystorem pracującym w powyższych warunkach należy zaprojektować obwody transformujące obliczone optymalne admitancje źródła i obciążenia na wielkości wymagane dla całego wzmacniacza. Wzmocnienie wzmacniacza będzie mniejsze niż obliczone wzmocnienie tranzystora ze względu na straty w obwodach.

W przypadku, gdy wzmacniacz pracuje z niedopasowaniem w obwodzie wyjściowym (najczęściej spotykany przypadek) to wzmocnienie mocy należy wyznaczyć na podstawie przyjętej konduktancji obciążenia  $G''_L$ :

$$K_p = \frac{Y_{21}^2 G''_L}{(g_{22} + G''_L)^2 Re \left( g_{11} - \frac{y_{12} y_{21}}{g_{22} + G''_L} \right)}$$

a jego admitancja wejściowa wyniesie:

$$y_{we} = y_{11} - \frac{y_{12} y_{21}}{g_{22} + G''_L}$$

można ją rozłożyć na część rzeczywistą i urojoną:

$$g_{we} = Re(y_{we}) = g_{11} - \frac{Re(y_{12} y_{21})}{g_{22} + G''_L}$$

$$b_{we} = Im(y_{we}) = b_{11} - \frac{Im(y_{12} y_{21})}{g_{22} + G''_L}$$

Z części urojonej można obliczyć pojemność wejściową

$$C_{we} = \frac{b_{we}}{\omega}$$

## 6. Obliczenie pozostałych przekładni obwodów transformujących

W obwodzie wyjściowym pozostaje do obliczenia przekładnia  $p_4$ . Aby ją wyznaczyć można wyjść z zależności:

$$g_{22} + G'_{02} + G'_L = \frac{G_{rL}}{p_3^2}$$

i po podstawieniu wyrażen na  $G'_{02}$  i  $G'_L$  oraz wykonaniu kilku przekształceń otrzymujemy:

$$p_3^2 g_{22} + G_{02} + p_4^2 G_L = G_{rL}$$

skąd można wyznaczyć  $p_4$ :

$$p_4 = \sqrt{\frac{G_{rL} - p_3^2 g_{22} - G_{02}}{G_L}}$$

W obwodzie wejściowym należy wyznaczyć dwa współczynniki  $p_1$  i  $p_2$ . Należy tu dążyć do spełnienia wymagania na tłumienie obwodu wejściowego:

$$p_2^2 g_{we} + G_{01} + p_1^2 G_G = G_{rL1}$$

oraz na dopasowanie na wejściu wzmacniacza:

$$G_G = \frac{1}{p_1^2} (G_{r01} + p_2^2 \cdot g_{we})$$

Rozwiązaniem tego układu równań jest następujące:

$$p_1 = \sqrt{\frac{G_{rL1}}{2G_G}}$$
$$p_2 = \sqrt{\frac{G_{rL1} - 2G_{r01}}{2g_{we}}}$$



## 5. Przykład obliczeniowy

**Zadanie:** zaprojektować jednostopniowy wzmacniacz na częstotliwość środkową  $f_0=455\text{kHz}$  o szerokości pasma 3dB wynoszącej  $B=10\text{kHz}$ . Wzmacniacz powinien być obustronnie dopasowany do  $50\Omega$ .

Do budowy wzmacniacza został wybrany tranzystor BF240 przeznaczony do pracy w układzie ze wspólnym emiterem w torach p. cz. odbiorników radiowych. Parametry macierzy  $y$  dla tego tranzystora w punkcie pracy  $U_{CE}=10\text{V}$  i  $I_C=1\text{mA}$  wynoszą:

$$\begin{aligned}g_{11e} &= 0,2\text{mS}, C_{11e} = 17\text{pF} \\ Y_{21e} &= 37\text{mS}, \varphi_{21e} = 0^\circ \\ Y_{12e} &= 0,75\mu\text{S}, \varphi_{12e} = 270^\circ \\ g_{22e} &= 8,3\mu\text{S}, C_{22e} = 1\text{pF}\end{aligned}$$

Oba obwody LC będą złożone z indukcyjności  $L_1=L_2=L=76,4\mu\text{H}$  i pojemności  $C_1=C_2=C=1600\text{pF}$ . Dobroć własną obwodu przyjęto równą  $Q_0=80$ . Są to typowe dane dla miniaturowych obwodów p. cz. przeznaczonych do pracy w paśmie 450-468kHz.

Ponieważ 3dB szerokość pasma przenoszenia wzmacniacza ma wynieść 10kHz i zawiera on dwa obwody to pasmo pojedynczego obwodu powinno wynosić :

$$B_1 = B_2 = \frac{B}{\sqrt{\sqrt{2}-1}} = \frac{B}{0,6436} = 15,5\text{kHz}$$

co odpowiada dobroci obwodu obciążonego:

$$Q_{1L} = Q_{2L} = \frac{f_0}{B} = 29,3$$

Rezystancja i konduktancja dynamiczna w rezonansie obwodu nieobciążonego wyniosą:

$$R_{r0} = Q_0 \omega L = 17,47\text{k}\Omega \quad G_{r0} = \frac{1}{R_{r0}} = 57\mu\text{S}$$

a obciążonego:

$$R_{rL} = Q_L \omega L = 6,40\text{k}\Omega \quad G_{rL} = \frac{1}{R_{r0}} = 156\mu\text{S}$$

Wewnętrzny współczynnik stabilności Linville'a wynosi:

$$C = \frac{|Y_{21}Y_{12}|}{2g_{11}g_{22} - \text{Re}(Y_{12}Y_{21})} = \frac{37 \cdot 10^{-3} \cdot 0,75 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 0,2 \cdot 10^{-3} \cdot 8,3 \cdot 10^{-6} - \text{Re}[37 \cdot 10^{-3} \cdot (-j0,75 \cdot 10^{-6})]} = 8,36$$

czyli tranzystor jest potencjalnie niestabilny. Po uwzględnieniu konduktancji strat nieobciążonych obwodów rezonansowych dołączonych bezpośrednio do bazy i kolektora tranzystora (najmniej korzystny przypadek,  $p_2=p_3=1$ , wtedy  $G''_G=G''_L=G_0=57\mu\text{S}$ ) zmaleje on do:

$$C = \frac{|Y_{21}Y_{12}|}{2(g_{11}+G''_G)(g_{22}+G''_L) - \text{Re}(Y_{12}Y_{21})} = \frac{37 \cdot 10^{-3} \cdot 0,75 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 0,257 \cdot 10^{-3} \cdot 65 \cdot 10^{-6}} = 0,83$$

a więc tranzystor będzie już stabilny ale ze stosunkowo niewielkim zapasem. W rzeczywistych układach przekładnia  $p_2$  jest mniejsza od 1, co poprawi stabilność.

Projektowany wzmacniacz będzie charakteryzować się niedopasowaniem w obwodzie wyjściowym nawet jeśli  $p_3=1$  gdyż  $g_{22} \ll G''_L$ . W pierwszym podejściu do projektu przyjmujemy, że obwód wyjściowy będzie bezpośrednio dołączony do kolektora tranzystora ( $p_3=1$ ). Ponieważ całkowita konduktancja strat obwodu wyjściowego  $G_{rL} = g_{22} + G''_L$  ma wynieść  $156\mu\text{S}$  to zewnętrzna konduktancja  $G''_L$  wyniesie:

$$G''_L = \frac{G_{rL}}{p_3} - g_{22} = 156\mu\text{S} - 8,3\mu\text{S} = 147,7\mu\text{S}$$

Wzmocnienie mocy w tranzystorze wyniesie wtedy:

$$K_p = \frac{Y_{21}^2 G''_L}{(g_{22} + G''_L)^2 \operatorname{Re} \left( g_{11} - \frac{y_{12} y_{22}}{g_{22} + G''_L} \right)} =$$

$$= \frac{(37 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 147,7 \cdot 10^{-6}}{(156 \cdot 10^{-6})^2 \operatorname{Re} \left( 0,2 \cdot 10^{-3} + j \frac{37 \cdot 10^{-3} \cdot 0,75 \cdot 10^{-6}}{147,7 \cdot 10^{-6}} \right)} = 41360 = 46\text{dB}$$

a jego admitancja wejściowa:

$$g_{we} = \operatorname{Re}(y_{we}) = g_{11} - \frac{\operatorname{Re}(y_{12} y_{21})}{g_{22} + G''_L} = 0,2 \text{ mS} - 0 = 0,2 \text{ mS}$$

$$b_{we} = b_{11} - \frac{\operatorname{Im}(y_{12} y_{21})}{g_{22} + G''_L} = \omega C_{11} - \frac{37 \cdot 10^{-3} (-0,75 \cdot 10^{-6})}{156 \cdot 10^{-6}} = 48,6 \cdot 10^{-6} + 177,8 \cdot 10^{-6} = 226,4 \mu\text{S}$$

z wartości  $b_{we}$  można też obliczyć pojemność wejściową:

$$C_{we} = \frac{b_{we}}{\omega} = 79 \text{ pF}$$

jest ona większa od  $C_{11}$  ze względu na efekt Millera.

Do uzyskanej powyżej konduktancji wejściowej  $g_{we}$  należy jeszcze dodać konduktancję związaną z wpływem rezystorów polaryzacji bazy  $R_{B1}$  i  $R_{B2}$ . Rezystory te są włączone równolegle z wejściem wzmacniacza. Ostatecznie konduktancja wejściowa wyniesie:

$$g'_{we} = g_{we} + \frac{1}{R_{B1}} + \frac{1}{R_{B2}} = 0,2 \text{ mS} + 0,0213 \text{ mS} + 0,1 \text{ mS} = 0,32 \text{ mS}$$

jeśli wartości rezystorów wyniosą odpowiednio  $47 \text{ k}\Omega$  i  $10 \text{ k}\Omega$ .

### 5.1. Obwód wyjściowy

Ponieważ  $p_3=1$  to konduktancja obciążenia tranzystora  $G'_L$  będzie sumą konduktancji strat obwodu  $G_{r02}$  i przetransformowanej konduktancji obciążenia  $G'_L$ :

$$G''_L = G_{r0} + G'_L$$

stąd:

$$G'_L = G''_L - G_{r0} = 147,7 \mu\text{S} - 57 \mu\text{S} = 90,7 \mu\text{S}$$

a przekładnia  $p_4$  dopasowująca wyjście wzmacniacza do obciążenia  $50 \Omega$  wyniesie:

$$p_4 = \sqrt{\frac{G_{rL} - p_3^2 g_{22} - G_{02}}{G_L}} = \sqrt{\frac{G'_L}{G_L}} = \sqrt{R_L G'_L} = \sqrt{50 \cdot 90,7 \cdot 10^{-6}} = 0,067$$

co przy sprzężeniu transformatorowym (jak na rys. 1) odpowiada stosunkowi liczby zwojów 14,8:1.

Należy tu jeszcze zmniejszyć pojemność w obwodzie rezonansowym o wielkość pojemności wyjściowej tranzystora, wynoszącą tu  $1 \text{ pF}$ . Ze względu na dużą pojemność w obwodzie ( $C_2 = 1600 \text{ pF}$ ) poprawka w tym przypadku jest pomijalna.

Sprawność obwodu można oszacować jako stosunek mocy wydzielającej się w konduktancji  $G'_L$  do całkowitej mocy wyjściowej wydzielanej w konduktancji  $G''_L$ :

$$\eta_2 = \frac{G'_L}{G''_L} = \frac{90,7 \mu\text{S}}{147,7 \mu\text{S}} = 0,61$$

## 5.2. Obwód wejściowy

W obwodzie tym należy zapewnić wymagane tłumienie obwodu rezonansowego oraz dopasowanie wzmacniacza od strony wejścia co daje układ równań z rozwiązaniami:

$$p_1 = \sqrt{\frac{G_{rL}}{2G_G}}$$

$$p_2 = \sqrt{\frac{G_{rL} - 2G_{r0}}{2g'_{we}}}$$

dla tranzystora i obwodu z rysunku 1 uzyskuje się wartości  $p_1 = 0,0624$  oraz  $p_2 = 0,256$ .

Jeśli przekładnia  $p_1$  jest realizowana poprzez odczep na indukcyjności, jak pokazano na rys. 1, to odczep powinien być umieszczony na 1/17 liczby zwojów od dolnego końca cewki. Jeśli przekładnia  $p_2$  jest realizowana jako dzielnik pojemnościowy to powinna być spełniona zależność:

$$p_2 = \frac{C_{1A} \parallel C_{1B}}{C_{1B}} = \frac{C_{1A}}{C_{1A} + C_{1B}}$$

a ponadto  $C_{1A} \parallel C_{1B} = C_0 = 1600\text{pF}$  (wymagana pojemność w obwodzie) co daje

$$C_{1B} = \frac{C_1}{p_2} = \frac{1600\text{pF}}{0,256} = 6246\text{pF}$$

$$C_{1A} = \frac{1}{\frac{1}{C_1} - \frac{1}{C_{1B}}} = \frac{1}{\frac{1}{1600\text{pF}} - \frac{1}{6246\text{pF}}} = 2151\text{pF}$$

od wyliczonej pojemności  $C_{1B}$  należy jeszcze odjąć wyznaczoną wcześniej pojemność wejściową wzmacniacza równą 79pF, co w tym przypadku nie jest wielkością znaczącą. Ostateczne wartości pojemności w obwodzie zaokrąglone do szeregu E24 wyniosą 2200pF i 6200pF. Jeśli w tym miejscu byłby zastosowane sprzężenie transformatorowe lub poprzez dzielnik indukcyjny to pojemność wejściową należałoby przetransformować przez przekładnię  $p_2$ :

$$C_{we}' = C_{we} \cdot p_2^2$$

i odjąć od głównej pojemności obwodu.

Sprawność obwodu wejściowego będzie określona poprzez stosunek mocy wydzielanej w przetransformowanej konduktancji wejściowej tranzystora do sumy mocy wydzielanej w tej konduktancji i w konduktancji strat własnych obwodu:

$$\eta_1 = \frac{g_{we}}{g_{we}' + G'_{r0}} = \frac{g_{we}}{g'_{we} + \frac{G_{r0}}{p_2^2}} = \frac{0,2\text{mS}}{0,32\text{mS} + \frac{57\mu\text{S}}{0,256^2}} = 0,168$$

Całkowite wzmocnienie wzmacniacza z uwzględnieniem strat w obwodach wyniesie:

$$K_{pcałk} = K_p \eta_1 \eta_2 = 41360 \cdot 0,61 \cdot 0,168 = 4241 = 36,3\text{dB}$$

Wzmocnienie to mogłoby być większe, jeśli zrezygnuje się z warunku jednakowej dobroci obu obwodów. Wtedy zakładając mniejszą dobroć obwodu wejściowego można uzyskać lepszą sprawność obwodu, większe wzmocnienie a przy okazji także zmniejszenie współczynnika szumów wzmacniacza.

Na zakończenie pozostaje jedynie sprawdzić stabilność wzmacniacza dla braku obciążenia obydwu obwodów (najgorszy przypadek - wzmacniacz nie podłączony)

$$G''_G = \frac{G_{r0}}{p_2^2} + \frac{1}{R_{B1}} + \frac{1}{R_{B2}} = \frac{57 \mu S}{0,256^2} + 0,12 mS = 0,99 mS \quad G''_L = G_{r0} = 57 \mu S$$

$$C = \frac{|Y_{21} Y_{12}|}{2(g_{11} + G''_G)(g_{22} + G''_L) - \operatorname{Re}(Y_{12} Y_{21})} = \frac{37 \cdot 10^{-3} \cdot 0,75 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 0,99 \cdot 10^{-3} \cdot 65 \cdot 10^{-6}} = 0,215$$

a więc stabilność będzie zapewniona z dość dobrym zapasem. Należy tu zwrócić uwagę na to że parametry macierzy  $Y$  tranzystora nie obejmują ewentualnych pojemności rozproszonych w układzie. W szczególności pojemności pasożytnicze pomiędzy wyprowadzeniami kolektora i emitera mogą istotnie pogorszyć stabilność wzmacniacza. Aby zredukować tę pojemność, tranzystory często mają elektrodę wejściową po przeciwnej stronie obudowy niż wyjściową, dzięki czemu elektroda wspólna (tu emiter) pełni rolę ekranu. Podobnie może dojść do wzbudzenia wskutek sprzężeń pól magnetycznych cewek.