

Wzmacniacz rezonansowy

3

Ćwiczenie opracował Marek Wójcikowski na podstawie pracy dyplomowej Sławomira Cichosza

1. Wstęp

Ćwiczenie umożliwia zapoznanie się z podstawowymi układami wzmacniaczy rezonansowych. Dostępne są trzy wzmacniacze rezonansowe: z pojedynczym, podwójnym oraz potrójnym obwodem rezonansowym. Dokładną analizę teoretyczną, a potem pomiary, przeprowadza się tylko dla pierwszego układu. Dla pozostałych układów wykonuje się tylko pomiary.

Przed przystąpieniem do ćwiczenia należy zapoznać się z jego przebiegiem (podstawowe informacje zamieszczono w niniejszym opracowaniu). Prowadzący ma obowiązek sprawdzić przygotowanie do ćwiczenia.

2. Pomiary

Uwaga: wszystkie wzmacniacze zestrojone są na częstotliwość środkową $f_0=465\text{kHz}$.

2.1 Pomiar charakterystyki amplitudowej wzmacniacza z pojedynczym obwodem rezonansowym

Pomiary należy wykonać:

- bez dodatkowego obciążenia obwodu rezonansowego, wyjście z kolektora tranzystora (WY1, P1-rozwarty, P2-rozwarty);
- z dodatkowym obciążeniem obwodu rezonansowego o wartości $R_0=18\text{k}\Omega$, dołączonym przez pojemność sprzęgającą do kolektora tranzystora (WY1, P1-zwarty, P2-rozwarty);
- bez dodatkowego obciążenia obwodu rezonansowego, wyjście z dzielnika pojemnościowego (WY2, P1-rozwarty, P2-rozwarty);
- z dodatkowym obciążeniem obwodu rezonansowego o wartości $R_0=4,3\text{k}\Omega$ dołączonym poprzez pojemność sprzęgającą do dzielnika pojemnościowego, wyjście z dzielnika pojemnościowego (WY2, P1-rozwarty, P2-zwarty).

Pomiary wykonuje się ręcznie ustawiając częstotliwość i odczytując napięcie wyjściowe. Dobrać napięcie wejściowe z generatora $V_{we}=20\text{mV}_{\text{rms}}$ (ze względu na duże wzmocnienie wzmacniacza). Częstotliwość generatora wejściowego należy zmieniać w taki sposób, aby dokładnie odczytać częstotliwości rezonansowe (f_0) oraz odpowiadające im wzmocnienie $A_0=K_u(f_0)$ i trzydecybelowe częstotliwości graniczne (w celu wyznaczenia pasma trzydecybelowego - Δf_{3dB}), gdzie $K_u=V_{wy}/V_{we}$. Charakterystykę częstotliwościową pomierzyć dla następujących częstotliwości:

f_{we} [kHz]	f_{L10dB}	f_{L6dB}	f_{L3dB}	f_0	f_{H3dB}	f_{H6dB}	f_{H10dB}
K_u [V/V]	$0.316 \cdot A_0$	$0.5 \cdot A_0$	$0.707 \cdot A_0$	A_0	$0.707 \cdot A_0$	$0.5 \cdot A_0$	$0.316 \cdot A_0$

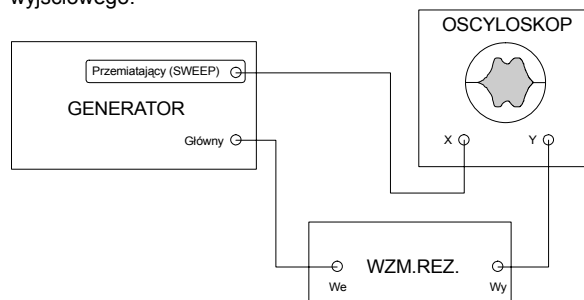
Miliwoltomierz używany do pomiarów napięcia wyjściowego wzmacniacza musi mieć dużą rezystancję wejściową oraz małą pojemność wejściową, dlatego jest wyposażony w sondę (uwaga: sonda wprowadza stałe tłumienie sygnału **1:1700**, co należy uwzględnić w odczytach napięć z miliwoltomierza).

2.2 Pomiar charakterystyki amplitudowej wzmacniacza z podwójnym i potrójnym obwodem rezonansowym

2.2.1. Należy zaobserwować charakterystyki wzmacniacza z podwójnym obwodem rezonansowym dla kolejnych wartości pojemności sprzęgających:

- $C_{12a}=68\text{pF}$ (pozycja 1 przełącznika obrotowego P1);
- $C_{12b}=47\text{pF}$ (pozycja 2 przełącznika obrotowego P1);
- $C_{12c}=33\text{pF}$ (pozycja 3 przełącznika obrotowego P1);
- $C_{12d}=18\text{pF}$ (pozycja 4 przełącznika obrotowego P1).

Pomiary wykonuje się w sposób półautomatyczny. Należy przełączyć generator w tryb przemiatania SWEEP, a oscyloskop przełączyć w tryb pracy X-Y (rys.1). Po wciśnięciu przycisku SWP załącza się pomocniczy generator przebiegu piłokształtnego o niskiej częstotliwości, którego sygnał steruje częstotliwością generatora głównego. W ten sposób częstotliwość generatora głównego przemiatana jest w zakresie ustalonym przez pokrętkę główne generatora. Do wejścia X oscyloskopu podłączyć należy sygnał sterujący (przemiatający), a do wejścia Y sygnał wyjściowy z badanego układu. Na oscyloskopie otrzymamy obraz charakterystyki amplitudowej (odbitej symetrycznie względem osi X). Aby odczytać współrzędne konkretnych punktów charakterystyki, należy wyłączyć na chwilę przemiatanie (SWP), znaleźć pokrętkiem dany punkt i odczytać częstotliwość na częstotlocie, a amplitudę na mierniku napięcia wyjściowego.



Rys.1 Wzmacniacz z pojedynczym obwodem rezonansowym

Napięcie wejściowe z generatora dobrać zakresu 10-40 mV_{RMS} .

Wyniki przerysować z oscyloskopu; współrzędne najważniejszych punktów zanotować w tabeli.

2.3. Pomiar charakterystyki amplitudowej wzmacniacza z trzema obwodami rezonansowymi

Pomiary należy wykonać dla kolejnych par pojemności sprzęgających:

- $C_{12a}=C_{23a}=300\text{pF}$ (pozycja 1 przełącznika P2);
- $C_{12b}=C_{23b}=270\text{pF}$ (pozycja 2 przełącznika P2);
- $C_{12c}=C_{23c}=250\text{pF}$ (pozycja 3 przełącznika P2);

Pomiary wykonuje się w sposób półautomatyczny (patrz punkt 2.2). Napięcie wejściowe generatora ustawić na $V_{we} = 100\text{mV}_{\text{rms}}$.

Wyniki przerysować z oscyloskopu; zaznaczając współrzędne najważniejszych punktów.

3. Opracowanie wyników

3.1 Na podstawie wzorów podanych w instrukcji, schematu ideowego oraz pomiarów f_0 obliczyć wzmocnienie napięciowe $A_0=K_u(f_0)$ i szerokość pasma trzydecybelowego Δf_{3dB} dla pomiarów z punktu 2.1 (wzmacniacz z pojedynczym obwodem rezonansowym). Wartość indukcyjności cewki L wyznacza się na podstawie pomiarów f_0 i danych wartości pojemności w obwodzie rezonansowym. Wyniki obliczeń pomocniczych umieścić w tabeli znajdującej się w protokole. Do obliczeń przyjąć:

$g_m=50\text{mS}$ (wartość odczytana charakterystyki tranzystora BF215 dla $I_c=1,5\text{mA}$)

$Q_L=50$; $r_o=250\text{k}\Omega$; $C_o \approx 0$.

Wyniki obliczeń i pomiarów I układu umieścić na wspólnym wykresie, aby było łatwo porównać.

3.2 Na podstawie wyników pomiarowych z punktu 2.1 a,b,c,d na jednym rysunku: wykreślić $20\log|K_u|=f(f)$. Oś rzędnych: liniowa, oś odciętych: logarytmiczna.

3.3 Dla pozostałych układów narysować zmierzone charakterystyki częstotliwościowe $20\log|K_u|=f(f)$.

Zamieścić własne wnioski i spostrzeżenia. Porównać układy pomiędzy sobą, a także skomentować zgodność obliczeń teoretycznych z pomiarami.

4. Teoria

Wzmacniacze rezonansowe LC, nazwane tak ze względu na zastosowanie obwodów rezonansowych LC jako obciążenia tranzystora, są wzmacniaczami środkowo przepustowymi wąskopasmowymi. Ich charakterystyki modułu wzmocnienia są podobne do charakterystyk środkowo przepustowych filtrów aktywnych RC, stosuje się je jednak dla większych częstotliwości niż filtry aktywne RC.

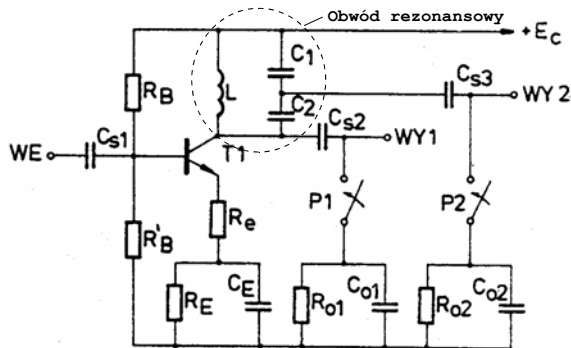
Wzmacniacze rezonansowe LC są stosowane głównie w urządzeniach radiokomunikacyjnych:

- jako wzmacniacze wielkiej częstotliwości o stosunkowo szerokim paśmie, na przykład jako wzmacniacze antenowe odbiorników;
- jako wzmacniacze pośredniej częstotliwości, na przykład w odbiornikach z podwójną przemianą częstotliwości - w tym wypadku są to wzmacniacze decydujące o selektywności odbiornika i charakteryzują się wąskim pasmem i szybkim opadaniem zboczy charakterystyki amplitudowej.

Wzmacniacze rezonansowe LC stosuje się wszędzie tam, gdzie konieczna jest filtracja i wzmocnienie sygnałów, a niemożliwe jest ze względów technicznych czy ekonomicznych zastosowanie innych rozwiązań.

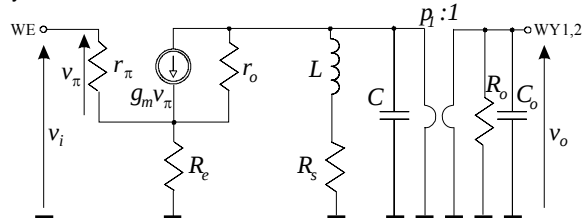
4.1 Wzmacniacz z tranzystorem bipolarnym i pojedynczym obwodem rezonansowym LC.

Najprostszy wzmacniacz rezonansowy można otrzymać stosując jako element wzmacniający tranzystor z dołączonym obwodem rezonansowym równoległym (rys.2).



Rys.2 Wzmacniacz z pojedynczym obwodem rezonansowym

Schemat zastępczy wzmacniacza z rys.2 przedstawiono na rys.3.



Rys.3 Schemat zastępczy wzmacniacza

gdzie

L - indukcyjność cewki

R_s - rezystancja strat cewki

C - pojemność rezonansu równoległego

$$C = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \quad (1)$$

p_1 - przekładnia wynikająca z zastosowania dzielonej

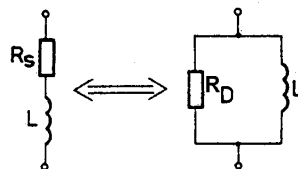
pojemności¹ ($p_1 = \frac{C_1 + C_2}{C_1} = \frac{C_2}{C}$ przy podłączeniu obciążenia

do dzielonej pojemności oraz $p_1=1$ przy podłączeniu obciążenia bezpośrednio do kolektora tranzystora (przekładnię stosuje się w celu zmniejszenia wpływu oporności obciążenia na obwód rezonansowy).

R_o , C_o - rezystancja i pojemność obciążenia.

Na schemacie zastępczym nie uwzględniono pojemności wewnętrznych tranzystora. W tym wypadku nie mają one znaczącego wpływu na pracę wzmacniacza w pobliżu częstotliwości rezonansowej. Pojemności sprzęgające C_{s1} , C_{s2} i C_{s3} zwarto, ze względu na ich duże wartości.

Schemat zastępczy z rysunku 3 można dodatkowo uprościć wprowadzając rezystancję dynamiczną cewki zamiast rezystancji wewnętrznej strat (rys.4).



Rys.4 Zastąpienie rezystancji strat cewki rezystancją dynamiczną cewki

Porównując admitancje obu tych obwodów otrzymuje się:

$$R_D = R_s(1 + Q_L^2) \quad i \quad L' = L \left(1 + \frac{1}{Q_L^2}\right) \quad (2)$$

gdzie:

R_s - szeregową rezystancję strat cewki

R_d - rezystancja dynamiczna cewki

$$Q_L - \text{dobroć cewki, } Q_L = \frac{\omega \cdot L}{R_s}$$

W praktyce $Q_L \gg 1$, można zatem uprościć wzory do postaci:

$$R_D \approx R_s Q_L^2, \quad L' \approx L \quad (3)$$

Zastosowane sprzężenie zwrotne (rezystancja R_e dołączona do emitera tranzystora) powoduje, że w porównaniu do tranzystora z uziemionym emiterem układ posiada następujące właściwości:

- rezystancja r_o widziana przez obwód rezonansowy jest większa F -krotnie, gdzie F jest różnicą zwrotną i wynosi:

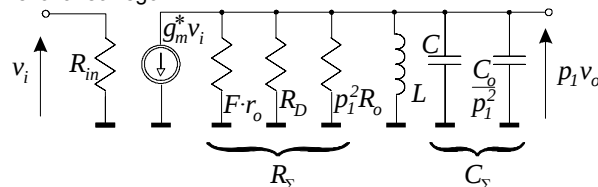
$$F = 1 + g_m R_e \quad (4)$$

- transkonduktancja ulega zmniejszeniu do wartości g_m^* , gdzie:

$$g_m^* = \frac{g_m}{1 + g_m R_e} \quad (5)$$

Dzięki temu parametry pasmowe wzmacniacza oraz jego wzmocnienie zależą w zasadzie tylko od parametrów obwodu rezonansowego.

Schemat układu uwzględniający powyższe wnioski przedstawiony jest na rys.5. Na schemacie przeprowadzono dodatkowo transformację obciążenia do obwodu rezonansowego.



Rys.5 Schemat zastępczy wzmacniacza z pojedynczym obwodem rezonansowym z uwzględnieniem niektórych parametrów tranzystora, rezystancji dynamicznej cewki oraz obciążenia

Oznaczając:

$$R_\Sigma = (F \cdot r_o) \parallel R_D \parallel (p_1^2 R_o) \quad (6)$$

$$C_\Sigma = C + \frac{C_o}{p_1^2} \quad (7)$$

¹ Dzielona pojemność ma właściwości dzielonej indukcyjności tylko dla dużych wartości obciążenia, co ma miejsce dla wartości elementów zastosowanych w ćwiczeniu.

można zapisać dla powyższego obwodu:

$$p_1 v_o = -\frac{g_m^* v_i}{\frac{1}{R_\Sigma} + sC_\Sigma + \frac{1}{sL}} \quad (8)$$

Po przekształceniach wzmacnienie układu wynosi:

$$K_v = \frac{v_o}{v_i} = -g_m^* \frac{R_\Sigma}{p_1} \cdot \frac{\frac{s}{R_\Sigma C_\Sigma}}{s^2 + \frac{s}{R_\Sigma C_\Sigma} + \frac{1}{LC_\Sigma}} \quad (9)$$

Oznaczając:

$$K_{vr} = -\frac{g_m^* R_\Sigma}{p_1} \quad (10)$$

$$\beta_{3dB} = \frac{\omega_o}{Q} = \frac{1}{C_\Sigma R_\Sigma} \quad (11)$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC_\Sigma}} \quad (12)$$

można napisać:

$$K_v = K_{vr} \cdot \frac{\frac{\omega_o s}{Q}}{s^2 + \frac{\omega_o}{Q}s + \omega_o^2} \quad (13)$$

gdzie:

K_{vr} - wzmacnienie w rezonansie;

ω_o - pulsacja środkowa;

β_{3dB} - pasmo trzydecybelowe;

Q - dobroć wzmacniacza.

Dobroć wzmacniacza można przedstawić także w następującej postaci:

$$Q = \omega_o C_\Sigma R_\Sigma = R_\Sigma \sqrt{\frac{C_\Sigma}{L}} \quad (14)$$

Można zauważyć, że postać wzoru 14 jest analogiczna do transmitancji środkowo przepustowego filtra aktywnego RC II-go rzędu.

Rozważmy teraz rozkład biegunów obwodu obciążenia tranzystora:

$$Z(s) = \frac{1}{\frac{1}{R_\Sigma} + sC_\Sigma + \frac{1}{sL}} = \frac{s}{s^2 C_\Sigma + \frac{s}{R_\Sigma} + \frac{1}{L}} \quad (15)$$

Funkcja $Z(s)$ ma jedno zero w punkcie $s_o=0$ oraz dwa bieguny zespolone sprzężone:

$$s_1, s_1^* = -\frac{1}{2R_\Sigma C_\Sigma} \pm j \sqrt{\frac{1}{LC_\Sigma} - \left(\frac{1}{2R_\Sigma C_\Sigma}\right)^2} \quad (16)$$

Wiadomo, że $\frac{1}{2R_\Sigma C_\Sigma} = \frac{\omega_o}{2Q}$, bowiem $Q = R_\Sigma C_\Sigma \omega_o = \frac{R_\Sigma}{\omega_o L}$,

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC_\Sigma}}.$$

Można zatem bieguny przedstawić w postaci:

$$s_1, s_1^* = -\frac{\omega_o}{2Q} \pm j \sqrt{\omega_o^2 - \left(\frac{\omega_o}{2Q}\right)^2} \quad (17)$$

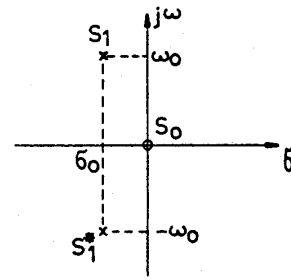
Jeżeli dobroć Q układu jest duża, wówczas

$$\omega_o^2 \gg \frac{\omega_o^2}{(2Q)^2} \quad (18)$$

i w rezultacie otrzymuje się:

$$s_1, s_2^* \approx -\frac{\omega_o}{2Q} \pm j\omega_o \quad (19)$$

Rozkład zer i biegunów przedstawiony jest na rys.6.



Rys.6 Rozkład zer i biegunów funkcji $Z(s)$

Część rzeczywista biegunów s_1 i s_1^* jest współczynnikiem

$$\sigma_o = -\frac{\omega_o}{2Q} \quad (20)$$

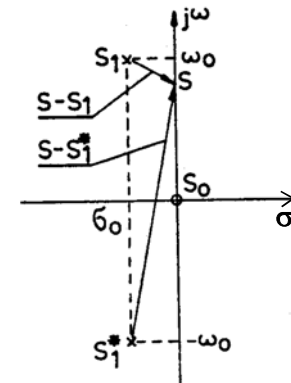
nazwanym współczynnikiem tłumienia. część urojona jest pulsacją dostrojenia ω_o .

Funkcję $Z(s)$ można zapisać także jako:

$$Z(s) = \frac{1}{C_\Sigma \left(s^2 + s \frac{1}{R_\Sigma C_\Sigma} + \frac{1}{LC_\Sigma} \right)} = \frac{1}{C_\Sigma} \cdot \frac{s - s_o}{(s - s_1)(s - s_1^*)} \quad (21)$$

Przy czym w rozważanym przypadku $s_o=0$.

Czynniki $(s-s_o)$, $(s-s_1)$, $(s-s_1^*)$ można traktować jako wektory. Wektory te dla dowolnie wybranej wartości $s=j\omega$ przedstawiono na rys.7.



Rys.7 Położenie wektorów: $|s-s_o|$, $|s-s_1|$, $|s-s_1^*|$ w funkcji $Z(s)$ dla dowolnie wybranej wartości $s=j\omega$

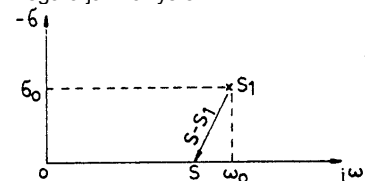
Dla przypadku względnie wąskiego pasma ($\sigma \ll \omega_o$) interesują nas tylko wartości s w sąsiedztwie s_1 . Wówczas stosunek

$$\frac{|s-s_o|}{|s-s_1^*|} \approx \frac{1}{2}. \quad (22)$$

Jest to widoczne na rys.7. Równanie 22 można zapisać jako:

$$Z(s) = \frac{1}{2C_\Sigma |s-s_1|} \quad (23)$$

Uproszczenie to doprowadza do tzw. aproksymacji wąskopasmowej. Po przyjęciu takiego uproszczenia bierze się pod uwagę tylko dodatnią część urojonej. Ponadto współczynnik tłumienia jest zawsze ujemny, czyli interesuje nas tylko jedna ćwiartka układu współrzędnych (σ, ω) . Ponieważ ważna jest dla nas przede wszystkim zmienność funkcji $Z(s)$ wzdłuż osi urojonej (zmiana częstotliwości), wygodnie jest obrócić układ współrzędnych o 90° w kierunku wskazówek zegara jak na rys.8.



Rys.8 Obrócony układ współrzędnych

Wektor $|s-s_1|$ jest wektorem, którego amplituda (długość) zmienia się w funkcji częstotliwości. Mierzac długość tego wektora można określić zmienność $Z(s)$. Maksymalna wartość $|Z(s)|$ występuje wówczas, gdy $|s-s_1|=r$, osiąga wartość minimalną, a więc przy pulsacji rezonansowej ω_o , czyli $Z(j\omega_o)$. Można określić względną zmianę $Z(s)$ w stosunku

do wartości maksymalnej $Z(j\omega_0)$. Określimy względną zmianę $Z(s)$ przy pulsacji $s = j\omega_1$.

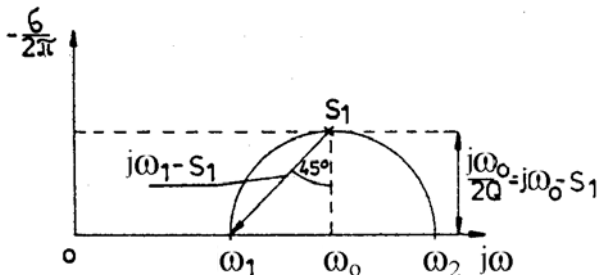
$$|Z(j\omega_1)| = \frac{1}{2C_\Sigma} \left| \frac{1}{j\omega_1 - s_1} \right| \quad (24)$$

$$|Z(j\omega_0)| = \frac{1}{2C_\Sigma} \left| \frac{1}{j\omega_0 - s_1} \right| \quad (25)$$

Dzielimy pierwsze równanie przez drugie otrzymujemy:

$$A(j\omega_1) = \frac{|Z(j\omega_1)|}{|Z(j\omega_0)|} = \left| \frac{j\omega_0 - s_1}{j\omega_1 - s_1} \right| \quad (26)$$

Rozważmy taką pulsację ω_1 , dla której wektor $|s - s_1|$ tworzy kąt 45° z prostą prostopadłą do osi częstotliwości i przechodzącą przez biegun s_1 (rys.9).



Rys.9 Wyznaczenie 3-decybelowej szerokości pasma wzmacniacza

Z rysunku wyznaczamy:

$$A(j\omega_1) = \left| \frac{j\omega_0 - s_1}{j\omega_1 - s_1} \right| = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0.707 \quad (27)$$

Przy pulsacji ω_2 oddalonej symetrycznie od pulsacji ω_0 występuje taki sam stosunek amplitud. W ten sposób określiliśmy 3-decybelową szerokość pasma:

$$\Delta\omega_{3dB} = \omega_2 - \omega_1 \quad (28)$$

W przypadku obwodu rezonansu równoległego biegun s_1 znajduje się na szczycie półkole z promienia $\Delta\omega_{3dB}$ i środkiem w punkcie ω_0 . Z rysunku można odczytać również, że średnica półkole jest równa podwójnej wartości współczynnika tłumienia, co prowadzi do zależności:

$$\Delta\omega_{3dB} = \frac{\omega_0}{Q} \quad \text{oraz} \quad Q = \frac{\omega_0}{\Delta\omega_{3dB}} \quad (29)$$

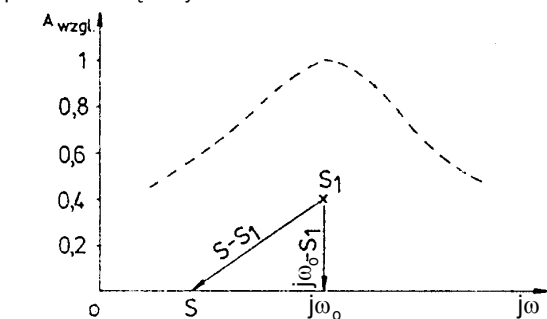
Ponadto między pulsacjami ω_1 i ω_2 występuje zależność:

$$\omega_0 = \frac{\omega_1 + \omega_2}{2} \quad (30)$$

Impedancja obwodu w rezonansie wynosi:

$$|Z(j\omega_0)| = \left| \frac{1}{2C_\Sigma \sigma_0} \right| = R_\Sigma \quad (31)$$

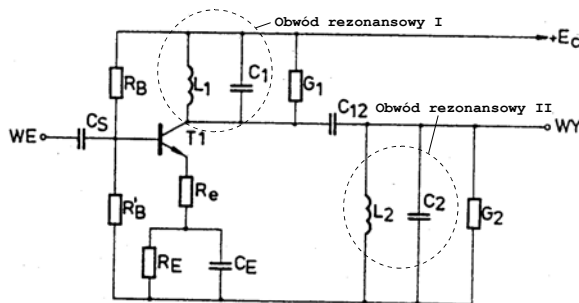
Postępując podobnie jak poprzednio również w przypadku innych wartości pulsacji otrzymujemy krzywą rezonansową przedstawioną na rys.10.



Rys.10 Geometryczne wyznaczenie krzywej rezonansowej wzmacniacza z pojedynczym obwodem rezonansowym

4.2 Wzmacniacz z parą obwodów rezonansowych sprzężonych pojemnościowo.

Na rys. 11 przedstawiono wzmacniacz z parą obwodów rezonansowych LC.

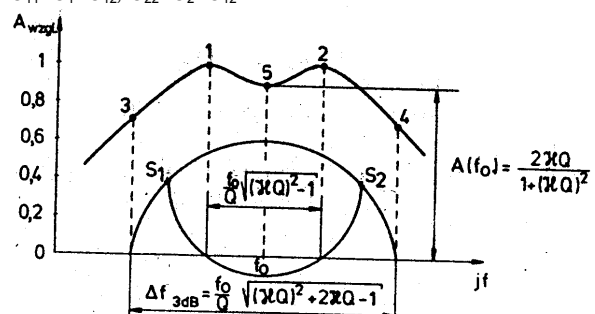


Rys.11 Układ wzmacniacza z parą obwodów rezonansowych sprzężonych pojemnościowo

Analiza takiego wzmacniacza jest bardziej skomplikowana i wykracza poza zakres tego laboratorium. Wynikiem takiej analizy (przeprowadzonej metodą graficzną) jest charakterystyka pokazana na rys.12. Współczynnik sprzężenia κ określony jest wzorem:

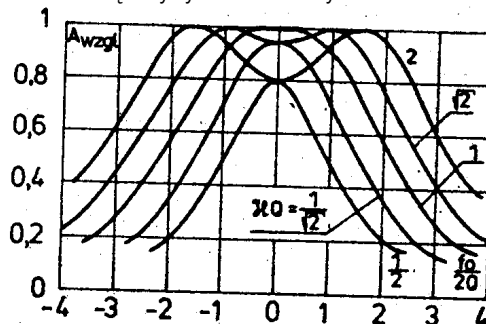
$$\kappa = \frac{C_{12}}{\sqrt{C_{11}C_{22}}} \quad \text{gdzie}$$

$$C_{11} = C_1 + C_{12}, \quad C_{22} = C_2 + C_{12}.$$



Rys.12 Geometryczne wyznaczenie kształtu charakterystyki amplitudowej wzmacniacza z parą obwodów sprzężonych.

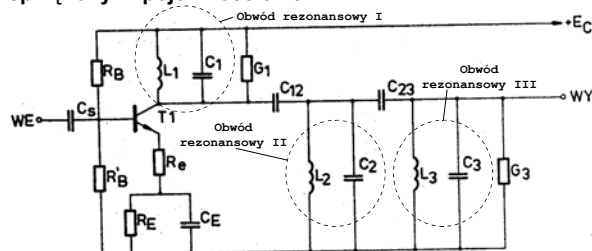
Rys.12 przedstawia charakterystykę dla konkretnych wartości elementów. W zależności od stosunków pojemności, charakterystyki te mogą wyglądać różnie. Na rys.13 pokazano rodzinę krzywych uniwersalnych.



Rys.13 Rodzina krzywych uniwersalnych wzmacniacza z parą obwodów sprzężonych

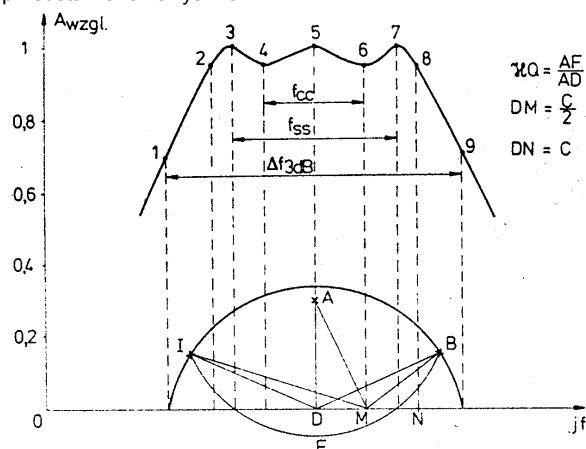
Krzywe te podsumowują właściwości obwodów sprzężonych w przypadku, gdy dobroci poszczególnych obwodów są sobie równe $Q_1 = Q_2 = Q$. Na rysunku oś odciętych wyskalowana jest w jednostkach $f_0/2Q$, a oś rzędnych w amplitudach względnych. Analizując kształt tych krzywych można stwierdzić, że wzrost sprzężenia powoduje zwiększenie odstępów częstotliwości między wierzchołkami, przy czym wzmacnienie odpowiadające wierzchołkom pozostaje stałe.

4.3 Wzmacniacz z trzema obwodami rezonansowymi sprzężonymi pojemnościowo

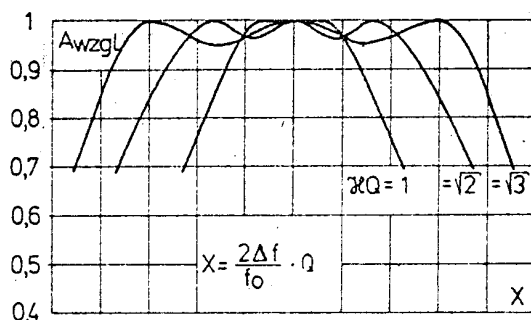


Rys.14 Układ wzmacniacza z trzema obwodami rezonansowymi sprzężonymi pojemnościowo

Na rys. 14 przedstawiony jest wzmacniacz z trzema sprzężonymi pojemnościowo obwodami rezonansowymi LC. Podobnie jak w przypadku układu z dwoma obwodami rezonansowymi, nie będzie tu przeprowadzona analiza wzmacniacza. Charakterystyka amplitudowa jest jeszcze bardziej skomplikowana (rys.15). Krzywe uniwersalne przedstawiono na rys. 16.



Rys.15 Geometryczne wyznaczenie krzywej rezonansowej wzmacniacza z trzema obwodami rezonansowymi



Rys.16 Rodzina krzywych uniwersalnych wzmacniacza z parą obwodów sprzężonych

Współczynnik sprzężenia $\aleph$ określony jest wzorem:

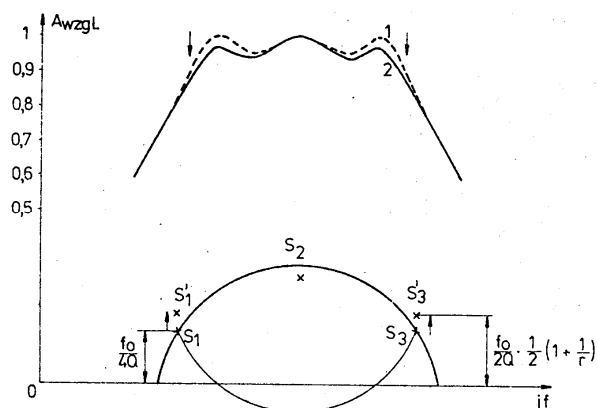
$$\aleph = \frac{C_{12}}{\sqrt{(C_1 + C_{12})\left(\frac{C_2}{2} + C_{12}\right)}} = \frac{C_{23}}{\sqrt{(C_3 + C_{23})\left(\frac{C_2}{2} + C_{23}\right)}}$$

Jeżeli pojemności sprzęgające spełniają warunek $C_{12}=C_{23}$, to:

$$\aleph = \frac{C_{12}}{\sqrt{\frac{C_{11}C_{22}}{2}}} = \frac{C_{23}}{\sqrt{\frac{C_{33}C_{22}}{2}}},$$

gdzie: $C_{11}=C_1+C_{12}$, $C_{22}=C_2+C_{12}+C_{23}$, $C_{33}=C_3+C_{23}$.

Z rys. 16 widać, że ze wzrostem iloczynu $\aleph Q$ następuje znaczne rozszerzenie pasma bez wydatnego zwiększenia zagłębień. Analizę układu wykonany przy założeniu, że dobroć środkowego obwodu rezonansowego $Q_2=\infty$. Jednak wyniki zgodne z teorią uzyskuje się już, gdy $Q_2=10Q_1=10Q_3=10Q$. W tym przypadku następuje jednak tłumienie bocznych wierzchołków charakterystyki (rys.17).

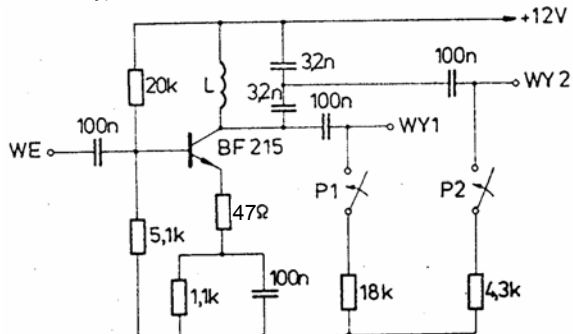


Rys.17 Kształt charakterystyki częstotliwościowej wzmacniacza w przypadku $Q_2 < \infty$

5. Schematy badanych układów

5.1 Wzmacniacz z pojedynczym obwodem rezonansowym

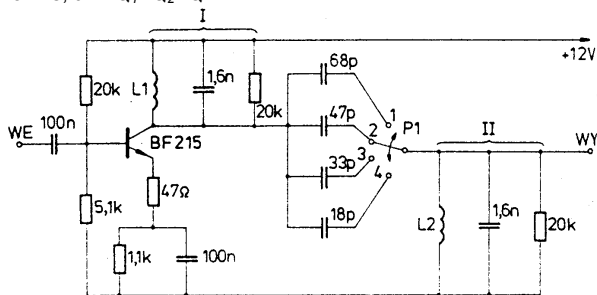
W układzie istnieje możliwość pomiaru sygnału wyjściowego bądź bezpośrednio z kolektora tranzystora (nie włączając obciążenia - P1 rozarty, lub z włączonym obciążeniem $18\text{k}\Omega$ - P1 zwarty), bądź z dzielnika pojemnościowego (nie włączając obciążenia - P2 rozarty, lub z włączonym obciążeniem $4.3\text{k}\Omega$ - P2 zwarty).



Rys.18 Wzmacniacz z pojedynczym obwodem rezonansowym

5.2 Wzmacniacz z dwoma obwodami rezonansowymi sprzężonymi pojemnościowo

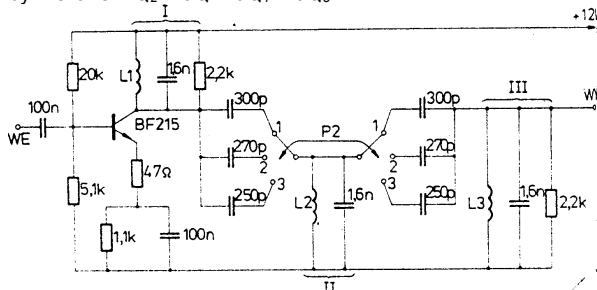
W układzie (rys.19) istnieje możliwość zmiany współczynnika sprzężenia κ poprzez zmianę pojemności sprzęgającej (przełącznik obrotowy P1). Dobroci obwodów I i II są sobie równe, tzn. $Q_1=Q_2=Q$.



Rys.19 Wzmacniacz z parą obwodów rezonansowych

5.2 Wzmacniacz z trzema obwodami rezonansowymi sprzężonymi pojemnościowo

W układzie (rys.20) istnieje możliwość zmiany współczynnika sprzężenia κ poprzez równoczesną zmianę dwóch pojemności sprzęgających (przełącznik obrotowy P2). Dobroci obwodów I i III są sobie równe, tzn. $Q_1=Q_3=Q$. Obwody te są obciążone rezystancją $2.2\text{k}\Omega$, aby spełniony był warunek: $Q_2=10Q=10Q_1=10Q_3$.



Rys.20 Wzmacniacz z trzema obwodami rezonansowymi

Literatura:

- [1] S. Cichosz "Wzmacniacz wielorezonansowy", Skrypt do Laboratorium Układów Liniowych.
- [2] A. Guziński, „Linowe elektroniczne układy analogowe” WNT 1992.
- [3] A. Filipkowski, „Układy elektroniczne analogowe i cyfrowe”, WNT 1978.