

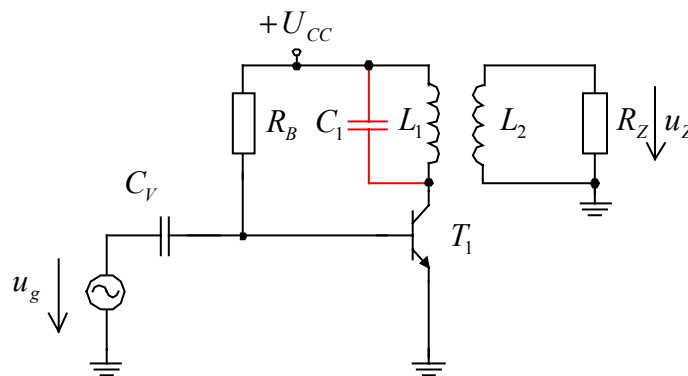
6 Zosilňovače vysokofrekvenčné a širokopásmové

Cieľ kapitoly: Vysvetliť základné pojmy súvisiace s problematikou širokopásmových zosilňovačov malého signálu s transformátorovou väzbou a väzbou kapacitnou. Uviesť základný zosilňovací stupeň s rezonančným obvodom a naznačiť použitie lineárneho Giaccollettovho modelu.

Dnešné vysokofrekvenčné zosilňovače zosilňujú signály, ktorých spektrum leží v určitom pásme okolo strednej (nosnej) frekvencie. Stredná frekvencia sa pohybuje bežne v rozsahu od jednotiek *MHz* do jednotiek *GHz*. Obvykle sa jedná o selektívne zosilňovače s transformátorovou väzbou. Širokopásmové zosilňovače sa používajú na rovnomerné zosilňovanie v celom pásme od najnižších frekvencií až po niekoľko *GHz*. Môžu to byť napríklad zosilňovače v meracích prístrojoch ako sú osciloskopy alebo analyzátory spektra. V systémoch káblovej televízie sú bežne používané širokopásmové zosilňovače pre pásmo *5 – 900 MHz*.

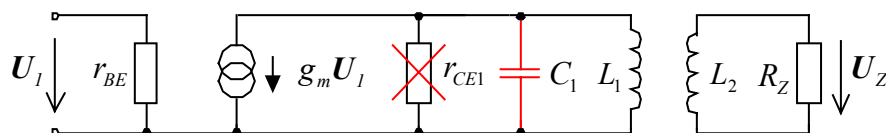
6.1 Pásmové vf zosilňovače s transformátorovou väzbou

Na obr. 6.1 je základné zapojenie vf zosilňovača s transformátorovou väzbou, ktorý môže byť použitý pre relatívne široké frekvenčné pásmo (kondenzátor C_1 nie je zapojený), alebo ako selektívny – úzkopásmový zosilňovač (primárne alebo aj sekundárne vinutie transformátora môže byť vyladené do rezonancie vhodnou kapacitou.)



Obr. 6.1 Zosilňovací stupeň pásmového (selektívneho) zosilňovača s transformátorovou väzbou.

Model tohto zosilňovača pre malý signál je nasledovný :

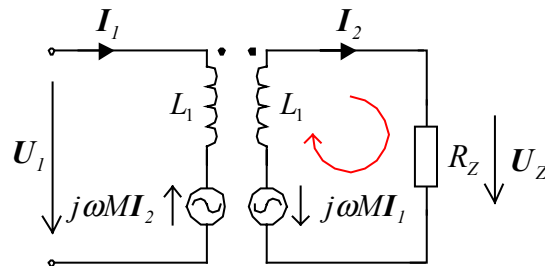


Obr. 6.2 Model zosilňovača z obr. 6.1. Obvykle zanedbáme výstupnú vodivosť BJT

Aby sme mohli vypočítať napäťový prenos U_Z/U_1 je potrebné vedieť vzťahy medzi prúdmi a napätiami v transformátora s hodnotami indukčnosti L_1 , L_2 a vzájomnou indukčnosťou M , pre ktorú platí definičný vzťah:

$$M = k\sqrt{L_1L_2} \quad (6.1)$$

Inými slovami, potrebujeme vedieť ako sa transformuje zaťažovací rezistor R_Z zo sekundárnej strany na primárnu časť transformátora. Transformačné rovnice si odvodíme pomocou náhradnej schémy transformátora na obr. 6.3.



Obr. 6.3 Schéma pre výpočet transformačných vzťahov v transformátora.

Pre primárnu a sekundárnu slučku platia podľa 2.KZ rovnice:

$$U_1 = I_1 j\omega L_1 - j\omega M I_2 \quad (6.2) \quad j\omega M I_1 = I_2 j\omega L_2 + I_2 R_Z \quad (6.3)$$

Z rovnice (6.3) vypočítame I_2 a dosadíme do (6.2), dostaneme rovnicu:

$$U_1 = I_1 j\omega L_1 - j\omega M \frac{j\omega M}{R_Z + j\omega L_2} I_1$$

V tejto rovnici odstránime komplexné číslo z menovateľa.

$$U_1 = I_1 \left[j\omega L_1 + \frac{(\omega M)^2}{R_Z + j\omega L_2} \frac{R_Z - j\omega L_2}{R_Z - j\omega L_2} \right] = I_1 \left[j\omega L_1 - \frac{j\omega L_2 (\omega M)^2}{R_Z^2 + (\omega L_2)^2} \right]$$

Z posledného vzťahu už môžeme vypočítať vstupnú impedanciu transformátora.

$$Z_1 = \frac{U_1}{I_1} = j\omega \left(L_1 - \frac{L_2 (\omega M)^2}{R_Z^2 + (\omega L_2)^2} \right) + R_Z \frac{(\omega M)^2}{R_Z^2 + (\omega L_2)^2} \quad (6.4)$$

Obidve zložky vstupnej impedancie (odporová aj induktívna) závisia nielen od R_Z , ale aj od všetkých parametrov transformátora, čo je dosť neprehľadné. Situácia sa zjednoduší vtedy ak splníme podmienku:

$$\omega L_2 \gg R_Z \quad (6.5)$$

Potom pre transformovaný zaťažovací odpor na primárnej strane platí:

$$R_{ZT} = R_Z \frac{\omega^2 M^2}{\omega^2 L_2^2} = R_Z \frac{(k\sqrt{L_1 L_2})^2}{L_2^2} = R_Z k^2 \frac{L_1}{L_2} \quad (6.6)$$

Ak ešte zvolíme $k \rightarrow 1$ (transformátor s veľmi tesnou magnetickou väzbou), potom :

$$R_{ZT} = R_Z \frac{L_1}{L_2} = R_Z \frac{A_L N_1^2}{A_L N_2^2} = R_Z \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 = R_Z p^2 \quad (6.7)$$

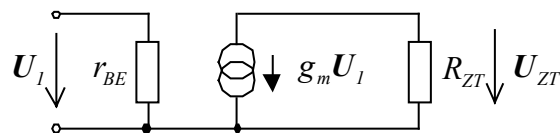
Pri úprave posledných rovníc sme použili známe vzťahy medzi počtom závitov N_1, N_2 , a indukčnosťami L_1, L_2 . Pomer závitov $N_1/N_2 = p$ – prevod transformátora (je úmerný pomeru napätí U_1/U_2). Ak urobíme podobné úvahy aj s induktívnou časťou vstupnej impedancie dostaneme postupne:(čitateľ nech si uvedený postup skúsi zdôvodniť sám).

$$L_T = L_1 - L_2 \frac{\omega^2 M^2}{R_Z^2 + \omega^2 L_2^2} = L_1 - L_2 \frac{\omega^2 M^2}{\omega^2 L_2^2} = L_1 - \frac{M^2}{L_2} = L_1 - \frac{k^2 L_1 L_2}{L_2} = L_1 - k^2 L_1 \rightarrow 0$$

pre $k^2 \rightarrow 1$ a pre $\omega L_2 \gg R_Z$

Záverom môžeme konštatovať, že vhodne navrhnutý vf transformátor s magneticky dobre spriahnutými vinutiami (použitie toroidných feritových jadier) od istej minimálnej frekvencie transformuje R_Z na $R_{ZT} = R_Z p^2$, ktorý je čisto reálny.

Náhradná schéma sa potom zjednoduší na tvar:

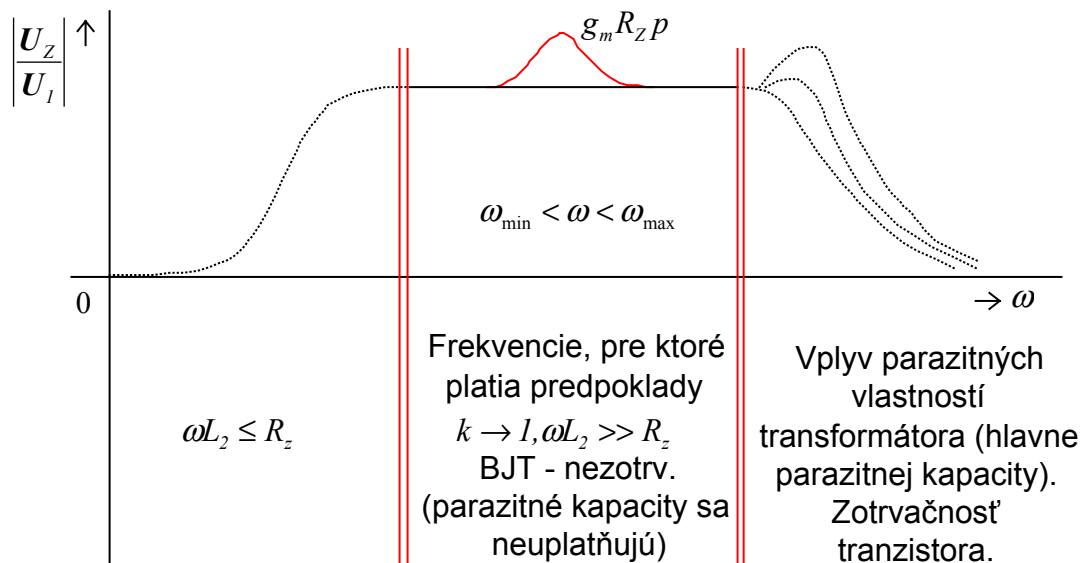


Obr. 6.4 Stupeň SE s transformovaným zaťažovacím odporom cez transformátor

Pre U_{ZT} môžeme písať $U_{ZT} = -gmU_1.R_{ZT}$. Uvedomme si ale, že platí: $U_{ZT} = p \cdot U_Z$,

takže pre výsledný napät'ový prenos platí:
$$\frac{U_Z}{U_1} = -gmR_Z \cdot p \quad (6.8)$$

Frekvenčná charakteristika zosilňovacieho stupňa s transformátorom je uvedená na nasledujúcom obrázku:

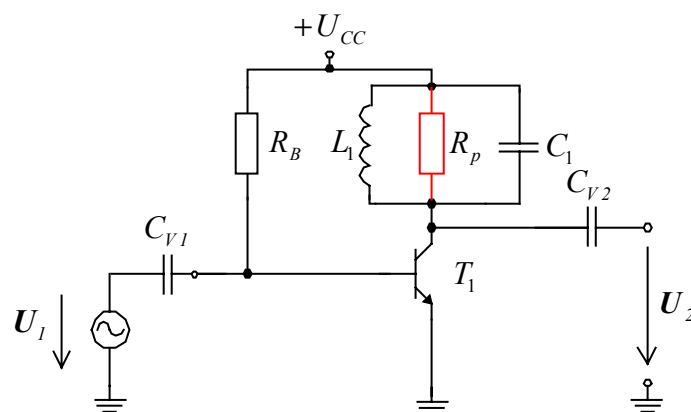


Obr. 6.5 Priebeh typickej modulovej frekvenčnej charakteristiky zosilňovacieho stupňa s transformátorovou väzbou.

Prevýšenie v strednom pásme frekvencií na obr. 6.5 je aktuálne vtedy, ak je zapojená rezonančná kapacita C_1 a činiteľ väzby k je menší ako 1 - vtedy môže vzniknúť v primárnom obvode rezonancia, ktorá spôsobí uvedené rezonančné prevýšenie. Podrobnejšiu analýzu tohto prípadu sme však na tomto mieste nerobili

6.2 Vysokofrekvenčné selektívne zosilňovače

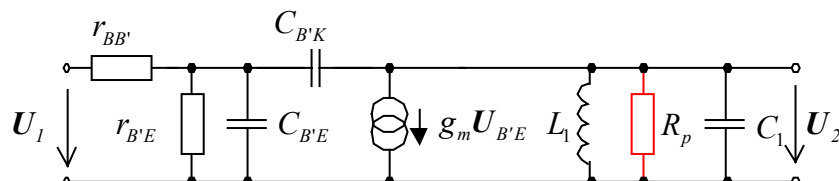
Zaťažovacím odporom je tu obvykle frekvenčne selektívny obvod (napr. jednoduchý rezonančný obvod). Tranzistor sa na vysokých frekvenciách prejavuje už ako zotrvačný prvok (musíme použiť iný model – napr. Giaccolletto)



Obr. 6.6 Selektívny zosilňovací stupeň s rezonančným obvodom.

Rezonančný obvod zapojený v kolektore tranzistora realizuje frekvenčne závislú zaťažovaciu impedanciu, ktorá rozhoduje o tvare modulovej frekvenčnej charakteristiky zosilňovača. Čiarkovane označený rezistor R_p môže predstavovať buď vlastné straty rezonančného obvodu (vtedy sa v schéme nekreslí), alebo je to

prídavný tlmiaci rezistor, ktorého úlohou je znížiť kvalitu RO na požadovanú veľkosť (potom je to reálna súčiastka, ktorá by mala byť zachytená aj v schéme). Na nasledujúcom obrázku je odpovedajúci náhradný obvod zosilňovača so zjednodušeným Giaccolettovým modelom tranzistora.



Obr. 6.7 Náhradná schéma selektívneho zosilňovacieho stupňa

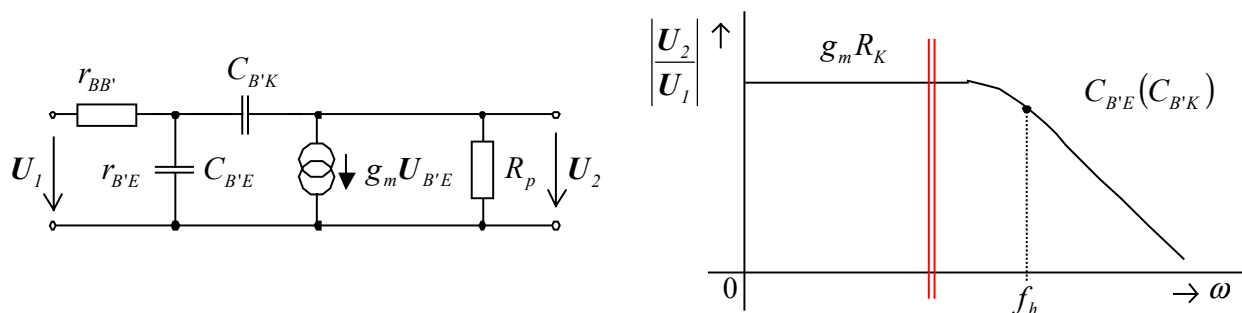
Analýzu prenosovej funkcie – napäťového zosilnenia robiť nebudeme. Pozorný čitateľ si ju môže urobiť analogicky k predošlému typu v zosilňovača.

6.3 Širokopásmové zosilňovače

Obvykle sú realizované ako viacstupňové zosilňovače s RC väzbou uvádzané v 5. kapitole. Typické pre tieto zosilňovače je :

- veľký pokojový prúd kolektora BJT v pracovnom bode - I_K ($10 \div 50 \text{ mA}$)
- nízka hodnota R_K z rozsahu ($50 - 300 \Omega$), aby bol minimálny vplyv parazitných kapacít tranzistora
- vstupný odpor širokopásmového stupňa býva pri veľkom kolektorovom prúde dosť nízky (pod $1k\Omega$)

Je snahou výrobcov tranzistorov pre širokopásmové zosilňovače vyvinúť tranzistory s vysokou medznou frekvenciou f_T pri vyšších hodnotách kolektorového prúdu a napätí kolektora iba niekoľko voltov. Pri zjednodušenej frekvenčnej analýze sa môže použiť model podľa ďalšieho obrázku (Odpor R_p je totožný s R_K).



Obr. 6.8 Jednoduchý náhradný obvod širokopásmového zosilňovacieho stupňa a typ prenosovej funkcie napäťového zosilnenia.