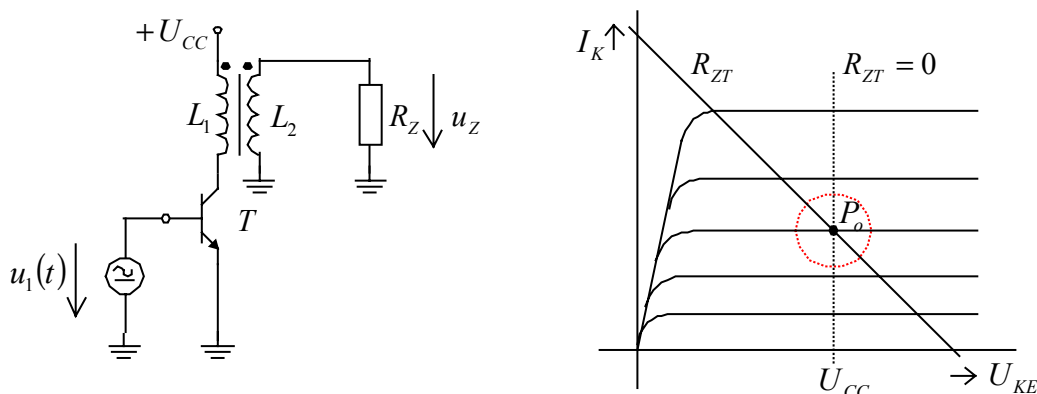


7 Výkonové zosilňovače s tranzistormi

Cieľ kapitoly: Oboznámiť čitateľa s aperiodickými výkonovými zosilňovačmi pre n_f a v_f oblasť. Vysvetliť podstatu analytickej metódy uhla otvorenia pre návrh v_f selektívnych zosilňovačov výkonu s bipolárnymi alebo unipolárnymi tranzistormi.

7.1 Aperiodický výkonový zosilňovač

(Vysokofrekvenčný zosilňovací stupeň s veľkým signálom v triede A). Ak je rozkmit striedavej zložky napätia na kolektore tranzistora T podľa obr.7.1 porovnateľný s napájacím napätím U_{CC} , potom hovoríme o výkonovom zosilňovacom stupni. Ak je použitý transformátor schopný transformovať zaťažovací odpor R_Z iba v nízko-frekvenčnej – akustickej frekvenčnej oblasti, potom ide o nízko-frekvenčný zosilňovač výkonu ako sa používal v začiatkoch rozvoja tranzistorov v 50. rokoch minulého storočia, prípadne ešte skôr vo verzii s elektrónkami. Dnes sa uvedený typ zosilňovača používa na vysokofrekvenčné aperiodické zosilňovače vo frekvenčnej oblasti desiatok a stoviek MHz , nakoľko existujú vysokofrekvenčné tranzistory s dovolenými kolektorovými prúdmi v oblasti jednotiek ampérov a vysokofrekvenčný transformátor je jednoducho realizovateľný aj s prijateľnými rozmermi. Technika nízko-frekvenčných zosilňovačov výkonu dnes využíva takmer bez výnimky beztransformátorové aperiodické zosilňovače výkonu buď na báze výkonových emitorových sledovačov alebo na základe výkonových spínačov.



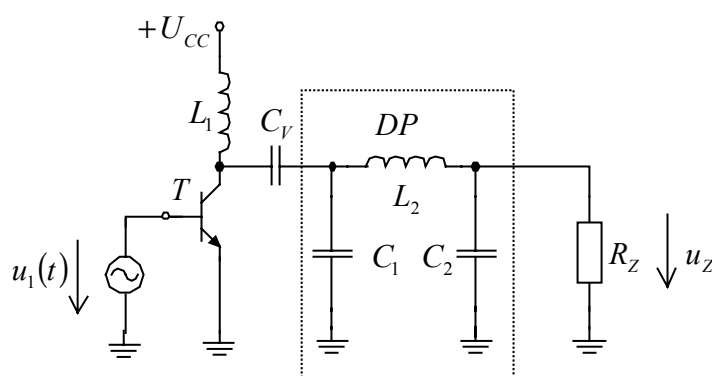
Obr. 7.1 Jednoduchý vysokofrekvenčný širokopásmový zosilňovač výkonu pracujúci v triede A a zobrazenie jeho dynamickej zaťažovacej charakteristiky v sieti výstupných charakteristík tranzistora

Pokiaľ sú splnené podmienky pre transformáciu zaťažovacieho odporu R_Z na reálny transformovaný odpor R_{ZT} v kolektore tranzistora (pozri v kap. 6), potom predstavuje zaťažovacia priamka na obr. 7.1 dynamickú zaťažovaciu priamku prechádzajúcu pokojovým pracovným bodom P_0 , ktorého jedna súradnica je U_{CC} . Ak ešte vhodne zvolíme pokojový pracovný prúd kolektora a sklon zaťažovacej charakteristiky môžeme dosiahnuť stav kedy sa môže pracovný bod pohybovať od saturačnej priamky tranzistora až po hodnotu napätia $U_{CEmax} = 2U_{CC}$. Takemu režimu hovoríme pracovná trieda A. Charakteristické pre ňu je, že striedavé napätie na kolektore je málo skreslené, tj. jeho časový priebeh je rovnaký ako časový priebeh budiaceho prúdu tranzistora, aj napriek tomu, že jeho amplitúda môže byť značná.

Príklad: Predpokladajme, že máme zosilňovač podľa obr. 7.1 nastavený do triedy A. Ak uvažujeme transformátor s prevodom $p=1$, $R_Z = 50\Omega$ a napájacie napätie $U_{CC} = 12V$ môžeme vypočítať aký maximálny výkon signálu môžeme z uvedeného stupňa získať.

$$P_{Omax} = \frac{U_{KEef}^2}{R_Z} = \frac{(12V / \sqrt{2})^2}{50\Omega} = 1,44W \quad (7.1)$$

Toto je maximálny vf výkon, ktorý môžeme s uvedeného koncového stupňa pri zvolenom napájacom napätí získať bez skreslenia. Aplikácie podobných jednoduchých zapojení sa používajú napríklad v občianskych rádiostaniciach (vo frekvenčnom pásme 27 MHz), či v mobilných rádiotelefonoch systému GSM 900, resp. 1800MHz. Obvodový variant podobného vf zosilňovača je na obr. 7.2.



Obr. 7.2 Vysokofrekvenčný aperiodický zosilňovač s dolnopriepustným filtrom na potlačenie harmonických zložiek kolektorového prúdu v triede A.

Zapojenie na obr. 7.2 je dokonalejšie v tom, že potlačí DP filtrom vyššie harmonické zložky prúdu, ktoré vzniknú aj napriek tomu, že stupeň je navrhnutý v triede A. Linearita výstupných charakteristík tranzistora nie je totiž dokonalá v celom rozsahu kolektorového napätia.

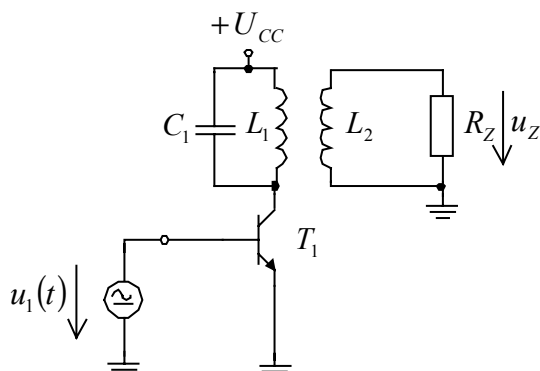
Ak by sme chceli s daným zapojením a zvoleným napájacím napätím dostať do záťaže väčší výkon, môžeme podľa vzťahu (7.1) zmeniť transformačný pomer transformátora tak aby bol transformovaný odpor v kolektore menší, napríklad polovičný. Potom stúpne výkon na dvojnásobok. Tento postup je však obmedzený maximálnym dovoleným prúdom kolektora tranzistora. Zapojenie na obr.7.1 je východiskovým obvodom pre realizáciu tzv. dvojčinných aperiodických zosilňovačov, ktoré nám umožňujú použitím dvoch tranzistorov pracujúcich protitaktne zvýšiť výstupný výkon na dvojnásobok. Nebudeme sa však s nimi v tomto základnom kurze podrobnejšie zaoberať.

7.2 Ladený vysokofrekvenčný zosilňovač výkonu

Ak je potrebné zosilniť výkon vysokofrekvenčného signálu iba v určitom úzkom frekvenčnom pásme môže sa ako zaťažovacia impedancia použiť rezonančný obvod, ktorého súčasťou je aj samotný zaťažovací rezistor.

V takomto prípade už nemusí byť priebeh kolektorového prúdu neskreslený. Ku vzniku harmonického napätia na rezonančnom obvode stačí aby niektorá harmonická zložka prúdu mala rovnakú frekvenciu ako je jeho rezonančná frekvencia. Ostatné

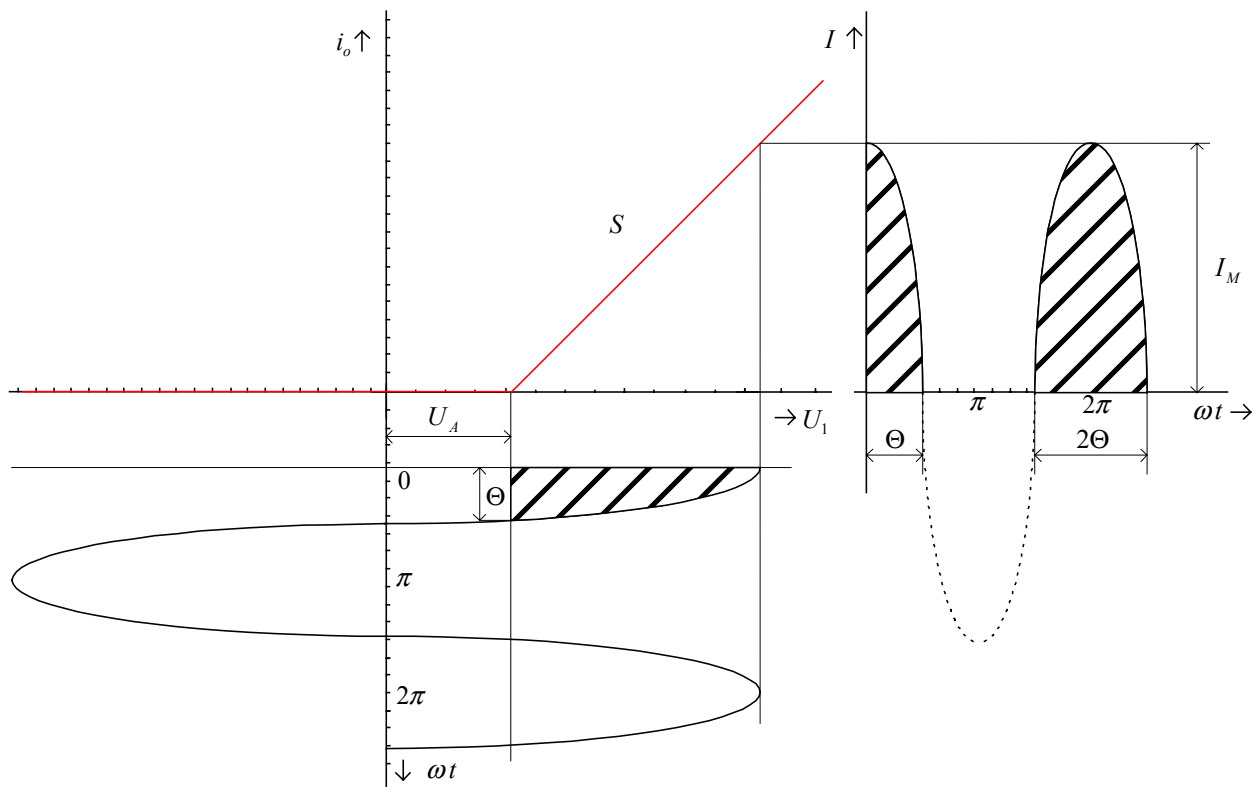
harmonické zložky prúdu budú rezonančným obvodom potlačené. Keďže výstup tranzistora predstavuje prúdový zdroj, je napätie na rezonančnom obvode priamoúmerné veľkosti periodických impulzov kolektorového prúdu.



Obr. 7.3 Výkonový rezonančný vf zosilňovač s tranzistorom

Tento princíp umožňuje využiť výkonový vf tranzistor ako spínač prúdových impulzov s malou jednosmernou zložkou, a teda ovládať ešte väčší vf výkon na záťaži ako je to možné v triede A. Pre približný návrh takýchto selektívnych zosilňovačov výkonu bola vypracovaná metóda, ktorá umožnila na základe Fourierovej analýzy impulzov kolektorového prúdu odvodiť tzv rozkladové koeficienty ako všeobecné funkcie uhla otvorenia týchto prúdových impulzov.

Princíp uvedenej metódy najlepšie vyplynie z nasledovného obrázku, na ktorom je možné definovať všetky potrebné pojmy.



Obr. 7.4 Obrázok pre vysvetlenie metódy výpočtu rozkladových koeficientov ako funkcií uhla otvorenia.

Výkonový tranzistor je pri odvodení veľkostí jednotlivých harmonických zložiek chápaný ako napätím riadený zdroj prúdu s nelineárnou prevodovou charakteristikou. Nakoľko sa predpokladá veľká amplitúda vstupného vñ napätia stačí na aproximáciu prevodovej charakteristiky použiť dve úsečky - jedna leží na osi napätia (charakterizuje vypnutý tranzistor) a druhá má smernicu S (strmosť prevodovej charakteristiky pre otvorený tranzistor). Obe úsečky sa pretínajú pri napätí U_A , ktoré nastavujeme predpätím v báze tranzistora. V tej časti prevodovej charakteristiky, kde tečie kolektorový prúd platí podľa obrázku jednoduchý vzťah:

$$i_o(t) = S \cdot u_1(t) \quad \text{pre} \quad i_o > 0 \quad (7.2)$$

$$u_1(t) = U_1 \cos \omega t \quad \text{je harmonické vstupné napätie} \quad (7.3)$$

Z obrázku 7.4 vyplýva tiež priamo dôležitý definičný vzťah.

$$U_A = U_1 \cos \Theta \quad \text{z čoho definujeme} \quad \cos \Theta = \frac{U_A}{U_1} \quad (7.4)$$

Veľičina Θ sa nazýva uhol otvorenia tranzistora. Je funkciou amplitúdy budiaceho napätia U_1 a predpätia tranzistora U_A . Podľa veľkosti uhla otvorenia môžeme jednoducho definovať jednotlivé režimy činnosti (triedy A, B, C). Pre triedu A platí $\Theta = 180^\circ$, pre triedu B je $\Theta = 90^\circ$, pre triedu C je $\Theta < 90^\circ$.

Výstupný signál (kolektorový prúd BJT) možno podľa obr. 7.4 rozložiť do Fourierovho radu na harmonické zložky. Impulzy kolektorového prúdu vyjadríme v tvare kosínusového F. radu. Pre skrátenie zápisu si ešte zavedieme označenie $\beta = \omega t$.

$$i_o(\beta) = I_0 + I_1 \cos \beta + I_2 \cos 2\beta + \dots \quad (7.5)$$

Pre jednosmernú zložku kolektorového prúdu I_0 platí z teórie F. radu vzťah:

$$I_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_o(\beta) d\beta = \frac{1}{\pi} \int_0^\Theta i_o(\beta) d\beta \quad (7.6)$$

Pre uhly $\beta \in \langle 0, \Theta \rangle$ môžeme pre kolektorový prúd napísať :

$$i_o(\beta) = S(U_1 \cos \beta - U_A) = S(U_1 \cos \beta - U_1 \cos \Theta) = SU_1(\cos \beta - \cos \Theta) \quad (7.7)$$

Dosadením (7.7) do (7.6) dostaneme :

$$I_0 = \frac{SU_1}{\pi} \int_0^\Theta (\cos \beta - \cos \Theta) d\beta = \frac{SU_1}{\pi} \left\{ \int_0^\Theta \cos \beta d\beta - \cos \Theta \int_0^\Theta d\beta \right\} = \frac{SU_1}{\pi} \left\{ [\sin \beta]_0^\Theta - \cos \Theta [\beta]_0^\Theta \right\}$$

$$I_0 = \frac{SU_1}{\pi} (\sin \Theta - \Theta \cos \Theta) \quad (7.8)$$

Medzi amplitúdou kolekt. prúdu I_M a U_1 platí podľa obr. 7.4: $I_M = SU_1(1 - \cos \Theta)$

Dosadením do (7.8) dostaneme :

$$I_0 = I_n \frac{1}{\pi} \frac{\sin \Theta - \Theta \cos \Theta}{1 - \cos \Theta} = I_M \alpha_0(\Theta) \quad (7.9)$$

α_0 je Bergov (Schulzov) rozkladový koeficient pre jednosmernú zložku kolektorového prúdu. Analogicky sa dajú odvodiť koeficienty $\alpha_1(\Theta), \alpha_2(\Theta), \dots$ pre vyššie harmonické zložky kolektorového prúdu. Pre prvú harmonickú platí:

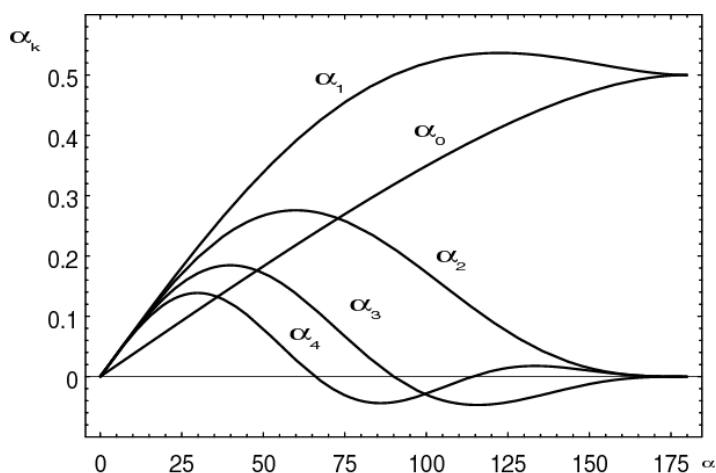
$$I_1 = I_M \alpha_1(\Theta) \quad , \text{ kde } \alpha_1(\Theta) = \frac{1}{2\pi} \frac{2\Theta - \sin 2\Theta}{1 - \cos \Theta} \quad (7.10)$$

Pre n-tú harmonickú možno odvodiť

$$I_n = \frac{I_M}{1 - \cos \Theta} \frac{1}{n\pi} \left[\frac{1}{n-1} \sin(n-1)\Theta - \frac{1}{n+1} \sin(n+1)\Theta \right] \quad (7.11)$$

pre $n = 2, 3, 4, \dots$

Rovnice (7.9) až (7.11) vyjadrujú v analytickom tvare amplitúdy harmonických zložiek kolektorového prúdu a boli numericky vypočítané a graficky zobrazené pre niekoľko prvých harmonických, ktoré sú v praxi potrebné. Súbor závislostí $\alpha_1(\Theta), \alpha_2(\Theta), \dots$ je nakreslený na nasledujúcom obrázku.



Obr. 7.5 Závislosť rozkladových koeficientov α od uhla otvorenia Θ

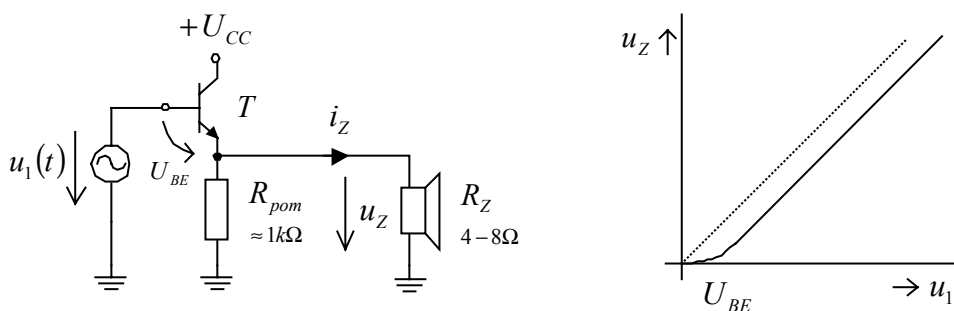
Na analýzu a návrh selektívnych vysokofrekvenčných zosilňovačov s tranzistormi (alebo aj s elektónkami pre väčšie výkony - 10kW a viac) sa dnes používa:

1. Metóda uhla otvorenia
2. Numerická simulácia počítačom

Metóda uhla otvorenia je prehľadná a relatívne všeobecná metóda pre obvody s veľkým signálom (vč. zosilňovače, oscilátory). Pri dostupnom simulačnom softvéri je analýza a návrh rýchly. Problémom je však reálna dostupnosť nelineárneho modelu tranzistora (Ebers - Moll, alebo Gummel - Poon) pre výkonové tranzistory.

7.3 Aperiodický nízkofrekvenčný výkonový zosilňovač

V nízkofrekvenčnej elektronike je koncovým obvodom, ktorý napája signálom elektroakustické meniče, obvykle aperiodický výkonový zosilňovač s maximálnym výstupným výkonom v rozsahu od $1W$ do $100W$. V špeciálnych prípadoch, ak je potrebné ozvučiť veľký priestor, môže byť potrebný výkon aj niekoľko kW . Frekvenčné pásmo signálu, ktorý takéto zosilňovače zosilňujú, býva typicky od $20Hz$ do $20kHz$. Moderné nf výkonové zosilňovače však majú konštantnú frekvenčnú charakteristiku s rezervou od nuly do $100kHz$. Dôležitou požiadavkou pri takýchto zosilňovačoch je okrem výkonu a frekvenčnej charakteristiky hlavne veľmi malý činiteľ nelineárneho skreslenia, bežne pod 1% .

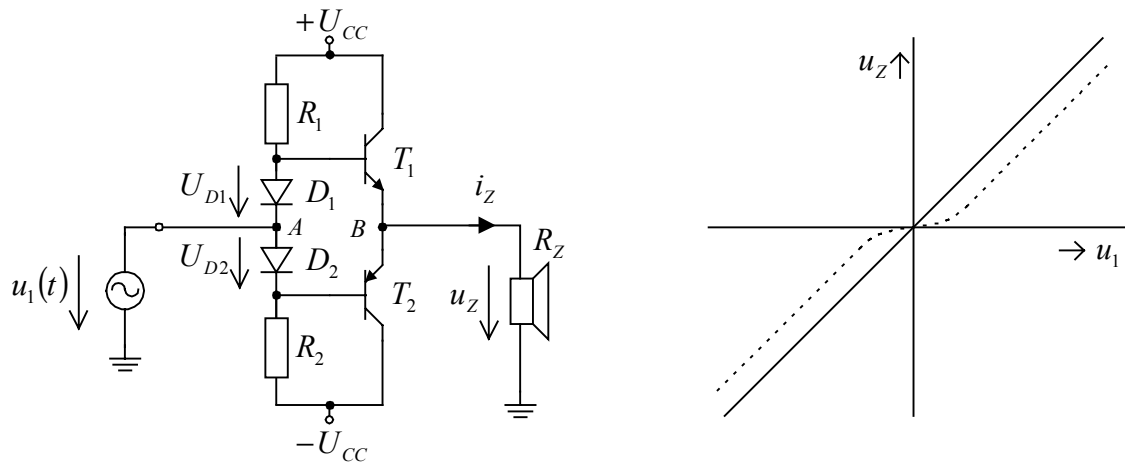


Obr. 7.6 Principiálna schéma jednočinného nf koncového stupňa s BJT v zapojení SK (emitorový sledovač), a jeho prevodová charakteristika

Zapojenie na obr. 7.6 sa pre praktické použitie príliš nehodí, pretože má viacero základných nedostatkov. Pokojový pracovný bod je potrebné umiestniť do stredu jeho prevodovej charakteristiky, aby sa dosiahlo malé nelineárne skreslenie. Pokojový prúd tranzistora preteká cez záťaž R_Z (reproduktor), vytvára na ňom nežiadúci úbytok jednosmerného napätia a spôsobuje veľký neužitočný príkon zosilňovača bez signálu. Niektoré nedostatky zapojenia možno čiastočne odstrániť, ale napriek tomu sa v praxi nepoužíva. Pre väčšie amplitúdy vstupného signálu ako niekoľko voltov platí pre výstupné napätie približne $u_Z = u_1$ ($A_u = 1$). Prúdové zosilnenie má veľkosť $A_i = \beta_F$ použitého tranzistora. Výkonové zosilnenie je teda $A_P = \beta_F$.

V praxi sa osvedčil symetrický variant predchádzajúceho zapojenia s dvomi emitorovými sledovačmi, jeden pre kladnú a druhý pre zápornú polvlňu vstupného signálu (tzv koncový stupeň s komplementárnou dvojicou tranzistorov PNP a NPN). Ak sa použije symetrický napájací zdroj s napätiami U_{CC} , $-U_{CC}$, je základom celého radu možných obvodových variant zapojenie na obr.7.7. Jeho napätiová prevodová charakteristika sa skladá z dvoch častí - pre T_1 je to časť v prvom kvadrante a pre T_2 v treťom kvadrante. O tranzistoroch sa predpokladá, že majú čo najviac zhodné parametre a charakteristiky. Pokiaľ by boli bázy T_1 a T_2 spojené priamo na zdroj napätia u_1 prevodová charakteristika zosilňovača by mala tvar nakreslený čiarkovanou čiarou. Pre signály s amplitúdou porovnateľnou s U_{BE} by dochádzalo k neprípustne veľkému nelineárnemu skresleniu, a preto sa robí korekcia charakteristiky tak, aby prechádzala cez stred súradnicovej sústavy. Jedno z možných riešení je nakreslené aj na orážku. Rezistormi R_1 , R_2 sa nastaví taký prúd, aby napätia U_{D1} , U_{D2} boli rovnaké ako napätia U_{BE1} , U_{BE2} . Vtedy bude rozdiel

potenciálov medzi bodmi A a B nulový, teda prevodová charakteristika bude prechádzať nulou.



Obr. 7.7 Východiskové zjednodušené zapojenie dvojčinného komplementárneho koncového stupňa s výkonovým zosilnením $A_P = \beta_F$ a kompenzáciou prechodového nelineárneho skreslenia.

Príklad : Aký je maximálny výstupný výkon zosilňovača podľa obr. 7.7 ak je: $R_Z = 4\Omega$ a napájacie napätie $U_{CC} = 24V$?

Riešenie: $U_{CC} = 24V \Rightarrow U_{Zmaxef} = \frac{24V}{\sqrt{2}} = 17V$, $P_{Zmax} = \frac{U_{Zmaxef}^2}{R_Z} = \frac{17^2}{4} = 72W$

Literatúra ku kapitole 7

[1] Stránsky J. a kol. : Polovodičová technika II. SNTL, Praha 1975