

ZÁKLADY ELEKTRONIKY

prof.Ing.Linus Michaeli, DrSc

**Učebný text pre poslucháčov
Fakulty elektrotechniky a informatiky
Technickej univerzity v Košiciach.**

Copyright © 2007 prof.Ing.Linus Michaeli, DrSc

Publikácia je určená pre študentov 1. ročníka štúdiijného programu „Elektronika“ a „Telekomunikácie“, Fakulty elektrotechniky a informatiky Technickej univerzity v Košiciach pre ktorých autor dáva súhlas na tlač vo vlastnej réžii a výlučne pre vlastné použitie. Mimo tejto skupiny je reprodukovanie tejto publikácie tlačenou elektronickou alebo inou formou zakázané bez písomného súhlasu autora

Obsah:

1	Úvod.....	6
1.1	Základný koncept.....	7
1.2	Simulačný program Pspice	10
2	Polovodiče.....	15
2.1	Vlastné polovodiče.....	15
2.2	Prímesové polovodiče.....	17
2.3	Posun a difúzia elektrónov a dier.....	18
2.4	Technológia výroby elektronických prvkov.	19
3	Polovodičové diódy	23
3.1	Fyzikálne procesy na priechode PN	23
3.1.1	Spracovanie malého signálu v priepustnom smere.....	27
3.1.2	Vplyv teploty	27
3.1.3	Záverne polarizovaný PN priechod	28
3.2	Modely diód.....	33
3.3	Aplikácia diód	35
3.3.1	Usmerňovače.....	35
3.3.2	Obmedzovače.....	42
3.3.3	Diódové logické obvody.....	43
3.3.4	Napäťový stabilizátor	44
4	Bipolárny tranzistor	47
4.1	Činnosť bipolárneho tranzistora.....	47
4.2	Charakteristiky tranzistora	52
4.3	Modely tranzistora ako zosilňovača malých signálov	54
4.4	Aplikácie tranzistorov v jednostupňových zapojeniach.....	59
4.5	Nastavenie pracovného bodu tranzistorového stupňa	69
4.6	Dynamické vlastnosti tranzistorového stupňa	71
4.7	Číslicové obvody na báze bipolárnych tranzistorov.....	74

5	Poľom riadené tranzistory	77
5.1	Základné konfigurácie poľom riadených tranzistorov	77
5.2	Tranzistory typu J FET a MES FET	79
5.3	Tranzistory typu MOS FET.....	83
5.4	Modely poľom riadených tranzistorov	86
5.5	Aplikácie poľom riadených tranzistorov	88
6	Viactranzistorové zapojenia	97
6.1	Analýza elektronických obvodov pomocou linearizovaných modelov	97
6.2	Základný diferenčný stupeň	98
6.3	Viacstupňové tranzistorové obvody	106
6.4	Jednoduchý operačný zosilňovač	112
6.5	Prúdové zrkadlo	115
6.6	Prúdový zdroj ako aktívna záťaž.....	119
7	Spätná väzba v tranzistorových stupňoch.....	121
7.1	Základná teória	121
7.2	Ovplyvnenie vlastností obvodu zápornou spätnou väzbou.....	123
7.3	Spätnoväzobné zapojenia s operačným zosilňovačom	133
8	Vybrané elektronické obvody	136
8.1	Ladené zosilňovače	136
8.2	Oscilátory	142
8.2.1	Príklady zapojení oscilátorov	145
8.3	Výkonové zosilňovače.....	150
8.3.1	Jednočinné stupne.....	151
8.3.2	Dvočinné zosilňovače triedy A a AB.	153
8.4	Napájacie zdroje	158
8.5	Stabilizátory jednosmerného napätia.....	160
9	Literatúra	163

1 ÚVOD

Predkladaný učebný text má slúžiť študentom 1. ročníka bakalárskeho štúdia štúdiijného programu „Elektronika“ a „Telekomunikácie“, Fakulty elektrotechniky a informatiky Technickej univerzity v Košiciach. Je to prepis poznámok autora k prednáškam. Pre počítačovú simuláciu opisovaných obvodov má čitateľ k dispozícii demo verziu programu OrCAD v.10.1 ktorého súčasťou je aj program SPICE na analýzu elektronických obvodov aj s manuálom v elektronickej verzii. Spomínaná demo verzia je voľne šíriteľná z www.orcad.com/downloads. Jediným obmedzením voči úplnej verzii je menší počet uzlov študovaných obvodov a obmedzená knižnica modelov elektronickej prvkov. Počet uzlov demo verzie je úplne postačujúci pre potreby štúdia obvodov v tomto kurze. Druhé obmedzenie predstavuje výhodu pre potreby štúdia, lebo medzi prvkami sú uvedení len hlavní predstavitelia a tým sa použitie knižnice stáva prehľadnejším.

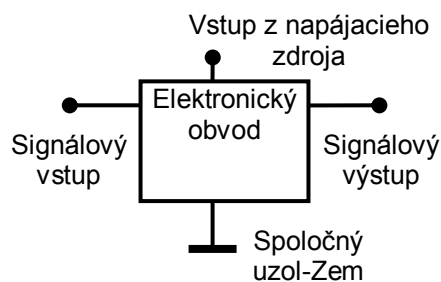
Štúdium látky má uľahčiť aj učebný materiál „Experimenty v simulačnom prostredí Pspice“. Okrem návodu a opisu programového balíka OrCAD nájde čitateľ v elektronickej verzii materiálov aj sadu odskúšaných simulácii elektronických obvodov v programovom prostredí OrCAD jeho Demo verzii v.10.1. Materialy sú dostupné na web stránke predmetu „Základy elektroniky“ http://www.kemt.fei.tuke.sk/Predmety/KEMT201_ZE/materialy/. K dispozícii je aj Demo verzia spomenutého programu.

Text neprešiel ešte jazykovou korektúrou . Autor sa týmto ospravedľňuje čitateľom za prípadné chyby v texte vzniklé pri jeho písaní a víta pripomienky k jeho obsahu a korektúry niektorých chýb. Tie môže čitateľ zaslať na adresu: Linus.Michaeli@tuke.sk

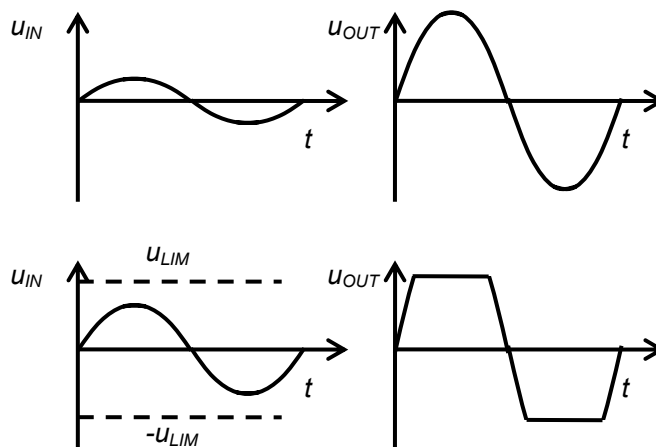
Autor touto cestou sa chce poďakovať lektorom predloženého učebného textu prof. Ing.Jánovi Turanovi, DrSc z Technickej univerzity, Košice a doc.Ing.Jánovi Hríbikovi, PhD z Slovenskej technickej univerzity Bratislava za ich cenné pripomienky.

1.1 Základný koncept

Štúdium elektronických obvodov je založené na princípoch teórie obvodov. Využívajú sa tu hlavne princípy superpozície, Kirchhoffové zákony, teoremy náhradných zdrojov (Theveninova a Nortonová teoréma) ako aj princíp kompenzácie. Vo väčšine prípadov je možné opísať činnosť zložitých elektronických obvodov pomocou modelov obsahujúcich zrozumiteľnejšie obvodové prvky akými sú rezistory, kapacity, indukcie, závislé a nezávislé zdroje. Hodnoty prvkov zjednodušených modelov závisia od niekoľkých podmienok označovaných ako pracovný bod prvku. Všetky zosilňovacie obvody vyžadujú jednosmernú energiu na svoju činnosť. Nastavenie jednosmerných (JS) elektrických veličín slúži na vytvorenie vnútorných elektrických polí potrebných pre činnosť všetkých aktívnych elektronických prvkov v obvode. Dielčie JS úrovne v aktívnom prvku definujú jeho pracovný bod.



Obr. 1.1.1 Základné brány elektronického obvodu

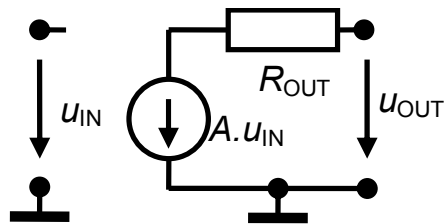


Obr. 1.1.2 Hranice neskrasleného spracovania signálu

Väčšina elektronických obvodov má dve brány vstupov. Jedna brána sa využíva na pripojenie k zdroju jednosmerného (JS) napätia na nastavenie pracovného bodu. Druhá brána je využitá na privedenie signálu, ktorý má byť obvodom spracovaný. To je ukázané na obr. 1.1.1. V tomto prípade jeden uzol tvorí referenčný bod pre ostatné brány. Je označený zem a predstavuje nulový potenciál systému. V analógových elektronických obvodoch napájací zdroj vytvára medze na veľkosť výstupného signálu. To nepriamo stanovuje hranice aj na veľkosť vstupného signálu, lebo od výstupného signálu sa očakáva, že tvorí zosilnenú repliku vstupného signálu. Spomenutý prípad je ukázaný na obr. 1.1.2. Dokedy vstupný signál neprekročí zo zosilnenia určené medze, napájací zdroj neovplyvní výstupný signál. Tento prípad možno obvod modelovať napätím riadeným napäťovým zdrojom (obr. 1.1.3). Za

Úvod

zmienku stojí, že napájací zdroj nie je naznačený na schéme. Na druhej strane, bez napájacieho zdroja ktorý určuje pracovný bod aktívnych prvkov model nie je pravdivý.



Obr. 1.1.3 Model napätím riadeného napäťového zdroja

Inou funkciou napájacieho zdroja je dodávka energie pre výstupný signál tak aby doplnil chýbajúcu energiu vstupného signálu. Účinnosť každého systému je reprezentovaná pomerom energie do systém dodávanej k energii užitočného signálu zo systému odberanej. Reálne systémy majú vždy účinnosť menšiu ako 1. Na základe princípu zachovania energie uzavretého systému sa tento rozdiel premietne do žiarenia (najčastejšie tepelného) emitovaného obvodom do okolia.

Vo všeobecnosti závislosť medzi vstupnými elektrickými veličinami a vybranými výstupnými veličinami možno charakterizovať nelineárnymi diferenciálnymi rovnicami, kde vonkajšie fyzikálne parametre akými sú teplota, externé magnetické a elektrické pole a pod. pôsobia ako parametrické veličiny. Parametrické veličiny ovplyvňujú konštanty v sústave nelineárných diferenciálnych veličín. Sústavu nelineárných rovníc sa dá získať zhrnutím všetkých rovníc opisujúcich obvod pomocou obidvoch Kirchhoffových zákonov a opise vzťahu medzi napätím a prúdom na každom dvojpoľe pomocou Ohmovho zákona. Úpravou získanej sústavy rovníc sa získa jej minimálna nelineárných diferenciálnych rovníc prého rád označovaná ako stavový opis obvodu. Takýto komplexný opis je veľmi zložitý na analytické riešenie a iba vo veľmi zjednodušených situáciách je možný.

Úplné riešenie stavového opisu nelineárneho obvodu je možný numerickým riešením pomocou počítača. Paralelene s vývojom aplikačného softvéru sa vyvinuli aj programy pre analýzu elektronických obvodov. Za dobu vývoja sa užívateľské rozhranie veľmi zjednodušilo a dnes pre analýzu je potrebné obvod nakresliť grafickým editorom s použitím zaužívaných symbolov elektronických prvkov a využiť knižnicu modelov prvkov, ktorú výrobcovia týchto dodávajú do programov pre analýzu obvodov. Príkladmi takýchto programov sú SPICE, ECAP, TINA atď. podporujúce analýzu obvodov s integrovanými obvodmi. Návrh zložitých integrovaných obvodov VLSI nie je možný bez elektronickej obvodu simulujúcich programov tvoriacich veľkú skupinu CAD programov. Zákaznícké obvody ASIC sú navrhnuté zákazníkom iba na úrovni obvodového simulátora a naň naviazaného programu tvoriaceho jednotlivé technologické masky pre vybraný technologický proces. Výstup z tohto súboru CAD programov sa potom zasiela výrobcovi obvodov, ktorý na základe takéhoto softvérového návrhu zhotoví celý obvod a po zapúzdrení ho odovzdá zákazníkovi. Najznámejším z tejto skupiny simulačných programov je program SPICE. Jeho verzia pre osobné počítače PC je označená PSPICE a má všetky spomenuté zložky.

Jednoduchším riešením stavového opisu je štúdium chovania obvodu pri jednosmerných budiaciach veličinách. Tým sa sústava nelineárných diferenciálnych rovníc redukuje len na sústavu nelineárných rovníc. Aj tu je ale analytické riešenie pomerne zložitá a presnosť výsledku často neodpovedá námahe spojenej s analýzou. Kompromisom je grafické riešenie ktoré je dostatočne domonštratívne. Návrhár získa popri grafickému zobrazeniu primerane presných údajov obraz o tom ako sa obvod chová, aká je jeho citlivosť na zmeny niektorých veličín, hodnôt prvkov a pod.

Pre hore spomínané problémy sa preto vo väčšine prípadov analýza analógových obvodov rozdelí na dve časti. Prvou je jednosmerná JS analýza(angl.DC analysis), zohľadňujúca nelineárne chovanie obvodu, ktorej výsledkom je určenie pracovného bodu. V druhej časti sa sleduje spracovanie signálu v okolí pracovného bodu aktivovanými prvkami obvodu za predpokladu, že signál je v pomere ka jednosmerným pracovným veličinám malý. Matematika pre takýto predpoklad uvádza termín prírastkovo malý signál , prírastkovo malá zmena jednosmernej veličiny.

Úvod

Takýto postup obvodovej analýzy využíva princíp diferenciálneho opisu ľubovoľnej nelineárnej závislosti, známy z matematiky. Pre obecnú spojitú funkčnú závislosť $f(x)$ jej hodnota v bode $x_0 + \Delta x$ je určená približne diferenciálom

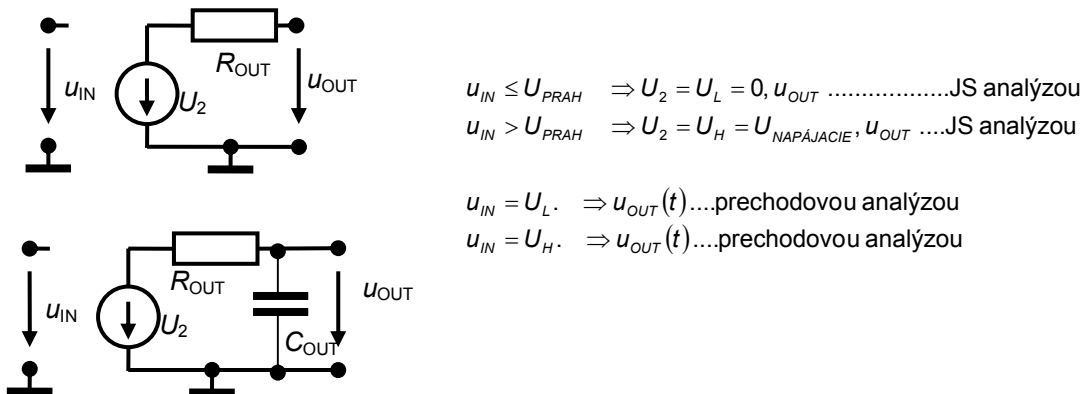
$$f(x_0 + \Delta x) = f(x_0) + \Delta x \cdot \left. \frac{df(x)}{dx} \right|_{x=x_0} \quad (1.1.1)$$

Kým prvý člen predstavuje výsledok JS analýzy a okrem počítačového riešenia možno ho získať graficky alebo v jednoduchších vzťahoch analyticky druhý člen predstavuje prírastkovú analýzu. Tá sa môže nahradiť na analýzu chovania lineárneho obvodu budeného malým striedavým signálom ktorého hodnoty prvkov sú určené deriváciami nelineárnych charakteristík v okolí pracovného bodu - striedavá analýza ST (angl.AC analysis). Výhodou je okrem predpokladu lineárnych náhrad chovania pasívnych aj aktívnych prvkov to, že dynamické fenomény nahradíme lineárnymi kondenzátormi a induktormi. Obvod sa navyše študuje zvlášť pre stredné pásmo frekvencií, kde indukčnosti predstavujú skrat pre jednosmerný signál a rozpojenie pre striedavý signál. Na druhej strane väzobné kondenzátory medzi stupňami zosilňovača už pôsobia ako malá impedancia a parazitné kondenzátory ešte predstavujú rozpojenie. Ich frekvenčné vlastnosti sa študujú iba linearizovaným modelom pre hraničné frekvencie.

Tento postup je použiteľný pre veľkú väčšinu obvodov analógového spracovania signálov, kde spracovávaný signál sa nachádza v okolí pracovného bodu. Výnimkou sú číslicové obvody, ktoré ako bude neskôr ukázané prechádzajú z jedného režimu práce aktívnych prvkov do druhého. Preto tento postup analýzy v ich prípade nie je možný. Podobne je ťažko uplatniteľný aj v takých obvodoch analógového spracovania, kde signál prekrýva celú charakteristiku obvodových prvkov.

Pre odhad chovania tranzistorového stupňa založenom na princípe diferenciálneho opisu sa v softvérovom simulátore začína vyšetrením polohy pracovného bodu. Ten vo výraze (1.1.1) predstavuje prvý člen. V programe SPICE je to rutina (.OP). Pre známe hodnoty jednosmerných prúdov a napätí pracovného bodu sa v ďalšom kroku určia prírastkové parametre tranzistora. Vo výraze (1.1.1) predstavujú deriváciu závislosti v okolí pracovného bodu. Diferenciálne parametre bývajú tiež označované ako prírastkové, alebo linearizované parametre elektronickej sústavy. Označenie linearizované získali preto, lebo určujú jeho lineárny model, ktorý násobením prírastkovo malého signálu dáva informáciu o chovaní obvodu v okolí pracovného bodu. Lineárny, diferenciálny model je opísaný pasívnymi lineárnymi prvkami (odpor, kapacita, indukčnosť, vlastná a väzobná) a napätím lineárne riadenými zdrojmi napätia a prúdu.

V číslicových obvodoch je pracovný bod nastavený na jednej medzi určenej napájacím obvodom. Je tiež obvykle pripojiť priamo výstup z jedného obvodu na vstup druhého. Pre modelovanie obvodu ktorý má dva pracovné body (stavy) a prechody medzi nimi sa osvedčili dva modely, ktoré nadobúdajú štyri rôzne stavy. Technika modelovania umožní zmeniť zložitú obvodovú analýzu na celkom jednoduché štyri analýzy. Typické modely číslicového obvodu je ukázané na obr. 1.1.4.



Obr. 1.1.4 Dva modely číslicových obvodov. Prvý a.) pre ustálené stavy a druhý b.) pre prechodové stavy číslicového obvodu

Úvod

Modelovanie predstavuje významný aspekt elektroniky. Všetky modely sú založené na aproximácii. Úlohou modelov je umožniť primerane presnú matematickú analýzu s pomerne jednoduchým matematickým aparátom. Chovanie zložitého obvodu je možné potom analyzovať v rozumne dlhom čase s akceptovateľnou odchýlkou od skutočného chovania. Požadovaná presnosť modelovania závisí aj od aplikácie. Model tranzistora použitého v pásme nízkych frekvencií nie je tak zložitý ako model toho istého tranzistora určeného pre vysokofrekvenčný zosilňovač. Je zrejmé, že modelovanie zložitých elektronických obvodov či už z diskretných alebo integrovaných obvodov vyžaduje podporu počítačovej analýzy. Na tomto mieste je potrebné uviesť, že niet nijakých "najlepších" modelov. Každý model ukazuje iný fenomén chovania elektronického systému a je vtedy dobrý, keď zodpovedá potrebám praxe a súhlasí s empirickými skúsenosťami získanými meraním.

Stále existuje nebezpečenstvo, že

- Budú použité príliš jednoduché alebo príliš komplikované modely
- Model vyrieši len čiastočné úlohy, pre ktoré sú známe modely
- Model bude uprednostňovať len tie otázky spracovania signálu, ktoré sa dajú opísať matematickými algoritmi na úkor tých, ktoré sú sprístupnené stochastickým opisom

Opis modelu môže využívať:

- Matematický zápis závislostí medzi veličinami sústavy
- Softverový opis chovania modelovanej sústavy. Tento je tvorený počítačovým simulačným programom rôznej úrovne abstrakcie.
- Schematický opis dohodnutými obvodovými symbolmi
- Opis chovania sústavy experimentálnymi výsledkami vyjadrenými grafom alebo tabuľkou
- Slovný opis

1.2 Simulačný program Pspice

Vysvetlenie chovania elektronických obvodov vyžaduje okrem vysvetlenia fyzikálnych procesov ich exaktné opísanie pomocou analytických výrazov vytvorených pomocou Kirchhoffových a Ohmovho zákona ako aj opisu fyzikálnych procesov prebiehajúcich v počítači. Sú dôležité na hlbšiu analýzu chovania obvodov. Je ale stratou času počítať každý detail analyticky, keď v súčasnosti sú k dispozícii účinné softvérové simulátory chovania obvodov. Tie sú schopné analyzovať aj nelineárne dynamické procesy s vysokou presnosťou. V predloženej učebnici čitateľ najde opis fyzikálnych procesov so zápisom východiskových rovníc pre potrebu hlbšej analýzy. Pri štúdiu bude pre študenta najdôležitejšie pochopiť fyzikálne princípy chovania študovaného obvodu, pričom pre podrobnejšiu analýzu využije simulčné prostredie. To mu umožní v pohodlí prostredia osobného počítača uskutočniť "pokusy" so základnými obvodmi bez potreby drahého laboratórneho vybavenia. Presnosť simulačného programu **SPICE** odpovedá reálnym experimentom.

V roku 1972 bola na Kalifornskej Univerzite v Berkeley pod vedením Prof.D.Pedersena realizovaná prvá verzia programu **SPICE** (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis), ktorý automi uvoľnený pre voľné použitie. To umožnilo jeho ďalšie vylepšovanie a dopĺňovanie až dodnes. Program **SPICE** tvorí jadro ktoré analyzuje zložité matematické sústavy opisujúce elektronické obvody so zohľadnením nelinearít aktívnych a pasívnych prvkov. Chovanie týchto prvkov je zahrnuté v ich modeloch (**MODEL**). Program **SPICE** bol napísaný pôvodne vo Fortrane a opis obvodov sa vytvoril textovým vstupným súborom **.CIR**. Jeho verzia pre osobné počítače je označená **Pspice**.

Časom sa pribudovalo grafické rozhranie pre vstup a výstup údajov z programu **Pspice**. Grafický vstup tvorí program OrCAD kde opis obvodu sa realizuje nakresom zapojenia študovaného obvodu

grafickým editorom s použitím zaužívaných symbolov elektronických prvkov. Jednotlivé prvky sú zobrať z knižnice modelov komerčne dostupných prvkov, ktorú výrobcovia týchto prvkov dodávajú do programu. Grafický editor vytvorí súbor **.CIR** pre vstup do programu **Pspice**. Výsledky simulácie program **Pspice** zapisuje do súboru **.OUT**. Užívateľsky pohodlnejšie zobrazenie výstupov **.OUT** vykonáva program **Probe**. Tam sa priebehy môžu zobrazovať v rôznej mierke, s použitím časovej a frekvenčnej lupy a uskutočnením jednoduchých matematických operácií s výstupnými priebehmi.

Program **OrCAD** slúži ďalej aj na návrh dosiek plošných spojov prípadne spolu s programom **CADENCE** simulovať chovanie integrovaných obvodov so zohľadnením technológie a konfigurácie príslušného čipu. Program umožňuje spresňovať modely prvkov na základe testov jednotlivých parametrov prvkov a ich parazitných väzieb na čípe integrovaného obvodu. Všetky tieto programové komponenty su v súčasnosti integrované do softvérového balíka **OrCAD**, ktorého súčasťou je aj program **STIMUL** na simuláciu chovania číslicových bvodov.

Ako bolo spomenuté už predchádzajúcom odseku presnosť modelov môže byť rôzna a je to vždy kompromis medzi presnosťou a dĺžkou výpočtu. V prílohe tohoto textu čitateľ najde detaily najbežnejších modelov zo Pspice-u. Pre potreby jednoduchého simulovania chovania obvodu užívateľ môže sa plne spoľahnúť na modely tak ako sú implementované v programe.

Ako bolo spomínané v úvode čitateľ má k dispozícii na www.orcad.com/downloads voľne šíriteľnú verziu **OrCAD** v.10.1 ktorého súčasťou je aj program Pspice na analýzu elektronických obvodov aj s manuálom v elektronickej verzii. Jeho funkcionality je plne zhodná s plnou verziou, jediným obmedzením je maximálny počet prvkov , ktorý ale pre potreby štúdia tohto textu postačuje.

Program Pspice umožňuje štyri základné simulácie. Tieto sa nastavujú v ponuke z menu **"New simulation profile"**. Ak je potrebné zmeniť niektoré parametre tohoto profilu menu má ponuku **"Edit simulation profile"**.

Jednosmerná analýza (.DC sweep)

JS analýza umožňuje plynule meniť vybraný jednosmerný signál reprezentovaný prúdovým alebo napäťovým zdrojom vo zvolenom intervale hodnôt s voliteľným krokom zmeny. Výstupom potom je napätie medzi zvolenými uzlami alebo prúd vo zvolenej vetve. Tým sa získa jednosmerná prenosová charakteristika označovaná ako **"Transfer characteristic"** medzi vstupnou a výstupnou elektrickou veličinou. Prenos medzi vstupnou budiacou veličinou a výstupnou veličinou zohľadňuje nelineárne vlastnosti použitých elektronických prvkov pri danej izbovej teplote (300K) pokiaľ sa to v zdaní teloty neurčí inak.

Tento typ analýzy môže byť rozšírený o možnosť krokovej zmeny ďalšej veličiny akou môže byť iný elektrický budiaci zdroj alebo parameter napr.teplota. Predstavuje to vnorenú krokovú zmenu sekundárnej veličiny.

Okrem jednosmernej prenosovej charakteristiky **"Transfer characteristic"** je možné JS analýzu využiť aj na citlivostnú analýzu **"Sensitivity analysis"**. Táto analýza umožní zistiť ktorý parameter má najväčší vplyv na zmeny zvolenej výstupnej elektrickej veličiny.

Určenie pracovných bodov (.OP Bias Points)

Táto analýza opäť vychádza z presného nelineárneho opisu chovania elektronických prvkov obvodu. Umožní zistiť hodnoty pracovných napätí, prúdov a výkonov vo všetkých častiach obvodu. Tie sú vyjadrené hodnotami v farebných rámkoch na základe stlačenia príslušnej ikony v menu programu. Poznanie JS pracovných bodov je počiatkový krok k ST analýze v okolí týchto pracovných bodov. Je to aj počiatkový bod k integrovaniu úplnej sústavy diferenciálnych nelineárnych rovníc. Poznanie pracovných bodov pomocou **DC bias** simulácia je ale potrebné k overeniu či všetky pracovné body sa podarilo nastaviť na želané hodnoty a či prvky sú v takom režime aby dokázali spracovávať analógový signál.

Striedavá analýza (.AC analysis)

Umožňuje posúdiť chovanie obvodu v okolí pracovného bodu, zisteného predchádzajúcou analýzou. Ako bolo spomínané v predchádzajúcej časti prírastkové chovanie obvodu je študované za predpokladu budenia obvodu limitne malým striedavým harmonickým signálom. Nelineárne chovanie prvkov obvodu sa nahrádza ich linearizovaným modelom pre zistený jednosmerný pracovný bod. Analýza umožní zistiť linearizované dvojbránové parametre medzi veličinami vstupnej a výstupnej brány ako je prenos, vstupná a výstupná impedancia. Tieto veličiny sú určené ako komplexná veličina z ktorej možné určiť modul a fázu alebo reálnu a imaginárnu časť. AC analýza umožní zistiť tieto veličiny pre zvolený interval frekvencií zvolený v ponuke "simulation profile". Budiaci zdroj AC signálu môže byť zaradený aj do série s napájacím napätím. Tento postup umožní zistiť citlivosť obvodu na zvyškové zvlnenie napájacieho napätia na vybrané elektrické veličiny.

Súčasťou ST analýzy je šumová analýza "**Noise analysis**". Pri nej je AC zdroj vypnutý a študuje sa kombinovaný efekt všetkých zdrojov tepelného a výstrelového šumu všetkých prvkov. Veľkosť týchto šumových zdrojov vychádza zo zvolenej teploty okolia. Výsledkom je výkonová šumu na jednotkový frekvenčný interval [V_{rms}^2/Hz]. Efektívnu hodnotu šumu v frekvenčnom intervale spracovania signálu možno potom určiť integrovaním hustoty energie pre príslušný frekvenčný interval a odmocnením výsledku.

Transient Analysis (.TRAN analysis)

Predstavuje najzložitejšiu analýzu chovania elektronického obvodu. Je založená na numerickej integrácii stavového opisu obvodu pomocou sústavy nelineárnych diferenciálnych rovníc. Zdroj budiaceho signálu môže mať ľubovoľný tvar periodického budiaceho signálu. Pre praktické použitie má samozrejme okrem harmonického priebehu periodický impulzný signál. Zo zisteného tvaru priebehu výstupnej veličiny zadanej v simulačnom profile je možné určiť spektrum pomocou príkazu "**Fourier Analysis**". Pre prípad budenia harmonickým signálom skutočne veľkej amplitúdy sa získa výstupná veličina s presným tvarom. Jej spektrum umožní určiť skreslenie jej priebehu. Keď budiacou veličina má amplitúdu X a amplitúdy jednotlivých harmonických výstupnej veličiny sú Y_i skreslenie je určené výrazom

$$D = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} Y_i^2}}{X} \quad (1.2.1)$$

Túto veličinu je možné získať príkazom "**Distortion**".

Okrem použitia prvkov opísaných v knižnici modelov (**.MODEL**) užívateľ si môže do obvodu vložiť často opakovaný vlastný podobvod ktorý je označený **.SUBCKT**. Uzly tohto podobvodu sa pripoja do hlavného obvodu podľa zápisu v prvom riadku poľa definujúceho podobvod.

Pri označovaní uzlov obvodu platí všeobecne záväzné pravidlo, že v obvode musí byť jeden uzol zvolený ako vzťažný "0". Táto podmienka sa naplní pri použití grafického rozhrania vloženie zemniaceho uzla s označením "**O/Ground**" na vzťažný uzol.

Pri kreslení obvodov v grafickom rozhraní častou chybou je nesprávne vedenie prepojení. Pohyb kurzora predstavujúceho kresliaci nástroj vytvárajúci prepoje môže byť programom nesprávne vyhodnotený programom a spoj sa neukončí na požadovanom uzle alebo sa vytvorí skrat. Overenie ukončenia všetkých prepojení sa overuje subrutinou "**Create Netlist**". Chybové hlásenie tohto programu upozorní užívateľa na najjednoduchšie chyby pri opise obvodu nepripojených koncov súčiastok zavedených v grafickom rozhraní.

Citlivostná analýza (.SENS)

Úvod

Príkaz .SENS programu Pspice, umožňuje vykonať jednosmernú citlivostnú analýzu obvodu. Po linearizovaní obvodu v okolí pracovného bodu je tu vypočítaná citlivosť všetkých výstupných premenných na každú hodnotu parametrov obvodových modelov. V prípade tejto analýzy, sú indukory považované za obvody nakrátko a kapacitory za obvody naprázdno. Výsledky citlivostnej analýzy sú zapísané automaticky do výstupného súboru vo forme tabuľky čísel. V prípade zložitého obvodu môže výstup tejto analýzy obsahovať značné množstvo údajov.

Jednosmerná prenosová funkcia (.TF)

Použitím analýzy .TF možno v programe Pspice realizovať výpočet jednosmernej prenosovej funkcie pre malé signály, zo špecifikovaného vstupu na špecifikovaný výstup. Tento výpočet je vykonaný po linearizovaní analyzovaného obvodu v jeho pracovnom bode. Ak sú v obvode zapojené indukory a kapacitory, tak sú považované za obvody nakrátko, resp. naprázdno. Výsledok analýzy, ktorým je vstupný a výstupný odpor, ako aj prenosová funkcia (t.j. napäťový zisk, prúdový zisk, prenosový odpor alebo prenosová vodivosť) je automaticky zapísaný priamo do výstupného súboru.

Príkaz .TF teda realizuje výpočet parametrov obvodu, ekvivalentného analyzovanému obvodu v zmysle Theveninovej alebo Nortonovej teórie. Príkaz pre vykonanie tejto analýzy má tento formát:

Šumová analýza (.NOISE).

Rezistory a polovodičové prvky generujú šum, ktorého úroveň je funkciou frekvencie. Opis typov šumov, ktoré sú generované týmito elektronickými prvkami možno nájsť v literatúre. V rámci šumovej analýzy Pspice určí ekvivalentný výstupný a vstupný šum v špecifikovanom vstupnom a výstupnom uzle. Šumová analýza je vykonávaná v kombinácii s .AC analýzou, pričom sa vyžaduje aby vo vstupnom súbore pre Pspice bola definovaná i .AC analýza. Pre každú frekvenciu definovanú v príkaze .AC, je vypočítaná šumová úroveň pre každý generátor šumu v obvode (t.j. pre rezistory a polovodičové prvky) a ich príspevky k výstupnému uzlu sú vypočítané cestou RMS sumácie hodnôt šumu. Potom je vypočítaný zisk zo vstupného zdroja k výstupnému napätiu. Z tohoto zisku, je programom Pspice vypočítaná ekvivalentná úroveň vstupného šumu v špecifikovanom zdroji.

Úvod

Poznámka

Označenia v nasledujúcom texte:

- Malé písmená kurzívou i a u predstavujú okamžité hodnoty. Ak ich index je veľký písmenom predstavujú celkovú hodnotu. Ak index je napísaný malým písmenom predstavujú malý signál – jeho ST hodnotu.
- Veľké písmená kurzívou s indexom z veľkými písmenami (I_{AB}, U_{AB}) predstavujú JS veličiny.
- Veľké písmená kurzívou s indexom tvoreným malými písmenami (I_{ab}, U_{ab}) predstavujú rms fázor ST komponenty.

Napríklad: i_E predstavuje okamžitý emitorový prúd kde i_e tvorí jeho ST komponentu. Prúd I_E reprezentuje JS zložku tohto prúdu. Veličina I_e predstavuje rms fázor ST zložky emitorového prúdu (obr. 1.2.1).



Obr. 1.2.1 Označovania veličín

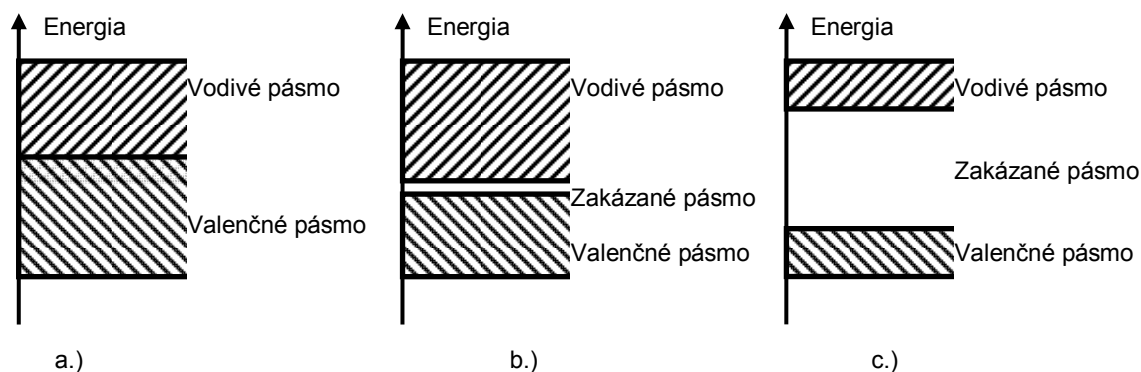
Obr. 1.2.2

2 POLOVODIČE

Elektronické zosilňovače môžu byť vytvorené rôznymi technológiami. Pôvodné využívali prenos elektrónov vo vákuu vytvorených obvykle v krehkých sklenených bankách. Fyzikálna štruktúra vákuových elektroník pozostáva z kovových elektród oddelených v presných vzdialenostiach. Vibrácie spôsobovali zmeny v zosilňovacích charakteristikách a elektrónky sa stávali mikrofonicnými. Ich činnosť bola založená na termionickú emisii, ktorá môže vzniknúť, ak sa dodá dostatočné množstvo energie vo forme tepla, ktoré žeriacim vláknom vyhrieva povrch jednej z elektród, ktorou bola katóda. Množstvo problémov spojených s vákuovými elektrónkami a pokroky v technológii dali základ elektronickým zariadeniam v pevnej fáze. Tie sú vytvorené materiálmi označovanými ako polovodiče. V týchto materiáloch nabité nosiče sú k dispozícii aj pri izbových teplotách.

2.1 Vlastné polovodiče.

Polovodiče sú materiály, ktoré sa nachádzajú medzi dvoma skupinami predstavovanými vodičmi a izolátormi. Najlepšie známymi vodičmi sú kovy, ako meď, hliník, alebo zlato, ktoré majú elektronickú rezistivitu rádovo $10^{-5} \Omega \cdot \text{cm}$ pri izbovej teplote. Izolátory, akými sú materiály mika, diamant, krištál, zafír majú elektrický odpor $10^{12} \Omega \cdot \text{cm}$ za tých istých podmienok. Čisté monokryštalické polovodiče sú podobné izolátorom s výnimkou toho, že majú nižší elektrický odpor. Spoločnou vlastnosťou izolátorov aj polovodičov je to, že nárast teploty spôsobuje aj nárast elektrickej vodivosti. Čisté polovodiče sa nazývajú vlastnými polovodičmi pokiaľ ich vlastnosti závisia len od ich materiálového zloženia. Pri izbových teplotách elektrický odpor čistého monokryštalického kremíka je $2,27 \cdot 10^5 \Omega \cdot \text{cm}$ a pre krištalické germánium je $45 \Omega \cdot \text{cm}$ pre krištalické galium arzenit $7,94 \cdot 10^7 \Omega \cdot \text{cm}$. Kremík a germánium sú monokryštalické sú elementárne polovodiče. Zmes zloženia tvorená medzi prvkami tretej a piatej skupiny Mendelejevovej tabulky alebo medzi skupinami 2 a 6 v periodickej tabulke, môžu tvoriť tiež polovodiče. Príkladom zložených z polovodičov je galiumarzenit alebo síran kadmia. Zložené polovodiče sú vhodné pre optické diódy alebo isté rýchle logické obvody ale prevažná väčšina polovodičových obvodov je vytvorená na báze kremíka.



Obr. 2.1.1 Vodivé a valenčné pásma pre vodiče a.) polovodiče b.) a izolanty c.)

Elektronická štruktúra izolátorov a vlastných polovodičov je identická. Obidve štruktúry sú charakterizované pásmom povolených energií a energetických stavov oddelených pásmom zakázaných energetických úrovní. Tieto energetické úrovne určujú stavy elektrónov v atómovej mriežke. Je treba poznamenať, že úplne zaplnené pásmo, alebo úplne prázdne pásmo neprispieva k vodivosti. Je spôsobené nedostatkom voľných energetických stavov, do ktorých by mohli byť nabité častice urýchlené aj malým elektrickým poľom. Valenčné elektróny kompletne zaplňajú kompletne zaplneným pásmom pri teplote absolútnej nuly. Najbližšie energetické pásmo je označované ako vodivé pásmo. Šírka zakázaného pásma medzi valenčným vodivostným pásmom sa označuje ako energetická medzera s hodnotou E_g vid' obr. 2.1.1. Pri teplotách nad hodnotou absolútnej nuly tepelná energia absorbovaná v materiáloch dokáže uvoľniť energie z valenčného pásma do vodivostného pásma pričom tie zanechávajú prázdne stavy vo valenčnom páse. Koncentrácia elektrónov, ktorá je takto excitovaná vo vodivostnom pásmo pri príslušnej teplote T závisí od energetického intervalu E_g zakázaného pásma.

$$N_i = BT^{3/2} \exp\left[\frac{-E_g}{2kT}\right] \quad (2.1.1)$$

N_i je ustálená koncentrácia elektrónov (v elektrónoch an kubický centimeter) B je konštanta, ktorá závisí na na materiále, T je teplota v K a k je Boltzmanova teplotná konštanta 86×10^{-6} eV/K) Energetické pásmo pre rôzne materiály je ukázaná v tab.2.1. Pri každej teplote izolátory majú oveľa menšiu koncentráciu vlastných elektrónov ako polovodiče.

Materiál	E_g [eV]	B [$\text{cm}^{-3}(\text{K})^{-3/2}$]
Polovodiče		
Germánium (Ge)	0,67	$1,5 \cdot 10^{15}$
Kremík (Si)	1,1	$3,3 \cdot 10^{15}$
Gálium arsenid (GaAs)	1,4	$0,35 \cdot 10^{15}$
Gálium fosfor (GaPh)	2,2	$1,2 \cdot 10^{15}$
Izolátory		
Diamant	5,5	$470 \cdot 10^{12}$
Kysličník kremičitý (SiO_2)	8	—

Tab.2.1 Energetická šírka zakázaného pásma jednotlivých polovodičov

Ak počítame koncentráciu elektrónov kremíka pri izbovej teplote 300 K dostaneme $N_i = 9,5 \cdot 10^9 \text{ cm}^{-3}$. Výsledok je veľmi blízky hodnote $1,5 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3}$ ktorá sa získava experimentálne. Vodivosť vlastného polovodiča je založená na pohybe elektrónov nachádzajúcich sa v oboch ako vo vodivom aj valenčnom pásmo. Pri teplote absolútnej nuly je valenčné pásmo zaplnené elektrónmi a teda neprispieva k vodivosti. Excitácia elektrónov z valenčného pásma do vodivostného pásma cez zakázané pásmo si vyžaduje silné elektrické pole. Ak teplota vzrastie nad hodnotu absolútnej nuly, tepelná energia umožní niektorým elektrónom z valenčného pásma preskočiť do vodivostného pásma. Za týchto okolností valenčné pásmo nie je úplne plné a vodivostné pásmo nie je úplne prázdne. Uvoľnené pozície na dráhach elektrónov vo valenčnom pásmo prispievajú k celkovej vodivosti polovodiča. Najjednoduchší spôsob opisu tohto javu je založený na tom, že na uvoľnené pozície dráh

Polovodiče

elektrónov vo valenčnom pásme sa priradí pozitívny náboj - kladný náboj. Označenie voľných pozícií vo valenčnom pásme je diery. Takýto proces možno nazvať generovanie elektrónov - dierových párov.

Vodivosť polovodiča je spôsobená pohybom nabitých častíc a má ohmický charakter. Prúd odpovedá priemernej hodnote náboja elektrónov a dier pri zavedení elektrického poľa E a priemernej rýchlosti pohybu úmernej elektrickému poľu. Táto rýchlosť je vyjadrená (2.1.2). Diery majú kladný náboj a sa pohybujú v smere aplikovaného elektrického poľa. Elektróny majú negatívny náboj a sa pohybujú v opačnom smere ako je aplikované pole. Potom výsledná prúdová hustota J_{drift} vlastného polovodiča vplyvom pohybu elektrónov a dier je

$$J_{drift} = \sigma_i E = q(N_N \mu_N + N_P \mu_P) E \quad (2.1.2)$$

kde σ_i je vlastná vodivosť polovodiča q je veľkosť náboja elektrónu ($1,6 \cdot 10^{-19}$ C). Veličina $P_i = N_i$ je vlastná koncentrácia elektrónov a dier. Konštanta μ_N, μ_P je pohyblivosť elektrónov a dier. Pohyblivosť elektrónov kremíka je $\mu_N = 1350$ cm/sec. kým pohyblivosť dier je $\mu_P = 480$ cm/sec.

2.2 Prímesové polovodiče.

Pridanie istého množstva prímiesí do kryštálovej štruktúry polovodičov vytvára prímesové polovodiče, ktoré sú z hľadiska aplikácie oveľa zaujímavejšie. Základné-vlastné- polovodiče sú prvky zo štvrtej skupiny periodickej tabuľky s kryštalickou štruktúrou. Prímesami meniacimi vlastný polovodič na prímesový sú prvky z tretej alebo piatej skupiny periodickej tabuľky. Tieto prímiesy sa vyznačujú tým, že na valenčnej dráhe majú o jeden elektrón viac alebo menej ako je štruktúra hostujúceho atómu vlastného polovodiča. Keď východiskovým materiálom je kremík, atómy typu fosfor a arzén z piatej skupiny nahradia atóm kremíka v kryštalickej štruktúre. Valenčné elektróny atómu fosforu sú dostatočné na väzbu v štruktúre kryštálu. Piaty elektrón z valenčnej sféry fosforového atómu je voľný aj pri nízkej teplote. Tepelná energia aj pri izbových teplotách je dostatočná na ionizáciu fosforového atómu, kedy piaty valenčný elektrón sa dostane do vodivostného pásma. Fosfor je v tomto prípade označovaný ako donor - dodávateľ elektrónov do vodivostného pásma. Získaný voľný elektrón vo vodivostnom pásme nevytvára za sebou diery vo valenčnom pásme. Koncentrácia voľných elektrónov vo vodivostnom pásme je približne rovná koncentrácii fosforových atómov. Elektróny sa stávajú majoritnými a diery minoritnými nosičmi. Jav sa označuje ako vodič typu N.

Prímesou dodané elektróny majú objemové množstvo zhodné s počtom ionov prímiesí dopovaných do jednotky objemu kryštálu Si. Okrem prímesou dodaných elektrónov sa v kryštalickej mriežke Si vytvárajú elektrón dierové páry. Pre pohyblivé nosiče náboja v polovodiči platí

$$N_N N_P = N_i^2 \quad (2.2.1)$$

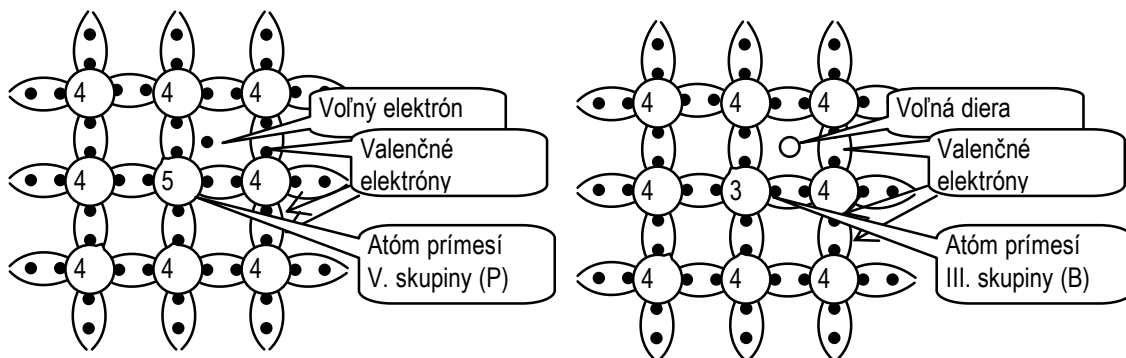
kde N_i je koncentrácia určená vzťahom (2.1.1) a N_N a N_P sú rovnovážne koncentrácie elektrónov a dier v jednotke objemu polovodiča. Pri izbovej každý atóm donoru vytvára jeden voľný elektrón vo vodivostnom pásme. Potom koncentráciu elektrónov a dier možno určiť

$$\begin{aligned} N_N &\cong N_d \\ N_P &\cong \frac{N_i^2}{N_d} \end{aligned} \quad (2.2.2)$$

kde N_d je koncentrácia donorových atómov v jednotke objemu kryštalickej mriežky. Pre Si pri izbovej teplote $N_i^2 = 2,25 \cdot 10^{20}$ cm³, a ak koncentrácia donorov bude $N_d = 1 \cdot 10^{18}$ cm³ potom koncentrácia dier je

$N_p=2,25 \cdot 10^2 \text{ cm}^3$. Koncentrácia majoritných nosičov v mriežke kryštálu spôsobuje merný odpor kremíka sa pohybuje pri izbovej teplote v intervale od $100 \Omega \cdot \text{cm}$ po hodnotu $0,001 \Omega \cdot \text{cm}$, čo je rozsah piatich rádov.

Bór je najznámejší prvok z tretej skupiny periodickej tabuľky, ktorý sa používa ako prímies ku kremíku. Keď atom bóru nahradí atom kremíka v kryštalickej mriežke tri jeho valenčné elektróny sú zapojené do väzby k najbližšiemu atomu kremíka. Keď sú iba tri zapojené, jeden elektrón chýba v kryštalickej štruktúre. Pri izbovej teplote chýbajúci elektrón vo valenčnom pásme predstavuje dieru. Atómy bóru sú označované ako akceptory, pretože dokážu prijať jeden elektrón z valenčného pásma. Koncentrácia dier je zhodná s koncentráciou bórových atómov ako prímiesi v kryštalickej mriežke. Súčin koncentrácie dier a koncentrácie atómov je opäť určený vzťahom (2.2.1). Prevalha dier v tomto prímiesovom polovodiči vytvára polovodič typu P. Interval vodivosti polovodiča typu P je menší ako pri N type. Je to spôsobené tým, že maximálna koncentrácia atomu bóru, ktorá môže nahradit' atómy kremíka v mriežke je menšia ako to bolo v prípade prímiesi fosforových atómov. Navyše pohyblivosť dier je nižšia ako pohyblivosť elektrónov. Okrem prímiesami dodaných elektrónov sa v kryštáli Si vytvárajú elektrón – dierové páry.



Obr. 2.2.1 Prímiesové polovodiče typu N a P

Rovnomerne dopovaná vzorka ktorá obsahuje donory aj akceptory rovnakej koncentrácie sa nazýva kompenzovaný polovodič. Za predpokladu, že obidve dopujúce koncentrácie sú zhodné, materiál sa chová ako vlastný polovodič. Ak koncentrácia donorov prevyšuje koncentráciu akceptorov získa sa materiál typu N. Naopak pri vyššej koncentrácii akceptorov je materiál typu P. Prednosťou kompenzácie je zníženie života elektrónu dierového prahu a redukcia pohyblivosti nosičov.

2.3 Posun a difúzia elektrónov a dier.

Prúd v polovodičoch je vytvorený posunom (driftom) elektrónov a dier vplyvom elektrického poľa. Ďalším mechanizmom je difúzia a ňou spôsobený prúd. Difúzia je proces, kedy častice tečú z oblasti s vyššou koncentráciou do oblasti s nižšou koncentráciou. Štatistický fenomén spojený s kinetickou teóriou stavby hmoty. Sila ktorá pôsobí na difúziu nabitých častíc je úmerná gradientu koncentrácie týchto častíc. Znamená to, že nabité častice sa snažia vytvoriť rovnomernú koncentráciu v celom objeme.

$$J_{dif} = -qD_P \frac{\partial N_P}{\partial x} \quad \text{pre diery} \tag{2.3.1}$$

$$J_{dif} = +qD_N \frac{\partial N_N}{\partial x} \quad \text{pre elektróny}$$

Prúdová hustota dier a elektrónov je určená vzťahom (2.3.2, a D_P a D_N sú difúzne koeficienty N_N a N_P sú koncentrácie dier a elektrónov. Celková prúdová hustota v polovodiči je predstavovaná sumou

Polovodiče

prúdovej hustoty spôsobenej posuvným (driftovým) prúdom a difúznym prúdom elektrónov a dier a sú určené vzťahom

$$J = q(N_N\mu_N + N_P\mu_P)E + q\left(D_N \frac{\partial N_N}{\partial x} - D_P \frac{\partial N_P}{\partial x}\right) \quad (2.3.2)$$

Jednotlivé členy výrazu (2.3.2) v prímiesovom polovodiči môžu mať dve rôzne veľkosti. Posuvný prúd majoritných nosičov je obvykle oveľa väčší ako komponenta od minoritných nosičov. Pri odstránení majoritných nosičov z polovodiča, posuvný prúd pozostáva len z prúdu minoritných nosičov.

Difúzna komponenta minoritných nosičov môže byť významná, nakoľko závisí na gradiente a nie na veľkosti koncentrácie týchto nosičov. Fyzikálne mechanizmy posuvného a difúzneho prúdu sú rozdielne obidva prispievajú k celkovému prúdu elektrického náboja cez jednotkový prierez. Nie je prekvapujúce, že difúzne koeficienty a pohyblivosti nosičov v polovodiči sú vzájomne viazané. Tento pomer ich veľkostí je určený Einsteinovým vzťahom

$$\frac{D_N}{\mu_n} = \frac{D_p}{\mu_p} = \frac{kT}{q} \quad (2.3.3)$$

Pohyblivosť nosičov je funkciou úrovne koncentrácie dopovania. V kremíku elektrónová pohyblivosť je $1350 \text{ cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$ a pre vlastný polovodič je $100 \text{ cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$. Pre dopovaciú úroveň 10^{-19} cm^3 . Pohyblivosť dier kolíše medzi 480 až $59 \text{ cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$ cez celé dopovacie pásmo. .

Doba života prebytočných nosičov.

Cez injekcie nosičov z externého kontaktu alebo vytvorenie elektronových párov prostredníctvom žiarenia spôsobuje nerovnovážny stav nosičov v polovodiči. To spôsobí, že koncentrácia elektrónov a dier prekračuje nerovnovážny stav. Keď zdroj prebytočných nábojov je odstránený, hustota nosičov postupne sa vráti do rovnovážnej hodnoty pomocou procesu rekombinácie. Stredná doba vyžadovaná pre rekombináciu je nazývaná ako stredná doba života τ . Proces rekombinácie prebytočných nábojov N v závislosti od času je exponenciálna doba života kremíku je ovplyvnená hustotou prímiesí. Atómy prímiesí sa podieľajú na procese a tak nárast hustoty prímiesí sa podieľa na poklese strednej doby života. Stredná doba života v čistom kremíku dosahuje niekoľko sekúnd kým v silne dopovanom kremíku to odpovedá niekoľkým mikrosekundám.

2.4 Technológia výroby elektronických prvkov.

Výrobu elektronických prvkov východiskovým materiálom je kryštalický ingot z polovodiča s vysokou čistotou. Polovodič sa získa jednotlivými technologickými operáciami medzi ktorými najvýznamnejšie je:

- Vytvorenie prechodov medzi oblasťami s rôznym typu polovodičov
- Naparenie vodivých vrstiev
- Implantácia odporových dráh zhotoví
- Fotografické leptanie obrazcov v rôznych vrstvách

Polovodiče

- Pokrytie povrchu kysličníkovou izolačnou vrstvou
- Kontaktorovanie prívodov.

Vytvorenie ingotu polovodiča

Pre lepšie pochopenie vlastností elektronických prvkov je užitočné poznať základné charakteristiky týchto technologických krokov. Kremík je najrozšírenejším materiálom zemskej kôry. Tieto materiály musia prejsť ale už silným čistiacim procesom skôr ako sa môžu použiť na elektronické obvody.. Výsledné čisté chemikálie, ktoré sa používajú sú silikon a tetrachlorid kremíka, silan alebo chlorosilan. Tieto chemikálie je potom možné rozložiť pri vysokých teplotách, čím vzniká polykryštalický ingot kremíka s vysokou čistotou a rezistivitou väčšou ako $100 \Omega \cdot \text{cm}$. Polykryštal môže byť ďalej tavený pri teplote 1404°C alebo dopovaný presne nastaveným množstvom prímiesí, čo slúži na rast monokryštalického kremíka presne nastaveným koncentráciou prímiesí a typ polovodiča. Intergované obvody s polovodičom typu N dosahujú obvykle koncentráciu 10^{15} atómov bóru na cm^3 . Podobná koncentrácia fosforových atómov môže vytvárať pre polovodič typu N hodnotou merného odporu medzi 10 a $20 \Omega \cdot \text{cm}$. V niektorých prípadoch koncentrácia fosforu je oveľa vyššia typicky až 10^{20} na cm^3 čo vytvára v štruktúre kryštálu polovodiča dobrý vodič pre vytvorenie rezistorov. Tak sa získa vodivosť, ktorá je pod $0,001 \Omega \cdot \text{cm}$. Je označovaná ako N^+ dopovaný kremík.

Rast monokryštálu kremíka sa realizuje vyťahovaním zárodočného kryštálu stavenými definovanou rýchlosťou. Pri vyťahovaní sa uplatňuje aj rotačný pohyb vzhľadom na taveninu, čím sa získava ingot valcovitého tvaru. Tento proces sa ďalej vylepšoval a využíva sa v súčasnej dobe na výrobu monokryštálov, ktorých priemer prekračuje 200 mm. Priemer monokryštálu je charakteristickým znakom úrovne technológie. Kremík je veľmi korozívny a preto vytvorenie ochranej atmosféry v kontajneri v ktorom sa udržuje táto tavenina je náročný problém. Boli navrhnuté rôzne techniky označované tiež ako zóny, ktorými sa dokáže potlačiť problém korózie vplyvom uvoľňovaného kyslíka tak, aby sa dal uskutočniť rast monokryštálu bez kontaktu s kontajnerom.

Príprava kremíkových plátok.

Bod monokryštálu kremíka je v ďalšom v tomto kroku rezaný na plátky s priemerom odpovedajúcim priemeru ingotu. Plátky sú rezané z ingotu pomocou diamantmi platovanej kruhovej píly. Smer rezu je nastavený pomocou difraktometra röntgenového žiarenia tak , aby orientácia rezu sledovala steny kryštálu. Hrúbka plátok závisí od priemeru ingotu takže potom plátok s priemerom 100 mm a hrúbku 625 mikrometrov. Po rezaní sa plátok mechanicky leští a tak sa odstraňujú stopy po pilovom reze. Posledný krok v príprave plátok kremíka predstavuje mechanicko - chemické leštenie, ktorého výsledkom je mikroskopicky hladký zrkadlový povrch na jednej strane plátku. Na povrchu plátku sa vytvárajú elektronické obvody opakovaním masiek, pričom každý jeden obvod je predstavuje jeden číp. Využíva sa pri tom planárna technológia, ktorá ako samotný termín hovorí predstavuje vytváranie obvodu cez čelnú – dvojrozmernú- plochu čípu. Každý prvok tohto obvodu sa vytvára smerom dovnútra plátku kremíka. Planárna technológia pozostáva z piatich nezávislých technologických krokov. Prvým je nárast, druhým je pasívovanie povrchu kremíka, tretie litografia štvrté difúzia, posledné piate je naparenie tenkých vodivých vrstiev.

Epitaxný rast predstavuje narastanie monokryštalického kremíka cestou naparovania ďalšej vrstvy na povrchu čelnej vrstvy. Vytvára sa naparovaním v elektrickom poli pri vysokej teplote v atmosfére kremíka. Takto vytváraná epitaxná vrstva si štruktúru podložky a pomocou prímiesí je možné vyrobiť požadovaný typ polovodiča buď typu N alebo typu P.

Pasívovanie povrchu kremíka sa uskutočňuje oxidáciou, kedy v atmosfére kyslíka sa na povrchu kryštálu vytvorí ďalšia vrstva kysličníka kremíka, ktorá slúži ako izolant. a na ktorú potom ďalej možno procesom fotolitografie naniesť obrazce, tie fotochemicky odstrániť, a cez takto pripravenú masku z fotorezistu vyleptať otvory v oxide kremíka – izolačnej vrstve - pre následný difúzny proces Fotolitografické metódy slúžia na selektívne vyleptanie okienok v oxidovanej vrstve kysličníka kremíka. Difúza prímiesí do čistého polovodiča cez okienka v izolačnej vrstve SiO_2 slúži k zmene typu polovodiča a tak vytváraníu priechodov PN s okolím do ktorého je zóna difundovaná. Cez tieto okná metódou difúzie sa v monokryštále kremíka sa môžu vytvárať tenké odporové dráhy. Ich opačný

Polovodiče

chrakter ich izoluje záverne polarizovaným priechodom od ostatného polovodiča. Zmenami geometrických rozmerov a koncentráciou dopujúceho prvku možno meniť odpor tejto dráhy. Prímеси sa difundujú pri vysokej teplote a umožňuje to vytvárať v kremíku pn prechody v hrúbke monokryštálu kremíka tak, ako je to ukázané na obr. 2.4.1.d Opakovaním technologických krokov oxidácie fotolitografie a následne difúzie je možno v prvom okienku vytvoriť druhé okienko a do stôp difundovanej vrstvy difundovať ešte ďalšiu vrstvu čím sa vytvorí viaceré za sebou zapojené priechody N P N. Podobne je možno vytvárať aj kondenzátory, kedy sa cez to isté okno difundujú dve vrstvy rovnakej plochy a opačného typu polovodiča.

Predposledným krokom je vzájomné oddelenie prvkov obr. 2.4.1.i. Difundované "priekopy" typu zhodného so základným polovodičom P oddelia jednotlivé oblasti N dvoma proti sebe zapojenými priechodmi PN. Predstavujú v sérii opačne zapojené diódy, z ktorých pri ľubovoľnej polarite medzi susednými oblasťami N, vždy jedna je uzavretá.

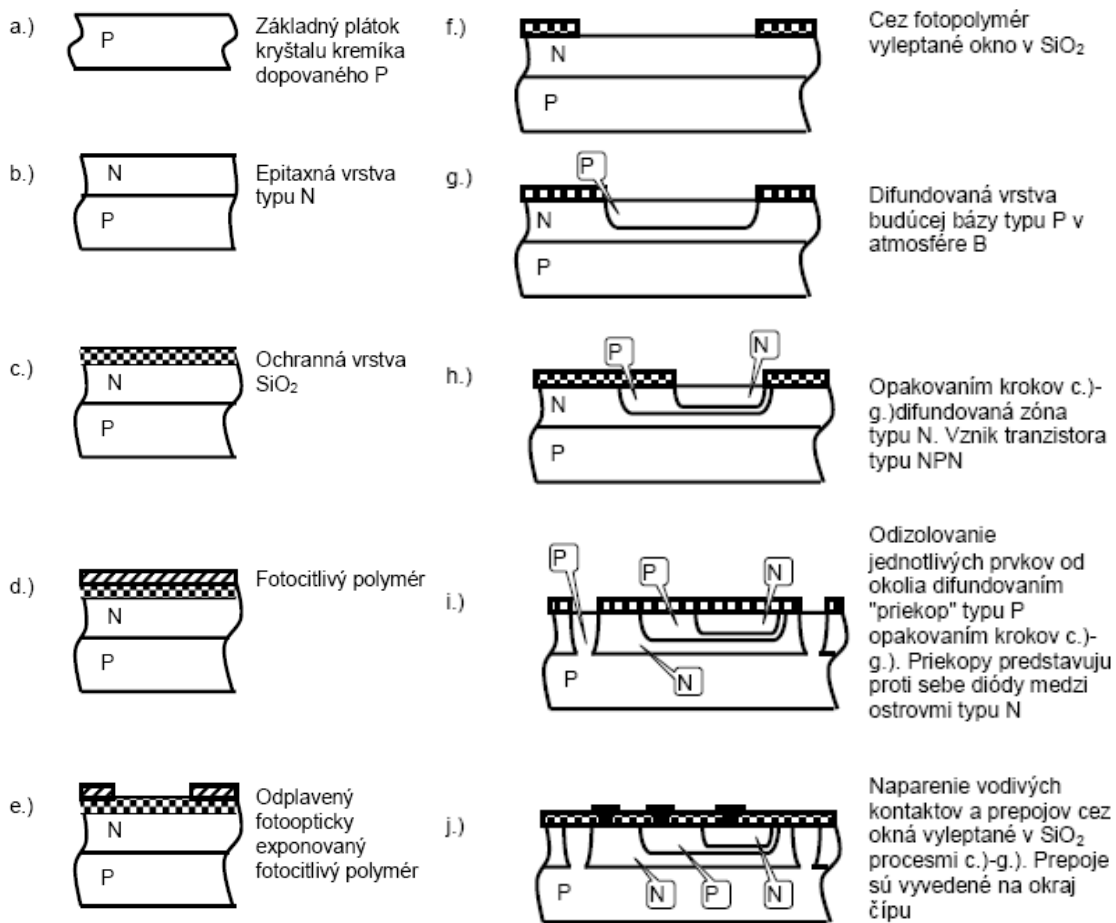
Poslednou technologickou operáciou je nanosenie tenkých vodivých vrstiev kovových vrstiev napríklad hliníka, ktoré tvoria konerakty nma jednotlivé zóny difundovaného polovodiča. Hlavnými výhodami planárnej technológie je to, že:

a) sa používa vysoko čistotý kremík, ktorý svojimi vlastnosťami akými sú zvyškové prúdy ďaleko prevyšuje elektronické prvky v diskretnej forme.

b) polovodičové prechody na povrchu plátku kremíka sú pokryté tenkou vrstvou kysličníka kremíka, ktorý ochraňuje od vplyvu okolia a potláčajú parazitné veličiny v ideálnom modeli aktívnej elektronickej súčiastky.

c) technológia fotolitografie vytvorenia otvorov kysličníkovej vrstvy leptanie umožňuje vytvoriť štruktúry s vysokou geometrickou presnosťou a súčasne využiť aj techniku optického zmenšovania. Kladný fotolitografický proces pozostáva z leptania kysličníka kremičitého cez okienka organického polymeru. V tomto polymeri sa ultrafialovým žiarením preniesie maska vytvorená na sklonenej matici a vytvorí sa obrazec v ktorom na neexponovaných miestach budú odstránené a exponované miesta budú vytvrdené. V miestach odstráneného fotosenzitívneho polymeru sa následne do kysličníka kremíka vyleptajú okienka. Cez tieto okienka potom sa uskutoční krok difúzie. Podľa počtu zložitosti integrovaného obvodu sa kroky fotolitografie a difúzie opakujú. Touto technikou sa získajú štruktúry o hrúbke jeden mikrometer. Zlepšovaním technológie akými sú počítačová riadená elektronová litografia a röntgenová litografia sa ďalej dokážu zjemňovať štruktúry, ktoré sa dokážu vyrobiť tým sa dosiahne na čípe integrovaného obvodu vyššia hustota a súčasne technológie umožňujú výrobu štruktúr do $0,15 \mu\text{m}$. Vytvorenie vrstvy kysličníka kremičitého alebo nitridu kremičitého na kremíkovom substráte sa vytvára obvykle vybranej atmosfére. Ak takouto vrstvou je polykryštál kremíka tento je často využívaný v integrovaných obvodoch ako materiál ale aj ako vodič. Kysličník kremíka alebo nitrid kremíka sú výborné izolačné materiály, ktoré sa tiež získavajú podobnými technologickými operáciami. Tieto dielektriká sa využívajú ako izolátory ak vodiče sa musia vzájomne križovať alebo riadiaca elektróda má byť odizolovaná od polovodiča, v ktorom riadi jeho vodivosť. Vodivé prepojenia kovovými dráhami sa vytvárajú naparením, pričom maska je vytvorená vo fotocitlivej polymerovej vrstve fotolitografickým procesom. Tieto vodivé dráhy sú vyvedené na okraj každého čipu. Jednotlivé čipy sa z plátku získavajú jeho rezaním a následným lámaním. Posledná fáza výroby integrovaného obvodu pozostáva v kontaktovaní čipu vývodom z čipu na v puzdre, ktorý je upevnený v puzdre príslušného integrovaného obvodu. Kontaktovanie sa uskutočňuje tenkými vodičmi ktoré sú pripájané polokompresiou čipu a na druhej strane sú prikontaktované na vývody príslušného integrovaného obvodu. Prípoje na vývody integrovaného obvodu sú najzraniteľnejšou časťou výroby obvodov a s nárastom hustoty integrácie aj počet prepojov silne narastá. Preto sa uprednostňujú také obvody zapojenia, kde počet vývodov je pokiaľ možno najmenší. To je dôvodom prečo sa pri návrhu číslicových obvodov vysokej integrácie uprednostňuje použitie sériovej výstupnej zbernice.

Polovodiče



Obr. 2.4.1 Technologické kroky pri výrobe integrovaných obvodov

3 POLOVODIČOVÉ DIÓDY

Základnou časťou každého polovodičového prvku je pn priechod, ktorý tvorí základ aj polovodičovej diódy. Dióda s jedným pn priechodom slúži predovšetkým ako usmerňovač. Priechod pn sa vyskytuje ako časť bipolárnych tranzistorov, polom riadených tranzistorov s pn priechodom (JFET) aj s oddeleným hradlom (MOSFET), tyristorov a pod.

V tejto kapitole sa v krátkosti rozoberú fyzikálne mechanizmy viazané na pn priechod reprezentované nelineárnou volt-ampérovou charakteristikou. Okrem nelineárnej prenosovej charakteristiky sa pn priechod vyznačuje aj kapacitou viaže na seba voľný náboj. Rôzne technické modifikácie tohto priechodu umožnia vytvárať iné typy diód s odlišným tvarom prevodovej charakteristiky v závernom smere (zenerové diódy) , diódy s krátkou dobou rekombinácie (Schottkyho diódy) alebo diódy s oblasťou so záporným diferenciálnym odporom (tunelové , Esakiho diódy) atď.

3.1 Fyzikálne procesy na priechode PN

Dióda je tvorená priechodom polovodičov typu P a N. Praktické diódy sú konštruované ako jeden celok polovodičového materiálu , kde jedna jeho strana je dotovaná akceptormi (P-typ) a druhá donormi (N-typ).

Na konštrukciu diód sa využívajú tri typy polovodičov:

- Germánium (Ge) (šírka zakázaného pásma 0,67 eV)
- Kremík (Si) (šírka zakázaného pásma 1,1 eV)
- Gálium arsenid (GaAs) (šírka zakázaného pásma 1,4 eV)

V konštrukcii diód kremík sa uplatňuje v prevážnej miere. Z dôvodov väčšej šírky zakázaného pásma umožňuje činnosť do vyšších teplôt. Gálium arzenid sa používa predovšetkým pri aplikáciách v mikrovlnovej a v f technike.

Za predpokladu, že koncentrácia akceptorov v polovodiči naľavo od PN prechodu je konštantna a koncentrácia donorov napravo je tiež konštantná a rovnakej hustoty získa sa prechod ukázaný na obr. 3.1.1. Keď materiály typu P a N existujú spolu v kryštáli, nastane *redistribúcia náboja*. Niektoré voľné elektróny z materiálu N prechádzajú krížom cez priechod a spájajú sa s dierami v materiáli typu P .Podobne niektoré voľné diery prechádzajú z materiálu P do materiálu N, kde sa spájajú s elektrónmi. Výsledkom tejto nábojovej redistribúcie je, že P materiál si získava "čistý" záporný náboj a N materiál "čistý" kladný náboj. Tieto náboje vytvárajú elektrické pole a rozdiel potenciálov týchto materiálov zabráni ďalšiemu pohybu nábojov .Výsledkom je zníženie počtu skutočných (aktuálnych) nosičov v blízkosti priechodu. Toto sa uskutočňuje v oblasti známej ako *ochudobnená oblasť*. Výsledné elektrické pole vytvára potenciálovú bariéru s orientáciou, ktorá zabraňuje pohybu nosičov cez priechod .

Prúdovú hustotu vyvolanú difúziou a posunom (driftom) možno opísať rovnicou (2.3.2) V ustálenom stave je intenzita elektrického poľa E vytvára posuvný (driftový) prúd I_S opačného znamienka a rovnakej veľkosti ako difúzny prúd I_D tvorený nerovnomernou koncentráciou. Intenzita elektrického

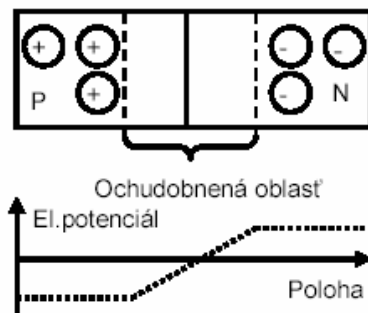
Polovodičové diódy

pol'á E vytvára barierové napätie U_B pri ktorom prúdovou hustotou určený prúd je nulový. Hodnota barierového napätia je

$$U_B = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{N_P N_N}{N_i^2} \right) \quad (3.1.1)$$

Vo výraze k je Boltzmanova konštanta $k=1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K ($=8,6 \cdot 10^{-5}$ eV/K), q je náboj elektrónu $q=1,6 \cdot 10^{-19}$ C . Pri izbovej teplote 300 K vyraz pre logaritmom predstavuje napätie $U_T=kT/q$, ktoré pri izbovej teplote má hodnotu 26 mV.

Pri izbovej teplote barierový potenciál kremíka sa pohybuje v intervale 0,6 – 1,2 V. Pri izbovej teplote 300 K je počet voľných nosičov v jednotke objemu určený výrazom (2.1.1) a rovný $N_i^2=2,3 \cdot 10^{20}$. Za predpokladu koncentrácie donorov polovodiča typu N je $N_N=10^{19}$ /cm³ a koncentrácie akceptorov v P polovodiči $N_P=10^{18}$ /cm³. Výsledné barierové napätie je rovné 0,99 V.

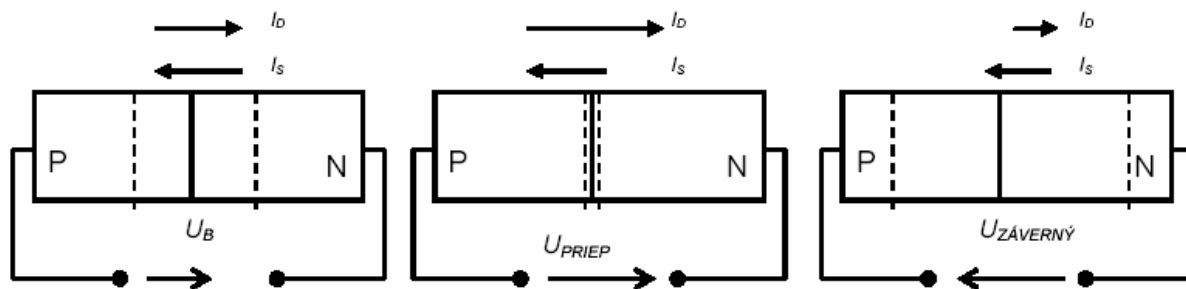


Obr. 3.1.1 Rozloženie potenciálu na PN priechode

Rovnováha na PN priechode môže byť porušené privedením externého napätia. Pripojenie externého napätia U_D v priepustnom smere zúži ochudobnenú oblasť. Priepustný smer je charakterizovaný kladnou polaritou externého napätia pripojený k polovodiču typu P. Pripojenie externého napätia v závernom smere ochudobnenú oblasť rozšíri.

Aby tiekol prúd cez priechod , je potrebné barierový potenciál znížiť pripojením napätia v priepustnom smere. Ochudobnená oblasť bude mať malé množstvo nosičov náboja. Minoritné nosiče na každej strane ochudobnenej oblasti (elektróny v oblasti P a diery v oblasti N) budú prechádzať na druhú stranu a budú sa zlučovať v tomto materiáli s iónmi. Rovnako majoritné nosiče (elektróny pre oblasti N a diery v oblasti P) budú prechádzať krížom cez priechod. Obidve zložky prúdu tvorené pohybom dier a elektrónov krížom cez priechod sa spolu sčítajú a vytvoria *difúzny prúd* i_{Dif} .Smer prúdu je zo strany P na stranu N .Okrem difúzneho prúdu existuje aj prúd v dôsledku posunu (driftu) minoritných nosičov náboja krížom cez priechod, označovaný ako *driftový prúd* i_{Drift} . Niektoré z teplotne generovaných dier v materiáli typu N difundujú cez materiál typu N k okraju ochudobnenej oblasti. Tu sú vystavené vplyvu elektrického pol'a, v dôsledku ktorého prechádzajú krížom cez ochudobnenú oblasť. Elektróny sa správajú rovnakým spôsobom.

Polovodičové diódy



Obr. 3.1.2 a.) Dióda bez externého zdroja b.) Dióda polarizovaná v priepustnom smere. c.) Dióda polarizovaná v závernom smere

Ak kladný pól zdroja pripojíme na materiál typu P a záporný na materiál typu N, dióda je zapojená v *priepustnom smere*. Ochudobnená oblasť sa zúži v dôsledku priťahovania majoritných nosičov na opačnú stranu a diódou preteká prúd $i_{Dif} - i_{Drift} = i_{Dif}$. Ak pripojíme zdroj na diódu opačne, hovoríme o zapojení v *závernom smere*. Ochudobnená oblasť sa rozšíri a dióda sa správa ako izolátor.

Pri polarizácii napätia v priepustnom smere je privedené napätie v opačnom smere ako barierový potenciál U_B . Výsledný difúzny prúd bude tvorený prenikajúcimi dierami do oblasti N a difúziou elektrónov do oblasti P. Výsledný difúzny prúd prekoná driftový prúd minoritných nosičov aj pri malých hodnotách privedeného napätia u_D .

Na okraji ochudobnenej oblasti, koncentrácia minoritných nosičov difundujúcich z opačnej oblasti je úmerná privedenému napätiu u_D . Platí to pre obidva okraje $\pm x$ tejto oblasti.

$$\begin{aligned} n(-x) &= n_0(-x) \exp\left(\frac{qu_D}{kT}\right) \\ p(x) &= p_0(x) \exp\left(\frac{qu_D}{kT}\right) \end{aligned} \quad (3.1.2)$$

koncentrácie s indexom predstavujú rovnovážny stav. Tento vzťah býva označovaný ako „zákon prechodu“. Koncentrácia nosičov prekračujúca rovnovážnu hodnotu je určená

$$\begin{aligned} n'(-x) &= n(-x) - n_0(-x) = n_0(-x) \left[\exp\left(\frac{qu_D}{kT}\right) - 1 \right] \\ p'(x) &= p(x) - p_0(x) = p_0(x) \left[\exp\left(\frac{qu_D}{kT}\right) - 1 \right] \end{aligned} \quad (3.1.3)$$

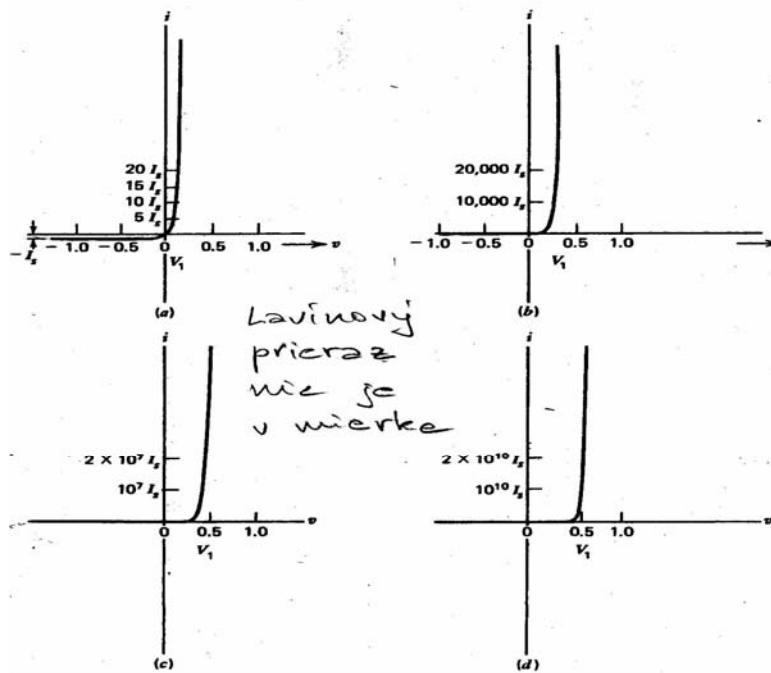
Koncentrácia v okolí vodivých kontaktov je približne rovnaká ako na okraji ochudobnenej vrstvy. Preto prúd I_D pretekajúci diódou je opísaný vzťahom

$$i_D = I_S \left[\exp\left(\frac{qU_D}{n \cdot kT}\right) - 1 \right] = I_S \left[\exp\left(\frac{U_D}{n \cdot U_T}\right) - 1 \right] \quad (3.1.4)$$

Kde I_S predstavuje záverný prúd. Prúd diódou sa rovná jeho hodnote ak je polarizovaná v závernom smere, lebo tak prvý výraz v hranatej zátvorke bude zanedbateľný. Veľkosť záverného prúdu tvoreného driftom minoritných nosičov pri závernej polarizácii, závisí na viacerých faktoroch zahrňujúcich vlastnosti polovodiča jeho šírku barierového pásma, difúzne konštanty, hustotu dopujúcich prímiesí a geometrické rozmery priechodu.

Vo výraze (3.1.4) je n empirická konštanta (1 až 2) a reprezentuje vlastnosť konštrukcie diódy. Ak $n=1$ potom $nU_T = 26$ mV. Pre germániové diódy je konštanta obvykle rovná $n=1$. Väčšina kremíkových diód pracuje s hodnotou konštanty $n=1,3-1,6$. Hodnota n sa môže meniť aj v konkrétnom procese výroby z dôvodov výrobných tolerancií, čistoty materiálu a úrovne dotovania.

Grafické zobrazenie závislosti (3.1.4) v štyroch rozličných mierkach pre prúd je na obr. 3.1.3



Obr. 3.1.3 V-A charakteristiky v štyroch mierkach

Polarizačné napätie U_D v priepustnom smere je úmerné šírke zakázanej vrstvy a tým aj veľkosti záverného prúdu vo výraze (3.1.4). Pomer medzi závernými prúdmi PN priechodov Ge, diskkrétnej Si diódy a PN priechodu v Si integrovanom obvode je $1:10^{-3}:10^{-6}$. Polarizačné napätie U_D možno pre bežné hodnoty pracovných prúdov I_D odhadnúť:

- Kremíkové diódy 0,6 V
- Kremíkový PN priechod na integrovaných obvodoch 0,75 V
- Germániové diódy 0,25 V
- Gálium arzenidové diódy 1,2 V

Polovodičové diódy

- Schottkyho diódy 0,3 V

Prierné napätie spôsobí v záverne polarizovanej dióde vytrhávajúce elektróny z valenčnej sféry a lavínovitý nárast prúdu. Nakoľko hodnota záverného napätia je veľká záverný prúd aj pri pomerne malých hodnotách vyprodukuje teplo v priedoch PN ktoré ďalej urýchli proces nárastu prúdu a takto vzniklé oteplenie priedoch spôsobí jeho poškodenie.

3.1.1 Spracovanie malého signálu v priepustnom smere.

Typickými pracovnými podmienkami pre diódu je polarizácia JS napätím U_D v priepustnom smere na ktoré je superponované ST napätie Δu . Prírastok prúdu diódy Δi_D je možno vypočítať derivovaním výrazu (3.1.4).

$$\Delta i_D = \frac{I_S \exp\left(\frac{U_D}{n \cdot U_T}\right)}{n U_T} \cdot \Delta u = r_D^{-1} \Delta u_D \quad (3.1.5)$$

Jednosmerný prúd I_D vyvolaný polarizačným napätím je určený výrazom (3.1.4) a sa rovná

$$I_D = I_S \left[\exp\left(\frac{U_D}{n \cdot U_T}\right) - 1 \right]$$

Výsledný prúd diódou i_D možno vyjadriť ako jednosmerný polarizačný prúd I_D so superponovaným prírastkom Δi_D . Za predpokladu dostatočne veľkého polarizačného prúdu voči závernému prúdu $I_D \gg I_S$ sa nelineárne opísané chovanie diódy nahradí jej linearizovanou náhradou. Výraz (3.1.6) predstavuje aj Taylorovú aproximáciu výrazu (3.1.4) pre prírastkovú zmenu napätia diódy Δu_D . Prírastkové pôsobenie v okolí pracovného bodu je obmedzenie, ktoré umožní superponovať veľkú jednosmernú zložku pracovného bodu s prírastkovým príspevkom od malého spracovávaného signálu. Vo všeobecnosti totiž pre nelineárne obvody neplatí princíp superpozície.

$$i_D = I_D + (I_D + I_S) \frac{q \cdot \Delta u_D}{n \cdot k T} \cong I_D + \frac{I_D \cdot q}{n \cdot k T} \cdot \Delta u_D \quad (3.1.6)$$

Veľmi zjednodušený odhad diferenciálneho odporu diódy polarizovanej v priepustnom smere je

$$r_D = \frac{\Delta u_D}{\Delta i_D} \cong \frac{n U_T}{I_{JS}} \quad (3.1.7)$$

3.1.2 Vplyv teploty

Teplota zohráva dôležitú úlohu pri určovaní pracovných charakteristík diód. Zmeny charakteristík diód spôsobených zmenami teplôt, vyžadujú úpravy pri návrhu obvodov. Zmenu napätia diódy u_D polarizovanej v priepustnom smere prúdom I_D možno určiť opäť z výrazu (3.1.4).

Záverný saturačný prúd I_S je tiež závislý od teploty. Zväčšuje sa približne o 7,2% /°C pre kremíkové a

Polovodičové diódy

germániové diódy, čiže každých 10 °C sa I_S približne zdvojnásobuje. Pre záverný saturačný prúd ako funkciu teploty platí:

$$I_S(T) \cong I_S(T_0) \cdot 2^{(T-T_0)/10} \quad (3.1.8)$$

Napätie na dióde U_D pre polarizačný prúd I_D je určené výrazom

$$U_D = T \frac{nk}{q} \left[\ln \frac{I_D + I_S(T)}{I_S(T)} \right] = |I_D \gg I_S(T)| = T \frac{nk}{q} \left[\ln \frac{I_D}{I_S(T_0)} - \frac{T - T_0}{10} \ln 2 \right] \quad (3.1.9)$$

Derivovaním výrazu (3.1.9) a zanedbaním prvého a posledného člena sa získa odhad vplyvu zmeny teploty na napätie diódy v priepustnom smere v okolí izbovej teploty

$$\frac{dU_D}{dT} \approx -\frac{nU_T}{10} \ln 2 = \begin{cases} -2.5 \text{ mV} & \text{Ge diódy} \\ -2.0 \text{ mV} & \text{Si diódy} \\ -1.5 \text{ mV} & \text{Schottkyho diódy} \end{cases} \quad (3.1.10)$$

3.1.3 Záverne polarizovaný PN priechod

Záverne polarizovaná dióda vykazuje malý zvyškový prúd, ktorý môže byť zanedbaný pokiaľ záverné napätie nedosiahne hodnotu prierazného napätia U_{pr} . V závernej oblasti po prierazné napätie v rovnici (2.10) prevláda driftový prúd nad difúznym prúdom. Minoritné nosiče tohto prúdu tvorené elektrón dierovými párami generovanými teplotou PN prechodu na hranici ochudobnenej vrstvy a difúziou nábojov mimo ochudobnenej vrstvy. Výsledkom je malý a od záverne polarizovaného napätia nezávislý prúd. V reálnej dióde je ale pozorovateľný aj nárast záverného prúdu spôsobený tým, že pri náraste záverného napätia rastie sa generuje tepelný výkon rovný súčinu záverného prúdu a záverného napätia. Generovaný tepelný výkon spôsobuje nárast teploty PN prechodu a tým aj generovaniu ďalších elektrón dierových párov a nárastu záverného prúdu. To následne vedie k nárastu generovaného tepelného výkonu. Po prekročení prierazného napätia sa tento proces rozvinie lavínovo.

Varikapy

Záverne polarizovanú diódu si možno predstaviť aj ako kondenzátor kde ochudobnená oblasť predstavuje dielektrikum. Ak kapacita na jednotku plochy PN prechodu pri nulovom polarizačnom napätí je c_0 kapacita prechodu sa vplyvom záverného napätia mení podľa vzťahu

$$c_{sc} = c_0 A \left(1 - \frac{U_{JS}}{U_0} \right)^{-1/n} \quad (3.1.11)$$

Kde U_0 je vlastná napäťová konštanta, U_{JS} je záverne polarizované riadiace napätie a konštanta n_1 je medzi hodnotami 2 a 3. Typická hodnota c_0 je medzi 200 a 1000 pF/mm². Napätím riadená zmena

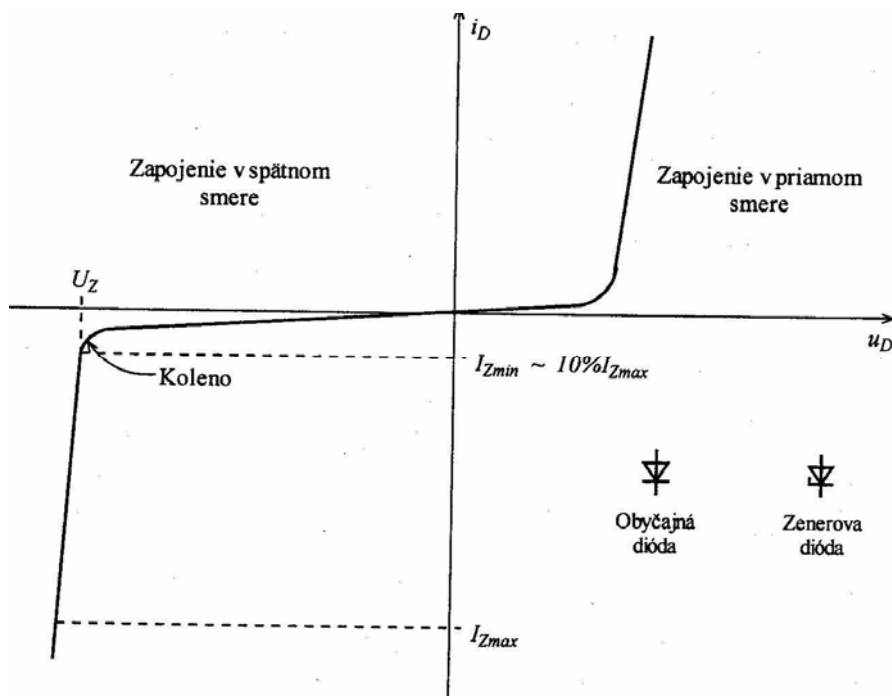
kapacity diód sa využíva v napätím ladených rezonančných obvodoch. Diódy produkované špeciálne pre tieto účely sa nazývajú varikapy.

Rovnica opisujúca V-A charakteristiku diódy prestáva platiť keď sa v záverne polarizovanej dióde spúšťa proces prierazu. Okrem spomenutého deštruktívneho procesu prierazu dôsledkom oteplenia priechodu a lavínového nárastu záverného prúdu existujú dva ďalšie mechanizmy ktoré sa využívajú v stabilizátoroch napätia a nespôsobujú zničenie diódy.

Zenerové diódy

Prvým mechanizmom je Zenerov efekt, založený na kvantovo mechanickom princípe označovanom ako tunelovanie. Tento mechanizmus vzniká iba v silne dopovaných polovodičoch na obidvoch stranách prechodu, čo spôsobuje vznik úzkej ochudobnenej oblasti. Druhým mechnizmom prierazu je lavínový efekt. Elektróny a diery sú urýchlené cez úzke ochudobnené pásmo silným elektrickým poľom od záverného napätia. Urýchlené voľné elektróny a diery nadobudnú tak veľkú kinetickú energiu, že narážajú a reagujú s kryštálovou mriežkou polovodiča v ochudobnenom pásme a tak dokážu generovať nové elektrón dierové páry. Diódy ktoré využívajú iba Zenerov efekt nevykazujú lavínový prieraz pri nízkych napätiach do 4 V, kedy nárast teploty je malý a nespôsobuje tepelnú generáciu elektrón – dierových párov. Ak prieraz nastáva pri napätiach väčších ako 7 V dominantným mechanizmom ktorý sa na ňom podiela je lavínový efekt. V diódach s prierazom medzi 4 V a 7 V sa uplatňujú obidva mechanizmy. Tepelný koeficient prierazného napätia pri jednom mechanizme má opačné znamienko ako pri druhom. (Zenerov efekt kladné znamienko, lavínový efekt záporné znamienko). Do série zapojené diódy s kladným a záporným znamienkom rovnakej hodnoty majú potom prierazné napätie nezávisle od teploty. Všetky diódy pri ktorých sa využívajú obidva efekty pri presnej hodnote záverného napätia, vhodného na konštrukciu stabilizátorov napätia sa označujú Zenerovými diódami.

Typická charakteristika Zenerovej diódy je znázornená na obr. 3.1.4 a.). Schematická značka Zenerovej diódy sa líši od schematickej značky obvyčajnej diódy je tiež uvedená na obr. 3.1.4 b.).



Obr. 3.1.4 Charakteristika Zenerovej diódy

Všetky spomenuté mechanizmy prierazu môžu viesť k zničeniu diódy. Určujúcim znakom je tepelný výkon ktorý sa generuje na záverne polarizovanej dióde a jeho odvod. Ak teplota priechodu prekročí kritickú hranicu, započne generovanie elektrón dierových párov vplyvom teploty. Následný nárast

prúdu prispieva k výkonovej strate na PN priechode úmerne už i tak dosť veľkej hodnote prierného napätia U_P . Lavínový nárast teploty priechodu môže viesť k roztaveniu kryštálovej mriežky kryštálu a jeho deštrukcii. Keď záverné napätie dosiahne hodnoty potrebné na generovanie lavíny, záverný prúd cez diódu I_Z musí byť obmedzený vonkajšími obvodymi prvkami tak, aby vzniklý stratový výkon $P_Z = U_P I_Z$ bol odvádzaný z diódy cez tepelný odpor chladenia R_{Th} . Teplota ktorá vznikne na priechode od generovaného tepelného výkonu sa dá vypočítať z analógie s elektrickými obvodmi. Stratový výkon predstavuje prúd, tepelný odpor elektrický odpor a rozdiel teplôt ΔT odpovedá napätiu. Teplota priechodu T_{PN} je pri teplote okolia T_0 určená vzťahom a nesmie prekročiť hranicu pri ktorej nastáva deštrukcia kryštálovej mriežky. Teplota pri ktorej nastáva deštrukcia kryštálovej mriežky je pri Ge polovodičoch 90°C a pri Si polovodičoch 150°C .

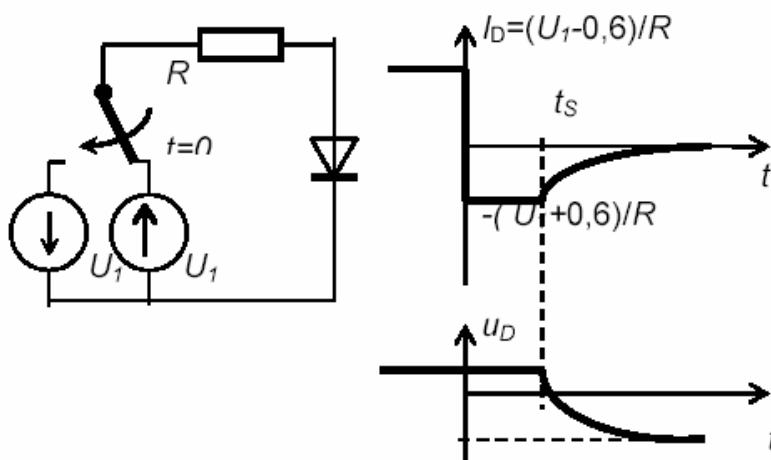
$$T_{PN} = T_0 + P_Z \cdot R_{Th} \quad (3.1.12)$$

Dynamický odpor r_Z v závernej oblasti Zenerových diód možno určiť z jeho V-A charakteristík pre nastavený pracovný bod. Dynamický odpor významne ovplyvňuje vlastnosti stabilizátorov pri zmenách pracovného bodu vplyvom zmien odberu prúdu.

Prechod z otvorenej do uzavretej stavu diódy

Dióda polarizovaná v priepustnom smere zapojená s odporom R v sérii vytvorí rovnovážny stav distribúcie minoritných nosičov v oblasti PN priechodu. Ak sa napätie na dióde prepne v okamihu $t=0$ do záverného smeru ako je ukázané na obr. 3.1.5. V tom istom okamihu sa prepne aj smer prúdu cez diódu, ale napätie na dióde sa neprepne v tom istom okamihu a dióda zostáva do doby t_s otvorená. Je to spôsobené časom potrebným na odstránenie minoritných nábojov z priechodu PN. Doba odstránenia minoritných nábojov t_s je určená veľkosťou náboja minoritných nosičov viazaných na PN priechod a veľkosťou záverného prúdu $-U_D - 0,6/R$. Ten je určený záverným napätím a veľkosťou odporu R obmedzujúceho prúd. Hodnota 0,6 V predstavuje napätie na dopredne polarizovanom prechode. Pamäťový čas t_s je doba potrebná na redukovanie prebytočných nábojov z ochudobnenej vrstvy. Zvyšný časový priebeh $t > t_s$ je tvorený procesom rekombinácie v dióde. Pre jednu stranu PN priechodu je predstavovaný exponenciálnym priebehom s časovou konštantou určenou strednou dobou života voľných nábojov. Proces rekombinácie exponenciálneho priebehu sa modeluje paralelným kondenzátorom pripojeným k dióde.

Redukcia doby pamätania t_s je hlavným úsilím pri návrhu obvodov so spínanými diódami a bipolárnymi tranzistormi používanými v spínaných obvodoch.



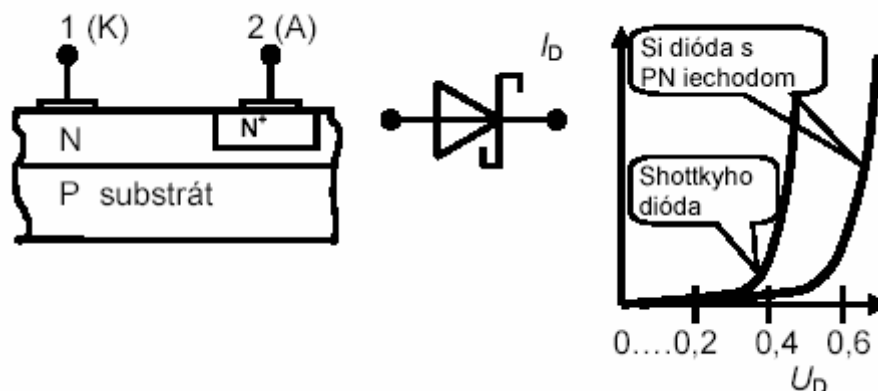
Obr. 3.1.5 Časový priebeh prúdu pri uzatváraní diódy

Schottkyho diódy

Schottkyho dióda je tvorená spojením kovu (napr. hliníka (Al) alebo platiny (Pt)) a kremíka typu N. Často sa využíva v integrovaných obvodoch pre aplikácie veľmi rýchlych spínačov. Symbol a konštrukcia sú uvedené na obr. 3.1.6.

Schottkyho dióda má volt-ampérovú charakteristiku podobnú charakteristike kremíkovej diódy s výnimkou prahového napätia $U_F = 0,3 \text{ V}$ (oproti 0,7V pre kremíkové diódy). Keď Schottkyho dióda pracuje v priamom smere, prúd je vyvolaný pohybom elektrónov z kremíka typu N krížom cez priedchod a cez kov. Pretože sa elektróny v kove pohybujú relatívne voľne, rekombinačný čas je malý, rádovo 10 ps. Je to rýchlejšie, ako v obyčajných diódach s priedchodom PN. Preto je Schottkyho dióda vhodná pre aplikácie veľmi rýchleho spínania. Kapacita spojená s touto diódou je veľmi malá.

Kovový materiál v kontakte 1 a slabo dotovaná N oblasť tvoria katódu usmerňujúceho priedchodu, kým silne dotovaná N oblasť a kontakt 2 tvoria ohmický kontakt. Elektróny v priepustnom stave prechádzajú priedchodom do kovu, kde je množstvo voľných elektrónov. To má za následok, že sa jedná o súčiastku s *väčšinovými* nosičmi. Kontrastuje to so štandardnou diódou s priedchodom PN, kde charakteristiku diódy určujú *minoritné* nosiče.



Obr. 3.1.6 Štruktúra Schottkyho diódy

Záverný prúd I_S Schottkyho diód je väčší ako PN diód z toho istého polovodiča. Väčšia hodnota zvyškového prúdu spôsobí že aj napätie v priepustnom smere je menšie pre tú istú hodnotu dopredného prúdu.

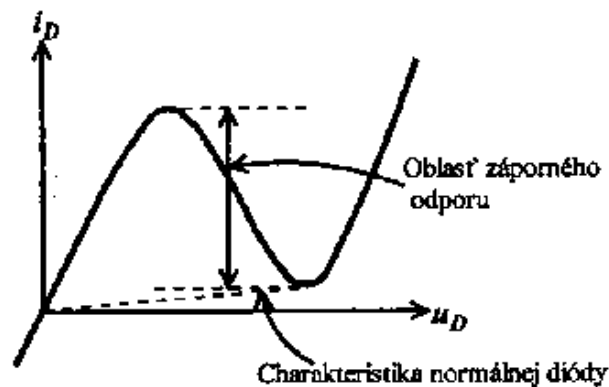
Výhodou použitia diód s obidvoma mechanizmami je fakt, že kým polovodičové diódy majú časové oneskorenie spôsobené odstránením nadbytočného náboja. Doba rekombinácie v Schottkyho diódach je približne nulová. Využívajú sa v číslicových obvodoch na potlačenie stvu presýtnia a skrátenie prechodových javov potlačením procesu rekombinácie.

Tunelové diódy

Tunelová dióda je podstatne viac dotovaná ako Zenerova dióda, čo spôsobuje, že vyprázdnená oblasť je veľmi malá. To zvýši rýchlosť činnosti, takže tunelová dióda je vhodná pre veľmi rýchle aplikácie. Keď sa predpätie v priamom smere zvyšuje, prúd rýchlo rastie (tunelový efekt) až do prierazu. Potom prúd rýchlo klesá (oblasť záporného odporu). Charakteristika tunelovej diódy je uvedená na obr. 3.1.7.

Tunelová dióda je zaujímavá práve z hľadiska spomenutej oblasti záporného diferenciálneho odporu. Môžeme ju použiť v spojení s ladeným obvodom ako oscilátor vysokých frekvencií s vysokým Q.

Záporný diferenciálny odpor tunelovej diódy je v oblasti od 50 mV do 250 mV . Tieto pomerne malé napäťové hranice obmedzujú jej aplikácie.



Obr. 3.1.7 Charakteristika tunelovej diódy

Svetlo emitujúce diódy a fotodiódy

Určité typy diód sú schopné premeniť elektrickú energiu na svetelnú energiu. *Svetlo emitujúce diódy* (LED) transformujú elektrický prúd na svetlo. Je to užitočné v rozličných typoch displejov a niekedy môžu byť využité aj ako zdroj svetla pre aplikácie s optickými vláknami.

Elektrón môže prejsť z vodivostného do valenčného pásma a uvoľniť energiu vo forme fotónu. Energetické vzťahy v kremíku a germániu sú také, že elektrón uvoľní svoju energiu vo forme tepla, keď sa vracia z vodivostného do valenčného pásma. Keď sa vracia elektrón v kryštále galium arzenidu z vodivostného do valenčného pásma, vytvorí fotón. Hoci vo vlastnom kryštále nie je dosť elektrónov na vytvorenie viditeľného svetla, po pripojení napätia v priamom smere sa injektuje veľký počet elektrónov z materiálu typu N do materiálu typu P .Tieto i elektróny rekombinujú s dierami v materiále typu P na energetickej úrovni i vo valenčnom pásme a výsledkom sú uvoľnené fotóny .Intenzita svetla je úmerná rýchlosti rekombinácie elektrónov, teda úmerná prúdu pretekajúceho diódou.

Galium arzenidová dióda emituje svetlo s vlnovou dĺžkou v blízkosti infračerveného pásma. Aby bolo vytvorené svetlo vo viditeľnej oblasti, musí sa zmiešať galium arzenid s galium fosfidom.

Pri fotodiódach dochádza k inverznému procesu v porovnaní s LED, čiže fotodiódy transformujú svetelnú energiu na elektrický prúd. Pri pripojení záporného napätia na fotodiódu bude záporný saturačný prúd úmerný intenzite svetla dopadajúceho na diódu. Svetlo generuje páry elektrón-diera, ktoré indukujú prúd. Výsledkom je "fotoprúd" v extemom obvode, ktorý je úmerný efektívnej intenzite svetla dopadajúceho na súčiastku. Dióda sa chová ako zdroj konštantného prúdu, kým napätie neprekročí prierné napätie. Citlivosť diód sa dá zvýšiť výrobou diódy s väčšou oblasťou priedochodu, pretože takáto dióda môže nahromadiť viac fotónov, tým sa ale zväčší aj kapacita priedochodu (zväčší sa časová odpoveď diódy).

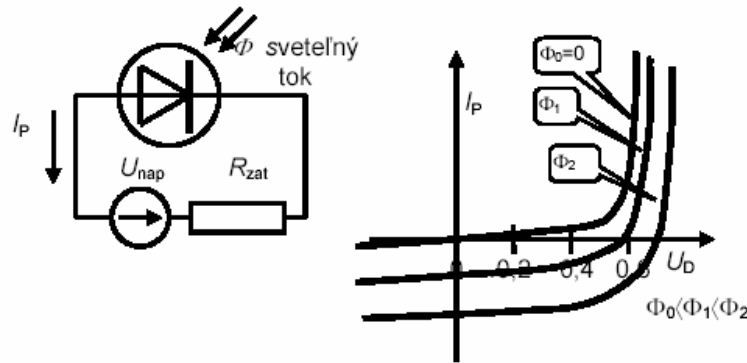
Na obr. 3.1.8 je obvod s fotodiódou a jej V -A charakteristikou. Spätný prúd I_p rastie, keď rastie svetelný tok Φ . Nasledujúca rovnica sa dá použiť pre určenie fotodiódového prúdu I_p .

$$I_p = \eta \cdot q \cdot \Phi \quad \text{kde svetelný tok je} \quad \Phi = \rho \cdot A \quad (3.1.13)$$

Polovodičové diódy

kde η je kvantová účinnosť, q je náboj elektrónu ($1,6 \cdot 10^{-19}$ C), ρ je hustota fotónového toku vo fotónoch na cm^2 , A je plocha v cm^2 a Φ je svetelný tok.

Väčšina kremíkových fotodetektorov sa skladá z fotodiódového priesochodu a zo zosilňovača, obyčajne na jednom čipe.

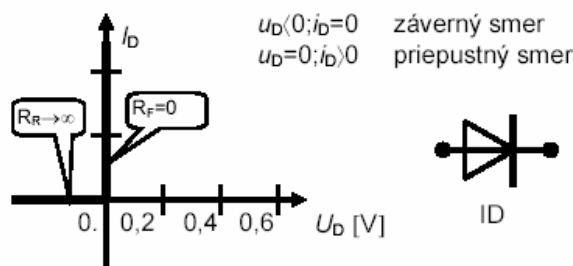


Obr. 3.1.8 Charakteristiky fotodiód

3.2 Modely diód

Pri analýze elektronických obvodov s diódami je veľmi dôležité vybrať vhodný obvodový model. Najlepším modelom je taký ktorý je najmenej komplikovaný a pri tom ešte dostatočne presne opisujúci výsledky získané meraním. Podmienka jednoduchosti zapríčiňuje, že model sa mení podľa aplikácie.

Základom pre vytvorenie obvodového modelu diódy v po častiach linearizovanými úsekmi je model ideálnej diódy (ID) (obr. 3.2.1). Dve sústavy nerovností na tomto obrázku charakterizujú chovanie modelu ID pre polarizáciu v priepustnom a závernom smere.



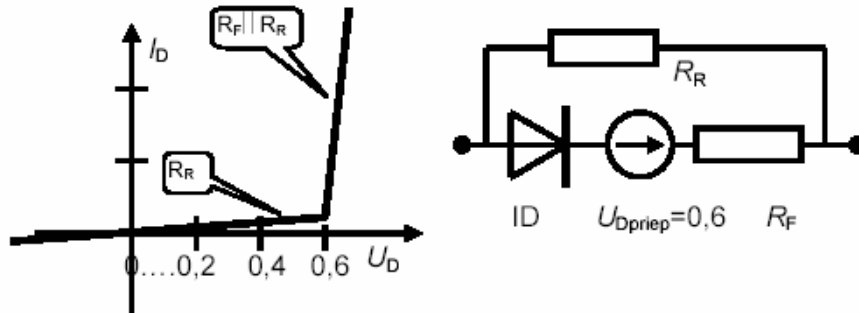
Obr. 3.2.1 Charakteristika ideálnej diódy

Ideálna dióda (ID) slúži aj ako obvodový prvok pre analýzu obvodov metódou predpokladaných stavov. ID vystupuje v tomto prípade ako spínač, ktorým možno opísať obvody s úsekmi po častiach lineárnymi a na seba kolmými. Pokiaľ je ID polarizovaná v závernom smere pracuje ako rozopnutý spínač a prvky s ňou zapojené do série sú odpojené. Jej odpor je v tomto režime nekonečný. V prípade zmeny polarizačného napätia ID sa otvorí tak, že vykazuje nulový odpor. Napätie na ID je nulové a prúd prechádzajúci v priepustnom smere je určený prvkami obvodu. Vetva s ňou v sérii je pripojená k zvyšnému obvodu.

Fyzikálny opis VA charakteristiky (3.1.4) je graficky znázornený na obr. 3.1.3. Tento grafický opis možno vyjadriť obvodovými modelmi s úsekmi o častiach lineárnymi. Ideálna dióda v sérii s odporom R_F sa zopne až keď vstupné napätie prekročí hodnotu 0,6 V (obr. 3.2.2). Rezistor R_R reprezentuje odpor diódy v spätnom smere (niekoľko $\text{M}\Omega$) a rezistor R_F reprezentuje kontaktný a objemový odpor

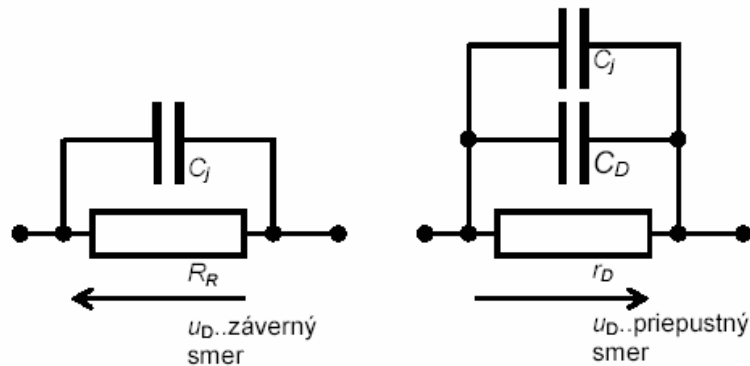
Polovodičové diódy

diódy (má obyčajne hodnotu $<50\Omega$). Obvodový odpor praktickej diódy v priepustnom stave modelovaný na obr. 3.2.2 je $R_R \parallel R_F \sim R_F$. V závernom stave má ideálna dióda nekonečný odpor (otvorený obvod), zatiaľ čo obvodový odpor praktického modelu je R_R . Ideálna dióda, ktorá je súčasťou modelu na obr. 3.2.2 je v priamom smere, ak svorkové napätie prekročí hodnotu 0,6 V.



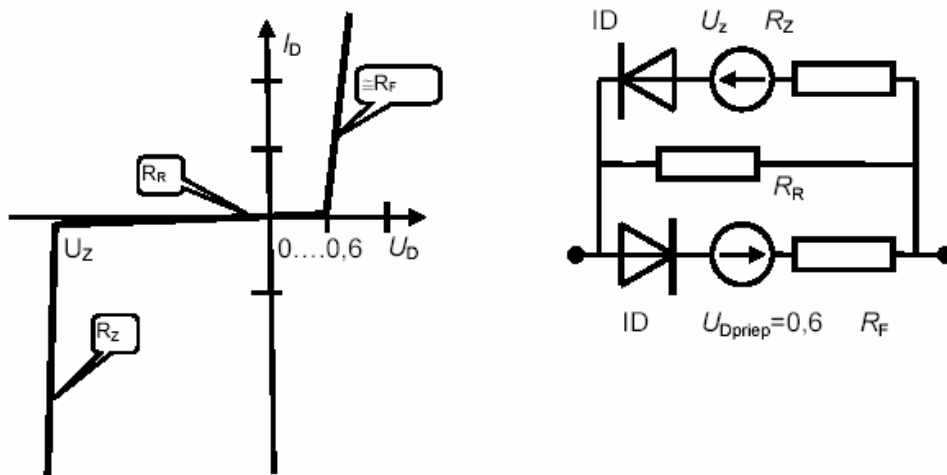
Obr. 3.2.2 Po častiach linearizovaný model diódy

Chovanie diód možno rozložiť na zistenie pracovného bodu JS analýzou, zohľadňujúcou nelineárne vlastnosti diódy a ST analýzou. Výsledkom bude ST model diódy v okolí zisteného pracovného bodu. Jednoduchý ST model diódy v spätnom smere je na Obr. 3.2.3 a.). Kondenzátor C_j reprezentuje kapacitu priechodu. Na Obr. 3.2.4 b.) je ST obvodový model diódy v priamom smere. Model zahrňuje dva kondenzátory, difúzny kondenzátor C_D a kondenzátor priechodu C_j . Difúzny kondenzátor C_D sa pre diódu v závernom stave blíži k nule. Dynamický odpor r_d je určený smernicou V-A charakteristiky. Pri nízkych frekvenciách sú kapacitné účinky malé a jediným určujúcim prvkom je diferenciálny odpor r_d ktorého veľkosť je určená rovnicou (3.1.7).



Obr. 3.2.3 Striedavý model diódy v priepustnom a závernom smere

Na základe uvedeného možno odvodiť aj model Zenerovej diódy ukázaný na obr. 3.2.4. V priepustnom smere je model zhodný s po častiach linearizovaným modelom diódy s PN priechodom. V závernom smere po prekročení Zenerového napätia U_Z sa smernica úseku so záverným prúdom $\frac{di_D}{du_D} = \frac{1}{R_R}$ zmení na smernicu úseku stabilizujúceho napätie (oblasť lavínového prerazu Zenerovej diódy) rovnú $\frac{di_D}{du_D} = \frac{1}{R_Z}$. Lineárny úsek s veľkou smernicou $\frac{di_D}{du_D}$ (blízka rovnobežnému priebehu s vertikálnou osou) modeluje chovanie napäťového zdroja U_Z s vnútorným odporom $R_Z=0$.



Obr. 3.2.4 Model Zenerovej diódy

3.3 Aplikácia diód

Diskrétné diódy sú komerčne dostupné v širokej škále priepustných prúdov a prierazných napätí. Výkonové diódy sú schopné usmerňovať prúdy až do hodnôt 1000 A a záverných napätí 1000 V. To kontrastuje s malými diódami s priepustnými prúdmi jednotiek mA a záverných napätí 10 VV následnej časti budú opísané zapojenia najpoužívanejších obvodov bez ohľadu na to či sú realizované v diskkrétnej alebo integrovanej forme.

3.3.1 Usmerňovače

Usmerňovanie je proces zrnny striedavého signálu (ST) na signál, ktorý je obmedzený len na jeden smer (JS). Usmerňovanie sa rozdeľuje na jednocestné a dvojcestné.

Jednocestné usmernenie

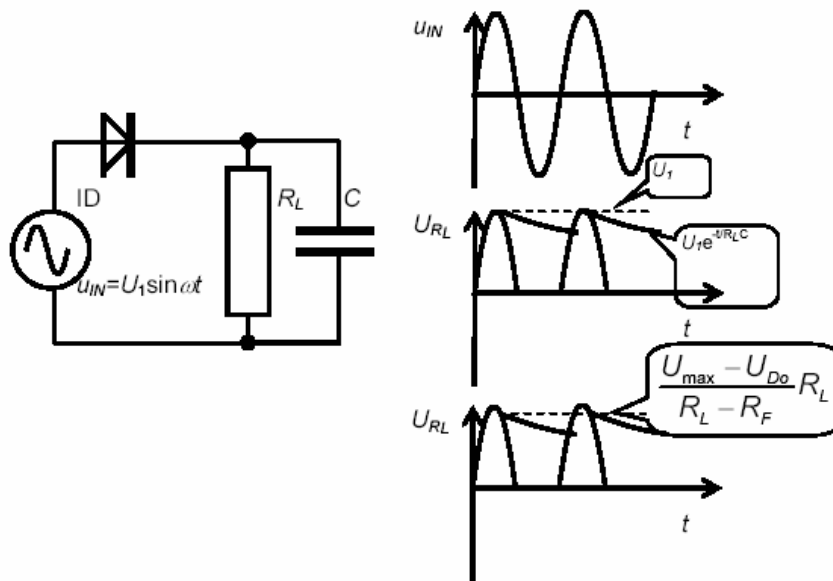
Pretože ideálnou diódou môže tiecť prúd len v jednom smere, môže sa použiť na zrnny ST signálu na JS signál. obr. 3.3.1 znázorňuje obvod jednoduchého jednocestného usmerňovača. Keď je vstupné napätie kladné, dióda je v priamom smere a dá sa nahradiť obvodom nakrátko (ak sa predpokladá ideálna dióda). Keď je vstupné napätie záporné, dióda je v spätnom smere a dá sa nahradiť rozpojeným obvodom (za predpokladu, že napätie nepresiahne veľkosť prierazného napätia)..V spätnom smere je prúd diódou nulový, takže aj výstupné napätie je nulové.

Za predpokladu, že napätie v priepustnom smere bude U_D a odpor v priepustnom smere bude R_F , výstupné napätie na zaťažovacom rezistore sa dá určiť zo vzťahu pre napäťový delič (obr. 3.2.2). Špičková hodnota usmerneného napätia bude rovná $U_{sp} = (U_{max} - U_D) \cdot R_L / (R_L + R_F)$. Bez použitia filtra výstupný priebeh predstavuje polvlnu po dobu polperiódy a nulu v druhej polperióde. Dá sa ukázať integráciou jednocestného priebehu, že stredná hodnota je rovná U_{sp} / π .

Jednocestný usmerňovač môžeme použiť na vytvorenie takmer konštantného JS výstupného signálu, za predpokladu, že výsledný signál na obr. 3.3.1 je filtrovaný. Činnosť dolnopriepustného filtra na vyhladenie zvlnenia na výstupe usmerňovača bude opísaná ďalej. Jednocestný usmerňovač nie je veľmi účinný. Počas jednej polovice každého cyklu je vstup úplne odpojený od výstupu. Počas polovice cyklu sa musí preniesť na výstup energia, ktorá sa na výstupnej usmernenej strane spotrebuje za celú periódu.

Dvojcestné usmernenie

Dvojcestný usmerňovač prenáša vstupnú energiu na výstup počas celej periódy a umožňuje zvýšiť strednú hodnotu výstupného prúdu, oproti prípadu s použitím jednocestného usmerňovača. Pri konštrukcii dvojcestného usmerňovača sa obyčajne na získanie kladnej a zápornej polarity používa transformátor. Na obr. 3.3.2 a.) je znázornený príklad dvojcestného usmerňovača a priebeh výstupného napätia. Špičková hodnota na výstupe usmerňovača je rovná amplitúde napätia na polovici závitov sekundáru zníženej o napätie jednej diódy v priepustnom smere $U_s = U_2/2 - U_D$

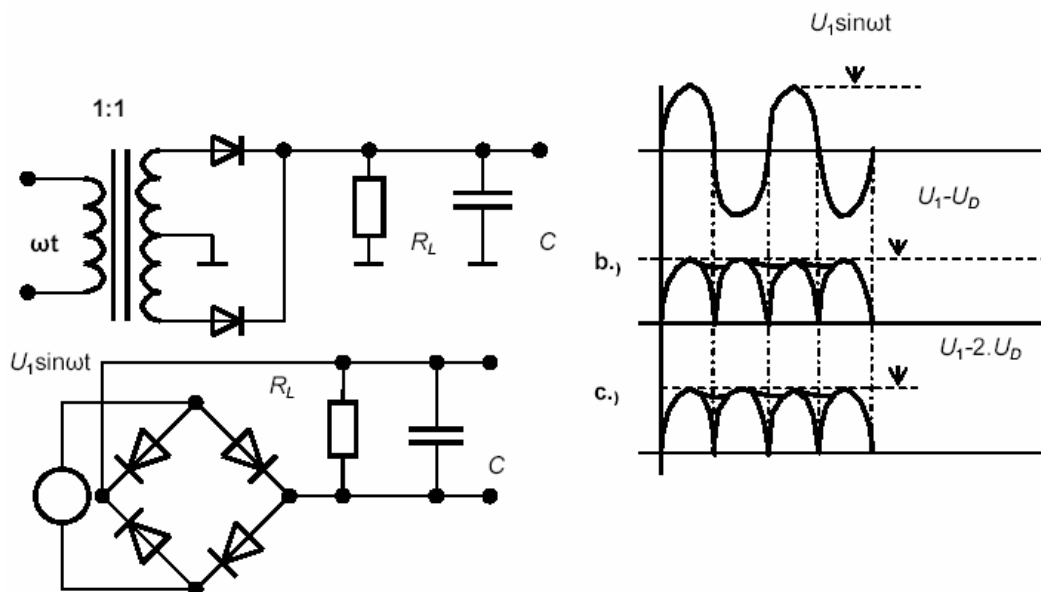


Obr. 3.3.1 Jednocestný usmerňovač

Dvojcestné usmernenie

Prednosťou mostíkového usmerňovača je, že nevyžaduje transformátor so stredným vývodom. *Mostíkový usmerňovač* na obr. 3.3.2 b.) uskutočňuje takéto dvojcestné usmernenie. Keď je napätie zdroja kladné, diódy 1 a 4 sú v priamom smere a diódy 2 a 3 v spätnom smere. Keď je napätie zdroja záporné, nastáva opačná situácia a diódy 2 a 3 sú vodivé. Špičková hodnota usmereneného napätia je znížená o dvojnásobok napätia v priepustnom smere $U_s = U_2 - 2 \cdot U_D$. Toto zníženie špičkového napätia predstavuje výkonovú stratu znižujúcu účinnosť usmernenia. Stáva sa významnou ak na výstupe usmerňovača sa požaduje malé jednosmerné napätie. Ďalšou nevýhodou je, že póly zaťažovacieho odporu sú v každej polperióde pripojené k iným pólom vstupného generátora striedavého napätia. Predstavuje to významný nedostatok ak usmerňovač je pripojený na striedavú napájaciu sieť s fázovým a nulovým vodičom. Ak je jeden koniec zdroja uzemnený, nemôžeme uzemniť ani jeden koniec zaťažovacieho rezistora. Ak by sa tak stalo, vznikla by zemniaca slučka, ktorá by mohla vyskratovať jednu z diód. Pripojením transformátora do obvodu možno navzájom oddeliť obidve zeme.

Bez filtra stredná hodnota dvojcestne usmerneného priebehu je rovná $2 \cdot U_{sp} / \pi$.



Obr. 3.3.2 Dvojcestný usmerňovač

Filtrácia zvlneného priebehu na výstupe usmerňovača

Na výstupe usmerňovačov je pulzujúce JS napätie. Pulzácie (známe ako výstupné zvlnenie) sa do značnej miery dajú zmenšiť tiltráciou výstupného napätia usmerňovača. Najznámejší typ dolnopriepustného filtra využíva jeden kondenzátor.

Na obr. 3.3.2 je znázornený dvojcestný usmerňovač, kde k zaťažovaciemu odporu je paralelne pripojený kondenzátor predstavujúci najjednoduchší typ dolnopriepustného filtra. Výstupné napätie je znázornené na tom istom obrázku. Kondenzátor sa bude nabíjať na najvyššie napätie (U_2) predstavujúce špičkové napätie na vstupe usmerňovača znížené úbytkom na diódach. V prípade jednocestného usmerňovača a dvojcestného s transformátorom je to $U_2 = U_{\text{Max}} - U_D$. Dvojcestný usmerňovač v mostíkovom zapojení vykazuje hodnotu $U_2 = U_{\text{max}} - 2 \cdot U_D$. Keď bude vstupné napätie klesať, kondenzátor, sa nemôže vybíjať ani cez záverne polarizovanú diódu. Proces vybíjania zo špičkovej hodnoty U_2 na výstupe usmerňovača bez filtračného kondenzátora sa uskutočňuje exponenciálne cez odpor R_L (3.3.1).

$$u_C = U_2 \exp\left(-\frac{t}{R_L C}\right) = \left| \text{pre } t \ll R_L C \right| \approx U_2 \left(1 - \frac{t}{R_L C}\right) \quad (3.3.1)$$

Pre veľké časové konštanty $R_L C$ proces vybíjania možno linearizovať (druhý výraz (3.3.1)). Pokles napätia ΔU je určený výrazom (3.3.2). V prípade jednocestného usmernenia doba T je zhodná s periódou $T = 2\pi/\omega$ vstupného harmonického signálu ω . V prípade dvojcestného usmernenia doba T je rovná polperióde vstupného priebehu $T = \pi/\omega$.

$$\Delta U = U_2 \cdot \frac{T}{R_L C} \quad (3.3.2)$$

Stredná hodnota napätia na výstupe usmerňovača U_{JS} po filtrácii kondenzátorom C je určené vzťahom. Doba T závisí od typu usmerňovača.

$$U_{JS} = U_2 \left(1 - \frac{T}{2R_L C}\right) \quad (3.3.3)$$

Hodnota filtračného kondenzátora C pre dosiahnutie zvlnenia ΔU možno určiť úpravou vzťahu (3.3.2).

$$C = U_2 \cdot \frac{T}{R_L \Delta U} \quad (3.3.4)$$

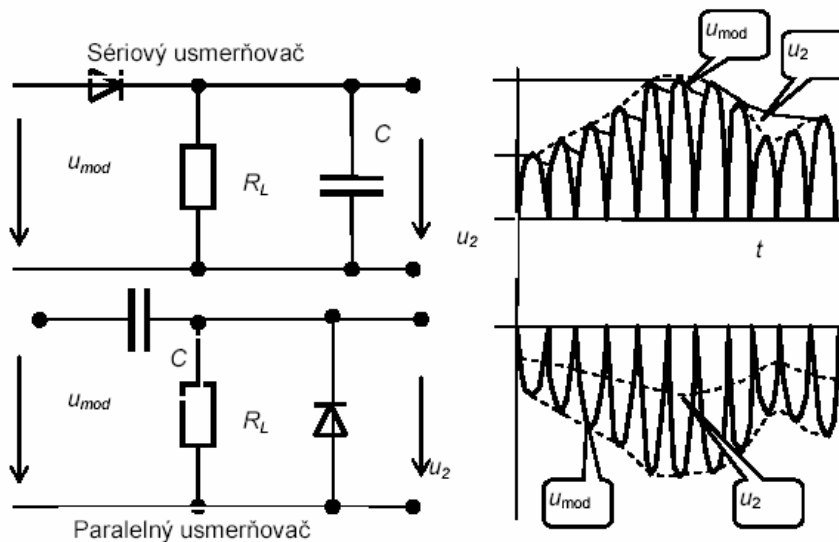
Filtračný účinok možno vylepšiť sériovým vložením indukčnosti medzi výstup usmerňovača a záťaž predstavanú odporom R_L a paralelne pripojeným filtračným kondenzátorom C .

Demodulátor amplitúdovo modulovaného signálu s nosnou

Usmerňovač s veľkou časovou konštantou sa využíva aj na demodulovanie amplitúdovo modulovaného signálu s nosnou vyjadreného vzťahom $u_i(t) = U_0 \cdot (1 + m \cdot \sin \omega_s t)$ kde $m = \frac{U_{mod}}{U_0}$.

V prípade amplitúdovo modulovaného signálu s nosnou nositeľom informácie je obálka – amplitúda nosného signálu. Index modulácie m určuje pomer amplitúdy informáciu nesúceho harmonického signálu $U_{mod} \sin \omega_s t$ voči amplitúde nosnej U_0 . Podrobnosti o vlastnostiach amplitúdovo modulovaného signálu (AM) najde čitateľ v učebnicih zaoberajúcich sa teóriou signálu [5]. Jednoduchá ukážka tvaru AM signálu s nosnou je na obr. 3.3.4.

Najrozšírenejšie typy detektorov AM signálu sú sériového a paralelného typu a sú schématicky zobrazené na obr. 3.3.3. Veľká hodnota časovej konštanty RC zabezpečí zníženie zvlnenia výstupného napätia. Usporiadanie sériového špičkového detektora AM signálu ako aj priebeh výstupného napätia je na obr. 3.3.3 a.). V prípade paralelného zapojenia sa sériový kondenzátor nabije v prvej perióde na hodnotu špičkového napätia $U_0 + U_{mod}$. Priebehy výstupného napätia sú na obr. 3.3.3.b.)



Obr. 3.3.3 Detektory AM signálu

Napätie na kondenzátore C sériového demodulátora má takmer presne rovnaký časový priebeh ako obálka modulovaného signálu u_i . S rastom časovej konštanty RC sa výstupný priebeh u_0 vyhladzuje. Na druhej strane s tým vzrastá nebezpečenie skreslenia z neschopnosti sledovať pokles obálky (obr. 3.3.4).

Polovodičové diódy

Kondenzátor C sa medzi dvoma kladnými maximami podobne ako v usmerňovači vybíja podľa vzťahu $u_0(t) = U_0 \cdot e^{-t/RC}$. Smernica obálky bude určená vzťahom

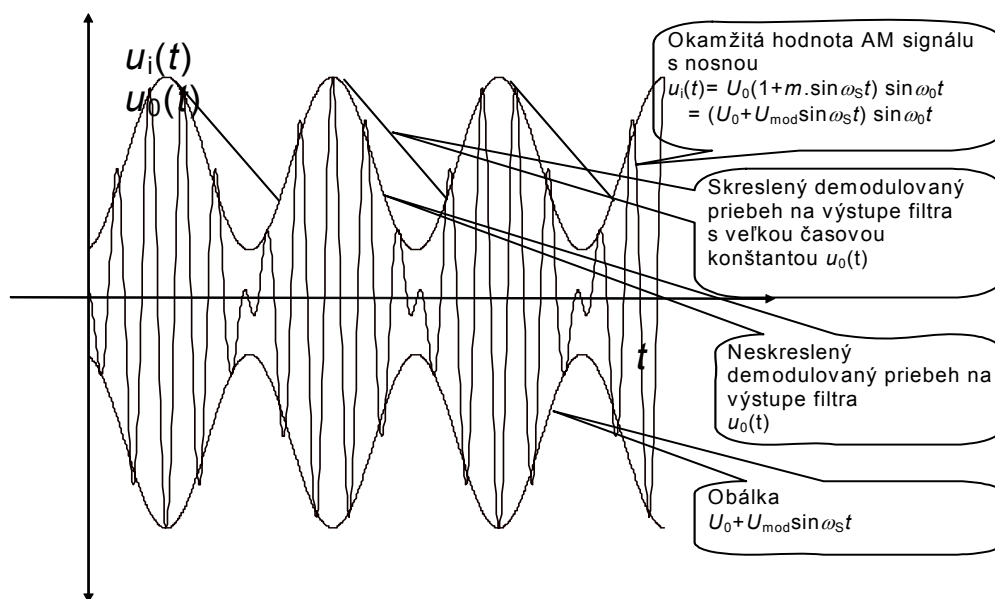
$$\frac{du_s}{dt} = \frac{d[U_0 \cdot (1 + m \cdot \sin \omega_s t)]}{dt} = \omega_s m U_0 \cdot \cos \omega_s t \quad (3.3.5)$$

Aby napätie na kondenzátore stačilo sledovať zmeny obálky modulovaného signálu $u_i(t)$, smernica du_s/dt nesmie byť v žiadnom prípade väčšia ako maximálna rýchlosť zmien napätia na kondenzátore du_c/dt , t.j. musí platiť

$$\left| \frac{du_s}{dt} \right| = |\omega_s m U_0 \cdot \cos \omega_s t| \leq \left| \frac{du_c}{dt} \right| = \left| \frac{U_0 \cdot (1 + m \cdot \sin \omega_s t)}{-RC} \right| \quad (3.3.6)$$

Smernica obálky je maximálna pre $\omega_s t = \pi$. Pre tento argument sa nerovnosť zjednoduší na výraz

$$RC \leq \frac{1}{m \omega_s} \quad (3.3.7)$$

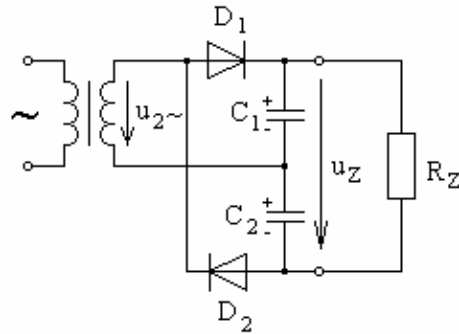


Obr. 3.3.4 Skreslenie chybným sledovaním amplitúdového demodulátora

Napät'ový násobič

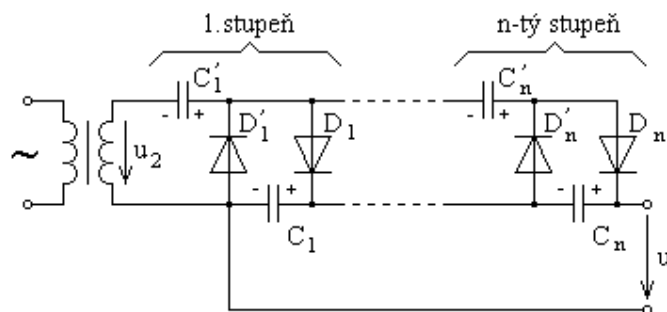
Pre špeciálne účely sa využívajú zdvojovače a násobiče napätia, ktorými je možné získať vysoké napätia s malým odberom prúdu. Hodnoty odberu sú v rozsahu jednotiek mA. Výstupné napätie na sekundári transformátora je v obidvoch prípadoch rovné $u_2 = U_{2m} \cdot \sin \omega t$.

V prípade zdvojovača napätia (obr. 3.3.5) sa kladnou polvlnou nabije kondenzátor C_1 cez diódu D_1 . Počas zápornej polvlny sa cez diódu D_2 nabije kondenzátor C_2 . Výstupné napätie na obidvoch kondenzátoroch sa ustáli na hodnote $u_z = 2 \cdot U_{2m}$.



Obr. 3.3.5 Zdvojovač napätia - Násobič napätia dvoma

V prípade násobiča napätia sa pri zápornej polvlne na vstupe násobiča sa nabije kondenzátor C_1' cez diódu D_1' na napätie U_{2m} . Počas kladnej polvlne sa cez diódu D_1 nabíja kondenzátor C_1 na napätie $2 \cdot U_{2m}$. V nasledujúcej polperiódach sa postupne nabíjajú aj ďalšie kondenzátory násobiča na hodnoty ktoré pri nulovom odbere konvergujú k napätiu $2 \cdot U_{2m}$ sa nabije. Po limitnom počte periód striedavého napätia sú všetky kondenzátory nabité na takmer špičkovú hodnotu $2 \cdot U_{2m}$ s výnimkou kondenzátora C_1' . Platnosť takéhoto ustáleného stavu možno potvrdiť nulovými dobíjacími prúdmi cez otvorené diódy násobiča pre obidve polarities výstupného napätia sekundáru. Pri kladnej polarite výstupného napätia sú otvorené diódy bez apostrofu a pri zápornej polperióde diódy označené na obr. 3.3.6 s apostroфом. Výsledné napätie u násobiča bude úmerné počtu do série zapojených kondenzátorov $C_1, C_2, C_3, \dots, C_n$. V dôsledku izolačných prúdov je maximálny počet stupňov často ohraničený na počet desať. Diódové násobiče sú vhodné na získanie vysokého jednosmerného napätia, keď prierazné napätie izolácie sekundárneho vinutia s ohľadom na medzizávitový prieraz neumožňuje zvýšiť výstupné napätie sekundáru. Takto sa vytvára požadované anódové napätie farebných obrazoviek využívajúcich katódovú emisiu na tienidlo - katódové trubice. Prúd odboru tejto elektródy je zanedbateľne malý.

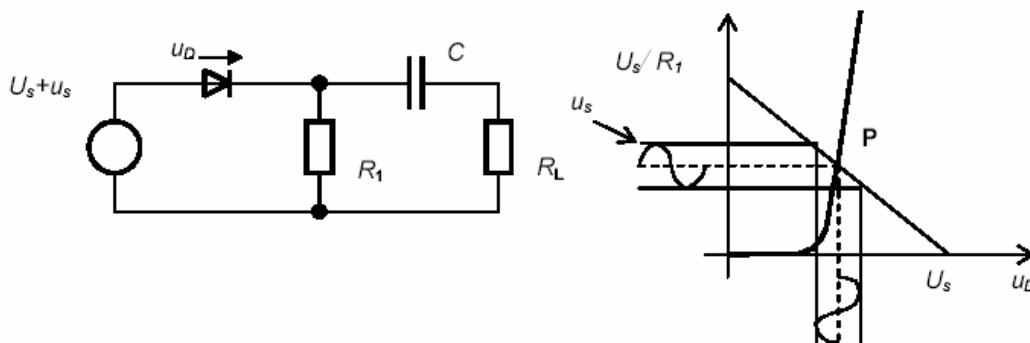


Obr. 3.3.6 Násobič napätia

Zaťažovacia priamka diódy

Analýza obvodov s diódami často vyžaduje poznanie ustáleného stavu reprezentovaného JS prúdom a JS napätím na dióde. Analyzuje sa prípad kedy je diódový obvod je napájaný JS napätím U_{JS} so superponovaným ST signálom u_{ST} .

Na obr. 3.3.7 je znázornený obvod s diódou, kondenzátorom a dvoma rezistormi. Analýzu chovania obvodu možno začať predpokladom, že ST napätie u_{ST} je nulové. Potom je do obvodu dodávaná energia len z jednosmerného napájacieho zdroja U_{JS} . S vypnutými časovo sa meniacimi zdrojmi budú napätie na dióde a prúd tečúci diódou definovať pokojový pracovný bod P.



Obr. 3.3.7 Grafické určenie pracovného bodu pomocou zaťažovacej krivky

Prúd diódou a napätie na dióde predstavujú dve obvodomé neznáme u_{DP}, i_{DP} . Na určenie hodnôt pracovného bodu P je potrebné určiť dve nezávislé rovnice opisujúce chovanie obvodu a obsahujúce neznáme u_{DP}, i_{DP} . Prvá z rovníc vychádza z II:Kirchhoffového zákona a opisuje vlastnosti napätí opísané obvodomými prvkami pripojenými k dióde. Druhá rovnica je daná závislosťou medzi napätím na dióde a diódovým prúdom u_{DP}, i_{DP} .

Sústava rovníc opisujúca JS napätie a prúd diódou je

$$U_{JS} = u_{DP} + i_{DP}R_1 \quad (1)$$

$$i_{DP} = I_S \left[\exp\left(\frac{u_{DP}}{n \cdot U_T}\right) - 1 \right] \quad (2) \quad (3.3.8)$$

Riešením týchto dvoch rovníc dostaneme ustálený prúd diódou a napätie na dióde u_{DP}, i_{DP} . Sústavu možno riešiť numerickými iteráciami. To je princíp algoritmu obvodomého simulátora SPICE pri výpočte pracovného bodu.

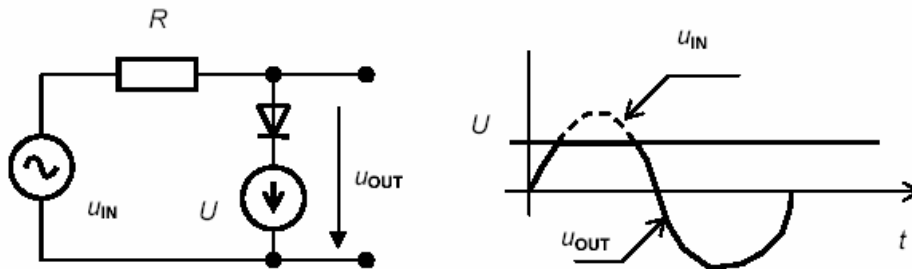
Jednoduchším riešením dávajúcim kvalitatívnu informáciu je grafické riešenie. Prvá z dvoch rovníc je lineárna obsahujúca závislosť napätia na dióde od prúdu diódou určená vonkajšími obvodomými prvkami. Graf tejto rovnice je na obr. 3.3.7 a je označovaný ako JS zaťažovacia priamka. Druhá závislosť je nelineárne charakteristika diódy. Graf charakteristiky diódy a zaťažovacej priamky je zakreslený v tej istej súradnicovej sústave. Priesečník týchto dvoch grafov dáva spoločné riešenie dvoch rovníc a na obr. 3.3.7 je označený ako bod P. Je to bod, ktorý zodpovedá činnosti obvodu, ak je zdroj striedavého signálu rovný nule. Pracovný bod P označuje tiež kludový stav obvodu.

Ak sa pripojí na vstup k jednosmemému signálu časovo sa meniaci signál, zmení sa jedna z dvoch uvažovaných rovníc. Za predpokladu, že časovo sa meniaci vstup má dosť vysokú frekvenciu, aby sa môhol aproximovať kondenzátor obvodom nakrátko, možno písať novou rovnicou kde zaťažovací odpor R_1 bude nahradený odporom $R_1 \parallel R_L$. Za týchto okolností prvá rovnica (3.3.8) je označovaná ako striedavá (dynamická) zaťažovacia priamka. ST zaťažovacia priamka musí prechádzať cez bod P, pretože v čase, keď sa časovo premenný vstup rovná nule, musia byť obidve pracovné podmienky (JS aj ST) v zhode. Striedavá zaťažovacia priamka má vyššiu strmosť a prechádza cez pracovný bod P. Na obr. 3.3.7 je striedavá zaťažovacia priamka naznačená čiarkovane.

Grafické riešenie umožní posúdiť tvarové skreslenie striedavého signálu pracujúceho v okolí pracovného bodu. Na výstupnom priebehu napätie možno vidieť nesymetrickú deformáciu harmonického priebehu. Nesymetria striedavého signálu na odpore R_1 má za následok zmenu strednej hodnoty a tým aj posun jednosmerného napätia na kondenzátore C.

3.3.2 Obmedzovače

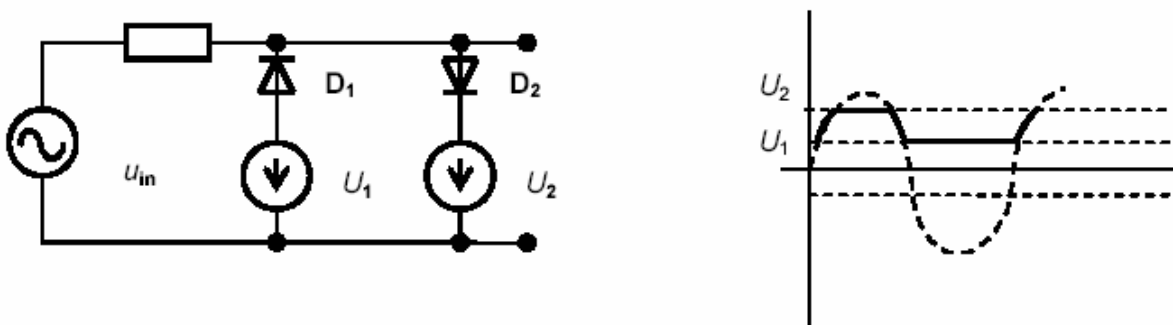
Diódy sú často používané v tvarovacích obvodoch, kde pomocou napätí sa obmedzuje prekročenie napätia cez nastavenú úroveň. Príkladom takéhoto obvodu je obmedzovač na (obr. 3.3.8)



Obr. 3.3.8 Obmedzovač signálu

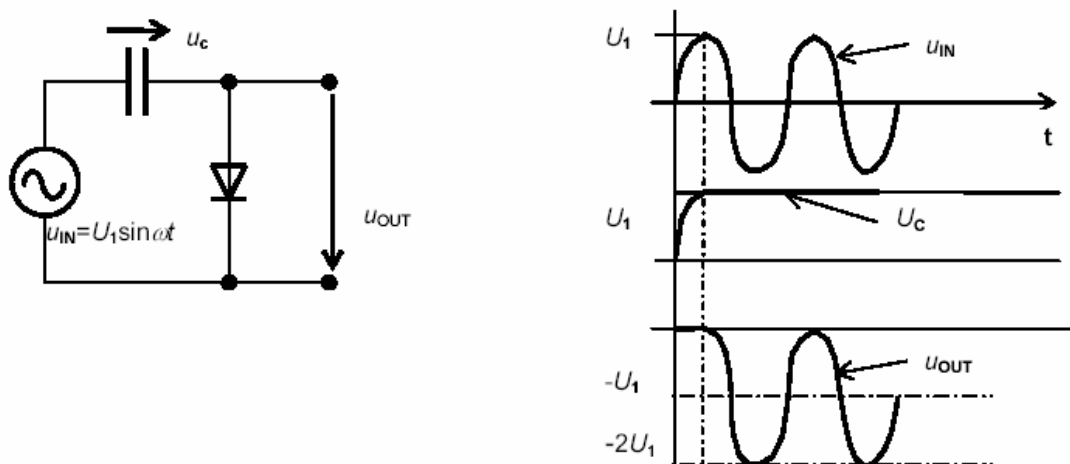
Dióda v tomto obvode je inverzne polarizovaná pokiaľ vstupné napätie je menšie ako napätie polarizačného zdroja U . Uzavretá dióda spôsobuje, že vstupné napätie je rovné výstupnému. Ak vstupné napätie u_{in} prekročí hodnotu U dióda sa otvorí. Výstupné napätie je v tomto prípade $u_{out} = U + U_D$. Toto výstupné napätie zostáva konštantné dokedy $u_{in} > U$. Pre menšiu hodnotu napätia u_{in} ako U bude opäť výstupné napätie opäť sledovať vstupné $u_{in} = u_{out}$.

Dvojstranný obmedzovač je na Obr. 3.3.9 ako aj jeho odozva na vstupný sínusový signál. Pre napätia vstupného signálu $U_1 < u_{in} < U_2$ sú obidve diódy záverne polarizované a $u_{in} = u_{out}$. Po prekročení vstupného napätia nad hodnotu U_2 výstupné napätie je $u_{out} = U_2 + U_D$. Pre vstupné napätie menšie ako U_1 bude výstupné napätie opäť konštantné a rovné $u_{out} = U_1 + U_D$. Pre nulovú hodnotu napätia U_1 výstupné napätie bude vždy len kladné. Je to častá podmienka ochrany vstupov číslicových obvodov pred záporným napätím. Ak napätie $U_1' = -U_2$ obmedzovač symetricky orezáva kladné a záporné špičky na vstupe citlivých obvodov a tak ich ochraňuje pred poškodením vstupným prepätím.



Obr. 3.3.9 Symetrický obmedzovač signálu

Posunutie jednosmerného napätia kombináciou kondenzátora a diódy sa dosiahne obvodom podľa Obr. 3.3.10. Výsledkom je sínusový priebeh na výstupe s tou istou amplitúdou a frekvenciou s posunom jednosmernej úrovne na hodnotu $-U_1$.

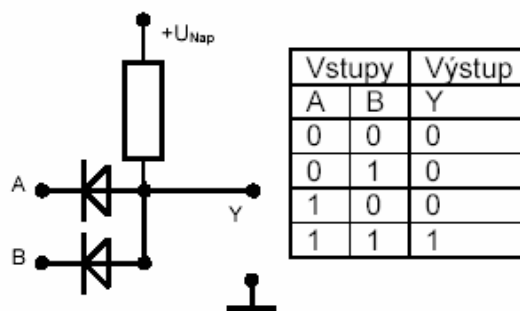


Obr. 3.3.10 Jednosmerný posun ST signálu sériovo radeným kondenzátorom s diódou

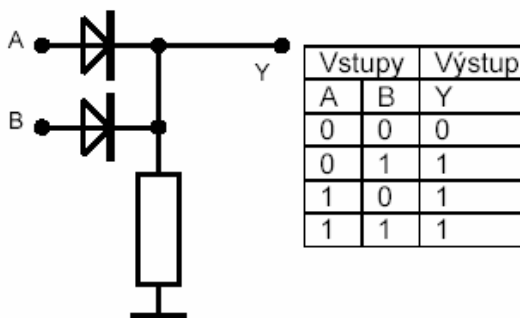
3.3.3 Diódové logické obvody

Diódy sa využívajú aj na vytvorenie logických funkcií. Na obr. 3.3.11 je prípad realizáci logickej operácie AND opísanej pravdivostnou tabuľkou na obr. 3.3.11 b.). V logických obvodoch najčastejšiou konvenciou je že nízke napätie má význam „logickej nuly“ v Boolovej algebre označovanej ako „0“. Vysoké napätie $+U$ predstavuje „logickú 1“ označovanú ako „1“. Keď niektorý zo vstupov A alebo B je pripojený na zem aj výstupný signál má logickú úroveň „0“. Len súčasné pripojenie vstupov A a B na úroveň „1“ zabezpečuje takúto úroveň „1“ na výstupe.

Podobnou analýzou sa dá vysvetliť aj činnosť obvodu realizujúceho operácie logického súčtu OR. (obr. 3.3.12). Realizáci logickej operácie OR je opísanej pravdivostnou tabuľkou na (obr. 3.3.12) b.).



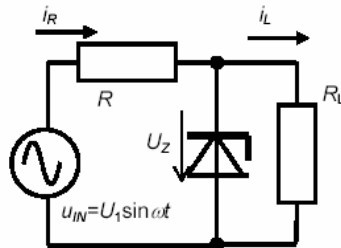
Obr. 3.3.11 Vytvorenie logického hradla AND diódovou logikou



Obr. 3.3.12 Vytvorenie logického hradla OR diódovou logikou

3.3.4 Napäťový stabilizátor

Zenerové diódy sa dajú použiť ako jednoduchý stabilizátor napätia. Úlohou stabilizátorov je udržiavať konštantné výstupné napätie, prípadne prúd napájacieho zdroja pri kolísaní vstupného napätia, ako aj pri zmenách zaťaženia a teploty. Stabilizátor väčšinou podstatne znižuje aj brumové a rušivé napätia superponované na jednosmerné napätie, čím sa ušetrí náklady na objemné elektrolytické kondenzátory a filtračné cievky. Najjednoduchšie stabilizátory využívajú sériové zapojenie predradného odporu so Zenerovou diódou ku ktorej je paralelne pripojená záťaž (obr. 3.3.13)



Obr. 3.3.13 Jednoduchý stabilizátor so Zenerovou diódou

Ak je potrebné správne navrhnuť stabilizačný obvod, je dôležité poznať rozsah vstupného napätia a zaťažovacieho prúdu. Odpor R_L musí byť taký, aby dióda zostala v režime konštantného napätia v celom rozsahu zmien. Pre obvod na obr. 3.3.13 možno napísať:

$$R = \frac{u_{IN} - U_Z}{i_R} = \frac{u_{IN} - U_Z}{i_Z + i_L} \quad (3.3.9)$$

Zabezpečenie stavu, že dióda zostane v oblasti konštantného napätia (v oblasti lavínového prierazu, Zenerová oblasť) sa dosiahne tým že prúd Zenerovou diódou sa bude nachádzať v intervale $i_Z \in (i_{Zmin}, i_{Zmax})$. Pre zaistenie tejto podmienky je potrebné vyšetriť dva extrémny vstupno-výstupných podmienok:

- Prúd cez diódu v závernom smere (Zenerová oblasť) i_Z je minimálny, keď zaťažovací prúd i_L je maximálny a napätie vstupného zdroja u_{IN} je minimálne. V tomto prípade hrozí stav, že ďalším poklesom prúdu i_Z (poklesom u_{IN} alebo vzrastom i_L) sa dióda dostane z oblasti stabilizácie napätia U_Z k menším hodnotám záverného napätia a vzrastu odporu v závernom smere na hodnotu R_R .
- Prúd diódou i_Z je maximálny, keď zaťažovací prúd i_L je minimálny a napätie vstupného zdroja u_{IN} je maximálne. V tomto prípade hrozí nebezpečie prekročenia medznej výkonovej straty na Zenerovej dióde predstavovanej súčinom $P = i_Z \cdot U_Z$. Pre katalógový údaj Zenerového napätia U_Z a prípustnú výkonovú stratu P_{max} je maximálny prúd cez Zenerovú diódu určený pomerom $i_{Zmax} = P_{max} / U_Z$

Keď sa tieto charakteristické hodnoty pre dva extrémny dosadia do rovnice (3.3.9), možno získať dve podmienky pre hodnoty odporu R .

- Podmienka 1

$$R = \frac{u_{INmin} - U_Z}{i_{Zmin} + i_{Lmax}} \quad (3.3.10)$$

Polovodičové diódy

- Podmienka 2

$$R = \frac{u_{INmax} - U_Z}{i_{Zmax} + i_{Lmin}} \quad (3.3.11)$$

Ak dáme do rovnosti rovnice (3.3.10) a (3.3.11) dostaneme

$$(u_{INmin} - U_Z)(i_{Zmax} + i_{Lmin}) = (u_{INmax} - U_Z)(i_{Zmin} + i_{Lmax}) \quad (3.3.12)$$

Medzné hodnoty Zenerového prúdu i_{Zmax} , i_{Zmin} sú určené z katalógových údajov. Pri konkrétnom riešení sa predpokladá, že je známy rozsah vstupných napätí u_{INmax} a u_{INmin} . Rovnica (3.3.12) takto reprezentuje rovnicu s dvomi neznámymi hodnotami zaťažovacích prúdov i_{Lmax} , i_{Lmin} s maximálnym a minimálnym Zenerovým prúdom a známym rozsahom vstupného napätia.

Za predpokladu, že maximálny Zenerov prúd je 10 krát väčší ako minimálny, t.j. $i_{Zmin} = 0,1 \cdot i_{Zmax}$ možno tento údaj vložiť do rovnice (3.3.12). Riešením tejto rovnice pre maximálny Zenerov prúd sa dostane výraz pre maximálnu prípustnú hodnotu zaťažovacieho prúdu i_{Lmax} .

$$i_{Lmax} = \frac{(i_{Zmax} + i_{Lmin})(u_{INmin} - U_Z)}{u_{INmax} - U_Z} - 0,1 \cdot i_{Zmax} \quad (3.3.13)$$

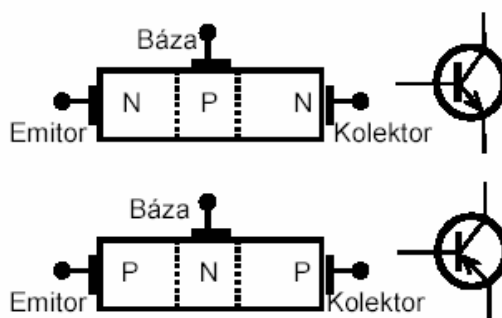
Výraz umožní určiť maximálny zaťažovací prúd i_{Lmax} pre jeho známu minimálnu hodnotu i_{Lmin} . Hodnotu pracovného odporu R možno vypočítať z rovnice (3.3.10) alebo z rovnice (3.3.11).

4 BIPOLÁRNY TRANZISTOR

Historicky vzaté, bipolárny tranzistor sa stal tou súčiastkou, ktorá predznamovala začiatok obdobia vo vývoji techniky označovaného „doba polovodičovej elektroniky“. Bipolárny tranzistor pozostáva z dvoch PN priechodov rozmiesnených blízko pri sebe. Označenie bipolárnym získal preto, lebo na jeho činnosti sa podieľajú obidva typy nosičov náboja – elektróny a diery. Bipolárne tranzistory našli svoje uplatnenie v zosilňovačoch malých signálov pre široký rozsah frekvencií, výkonových zosilňovačoch a v číslicovej elektronike. Kým pri spacovaní analógových signálov sa uplatňuje aktívny režim činnosti bipolárnych tranzistorov, v bipolárnych číslicových obvodoch sa využívajú krajné oblasti nasýtenia a uzavretia týchto tranzistorov.

4.1 Činnosť bipolárneho tranzistora

Tranzistor je trojpólový prvok s troma vonkajšími elektródami. Dióda na rozdiel od tranzistora reprezentuje dvojpól. Dióda pozostáva z materiálov typu P a N. Tranzistor sa skladá (obr. 4.1.1) z dvoch materiálov typu N oddelených materiálom typu P (NPN tranzistor), alebo z dvoch vrstiev materiálu typu P oddelených materiálom typu N (PNP tranzistor). Vysvetlenie činnosť tranzistora bipolárneho tranzistora je najjednoduchšie na prípade NPN tranzistora. Činnosť PNP tranzistora je analogická ale pre opačné nosiče náboja.



Obr. 4.1.1 Štruktúra NPN a PNP tranzistora

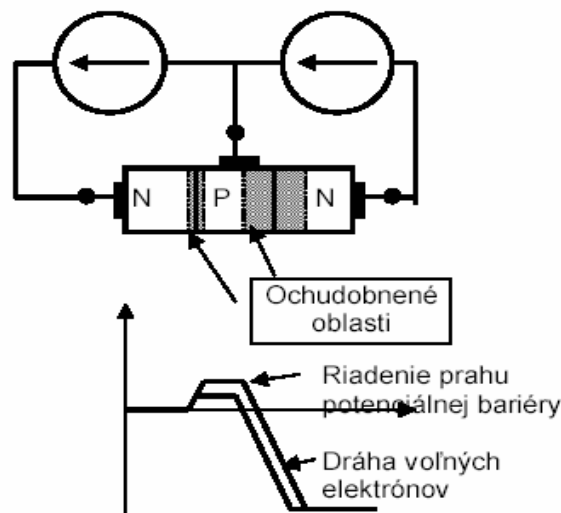
Spomenuté vrstvy alebo časti tranzistora sa označujú ako **emitor**, **báza** a **kolektor**. Emitor je bohato dotovaná časť so stredne veľkou vrstvou a je určená na emitovanie elektrónov. Báza je stredne dotovaná **úzkou vrstvou**, určená na prechod elektrónov. Kolektor je slabo dotovaná veľká vrstva určená na zachytávanie elektrónov. Tranzistor si možno predstaviť ako zapojenie dvoch diód PN proti sebe. Toto zjednodušenie si ale vyžaduje doplniť o fakt, že pásmo strednej elektródy je veľmi úzke.

Usporiadanie pri ktorom tranzistor vykazuje zosilňovacie vlastnosti je podmienené vonkajšími napájacími napätiami. Ich požadovaná veľkosť a polarita zabezpečí, že priechod báza-emitor je polarizovaný v priamom smere a priechod báza-kolektor v spätnom smere. Priepustne polarizovaný priechod emitor báza opúšťajú elektróny N emitora. Pred nimi je len malá potenciálová bariéra na priechode NP. Pretože potenciálová bariéra je malá, väčšina elektrónov má dostatočnú energiu na jej prekonanie (obr. 4.1.2). Po jej prekonaní sa ľahko dostávajú materiálom typu P (bázou) k priechodu PN (báza-kolektor). Tu sa dostávajú pod vplyv kladného napájacieho napätia a pohybujú sa ku

Bipolárny tranzistor

kolektoru, pretože sa pohybujú smerom dolu z potenciálnej bariéry. Vytvárajú tak kolektorový prúd. Ak sa zmenší napätie na priechode emitor-báza, výška potenciálovej bariéry sa zväčší. Elektróny opúšťajúce emitor budú ťažšie prekonať potenciálovú bariéru. Elektróny, ktoré prekonajú vrchol sú elektróny s najväčšou energiou a len tie budú ďalej postupovať ku kolektoru. Zmenšenie napätia v priamom smere na priechode emitor-báza spôsobí, že kolektorový prúd tranzistorom bude menší. Na druhej strane zväčšenie napätia na priechode emitor-báza v priamom smere bude znižovať potenciálovú bariéru a umožní väčšiemu počtu emitorových elektrónov pretiecť tranzistorom na kolektor.

Prechod prúdu jednotlivými oblasťami tranzistora možno tiež pochopiť skúmaním správania nosičov náboja a ochudobnených oblastí. Vyprázdnené oblasti sú vyznačené na obr. 4.1.2. Z obrázku vidno, že ochudobnená vrstva priechodu emitor-báza je pomerne úzka vzhľadom na to, že tento priechod je v priamom smere a naopak to platí pre ochudobnenú oblasť priechodu báza-kolektor je veľmi široká. Veľký počet väčšinových nosičov (elektrónov) bude difundovať cez priechod báza- emitor, lebo je v priamom smere. Tieto elektróny potom vstupujú do oblasti bázy a majú dve možnosti. Buď opustia túto oblasť cez vývod k napäťovému zdroju alebo potečú ku kolektorovej oblasti cez širokú ochudobnenú oblasť priechodu báza-kolektor, ktorý je v spätnom smere sa dostanú na kolektor. Normálne sa očakáva, že hlavná časť tohoto prúdu potečie do zdroja. Neplatí to však v prípade, keď je oblasť bázy natoľko tenká, že tieto elektróny prejdú menšiu vzdialenosť ku priľahovanej kladnému potenciálu kolektorového kontaktu ako ku bázeovému kontaktu. Okrem toho má materiál bázy nízku vodivosť, takže cesta k zdrojovému vodiču predstavuje vysoko impedančnú cestu. V skutočnosti len veľmi malá časť elektrónov opúšťa bázu cez zdrojový kontakt a väčšia časť prúdu z emitora pokračuje ďalej do kolektora.



Obr. 4.1.2 Ovládanie pohybu nosičov moduláciou potenciálovej bariéry

Činnosť bipolárneho tranzistora v usporiadaní podľa predchádzajúceho odseku možno opísať približným modelom (

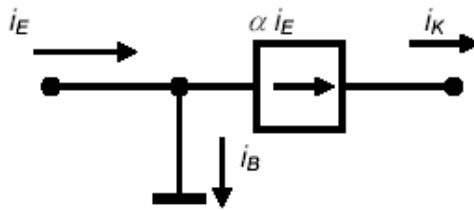
obr. 4.1.3) s využitím obvodového prvku závislého zdroja prúdu. Pretože výstupný kolektorový prúd tvorí hlavnú časť emitorového prúdu a len zlomok tečie do bázy, koeficient α má veľkosť menšiu ako jedna ale blízku jednej. Predstavuje prúdový zosilňovací činiteľ v zapojení so spoločnou bázou $\alpha \cong (0,96-0,999)$. Bázeový prúd podľa 1. Kirchhoffovho zákona tvorí rozdiel medzi vstupným emitorovým a výstupným kolektorovým prúdom.

Závislé zdroje prúdu alebo napätia pôsobia ako ideálne zdroje prúdu alebo napätia, ktorých veľkosť je lineárne závislá od riadiacej elektrickej veličiny - prúd alebo - napätie v inej vetvy. V aktívnych zosilňovacích prvkoch je touto vetvou kde pôsobí riadiaca veličina, vstupná vetva. Podľa typu zdroja a typu riadiacej veličiny možno rozlíšiť štyri typy riadených zdrojov. Napätím riadený napäťový alebo prúdový zdroj a prúdom riadený napäťový alebo prúdový zdroj. Okrem lineárnej závislosti, závislosť

Bipolárny tranzistor

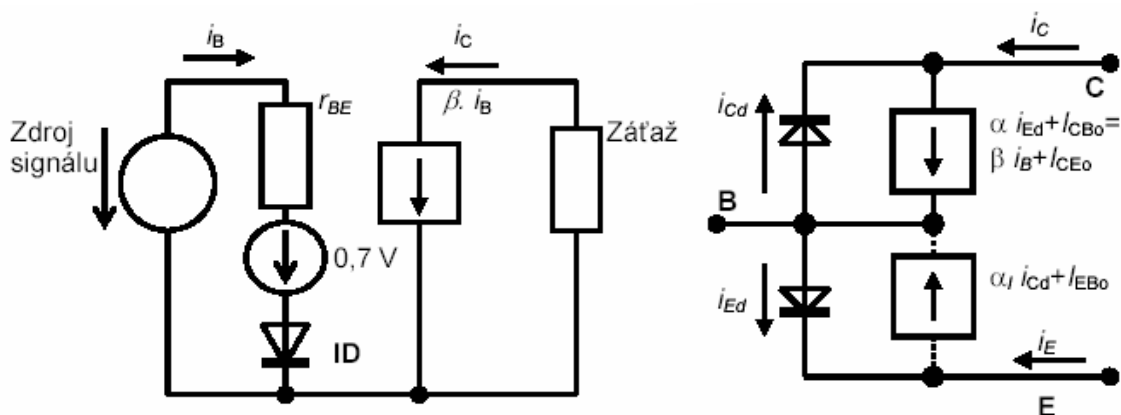
medzi vstupnou riadiacou veličinou a riadenou veličinou zdroja prúdu alebo napätia môže byť opísaná analytickým výrazom alebo tabuľkou.

$$i_B = i_E - i_C = (1 - \alpha) i_E \quad \text{úpravou} \quad i_C = \alpha i_E = \frac{\alpha}{1 - \alpha} i_B = \beta i_B \quad (4.1.1)$$



Obr. 4.1.3 Zjednodušený model tranzistora: so zjednodušením vstupnej charakteristiky charakteristikou ideálnej diódy so spoločnou bázou (SB)

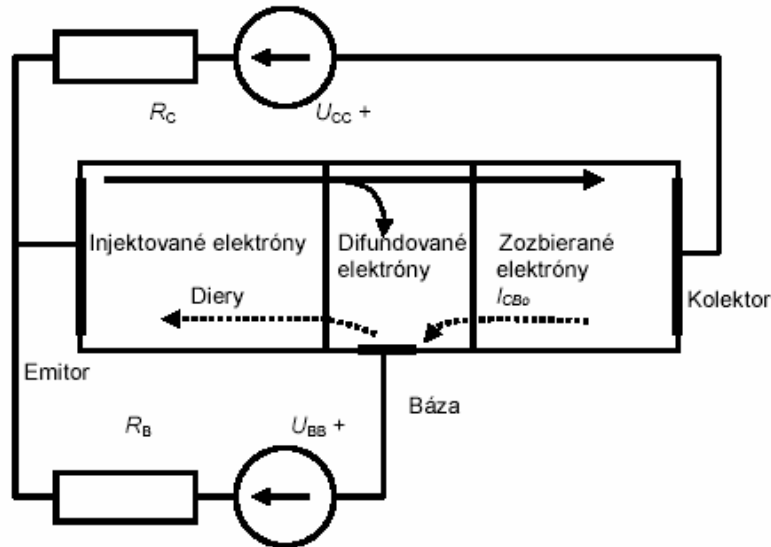
Na obr. 4.1.4.a je jednoduchý obvod, ktorý vykazuje prúdový zisk. Dosiahne sa toho použitím bázy ako vstupnej elektródy a emitora ako spoločnej elektródy pre vstupnú a výstupnú bránu. Napätový zdroj vstupného signálu je pripojený medzi bázu a emitor a zaťažovací odpor je pripojený medzi kolektor a emitor. Na rozdiel od predchádzajúceho modelu, už je chovanie priečodu báza emitor polarizovaného v priepustnom smere presnejšie modelované linearizovaným odporom r_{BE} . Kolektorový prúdový zdroj i_C je teraz ako vyplýva z úpravy rovnice (4.1.1) závislý od bázového prúdu i_B . Keď i_B vzrastá, úmerné rastie aj kolektorový prúd i_C . Konštanta úmernosti sa označuje ako β a predstavuje prúdový zosilňovací činiteľ v zapojení so spoločným emitorom. Z rovnice (4.1.1) ale aj z fyzikálneho opisu chovania vyplýva, že prúdový zosilňovací činiteľ $\beta > 1$.



Obr. 4.1.4 a.) Model bipolárneho tranzistora v zapojení so spoločným emitorom (SE) s náhradou vstupnej charakteristiky po častiach lineárnou diódou. b.) Model bipolárneho tranzistora opisujúci prichody báza - emitor a báza - kolektor exponenciálnou charakteristikou, a opisujúci tiež inverzný prúdový prenos. Tento model je označovaný ako Ebers-Mollov model bipolárneho tranzistora.

Na obr. 4.1.4.b je zdokonalená verzia modelu uvedeného na obr. 4.1.4.a, známa ako Ebersov-Mollov model. Priečhod báza-emitor sa chová ako dióda v priamom smere, ktorou tečie prúd $i_B + i_C$. Priečhod báza-kolektor je v spätnom smere a vykazuje malý zvyškový prúd I_{CBO} a väčší prúd $\beta \cdot i_B$. Prúd $\beta \cdot i_B$ je vyvolaný prúdom v báze. Kladný smer bázového a kolektorového prúdu je definovaný ako smer do tranzistora, zatiaľ čo pre emitorový prúd je to naopak (je to dohoda, ktorú budeme používať). Ebersov-Mollov model zahrňuje prúd I_{CBO} , ktorý nezávisí od bázového prúdu.

Prúdový zosilňovací činiteľ α v zapojení so spoločnou bázou (SB) je definovaný ako pomer zmeny kolektorového prúdu k zmene emitorového prúdu za predpokladu, že napätie medzi kolektorom a bázou je konštantné.



Obr. 4.1.5 Pôsobenie zvyškových prúdov

Na obr. 4.1.5 je názorne zobrazená situácia, kde I_{CBO} je zvyškový prúd medzi bázou a kolektorom. v ďalšom nájdeme vzťah medzi kolektorovým a bázovým prúdom. Na obr. 4.1.5 je vidieť aj tri druhy prúdov vytvárajúcich výsledné prúdy elektród. Podľa fyzikálnej podstaty tieto druhy prúdov sú tvorené:

- Prvá je tvorená elektrónmi ktoré sú injektované cez priepustne polarizovaný prechod emitor-báza. Hlavná časť týchto elektrónov sa priblíži vďaka úzkej vrstve bázy k zakázanej oblasti báza – kolektor a sú strhnuté do kolektora silným elektrickým poľom, ktoré sa vytvorí na zakázanej oblasti báza kolektor.
- Druhým typom prúdu je prúd minoritných dier cez prechod báza – emitor. Je opačného smeru a oveľa menší ako predchádzajúci typ prúdu. Tento prúd prispieva k rekombinácii injektovaných elektrónov a znižuje tak efektívnosť tranzistora. Návrhári elektronických obvodov sa usilujú udržať tento prúd najmešie možným.
- Zvyškový saturovaný prúd opačne polarizovaného prechodu kolektor – báza tvorí poslednú skupinu. Opačne saturovaný prúd – zvyškový prúd – vzniká na základe mechanizmu tepelnej generácie elektrón dierových párov a sú ťahané z ochudobnenej oblasti záverne polarizovaným napätím. Pre typický nízkopříkonový kremíkový tranzistor sú hodnoty tohto prúdu rádovo nanoampére. Ako bolo spomenuté skôr, pre tranzistory realizované na čípe integrovaných obvodov hodnoty zvyškového prúdu sú ešte o dva –tri rády nižšie. Je to spôsobené menšími parazitnými efektami na okraji tranzistora a jeho menšími rozmermi.

Rovnica (4.1.1) pri uvažovaní pôsobenia zvyškového prúdu sa mení na

$$\begin{aligned}
 i_E &= i_B + i_C \\
 i_C &= \alpha i_E + I_{CBO} \\
 \text{kde } \alpha &= \frac{\partial i_C}{\partial i_E}
 \end{aligned}
 \tag{4.1.2}$$

Úpravou sa dostane rovnica

Bipolárny tranzistor

$$i_C = \frac{\alpha}{1-\alpha} i_B + \frac{1}{1-\alpha} I_{CB0} \quad \text{kde} \quad \beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} \quad \text{a} \quad \beta + 1 = \frac{1}{1-\alpha} \quad (4.1.3)$$

Za predpokladu, že prúdový zosilňovací činiteľ $\alpha = 0,995$ bude odpovedajúci prúdový zosilňovací činiteľ $\beta = 195$. Tým je zabezpečené zosilnenie prúdu. Zosilnenie výkonu na tranzistore je dosiahnuté vďaka faktu, že vstupný odpor priepustne polarizovaného priechodu báza emitor je malý. Na druhej strane výstup je tvorený prúdovým zdrojom ktorého teoreticky nekonečný odpor je znížený odporom záverne polarizovaným priechodom kolektor - báza. Diferenciálny odpor r_{BE} priepustne polarizovaného priechodu báza – emitor je možné vypočítať na základe úvahy, že tento priechod predstavuje diódu, polarizovanú prúdom i_B . Za predpokladu exponenciálneho chovania tohto prúdu opísaného rovnicou (dióda) je odpor r_{BE} .

$$r_{BE} = \frac{1}{\frac{\partial i_B}{\partial U_{BE}}} = \frac{1}{I_{BE0} e^{n \frac{U_{BE}}{U_T}} \frac{1}{U_T}} \cong \frac{U_T}{i_B} \quad (4.1.4)$$

Zvyškový prúd I_{CB0} priechodu kolektor báza je vo výraze (4.1.3) zosilnený o činiteľ $1/(1-\alpha)$. V prípade uzemnenia bázy spolu s emitorom sa táto hodnota zníži na veľkosť I_{CB0} . Tento efekt možno vysvetliť tým že zvyškový prúd z priechodu kolektor – báza je navyše k svojej pôvodnej hodnote ešte aj prúdovo zosilnený pomerom $\alpha/(1-\alpha)$. Ak je báza je uzemnená tranzistor nedokáže prúdovo zosilňovať.

Zmenou polarít a veľkosti vonkajších napájacích zdrojov možno dosiahnuť prechod režimu činnosti tranzistora do iných oblastí. Pri pohľade na dve polovodičové diódy zapojené katódami do seba v Ebers – Mollov modeli je zrejme, že každá z diód môže sa nachádzať v dvoch stavoch. Celkový počet stavov tranzistora je preto štyri. Tieto stavy sú: (1) Tranzistor aktívny (D_{BE} -Otv., D_{BC} -Zav.) (2) Tranzistor uzavretý (D_{BE} -Zav., D_{BC} -Zav.) (3) Tranzistor saturovaný (D_{BE} -Otv., D_{BC} -Otv.) (4) Inverzný režim (D_{BE} -Zav., D_{BC} -Otv.)

Tranzistor je v aktívnom režime, keď priechod báza - emitor je otvorený a priechod báza - kolektor polarizovaný v závernom smere. Kolektrový prúd je potom α násobok emitorového prúdu (zapojenie SB) alebo β násobok bázového prúdu (zapojenie SE).

Tranzistor je uzavretý ak obidva prechody sú polarizované v nepriepustnom smere. Dosiahne sa to opačnou polaritou napäťového zdroja na priechode báza emitor. Prúdu ktoré tečú emitorom a kolektorom sú zvyškové prúdy oboch prechodov samostatne. Režim uzavretia tranzistora.

Obidva prechody tranzistora sú otvorené v saturovanom režime tranzistora. Dosiahne sa to priepustnou polarizáciou aj priechodu báza kolektor od externého napájacieho zdroja napätia a lebo takým úbytkom napätia na zaťažovacom odpore, že napätie kolektora dosiahne hodnotu nula voči báze. Tá je vstupným zdrojom polarizovaná v priepustnom smere a napätie báza emitor a báza kolektor bude v tomto prípade kladné a polarizuje obidve prechody v priepustnom smere. Vylúči to možnosť strhnutia injektovaných elektrónov do báze do kolektora. Napätie tohoto priechodu ich neurýchli. Tranzistor sa chová ako jeden uzol so skratovanými priechodmi.

Posledným, je inverzný režim. V ňom priechod báza kolektor je polarizovaný v priepustnom smere a priechod báza emitor v závernom smere. Odtiaľ injektované elektróny sú strhnuté záverne polarizovaným priechodom báza emitor. Tranzistor pracuje s vzájomne vymenenými elektródami ako to bolo v aktívnom režime. Geometrické rozmery emitora a kolektora sú v skutočnom tranzistore rozdielne (plocha kolektora väčšia ako emitora) a tiež koncentrácia dopantov je rozdielna. Prúdový zosilňovací činiteľ v inverznom zapojení α_i je menší. Je to akoby aktívny režim s menšou hodnotou prúdového zosilňovacieho činiteľa α_i .

Činnosť tranzistora vo všetkých štyroch režimoch je možné ukázať na Ebers – Mollovom modeli obr. 4.1.4. Inverzný prúdový zosilňovací činiteľ je zobrazený čiarkovane pripojeným prúdovým zdrojom.

4.2 Charakteristiky tranzistora

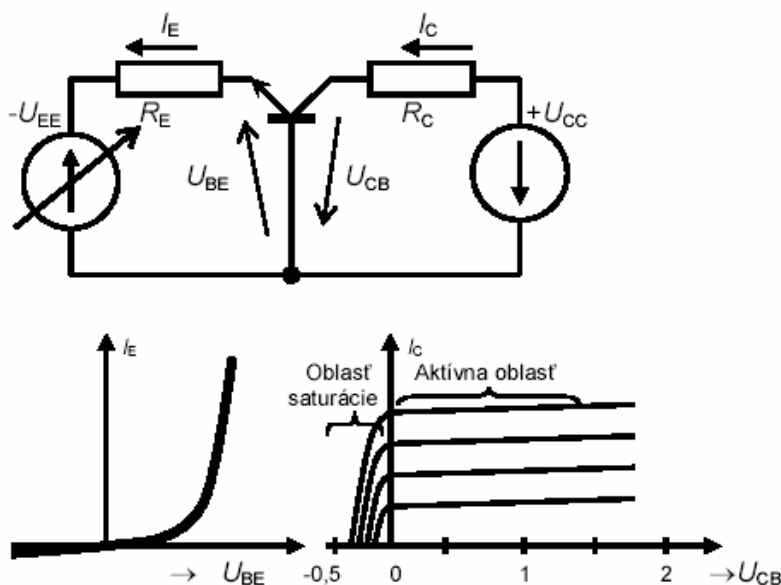
Tranzistor je často opísaný z pohľadu napätí na jeho póloch a prúdov pretekajúcich jeho vetvami . Na obr. 4.2.1.a. je ukázaný tranzistor polarizovaný v priepustnom smere kedy báza tvorí spoločný uzol pre vstupnú a výstupnú bránu pričom ich prúdy sú riadené premennými napätovými zdrojmi U_{EE} a U_{CC} . Označenie tohto zapojenia je so spoločnou bázou (SB). Napätie zdroja U_{EE} polarizuje priechod emitor - báza v priepustnom smere a svojou veľkosťou riadi prúd emitora I_E podľa exponenciálneho zákona obr. 4.2.1.b.

Prúd kolektora opakuje prúd emitora cez prúdový zosilňovací činiteľ α . Zmenou prúdu emitora sa dosiahne aj zmena napätia na kolektore U_{CB} podľa rovnice

$$U_{KB} = U_{CC} - I_C R_C = U_{CC} - \alpha \cdot I_E R_C \quad (4.2.1)$$

Priebeh výstupného prúdu I_C v závislosti od napätia na kolektore U_{CB} je priamka, skoro rovnobežná s vodorovnou osou. Veľkosť emitorového prúdu sa riadi parametricky, prúdom emitora. Malá strmosť výstupných charakteristík je spôsobená veľmi veľkým odporom záporne polarizovaného kolektora. Spodná krivka v sieti charakteristík je priebeh výstupného prúdu pre emitorový prúd $I_E=0$. Ten pre kladné hodnoty napätia kolektor báza U_{CB} nadobúda veľkosť I_{CBO} . Zmena hodnoty kolektorového prúdu I_C od parametra reprezentovaného emitorovým prúdom I_E pre nízkofrekvenčné signály sa získa nízkofrekvenčný prúdový zosilňovací činiteľ vyjadrený výrazom (4.1.2). Na základe tohoto vzťahu je možné činiteľ α určiť aj z výstupných charakteristík .

$$\alpha \cong \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E} \right|_{U_{CB}=\text{konšt}} \quad (4.2.2)$$

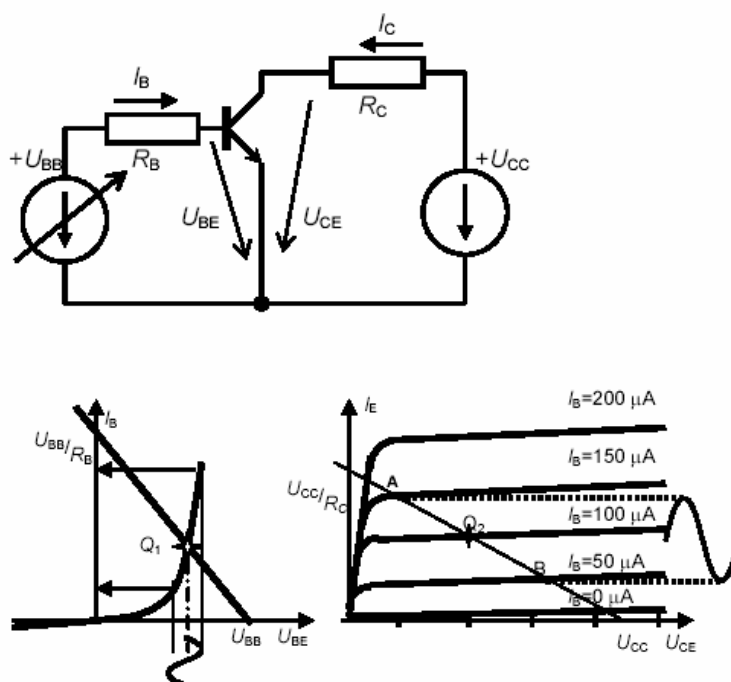


Obr. 4.2.1 Charakteristiky bipolárneho tranzistora v zapojení SB

Bipolárny tranzistor

Keď napätie na priedohode kolektor-báza klesne na nulovú hodnotu začne sa otvárať priedohod kolektor emitor a tranzistor sa dostane do saturácie. Zápornejšia polarita kolektoru je obmedzovaná kladne polarizovaným priedohodom báza kolektor.

Zámenou spoločnej bázy s emitorom sa tento stáva spoločným pre vstupnú a výstupnú bránu a zapojenie je označované so spoločným emitorom (SE) (obr. 4.2.2). Z vstupná charakteristika bude opäť predstavovaná charakteristikou PN priedohodu polarizovaného v priepustnom smere a výstupná charakteristika bude odpovedať sieti kolektorových prúdov, ktoré v ideálnom prípade sú konštantné lebo sú tvorené závislým prúdovým zdrojom z modelu obr. 4.1.4 kde konečná hodnota odporu záverne polarizovaného priedohodu kolektor emitor určuje strmosť čiar. Tento odpor je menší ako v zpojení SB lebo zvyškový prúd I_{CB0} je podľa výrazu (4.1.3) zosilnený o činiteľ $1/(1-\alpha)$. Charakteristiky v zapojení SE sú podobné charakteristikám v zapojení SB ale sa od nich líšia iba kvantitatívne.



Obr. 4.2.2 Charakteristiky bipolárneho tranzistora v zapojení SE.

Vstupné charakteristiky sa získajú zmenou vstupného napätia U_{BE} ovplyvňovaného premenným napätím U_{BB} . Výstupné charakteristiky reprezentujú závislosť kolektorového prúdu I_C od výstupného napätia U_{CE} pre konštantné hodnoty bázeového prúdu I_B . V porovnaní so zapojením SB strmosť charakteristík je vyššia, lebo odpor záverne polarizovaného priedohodu kolektor báza je menší. Znížená hodnota výstupného odporu je spôsobená tým, že zvyškový (presakujúci) prúd z priedohodu kolektor báza je približne β krát zosilnený. Charakteristika pre nulový prúd báze $I_B=0$ predstavuje zvyškový prúd v zapojení SE označovaný ako $I_{CE0} = I_{CB0}/(1-\alpha) = I_{CB0}(\beta+1)$. Napätie na priedohode báza kolektor U_{BC} je možné určiť z II. Kirchhoffového zákona.

$$U_{BC} = U_{BE} - U_{CE} = U_{BE} - U_{CC} + R_C I_C = U_{BE} - U_{CC} + R_C \beta I_B \quad (4.2.3)$$

Keď napätie U_{CE} nadobudne malých hodnôt $U_{CE} < 0.4$ V, priedohod báza kolektor sa začne otvárať. S obidvoma priedohodmi polarizovanými v priepustnom smere, sa tranzistor dostáva do oblasti saturácie.

Nízkofrekvenčný prúdový zosilňovací činiteľ sa dá z kriviek určiť pomocou vzťahu

$$\beta = \frac{\partial I_C}{\partial I_B} = \left| \frac{\text{z výstupnej charakteristiky}}{\left| \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \right|_{U_{CE}=\text{konšt}}} \right| \quad (4.2.4)$$

Určenie pracovného bodu tranzistora z jeho charakteristík

Vstupné a výstupné charakteristiky umožnia určiť pracovný bod tranzistora pre známe hodnoty vonkajších odporov a napätí napáťových zdrojov U_{BB} , U_{CC} .

Pre vstupný obvod a pre výstupný obvod platia dvojice rovníc.

$$\text{vstup} \quad \begin{cases} I_B = f(U_{BE}) \\ U_{BB} - R_B I_B = U_{BE} \end{cases}; \quad \text{výstup} \quad \begin{cases} I_C = F(U_{CE}, I_B) \\ U_{CC} - R_C I_C = U_{CE} \end{cases} \quad (4.2.5)$$

Funkcia f predstavuje vstupnú charakteristiku a F výstupnú charakteristiku. Opísanú nelineárnu sústavu rovníc možno riešiť iteračným algoritmom, ktorý určí všetky štyri neznáme U_{BE} , U_{CE} , I_B a I_C . Tento postup je uplatnený v programoch analyzujúcich chovanie elektronických obvodov (SPICE a pod).

Pre kvalitatívny odhad vlastností vyhovuje menej presný ale prehľadnejší grafický postup riešenia. Pretože vo výstupných charakteristikách vystupuje neznámy parameter I_B , riešenie úlohy je potrebné začať určením pracovného bodu vstupného obvodu. Do vstupnej charakteristiky sa zakreslí vstupná zaťažovacia krivka. Jej kanonický tvar sa ľahko určí pomocou priesečiek na osi x a y . Priesečník na osi x je určený nulovým bázovým prúdom. Preň je tým bodom $U_{BE} = U_{BB}$. Priesečník na osi y sa určí z podmienky pre nulovú hodnotu napätia $U_{BE} = 0$. Hodnota prúdu potom je z lineárnej rovnice určená výrazom $I_B = U_{BB}/R_B$. Priesečník zaťažovacej priamky so vstupnou charakteristikou f určuje pracovný bod vstupného obvodu Q_1 . Pre tento prúd je určená čiara v sieti výstupných charakteristík F . Zaťažovacia krivka sa určí obdobne z jej kanonického tvaru. Priesečníky zaťažovacej čiary na osiach x a y sú U_{CC} a U_{CC}/R_C . Priesečník s čiarou pre vstupný prúd Q_2 je výstupným pracovným bodom.

4.3 Modely tranzistora ako zosilňovača malých signálov

V predchádzajúcej časti boli z opisu fyzikálnych mechanizmov opísané základné zákonitosti a charakteristiky bipolárneho tranzistora v aktívnej oblasti. V tejto časti bude opísaná schopnosť tranzistora v aktívnej oblasti zosilňovať vstupný signál v pracovnom intervale frekvencií.

Nech sa predpokladá elektronický obvod s premenným budiacim signálom, polovodičovými aktívnymi prvkami, ktoré sú prepojené s N reaktančnými dvojpólmi vytvárajúci obvod s celkovým počtom K nezávislých vetví a uzlov. Úplný opis takéhoto obvodu končí sústavou N nelineárnych diferenciálnych rovníc prvého rádu a $(K-N)$ nelineárnych algebraických rovníc. Tento systém rovníc je označovaný ako stavová reprezentácia. Získa sa úpravou L_1 rovníc vytvorených podľa I. Kirchhoffovho zákona, L_2 rovníc vytvorených podľa II. Kirchhoffovho zákona a L_3 závislostí medzi prúdmi a napätiami dvojpólov podľa Ohmovho zákona. Všeobecne ich riešenie je možné získať numerickými integráciami sústavy diferenciálnych rovníc a následným iteračným algoritmom v sústave algebraických rovníc. Algoritmus riešenia týmto postupom tvorí základ riešenia priebehu signálov v každej obvodovej veličiny. Sústavu rovníc diferenciálnych a algebraických vyrába počítač na základe opisu jednotlivých vetví od užívateľa s využitím teórie grafov. Veľmi jednoduchý príklad zostavovania rovníc pomocou grafu obvodu je ukázaný v kap.4.4 pre prípad lineárneho obvodu.

Bipolárny tranzistor

Všeobecné riešenie založené na analýze stavovej reprezentácie obvodu plní v obvodových simulátoroch (napr. SPICE) prechodová analýza označovaná (.TRAN). V nej podobne ako v grafickom riešení možno zistiť chovanie elektronického obvodu bez obmedzenia tvaru a amplitúdu budiacich signálov. Pre harmonicky signál so známou amplitúdou umožňuje prechodová analýza určiť frekvenčné zloženie deformovaného periodického signálu a na základe toho aj nelineárne skreslenie jednotlivých priebehov vo vyšetrovanom obvode. Prechodovou analýzou je možné určiť aj krajné body signálu v ľubovoľnom bode obvodu. Vďaka tomu sa dá zistiť, či nedošlo k prekročeniu medzných stavov a prechodu elektronickej súčiastky do iného režimu (nasýtenie, saturácia a inverzia bipolárneho tranzistora). Stavová analýza obvodov je predmetom ďalších naväzujúcich kurzov z elektroniky.

Ako bolo spomenuté v úvode zjednodušený postup obvodovej analýzy je založený na princípe diferenciálneho opisu ľubovoľnej nelineárnej závislosti, známej z matematiky. Pre obecnú spojitú funkčnú závislosť výstupnej veličiny $y(x)$ v obvode (prúd alebo napätie výstupnej brány) ovplyvnený vstupnou elektrickou veličinou x (prúd alebo napätie vstupnej brány) v bode $x=x_0+\Delta x$ je určená približne diferenciálom

$$y(x_0 + \Delta x) = y(x_0) + \left. \frac{\partial y}{\partial x} \right|_{x_0} \cdot \Delta x \quad (4.3.1)$$

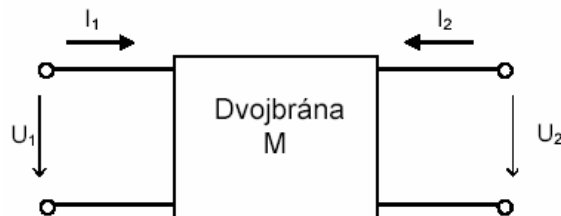
Pre známe hodnoty jednosmerných prúdov a napätí pracovného bodu sa v ďalšom kroku určia prírastkové parametre vzťahu medzi výstupnou a vstupnou veličinou. Ak výstupnou veličinou je napätie tej istej brány kde vstupnou veličinou je jej prúd derivácia predstavuje odpor. Pre zhodné veličiny (napr.napätia) roznych brán druhá veličina predstavuje anpäťový alebo prúdový prenos-zosilnenie. Diferenciálne parametre bývajú tiež označované ako prírastkové, alebo linearizované parametre elektronickej sústavy. Označenie linearizované získali preto, lebo určujú jeho linearizované chovanie. Lineárny model násobením prírastkovo malého signálu dáva informáciu o chovaní obvodu v okolí pracovného bodu. Na opis lineárneho, diferenciálneho modelu postačujú na opis pasívne lineárne prvky (odpor, kapacita, indukčnosť, vlastná a väzobná) a napätím alebo prúdom riadene zdroje napätia a prúdu kde vzťah medzi vstupnou riadiacou elektrickou veličinou a výstupnou riadenou veličinou je určený násobením konštantou - lineárna závislosť.

Postupom opísaným v závere predchádzajúcej kapitoly je možné určiť jednosmerné pracovné body v jednotlivých uzloch obvodu. Známe hodnoty elektrických veličín pracovného bodu určujú diferenciálne parametre tranzistora dôležité pre poznanie spracovania malého na jednosmernú elektrickú veličinu superponovaného signálu. Ako budiaci signál pre potreby analýzy rozkladom na jednosmernú analýzu a analýzu lineárnym superponovaným obvodom sa predpokladá harmonický signál s malou amplitúdou $U_1 \cos \omega.t$. Malý harmonický signál umožní opísať chovanie reaktančných prvkov ich admitanciou alebo reaktanciou. Ďalším zjednodušením je predpoklad, že frekvencia budiaceho signálu je v strede frekvenčného pásma spracovávaného signálu. Vtedy správne dimenzované väzobné a blokovacie kapacity majú zanedbateľnú reaktanciu voči pasívnym prvkom propojeným s nimi do série (väzobné kondenzátory) alebo paralelne (blokovacie kondenzátory). Na druhej strane väzobné indukčnosti oddelovacích transformátorov musia mať oveľa väčšiu reaktanciu ako k nim paralelne zapojené odpory. Blokovacie indukčnosti musia mať tiež nekonečne veľkú reaktanciu voči oddelenému obvodu. Spomenuté princípy platia aj naopak. Ak hodnoty reaktančných prvkov v obvode nespĺňujú horeuvedené predpoklady, znamená to vo väčšine prípadov chybu v ich návrhu. Ich veľkosť je potrebné upraviť tak aby plnili účel prečo boli do obvodu zaradené. Kondenzátory majú oddeliť účinok JS od ST signálu podobne ako väzobné indukčnosti majú preniesť ST signál a superponovaný JS signál odstrániť. Výnimkou kedy reaktancie prvkov pri stredných frekvenciách majú mať konečnú hodnotu sú frekvenčné filtre, oscilátory a fázovacie články. Linearizovaná analýza pri budení malým striedavým signálom pri uvažovaní konkrétnych hodnôt reaktancií jalových prvkov v programe SPICE je vyvolaná príkazom (.AC).

Zisťovanie množiny pracovných bodov pre sadu jednosmerných hodnôt budiaceho signálu-plynule meniaci sa jednosmerný signál budiaci signál umožní zistiť JS prenosové charakteristiky obvodu. V programe SPICE je tento druh analýzy vyvolaný príkazom (.DC).

Bipolárny tranzistor

Z množstva lineárnych modelov sa v prípade bipolárnych tranzistorov veľmi osvedčil hybridný model (h-model). Charakteristika „hybridný“ vychádza z toho, že jeho prvky majú rôzne fyzikálne rozmery. H-model možno odvodiť z teórie lineárnych dvojbrán pre prípad tranzistora pracujúceho v aktívnom režime. Na základe teórie lineárnych dvojbrán je možné obvod úplne opísať dvojicou lineárnych rovníc určujúcou vzťahy medzi prúdom a napätím vstupnej a výstupnej brány (obr. 4.3.1). Dve veličiny z týchto štyroch sú známe a dve sa určia riešením sústavy. Takýchto kombinácií dvojice známych veličín a dvojice neznámych je celkom šesť. Vo všeobecnosti dvojica známych veličín tvorí vektor známych \mathbf{Z} a hľadaná dvojica neznámych tvorí vektor neznámych \mathbf{N} . Medzi nimi platí maticový súčin $\mathbf{N}=\mathbf{M}\cdot\mathbf{Z}$. Matica \mathbf{M} je linearizovaný model tranzistora.



Obr. 4.3.1 Orientácia veličín vstupnej a výstupnej brány linearizovaného modelu tranzistora

V prípade hybridného modelu známymi veličinami sú vstupný prúd I_1 a výstupné napätie U_2 . Vzťah medzi neznámymi je opísaný dvojicou lineárnych rovníc, ktoré možno zjednodušene opísať vo forme maticového súčinu.

$$\left. \begin{array}{l} U_1 = h_{11}I_1 + h_{12}U_2 \\ I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}U_2 \end{array} \right\} \Rightarrow \begin{bmatrix} U_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ U_2 \end{bmatrix} \Rightarrow \mathbf{N} = \mathbf{H}\cdot\mathbf{Z} \quad (4.3.2)$$

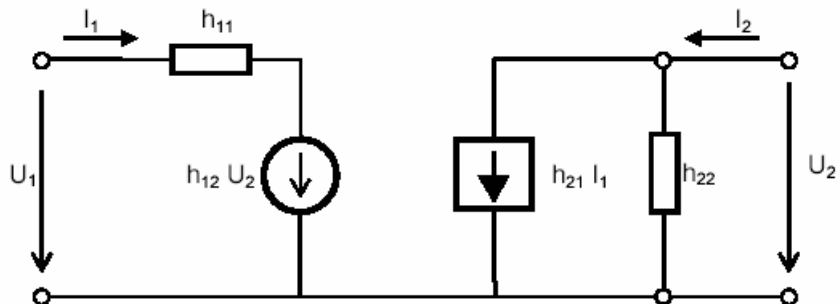
Obvodová náhrada podľa hybridného modelu je na obr. 4.3.2. V ňom jednotlivé prvky predstavujú:

h_{11} [Ω]	vstupný diferenciálny odpor tranzistora
h_{12} [bez rozmeru]	spätnoväzobný napäťový prenosový činiteľ tranzistora
h_{21} [bez rozmeru]	dopredný prúdový zosilňovací činiteľ tranzistora
h_{22} [S]	výstupná dynamická vodivosť tranzistora

Dôvody prečo sa medzi rôznymi lineárnymi modelmi (impedančný, admitančný, kaskádny atď.) najviac osvedčil h-model vyplývajú aj z toho, že jeho parametre obsahujú najľahšie poznateľné prírastkové parametre tranzistora. Takými sú vstupný diferenciálny odpor $h_{11}=r_{BE}$ a prúdový zosilňovací činiteľ $h_{21}=\beta$.

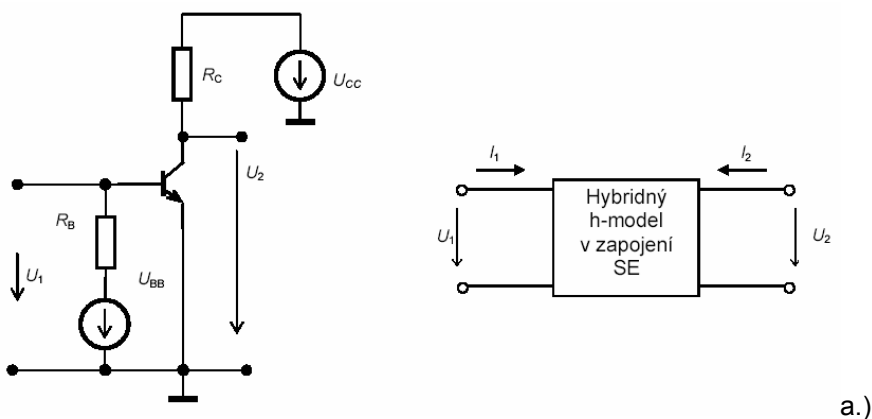
Výstupná vodivosť h_{22} určuje strmosť výstupných charakteristík. Závisí od rôznych fyzikálnych mechanizmov medzi kolektorom a emitorom tranzistora. Spätnoväzobný prenosový činiteľ h_{12} udáva aká časť výstupného napätia tranzistora sa preniesie na vstup cez paprazitné prvky v jeho fyzikálnej štruktúre. Udáva efektívnosť oddelenia výstupného obvodu tranzistora od jeho vstupu. Prípadná väzba môže spôsobiť nežiadúce oscilácie zosilňovača. Parameter h_{12} možno pri zjednodušovaní modelu najprv zanedbať $h_{12}\approx 0$. Zjednoduší sa tak výpočet bez veľkej újmy na presnosti. V ďalšom zjednodušovaní príde na rad parameter h_{22} . Použitelnosť zjednodušenia $h_{22}\approx 0$ závisí od veľkosti výstupného (kolektorového) odporu. Pri platnosti nerovnosti $R_2 \ll 1/h_{22}$ použitie predpokladu $h_{22}\approx 0$ je na mieste.

Bipolárny tranzistor

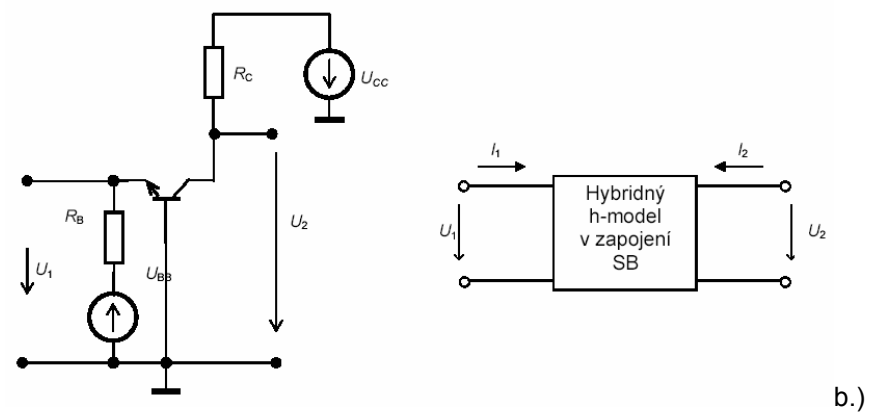


Obr. 4.3.2 Linearizovaný model tranzistora vyjádřený h-parametrami

H parametre sa menia v závislosti so zmenou pracovného bodu tranzistora. Zmeny veličín U_{CE} , I_C a okolitej teploty T majú silný vplyv na ich veľkosť. Pre tranzistor 2N2222 krivky na obr. 4.3.2 ukazujú spomínanú závislosť. Už aj analytické vzťahy z predchádzajúcich odsekov poukazovali na túto závislosť. Zo vzťahu pre r_{BE} je vidieť, že hodnota h_{11} je nepriamo umerná veľkosti bázového prúdu. Prúdový zosilňovací činiteľ je približne konštantný. Potom nepriama úmernosť medzi vstupným odporom a prúdom kolektora sa zachováva.

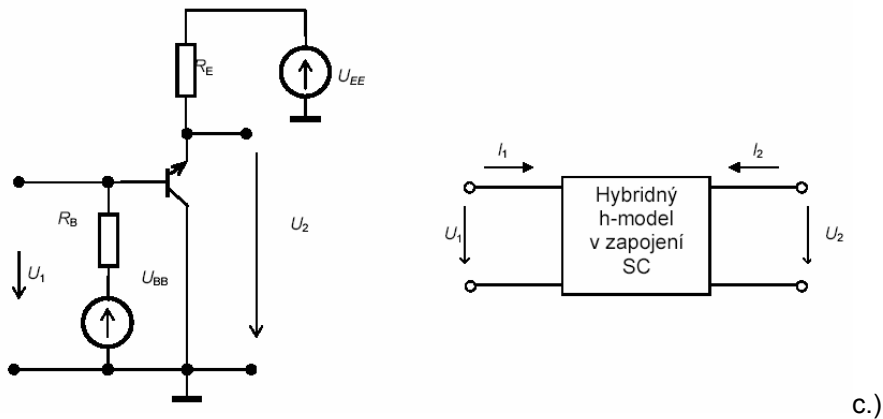


a.)



b.)

Bipolárny tranzistor



Obr. 4.3.3 Tri základné zapojenia tranzistora SE (a), SB (b), SC (c.)

Okrem toho, že ha parametre sú určené pracovným bodom, ich veľkosť ovplyvňuje to ktorá elektróda tranzistora bude v štvorpólovej náhrade spoločnou. Z Ebers-Mollového modelu v aktívnom režime možno určiť aj dva hlavné h-parametre v závislosti od pracovného bodu h_{11} a h_{21} . Z dvoch prvkov Ebers-Mollového modelu nemožno určiť ďalšie h parametre, ktoré sú zanedbateľné. Prepočet je potrebné osobitne urobiť pre prípad, že spoločnou elektródou bude emitor alebo báza.

Ak je spoločnou elektródou je emitor prúdom riadený prúdový zdroj má koeficient úmernosti $h_{21}=\beta$. Veľkosť diferenciálneho odporu r_{BE} je určená kludovým emitorovým prúdom I_{EQ} . Jeho účinok sa násobí prúdovým zosilnením h_{21} , lebo aj napätie na ňom je tvorené tekto zosilneným vstupným prúdom.

$$h_{11} = \frac{U_1}{I_b} = \frac{(h_{21} + 1)I_b r_{BE}}{I_b} = (h_{21} + 1) \frac{nU_T}{I_{EQ}} \cong h_{21} \frac{nU_T}{I_{CQ}} \quad (4.3.3)$$

Ak je spoločnou elektródou je báza prúdom riadený prúdový zdroj má koeficient úmernosti $h_{21}=\alpha$. Veľkosť diferenciálneho odporu r_{BE} je určená prechádzajúcim kludovým bázovým prúdom I_{BQ} . Tento odpor je priamo pripojený k vstupnej bráne a preto jeho účinok nie je virtuálne zväčšený násobným prúdom z výstupu. Parameter h_{11} sa priamo rovná veľkosti $h_{11} = r_{BE} = n \frac{U_T}{I_{BQ}}$.

Tri základné zapojenia tranzistorov so spoločným emitorom (SE), spoločnou bázou (SB) a spoločným kolektorom (SC) sú na obr. 4.3.3. Signálové schémy sú vždy napravo

Prepočet h parametrov medzi jednotlivými zapojeniami sa získa matematickou úpravou maticových rovníc pre východiskové zapojenie a porovnaním s rovnicami pre požadované zapojenie. Vzťahy medzi jednotlivými veličinami sa určia pre vstupy a výstupy vyšetovaných zapojení.

$$\begin{aligned} (SE) \quad & U_{be} = h_{11e} I_b + h_{12e} U_{ce} \\ & I_c = h_{21e} I_b + h_{22e} U_{ce} \\ (SB) \quad & U_{eb} = h_{11b} I_e + h_{12b} U_{cb} \\ & I_c = h_{21b} I_e + h_{22b} U_{cb} \end{aligned} \quad (4.3.4)$$

Rovnice určujúce vzťahy medzi vstupnými a výstupnými veličinami sú:

Bipolárny tranzistor

$$\begin{aligned} I_e + I_c + I_b &= 0 & \text{I.Kz} \\ U_{ce} &= U_{cb} + U_{be} & \text{II.Kz} \\ U_{be} &= -U_{eb} \end{aligned} \quad (4.3.5)$$

Prepočet h parametrov v zapojení SB na zapojenie SE sa dá urobiť týmito krokmi. V prvom kroku sa dosadia rovnice podľa I.a II.Kirchhoffového zákona (4.3.5) do druhej dvojice rovníc (4.3.4). V druhom kroku sa úpravajú do tvaru podobného prvej dvojici rovníc (4.3.4). V poslednom kroku sa porovná získaná sústava s prvou dvojicou rovníc (4.3.4). Čitateľ ľahko tieto porovnaná uskutoční sám spomínaným postupom. Výsledkom sú vzťahy medzi h parametrami v týchto usporiadaniach

$$\begin{aligned} h_{11e} &= \frac{h_{11b}}{1 + h_{21b}} & h_{12e} &= \frac{h_{11b}h_{22b} - h_{12b}(1 + h_{21b})}{1 + h_{21b}} \\ h_{21e} &= \frac{-h_{21b}}{1 + h_{21b}} & h_{22e} &= \frac{h_{22b}}{1 + h_{21b}} \end{aligned} \quad (4.3.6)$$

Pre h parametre namerané v zapojení SB tranzistora 2N5088 pri frekvencii 1 kHz a pracovnom prúde kolektora $I_{CQ} = 1\text{mA}$ a $U_{CBQ} = 10\text{V}$ sú prepočítané na parametre SE takto

$$\left. \begin{aligned} h_{11b} &= 34 \Omega & h_{12b} &= 3,9 \cdot 10^{-4} \\ h_{21b} &= -0,997 & h_{22b} &= 4,4 \cdot 10^{-8} \text{ S} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \begin{aligned} h_{11e} &= 11,4 \text{ k}\Omega & h_{12e} &= 1,13 \cdot 10^{-4} \\ h_{21e} &= 332 & h_{22e} &= 14,7 \cdot 10^{-6} \text{ S} \end{aligned}$$

Vysokofrekvenčný model tranzistora pre spracovanie malého signálu je uvedený v časti o diferenciálnych vlastnostiach tranzistora.

4.4 Aplikácie tranzistorov v jednostupňových zapojeniach

Existuje celá škála zapojení tranzistorov, ktoré sa líšia amplitúdou, frekvenčným intervalom a výkonom spracovávaného signálu. Neexistuje univerzálne spoločný postup návrhu a je na znalostiach návrhára ktorý zvolí. Základné kroky sú ale spoločné. Prvým je jednosmerná analýza, ktorou sa určia pracovné body a druhým krokom je vyšetrenie chovania tranzistora za prítomnosti spracovávaného signálu. Ak je tento signál malý, analýza využíva linearizované modely, pre väčšie signály je potrebné brať do úvahy aj nelinearitu polovodičov v obvode. Ako bolo uvedené skôr, štúdium obvodov budených malým harmonickým signálom je najčastejší postup poznávania elektronických obvodov pre spracovanie malých signálov. Takto budené obvody tvoria najrozšírenejších predstaviteľov obvodov spracujúcich spojité signály tak aby sa ich amplitúda zväčšila, oddelila od šumového pozadia. Na ich výstup sa v moderných systémoch pripája blok analógovo číslicového prevodu. Ním digitalizovaný signál sa spracováva, registruje a prenáša metódami číslicového spracovania signálu.

Zosilňovače malých signálov.

Pri analýza chovania zosilňovača malých signálov možno linearizovaný štvorpólový model tranzistora potom, čo JS analýzou bol určený pracovný bod tranzistora. Cieľom striedavej analýzy je poznanie hodnôt výsledných (makro) vlastností zosilňovacieho stupňa akými sú napäťový, prúdový a výkonový zisk ako aj jeho vstupné a výstupné impedancie.

Bipolárny tranzistor

Analýza vychádza z prekreslenej ST schémy zapojenia. V staršej literatúre bola táto schéma označovaná aj ako signálová schéma. Získa sa úplnej schémy zapojenia prekreslením pozostávajúcim z týchto krokov:

1. Prekreslenie zosilňovacieho obvodu zohľadňujúce jeho striedavé chovanie.
 - Všetky pasívne prvky sú nahradené ich ST ekvivalentami. Vázobné a blokovacie kondenzátory sú nahradené skratom. Oddelovacie indukčnosti nekonečne veľkou impedanciou – rozpojením. Odporý nemenia svoju hodnotu.
 - Reaktančné prvky (indukčnosti, väzobné indukčnosti a kondenzátory) majú svoje chovanie opísané komplexnou impedanciou. Ak hodnoty admitancií a reaktancií týchto prvkov sú nenulové pri stredných hodnotách frekvencií je ich úlohou frekvenčne upraviť spracovávaný signál. Typickým príkladom sú aktívne frekvenčné filtre.
 - Nezávisle napájacie napäťové zdroje sú nahradené skratom, a nezávisle prúdové zdroje predstavujú nekonečnú impedanciu. Takto sa totiž javia tieto prvky spracovávanému ST signálu.
 - Závislé zdroje prúdu a napätia zostávajú bezo zmeny lebo vyjadrujú vnútorné funkčné závislosti pôsobiace medzi vetvami v obvode. Už v Thevenínovej a Nortonovej teoréme sa s dôrazom možnosť náhrady napäťových a prúdových zdrojov skratom len pre nezávislé zdroje.
 - Pasívne poovodičové prvky – diódy rôzneho typu sú nahradené ich diferenciálnym odporom.
2. Tranzistor je nahradený jeho štvorpólovým modelom. V ďalšom bude využitý hybridný h-model. Pre vysokofrekvenčné zosilňovače sa uprednostňuje model využívajúci rozptylové parametre. Hodnoty koeficientov matíc linearizovaných modelov sú určené pre známe hodnoty prúdov a napätí pracovného bodu.
3. Posledným krokom je výpočet želaných výsledných parametrov pomocou ST analýzy lineárnej ST schémy. V programe SPICE je to predstavované rutinou .AC .

Analýza jednostupňového obvodu manuálnou analýzou je potrebná pre poznanie základných vlastností tranzistorového obvodu. Aj pri možnosti počítačovej analýzy navrhovateľ musí mať dostatočne hlboký pohľad na procesy ktoré v obvode prebiehajú. Mechanické využívanie obvodových simulátorov bez tohto pohľadu, postaví návrhára do rovnakej pozície akej je iný riešiteľ, ktorý sa pokúša optimalizovať navrhnutý obvod heuristickou zámennou súčiastok na ľubovoľnom mieste obvodu s následným experimentálnym meraním získaných parametrov. V oboch prípadoch neznalosť základných vlastností obvodu spôsobí, že návrhár náhodne experimentuje (či už softverovo alebo hardverovo) bez tušenia postupu výberu prvkov a pracovných bodov, ktorým sa dosiahnú optimálne vlastnosti obvodu. Je to tápanie v tme bez znalosti smeru, ktorým sa má navrhovateľ vybrať.

Tranzistor so spoločným emitorom

Na obr. 4.4.1 je zapojenie tranzistora so spoločným emitorom . Úlohou je zistiť výsledné parametre zapojenia. Pracovný bod je určený približne týmito hodnotami prúdov a napätí (index Q označuje kľudový stav).

$$I_{BQ}=20 \mu A, I_{CQ}=1 \text{ mA}, U_{CEQ}=15 \text{ V},$$

H –parametre v tomto pracovnom bode sú získané meraním alebo numerickým derivovaním jednosmerných charakteristík v okolí pracovného bodu Q.

$$h_{11}=1,3 \text{ k}\Omega, h_{12}=0, h_{21}=50, h_{22}=25 \mu S,$$

Bipolárny tranzistor

Náhradná signálová schéma je na obr. 4.4.1 b.). Po náhrade aj tranzistora jeho štvorpólovým h-modelom sa získa schéma obr. 4.4.1 c.).

Jednoduchá ST obvodová analýza umožní určiť fázor výstupného harmonického napätia U_2 v strede frekvencií spracovávaných zosilňovačom. Osobitne sa spočíta vstupný prúd, z ktorého sa odvodí následne napätie na výstupnom odpore. (Symbol \parallel predstavuje paralelné radenie odporov).

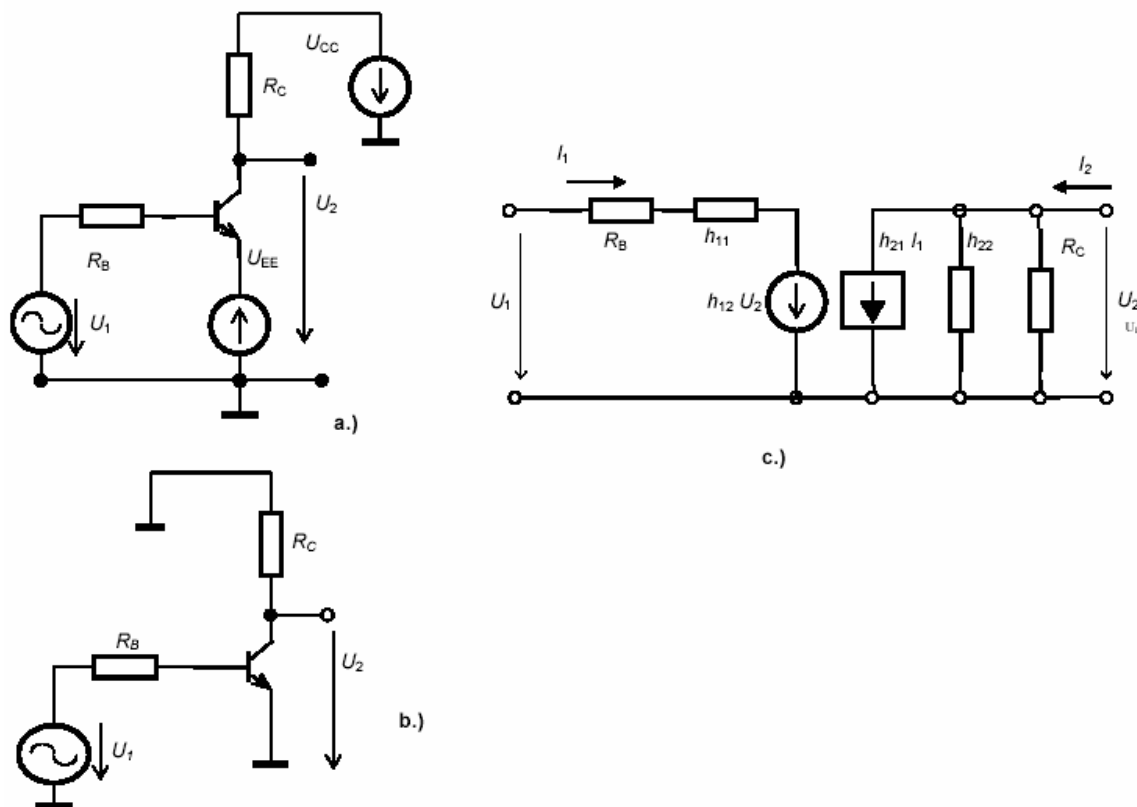
$$U_2 = -(h_{21}I_b) \cdot \left(\frac{1}{h_{22}} \parallel R_C \right) \quad (4.4.1)$$

$$I_b = \frac{U_1}{R_B + h_{11}}$$

Úpravou vzťahu (4.4.1) sa získa hľadaný napäťový zisk

$$A_U = \frac{U_2}{U_1} = -\frac{h_{21}}{R_B + h_{11}} \left(\frac{1}{h_{22}} \parallel R_C \right) \quad (4.4.2)$$

po dosadení číselných hodnôt sa získa veľkosť $A_U = -3$. Záporné znamienko naznačuje, že v zosilňovači dochádza k inverzii signálu (obráteniu fáze o 180°).



Obr. 4.4.1 JS schéma tranzistorového stupňa SE a.) ST schéma tranzistorového stupňa SE b.) Schéma tranzistorového stupňa SE s h-parametrovým modelom c.)

Bipolárny tranzistor

Vstupná impedancia R_1 je rovná $R_1=h_{11}= 1,3 \text{ k}\Omega$. Výstupná impedancia R_2 sa obdobne dá určiť z náhradného modelu ako $R_2=1/h_{22} \parallel R_C$.

Analýza obvodu na obr. 4.4.1 bola vcelku jednoduchá. Analýza by sa skomplikovala pridaním len jednoduchého rezistora do série s emitorom alebo uvažovaním parametra h_{12} (obr. 4.4.2). Obidva tieto prvky spôsobujú spätnoväzobné pôsobenie výstupného obvodu na vstupný. V Osobitnej kapitole budú prebrané účinky kladnej a zápornej spätnej väzby, ktoré dokážu kvalitatívne odhadnúť účinok týchto prvkov. Univerzálne ale možno ich účinok spočítať presnou obvodovou analýzou, kedy chovanie vstupného a výstupného obvodu je opísané sadou lineárnych rovníc.

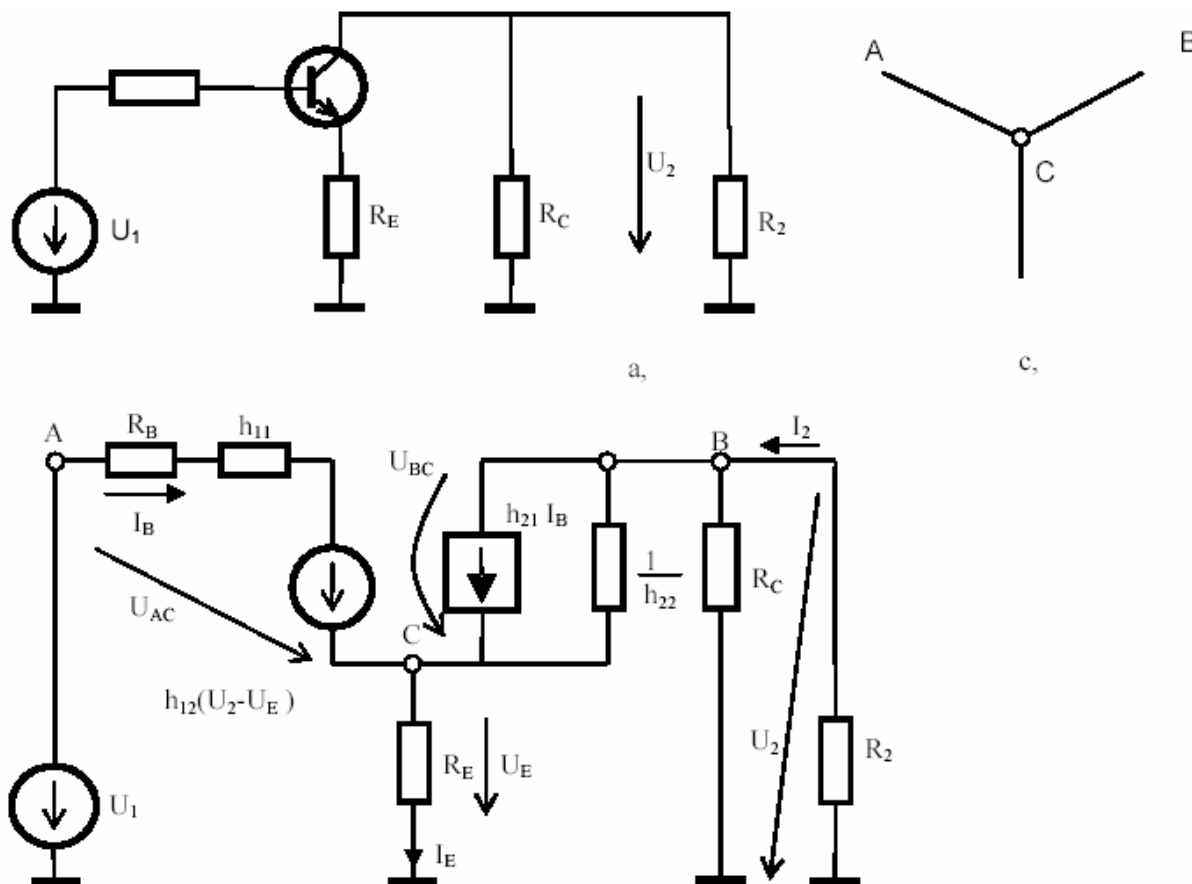
$$\begin{aligned}U_{AC} &= (R_B + h_{11})I_1 + h_{12}U_{BC} \\U_{BC} &= (I_2 - h_{21}I_1) \left(\frac{1}{h_{22}} \parallel R_C \right) \\U_E &= R_E I_E \\U_2 &= -I_2 R_Z \\I_E &= (I_2 + I_1) \\U_1 &= U_{AC} + U_E \\U_2 &= U_{BC} + U_E\end{aligned} \tag{4.4.3}$$

Sústava rovníc bola zostavená postupom ktorý využívajú programy pre počítačovú analýzu obvodov metódou stavových rovníc.

Zostavovanie vychádza z troch podsústav vytvorených pre graf obvodu (obr. 4.4.2c.). Graf obsahuje vetvy stromu (všetky vetve spájajúce všetky uzly bez vytvorenia slučiek) vyznačené hrubo a tetivy (zvyšné vetvy grafu) vyznačené tenkou čiarou.

- Prvou podsústavou je opis vlastností každej vetvy grafu Ohmovým zákonom – prvé štyri rovnice sústavy.
- Druhou podsústavou je sústava rovníc vytvorená na základe I.Kirchhoffového zákona. Viazže sa na jediný uzol stromu grafu (v strede). Keďže strom má jediný uzol aj druhá podsústava je tvorená jednou rovnicou.
- Tretia podsústava opisuje vlastnosti obvodu II.Kirchhoffovým zákonom. Každá rovnica sa viaže na jednu tetivu grafu. V našom prípade sú tvorené dvoma rovnicami.

Bipolárny tranzistor



Obr. 4.4.2 Určenie vstupného odporu tranzistorového stupňa SE pozmeného vplyvom emitorového rezistora.

Neznámymi v tejto sústave sú hodnoty U_{AC} , U_{BC} , U_E , U_2 , I_2 , I_1 , I_E . Známa je fáza vstupného napätia U_1 pre ktoré zisťujeme napäťový zisk A_U vstupnú R_1 a výstupnú R_2 impedanciu. Takto vytvorená sústava je úplná a neobsahuje lineárne závislé rovnice. Keďže graf obsahuje jeden vlastný uzol a dve tetivy z grafu možno určiť jednu nezávislú rovnicu podľa I. Kirchhoffovho zákona a dve nezávislé rovnice podľa II. Kirchhoffovho zákona. Nedodržanie tejto zásady, napríklad vymenením rovnice podľa prvého Kirchhoffovho zákona za ďalšiu rovnicu podľa II. Kirchhoffovho zákona, by sa v sústave rovníc objavila lineárne závislá rovnica. Riešením sústavy by bolo nič nehovoriace triviálne riešenie $x=x$.

Vstupná impedancia $R_1 = U_1/I_1$ sa zistí z pomeru známeho napätia U_1 pre vypočítaný prúd I_1 zo sústavy (4.4.3).

Z pohľadu výstupu pôsobí obvod ako zdroj signálu s vnútorným odporom R_2 , jeho určenie je zložitejšie a nepostačuje púhy pomer výstupného napätia výstupným prúdom. Pri jeho určení sa vychádza zo zaťažovacích vlastností tak ako to predpisuje Thevenínová teoréma $R_2 = U_{20}/I_{2K}$. Napätie v jeho čitateli je výstupné napätie U_{20} naprázdno ($R_Z = \infty$). Prúd v jeho menovateli predstavuje výstupný prúd nakrátko I_{2K} . Jeho hodnota sa určí pre $R_Z = 0$. Napätie naprázdno U_{20} aj prúd nakrátko I_{2K} je určený zo sústavy (4.4.3) len pre spomenuté hodnoty odporov R_Z . Takýto postup zohľadní pôsobenie riadených zdrojov prúdu a napätia v obvode kde sa presadzujú späťvzobné účinky signálu zo výstupu na vstup a potom priame pôsobenie takéhoto signálu opäť na výstup.

Zápis chovania sústavou metódou stavovej premennej vedie na maximálne možný počet rovníc opisujúcich obvod. Na druhej strane zabezpečí, že v sústave sa nevyskytne lineárne závislá rovnica. Tá by spôsobila, že výsledkom namáhavého výpočtu by bolo triviálne riešenie. Je vhodný na automatizáciu opisu obvodu pri riešení obvodu počítačom. V programe SPICE s príkazovým

užívateľským rozhraním tvorí jeho prvú časť, kde každá vetva je samostatne opísaná. Riešenie lineárnej sústavy je následne maticová rutina, nachádzajúca sa vo väčšine matematických programov. Pre manuálne riešenie obvodov je tento postup pracný. V ďalšom texte učebnice bude postačovať pre opis obvodov len sústava toľkých nezávislých rovníc koľko je neznámych veličín obvodu.

Zapojenie so spoločným emitorom s väzobným kondenzátorom

Úlohou väzobného kondenzátora na vstupe je spájať jednotlivé tranzistorové stupne do kaskády tak, aby sa jednosmerné výstupné napätie pracovného bodu prvého stupňa neovplyvňovalo jednosmernú polarizáciu určujúcu pracovný bod druhého stupňa. Obdobná situácia nastane, ak sa pripojí na vstup vstupný striedavý napäťový zdroj. Ten svojou nulovou vnútornou impedanciou skratuje vstupné jednosmerné napätie potrebné pre vytvorenie pracovného bodu. Potreba oddelovacieho kondenzátora odpadá, ak v prvom prípade jednosmerné pracovné napätie výstupu je zhodné s jednosmerným napätím vstupu druhého stupňa. V druhom prípade oddelovací kondenzátor nebude chýbať ak vstupné pracovné napätie je nulové. To vysvetľuje prečo mnohé analógové obvody sú napájané symetricky dvoma opačnými zdrojmi s rovnakou hodnotou a prečo sa využívajú komplementárne tranzistorové stupne (PNP s NPN tranzistormi).

Pre zachovanie dostatočne nízkej medznej frekvencie väzobný kondenzátor má vysokú kapacitu. Ak má mať obvod nastavený jednosmerný pracovný bod zhodne s predchádzajúcim prípadom, hodnoty prvkov ostanú nezmenené a odpor R_B je uzemnený. Za predpokladu zanedbateľnej impedancie väzobného kondenzátora pre pracovné frekvencie voči vstupnej impedancii tranzistora $1/\omega C_C \ll h_{11}$ možno pre vstupný a výstupný obvod písať

$$U_2 = -h_{21} I_b \left(\frac{1}{h_{22}} \parallel R_C \right) \quad (4.4.4)$$

$$I_b = \frac{U_1}{h_{11}}$$

Úpravou rovníc pre zosilnenie platí

$$A_U = \frac{U_2}{U_1} = -\frac{h_{21}}{h_{11}} \left(\frac{1}{h_{22}} \parallel R_C \right) \quad (4.4.5)$$

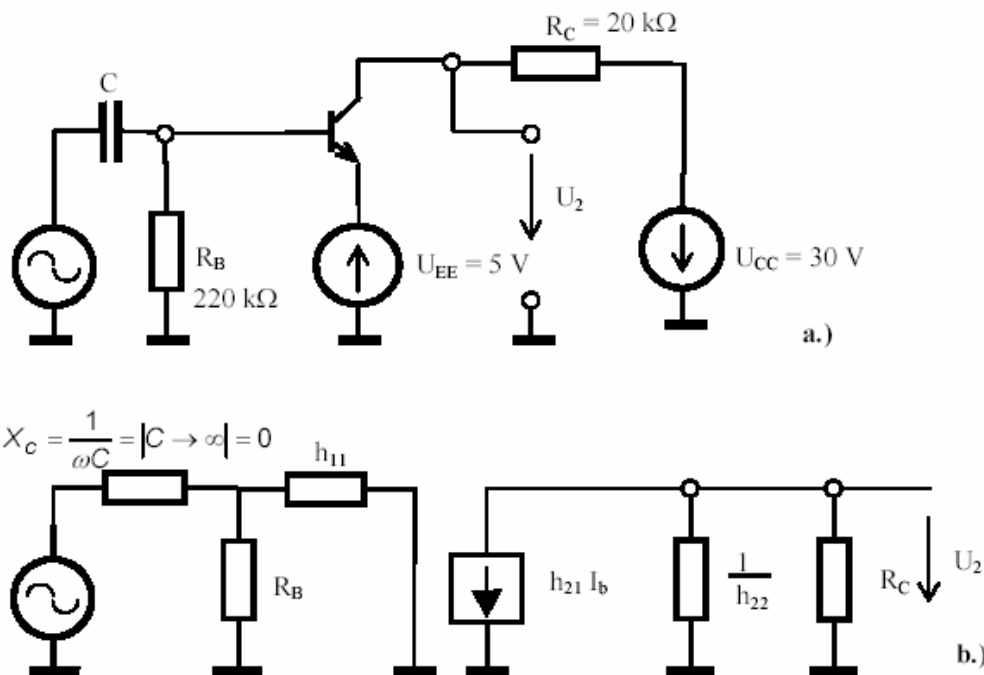
Pre hodnoty prvkov podľa obr. 4.4.3 napäťové zosilnenie je väčšie ako v predchádzajúcom prípade a je rovné $A_U = -513$.

Toto veľké zosilnenie začne klesať, keď impedancia väzobného kondenzátora začne mať porovnateľnú hodnotu so vstupným odporom tranzistora h_{11} . Minimálna hodnota frekvencie pri ktorej nastane zoslabenie signálu **na hodnotu 0,707 pôvodnej veľkosti** určuje dolnú medznú frekvenciu zapojenia ω_D . Jej veľkosť možno určiť z podmienky $1/\omega_D C_C = h_{11}$. V logaritmickej stupnici pokles napätia na vstupe tranzistora predstavuje hodnotu $20 \cdot \log(0,707) = -3\text{dB}$. Vstupný obvod predstavuje delič s reaktanciou $1/\omega_D C_C$ v sérii s odporom h_{11} .

Hodnota medznej frekvencie z tejto podmienky sa určí z rovnice

$$\left| \frac{U_{h_{11}}}{U_1} \right| = \frac{h_{11}}{\sqrt{\left(\frac{-j}{\omega_D C_C} \right)^2 + h_{11}^2}} = 0,707 \Rightarrow \frac{1}{\omega_D C_C} = h_{11} \quad (4.4.6)$$

odtiaľ $\omega_D = \frac{1}{C_C h_{11}}$



Obr. 4.4.3 Zapojenie tranzistorového stupňa s oddeľovacím kondenzátorom

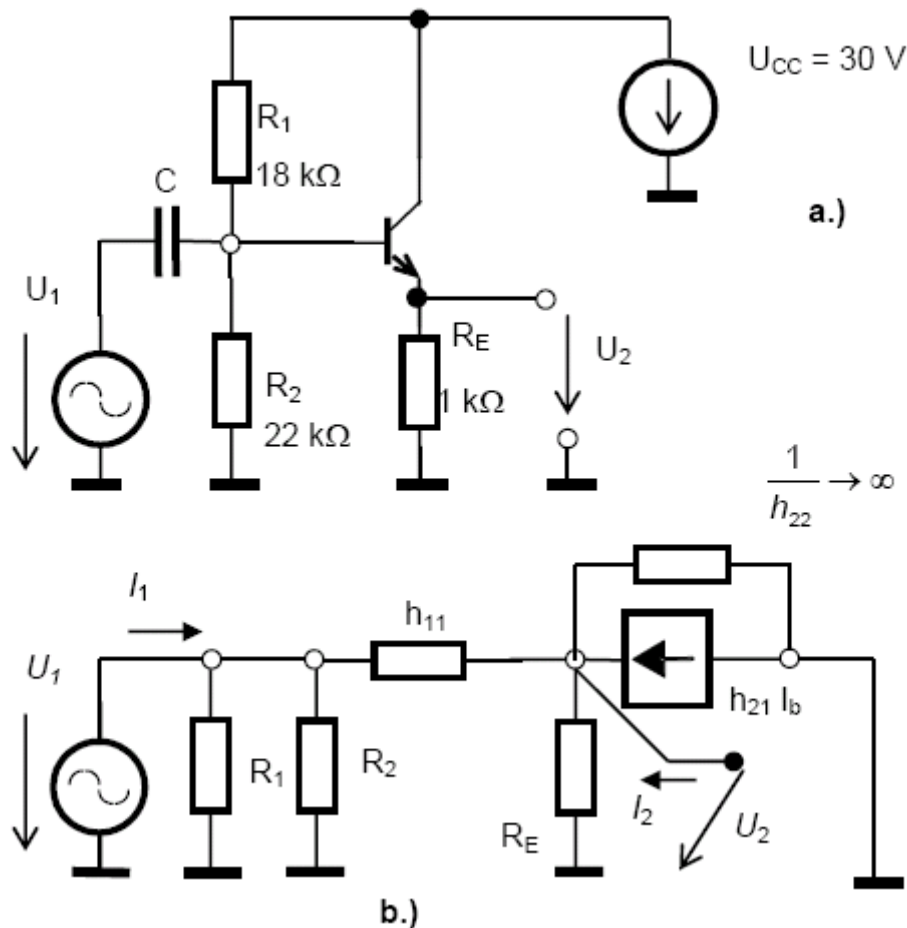
Zapojenia so spoločným kolektorom

Označenie tohto zapojenia vychádza z faktu, že spoločnou elektródou vstupne a výstupnej brány v ST signálovej schéme je kolektor. Medzi obvodármi sa zaviedol aj termín „emitorový sledovač“. Úplná schéma zapojenia tohto stupňa je na obr. 4.4.4 a.). V tomto zapojení odporový delič R_1, R_2 vytvárajú pracovný bod bázového napätia. Nakoľko toto napätie je odlišné od nuly nie je možné signálový zdroj s jeho nulovým vnútorným odporom priamo pripojiť na bázu. Musí byť použitý oddeľovací väzobný kondenzátor podobne ako to bolo uvádzané v predchádzajúcej časti. Výsledná signálová schéma je na obr. 4.4.4 b.). V nej je napájací zdroj skratovaný a väzobný kondenzátor predstavuje tiež skrat.

V obvode je spoločným rezistorom pre vstupný a výstupný obvod rezistor R_E . Opis tohto zapojenia vedie na zložitú sústavu (4.4.3). Stačí malé zjednodušenie modelu pre potreby kvalitatívneho odhadu vlastností zapojenia a zložitost' sústavy sa významne zníži. Tým zjednodušením modelu tranzistora je uvažovanie spätnoväzobného napäťového prenosu h_{12} nulovým a považovanie výstupu z kolektora za ideálny prúdový zdroj kedy paralelná vodivosť $h_{22}=0$. Zvyšné koeficienty hybridného modelu sú tie najvýznamnejšie v opise chovania tranzistora a sú h_{11} a h_{21} . Bežná hodnota prúdového zosilnenia je $h_{21}=100$. Parametre h_{11} závisia od emitorového prúdu podľa vzťahov (4.1.4) a (4.3.2). Pracovný bod je určený kolektrovým prúdom $I_{CQ}=4,5$ mA a napätie kolektora je $U_{CEQ}=5,5$ V. Veľkosť týchto veličín čitateľ dokáže určiť z jednosmernej analýzy úplného obvodu za predpokladu uvažovania zanedbateľného bázového prúdu vstupným deličom voči priečnemu prúdu deličom. Hodnotu

Bipolárny tranzistor

vstupného odporu tranzistora h_{11} možno určiť na základe vzťahu (4.3.3) ako $h_{11} = 100 \cdot \frac{26\text{mV}}{4,5\text{mA}} \cong 580\Omega$



Obr. 4.4.4 Úplné zapojenie stupňa SC a jeho náhradná schéma s využitím h-modelu SE. Reaktancia vstupného oddeľovacieho kondenzátora C_C je nahradená pre stredné frekvencie skratom.

Hodnoty zosilnení a vstupných a výstupných impedancií sa dajú určiť z rovníc odvodených pre signálovú ST schému.

$$U_b = I_b \cdot h_{11} + (h_{21} + 1) I_b \cdot R_E = [h_{11} + (h_{21} + 1) R_E] I_b \quad (4.4.7)$$

Odpor ktorý sa javí zo svorky báze je $Z_b = \frac{U_b}{I_b} = h_{11} + (h_{21} + 1) R_E = 101,6\text{ k}\Omega$

Vstupná impedancia celého zosilňovača je $Z_1 = R_1 \parallel R_2 \parallel Z_b = 9,3\text{ k}\Omega$

Výstupná impedancia sa získa postupom podobným tomu ako sa určujú vnútorné odpory náhradných zdrojov. Pre vstupné napätie U_1 sa vypočíta výstupné napätie naprázdno U_{20} a prúd nakrátko I_{2k} . Ich pomer určuje výstupnú impedanciu Z_2 emitorového sledovača.

Bipolárny tranzistor

$$U_{20} = R_E I_b (1 + h_{21}) \quad \Rightarrow \quad U_{20} = \frac{U_1 R_E (1 + h_{21})}{h_{11} + R_E (1 + h_{21})}$$

$$I_b = \frac{U_1 - U_{20}}{h_{11}} \quad (4.4.8)$$

$$I_{2k} = \frac{U_1}{h_{11}} (1 + h_{21})$$

Výstupná impedancia je určená vzťahom

$$Z_2 = \frac{R_E h_{11}}{h_{11} + R_E (1 + h_{21})} = R_E \parallel \frac{h_{11}}{(1 + h_{21})} = \left| \begin{array}{l} \text{po} \\ \text{dosadení} \end{array} \right| = 5,9 \, \Omega \quad (4.4.9)$$

Druhý výraz v paralelnom radení je dominantný a znamená, že výstupné napätie emitorového sledovača je udržiavané konštantné zosilňovacím efektom tranzistora. Zníženie výstupnej impedancie sledovača možno tiež vysvetliť ako účinok zápornej spätnej väzby napäťovej, ktorá znižuje výstupný odpor.

Prúdové zosilnenie celého stupňa sa určí ako pomer $A_i = I_e / I_i$. Pre prúdy platí:

$$I_1 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{h_{11}} \right) = I_b \frac{1}{h_{11}} \quad \Rightarrow \quad A_i = \frac{(1 + h_{21}) \cdot R_1 \parallel R_2}{[R_1 \parallel R_2 + h_{11} + (h_{21} + 1) R_E]} \cong (1 + h_{21}) \quad (4.4.10)$$

$$I_e = I_b (1 + h_{21})$$

Posledné zjednodušenie je možné za obvykle splneného predpokladu, že hodnota paralelne radených odporov R_1 a R_2 je v hranatej zátvorke prevažujúca.

Hodnotu napäťového zosilnenia možno určiť ako pomer $A_u = U_2 / U_1$. Zo sústavy opisujúcej vstupný prúd a výstupné napätie je ho možné vypočítať.

$$U_1 = Z_b I_b \quad \Rightarrow \quad A_u = \frac{R_E (1 + h_{21})}{Z_b} \cong 0,99$$

$$U_2 = (1 + h_{21}) I_b \quad (4.4.11)$$

Správnosť výsledku je možné potvrdiť jednoduchou úvahou. Ak ubytok na prechod báza emitor sa uvažuje malý a konštantný 0,65 V výstupné napätie sleduje vstupné. Napäťový zisk je potom jednotkový.

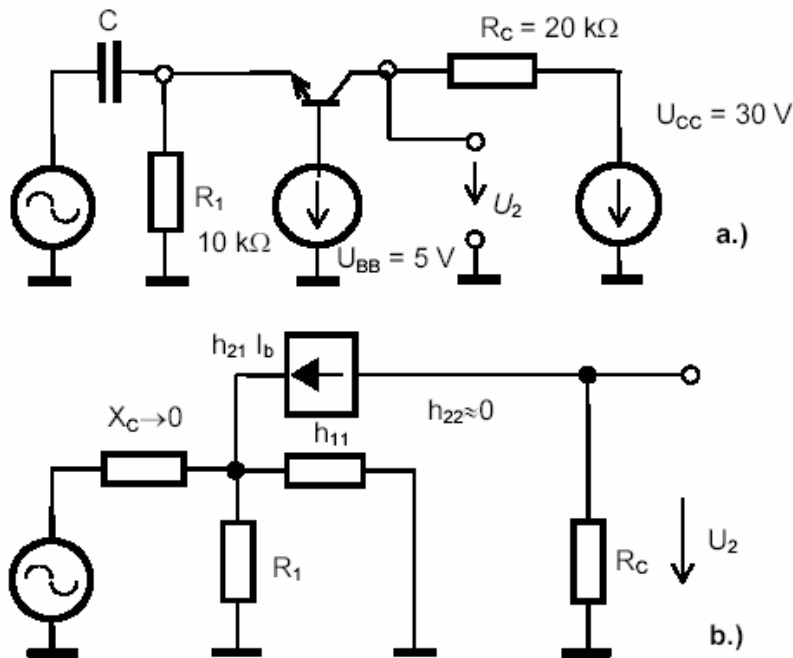
Charakteristickými znakmi zosilňovača so spoločným kolektorom je napäťový zisk blízky jednotke, prúdový zisk veľký. Vstupná impedancia veľmi veľká a výstupná impedancia veľmi malá. Tieto vlastnosti určujú použiteľnosť emitorových sledovačov ako impedančných transformátorov.

Zapojenie so spoločnou bázou

Obvod so spoločnou bázou sa chová ako veľmi kvalitný prúdový zdroj ktorý opakuje vstupný prúd snímaný cez malý vstupný odpor. Obvod je zapojený podľa obr. 4.4.5.a.). Jednosmerný pracovný bod je v tomto prípade vytváraný dvoma napájacími zdrojmi. Jeho ST schéma je na obr. 4.4.5.b.). Pre výpočet parametrov výsledného obvodu možno použiť h-parametre tranzistora sú odvodené pre prípad zapojenia so spoločnou bázou. Pre h parametre so SE musí byť emitor na vstupe uzlom, do ktorého je zapojený aj odpor h_{11} aj riadený prúdový zdroj $h_{21} I_b$. Použitie jedného h-parametrického

Bipolárny tranzistor

modelu pre ľubovoľné zapojenie s presným zachovaním polohy uzlov je jednoduchší ako ten ktorý pre každé zapojenie prepočítava h parametre podľa zapojenia napr. SB a SC. Pri prepočte parametrov pre jednotlivé zapojenia hrozí vznik zaokrúhlovacích chýb a nesprávneho použitia ak všetky uzly tranzistor sú oddelené od zemniacej svorky nenulovou impedanciou.



Obr. 4.4.5 Úplné zapojenie stupňa SB a jeho náhradná schéma s využitím h-modelu SE.

Vstupná impedancia zapojenia je určená rovnicami pre vstupné prúdy. Posledná úprava využíva fakt, že vstupný odpor v zapojení SE predstavovaný h_{11} je znížený prúdovým zosilnením SE h_{21} . Z výrazov (4.1.4) a (4.3.2) je zrejmé, že vstupný odpor zapojenia SB sa rovná diferenciálnemu odporu otvoreného priechodu báza-emitor $h_{11SB} = h_{11}/(h_{21}+1) = r_{BE}$.

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= -I_b - h_{21}I_b + \frac{U_1}{R_1} \\ I_b &= \frac{U_1}{h_{11}} \end{aligned} \right\} Z_1 = \frac{U_1}{I_1} = \frac{1}{\frac{h_{21}+1}{h_{11}} + \frac{1}{R_1}} = h_{11} \parallel R_1 = \frac{nU_T}{I_{BQ}} \parallel R_1 \quad (4.4.12)$$

Výstupná impedancia Z_2 je určená výhradne odporom $Z_2 = R_C$ lebo neexistuje iná významná spätná väzba z výstup na vstup. Prúdový zosilňovací činiteľ $A_i = I_c/I_1$ je určený z dvoch rovníc pre vstup a výstup

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= -I_b - h_{21}I_b + \frac{U_1}{R_1} \\ I_2 &= h_{21}I_b; I_b = \frac{U_1}{h_{11}} \end{aligned} \right\} A_i = \frac{h_{21}I_b}{I_1} = \frac{h_{21}I_b}{I_b \left(-(h_{21}+1) + \frac{h_{11}}{R_1} \right)} \quad (4.4.13)$$

Bipolárny tranzistor

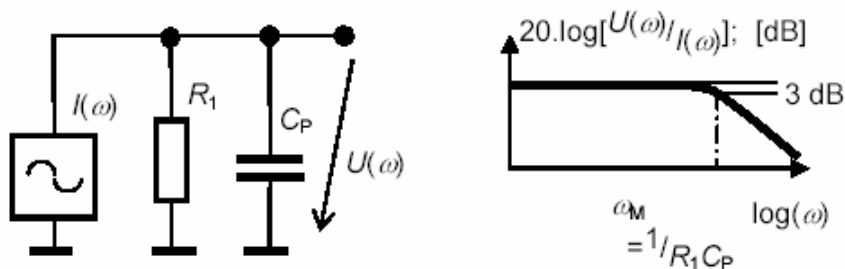
Za predpokladu, že vstupná dynamická impedancia h_{11} tranzistora v zapojení SE je menšia ako odpor R_1 nastavujúci pracovný bod $h_{11} \ll R_1$.

$$A_i = \frac{I_2}{I_1} = \left| h_{11} \ll R_1 \right| = \frac{h_{21}}{-(h_{21} + 1)} \approx -1 \quad (4.4.14)$$

Napäťový zosilňovací činiteľ sa dá ľahko určiť z hodnoty prúdového zosilnenia a veľkosti zaťažovacieho odporu R_C .

$$A_u = \frac{U_2}{U_1} = \frac{I_2 R_C}{(h_{11} \parallel R_1) I_1} = \frac{A_i R_C}{(h_{11} \parallel R_1)} \quad (4.4.15)$$

Malý vstupný odpor potláča vplyv parazitných kapacít na vysokofrekvenčných vedeniach napájaných prúdovým zdrojom so širokým intervalom frekvencií (obr. 4.4.6). Horná medzná frekvencia pri ktorej začína prenosová funkcia vykazovať pokles (o 3 dB – absolútne 0,707 maximalnej hodnoty) je určená výrazom $\omega_H = 1 / C_P R_1$. Hlavnou úlohou zosilňovačov zapojených so spoločnou bázou je preto spracovávať širokospektrálny signál prúdovo, na malých impedanciách. Prúdové spracovanie širokopásmového signálu s malými hodnotami napätia zabraňuje väzbám cez najobvyklejšie parazitné veličiny – väzobné capacity.



Obr. 4.4.6 Prenosová charakteristika tranzistorového stupňa

4.5 Nastavenie pracovného bodu tranzistorového stupňa

Výpočet JS pracovných prúdov sa zakladá na jednosmernej analýze elektronického obvodu. Najjednoduchší model JS model tranzistora (

obr. 4.1.3) nahrádza chovanie na priepustne polarizovanom PN priechode jednosmerným napätím o hodnote 0,7 V ideálnou diódou s polarizovaným predpätím (obr. 4.1.4). Za uzavretý sa bude považovať tranzistor pri poklese napätia pod hodnotu 0,6 V. Presnejší Ebers-Mollov jednosmerný model s využitím exponenciálnych charakteristík je v knižniciach simulačných programov. Svojou pracovnosťou nie je však vhodný na manuálny výpočet.

Zjednodušený výpočet ustáleného bodu sa zakladá na týchto výpočtových krokoch:

1. Výpočet prúdu v báze tranzistora z rovnice pre napätie vstupného obvodu pre odhadnutú hodnotu úbytku na priechode báza-emitor.

Bipolárny tranzistor

2. Výpočet kolektorového napätia z napäťovej slučky pre známe napájacie napätie a kolektorový prúd.
3. Posúdenie hraničných hodnôt U_{BE} pre maximálny rozkmit vstupného signálu a rôzne hodnoty prúdového zosilnenia tranzistora.
4. Výpočet diferenciálneho odporu priechodu báza emitör r_{BE} ako určujúceho prvku pre výpočet h_{11} pri známej hodnote prúdového zosilnenia h_{21} .

Prvým najjednoduchším prípadom nastavenia pracovného bodu sú zapojenia na obr. 4.4.3 a obr. 4.4.5. V oboch prípadoch sú použité dva zdroje.

Pre prípad obr. 4.4.3 vstupný bázový prúd je možné určiť z rovnice.

$$I_{BQ} = \frac{U_{EE} - 0,7}{R_B} = 19,3 \mu A \quad (4.5.1)$$

Odtiaľ napätie medzi kolektorom a emitörom $U_{CEQ} = U_{CC} - R_C \cdot h_{21} \cdot I_{BQ} = 10,6$ V. Pre získané hodnoty prúdov možno určiť diferenciálne parametre podľa vzťahu (4.3.3).

Rozkmit spracovávaného napätia na výstupe môže dosahovať hodnotu 10 V. Ešte vyšší rozkmit by sa dal dosiahnuť ak by hodnota pracovného napätia $U_{CEQ} = 15$ V bola v polovici medzi U_{CC} a nulou. Tým sa maximálne možný rozkmit zvýši o 50%. Súčasne je vidieť, že táto hodnota je veľmi citlivá na hodnotu h_{21} , ktorá sa pre jednotlivé exempláre toho istého typu tranzistora sa mení v šitrokom intervale hodnôt. Konštrukčne je takéto riešenie nevhodné.

Nastavenie pracovného bodu tranzistorového stupňa v zapojení SE a SB so stabilizáciou jednosmerného pracovného bodu jednosmernou zápornou spätnou väzbou sa dosiahne v mostíkových usporiadaniach. Na obr. 4.5.1 a.) je takéto zapojenie pre zosilňovač so SE. Nastavenie pracovného bodu pre zosilňovač SB je naznačené na obr. 4.5.1 b.).

Jednosmerné napätie bázy U_{BB} je určené výrazom

$$U_{BB} = \frac{U_{CC} R_2}{R_1 + R_2} \cong 1,25 \text{ V} \quad (4.5.2)$$

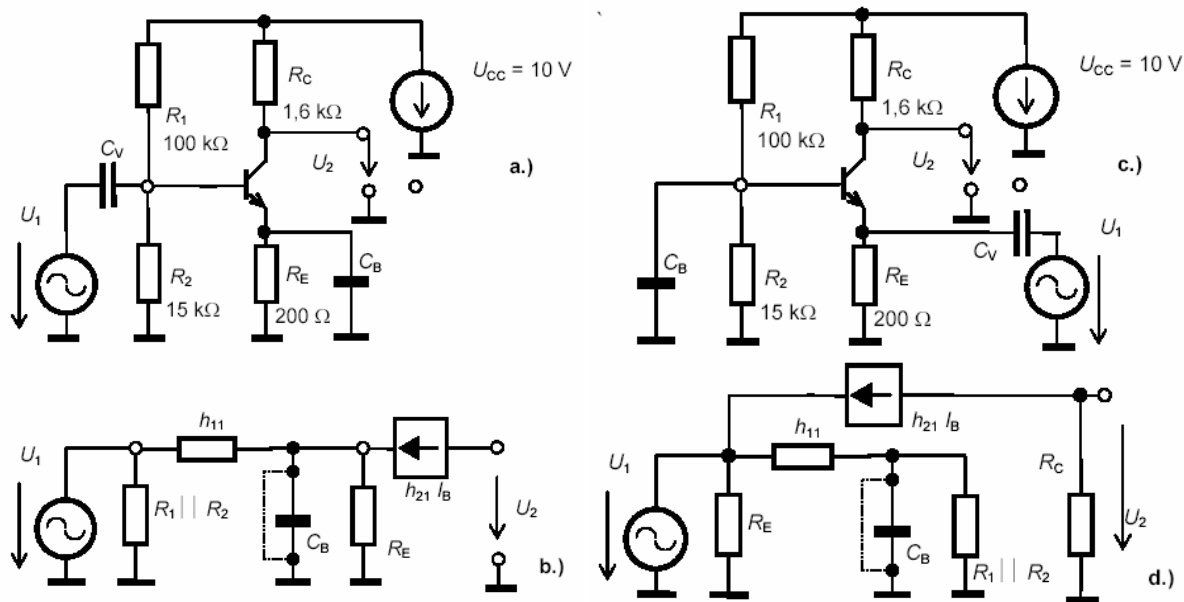
Napätie na odpore emitör R_E bude rovné hodnote $U_{RE} = 1,3 - 0,7 = 0,6$ V. Toto napätie určuje kludový prúd emitör $I_{EQ} = 0,6 / R_E = 3$ mA. Kolektorové kludové napätie je určené z kolektorového obvodu $U_{CEQ} = U_{CC} - R_C \cdot I_{CQ} = 10 - 1,6 \cdot 10^3 \cdot 3 \cdot 10^{-3} = 5,2$ V.

Signálová schéma zapojenia obr. 4.5.1 a.) je na obr. 4.5.1 c.). Pri spracovaní signálu odpor R_E spôsobuje tiež spätnú väzbu. Jeho účinkom sa napäťové zosilnenie zníži na hodnotu

$$U_2 = R_C I_b h_{21} \quad \Rightarrow \quad A_u = \frac{U_2}{U_1} = \frac{R_C h_{21}}{R_E (h_{21} + 1) + h_{11}} \quad (4.5.3)$$

Pre zvýšenie ST zosilnenia je potrebné pre striedavý signál spätnoväzobný účinok rezistora R_E vyradiť. K tomu slúži blokovací kondenzátor veľkej hodnoty C_B . Hodnotu blokovacieho kondenzátora je možné určiť z podobnej podmienky ako boli určené hodnoty hornej medznej frekvencie. Univerzálne platí podmienka že účinok kondenzátora voči rezistoru sa začne prejavovať úbytkom o 3 dB ak

absolútna hodnota jeho reaktancie je zhodná s hodnotou odporu $R_1 = 1/\omega C_B$. V prípade blokovacieho kondenzátora kondenzátor prestáva účinkovať pre menšie frekvencie ako je dolná medzná frekvencia ω_D . Hodnota blokovacieho kondenzátora sa získa úpravou predchádzajúceho výrazu $C_B = 1/\omega_D R_E$.



Obr. 4.5.1 Príklady nastavenia pracovného bodu zapojení SE a SB a ich náhradné schémy. Účinok výstupnej vodivosti $h_{22} \approx 0$ a spätnoväzobného prenosu $h_{12} \approx 0$ je zanedbateľný.

Podobný postup sa uplatní aj pri výpočte pracovného bodu zapojenia SB. Širšie možnosti stabilizácie pracovného bodu umožňujú obvody so symetrickým napájacím napätím.

4.6 Dynamické vlastnosti tranzistorového stupňa

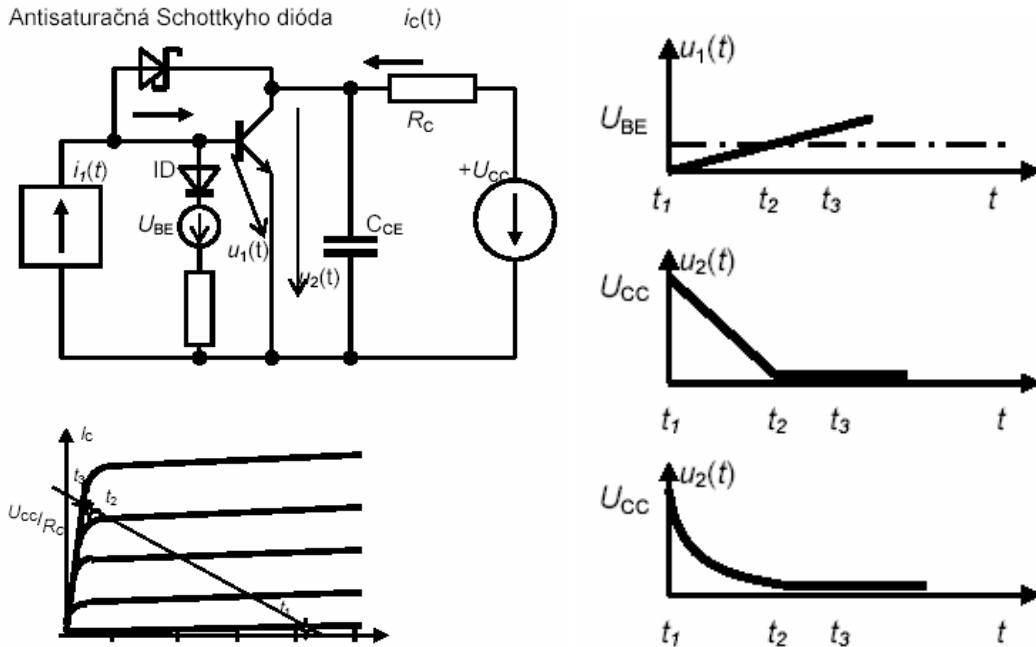
Poznanie dynamického chovania bipolárnych tranzistorov je dôležité ako v číslicových obvodoch tak aj analógových obvodoch.

V číslicových obvodoch tranzistor sa nachádza v dvoch stavoch. Prechod medzi nimi po zaťažovacej čiare je sprevádzaný prechodom zo saturácie do uzavretia a prechodom z uzavretého stavu do saturácie obr. 4.6.1. Prechod z uzavretého stavu do saturácie pri zanedbaní výstupnej kapacity tranzistora je možné chovanie tranzistora v prechode z uzavretého do otvoreného stavu opísať rovnicou

$$u_{CE}(t) = U_{CC} - R_C h_{21} i_B(t) \tag{4.6.1}$$

Proces otvárania tranzistora možno študovať najprv pre pilovito meniaci sa vstupný prúd. Otváranie tranzistora nastáva skoro okamžite v časovom okamihu t_1 . V čase t_2 sa tranzistor dostane do saturácie. V časovom intervale (t_2, t_3) dohádza k presycovaniu prechodu báza emitor nadbytočnými nábojmi. Veľkosť nadbytočného náboja Q_S je určená prebytkom bázevého prúdu voči veľkosti, ktorá minimálne postačuje na nasýtenie tranzistora a strednou dobou rekombinácie tranzistora $\tau_R = 1/2\pi f_T$. Tá je určená hornou medznou frekvenciou kedy prúdové zosilnenie klesne na jednotkovú hodnotu $\beta(\omega_T) = 1$. Tento údaj je uvádzaný v katalógoch.

$$Q_S = \left(h_{21} i_B(t_3) - \frac{U_{CC}}{R_C} \right) \tau_R \quad (4.6.2)$$



Obr. 4.6.1 Vyjádrenie prechodového javu z sietí výstupných charakteristík

Konečná hodnota výstupného napätia je rovná saturovanému napätiu kolektor-emitor $u_2(t_3) = U_{CEsat}$. Ak je časová konštanta výstupnej kapacity $\tau = C_{CE} \cdot R_C$ zanedbateľná voči prechodovému intervalu $(t_2 - t_1)$ jej vplyv je zanedbateľný. Výstupná časová konštanta sa prejaví naplno v prípade skokovej zmeny vstupného prúdu. Potom časový priebeh výstupného napätia je exponenciálny (obr. 4.6.2 e.)

$$u_2(t) = (U_{CC} - U_{CEsat}) e^{-\frac{t}{C_{CE} R_C}} + U_{CEsat} \quad (4.6.3)$$

V prípade uvažovania pôsobenia vstupnej kapacity a skokovej priebehu vstupného prúdu bude výraz (4.6.1) modifikovaný. Napätie na kondenzátore začne rásť pilovitým priebehom. Kolektorové napätie na výstupe začne klesať keď vstupné napätie prekročí prah 0,7 V. Časové okamihu su posunuté a sú označené hviezdíčkou.

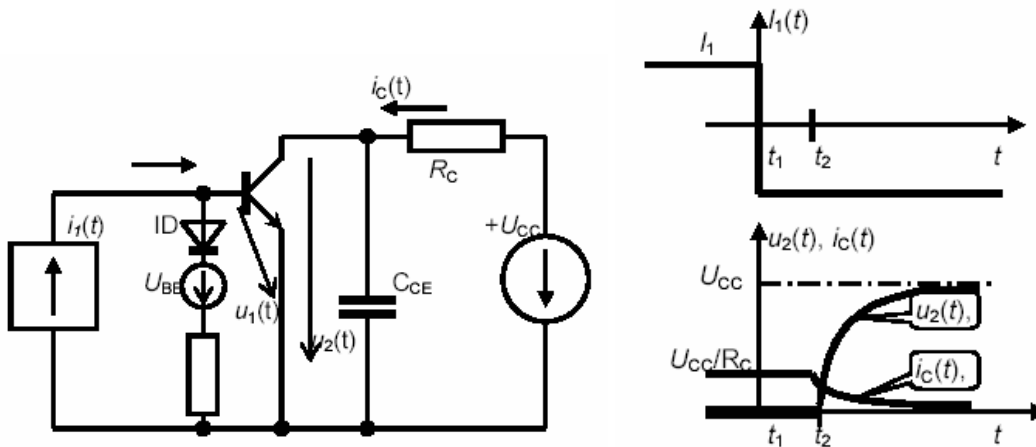
Prechod zo saturácie do uzavretie pozostáva z dvoch fáz.

V prvej fáze dochádza k odberu nadbytočných nábojov Q_S z oblasti báze. V tejto fáze (t_1 t_2) sa nemení kolektorový prúd. Trvanie tejto fázy závisí od veľkosti bázevého prúdu, ktorým sa odoberá nadbytočný náboj. Pre jej trvanie platí

$$t_2 - t_1 = \frac{Q_S}{I_2} \quad (4.6.4)$$

Bipolárny tranzistor

Po ukončení odberu prebytočných nábojov začína druhá fáza. Pri nej kolektorové napätie rastie exponenciálne. Časová konštanta je tvorená parazitnou výstupnou kapacitou C_{CE} a zaťažovacím odporom R_C .



Obr. 4.6.2 Proces odstránenia nadbytočných nábojov pri uzatváraní tranzistora

Prvá fáza je najvýznamnejšia a dá sa skracovať znížením presýtenia báze alebo obvody na vstupe ktoré zabraňujú nasýteniu kolektora. Ak rastom kolektorového prúdu sa začne kolektorové napätie približovať k nule, kedy sa tranzistor dostáva do saturácie, potom cez Schottkyho diódu sa začne znižovať napätie báza-emitor. Menšia hodnota napätia na otvorenej Schottkyho dióde (0,35 V) voči napätiu otvoreného riechodu báza-emitor (0,7 V) zabezpečí uzatváranie tranzistora skôr ako sa kolektor dostane do nasýtenia. Negatívnou spätnou väzbou cez Schottkyho diódu sa tranzistor udrží stále v aktívnej oblasti. Zanedbateľný nadbytočný náboj na Schottkyho prechode a vylúčenie presýtenia tranzistora a tým aj tvorby nadbytočných nábojov na priechode báza-emitor skráti na nulu prvú fázu prechodu do uzavretia. Druhá fáza sa dá skracovať aj použitím menších hodnôt zaťažovacích odporov a vysokofrekvenčných tranzistorov s menšími kapacitami kolektor-emitor C_{CE} .

Kapacita C_{CE} je osobitne nízka v prípade tranzistorov implementovaných v integrovaných obvodoch. Zaslúžia sa o to malé rozmery súčiastok na čípe a mimoriadne krátke prepoje medzi nimi. Vysokofrekvenčné obvody sa realizujú preto v integrovaných štruktúrach aj s obvodom frekvenčného posunu výstupného signálu po jeho prvotnom zosilnení. Výstupný zosilňovač má už dostatočne nízky výstupný odpor, kedy parazitné kapacity výstupného prepojenia sa neuplatnia v celkovej časovej konštante určujúcej hornú medznú frekvenciu.

Vysokofrekvenčný model tranzistora

Model meraný pre malý signál spomínaný v predchádzajúcej časti bol uvažovaný za predpokladu nízkych frekvencií. Pôsobenie všetkých fyzikálnych efektov pri náraste spracovávanej frekvencie zahŕňa v sebe hybridný π model (tiež označovaný ako Giacolettov model podľa jeho autora). Zjednodušením tohto modelu sa získa úprava modelu z

obr. 4.1.3 zjednodušený hybridný π model obr. 4.6.3.

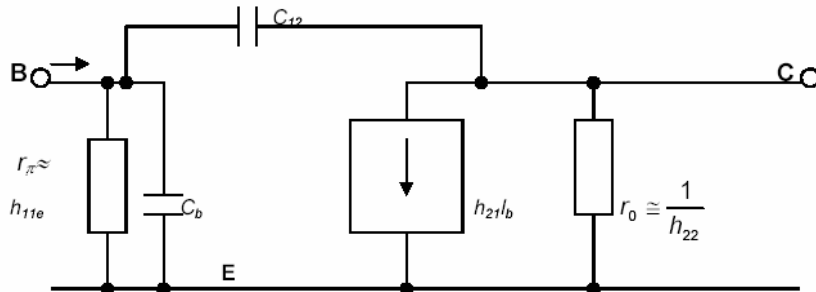
Vstupná kapacita C_b vyjadruje nahromadenie minoritných nosičov v pásme bázy. Veľkosť tohto náboja je Q_s a je určená dobou ich rekombinácie a vstupným napätím U_1 , ktoré ich odoberá

$$C_b = \frac{Q_s}{U_1} = \frac{I_C \cdot \tau_r}{U_1} \quad (4.6.5)$$

Kapacita medzi kolektorom a bázou je predstavovaná kapacitou záverne polarizovaného PN priechodu a bola opísaná v časti o diódach.

$$C_{CE} = C_{CE0} \left(1 - \frac{U_{BC}}{U_0} \right)^{-1/n} \quad (4.6.6)$$

kde n môže byť v intervale 2 – 3.



Obr. 4.6.3 Zjednodušený vysokofrekvenčný model bipolárneho tranzistora

Posledným faktorom ovplyvňujúcim vysokofrekvenčné vlastnosti tranzistora je frekvenčná závislosť prúdového zosilňovacieho činiteľa. Frekvenčná závislosť prúdového zosilnenia spôsobí aj fázový posun signálu podľa vzťahov.

$$h_{21e}(f) = \frac{h_{21e0}}{1 + j \left(\frac{f}{f_\beta} \right)}; \quad h_{21b}(f) = \frac{h_{21b0}}{1 + j \left(\frac{f}{f_\alpha} \right)}; \quad \text{kde} \quad \beta f_\beta = \alpha f_\alpha = f_T \quad (4.6.7)$$

Medzná frekvencia v zapojení SB rovná f_α je vyššia ako medzná frekvencia SE f_β . Univerzálen je ich veľkosť možno určiť z hodnoty tranzitnej frekvencie f_T udávanej pre všetky tranzistory v katalógu.

Vysokofrekvenčné modely sú veľmi užitočné pri skúmaní chovania tranzistorových stupňov pri hraniciach ich fyzikálnych možností (100 MHz až 1 GHz). Vtedy všetky parazitné väzby nadobudnú váhu a spolu s prvkami na vstupe môžu spôsobiť, že tranzistorové zapojenie bude mať pre isté frekvencie kladnú spätnú väzbu vedúcu k oscilovaniu zapojenia. Preto je užitočné predom overiť vlastnosti zosilňovača softverovým simulátorom s dobre definovaným vstupným modelom.

Podrobnejšiu analýzu dynamických pomerov tranzistorového stupňa najde čitateľ v literárnych zdrojoch [1], [2].

4.7 Číslicové obvody na báze bipolárnych tranzistorov

Modifikáciou DTL logických obvodov sú číslicové obvody TTL (Tranzistor-Tranzistor-Logic). Na rozdiel od obvodov DTL sa realizuje logický súčin na vstupnom viacemitorovom bipolárnom tranzistore. Voči logickým obvodom DTL viacemitorovým tranzistorom sa zmenšia vstupné kapacity a dosiahne sa skrátenie nábežných a zostupných hrán. Výsledkom je vyššia medzná frekvencia spracovaných logických signálov v porovnaní s obvodmi DTL.

Prechody jednotlivý emitor spoločná báza vstupného tranzistora pôsobia analogicky ako logické hradlo v obvodoch DTL. Základnou bunkou je súčinové hradlo s invertorom ukázané na obr.4.7.1. Tranzistor T_1 realizuje logický súčin vstupných premenných. Ak ktorýkoľvek emitor bude mať pripojené vstupné napätie logickej úrovne L (0 V) prechod báza emitor sa otvorí. Napätie na báze bude za

Bipolárny tranzistor

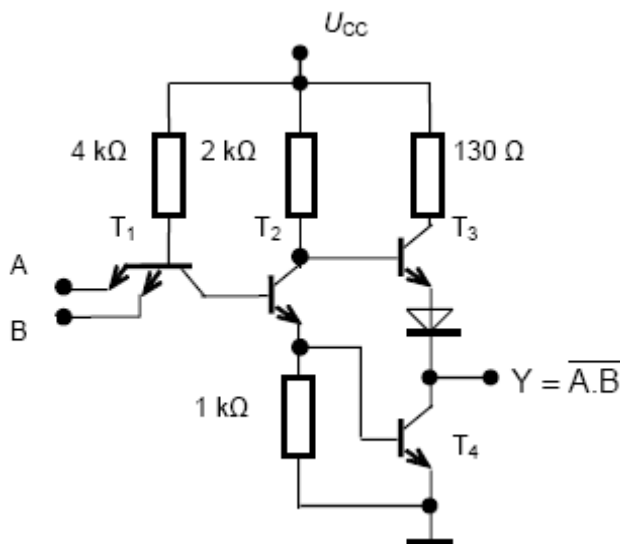
predpokladu nulového napätia pri logickej úrovni L rovné napätiu 0,7 V. To nepostačuje na vytvorenie kladného nenulového bázového prúdu tranzistora T_2 , lebo vo vetve medzi bázou tranzistora T_1 a zemou sú dv PN priedochy požadujúce pre otvorenie minimálne napätie 1,4 V. Tranzistor T_2 zostane uzavretý a na jeho kolektore bude kladné napätie blízke napätiu U_{CC} . Dôsledkom toho tranzistor T_4 zostane uzavretý a tranzistor T_3 bude otvorený v zapojení emitorový sledovač. Na emitore tranzistora T_3 bude napätie jeho báze približne rovné U_{CC} znížené o hodnotu napätia otvoreného prechodu báza emitor (0,7 V) a napätia na dióde. Výstupné napätie hradla odpovedajúce logickej úrovni H rovné 3,6 V.

Za podmienky že obidva vstupy tranzistora T_1 budú na logickej úrovni H (>3,6 V), napätie na báze bude ešte zvýšené o napätie otvoreného PN priedochu. Na druhej strane sa otvorí jeho priedoch báza - kolektor. Prúd pretekajúci týmto priedochom je dostatočný na otvorenie tranzistora T_2 a jeho uvedenie do saturovaného stavu. Na jeho emitore bude napätie zhodné s kolektorovým a pre napájacie napätie $U_{CC}=5$ V rovné

$$U_B \cong U_C = U_{CC} \frac{1k\Omega}{1k\Omega + 2k\Omega} = |U_{CC} = 5V| \cong 1,6 V \quad (4.7.1)$$

Na výstupe je tranzistor T_4 otvorený a tranzistor T_3 pôsobí ako emitorový sledovač, ktorý zníži napätie z kolektora na výstup hradla na výstupné napätie odpovedajúce logickej úrovni L rovné <0,2 V.

Vytvorenie iných logických funkcií ako OR, AND a ich inverzií využíva modifikácie zapojenia hradla ukázaného na obr.4.7.1. Tiež s využitím princípov Boolovej algebry možno pomocou rôznych prepojení základných hradiel dodávaných výrobcom vytvárať zložitejšie logické funkcie. Takýmto obvodom vytvárajúce požadovanú logickú funkciu sa tiež hovorí pevne naprogramované logické automaty. Ich opakom sú riadiace obvody kde logickú funkciu plní softvérovo naprogramovaný mikroprocesor. Ten podľa stavu vstupných logických signálov na základe programu generuje výstupné logické signály.



Obr. 4.7.1 TTL hradlo realizujúce invertovaný logický súčin

Nevýhodou uvedeného hradla je veľký rozdiel vstupných prúdov hradla pre obidve logické úrovne. Prúd emitora tranzistora T_1 pre úroveň L je cca 10 krát väčší ako pre logickú úroveň H. Na výstup jedného hradla sa možno zapojiť maximálne 10 hradiel. Maximálne prípustný počet hradiel pripojiteľných na výstup TTL hradla je označovaný ako logický zisk. Modifikáciou invertora kde sa do výstupného obvodu zaradi prúdový zosilňovač s dvoma tranzistora, možno logický zisk zvýšiť.

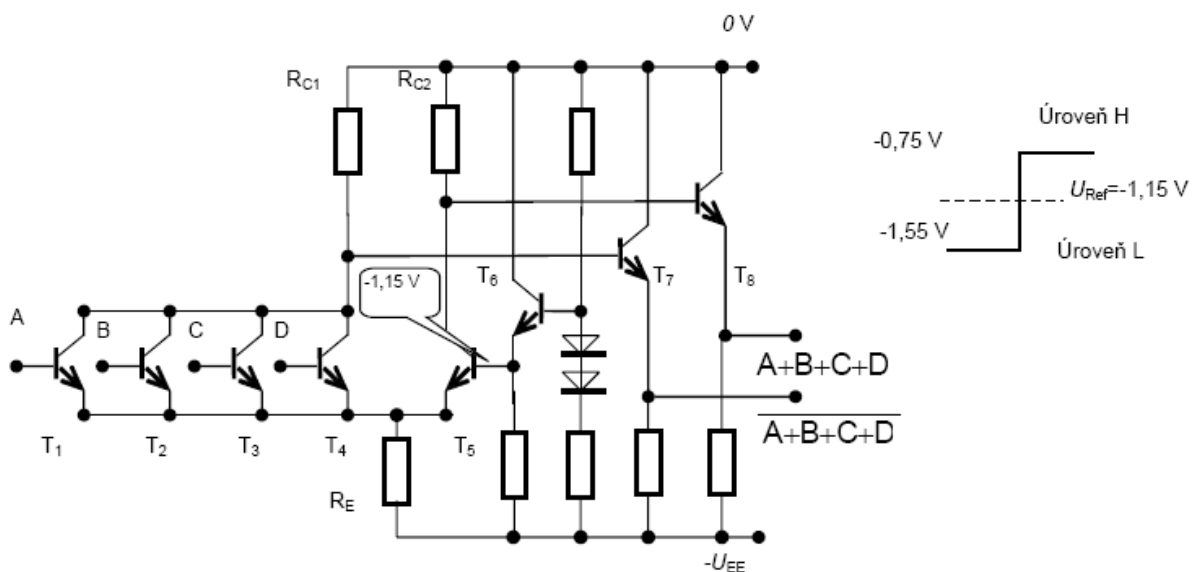
Bipolárny tranzistor

Inými modifikáciami sú TTL obvody využívajúce tranzistory so Schottkyho antisaturačnými diódami (obr.4.6.1). Potlačenie doby odsýtenia tranzistora tým, že Schottkyho diódy zabránia nasýteniu tranzistorov hradla umožní dosiahnuť oneskorenia jedného hradla na dobu 3 ns.

Ďalšou modifikáciou je TTL logika s nízkym príkonom, ktorá sa vyznačuje zhruba desaťnásobne menším stratovým príkonom. Dosahuje sa to zaradením väčších odporov do základného zapojenia obr.4.7.1. Daňou za to je ale zväčšenie oneskorenia na jedno hradlo.

V doteraz uvedených obvodoch halvným zdrojom oneskorenia bol fakt, že tranzistory hradla sa dostávali do nasýteného stavu. Ako bolo spomenuté v časti 4.6 dochádza na nich k hromadeniu nadbytočného náboja v oblasti báza-kolektor. Odstránenie nadbytočného náboja počas prepínania má veľký vplyv na veľkosť výsledného oneskorenia pri uzatváraní tranzistora. V obvodoch ECL (Emitter Coupled Logic) pracujú tranzistory mimo oblasť nasýtenia, čo vylučuje oneskorenie odstarňovaním nadbytočného náboja. Na výstupe hradla sa používajú emitorové sledovače, ktoré urýchľujú proces nabíjania kapacity záťaže.

Základné zapojenie používané v obvodoch ECL je na obr.4.7.2. Vstupnú časť tvoria tranzistory T_1 - T_4 so spoločným kolektorovým rezistorom R_{C1} a tranzistor T_5 na bázu ktorého je pripojené referenčné napätie odoberané zo zdroja referenčného napätia pomocou tranzistora T_8 . Veľkosť referenčného napätia zodpovedá rozhodovacej úrovni, ktorá je uprostred medzi napätiami úrovni H ($U_H = -0,75$ V) a L ($U_L = -1,55$ V). Zmena logického stavu na úroveň H na jednom vstupe z tranzistorov T_1 - T_4 spôsobí presmerovanie prúdu I_{RE} z vetvy T_5 na vetvu paralelne zapojených tranzistorov T_1 - T_4 . Tým sa úbytok na odpore $R_{C2} \cdot I_{RE}$ zmení na nulový a nasledne tento úbytok sa vytvorí na odpore R_{C1} . Zmeny napätia na odporoch R_{C1} , R_{C2} sa prenesú emitorovým sledovačom na výstup hradla.



Obr. 4.7.2 ECL hradlo realizujúce invertovaný a neinvertovaný logický súčet

5 POĽOM RIADENÉ TRANZISTORY

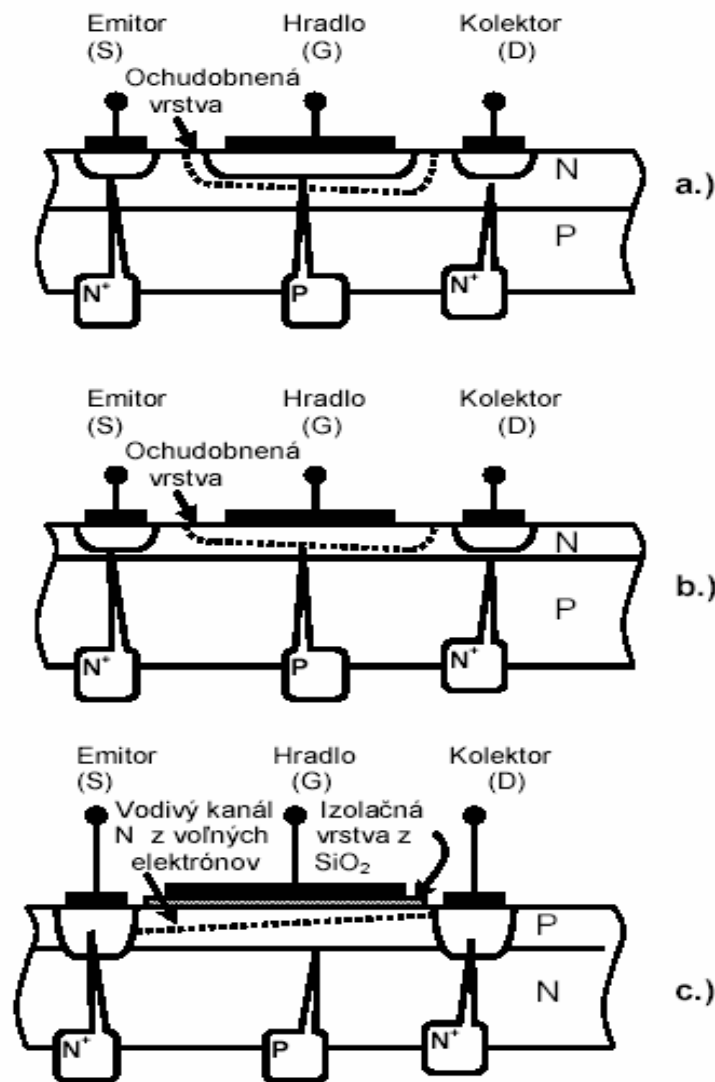
Polom riadené tranzistory pracujú na úplne inom princípe ako bipolárne tranzistory. Princíp bipolárnych tranzistorov je založený na prenose minoritných nábojov cez úzke pásmo bázy a sú ovládané slabým bázovým prúdom. Možno to opísať prúdom ovládaným prúdovým zdrojom. Vstupný odpor bipolárneho tranzistora je veľmi malý.

Naopak, princíp činnosti poľom riadeného tranzistora je založený na riadení toku majoritných nosičov cez polovodič rovnakého typu pomocou vonkajšieho elektrického poľa. Vonkajšie pole ovplyvňuje hrúbku kanálu, cez ktorý prechádzajú voľné náboje. Najlepšia modelová náhrada je tvorená napätím riadeným prúdovým zdrojom. Súčasne ovládacia vstupná elektróda vykazuje veľkú vstupnú impedanciu.

5.1 Základné konfigurácie poľom riadených tranzistorov

Existujú tri základné fyzikálne konfigurácie poľom riadených tranzistorov (obr. 5.1.1). V každej tranzistor má tri vonkajšie uzly označované anglicky source (S), drain (D) a gate (G). V ďalšom budú použité slovenské normované termíny: emitor (S), kolektor (D) a hradlo (G).

- V prvej štruktúre je hradlo tvorené PN priechodom medzi hradlom typu P a materiálom kanálu N. Hrúbka kanálu je ovládaná polarizáciou priechodu v závernom smere. Závernou polarizáciou sa zväčšuje odsýtená oblasť na úkor hrúbky kanálu. V tranzistoroch s opačným typom kanálu P-typ je hradlo tvorené polovodičom typu N. Tento typ tranzistora je označovaný ako poľom riadený tranzistor s priechodom – junction field effect tranzistor – J FET. (obr. 5.1.1.a.)
- Druhá štruktúra sa podobá prvej s tým rozdielom, že hradlo je tvorené usmerňujúcim kontaktom kov polovodič. Tento tranzistor využíva vlastne Schottkyho bariery a je označovaný poľom riadený tranzistor riadený Schottkyho bariery – Metal Schottky Barrier FET – MES FET (obr. 5.1.1.b.). Výhodiskový polovodič je gálium arsenid GaAs. Podobne ako v predchádzajúcom prípade rozširovaním ochudobnenej vrstvy sa zužuje kanál medzi emitorom (S) a kolektorom (D).
- Tretia štruktúra má hradlo oddelené od ovládaného kanálu v polovodiči cez tenkú kysličníkovú vrstvu. Izolačná vrstva je tvorená kysličníkom kremíka SiO_2 z čoho je potom odvodený názov poľom riadený tranzistor s izolovaným hradlom – Metal Oxid Semiconductor FET – MOS FET. Napätie na hradle vytvára v polovodiči opačného typu ako sú emitor a kolektor kanál blízko rozhranie polovodič izolant z minoritných nosičov. Voľné minoritné nosiče v kanáli prepájajú emitor a kolektor. Hrúbka kanálu je riadená napätím medzi hradlom a polovodičom v ktorom je vytvorený kanál. Izolačná vrstva zabezpečuje najvyššiu vstupnú impedanciu medzi FET štruktúrami. Na druhej strane vysoká impedancia vstupu vytvára nebezpečie prerazu tejto vrstvy elektrostatickým nábojom. Moderné MOS FET tranzistory sú preto vybavené implementovaným diódovým obmedzovačom (obr. 5.1.1.c.).



Obr. 5.1.1 Štruktúra tranzistorov J FET a.) MES FET b.) a MOS FET c.)

Všetky spomenuté typy môžu mať kanál typu N a kanál typu P. Výhody FETov môžeme zhrnúť do nasledujúcich bodov:

- Sú to napätovo-riadené súčiastky s vysokou vstupnou impedanciou (rádovo 10^7 až $10^{12} \Omega$). Keďže ich impedancia je podstatne vyššia ako impedancia bipolárnych tranzistorov, FETy sa uprednostňujú pred bipolárnymi tranzistorami vo vstupných stupňoch pri viacstupňových zosilňovačoch.
- FETy generujú nižšiu úroveň šumu ako bipolárne tranzistory .
- FETy sú teplotne stabilnejšie ako bipolárne tranzistory .
- Výroba FETov je jednoduchšia ako výroba bipolárnych tranzistorov, lebo vyžaduje menej maskovacích krokov a menej difúzií. Tým sa dá umiestniť väčší počet súčiastok (tranzistorov) na jeden čip, a teda dosiahnuť väčší stupeň integrácie .
- Pre malé hodnoty napätia medzi kolektorom a emitorom sa FETy chovajú ako napätím riadené rezistory .

- Vysoká vstupná impedancia FETov dovoľuje uchovať náboj k vstupu pripojeného kondenzátora pomere dlho. Umožňuje to ich použitie v dynamických pamäťových prvkoch, kde informácia je zapamätaná v náboji kondenzátora. Tiež široká škála obvodov založená na spínaní kondenzátorov (angl. switched capacitors – SC) využíva možnosť tvorby kondenzátorov s presným pomerom ich hodnôt a vysokého vstupného odporu na odčítanie na nich zaregistrovaného napätia.
- Výkonové FETy môžu rozptýliť väčší výkon a spínať veľké prúdy .

Nevýhody obmedzujúce použitie v niektorých aplikáciách:

- FETy majú obyčajne horšiu frekvenčnú odpoveď z dôvodu vysokej vstupnej kapacity .
- Niektoré typy FETov majú horšiu linearitu.
- FETy môžu byť zničené pri manipulácii dôsledkom statickej elektriny, privedenej na vstupné hradlo s extrémne veľkým vstupným odporom a malou kapacitou. Moderné CMOS integrované obvody pre zabránenie prierazu majú paralelne k vstupnému hradlu implantované napäťové obmedzovače. .

5.2 Tranzistory typu J FET a MES FET

V poľom riadených tranzistoroch napätie medzi hradlom a kanálom určuje šírku kanálu, ktorým preteká prúd medzi kolektorom a emitorom. Napätie hradlo-emitor U_{GS} , vytvára v kanáli ochudobnenú oblasť (šrafovanú), riadi jeho šírku a tak zvyšuje odpor medzi kolektorom a emitorom. Šírka odsýtenej vrstvy PN priechodu medzi hradlom a kanálom x_d je určená vzťahom

$$y_d \cong \sqrt{\frac{2\varepsilon U_{GB}}{qN_d}} \quad (5.2.1)$$

Kde napätie U_{GB} je napätie medzi hradlom a podložkou kanálu (angl. "bulk"), ε je dielektrická konštanta kremíka, q je náboj elektrónu a N_d je koncentácia donorov v N vrstve. Nárastom napätia U_{GC} sa kanál zužuje až pri prahovom napätí U_P sa uzatvorí. Keď napätie medzi hradlom a kolektorom U_{GC} polarizujúce priechod v nepriepustnom smere dosiahne hodnoty U_P hrúbka odsýtenej vrstvy dosiahne hrúbku vrstvy polovodiča a . Napätie U_P sa označuje prahovým napätím (angl. "threshold voltage"). Šírka vrstvy medzi hradlom a substrátom, ktorá môže byť odsýtená je označená písmenom a . Hodnota prahového napätia kedy šírka odsýtenej vrstvy $y_d=a$ je určená vzťahom

$$U_P = \frac{qN_d a^2}{2\varepsilon} \Rightarrow y_d = a \sqrt{\frac{U_{GB}}{U_P}} \quad (5.2.2)$$

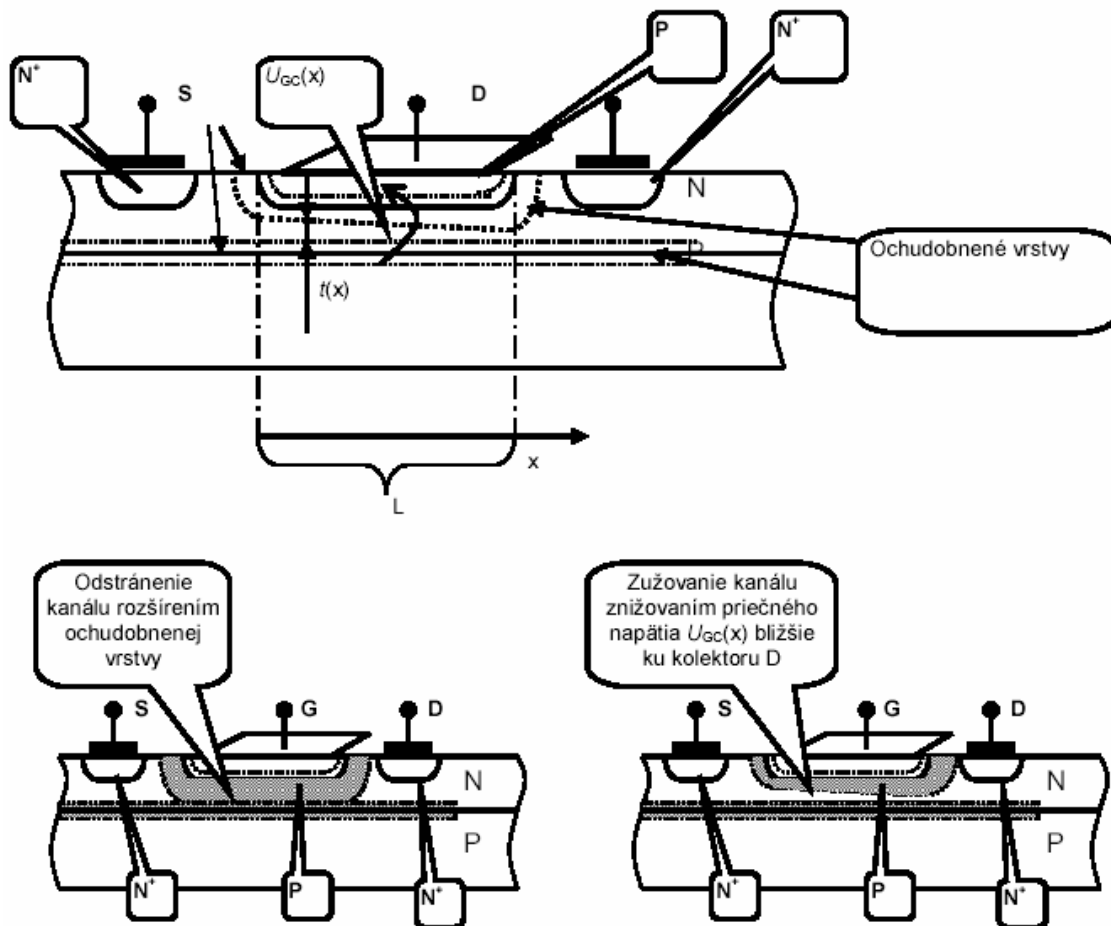
Potenciál podložky je na obr. 5.2.1 tvorený potenciálom vnoreného rozhrania - priechodu medzi základným polovodičom P a naloženou vrstvou N. Hrúbka vodivého kanálu je $(a-y_d)$. Hrúbka odsýtenej vrstvy sa mení podľa vzťahu (5.2.1) je nulová, keď $U_{GB}=0$ a je rovná hrúbke a pre $U_{GB}=U_P$. Potom výsledná hrúbka kanálu je

$$a - y_d = a - \sqrt{a^2 \frac{U_{GC}}{U_P}} = a \left(1 - \sqrt{\frac{U_{GC}}{U_P}} \right) \quad (5.2.3)$$

Nech L je dĺžka kanálu, W je jeho šírka, a je hrúbka vrstvy polovodiča N kde sa vytvára vodivý kanál a hrúbka kanálu je určená vzťahom (5.2.3). Poľom riadený tranzistor predstavuje odpor ktorého veľkosť závisí len od šírky vodivého kanálu (obr. 5.2.1). Odpor kanálu je potom určený výrazom

$$R = \frac{\rho L}{S} = \frac{\rho L}{Wa \left(1 - \sqrt{\frac{U_{GB}}{U_P}}\right)} = \frac{R_0}{\left(1 - \sqrt{\frac{U_{GB}}{U_P}}\right)}; \text{ merná vodivosť } \rho = \frac{1}{q\mu_n N_d} \quad (5.2.4)$$

Merná vodivosť materiálu polovodiča závisí od náboja elektrónu q , mobility elektrónov μ_n a hustoty donorov N_d . Mobilita elektrónov je materiálovou vlastnosťou ale závisí tiež aj od koncentrácie donorov N_d . Mobilita klesne približne 20 krát keď koncentrácia vzrastie o faktor 10^7 . Má preto menší vplyv na emitorový prúd ako samotná koncentrácia. Odpor R_0 vo výraze (5.2.4) predstavuje odpor kanálu pri nulovom napätí medzi hradlom a kanálom $U_{GB}=0$.



Obr. 5.2.1 Princíp činnosti tranzistora J FET

Priechod hradlo-emitor je polarizovaný polarizovaný pozdĺž celej svojej dĺžky v závernom smere, nepreteká ním prúd. Keďže prúd hradlom je nulový, kolektorový prúd je identický s emitorovým prúdom a tečie kanálom, ktorý je obklopený hradlom typu P. Pre malé hodnoty napätia medzi kolektorom a emitorom U_{DS} , napätie medzi hradlom a kanálom možno vyjadriť ako rozdiel medzi napätím hradlo emitor U_{GS} a priemerná hodnotou napätia kolektor-emitor $U_{DS}/2$ tj. $U_{GB} = (U_{GS} - U_{DS}/2)$. Pre toto napätie bude emitorový prúd I_D pre hodnotu odporu podľa (5.2.4) z Ohmovho zákona určený výrazom

$$I_D = \frac{U_{DS}}{R} = \frac{U_{DS}U_P}{R_0U_P} \left(1 - \sqrt{\frac{(U_{GS} - U_{DS}/2)}{U_P}} \right) \cong \frac{1}{R_0|U_P|} \left[U_{DS}(U_{GS} - U_P) - \frac{U_{DS}^2}{2} \right] \quad (5.2.5)$$

Výraz predstavuje rovnicu chovania J FET tranzistora pre oblasť hradlovým napätím riadeného odporu. Koefficient pred hranatou zátvorkou je kladný a možno ho určiť pomocou technickej konštanty $\beta = |U_P|/R_0$. Zjednodušenie výrazu pod odmocninou náhradou jeho hodnotou $(1-\sqrt{x}) \approx (1-x)$ platí približne iba pre hodnoty v intervale $x \in (0,1)$. Výsledný vzťah pre prúd kolektora je

$$I_D \cong \frac{\beta}{U_P^2} \left[U_{DS}(U_{GS} - U_P) - \frac{U_{DS}^2}{2} \right] \quad (5.2.6)$$

Tranzistor J FET opísaný rovnicou (5.2.6) pôsobí ako čistý ohmický prvok s dynamickou vodivosťou g_d rovnou výrazu

$$g_d = \frac{1}{r_d} = \left. \frac{\partial I_D}{\partial U_{DS}} \right|_{U_{DS}=0} \cong \frac{\beta}{U_P^2} (U_{GS} - U_P) \quad (5.2.7)$$

Po zvýšení napätia U_{DS} k toré je pripojené medzi kolektor a uzemnený emitor začína kanálom pretekať emitorový prúd. Napätie hradla U_{GS} je pripojené voči spoločnému emitoru. Uvedená obvodoá konfigurácia je na obr. 5.2.1. d.). Napätie riadiace šírku kanálu $U_{GC}(x)$, ktoré predstavuje rozdiel napätia hradla a kanálu sa mení pozdĺž kanálu. Napätie na podložke kanálu (substráte) sa mení umerne s horizontálnou vzdialenosťou x . Odtiaľ pre napätie medzi hradlom a podložkou kanálu ako funkcia horizontálnej polohy platí

$$U_{GC}(x) = U_{GS} - U_C(x) = U_{GS} - U_{DS} \frac{x}{L} \quad (5.2.8)$$

Toto premenné napätie na priechode hradlo – kanál polarizuje PN priechod v závernom smere, čím vytvára vyprázdnenú oblasť s premennou hrúbkou, naznačenú na obr. 5.2.1 c.) šrafované. Keď sa bude U_{DS} zväčšovať, bude sa taktiež zväčšovať I_D a napätie $U_C(x)$ rastie rýchlejšie. S rýchlejším nárastom napätia pozdĺž kanálu aj napätie $U_{GC}(x)$ sa rýchlejšie znižuje a šírka odsýtenej vrstvy rastie rýchlejšie pozdĺž osi x . (obr. 5.2.1. c.). Pokiaľ sa bude U_{DS} ďalej zväčšovať, dosiahne sa stav, pri ktorom sa vytvorí vyprázdnená oblasť naprieč celým kanálom a kolektorový prúd I_D dosiahne svoju saturačnú hodnotu. Pri zvyšovaní U_{DS} nad túto hodnotu, už zostane spätnoväzobným efektom prúd I_D konštantný. Ak by priškrtením prúd I_D začal klesať kanál sa pootvorí a pustí väčší prúd až jeho nárast bude nastavený na pôvodnú hodnotu. Za bodom zavretia kanála sa ďalej nezvyšuje prúd I_D a V - A charakteristika I_D - U_{DS} je konštantná (I_D je konštantný, aj keď sa U_{DS} ďalej zvyšuje). Kritické napätie na uzavretie kanálu je na jeho konci $x=L$. Napätie $U_{GC}(L)$ pri ktorom dochádza k uzavretiu kanálu je prahové napätím U_P . V anglickej literatúre je tento jav najlepšie vystihnutý výrazom aj „pinch-off voltage“ ktorý determinuje napätie uzavretia kanálu na konci a udržiavanie konštantného prúdu kolektora. Napätie kolektora U_{DS} pre uzavretie kanálu je určené rovnicou $U_{GS} - U_{DS} = U_P \Rightarrow U_{DS} = U_{GS} - U_P$. Po dosadení do výrazu (5.2.6) hodnota saturovaného prúdu I_D je

$$I_D = \frac{\beta}{2U_P^2} (U_{GS} - U_P)^2 = \frac{\beta}{2} \left(\frac{U_{GS}}{U_P} - 1 \right)^2 = I_{DSS} \left(\frac{U_{GS}}{U_P} - 1 \right)^2 \quad (5.2.9)$$

Poľom riadené tranzistory

Vzťah predstavuje výstupnú charakteristiku J FETu pre oblasť saturácie. Konštanta $I_{DSS} = \beta I_2$ je prúdom kolektora pre $U_{GS} = 0$. Predstavuje priesečník prevodovej charakteristiky s osou y (obr. 5.2.2 b.).

Uzavretie kanálu oddeľuje dva režimy práce J FETu. Prvý pre menšie hodnoty napätia u_{DS} je označovaný ako oblasť riadeného odporu a je charakterizovaný rovnicou (5.2.5). V niektorých literárnych zdrojoch je táto oblasť tiež označovaná ako oblasť napätím riadeného odporu. Táto oblasť predpokladá implementovanie malého napätia U_{DS} pre ktoré je statická vodivosť rovná dynamickej (5.2.7). Táto schopnosť poľom riadeného tranzistora chovať sa ako lineárny napätím hradla riadeným odporom bez saturačného napätia je unikátna medzi polovodičovými prvkami a sa využíva v rádioelektronických obvodoch. Hodnoty odporu medzi emitorom a kolektorm sa pre jednotlivé tranzistory menia v širokom intervale hodnôt od jednotiek ohmov po stovky ohmov. Keďže mobilita dier je oveľa menšia ako mobilita elektrónov tento odpor J FET tranzistorov s kanálom P je väčší ako s kanálom N.

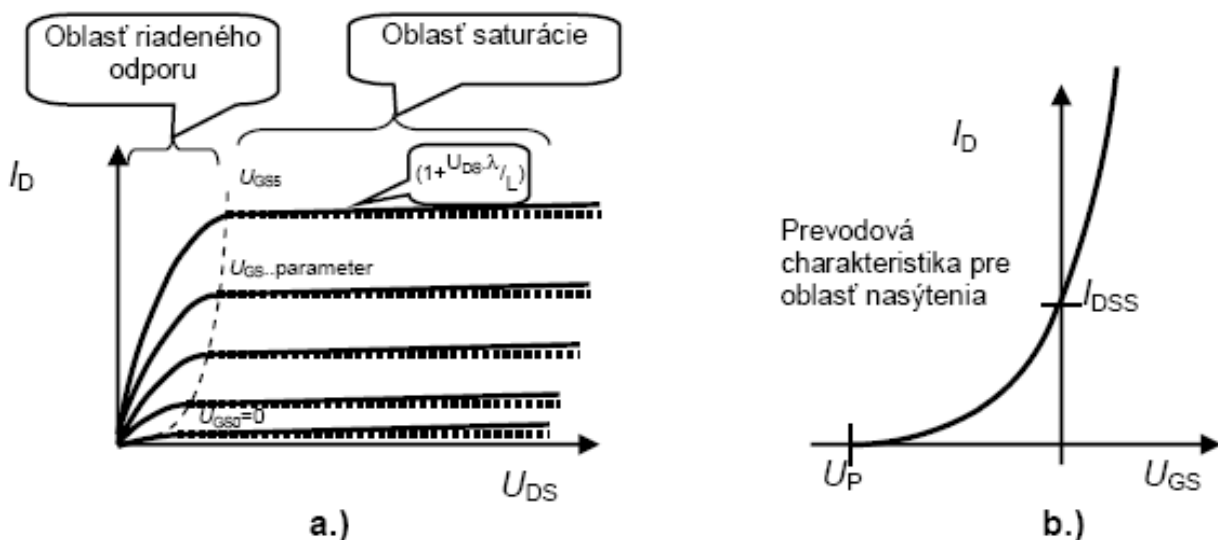
Ako je vidieť zo vzťahov opisujúcich chovanie J FET a MES FET tranzistorov I_D je funkciou pomeru W/L . Tento pomer je veľmi dôležitý pri projektovaní FET tranzistorov. Zmenou tohto pomeru tranzistorov na tom istom čípe sa dajú vytvoriť tranzistory rôznych vlastností a tým aj hodnota odporu r_D sa mení v širokom rozsahu.

Od hodnoty napätia U_{DS} ktoré spôsobí v blízkosti emitora uzavretie kanálu $U_{DS} > U_{GS} - U_P$ je oblasť saturácie, kedy sa tranzistor chová ako prúdový zdroj s hodnotou prúdu ktorú nadobudol tranzistor tesne pred uzavretím kanálu. Táto časť charakteristiky je opísaná rovnicou (5.2.9). Okrem výstupných charakteristík (I_D vs. U_{DS}) (obr. 5.2.2 .a.) je možné chovanie tranzistora J FET opísať aj prevodovou charakteristikou (obr. 5.2.2.b.)). Tá je parabolou s počiatkom pri napätí U_P . Miesto priesečníku s vertikálnou osou je určené prúdom I_{DSS} .

V skutočnosti nárastom napätia kolektor emitor U_{DS} mierne rastie aj prúd emitorom I_D . Tento efekt možno aproximovať výrazom

$$I_D = \frac{\beta}{2.U_P^2} (U_{GS} - U_P)^2 \left[1 + \left(\frac{\lambda}{L} \right) U_{DS} \right] \quad (5.2.10)$$

Kde hodnota konštanty λ je 10^{-7} m/V. Rovnica spôsobí že charakteristiky v oblasti saturácie jemne rastú (obr. 5.2.2. a. čiarkovane).



Obr. 5.2.2 Charakteristiky J FET tranzistora

Pre kanál typu N je prahové napätie U_P záporné. Jeho prekročenie cez medznú hodnotu U_{GSB} môže spôsobiť lavínový prieraz priechodu hradlo a kanál. Anglické označenie tohto napätia je „breakdown“. V uzavretom tranzistore J FET existuje pre napätie $U_{GS} < U_P$ zanedbateľne malý zvyškový prúd emitora I_{DOFF} .

Spínacie a frekvenčné charakteristiky

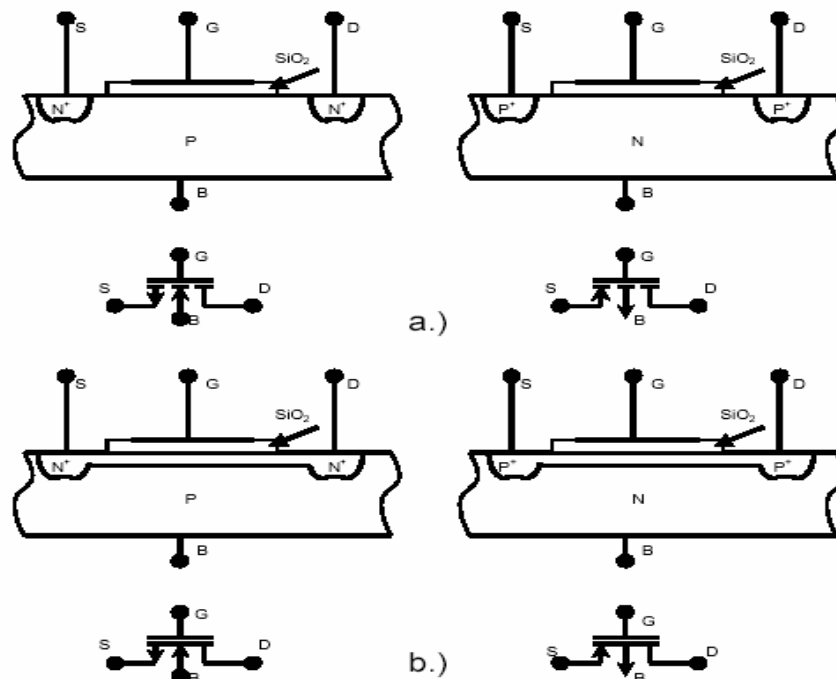
Podobne ako v prípade bipolárnych tranzistorov je mnoho časových konštánt, ktoré určujú dynamické vlastnosti unipolárneho tranzistora J FET a MES FET. Dominantným obmedzením dynamických vlastností je doba prechodu majoritných nosičov pozdĺž hradla. Pre mnohé tranzistory je táto doba zanedbateľná voči časovej konstante tvorenej odporom kanálu a parazitnou kapacitou kolektora voči zemi. Časová konstanta je významne ovplyvnená zvyšnými súčiastkami obvodu. Pre veľké hodnoty zaťažovacieho odporu nadobúda táto časová konstanta hodnôt 1-10 ns.

Pokiaľ je hradlo záverne polarizované má väzobná (sériová) kapacita medzi hradlom a emitorom a medzi hradlom a kolektorom hodnoty jednotiek pF. Kapacita hradlo a emitor ovplyvňuje vstupný obvod ako zaťažujúca kapacita. Kapacita medzi hradlom a kolektorom tvorí parazitné prepojenie vstupu na výstup.

MES FET tranzistory GaAs predstavujú aktívne prvky s najvyššou medznou frekvenciou. Umožňujú vytvárať zosilňovače analógového signálu s frekvenčnou šírkou do 100 MHz.

5.3 Tranzistory typu MOS FET

Tranzistory typu MOS FET sú tvorené kovovým hradlom oddeleným od kanálu kysličníkovou vrstvou. Existujú dva typy MOS FET tranzistorov v závislosti od hodnoty prahového napätia. Tranzistory v ochudobňovanom a obohacovom móde. Okrem toho kanál môže byť typu N a P. Vznikajú tak štyri možné kombinácie tranzistorov (obr. 5.3.1).



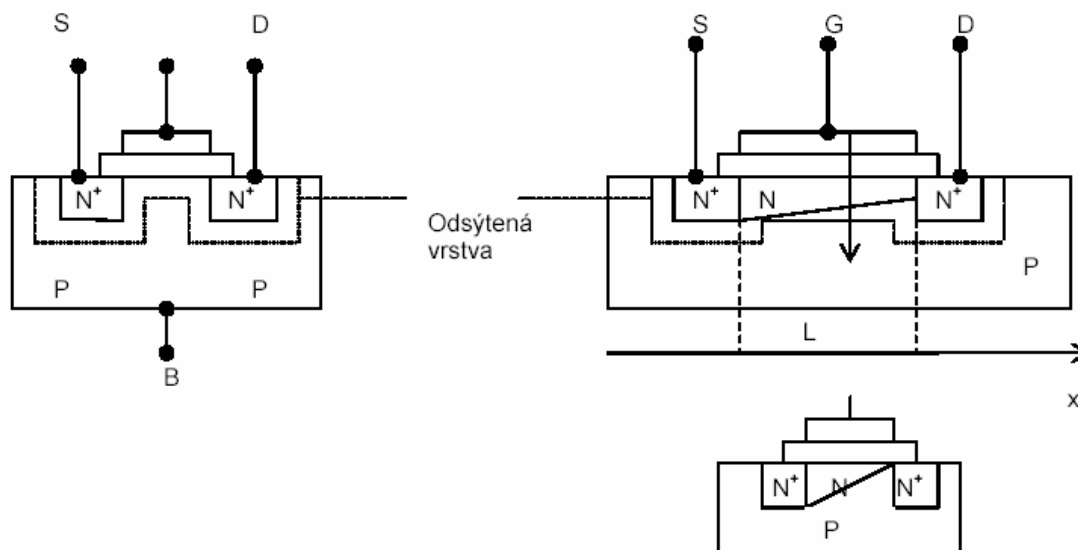
Obr. 5.3.1 Štyri typy MOS FET tranzistorov. a.) MOS FET tranzistor v obohacovom režime s kanálom typu N (vľavo) a kanálom typu P (vpravo) b.) MOS FET tranzistor v ochudobňovanom režime s kanálom typu N (vľavo) a kanálom typu P (vpravo).

Poľom riadené tranzistory

Prepojenie medzi emitorom a kolektorom pri ochudobňovanom type tranzistora, je tvorené vnorenou súvislé tenkou vrstvou difundovaného kanálu typu N. Tá prepája oblasť emitora s kolektorom predstavovanými zónou s obohateným polovodičom N^+ . To zabezpečuje, že tranzistor je vodivý aj pri nulovom napätí na hradle (obr. 5.3.1. b.)).

Ak je tranzistor použitý v diskkrétnej forme substrát označený B (angl. "bulk") je pripojený na emitor a tak aj na zem. V integrovaných obvodoch, keď všetky tranzistory sú rovnakého typu, tieto majú aj spoločný substrát. Vo väčšine integrovaných obvodov so zmiešaným typom tranzistorov sa používajú zapojenie kde substrát je spojený s emitorom.

Obohacovaný typ poľom riadeného tranzistora je ukázaný na (obr. 5.3.1 obr. 5.3.2). Pri nulovom napätí na hradle zóny N^+ emitora a kolektora nie sú vzájomne prepojené. Keď kladné napätie medzi hradlom a emitorom ktoré prekročí hodnotu práhového napätia U_P začne hradlové napätie z polovodiča typu P substrátu priťahovať minoritné elektróny. Okrem týchto aj veľké množstvo elektrónov z oblastí N^+ emitora a kolektora sa bude podieľať na tvorbe prepojenia medzi emitorom a kolektorom. Hrúbka takto vytvorenej vrstvy bude závisieť od napätia medzi hradlom a kanálom $U_{GC}(x)$, ktoré sa mení pozdĺž horizontálnej osi x podľa vzťahu (5.2.8). Podobne ako pri tranzistoroch J FET aj tu sa šírka smerom k emitoru zužuje vplyvom nárastu napätia pozdĺž osi x a odpovedajúcim poklese napätia $U_{GC}(x)$ podľa vzťahu (5.2.8). Pri emitore napätie medzi hradlom a kanálom $U_{GC}(0)$ nadobudne hodnotu napätia medzi hradlom a emitorom U_{GS} . V okamihu priškrtienia kanálu pri kolektore klesne kladné napätie naprieč kanálom $U_{GC}(L)$ na hodnotu rňového napätia U_P . V tomto mieste bude šírka kanálu vodivých nosičov nulová a tranzistor začne spätnoväzobne škrtiť emitorový prúd I_D . Toto obmedzovanie prúdu má zhodný dôsledok ako jav priškrtienia rozšírením odsýtenej vrstvy v tranzistoroch J FET.



Obr. 5.3.2 Vytvorenie kanálu obohacovaného typu MOS FET tranzistora a jeho priškrtienie vplyvom nárastu napätia kolektora

Hodnota prúdu pri ďalšom zvyšovaní napätia kolektor emitor zostane konštantná a opísaná obdobným vzťahom (5.2.9).

Nakoľko fyzikálny princíp tranzistora MOS FET a J FET je obdobný aj pre oblasť nepriškrcovaného kanálu platí rovnica (5.2.5) . Dynamická vodivosť kanálu je tiež definovaná vzťahom (5.2.7). Krivka ktorá oddeluje obidve oblasti je určená z podmienky uzavretia kanálu na konci blízkom kolektoru $U_{DSSat} = U_{GS} - U_P$ podobných prvému výrazu (5.2.9). Táto hraničná podmienka sa premieta vo výstupných charakteristikách do paraboly

$$I_D = \frac{\beta}{2.U_P^2} (U_{GS} - U_P)^2 = \frac{\beta}{2.U_P^2} (U_{DSSat})^2 = \frac{I_{DSS}}{U_P^2} (U_{DSSat})^2 \quad (5.3.1)$$

Vzťah (5.3.1) predstavuje prevodovú charakteristiku unipolárneho tranzistora v oblasti saturácie. V číslicových aplikáciách tranzistory pracujú v oboch oblastiach. Zopnutý tranzistor je v oblasti riadeného odporu ktorého veľkosť je riadená iba napätím hradlo emitor. Uzavretý tranzistor je v saturovanej oblasti, kedy napätie pozdĺž celého kanálu a tým samozrejme aj na začiatku je menšie ako prahové napätie. Tranzistorom preteká iba prúd I_{Doff} . Osobitne režim kedy tranzistor pracuje ako spínač je veľmi aplikácie zaujímavý, lebo riadiaca elektróda je v tomto prípade galvanicky oddelena od obvodu, ktorý je spínaný. Pre zníženia hodnôt odporu kanálu boli vyvinuté technológie usporiadania ktoré sú označované ako V-MOS tranzistory. Ďalšie znižovanie odporu kanálu okrem skracovania L a rozširovani W sa dosiahna paralelne zapojenou maticou MOS FET Tranzistorov na jednom čípe obr. 5.3.3. Paralelne zapojené hradlá neznižujú vstupný odpor a stále sa zachová galvanické odddelenie riadiacej elektródy od spínaného obvodu.

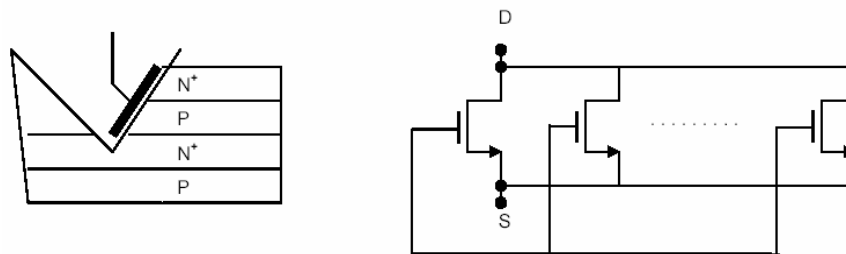
Pri analógových aplikáciách tranzistor pracuje len v oblasti saturácie.

Podobne ako pri tranzistoroch J FET v oblasti saturácie, závislosť prúdu I_D-U_{DS} rastie podľa smernice $[1+(\lambda/L).U_{DS}]$. Pre vodivosť kanálu platí vzťah (5.2.7)

Pre tranzistory v ochudobňovanom móde platia tie isté zákonitosti s tým rozdielom, že pri N-kanálovom tranzistore musí napätie U_{GS} klesnúť až do záporných hodnôt aby „odpudilo“ voľné elektróny z existujúceho premostenia medzi emitorom a kolektorom pod oblasťou hradla. Musí dôjsť k ochudobneniu. Na rozdiel od tohto v obohacovanom móde musí napätie na hradle prekonať kladné prahové napätie U_P aby sa začal pod pásom hradla vytvárať kanál.

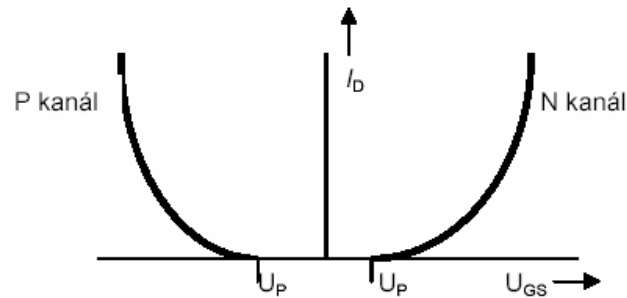
Pre MOS FET tranzistory s kanálom P platia tieto charakteristiky opačne. Ochudobňovaný mód je charakterizovaný uzavretím kanálu keď napätie U_{GS} vzrastie nad kladnú hodnotu prahového napätia U_P . Obohacovaný mód sa vyznačuje situáciou, že kanál sa začne otvárať až keď napätie U_{GS} klesne pod zápornú hodnotu prahového napätia U_P . Tranzistory J FET či už kanálu N alebo P sa svojimi charakteristikami podobá na tranzistor MOS FET v ochudobňovanom móde. Podobne ako pre J FET tranzistory nadobúda pre MOS FET tranzistory v ochudobňovanom móde význam aj konštanta I_{DSS} . Určuje hodnotu prúdu v saturácii pre nulové riadiace napätie $U_{GS}=0$. Z rovnice (5.3.1) platí $I_{DSS}=\beta I_2$.

Vo všeobecnosti ale grafické vyjádrenie výstupných a prevodových charakteristik J FET tranzistorov sú platné aj pre tranzistory MOS FET (obr. 5.2.2). Pre tranzistory v obohacovanom móde stráca význam prúd I_{DSS} (emitorový prúd pri nulovom napätí hradla v saturovanej oblasti) a preto univerzálnejšou sa ukazuje konštanta β . Prevodové charakteristiky MOS FET tranzistorov s kanálom N alebo P v obohacovanom móde sú na obr. 5.3.4



Obr. 5.3.3 Štruktúra V-MOS tranzistora a paralelne zapojených MOS FET tranzistorov

Z konštrukcie poľom riadených tranzistorov je vidieť, že emitor a kolektor sú zameniteľné a vlastnosti v tomto inverznom zapojení sú veľmi podobné.



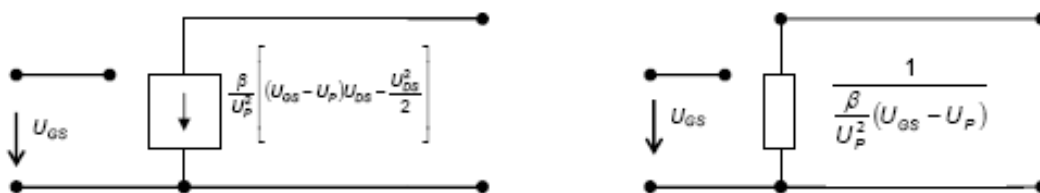
Obr. 5.3.4 Prevodová charakteristika MOS FET tranzistora v obohacovanom móde N a P kanálového.

P kanálové MOS FET tranzistory v obohacovanom móde sú technologicky najjednoduchšie. Napriek tomu najrozšírenejšími sú MOS FET tranzistory s kanálom N. Mobilita dier v kremíku pod vplyvom polí strednej veľkosti je cca $500 \text{ cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$. Na druhej strane mobilita elektrónov pri rovnakých podmienkach je cca $1300 \text{ cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$. Preto pri rovnakých rozmeroch tranzistorov a rovnakých vonkajších napájacích napätiach je prúd tranzistorom s kanálom P polovicou z prúdu tranzistora s kanálom N. Preto aj integrované obvody s tranzistormi s kanálom N sú menšie ako obdobné obvody s P kanálovými tranzistormi. Osobitnou výhodou tranzistorov v obohacovanom móde je možnosť využiť súčasne tranzistory s kanálmi N a P. Tým sa dajú vytvoriť veľmi efektívne logické obvody CMOS a analógové obvody s malou spotrebou a veľmi vysokým vstupným odporom sa tieto zosilňovače približujú ideálnym blokom.

5.4 Modely poľom riadených tranzistorov

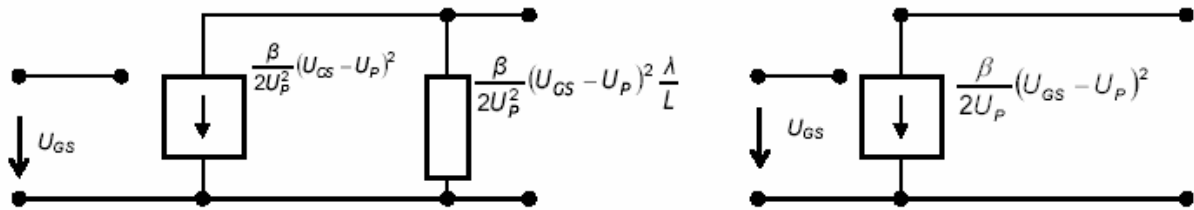
Na základe odvodených vzťahov a nakreslených charakteristík poľom riadených tranzistorov je možné vytvoriť nelineárny model týchto tranzistorov. Matematický opis ich chovania je rovnaký pre všetky typy poľom riadených tranzistorov (J FET, MOS FET, MES FET). Líšia sa iba hodnotami prahových napätí U_P , ktoré určujú či ide o tranzistory v obohacovanom alebo ochudobňovanom móde.

Jednosmerná (nelineárna) náhradná schéma tranzistora v oblasti otvoreného kanálu je na (obr. 5.4.1). Výstup možno charakterizovať napätiami hradla a kolektora riadeným prúdovým zdrojom. Prúdový zdroj vyjadrujúci nelineárnu závislosť prúdu I_D od napätí U_{GS} , U_{DS} opíše chovanie poľom riadeného tranzistora vyjadreného inak grafickými závislosťami na obr. 5.2.2.a.),b.). Model s prúdovým zdrojom podľa obr. 5.4.1.,a.) možno tiež opísať napätím riadeným rezistorom. Pre malé hodnoty napätí $U_{DS} \approx 0$ je model poľom riadeného tranzistora v oblasti riadeného odporu ukázaný na obr. 5.4.1.b).



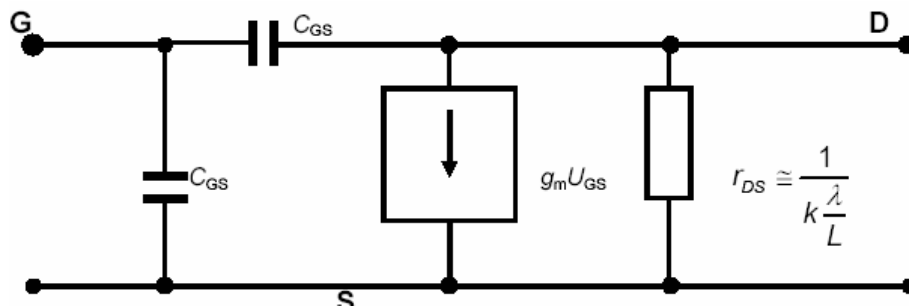
Obr. 5.4.1 Model poľom riadeného tranzistora v oblasti otvoreného kanálu

Pre prácu tranzistora v oblasti nasýtenia platí model kde napätím riadený odpor je určený vzťahom (5.2.10). Prvý blok je napätím riadený prúdový zdroj a druhým je odpor vyjadrujúci fakt, že prúd I_D kolektorom v oblasti saturácie jemne stúpa platí (obr. 5.4.2 a.). Zanedbaním tejto vlastnosti sa získa dostatočne presný model poľom riadeného tranzistora v nasýtenej oblasti (obr. 5.4.2 b.).



Obr. 5.4.2 Model poľom riadeného tranzistora v oblasti saturácie

Chovanie poľom riadeného tranzistora po zistení pracovného bodu JS analýzou možno opísať linearizovaným ST modelom v jeho oblasti. Je to postup vysvetlený už v úvode. Z najčastejšej aplikácie spracovania analógového signálu má význam prípad kedy pracovný bod je v nasýtenej oblasti. Pre pracovný bod v nasýtenej oblasti možno FET tranzistory charakterizovať ST linearizovaným modelom obr. 5.4.3.



Obr. 5.4.3 linearizovaný model poľom riadeného tranzistora v oblasti saturácie

Opis chovania linearizovaného modelu pomocou h-maticy je opísané sústavou rovníc

$$\left. \begin{aligned} U_{GS} &= h_{11}I_G + h_{12}U_{DS} \\ I_D &= h_{21}I_G + h_{22}U_{DS} \end{aligned} \right\} \begin{aligned} U_1 &= h_{11}I_1 + h_{12}U_2 \\ I_2 &= h_{21}I_1 + h_{22}U_2 \end{aligned} \quad (5.4.1)$$

Všetky typy poľom riadených tranzistorov (MOS FET, J FET, MES FET) majú spoločný vf model pre malé signály obr. 5.4.3. Sú dva postupy ako modelovať vf vlastnosti. Prvý je vychádza z fyzikálneho modelu a druhý vlastnostný využíva identifikáciu parametrov dvojbránu opísaného maticou. FET tranzistory môžu byť zapojené v usporiadaní so spoločným emitorom (SE) spoločným hradlom (SG) a spoločným kolektorom (SC). Najčastejšie využívané zapojenie je ale SE.

Dvojbránový model tranzistora FET je dosť blízky jeho fyzikálnemu modelu. Potom zo sústavy (5.4.1) a vysokofrekvenčného obvodu obr. 5.4.3 možno určiť hodnoty komplexných prvkov matice h .

$$\begin{aligned} h_{11} &= \left. \frac{U_{GS}}{I_G} \right|_{U_{DS}=0} = \frac{1}{j\omega(C_{GD} + C_{GS})} & h_{12} &= \left. \frac{U_{GS}}{U_{DS}} \right|_{I_G=0} = \frac{C_{GD}}{C_{GD} + C_{GS}} \\ h_{21} &= \left. \frac{I_D}{I_G} \right|_{U_{DS}=0} = \frac{g_m}{j\omega(C_{GD} + C_{GS})} & h_{22} &= \left. \frac{I_D}{U_{DS}} \right|_{I_G=0} = \frac{1}{r_{DS}} + j\omega \frac{C_{GD}C_{GS}}{(C_{GD} + C_{GS})} + g_m \frac{C_{GD}}{C_{GD} + C_{GS}} \end{aligned} \quad (5.4.2)$$

V prípade ďalšieho zjednodušovania $C_{GD}+C_{GS}=0$ h -matica by sa stala neregulárna. Upozorňuje to na fakt, že hybridná matica nie je najvhodnejšia na opis chovania poľom riadených tranzistorov. Už stav kedy súčet kapacít $C_{GD}+C_{GS}$ majúci hodnoty rádovo jednotky pF vyvolá extrémne veľké hodnoty niektorých z h parametrov. Okrem spomínanej situácie čitateľ spozná slabiny h -parametrického modelu na opis poľom riadených tranzistorov (napätím riadených prúdových zdrojov) najlepšie posúdi na parametri h_{21} . Z fyzikálneho princípu je vstupný prúd extrémne malý a výstupný prúd konečný. Preto hodnota parametra h_{21} je veľmi veľká. Aj malá numerická chyba pri jeho určení vnesie značnú neistotu

do celého modelu. Tento prípad potvrdzuje všeobecne platnú zásadu. Optimálny matematický model vyjadrený lineárnym maticovým zápisom je ten, ktorý je najbližšie fyzikálnemu pricipu modelovaného prvku. Bolo spomenuté v úvode, že poľom riadené tranzistory možno najjednoduchšie charakterizovať napätím riadeným prúdovým zdrojom, najlepšie opísateľný prenosovou admitanciou. Pre stredné frekvencie úplný admitančný model pre prvky z obr. 5.4.2 a obr. 5.4.3 je vyjadrený

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= Y_{11}U_1 + Y_{12}U_2 \\ I_2 &= U_{21}U_1 + Y_{22}U_2 \end{aligned} \right\} \approx \begin{aligned} I_1 &= 0 \\ I_2 &= g_m U_1 + \frac{U_2}{r_{DS}} \end{aligned} \quad (5.4.3)$$

Zjednodušenia sa dosiahli za predpokladu zanedbateľnej admitancie vstupného hradla, minimálnemu späťoväzobnému efektu z výstupu na vstup cez parazitné kapacity. Hodnoty stmosti g_m , a vstupného odporu r_{DS} sú určené vzťahmi (5.5.4) a (5.5.5) v nasledujúcej kapitole.

5.5 Aplikácie poľom riadených tranzistorov

Aplikácie J FET tranzistorov a MOS FET tranzistorov v ochudobňovanom móde sú veľmi podobné. V ďalšej časti budú opísané základné zapojenia pre spojitě spracovanie signálu tak, že výnimky platné iba pre vybrané typy tranzistorov budú špecifikované.

Zosilňovače využívajúce poľom riadené tranzistory využívajú chovanie tranzistorov ako napätím riadených prúdových zdrojov. Základným zapojením je invertujúce zapojenie, ktoré je na obr. 5.5.1. Prahové napätie N kanálového MOS FET tranzistora nech je 1 V. Pre výstupný a vstupný obvod platí sústava a rovnica prechodovej charakteristiky v saturovanej oblasti (5.3.1).

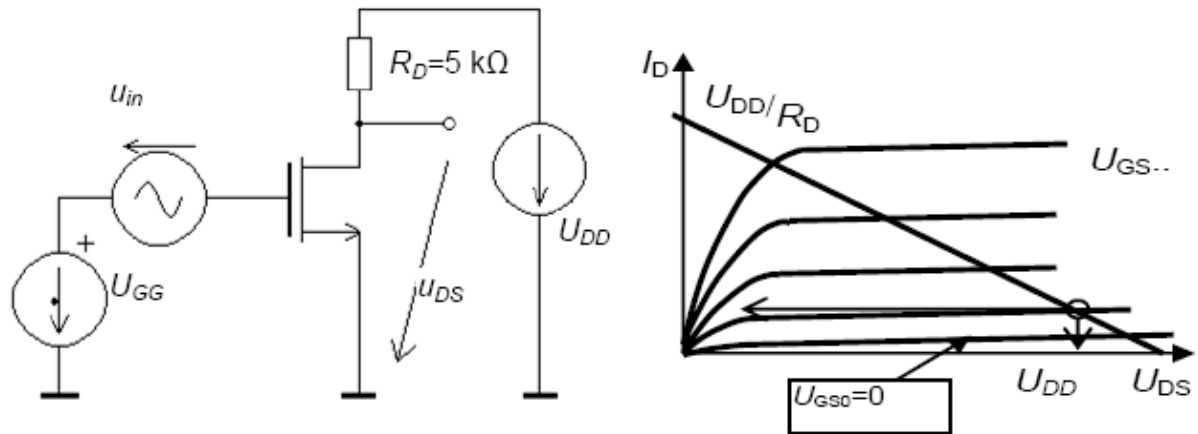
$$\begin{aligned} U_{DD} &= i_D R_D + u_{DS} \\ u_{GS} &= U_{GG} + u_{in} \\ i_D &= \frac{\beta}{2} \left(\frac{u_{GS}}{U_P} - 1 \right)^2 \end{aligned} \quad (5.5.1)$$

Pre napätie $u_{in}=0$ jednosmerný pracovný bod je určený z predchádzajúcej rovnice pre $u_{GS}=U_{GG}$, $i_D=I_{D0}$. Pracovný bod sa určí z priesečníka výstupnej charakteristiky pre napätie hradla U_{GG} a zaťažovacej priamky reprezentovanej odporom R_D . Charakteristiky ukazujú na veľkú závislosť tohto spôsobu nastavenia pracovného bodu od hodnoty prahového napätia U_P . Hodnotu pracovného bodu je možné určiť pre prúd $I_{DSS}=50 \mu A$ a napätie $U_{GG}=1,5$ V hodnota kolektorového napätia pracovného bodu sa získa riešením rovnice.

$$\begin{aligned} U_{DS} &= U_{DD} - I_D R_D = U_{DD} - \frac{I_{DSS}}{U_P^2} (U_{GG} - U_P)^2 = 10 - \frac{50 \cdot 10^{-6}}{1^2} (1,5 - 1)^2 \\ U_{DS} &= 9,4V \end{aligned} \quad (5.5.2)$$

Pre také kolektorové napätie kedy $U_{DS} \geq U_{GS} - U_P$ sa tranzistor dostáva do režimu saturácie. Výraz ukazuje na veľkú citlivosť nastavenia polohy pracovného bodu od malých zmien napätia hradla. Stačí

tiež mala zmena niektorého z parametrov tranzistora a pracovný bod bude výrazne zmenený.



Obr. 5.5.1 Pracovný bod poľom riadeného tranzistora

Zosilnenie invertujúceho stupňa možno určiť z modelu tranzistora kedy sa zanedbá účinok paralelného odporu pri prúdovom zdroji.

$$A_u = \frac{\partial U_{DS}}{\partial U_{GS}} = g_m \cdot R_D; \quad R_{in} \rightarrow \infty; \quad R_{out} = r_{DS} \parallel R_D \cong R_D \quad (5.5.3)$$

Z výstupných charakteristík je možné určiť aj nelineárne skreslenie výstupného signálu. Aby nevzniklo skreslenie signálu jeho obmedzením na jednej alebo druhej strane (pracovný bod P_2 na obr. 5.5.1.b.) je potrebné zvoliť pracovný bod približne v strede zaťažovacej krivky (pracovný bod P_1). Tento druh skreslenia je najčastejší. Voľba odporov pre nastavenie pracovného bodu je podriadené znížením skreslenia výstupného signálu. Dynamická strmosť tranzistora je určená derivovaním prenosových charakteristík MOS FET tranzistora v saturovanej oblasti (5.2.9).

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}} = \frac{\beta}{U_P^2} (U_{GS} - U_P) \quad (5.5.4)$$

Ak prúd prúd kolektora tranzistora v saturovanej oblasti I_{DQ} bude určený z výrazu (5.2.9) pre kľudové napätie hradla U_{DSQ} možno určiť diferenciálny odpor kolektora r_{DS} derivovaním výrazu (5.2.10).

$$I_{DQ} = \frac{\beta}{2 \cdot U_P^2} (U_{GSQ} - U_P)^2 \left[1 + \frac{\lambda}{L} U_{DS} \right] = |\lambda = 0| \cong \frac{\beta}{2 \cdot U_P^2} (U_{GSQ} - U_P)^2 \quad (5.5.5)$$

$$\Rightarrow (r_{DS})^{-1} = \frac{\partial I_D}{\partial U_{DS}} = \frac{\lambda}{L} \left[\frac{\beta}{2 \cdot U_P^2} (U_{GSQ} - U_P)^2 \right] = |\lambda = 0| \cong 0$$

Ďalšie zjednodušenie modelu poľom riadeného tranzistora vedie k zanedbaniu strmosti prevodovej charakteristiky a náhrade diferenciálneho odporu výstupného obvodu hodnotou $r_{DS} \rightarrow \infty$. Pri vysokých frekvenciách sa vo väčšej miere začnú uplatňovať kapacitné efekty viazané na prechody medzi hradlom a emitorom a hradlom a kolektorom. Osobitne musia byť tieto prvky uvažované pri analýze vľ chovania tranzistorového zosilňovača. Na rozdiel od bipolárnych tranzistorov nevystupujú tu efekty oneskorenia spôsobené potrebou odstránenie nadbytočných nábojov. To je veľká prednosť vysokofrekvenčných zosilňovačov na báze poľom riadených tranzistorov.

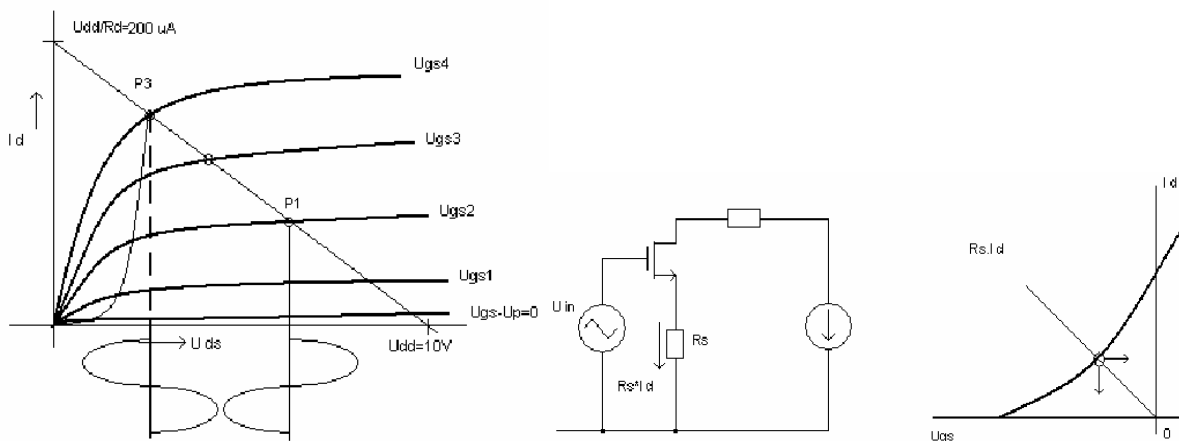
Nastavenie pracovného bodu tranzistora.

Poľom riadené tranzistory

Nedostatky predchádzajúceho obvodu pre ochudobňovaný typ N kanálového MOS FET tranzistora sú odstránené zapojením podľa obr. 5.5.2. Odpor R_S zapojený do emitora zabezpečí spätnou väzbou stabilizáciu prúdu emitora. Pre vstupný obvod platí sústava rovníc

$$\left. \begin{aligned} U_{GS} &= I_D R_S \\ I_D &= \frac{I_{DSS}}{U_P^2} (U_{GS} - U_P)^2 \end{aligned} \right\} \Rightarrow U_{GS} = \left(U_P + \frac{U_P^2}{2.R_S I_{DSS}} \right) \left(1 + \sqrt{1 - \frac{1}{\left(1 + \frac{U_P}{2.R_S I_{DSS}} \right)^2}} \right) \quad (5.5.6)$$

Hodnotu prúdu pracovného bodu možno určiť aj graficky (Obr. 5.5.2.b.)



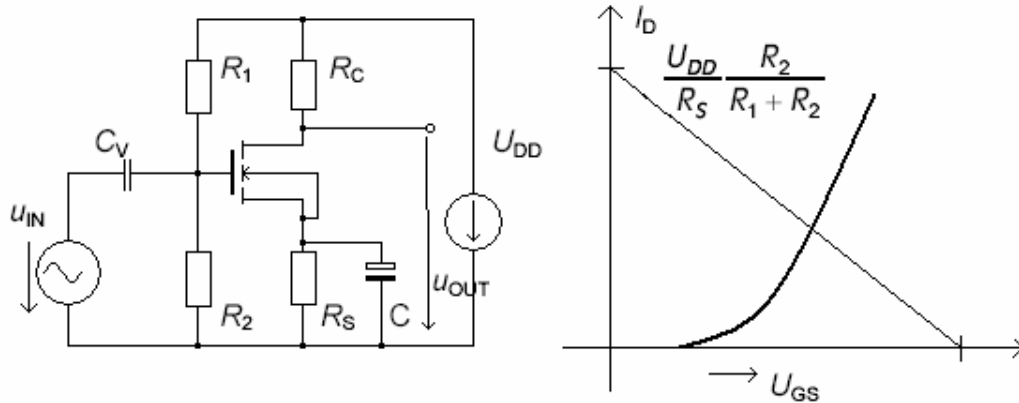
Obr. 5.5.2 Stabilizácia pracovného bodu odporom v emitore

Pre tranzistory pracujúce v obohacovanom móde musí byť hradlo kladnejšie ako emitor. Vytvorí sa to odporovým deličom na vstupe zosilňovača (obr. 5.5.3). Hodnoty odporov vstupného deliča majú byť veľmi veľké, aby sa nepotlačila výhoda vysokého vstupného odporu poľom riadeného tranzistora. Potom pre vstupný obvod platia rovnice z ktorých možno určiť jeho hodnoty riešením sústavy

$$\begin{aligned} U_{GS} &= U_{DD} \frac{R_1}{R_1 + R_2} - I_D R_S \\ I_D &= \frac{\beta}{2.U_P^2} (U_{GG} - U_P)^2 \end{aligned} \quad (5.5.7)$$

Grafické riešenie tejto sústavy je na (Obr. 5.5.3. b.). Hodnoty kapacít väzobného kondenzátora C_V a blokovacieho C_B sa vypočítajú pre dolnú medznú frekvenciu. Vázobný kondenzátor sa určí z podmienky aby nimi zavedené tlmenie predstavovalo 3 dB. Takáto situácia nastane keď reaktancia kondenzátora bude rovná vstupnému odporu obvodu.

$$\frac{1}{\omega_D C_V} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}; \Rightarrow C_V = \frac{R_1 + R_2}{\omega_D R_1 R_2} \quad (5.5.8)$$

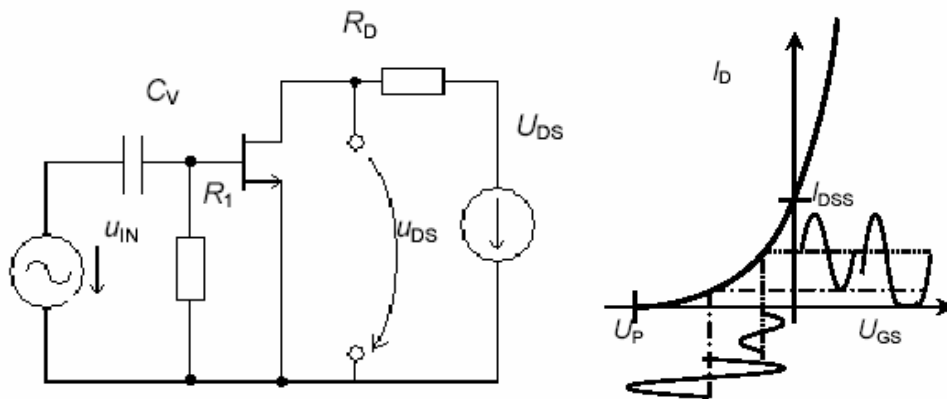


Obr. 5.5.3 Nastavenie pracovného bodu obohacovaného MOS FET tranzistora

Výpočet blokovacej kapacity C vychádza zo sústavy rovníc.

$$\left. \begin{aligned} u_{GS} &= u_{in} - g_m u_{GS} \hat{X}_S \\ u_{out} &= g_m u_{GS} R_D \end{aligned} \right\} \Rightarrow A_u = \frac{u_{out}}{u_{in}} = \left| \frac{g_m R_D}{1 + g_m \hat{X}_S} \right|; \hat{X}_S = \frac{R_S}{j\omega_D R_S C + 1} \quad (5.5.9)$$

Z podmienky pre prípustné zoslabenie modulu zosilnenia pri dolnej medznej frekvencii ω_D oproti hodnote pri $\omega \rightarrow \infty$ kedy účinok odporu R_S je vyskratovaný sa určí blokovacia kapacita C. Pre frekvenciu $\omega \rightarrow \infty$ je zosilnenie $A_u = g_m \cdot R_D$. Zjednodušene sa blokovacia kapacita C volí tak aby reaktancia kapacity pri dolnej medznej frekvencii bola desatinou hodnoty odporu R_S .



Obr. 5.5.4 Nastavenie pracovného bodu J FET tranzistora sériovým kondenzátorom v hradle

PN priedoch tranzistora J FET možno tiež využiť na nastavenie pracovného bodu pomocou väzobnej kapacity a vstupného odporu R_1 (obr. 5.5.4). Za predpokladu budenia vstupu harmonickým signálom $u_{in} = U_1 \cdot \cos \omega t$ sa nabije väzobný kondenzátor cez priepustne polarizovaný PN priedoch J FET tranzistora prvou kladnou špičkou na napätie U_1 . Za predpokladu, že prahové napätie je $|U_P| > 2 \cdot U_1$, sa vytvorí kondenzátorom nabitým na napätie U_1 predpätie tejto hodnoty. Vyššie hodnoty amplitúdy, ktoré nespĺňujú horeuvedenú nerovnosť spôsobia orezávanie záporných špičiek (obr. 5.5.4.b). Význam odporu R_1 spočíva v možnosti vybiť väzobný kondenzátor ak by impulzné rušenie so špičkovou hodnotou väčšou ako prahové napätie nabilo kondenzátor na takú hodnotu, že uzavrie J FET tranzistor.

Zapojenia poľom riadených tranzistorov so spoločným kolektorom a spoločným hradlom nenašli širšie praktické uplatnenie v obvodovej technike.

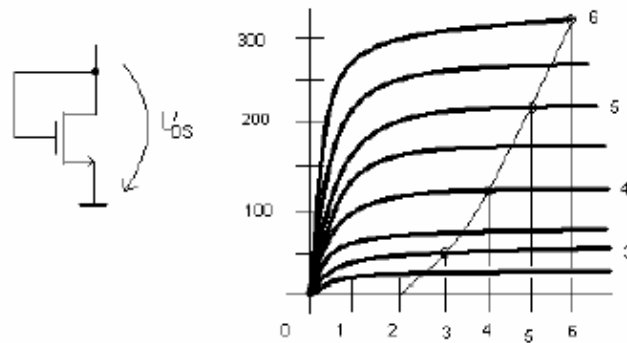
MOS FET tranzistor ako odpor

V úvode kapitoly bolo poznamenané, že jednou z výhod poľom riadených tranzistorov je ich uplatniteľnosť ako odporu, kondenzátora a aktívneho prvku. Kysličníková vrstva medzi hradlom a kanálom tvorí skoro ideálny kondenzátor, ktorého geometrické rozmery sú určované maskou. To umožní na tom istom čípe vytvárať vedľa seba kondenzátory s presne definovaným pomerom keďže ich merná kapacita závisí od technologických parametrov čípu.

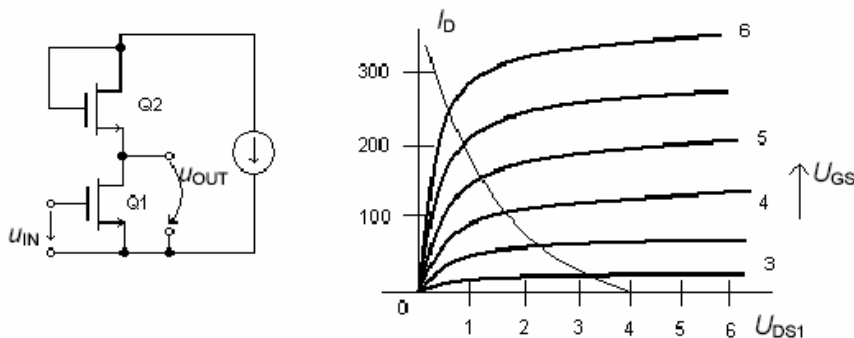
Použitie obohacovaného MOS FET tranzistora je ukázané na obr. 5.5.5. Keď prahové napätie tranzistora je 2 V, zaťažovaciu krivku je možno určiť z výstupných charakteristík pre jednotlivé hodnoty $U_{DS}=U_{GS}$. Takto zistená charakteristika záťaže, sa preniesie do výstupných charakteristík aktívneho tranzistora Q_1 pre ktorý tranzistor Q_2 spomenutých vlastností tvorí aktívnu záťaž. Za predpokladu zhodných vlastností oboch tranzistorov je zapojenie a výsledná zaťažovacia krivka na obr. 5.5.6.

Chovanie obvodu možno opísať dvojicou rovníc

$$\begin{aligned} U_{DD} &= U_{DS1} + U_{DS2} \\ I_{D1} &= I_{D2} \end{aligned} \tag{5.5.10}$$



Obr. 5.5.5 Zaťažovacia krivka MOS FET tranzistora



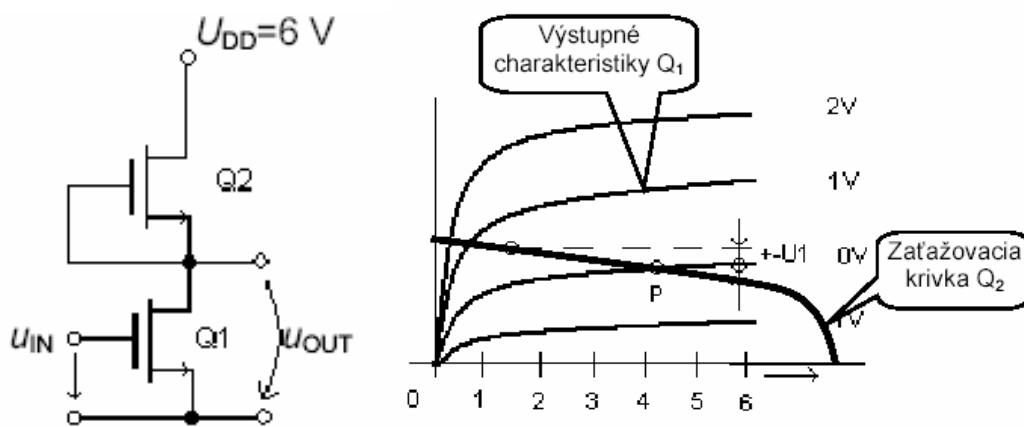
Obr. 5.5.6 Unipolárny tranzistor ako záťaž

Podmienka rovnakých vlastností tranzistora je výhodná z technologických dôvodov. Tá istá maska a technológia difúzie sa dá použiť pre všetky tranzistory na čípe. Ak sa použije tranzistor v ochudobňovanom režime ako záťaž možno jeho hradlo spojiť s emitorom obr. 5.5.7. Z výstupných charakteristík tranzistora Q_2 sa získa priebeh zaťažovacej krivky pre prípad $U_{GS}=0$ (obr. 5.5.7.b). Túto zaťažovaciu krivku možno potom preniesť do siete výstupných charakteristík tranzistora Q_1 (obr. 5.5.7.c). Ak aj tranzistor Q_1 pracuje v ochudobňovanom móde pracovný bod bude určený

priesečníkom zaťažovacej charakteristiky Q_2 s čiarou siete výstupných charakteristík pre $U_{GS}=0$ V. Za predpokladu, že vstupným napätím je harmonický signál s amplitúdou U_1 možno na výstupných charakteristikách určiť rozkmit výstupného napätia. Podľa strmosti zaťažovacej charakteristiky vidieť aj jej ďalšiu výhodu. Zaťažovací odpor Q_2 predstavuje prúdový zdroj s vnútorným odporom rovným

prevrátenej hodnote smernice $r_{DS} = \left(\frac{\partial I_{D2}}{\partial U_{DS2}} \right)^{-1} \rightarrow \infty$ °Napätové zosilnenie je pre invertujúce

zapojenie zosilňovača úmerné zaťažovaciemu odporu v kolektore (5.5.3). V tomto prípade je zaťažovacím odporom diferenciálny odpor. Na druhej strane jeho paralelne zaradený prúdový zdroj umožní polarizovať tranzistor požadovaným kolektorovým prúdom. Táto výhoda má aj svoje úskalie. Dva tranzistory pracujú ako dva do série zaradené prúdové zdroje. Ak nie je zabezpečená súhra ich parametrov (rovnaké emitorové prúdy pre nulové napätie hradlo emitor) pracovný bod sa ustáli v jednej z krajných polôh výstupnej charakteristiky tranzistora Q_1 . Takou krajnosťou môže byť prípad keď prúd tranzistora Q_1 pri nulovom napätí je väčší ako prúd Q_2 pre to isté napätie hradlo emitor. Potom pracovný bod je v oblasti alých napätí U_{DS1} . Rozkmit výstupného napätia je silne obmedzený ohybom výstupných charakteristík.

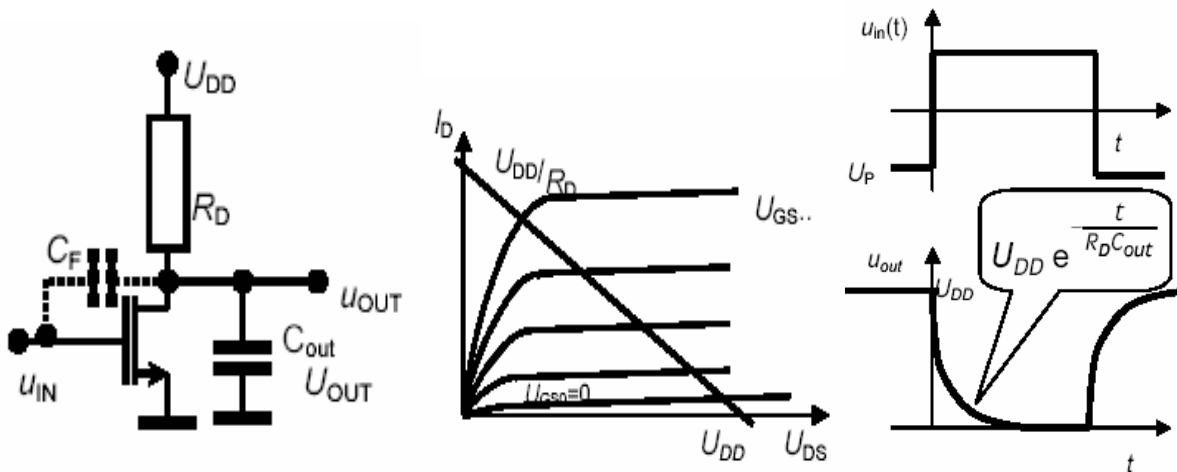


Obr. 5.5.7 Unipolárny tranzistor ako záťaž s vysokým diferenciálnym odporom

MOS FET tranzistor ako spínač

Poľom riadené tranzistory sú polovodičové prvky ktoré sa svojimi vlastnosťami najviac približujú ideálnemu spínaču. Riadiaci obvod je galvanicky oddelený od spínaného a pri zopnutí kanál vykazuje iba odpor bez zvyškového napätia. Vplyv odporu sa prejavuje v spínanom obvode lineárne a môže byť vykompenzovaný vyšším zosilnením nasledujúceho stupňa. Navyac, rôznymi technológiami ako VMOS a paralelným zapojením tranzistorov sa tento odpor dá znížiť.

Chovanie spínača ukazuje obr. 5.5.8.a. Krajné hodnoty napätí pri zopnutí a rozpojení sa určia v sieti výstupných charakteristík obr. 5.5.8 b. Pribeh výstupného napätia pre zmeny vstupného napätia v prípade ochudobňovaného typu tranzistora MOS FET je na obr. 5.5.8.c.



Obr. 5.5.8 Spínací režim unipolárneho tranzistora

Nevýhody z rôznych úrovní na vstupe a výstupe ako je to pri MOS FET-och v ochudobňovanom móde obr. 5.5.8.c. sa neobjavujú pri tranzistoroch v obohacovanom móde. Výstupná charakteristika je na obr. 5.5.8.b. Vytvorenie spínača len jedným tranzistorom spôsobí nesymetrické chovanie výstupu. Časová konštanta priebehu je určená súčinom výstupného odporu R_D a ekvivalentnej kapacity C_{out} . Ekvivalentná výstupná kapacita je tvorená priamou výstupnou kapacitou a späťvzobne zväčšeným účinkom kapacity C_F .

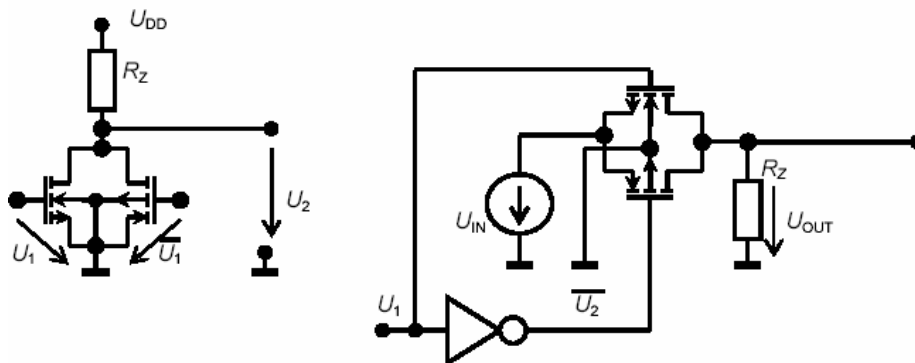
Paralelným zapojením dvoch tranzistorov s N a P kanálom vytvorí symetrické výstupné charakteristiky. Riadiace napätia na oboch hradlách musia byť vzájomne inverzné obr. 5.5.9.a.). Dosiahne sa to najskôr invertorom, ktorý z napätia U_1 vytvorí invertovaný binárny stav $\overline{U_1}$. Okrem spínačov zapojených voči zemi možno poľom riadené tranzistory zapojiť aj do serie medzi zdrojom a záťažou obr. 5.5.9.b.). Podmienky pre otvorenie a zatvorenie spínača za predpokladu, že vstupný signál $u_{in} \in \langle U_{min}, U_{max} \rangle$ sú uvedené

otvorenie :

$$Q_1(P - kan) \Rightarrow U_{GS1} < U_{1min} + U_{P1}; \quad Q_2(N - kan) \Rightarrow U_{GS2} > U_{1max} + U_{P2} \quad (5.5.11)$$

zatvorenie :

$$Q_1(P - kan) \Rightarrow U_{GS1} > U_{1max} + U_{P1}; \quad Q_2(N - kan) \Rightarrow U_{GS2} < U_{1min} + U_{P2}$$



Obr. 5.5.9 Komplementárna dvojica unipolárnych tranzistorov ako spínač voči zemi a medzi zdrojom a záťažou

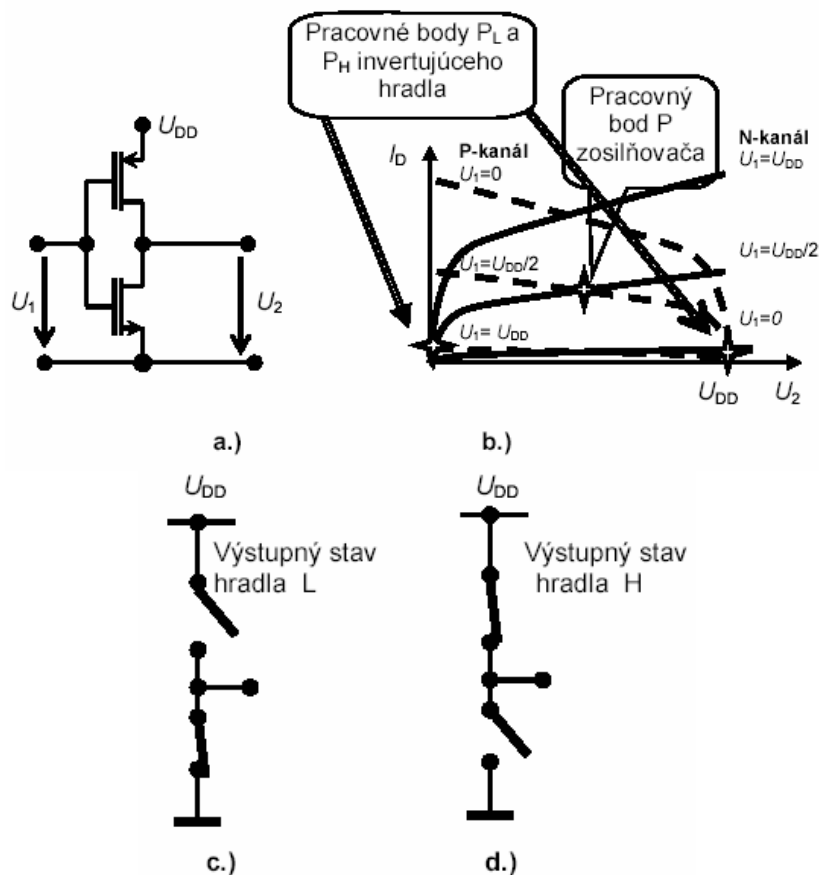
Dynamické chovanie spínača je možné študovať pri uvažovaní parazitných kapacít medzi hradlom a jednotlivými elektródami a výstupnej kapacity FET tranzistora. Veľký vplyv na dynamické chovanie tranzistora majú parazitné kapacity usporiadania.

Použitie viacerých spínačov prepojujúcich viaceré zdroje na spoločný zaťažovací obvod predstavuje multiplexer analógového napätia (AMUX). AMUX je funkčný blok, ktorý našiel uplatnenie v meracích prístrojoch a v obvodoch rozhrania medzi analógovými a číslicovými blokmi. Analógové vstupné napätia z rôznych zdrojov sú tak konvertované na číslicovú hodnotu spoločným analógovo-číslícovým prevodníkom ako blokom určujúcim v hlavnej miere presnosť prevodu analógovej veličiny do jej číslicovej reprezentácie. Tvoria vstupný blok systémov číslicového spracovania signálov v moderných informačno komunikačných zariadeniach.

Výhody ktoré poskytujú CMOS tranzistory blokmi spínača, analógového multiplexora, zosilňovača s nekonečne veľkým vstupným odporom a pamäťových kapacít ktoré možno vytvoriť s veľmi presným vzájomným pomerom sú príčinou, že tvoria základ stavebných prvkov obvodov so spínanými kapacitami. Tieto obvody našli uplatnenie ako bloky spracovania analógového signálu s presnými hodnotami prenosových parametrov ako napríklad presné prístrojové zosilňovače, analógovo-číslícové a číslicovo-analógové prevodníky.

Číslicové obvody CMOS

Veľmi výhodné je použitie komplementárnej dvojice tranzistorov PMOS a NMOS pri vytváraní číslicových obvodov. Aj obvody analógového spracovania signálov získajú lepšie vlastnosti kombináciou týchto prvkov. Použitie tranzistorov oboch typov kanálov na tom istom čípe sa nazýva CMOS usporiadanie (angl. complementary MOS).



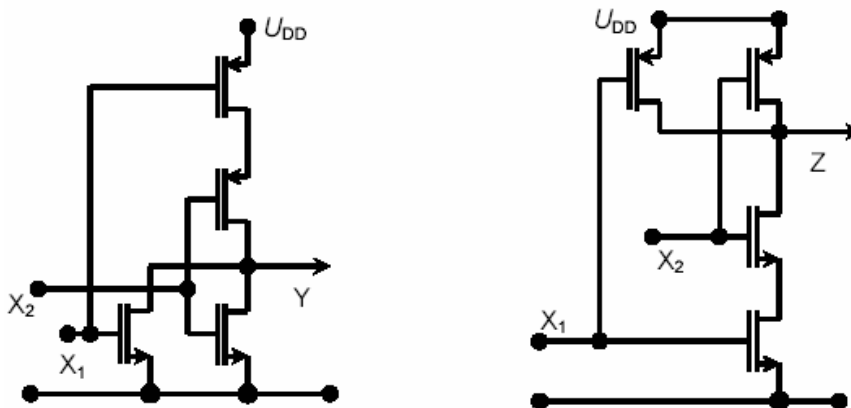
Obr. 5.5.10 Dva stavy CMOS invertora

Poľom riadené tranzistory

Na obr. 5.5.10 a . je zapojenie invertora s použitím komplementárnej dvojice MOS tranzistorov. NMOS tranzistor je aktívny a PMOS vytvára záťaž. Ak obidva tranzistory sú v obohacovanom móde úlohy aktívneho a pasívneho sú zameniteľné. Pri vhodnej voľbe tranzistorov so symetrickými vlastnosťami je možné určiť pracovný bod z priesečníka výstupných kriviek pre napätie $U_{GS}=U_{DD}/2$. Splnenie podmienky zhodnosti charakteristík je technologicky náročná úloha. Súčasne predstavuje aj pracovný bod pre princíp realizácie invertujúceho zosilňovača s nekonečne veľkým vstupným odporom. Skutočné schémy majú viacero prvkov realizujúcich nastavenie vstupu a výstupu do polovice rozsahu $U_{DD}/2$. Predpokladom je použitie dvojice komplementárnych tranzistorov v obohacovanom móde. V prípade že vlastnosti dvojice sú zhodné, vstupné napätie v polovici napájacieho rozsahu $U_{DD}/2$ vytvorí pracovný bod P na výstupe tiež v polovici rozsahu $U_{DD}/2$.

Výhodnejšie je použitie komplementárnej dvojice v číslicových obvodoch. Pre nulové vstupné napätie je tranzistor Q1 zavretý a tranzistor Q2 otvorený. Náhrada takéhoto obvodu ideálnymi spínačmi je na obr. 5.5.10 d. Pre vstupné napätie rovné U_{DD} obvod má zopnuté a rozopnuté spínače vzájomne vymenené. Vstupný číslicový signál je týmto logickým obvodom invertovaný.

Usporiadáním CMOS obvodu podľa obr. 5.5.11 je možno vytvárať logické funkcie OR (obr. 5.5.11.a.) a AND (obr. 5.5.11.b.). Stačí na ich invertovaný výstup ešte pripojiť invertor podľa obr. 5.5.10. Dôkaz o tom , že obvody vytvárajú spomenuté je možno vytvoriť pomocou pravdivostnej tabuľky na obrázku pre obidva typy logických členov.



Obr. 5.5.11 Dva typy CMOS logických hradiel

Základnou prednosťou logických obvodov CMOS je to, že v oboch stavoch výstupu priečný prúd logickým členom je nulový. Tým aj spotreba potrebná na kludový stav týchto členov je nulová. Odber nastáva iba vo fázach prechodu kedy prúd zo zdroja musí dodať náboj do parazitných kapacít logického hradla. S rastom spínacích frekvencií spotreba týchto obvodov rastie. Druhou výhodou CMOS logických obvodov voči bipolárnym je to, že napájacie napätie môže byť teoreticky ľubovoľne malé. Pri bipolárnym ja táto hodnota obmedzená dvojnásobkom napätia dvoch PN priechodov čo predstavuje práh 1,4- 1,6 V.

6 VIACTRANZISTOROVÉ ZAPOJENIA

Nelinearity polovodičových prvkov spôsobujú, že výstupný signál nie je jednoznačnou reprodukciou vstupného signálu. Všeobecne tento obvod je opísaný sústavou nelineárnych diferenciálnych rovníc budených známym vstupným signálom. Analýza nelinearitou spôsobeného signálu v ľubovoľnom mieste obvodu vyvolaného známym vstupným signálom vyžaduje numerické postupy riešenia sústavy závislé od typu nelinearít. Zriedkakedy je možno pri štúdiu týchto obvodov použiť analytické postupy.

6.1 Analýza elektronických obvodov pomocou linearizovaných modelov

Analýza veľkej skupiny analógových obvodov sa dá uskutočniť pomocou modelov tranzistorov pre „malé signály“ – prírastkových modelov. Východiskom, umožňujúcim analyzovať chovanie takýchto obvodov je prístup k predpokladu, že obvod pre ktorý budú známe jednosmerné hodnoty pracovných prúdov a napätí sa bude vyšetrovať za predpokladu malého budiaceho signálu v okolí tohto pracovného bodu. Uplatní sa tu nelineárna analýza pri určení pracovných veličín a v ich okolí sa chovanie obvodu bude skúmať ako účinok diferenciálne malého budiaceho signálu. Obvodové vlastnosti prvkov budú nahradené ich diferenciálnymi parametrami (linearizovanými- prírastkovými veličinami) a študované prúdy a napätia budú tvoriť diferenciálny prírastok k pracovným prúdom a napätiam. Princíp superpozície ako je známe z teórie obvodov neplatí vo všeobecnosti v nelineárnych obvodoch. Predpoklad diferenciálne malého vplyvu budiaceho signálu k pracovnej veličine umožňuje použiť superpozíciu oboch účinkov. Ľubovoľná veličina V za týchto predpokladov pozostáva z jednosmernej pracovnej hodnoty V_0 a superponovanej striedavej- prírastkovej- zložky ΔV .

$$V = V_0 + \frac{\partial V}{\partial b_1} db_1 + \dots + \frac{\partial V}{\partial b_L} db_L \quad (6.1.1)$$

, kde db_i sú diferenciály-prírastkové- účinky jednotlivých budiacich veličín.

Pojem „malý signál“ je relatívny a závisí od pomerov v skúmanom obvode. Základným kritériom je to aby odchýlky okamžitých hodnôt signálu od pracovného bodu ešte stále umožňovala lineárnu aproximáciu chovania obvodu. Tento postup veľmi zjednoduší výpočet lebo signálová náhradná schéma (ST schéma) vedie na opis sústavou lineárnych rovníc, ktoré možno riešiť analyticky. Výsledok je jednoznačný aj pre komplexne vyjadrené veličiny v závislosti od frekvencie. Opis elektronického obvodu je predstavovaný sústavou lineárnych diferenciálnych rovníc. Pre prípad budenia harmonickým signálom sa sústava transformuje na sústavu lineárnych komplexných rovníc. Hľadanými veličinami sú fázory napätí a prúdov obvodu. Obidva opisy sú riešiteľné analytickými metódami.

V tejto časti budú opísané polovodičové viactranzistorové obvody, kde bude zosilňovaný signál s malou amplitúdou a tým aj malým skreslením. Neprejavajú sa v nich účinky nelinearít polovodičových prvkov a ani sa tieto nelinearity pre spracovanie signálu nebudú využívať. Predpokladá sa budenie harmonickým signálom malej amplitúdy, obvody sú preto opísané lineárnou sústavou komplexných rovníc. Za predpokladu, že frekvencia budiaceho signálu je v strede frekvenčného pásma možno prísť ešte k ďalšiemu zjednodušeniu. Reaktancie väzobných sú voči hodnotám reálnych odporov

s nimi vyskytujúcich sa v sérii zanedbateľné a možno ich nahradiť skratom. Podobne hodnoty blokovacích kondenzátorov sú také že voči paralelne pripojeným odporom predstavujú skrat. Na druhej strane predpokladá sa, že hodnoty väzobných indukčností sú voči paralelne pripojeným odporom nekonečne veľké. Všetky tieto predpoklady sú zmysluplné s ohľadom na úlohu akú tieto súčiastky v obvode splňujú. Tým sa lineárna sústava komplexných rovníc zredukuje na sústavu lineárnych rovníc reálnych veličín. Všetky veličiny v obvode budú s nulovým fázovým posunom alebo posunom 180° pre invertované veličiny. Reaktančné prvky pre ktoré nemožno tieto predpoklady splniť sú také, ktorých úlohou v obvode je práve vytvoriť požadovaný fázový posun alebo presne definovaný frekvenčne závislý prenos (ladené zosilňovače) a pod.

Najpopulárnejším analógovým viactranzistorovým obvodom je diferenčný stupeň. Je využívaný veľmi často ako vstupný stupeň operačných zosilňovačov. V ňom je diferenčný stupeň ďalej sledovaný stupňom s vysokým ziskom a na konci operačného zosilňovača výkonovým stupňom. Výhodou viactranzistorových zapojení je nielen vysoký zisk v jednom stupni ale aj možnosť nastavenia požadovaných hodnôt vstupných a výstupných impedancií. Osobitnou výhodou je možnosť napojenia jednotlivých zosilňovačov do kaskády bez potreby oddeľovacích kondenzátorov. Pri tomto sa využíva symetria zapojení a komplementárnosť tranzistorov v kaskáde.

6.2 Základný diferenčný stupeň

Jedným z najuniverzálnejších obvodov pre spracovanie spojitého signálu v dolnofrekvenčnom pásme počnúc od JS signálu ($0-f_{max}$) je operačný zosilňovač (OZ). Mimoriadne významné je jeho uplatnenie v prístrojovej meracej technika.

Ideálny a skutočný operačný zosilňovač

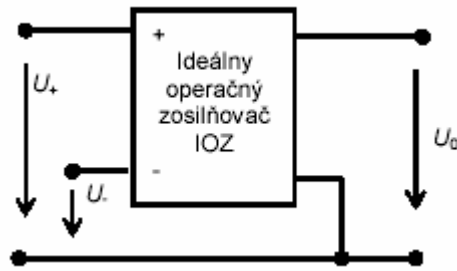
Vďaka rozvoju mikroelektroniky sa skutočný OZ svojimi vlastnosťami stále viac približuje k ideálnemu operačnému zosilňovaču (IOZ). Vlastnosti skutočného OZ v porovnaní s ideálnym možno pre dnešný stav technológie výroby obvodov predspracovania signálu odhadnúť údajmi uvedenými v zátvorke.

- nekonečným zosilnením v diferenčnom móde. V reálnom OZ je diferenčné zosilnenie $A_D = 10^6$.
- nulovým zosilnením v súčtovom móde. V reálnom OZ je zosilnenie súčtového signálu $A_{CM}=1-10..$. Výstupné napätie OZ je potom určené vzťahom

$$U_O = A_D(U_1 - U_2) + A_{CM} \frac{U_1 + U_2}{2} \quad (6.2.1)$$

kde pre ideálny $A_D \rightarrow \infty$ a $A_{CM} = 0$.

- nekonečnou vstupnou impedanciou. V reálnom OZ je vstupný odpor $R_{IN}=10 \text{ M}\Omega$.
- nulovým výstupným odporom. V reálnom OZ je výstupný odpor $R_{OUT}=50 \Omega$.
- nekonečnou šírkou frekvenčného pásma spracovávaného signálu. V reálnom OZ je frekvencia prvého pólu frekvenčnej charakteristiky je cca $f_1=20 \text{ Hz}$.



Obr. 6.2.1 Schéma ideálneho operačného zosilňovača

Z teórie zápornej spätnej väzby je zrejmé, že vďaka veľkému zosilneniu operačného zosilňovača prenosová funkcia výsledného usporiadania bude závislá len na reciprokej hodnote prenosu lineárneho spätnoväzobného člena $1/\beta$. Využitím spätnej väzby v elektronických obvodoch sa zaoberá kap.7.

$$A' = \frac{A}{1 - \beta A} = \left| A \rightarrow \infty \right| = -\frac{1}{\beta} \quad (6.2.2)$$

Výberom vhodnej zápornej spätnej väzby možno upraviť charakter výslednej prenosovej funkcie a vlastností zosilňovača (vstupný a výstupný odpor). Podľa charakteru prenosovej funkcie možno získať:

- Napäťový zosilňovač, charakterizovaný prenosovou funkciou U_2/U_1 .
- Prúdový zosilňovač, ktorého prenosová funkcia je určená pomerom prúdov I_2/I_1 .
- Napäťovo prúdový prevodník, charakterizovaný prenosovou funkciou I_2/U_1 .
- Prúdovo napäťový prevodník, charakterizovaný prenosovou funkciou U_2/I_1 .

Skutočný operačný zosilňovač napriek stálemu zlepšovaniu jeho parametrov smerom k vlastnostiam ideálneho OZ má vlastnosti, ktoré je potrebné brať do úvahy ak sa skúma jeho chyba vnášaná do spracovávaného signálu. Poznanie vlastností reálneho OZ je osobitne dôležité pri návrhu meracích systémov. Tam nároky na presnosť sa stále zvyšujú a napriek zlepšeniam v technológii výroby OZ je chybová analýza nutnou súčasťou posudzovania návrhu moderných meracích systémov. S hlavnými zdrojmi chyb reálneho OZ bude čitateľ oboznámený v Kap.6.4.

Jedným z nedostatkov reálneho OZ voči ideálnemu je nenulové zosilnenie signálu, ktorý sa prejavuje v súhlasovom móde. Vstupným signálom v súhlasovom móde sa myslí priemerná hodnota napätí invertujúceho a neinvertujúceho stupňa voči zemi $(U_1+U_2)/2$. Pomer medzi zosilnením v diferenčnom móde a súčtovom móde je označovaný symbolom CMRR (angl. common mode rejection ratio) a pri skutočnom operačnom zosilňovači predstavuje činiteľ potlačenia súčtového signálu

$$CMRR_{dB} = 20 \log \left| \frac{A_D}{A_{CM}} \right| \quad \text{absolutne} \quad CMRR = \left| \frac{A_D}{A_{CM}} \right| \quad (6.2.3)$$

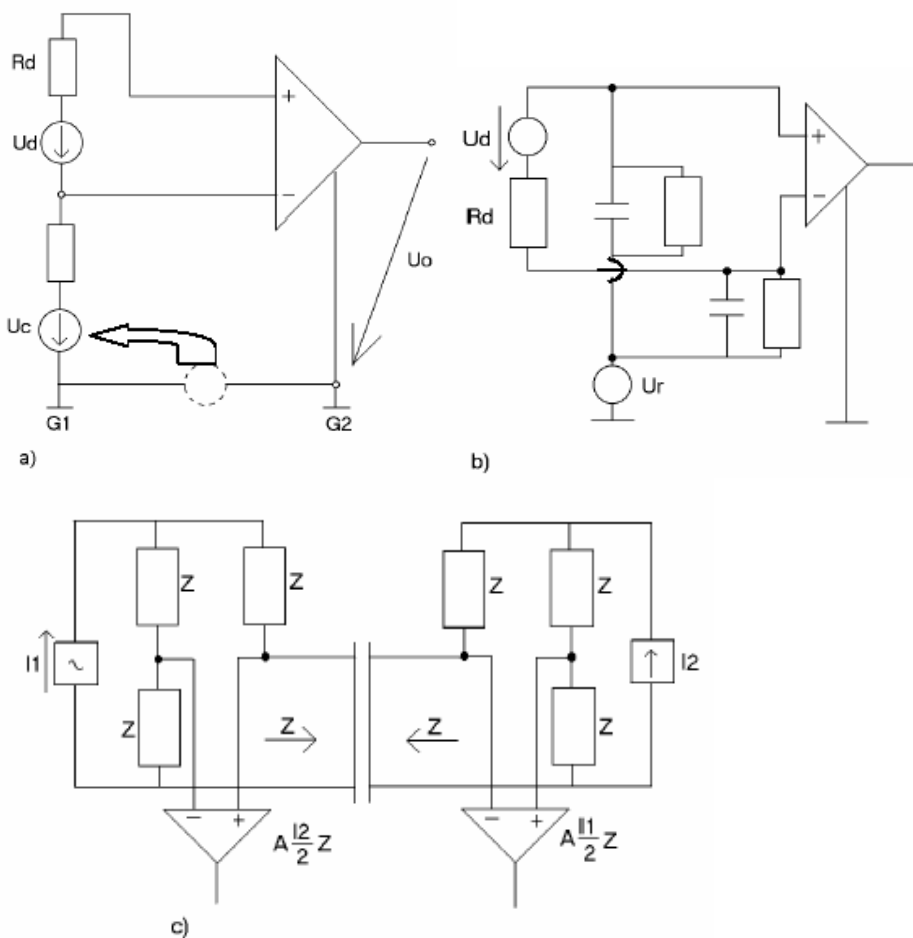
Hlavnou výhodou vysokého potlačenia súčtového signálu je to, schopnosť zosilňovať rozdielový signál pre nulové zosilnenie súčtového signálu sa využíva v spracovaní symetricky vedeného signálu alebo slabého signálu vplyvného rušením z galvanických väzieb. Čitateľ si ľahko predstaviť situáciu, kedy zdroj slabého signálu (snímač fyzikálnych veličín v rušenom priemyselnom prostredí) je uzemnený na do bodu G1. Zosilňovač má svoj uzemňovací bod v inom mieste G2. (obr. 6.2.2 a.) Vplyvom

Viactranzistorové zapojenia

blúdných prúdov od spotrebičov veľkých výkonov medzi týmito zemnacími bodmi vznikne úbytok napätia U_{CM} . Toto rušiacie napätie (sieťová frekvencia) sa pripočíta k vstupnému. Zosilňovač s vysokým potlačením súčtového signálu je jediná cesta ako zoslabiť tento neželaný vplyv.

Iný prípad je prenos vf signálov symetrickým vedením. (obr. 6.2.2.b.) Rušiaci signál prenikajúci do vedenia parazitnými kapacitnými väzbami môže byť potlačený iba zapojením s vysokým potlačením vstupného signálu.

Zapojenia so schopnosťou zosilňovať rozdielový signál a byť necitlivými na súčtový signál sú základom signálových výhybiek. V nich jeden signál (prichádzajúci) je v rozdielovom a druhý (odchádzajúci) v súčtovom móde. Tak nenastane lokálna spätná z blízkeho generátora na vstup vlastného zosilňovača. Predpokladom je zhoda impedancie vedenia s impedanciami vo vetvách mostíka (obr. 6.2.2.c).



Obr. 6.2.2 Využitie vysokého zosilnenia v diferencnom móde a nulového zosilnenia v súhlasovom móde ideálneho operačného zosilňovača

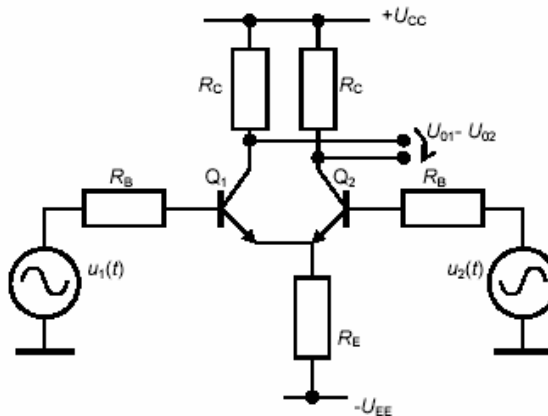
Príčiny pre ktoré skutočný zosilňovač vykazuje neželanú citlivosť na súčtový signál sú dve:

- Skutočný operačný zosilňovač vykazuje konečnú hodnotu zosilnenia súčtového signálu A_{CM} .
- Vstupný súčtový signál U_{CM} na nesymetrii vstupnej odporovej siete generuje rozdielové napätie, ΔU_{CM} ktorú je potom veľkým diferencným zosilnením A_D prenesené na výstup.

Prvú príčinu možno potlačiť výberom operačného zosilňovača s vysokým činiteľom potlačenia súčtového signálu CMRR. Druhý zdroj prieniku súčtového signálu na výstup možno potlačiť len starostlivým obvodom riešením s využitím symetrie alebo rozpojením možných galvanických väzieb.

Diferenčný stupeň

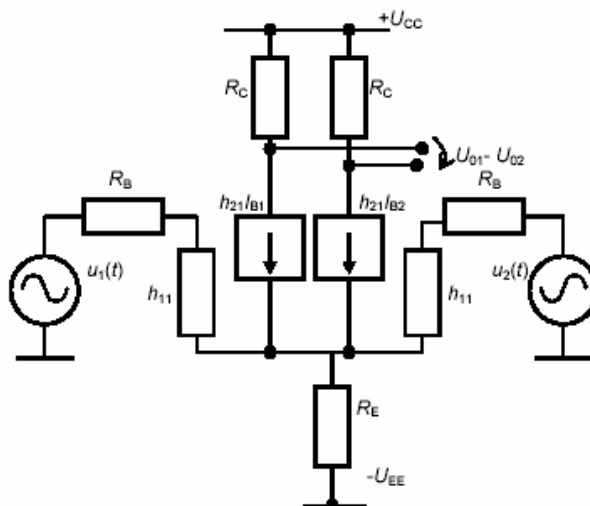
Zapojenie diferenčného stupňa je na obr. 6.2.3.



Obr. 6.2.3 Diferenčný zosilňovač

Keď tranzistory Q_1 a Q_2 budú rovnaké prúd I_E sa rozdelí na dve zhodné polovice $I_{E1} = I_{E2} = 0,5 \cdot I_E$. Pre dostatočne veľké hodnoty prúdových zosilnení možno emitorvé prúdy považovať za zhodné s kolektorovými a v tom prípade aj vstupné napätia $u_1 = u_2$ sú zhodné. Použitie záporného napájacieho napätia si vyžiadalo to, že vstupný signál U_1 a U_2 môžu mať nulovú ustálenú hodnotu. Záporné napájacie napätie je obvykle symetrické svojou veľkosťou ku kladnému. Symetrické napájanie zaisťuje, že v obvode sa dokáže spracovať aj bipolárny signál ktorý je na výstupe symetrický obmedzovaný.

Náhradná schéma diferenčného zosilňovača pre malé signály je na obr. 6.2.4. Tranzistory sú modelované h-parametrickými náhradami so zjednodušením $h_{12e} = h_{22e} = 0$.



Obr. 6.2.4 Náhradná schéma diferenčného zosilňovača

Z analýzy výstupného obvodu platí

$$\begin{aligned} U_{O1} &= -h_{21e} I_{b1} R_C \\ U_{O2} &= -h_{21e} I_{b2} R_C \end{aligned} \quad \text{za predpokladu} \quad h_{21e1} = h_{21e2} = h_{21e} \quad (6.2.4)$$

Vstupné prúdy sú určené vzťahmi

$$\begin{aligned} I_{b1} &= \frac{U_1 - U_e}{R_B + h_{11e1}} = \frac{U_1 - U_e}{R_B + h_{11e}} \\ I_{b2} &= \frac{U_2 - U_e}{R_B + h_{11e2}} = \frac{U_2 - U_e}{R_B + h_{11e}} \end{aligned} \quad \text{ak} \quad h_{11e1} = h_{11e2} = h_{11e} \quad (6.2.5)$$

Výstupné napätia na jednotlivých kolektoroch predstavujú nesymetrické výstupy. Hodnoty týchto napätí v závislosti od vstupných napätí U_1 a U_2 možno vypočítať úpravou predchádzajúcich vzťahov. Oveľa praktickejšia je ale výstup diferencný medzi obidvoma kolektromi je určený výrazom kde určujúcim je rozdiel vstupných napätí $U_1 - U_2 = U_D$.

$$U_{O1} - U_{O2} = -\frac{h_{21e} \cdot R_C}{R_B + h_{11e}} (U_1 - U_2) = -\frac{h_{21e} \cdot R_C}{R_B + h_{11e}} U_D \Rightarrow A_D = -\frac{h_{21e} \cdot R_C}{R_B + h_{11e}} \quad (6.2.6)$$

V ideálnom prípade iba rozdiel vstupných signálov je zosilnený. To má za následok tiež, že nula na vstupe odpovedá nula na výstupe. Možno preto zapojiť do kaskády priamo galvanicky spojené dva diferencné stupne bez oddelovacieho kondenzátora. Tiež zmena súhlasového signálu ($U_1 + U_2$) neovplyvní výstupný rozdielový signál. Zosilnenie súhlasového signálu pre symetrický výstup je nulové $A_{CM} = 0$.

Za predpokladu poskladania vstupného signálu zo súčtového a diferencného podľa vzťahov $U_1 = U_C - U_D/2$ a $U_2 = U_C + U_D/2$ výstupné napätie jedného kolektora (nesymetrický výstup) z rovníc (6.2.4) a (6.2.5) je určené výrazom

$$U_{O2} = -\frac{h_{21e} \cdot R_C}{R_B + h_{11e}} \left(\frac{U_D}{2} + \frac{(R_B + h_{11e}) U_C}{2 \cdot R_E (1 + h_{21e})} \right) = A_D U_D + A_{CM} U_C \quad (6.2.7)$$

Zosilnenie v súhlasovom móde pre nesymetrický výstup je nenulové.

Diferencný stupeň s MOS FET tranzistormi.

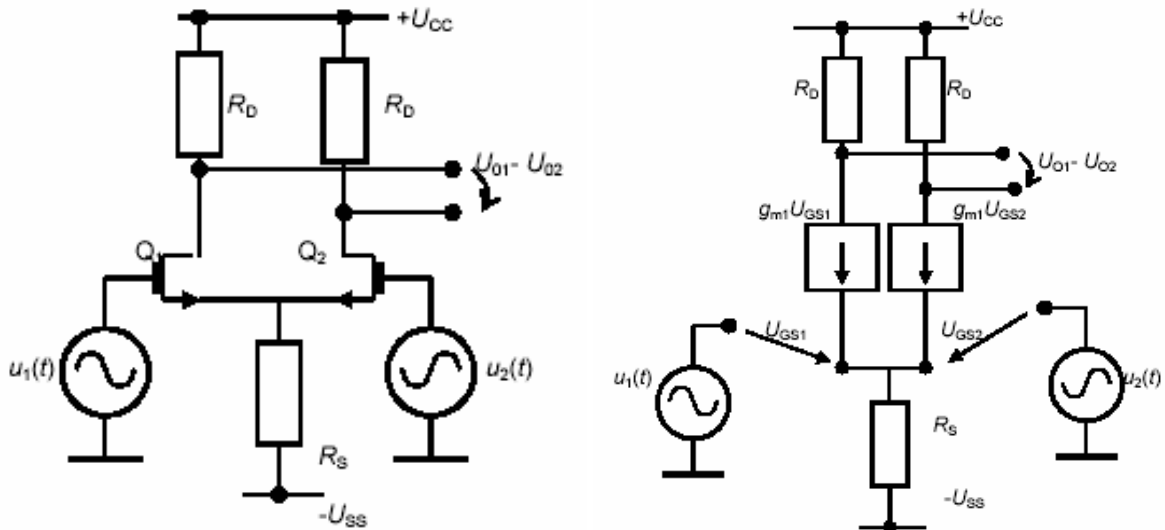
Schéma diferencného stupňa s MOSFET tranzistormi je ukázaná na obr. 6.2.5 a.). Náhradná signálová schéma je na obr. 6.2.5 b.). Pre zjednodušenie analýzy je možné predpokladať $g_{m1} = g_{m2} = g_m$. Kolektorové prúdy v obidvoch vetvách sú určené riadenými prúdovými zdrojmi. Výstupné diferencné napätie U_0 je určené vzťahom .

$$\begin{aligned} U_0 &= U_{O1} - U_{O2} = -g_m R_D U_{gs1} - (-g_m R_D U_{gs2}) \\ \text{kde } U_{gs1} &= U_1 - U_S; \quad U_{gs2} = U_2 - U_S \end{aligned} \quad (6.2.8)$$

Výsledné zosilnenie tohto stupňa je potom

$$A_U = \frac{U_0}{U_1 - U_2} = -g_m R_D \quad (6.2.9)$$

Pre zhodné veľkosti odporov R_D sa zmena súhlasového signálu neprejaví na diferenčnom napätí U_0 . Zosilnenie súčtového signálu na diferenčný výstup $A_{CM} = U_0 / (U_1 + U_2) = 0$.



Obr. 6.2.5 Diferenčný zosilňovač s unipolárnymi tranzistormi a jeho náhradná schéma

Iné sú prenosy na nesymetrický výstup, predstavaný kolektorom jedného z dvojice napr. U_{01} . Zosilnenie súhlasového signálu určené prenosom priemerného signálu na vstupe - súčtového signálu na nesymetrický výstup U_{01} už je rôzne od nuly. Sústavu rovníc (6.2.8) možno doplniť o rovnicu pomocou ktorej je možné vypočítať napätie U_S

$$U_S = g_m R_S (U_{gs1} + U_{gs2}) = g_m R_S (U_1 + U_2 - 2U_S)$$

odtiaľ
$$U_S = \frac{g_m R_S (U_1 + U_2)}{1 + 2g_m R_S} \quad (6.2.10)$$

Výsledný prenos na nesymetrický výstup je

$$U_{01} = g_m R_D \left[\frac{U_1 - U_2}{2} + \frac{U_1 + U_2}{2(1 + 2g_m R_S)} \right] = g_m R_D \left[U_D + \frac{U_C}{(1 + 2g_m R_S)} \right] \quad (6.2.11)$$

Analýza chovania nesymetrického výstupu diferenčného stupňa ukazuje, že vlastnosti takto využívaného zosilňovač sú horšie ako odber signálu zo symetrického výstupu. Potlačenie súčtového signálu v absolútnom vyjadrení tak ako je definované výrazom (6.2.3) možno pre diferenčný stupeň s bipolárnymi tranzistormi a unipolárnymi tranzistormi určiť

$$CMRR|_{bipolar} = \frac{1}{2} \left[1 + \frac{2(1 + h_{21e})R_E}{R_B + h_{11e}} \right]; \quad CMRR|_{unipolar} = \frac{1 + 2g_m R_S}{2} \quad (6.2.12)$$

Hodnotu CMRR možno zvýšiť zvýšením hodnoty R_E pre bipolárne diferenčné stupne a R_S pre unipolárne diferenčné stupne.

Vstupný odpor je významný parameter diferenčného stupňa. Podobne ako pre zosilnenie je na vstupných svorkách možno určiť vstupný odpor v diferenčnom a súčtovom móde. Diferenčný vstupný odpor možno určiť pre malý vstupný prúd pôsobiaci v diferenčnom móde. Vstupné napätie v diferenčnom móde bude určené rovnicou

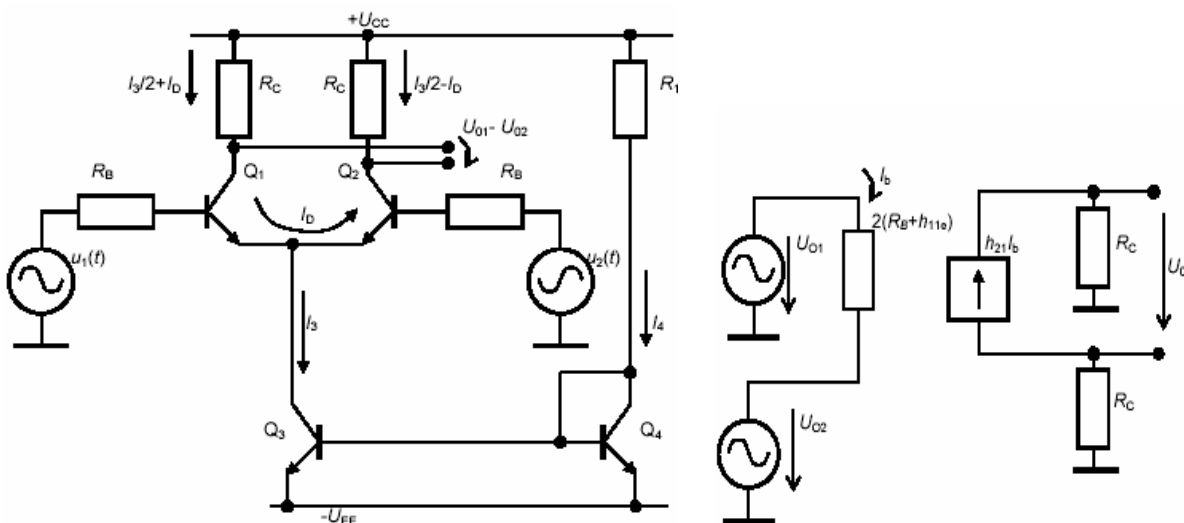
$$U_D = I_b(R_B + h_{11e}) \cdot 2 \Rightarrow R_{inD} = 2(R_B + h_{11e}) \quad (6.2.13)$$

Čitateľ ľahko odvodí aj vstupný odpor v súhlasovom móde

$$R_{inC} = (R_B + h_{11e}) + 2(1 + h_{21e})R_E \quad (6.2.14)$$

Diferenčný zosilňovač s prúdovým zdrojom

Odpory R_E resp. R_S v predchádzajúcich zapojeniach musia mať vysokú hodnotu aby sa diferenčný zosilňovač priblížil k jeho ideálnemu predstaviteľovi. Nárast týchto odporov spôsobuje potrebu stále vyšších hodnôt napájacích napätí U_{EE} a U_{SS} . Použitím prúdových zdrojov namiesto spomenutých rezistorov v emitoroch sa splní požiadavka vysokého odporu aj bez nutnosti zvyšovať úmerne záporne napájacie napätia. Príklad takéhoto diferenčného stupňa je na obr. 6.2.6.



Obr. 6.2.6 Diferenčný stupeň s prúdovým zdrojom v spoločnej vetve

Prúdový zdroj je vytvorený prúdovým zrkadlom. Ak obidva tranzistory Q_3 a Q_4 majú rovnaké plochy a ich prúdový zosilňovací činiteľ bude veľký ($h_{21e} > 100$), ich emitorové prúdy možno považovať za zhodné. Prúd I_1 cez tranzistor Q_4 je určený výrazom $(U_{CC} + U_{EE} - U_{BE})/R_1$. Vysvetlenie činnosti prúdového zrkadla nájde čitateľ v kap. 6.4 o stabilizácii prúdu a napätia.

Za predpokladu, že obidva tranzistory Q_1 a Q_2 majú rovnaké vlastnosti prúd I_3 sa rozdelí na dve zhodné polovice $I_{C1} = I_{C2} = I_3/2$. Prúd tranzistorami je konštantný a pomocou voľby odporov R_C pre známe napájacie napätie U_{CC} možno zabezpečiť to, že tranzistory Q_1 a Q_2 budú v aktívnom režime.

Kľudový prúd kolektorov spôsobí kľudové napätie na kolektoroch $U_{O1} = U_{O2}$

$$U_{01} = U_{02} = U_{CC} - I_C R_C = U_{CC} - \frac{R_C (U_{CC} + U_{EE} - U_{BEact})}{2 \cdot R_1} I_C R_C \quad (6.2.15)$$

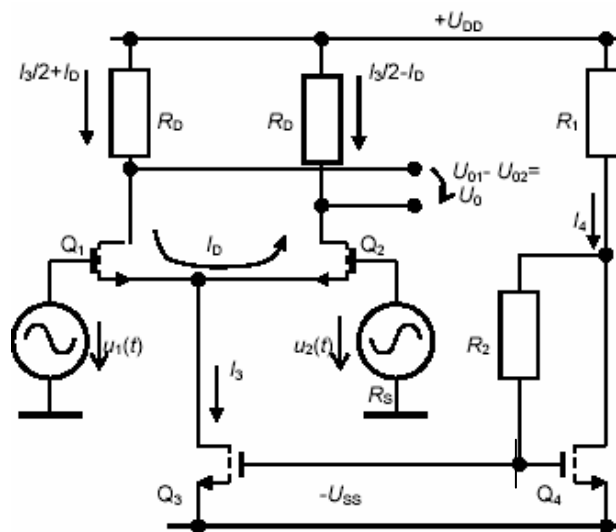
Napäťové zosilnenie v rozdielovom móde sa určí podobne ako v predchádzajúcom prípade (6.2.6)

$$U_d = U_{01} - U_{02} = h_{21e} R_C \frac{-(U_1 - U_2)}{R_B + h_{11e}}; \quad A_D = \frac{-h_{21e} R_C}{R_B + h_{11e}}; \quad A_{CM} = 0 \quad (6.2.16)$$

Pre nesymetrický výstup možno použiť obdobne vzťah (6.2.7) s tým rozdielom, že odpor R_E bude nahradený prevrátanou hodnotou výstupnej vodivosti tranzistora Q_3 ; $R_E = 1/h_{22E}$.

$$U_{02} = -\frac{h_{21e} \cdot R_C}{R_B + h_{11e}} \left(\frac{U_D}{2} + \frac{(R_B + h_{11e}) h_{22e} U_C}{2 \cdot (1 + h_{21e})} \right) = A_D U_D + A_{CM} U_C \quad (6.2.17)$$

Vďaka skutočnosti, že $h_{22e} \rightarrow 0$ je citlivosť na súčtový signál malá. Dá sa povedať, že pomer $CMRR = A_D/A_{CM}$ z výrazu (6.2.17) je pre bežné tranzistory oveľa vyššia (4-20 krát) ako v zapojení kde namiesto kolektora tranzistora Q_3 je len odpor R_E . Zjednodušene sa to dá vysvetliť aj tak, že tranzistor Q_3 tvorí prúdový zdroj, ktorý zaisťuje rovnaké úbytky na odporoch kolektorov R_C pre ľubovoľné hodnoty súčtového signálu na bázach.



Obr. 6.2.7 Analógia diferenciálneho stupňa z predchádzajúceho obrázku realizovaná pomocou unipolárnych tranzistorov

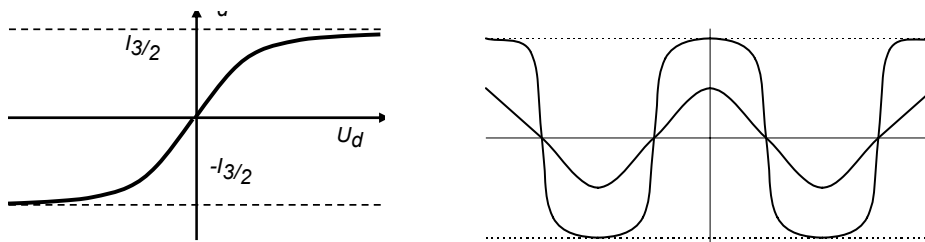
Vyvážené zapojenie diferenciálneho stupňa umožnilo použiť náhradu pre celé zapojenie v ktorej sú pracovné prúdy obidvoma vetvami diferenciálneho páru zhodné. K nim sa superponuje diferenciálny prúd $I_D = U_D \cdot h_{21e} / (2(R_B + h_{11e}))$. Potom jednotlivé prúdy kolektorov sú $I_{C1} = I_D/2 + I_D$ a $I_{C2} = I_D/2 - I_D$. Výstupné rozdielové napätie je dané súčinom $U_0 = 2 \cdot I_D \cdot R_C$. Diferenčné vstupné napätie sa napätím riadeným prúdovým zdrojom ovláda diferenciálny prúd I_D , maximálna hodnota ktorú diferenciálny prúd dokáže dosiahnuť je $\pm I_D/2$. Pre lepšie objasnenie činnosti diferenciálneho stupňa napadá autora analógia s pákovou vodovodnou bateriou. Vodorovný uhol natočenia určujúci pomer medzi teplou a studenou

vodou predstavuje vstupné diferenčné napätie. Horizontálny uhol určujúci celkový prúd je analogický prúdu I_3 tranzistorom Q_3 .

Obdoba zapojenia s bipolárnymi tranzistormi pre MOSFET tranzistory je na obr. 6.2.7. Aj náhrada odporu R_S v obvode obr. 6.2.5 výstupom poľom riadeného tranzistora ako prúdového zdroja nevedie k tak výraznému zlepšeniu CMRR ako v prípade bipolárnych tranzistorov. Je to dané nižším výstupným odporom kolektora MOSFET tranzistora ako bipolárneho tranzistora.

Použitie prúdového zdroja v spoločnej vetvi emitora je obvyklé skoro vždy v integrovaných diferenčných zosilňovačoch, lebo zaisťuje vysoké potlačenie súčtového signálu, potláča skreslenie možnou saturáciou tranzistorov a vytvára vysoký vstupný odpor v súčtovom móde.

Prevodová charakteristika diferenčného stupňa je na symetricky obmedzujúca. Vstupné harmonické napätie bude potom tiež symetricky skreslené. S nárastom amplitúdy vstupného signálu obmedzenie výstupného signálu rastie a koeficient harmonického skreslenia rastie.



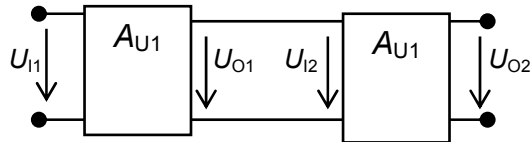
Obr. 6.2.8 Skreslenie výstupného signálu vyvolané prevodovou charakteristikou diferenčného stupňa

Výhody diferenčných stupňov možno zhrnúť do týchto bodov:

- Nulovému vstupnému napätiu odpovedá nulové výstupné napätie. To umožní zapojiť viacero diferenčných zosilňovačov do kaskády bez potreby zapojenia oddeľovacieho kondenzátora.
- Prípadna kaskáda diferenčných stupňov s tranzistormi opačných vodivosti (1. diferenčný stupeň s NPN tranzistormi a 2. s PNP tranzistormi alebo N kanál kombinovaný s P kanálovým unipolárnym diferenčným stupňom).
- Skreslenie výstupného signálu obmedzením je symetrické voči počiatku. Možno využiť aj ako obmedzovač signálu. Horná a dolná medza nastaviteľná prúdom I_3
- Vysoké potlačenie súčtového signálu.
- Symetrické napájacie napätie umožní spracovávať bipolárny vstupný signál.

6.3 Viacstupňové tranzistorové obvody

Keď zosilnenie jednostupňovým tranzistorovým zosilňovačom je nedostatočné pre danú aplikáciu, môžu byť do kaskády zapojené dva alebo viac zosilňovacích stupňov tak, aby sa dosiahlo požadovaného zosilnenia. Aj vstupné a výstupné impedancie môžu byť nastavené pomocou týchto stupňov. Preto prvý a posledný stupeň bývajú použité ako impedančné transformátory. Takými zosilňovačmi sú zosilňovače s vysokým vstupným a nízkym výstupným odporom. Pre pripojenie na vysokofrekvenčné vedení s nízkou charakteristickou impedanciou sa uprednostňuje zosilňovač s malým alebo prispôbeným vstupným odporom a vysokým výstupným odporom. Zosilňovač napája takto ďalšie vedenie ako prúdový zdroj. Ak charakteristická impedancia vedenia je malá tak rozkmit signálu je malý. Tým aj náboj s ktorým sa nabíja a vybíja parazitnej kapacity medzi vodičmi vednia je malý a nezaťažuje výstup zosilňovača. Posledným dôvodom prečo je potrebné viac stupňov v kaskáde je možnosť vytvorenia jednosmerného posunu na výstupe.



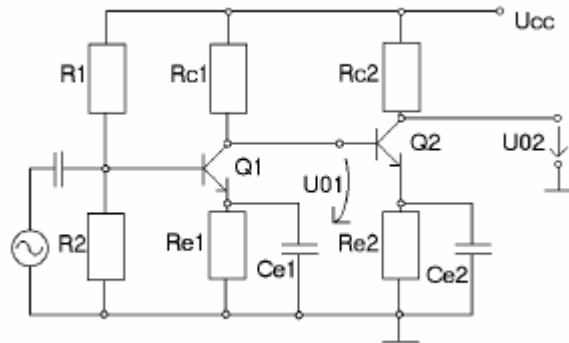
Obr. 6.3.1 Kaskádové radenie zosilňovacích stupňov

Tranzistorové stupne zapojené do kaskády zvyšujú zosilnenie v porovnaní s jedným stupňom. Výsledné zosilnenie je dané súčinom zosilnení jednotlivých stupňov (Obr. 6.3.1).

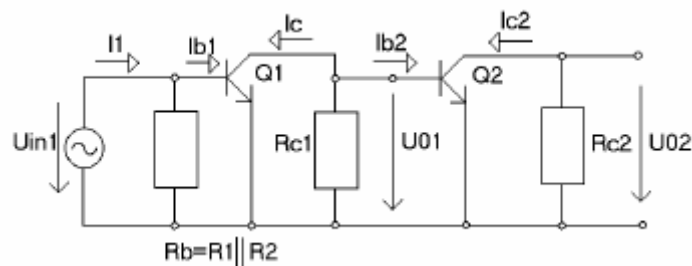
$$A_u = \frac{U_{O2}}{U_{I1}} = \frac{U_{O2}}{U_{I2}} \frac{U_{O1}}{U_{I1}} = A_{u2} A_{u1} \quad (6.3.1)$$

Je potrebné mať na mysli, že zosilnenie jednotlivých stupňov sú závislé od záťaží následujúcich vstupov.

Dvojstupňový zosilňovač na obr. 6.3.2 je polarizovaný tak, aby obidva tranzistory (Q_1, Q_2) boli v aktívnej oblasti. Ekvivalentný ST obvod (signálová schéma) je na obr. 6.3.2 b).



a.)



b.)

Obr. 6.3.2 Dvojstupňový zosilňovač

Chovanie náhradného ST obvodu možno opísať sústavou rovníc

$$\left. \begin{aligned} U_{02} &= -R_{C2} \cdot h_{21e} \cdot I_{b2} \\ I_{b2} &= \frac{R_{C1}}{R_{C1} + h_{11e}} (-I_{c1}) \\ I_{c1} &= h_{21e} I_{b1} \\ I_{b1} &= \frac{U_{in1}}{h_{11e}} \end{aligned} \right\} \Rightarrow A_u = \frac{h_{21e}^2 R_{C1} R_{C2}}{h_{11e} (R_{C1} + h_{11e})} \quad (6.3.2)$$

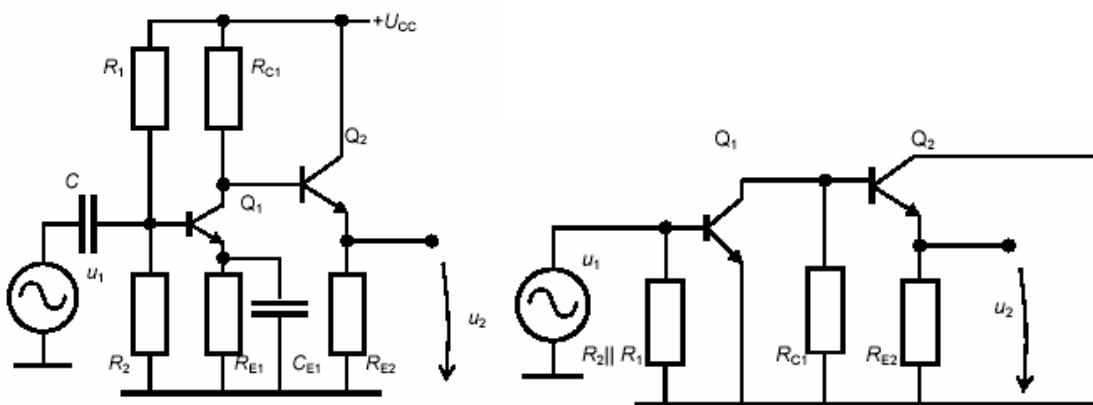
Napätové zosilnenie má kladné znamienko. Vstupná impedancia bude predstavovaná paralelnou kombináciou odporov $R_{in} = R_1 \parallel R_2 \parallel h_{11e}$. Výstupný odpor je rovný odporu $R_{out} = R_{C2}$.

Iným príkladom kaskádového zapojenia tranzistorových stupňov je obvod na obr. 6.3.3. Výstupný stupeň je v zapojení SK a vstupný v zapojení SE. Ekvivalentný ST obvod je na obr. 6.3.3 b.).

V sade rovníc (6.3.2) iba prvá a druhá je modifikovaná

$$\left. \begin{aligned} U_{02} &= -R_{E2} \cdot (h_{21e} + 1) \cdot I_{b2} \\ I_{b2} &= \frac{R_{C1}}{R_{C1} + h_{11e} + (h_{21e} + 1)R_{E2}} (-I_{c1}) \end{aligned} \right\} \Rightarrow A_u = \frac{h_{21e}^2 R_{C1} R_{E2}}{h_{11e} (R_{C1} + h_{11e} + (h_{21e} + 1)R_{E2})} \quad (6.3.3)$$

Efekt zdánlivého zväčšenia vstupného odporu spôsobeného emitorovým odporom R_{E2} tranzistora Q_2 o $(h_{21e}+1)$ je spôsobený tým, že vstupný prúd báza je prúdovým zosilnením zväčšený. Potom ubytok napätia U_{E2} na emitorovom odpore R_{E2} je $(h_{21e}+1)$ väčší ako by to odpovedalo efektu len od samotného vstupného prúdu I_{b2} . (obr. 6.3.3 c.).



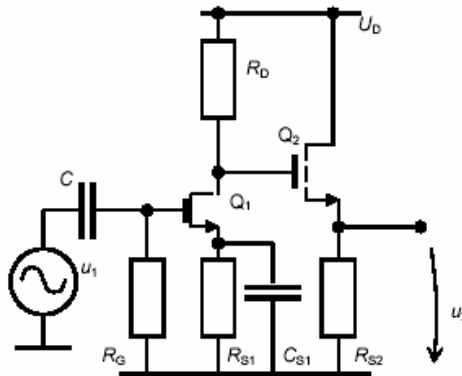
Obr. 6.3.3 Kaskádové zapojenie dvoch stupňov, kde druhý stupeň je emitorový sledovač

Pre hodnoty prvkov zhodných v oboch zapojeniach $R_1=20 \text{ k}\Omega$, $R_2=60 \text{ k}\Omega$, $R_{C1}=R_{C2}=R_{E2}=2 \text{ k}\Omega$, $R_{E1}=500\Omega$, $h_{11e}=1.5 \text{ k}\Omega$, $h_{21e}=100$ možno vypočítať napätové zosilnenia, vstupné a výstupné odpory.

V zapojení s výstupným stupňom SE: $A_u=7600$, $R_{in}=1,36 \text{ k}\Omega$, $R_{out}=2,0 \text{ k}\Omega$; a v zapojení s výstupným stupňom SK: $A_u=131$, $R_{in}=1,36 \text{ k}\Omega$, $R_{out}=34,1 \Omega$. Emitorový sledovač na výstupe sa postará o to, že zosilňovač sa chová skoro ako ideálny napätový zdroj aj keď na úkor zosilnenia.

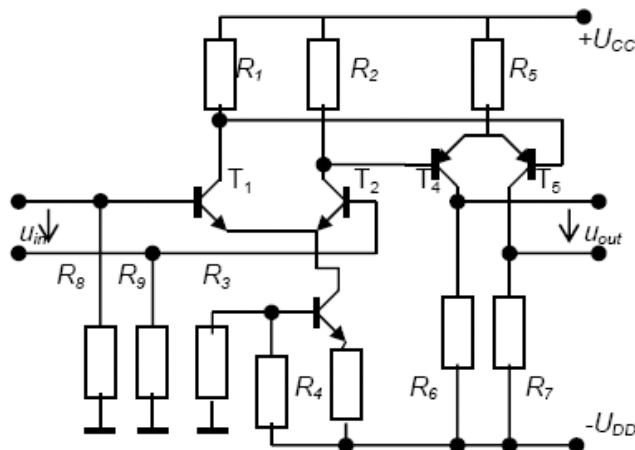
Podobné kaskády možno vytvoriť aj pomocou MOSFET tranzistorov aby sa získalo vyššie zosilnenia a želané hodnoty vstupnej a výstupnej impedancie (Obr. 6.3.4). Emitorový sledovač na výstupe zníži výstupnú impedanciu. Zosilňovač pracuje v strednom pásme frekvencií. Vhodná kombinácia MOSFET

tranzistorov v obohacovanom a ochudobňovanom móde umožní vytvárať požadované jednosmerné posuny. Odpor v emitore R_{S1} blokovaný kapacitou C_{S1} slúži na stabilizáciu pracovného bodu pri zmenách teploty a zmene použitého tranzistora Q_1 .



Obr. 6.3.4 Dvojstupňový zosilňovač z unipolárnych tranzistorov

Výhodným prípadom kaskádového zapojenia viacerých stupňov je kaskáda diferenčných stupňov. Ako už bolo spomenuté skôr, kladom diferenčného stupňa je to, že nulovému rozdielovému napätiu na vstupe odpovedá nulové diferenčné napätie na výstupe. Ak medzi dvoma stupňami súhlasové napätie narastá dá sa to kompenzovať striedaním diferenčných stupňov s tranzistormi NPN s diferenčnými stupňami vytvorenými tranzistormi typu PNP (obr.6.3.5). Dôsledkom symetrického napájania dokáže zosilňovač spracovať bipolárna napätie voči nulovému potenciálu a výstupné napätie správnym posunom súhlasového napätia bude tiež bipolárne rozložené okolo nuly. Veľkou výhodou kaskády diferenčných stupňov je absencia väzobných kondenzátorov medzi stupňami. Podobne aj prvky určujúce pracovné body nastavujú len jednosmerný súhlasový prúd a napätie rozdielne od spracovávaného vstupného striedavého signálu. Odpadá tým potreba blokovacích kondenzátorov. Absencia kondenzátorov v zosilňovači, ako aj symetrický spracovávaný signál predurčuje toto zapojenie pre realizáciu v integrovanej forme. Diferenčné zosilňovače a ich kaskády tvoria preto základný stavebný blok mikroelektronických obvodov spracovania analógových signálov.

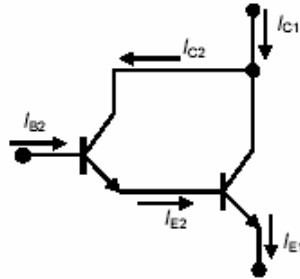


Obr. 6.3.5 Kaskáda diferenčných stupňov

Darlingtonová dvojica

Obvod pozostávajúca z dvojice tranzistorov obr. 6.3.6.a) je známa ako Darlingtonový pár. Prúdový zosilňovací činiteľ kolektora možno určiť z rovníc

$$A_{iC} = \frac{I_{out}}{I_{b2}} = \frac{I_{C2}}{I_{b2}} + \frac{I_{C1}}{I_{b1}} \frac{I_{b1}}{I_{b2}} = h_{21e1} + (1 + h_{21e1})h_{21e2} = \begin{cases} h_{21e1} = h_{21e2} \\ = h_{21e} > 100 \end{cases} \cong h_{21e}^2 \quad (6.3.4)$$



Obr. 6.3.6 Darlingtonová dvojica

Zmyslom Darlingtonového zapojenia obr. 6.3.6 je zvýšiť prúdový zosilňovací tranzistor. V prípade integrovaných obvodov je možnosť vytvorenia takéhoto páru je technologicky rovnako zložitá ako vytvorenie jedného tranzistora. Umožňuje to vytvoriť tranzistory s mimoriadne vysokým prúdovým zosilňovacím činiteľom. To má za následok, že vstupný prúd takéhoto stupňa bude mimoriadne malý. Inou výhodou využívanou v integrovaných obvodoch je spojenie výkonového tranzistora Q_1 na výstupe s tranzistorom s veľkým zosilnením a malou zaťažiteľnosťou na vstupe. Výkonové tranzistory sa vyznačujú vysokou zaťažiteľnosťou kolektora. Daňou za výkonovú zaťažiteľnosť je pomerne malé prúdové zosilnenie ($\beta=5-20$). Jeho zvýšenie na akceptovateľnú úroveň sa dosiahne druhým tranzistorom Q_2 pripojeným na vstup.

Výhody vysokého prúdového zosilnenia sú vykúpené nárastom vstupného odporu. Jeho hodnota sa zvýši podobne ako sa zvyšuje hodnota vstupného odporu tranzistora s emitrovým odporom. Výslednú hodnotu vstupného odporu Darlingtonového páru možno z obr. 6.3.6.b.) určiť výrazom

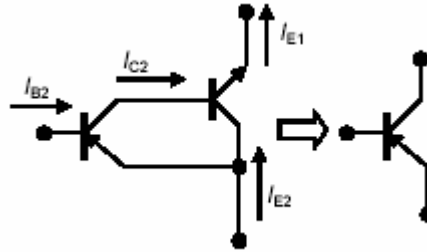
$$R_{in} = \frac{U_{be2}}{I_{b2}} = \frac{I_{b2}h_{11e2} + I_{b2}(h_{21e2} + 1)h_{11e1}}{I_{b2}} = h_{11e2} + (h_{21e2} + 1)h_{11e1} \quad (6.3.5)$$

Aj keď bolo možné predpokladať zhodu prúdových zosilňovacích činiteľov pre vstupné impedancie h_{11e1} a h_{11e2} toto neplatí. Príčinou je známa vlastnosť odporu emitora vyplývajúca z jeho modelu, kde diferenciálny odpor závisí od kludového prúdu emitora a báze.

$$h_{11e} = (h_{21e2} + 1) \frac{kT}{q \cdot I_{eq}} = \frac{kT}{q \cdot I_{bq}} \quad (6.3.6)$$

Zo vzťahu (6.3.6) vidieť, že okrem nárastu vstupného odporu násobiacim účinkom zosilneného emitorového prúdu od aktivujúceho vstupného prúdu báze bude tento zvýšený malým kludovým prúdom emitora. Tranzistorom Q_2 tečie o prúdové zosilnenie zmenšený prúd emitora I_{eq} .

Darlingtonový pár má v integrovaných obvodoch aj ďalšie použitie. Obmedzenia spôsobené technológiou a rozdielnymi vlastnosťami polovodičov typu P a polovodičov typu N spôsobujú obtiaže pri výrobe PNP a NPN tranzistorov rovnakých vlastností na jednom čípe. Osobitným problémom je výroba výkonových PNP a NPN tranzistorov na jednom čípe. (Kolektor jedného je o jednu difúziu vrstvu hlbšie ako druhého). Zhoda vlastností je dôležitá pri obvodovom návrhu výkonových zosilňovačov s komplementárnymi tranzistormi. Skreslenie signálu spracovávaného takým zosilňovačom je potom minimálne. Aby sa vytvoril výkonový PNP tranzistor podobných vlastností ako NPN sa využíva ďalší výkonový NPN tranzistor vhodnej geometrie a vlastností na čípe ale napájaný PNP tranzistorom malého výkonu a veľkého prúdového zosilnenia (obr. 6.3.7).



Obr. 6.3.7 Výkonový PNP tranzistor realizovaný dvojicou tranzistorov. Výkonového NPN a zosilňovacieho PNP.

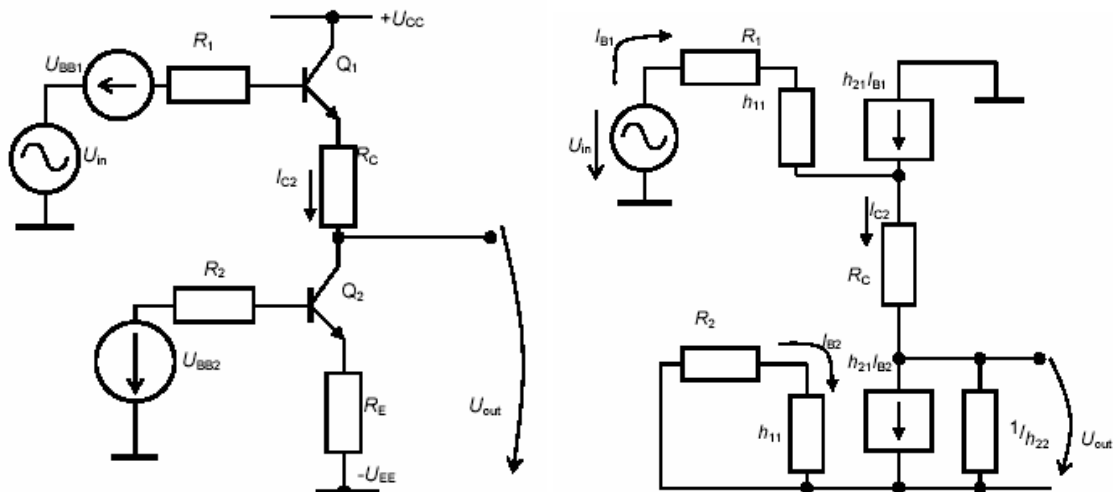
Prúdový zosilňovací činiteľ bude obdobne predchádzajúcemu prípadu rovný

$$h_{21evysl} = \frac{I_{e1}}{I_{c2}} \frac{I_{c2}}{I_{b1}} = (h_{21e1} + 1)h_{21e2} \cong h_{21e1} \cdot h_{21e2} \quad (6.3.7)$$

Zosilňovač posúvajúci jednosmernú úroveň

Zosilňovač na obr. 6.3.8 je použitý, keď je potrebné posunúť jednosmernú úroveň a preniesť striedavý signál bez zmeny. Napätie U_{in} je zdrojom ST signálu a napätie U_{BB1} vytvára JS pracovný bod. Napätie U_{in} je prenesené na výstup tranzistora Q_1 s jednotkovým zosilnením (emitorový sledovač). Ak superponované JS napätie nevyhovuje požiadavkám aplikácie, je potrebné vytvoriť jednosmerný posun tohto signálu. Najčastejšie želateľným jednosmerným napätím výstupu je nula.

Toho sa dá dosiahnuť presne definovaným JS napätím pripočítaným k tomuto potenciálu. V zapojení sa toho dosiahne úbytkom napätia na odpore R_C vytvorenom prechodom konštantného JS prúd od prúdového zdroja Q_2 . Podľa princípu kompenzácie možno nahradiť takto napájaný odpor napäťovým zdrojom $I \cdot R_C$. Túto náhradu možno potvrdiť jednoduchou úvahou. Na výstupe bude napätie za všetkých okolností o hodnotu napätia $I \cdot R_C$ menšie ako na emitore Q_1 . Je preto rovnaké ak sa tento posun dosiahne napäťovým zdrojom alebo úbytkom konštantného napätia na rezistore.



Obr. 6.3.8 Posun jednosmernej úrovne

Polarizačné napätie U_{BB2} spolu s emitorovým odporom spätnou väzbou stabilizuje prúd I_c . Ak by prúd I_c chcel narásť ním vyvolaný spätnoväzobný účinok prúdom vyvolaným napätím na odpore R_E priškrtil tranzistor Q_2 a zníži tento prúd. Ak by zníženie prúdu I_c bolo veľmi silné, pootvorený tranzistor Q_2 tento zosilní.

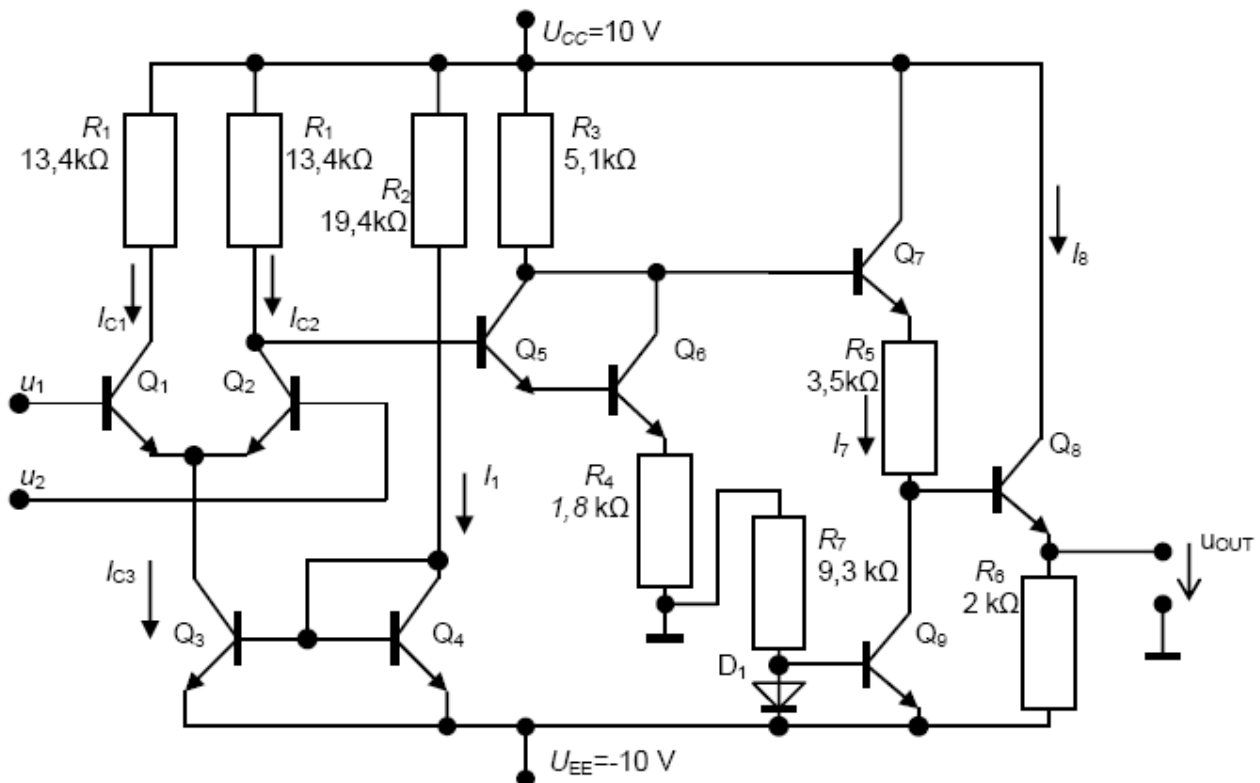
Náhradná ST schéma je na obr. 6.3.8.b. Prúdovým zdrojom vytvoreným tranzistorom Q_2 platí že jeho ST prúd je rovný nule. Z tranzistora Q_2 ktorý je zapojený so spoločnou bázou sa na výstupe prejavuje iba výstupný odpor $1/h_{22b}$. Napätové zosilnenie je určené zo sústavy rovníc

$$\left. \begin{aligned} U_{in} &= I_{b1}R_1 + I_{b1}h_{11e} + I_{c2}R_c + I_{c2} \frac{1}{h_{22b}} \\ U_{out} &= I_{c2} \frac{1}{h_{22b}} \end{aligned} \right\} \Rightarrow A_U = \frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{1/h_{22b}}{1/h_{22b} + \left[(R_1 + h_{11e}) / (1 + h_{21e}) + R_c \right]} \quad (6.3.8)$$

Za v praxi splneného predpokladu $1/h_{22b} \rightarrow \infty$ sa zosilnenie zmení na 1. Zapojenie sa chová ako emitorový sledovač s dynamickou záťažou, ktorá navyiac umožní vytvoriť želaný jednosmerný posun výstupného napätia o nastaviteľnú hodnotu $R_c I_{c2}$.

6.4 Jednoduchý operačný zosilňovač

Operačný zosilňovač pozostáva z diferenčného vstupného stupňa, stupňa vytvárajúceho napätové zosilnenie a kaskády predstavovanej výstupným výkonovým zosilňovačom. Príklad zjednodušeného OZ je na (obr. 6.4.1)



Obr. 6.4.1 Zjednodušená schéma skutočného operačného zosilňovača

Vstupný diferenčný stupeň má zdroje konštantného prúdu Q_3 a Q_4 . Diferenčný stupeň je tvorený tranzistorami Q_1 a Q_2 . Nesymetrický výstup z tranzistora Q_2 je cez Darlingtonov pár Q_5 a Q_6 privedený na koncový stupeň Q_7 . Tranzistory v Darlingtonovom zapojení zabezpečia vysoký napätový zisk a malé zaťaženie diferenčného stupňa. Tranzistor Q_9 vytvára posun jednosmerného napätia pomocou

zapojenia uvádzaného v predchádzajúcej časti. Výstupný stupeň s emitorovým sledovačom Q_8 zabezpečí nízky výstupný odpor operačného zosilňovača.

Jednosmernou analýzou sa dajú zistiť pracovné prúdy a napätia za predpokladu $U_{BE}=0,7$ V. Ich hodnoty sú:

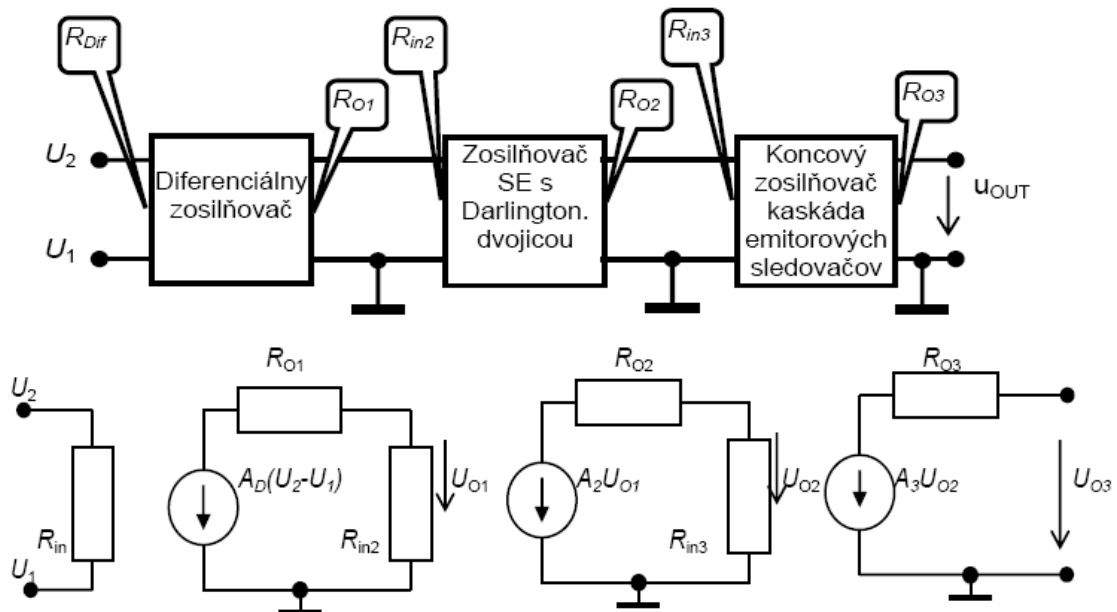
Prúdy	Napätia
$2.I_{C1}=2.I_{C2}= I_{C3}= I_1=1$ mA	$U_{CC}=-U_{EE}=10$ V
$I_{R3}=1$ mA	$U_{CE1}=U_{CE2}=4$ V
$I_8=5$ mA	$U_{CE6}= 3$ V
	$U_{OUT}= 0$ V

Pomocou nich sa dajú vypočítať ďalšie kľudové veličiny.

Striedavá analýza OZ

Signálová náhradná schéma sa rozloží na na tri stupne zapojené do kaskády (obr. 6.4.2). Každý stupeň sa vyznačuje svojou vstupnou impedanciou. Jeho zosilňovací efekt je nahradený podľa Theveninovej teorémy napätím riadeným zdrojom so známou výstupnou impedanciou (obr. 6.4.2 b.). Zosilnenie naprázdno závisí od vlastností tranzistorov a hodnôt odporov v zapojení. V ďalšom sa predpokladá zhodná hodnota prúdového zosilnenia $h_{21e}=100$ pre všetky tranzistory. Hodnota vstupnej impedancie h_{11e} sa určí výpočtom pre každý tranzistor osobitne

$$h_{11e} = \frac{kT}{qI_B} \Rightarrow \begin{cases} h_{11e1} = h_{11e2} = 5,2 \text{ k}\Omega & h_{11e8} = 0,52 \text{ k}\Omega \\ h_{11e5} = 260 \text{ k}\Omega & h_{11e6} = h_{11e7} = 2,6 \text{ k}\Omega \end{cases} \quad (6.4.1)$$



Obr. 6.4.2 Náhradná ST schéma operačného zosilňovača

Viactranzistorové zapojenia

Napät'ové zosilenie naprázdno prvého stupňa je A_d a vstupné napätie druhej kaskády z útlmu na jej vstupnej impedancii sú určené vzťahmi. Napätie U_{010} predstavuje výstupné napätie prvého stupňa naprázdno.

$$A_d = \frac{-h_{21e}R_1}{2h_{11e}} = -129 \Rightarrow U_{01} = \frac{R_{in2}}{R_{in2} + R_{01}} U_{010} \quad (6.4.2)$$

Vstupný odpor R_{in2} Darlingtonového páru a výstupný odpor diferenčného stupňa (1.kaskády) R_{out1} sú určené vzťahmi

$$\begin{aligned} R_{in2} &= h_{11e5} + (1 + h_{21e})[h_{11e6} + (1 + h_{21e})R_4] = 19,7 \text{ M}\Omega \\ R_{out1} &= R_1 = 13,4 \text{ k}\Omega \end{aligned} \quad (6.4.3)$$

Vysoká hodnota vstupnej impedancie zabezpečí že výstup diferenčného zosilňovača nie je zaťažovaný. Potom možno písať $U_{010} = U_{01}$. Napät'ové zosilenie A_2 tohto stupňa je

$$A_2 = \frac{(h_{21e})^2 R_3}{R_{in2}} = -2,6 \quad (6.4.4)$$

Vstupný odpor posledného stupňa odpor R_{in3} a výstupný odpor predchádzajúceho stupňa (2.kaskády) R_{out2} sú určené vzťahmi a výstupný

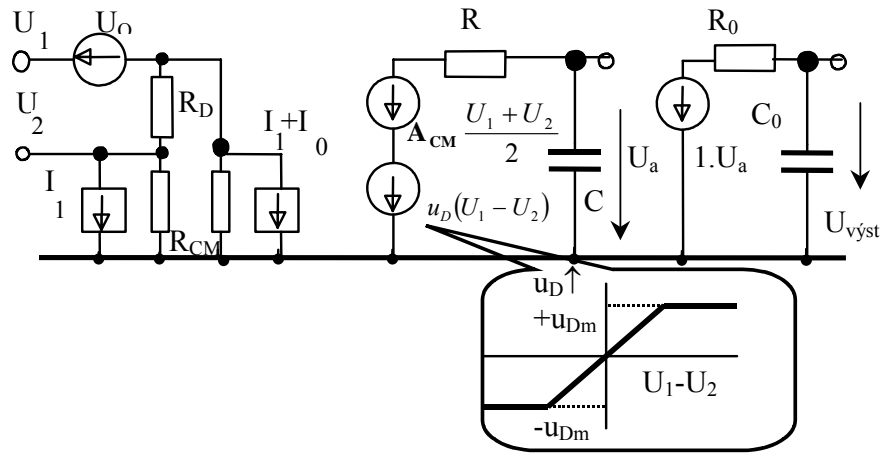
$$\begin{aligned} R_{in3} &= h_{11e7} + (1 + h_{21e})[R_5 + h_{11e8} + (1 + h_{21e})R_6] = 20,6 \text{ M}\Omega \\ R_{out2} &= R_3 = 5,1 \text{ k}\Omega \Rightarrow U_{02} \cong U_{020} \end{aligned} \quad (6.4.5)$$

Výstupný stupeň ako sledovač má napät'ové zosilenie blízke jednotke. Potom výsledné napät'ové zosilenie je rovné

$$A_d = \frac{U_{OUT}}{U_2 - U_1} = A_d A_2 A_3 = 335 \quad (6.4.6)$$

Skutočné schémy operačných zosilňovačov pozostávajú z viacerých prvkov. Osobitne zložitejší je stredný stupeň, ktorého úlohou je vytvoriť zosilenie dosahujúce hodnôt väčších ako 10^6 . Modifikácie zapojení OZ sú determinované aj ich určením. Prístrojové OZ majú osobitne vysoký vstupný odpor so symetrickými impedanciami k zemi. Vyžaduje sa u nich veľka symetria vstupov. Inými sú OZ s veľkou šírkou frekvenčného pásma. Ta je čiastočne vykúpená menším zosilnením. Ďalší predstavitelia OZ, ktorými sú zosilňovače s CMOS kaskádou na vstupe majú extrémne vysoký vstupný odpor. Našli svoje uplatnenie v obvodoch so spínanými kapacitormi. Podrobnejšie informácie najde čitateľ v monografii [10].

Pre potreby kvalitatívnej analýzy dostatočne dobre vystihuje chovanie reálneho operačného zosilňovača obvodový model podľa (obr. 6.4.3)



Obr. 6.4.3 Model skutočného OZ

Model pozostáva z troch stupňov. Prvý predstavuje vstupnú kaskádu, kde sú ukázané vlastnosti s akými zaťažuje výstup predchádzajúcej kaskády. Jednosmerný prúdový a napätový offset a jeho driftovanie je zahrnuté do zdroja napätia ΔU a prúdu ΔI . Náhradná schéma operačného zosilňovača zahrňujúca aj efekty nelinearity vstupnej kaskády je na obr. 6.4.3. Zosilňovač v druhej kaskáde zahŕňa nelineárny prenos definovaný funkciou $u_D(U_1 - U_2)$ s hodnotami saturovaného napätia $\pm U_{Dm}$. Priebeh funkcie $u_D(U_1 - U_2)$ je zobrazený v rámečku na obr. 6.4.3. Po saturácii vstupnej kaskády strmosť nárastu sa zastaví na hodnoty slewing rate-u. Prenos súčtového signálu je predstavovaný zosilňovačom A_{CM} . Posledná kaskáda predstavuje výstupný zosilňovač s výstupným odporom R_0 . Symetrické napájanie umožní, že sa operačný zosilňovač blíži svojmu ideálnemu modelu a umožňuje kaskádne radiť viac stupňov bez potreby ich vzájomného jednosmerného oddelovania.

Ďalšími nepriaznivými vlastnosťami sú offset vstupného napätia U_0 s jeho zmenami ΔU_D vplyvom teploty a napájacieho napätia. Výsledná napätová nesymetria je $(U_0 + \Delta U_D)$. Vstupné prúdy oboch vstupov vykazujú základnú nesymetriu I_1 a $I_1 + I_0$. Podobne nerovnaké vstupné prúdy (I_1 , $I_1 + I_0$) akokoľvek malé (rádovo nA) pri pripojení na zdroj s vysokou výstupnou impedanciou môžu pôsobiť nepríjemnú nesymetriu vstupného napätia ako súčin nerovnakých vstupných prúdov na vstupných odporoch aj zhodných. Navyše zmeny hodnôt vstupných prúdov ΔI_D spôsobené vplyvmi teploty a napájacieho napätia majú za následok dodatočný drift vstupného napätia. Spolu s driftom prúdov ΔI_D sú vstupné prúdy určené superpozíciou $(I_1 + \Delta I_D)$ a $(I_1 + I_0 + \Delta I_D)$.

$$\begin{aligned} \Delta I_D &= I_0 + \frac{\partial I_0}{\partial T} \Delta T + \frac{\partial I_0}{\partial U_N} \Delta U_N \\ \Delta U_D &= U_0 + \frac{\partial U_0}{\partial T} \Delta T + \frac{\partial U_0}{\partial U_N} \Delta U_N \end{aligned} \quad (6.4.7)$$

Výsledný účinok týchto dvoch parazitných zdrojov vstupného jednosmerného posunu a unášania závisí od konkrétneho zapojenia a sa vyšetrí analýzou konkrétneho obvodu pre známe zmeny napájacieho napätia ΔU_N a teploty ΔT . Účinok tohto driftu ktorý je často určujúci pri výbere z dostupnej ponuky operačných zosilňovačov sa pričítava k ostatným zdrojom nepresností a musí byť pod úrovňou prípustnej chyby.

6.5 Prúdové zrkadlo

Veľmi častou požiadavkou v návrhu integrovaných obvodov je vytvoriť v ňom štruktúru generujúcu konštantný prúd. Tá je užitočná:

Viactranzistorové zapojenia

- Pri stabilizácii pracovného prúdu vybraných obvodoých zapojení
- Vytváraní JS napätových posunov úbytkom na známom rezistore čo na základe princípu kompenzácie sa dá nahradiť zdrojom konštantného napätia.
- Vytváraní kópií k referenčnému prúdu cez koeficient úmernosti K .
- Vytváraní diferenciálnych zaťažovacích odporov s vysokým odporom poskytujúcich pracovný prúd
- atď.

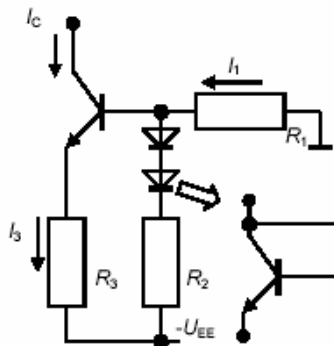
Jednoduchý prúdový zdroj

Príklad jednoduchého prúdového zdroja je na (obr. 6.5.1) . Zdroj dodáva prúd, ktorý je relatívne stabilný. Vstupný prúd báze možno považovať za zanedbateľný. Ďalším predpokladom je, že kolektorové napätie tranzistora Q je dostatočne veľké aby tranzistor zostal v aktívnom režime. Pomocou Kirchoffového zákona možno určiť prúd pretekajúci odporom R_2

$$I_1 = I_2 = \frac{U_{EE} - 2.U_D}{R_1 + R_2} \quad (6.5.1)$$

Prúd kolektorom za horeuvedených podmienok bude určený vzťahom

$$I_C \cong I_3 = \frac{1}{R_3} \left(\frac{R_2 U_{EE}}{R_1 + R_2} - U_{BE} + 2U_D \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) = |U_D = U_{BE}| \cong \frac{R_2 U_{EE}}{R_3 (R_1 + R_2)} \quad (6.5.2)$$



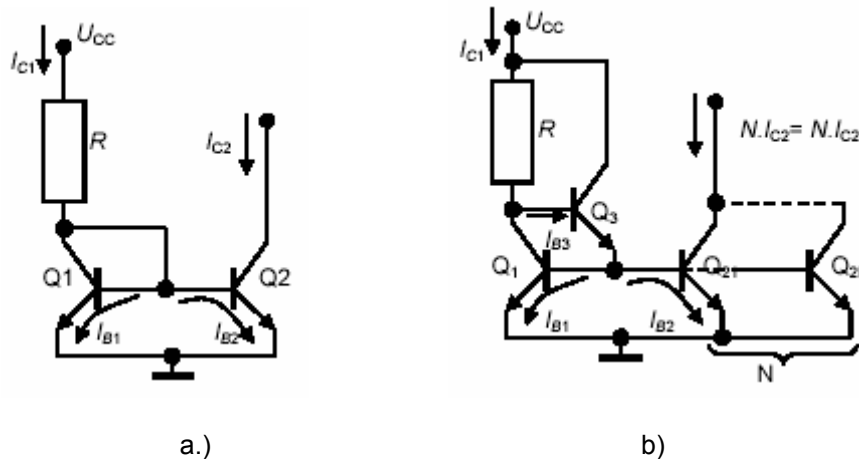
Obr. 6.5.1 Jednoduchý prúdový zdroj

Odpor R_3 má spätnoväzobný účinok. Ak by prúd I_3 narastal, úbytok na tomto odpore začne uzatvárať tranzistor. Platí to aj naopak. Pokles prúdu podporí otvorením tranzistora jeho zvýšenie. Zapojenie diódy paralelene k priechodu báza emitor slúži k tom aby pokles dopredne polarizovaného napätia U_{BE} nespôsobil zvýšenie prúdu kolektorom. Tento pokles bude kompenzovaný podobným poklesom na báze. Zapojenie dvoch diód spôsobí, že s nárastom teploty sa tranzistor začne ešte viac priškrcovať. Zmenou pomeru $R_2 : R_3$ možno meniť prúdy vstupného deliča a emitora. Najvýhodnejší ich pomer je 1:1. Potom aj vstupná dióda aj priechod báza emitor sú pretekané rovnakými prúdmi a predpoklad $U_D = U_{BE}$ je splnený ak plochy diód sú zhodné s plochami emitorov. Zhoda charakteristík sa dosiahne aj vytvorením diódy z tranzistora , kde báza je spojená s kolektorom.

Dvoj a trojtranzistorový prúdový zdroj

Prúdový zdroj z predchádzajúcej časti možno modifikovať (obr. 6.5.2 a.). Tranzistor Q_1 slúži ako dióda v spomínanom zapojení. Ak obidva tranzistory sú identické platí $\beta_{DC1} = \beta_{DC2}$. a napätia prechodov báza emitor sú rovnaké potom aj $I_{B1} = I_{B2}$ a $I_{C1} = I_{C2}$. Za predpokladu zanedbateľnej hodnoty bázového prúdu ku kolektorovému platí pre prúd kolektorom Q_2 .

$$I_{C2} \cong I_1 = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R} \quad (6.5.3)$$



Obr. 6.5.2 Prúdové zrkadlo

Pre zvýšenie stability prúdu možno pridať tranzistor Q_3 (obr. 6.5.2 b.). Ten zníži vo výrazoch zanedbaný prúd vtekajúci do dvoch báz cez odpor R . V tomto prípade prúd $I_{B3} = (I_{B1} + I_{B2}) / \beta$. Prúd I_1 je určený výrazom

$$I_{C2} \cong I_1 = \frac{U_{CC} - 2 \cdot U_{BE}}{R} \leftarrow \frac{I_{C1}}{I_{C2}} = \frac{I_{s01} \exp\left(\frac{U_{BE1}}{U_T}\right)}{I_{s02} \exp\left(\frac{U_{BE2}}{U_T}\right)} = \frac{S_{E1}}{S_{E2}} \quad (6.5.4)$$

Rozdelenie prúdov medzi dvoma paralelne zapojenými emitormi je úmerné veľkostiam zvyškových prúdov. Tie sú zas úmerné plochám emitorov. Zhoda vlastností tranzistorov Q_1 a Q_2 sa zabezpečuje maskou s rovnakou plochou emitorov. Ak je potrebné prúd násobiť celistvým násobkom využíva sa pripojenie takého počtu tranzistorov ktorý odpovedá želanému násobku. Tento princíp zdvojnásobenia prúdu pre potreby váhovania prúdov v číslicovo analógových prevodníkoch (obr. 6.5.2 b. čiarkovane). V spomínaných prúdových zdrojoch sú prúdy v dvoch protisebe zapojených tranzistoroch rovnaké. Preto sa pre tieto zapojenia ujal termín prúdové zrkadlo.

Widlarové zapojenie prúdového zrkadla.

V oboch predchádzajúcich zapojeniach výstupný prúd je približne rovnaký ako prúd cez referenčný zdroj. Ak je potrebné generovať veľmi malý prúd spôsobí to potrebu použiť veľmi veľký odpor R . Ním potom tečie malý prúd pre ktorý niektoré zanedbávané predpoklady už neplatia. Navyše veľký odpor sa vytvára veľmi ťažko v integrovaných štruktúrach.

Referenčný prúd I_1 s výrazne odlišnou hodnotou od výstupného prúdu sa získa zapojením podľa obr. 6.5.3 a.)

Viactranzistorové zapojenia

označovaným v literatúre ako Widlarovo zapojenie. Za predpokladu zhody vlastností tranzistorov a ich zvyškových prúdov platí pre vstupný obvod z I Kirchhoffového zákona

$$U_{BE1} = U_{BE1} + I_{E2}R_2 = U_T \exp\left(\frac{I_{E2}}{I_S}\right) + I_{E2}R_2 = U_T \exp\left(\frac{I_{E1}}{I_S}\right)$$

odtiaľ platí pre odpor $R_2 \Rightarrow$ (6.5.5)

$$\frac{U_T}{I_{E2}} \ln\left(\frac{I_{E1}}{I_{E2}}\right) = R_2$$

Požadovaný výstupný prúd I_{C2} a referenčný prúd I_1 sú približne rovné prúdov emitorov. Referenčný prúd I_{E1} je určený odporom R_1 . Pre odpor R_2 platí potom

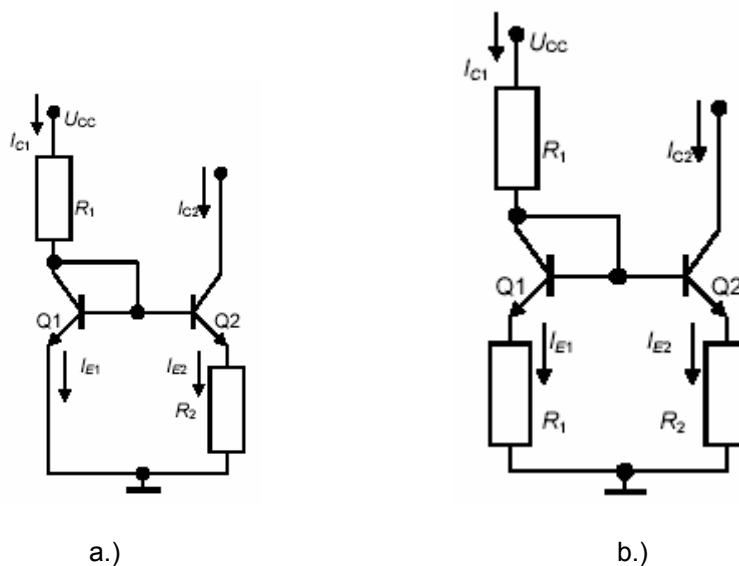
$$R_2 = \frac{U_T}{I_{E2}} \ln\left(\frac{I_{E1}}{I_{E2}}\right) = \frac{U_T}{I_{E2}} \ln\left(\frac{U_{CC}}{I_{E2} \cdot R_1}\right)$$

(6.5.6)

Univerzálnejšie zapojenie Widlarovho obvodu je na obr. 6.5.3 b. K analýze chovania posluží opis II. Kirchhoffovým zákonom úbytkov medzi spoločnou bázou a zemou zapojenia. Platí preň

$$R_2 I_{C2} - R_1 I_{C1} = U_T \ln\left(\frac{I_{C1}}{I_{C2}}\right) \quad \text{a} \quad I_{C1} = I_1$$

(6.5.7)

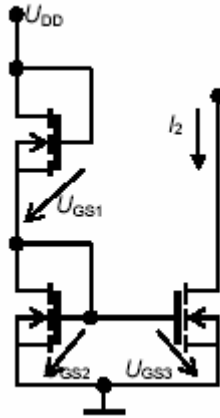


Obr. 6.5.3 Widlarové prúdové zrkadlo

Výstupný odpor zapojenia je možné určiť použitím signálovej náhradnej schémy.

Štruktúra Widlarovho obvodu môže byť realizovateľná aj pomocou MOSFET tranzistorov (obr. 6.5.4). Za predpokladu, že tranzistory pracujú v obohacovanom móde. Všetky tri tranzistory sú v nasýtenom režime. Pre všetky tranzistory sú opísané sústavou rovníc

$$\left. \begin{aligned} I_{REF} &= k_1(U_{GS1} - U_{P1}) = k_2(U_{GS2} - U_{P2}) \\ I_L &= k_3(U_{GS3} - U_{P2}) \\ U_{GS1} &= U_{DD} - U_{GS2} \\ U_{GS1} &= U_{GS2} \end{aligned} \right\} \Rightarrow U_{GS2} = \frac{\left(\frac{k_1}{k_2}\right)^{1/2} (U_{DD} - U_{P1}) + \left(\frac{k_1}{k_2}\right)^{1/2}}{+ 1} \quad (6.5.8)$$



Obr. 6.5.4 Prúdové zrkadlo z unipolárnych tranzistorov

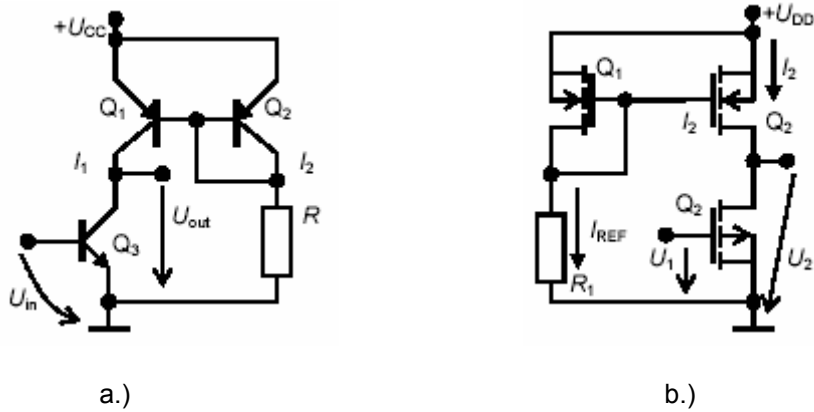
6.6 Prúdový zdroj ako aktívna záťaž

Integrovaný OZ využíva pre zvýšenie zisku v prvom diferenčnom stupni PNP tranzistor ako aktívnu záťaž. Pomocou takto realizovanej aktívnej záťaži sa darí zvýšiť zosilnenie na veľmi veľké hodnoty (až $200 \cdot 10^3$).

Aktívna záťaž je tvorená obvodom podobným k prúdovým zrkadlám. Výrazy (6.2.16) (6.2.17) ukazujú, že zosilnenie ST signálu možno zvýšiť zvýšením zaťažovacieho odporu. Zvyšovanie pasívnym rezistorom by si ale vyžadovalo pri tom istom pracovnom prúde kolektora úmerný nárast aj napájacieho napätia. Výstupná impedancia kolektora $1/h_{22e}$ môže byť použitá ako zaťažovacia impedancia a paralelne pripojený prúdový zdroj zaistí pretekanie požadovaného kolektorového prúdu cez tranzistory diferenčného stupňa. Aktívna záťaž tvorená PNP tranzistorom vytvorí veľký diferenciálny zaťažovací odpor zosilňovača pri rozumných hodnotách napájacieho napätia.

Zapojenie zosilňovača SE s PNP aktívnou záťažou je na (obr. 6.6.1 a.). Aktívna záťaž tvorená tranzistormi Q_2 a Q_3 zabezpečuje pracovný prúd pre tranzistor Q_1 . Vo výraze pre zosilnenie tranzistorového stupňa SE sa týmto zmení hodnota R_C na veľkosť $1/h_{22eQ2}$. Pracovný prúd tranzistorom Q_1 je určený podobne ako to bolo ukázané v časti o prúdovom zrkadle hodnotou prúdu I_{C3} .

Viactranzistorové zapojenia



Obr. 6.6.1 Aktívna záťaž z bipolárnych a.) a unipolárnych b.) tranzistorov. Pracovný prúd záťažou je určený prúdovým zrkadlom

Aktívnu záťaž možno vytvoriť aj pomocou P kanálového MOS FET tranzistora (obr. 6.6.1 b). Výhodná situácia je pre prípad, keď zaťažovacie MOSFET tranzistory sú P kanálové v obohacovanom móde. Aktívny MOSFET tranzistor Q_1 ak je v ochudobňovanom móde nemusí mať na hradle polarizačné napätie. Prísne vzaté aktívna záťaž vytvára s zosilňovacím tranzistorom dva prúdové zdroje zapojené do série. Riadiace hradlo Q_2 a Q_3 nastavuje prúd cez tieto tranzistory spätnoväzobným účinkom. Ak by pre počiatočnú hodnotu prúdu určenú výstupnými charakteristikami I_{D1} bol tranzistor Q_3 zavretý napätie kolektora Q_1 sa priblíži k 0V. Spôsobí to úplné otvorenie tranzistora Q_3 . Prúd sa nakoniec ustáli na hodnote určenej tranzistorom Q_1 . Prúd I_{REF} bude kopírovať prúd cez kolektor Q_3 iba ak obidva tranzistory majú rovnaké prahové napätie.

7 SPÄTNÁ VÄZBA V TRANZISTOROVÝCH STUPŇOCH

V mnohých elektronických obvodoch časť vstupného signálu je zmiešaná s výstupným signálom. Táto spätná väzba môže byť zámerné alebo neželaná – náhodná. Podľa charakteru znamienka signálu pridávaného z výstupu k vstupnému signálu sa rozlišuje záporná a kladná spätná väzba. Tak ako v teórii riadenia systémov, záporná spätná väzba v elektronických obvodoch zlepšuje vlastnosti systému, v týchto oblastiach:

- Zvyšuje stabilitu pracovného bodu na zmeny vnútorných faktorov (napájacieho napätia, prvkov v obvode a pod.)
- Zvyšuje stabilitu pracovného bodu na zmeny vonkajších faktorov (zmeny teploty, zmeny vlastností pre použité prvky v porovnaní s vlastnosťami pre ktoré bol obvod navrhnutý a pod.)
- Zmenšuje skreslenie spracovávaného signálu
- Zvýšenie frekvenčného pásma spracovávaného signálu
- Nastavenie vstupného a výstupného odporu na želané hodnoty.

Tieto výhody sa získajú na úkor zosilnenia signálu. Redukované zosilnenie možno dosiahnuť viacerými stupňami:

Za istých okolností postupný fázový posun vnesený jednotlivými stupňami kaskády pri zvyšujúcej sa amplitúde spracovávaného signálu a parazitné väzby na vstup kaskády, môžu spôsobiť neželané oscilácie. Vnesený fázový posun v tomto prípade spôsobil, že signál na výstupe je fázovým posunom pootočený o ďalších 180° . Pôvodná záporná spätná väzba sa zmenila na kladnú. Okrem neželaných oscilácií sú prípady, kedy sa v zapojení úmyselne vytvára kladná spätná väzba pre vybranú frekvenciu so zámerom vytvoriť generátor ST signálu - predovšetkým harmonického. Ak kladná spätná väzba vyhovuje viacerým signálom zo spektra možno vytvárať aj oscilácie impulzného priebehu alebo preklopenie do jedného z dvoch stabilných stavov.

Najjednoduchšie zapojenia zápornej sa využívajú v jednom tranzistore a sú nazývané lokálne spätné väzby.

7.1 Základná teória

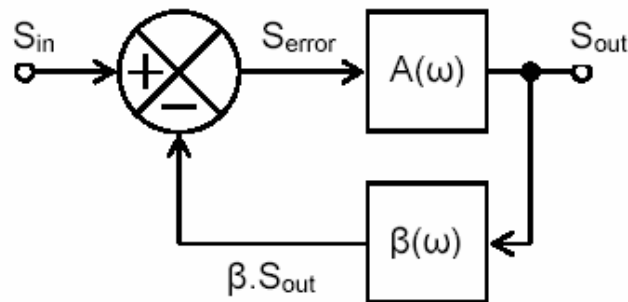
Všeobecne možno spätnú väzbu opísať skupinovú schémou podľa obr. 7.1.1. Osobitne je potrebné zdôrazniť, že schéma predpokladá zápornú spätnú väzbu ako základnú. Tá spôsobí, že od vstupného signálu S_{in} je na vstupe odpočítaný výstupný signál násobený spätnoväzobným prenosom $\beta(\omega)$. Blok označený písmenom A predstavuje dopredný zosilňovač s prenosom $A(\omega) = S_{out}/S_{error}$. Blok prenášajúci časť signálu z výstupu na vstup je obvykle tvorený pasívnymi prvkami a preto výstup z neho $\beta(\omega) \cdot S_{out}$ predstavuje iba zlomok signálu privedeného na jeho vstup S_{out} .

Každý zo signálov S_{out} , S_{in} môže byť predstavovaný napätím a prúdom. Charakter signálu S_{error} je zhodný so signálom S_{in} . V niektorých obvodoch je vstupný signál prúdom a výstup napätím. Vytvárajú

Spätná väzba v tranzistorových stupňoch

sa tak štyri možné kombinácie. Nie je potrebné aby vstupný a výstupný signál mali zhodný charakter. Na základe toho prenosové koeficienty $A(\omega)$, $\beta(\omega)$ sú predstavované buď bezrozmerným číslom, prenosovou admitanciou alebo prenosovou impedanciou, ktoré majú charakter komplexného čísla.

Nie je vždy jednoduché určiť ktorá časť komplexného obvodu predstavuje dopredný blok $A(\omega)$ a ktorá zas spätnoväzobný blok $\beta(\omega)$. Platí všeobecné pravidlo, že obvod možno rozseknúť v ľubovoľnom mieste aby bolo možno zistiť prenosovú funkciu $A(\omega)\beta(\omega)$. Rozseknutie slučky umožní aj lepšie pochopenie, ktorá elektrická veličina je vstupným a ktorá výstupným signálom. Frekvenčná závislosť lineárnych prenosových koeficientov $A(\omega)$, $\beta(\omega)$ spôsobí, že spätná väzba bude iná pre ST a pre JS signál.



Obr. 7.1.1 Skupinová schéma obvodu so spätnou väzbou

Analýzou skupinovej schémy možno dostať sadu východiskových rovníc, z ktorých sa vylúčením S_{error} získa výsledný prenos

$$\left. \begin{array}{l} S_{error} = S_{in} - \beta(\omega)S_{out} \\ S_{out} = A(\omega)S_{error} \end{array} \right\} \frac{S_{out}}{S_{in}} = A'(\omega) = \frac{A(\omega)}{1 + \beta(\omega)A(\omega)} = |A \rightarrow \infty| = \frac{1}{\beta(\omega)} \quad (7.1.1)$$

Posledná úprava obsahuje v sebe výhody, ktoré určujú využitie zápornej spätnej väzby. Prenosový člen $\beta(\omega)$ je tvorený obvykle útlmovým článkom z pasívnych súčiastok, akým je napríklad odporový delič. To má za následok, že jeho prenos je stabilný od vonkajších vplyvov (teplota, výber súčiastok) a ľahko nastaviteľný. Na druhej strane podmienka aby zosilnenie v priamom smere bolo veľmi veľké, sa pomerne ľahko splní. Bežné OZ dosahujú zosilnenie $\gg 10^6$. Prevrátená hodnota $1/\beta(\omega)$ je číslo väčšie ako jedna a predstavuje prenos so spätnou väzbou väčšie ako $A(\omega)$, ktoré je vďaka spomenutým vlastnostiam stabilné a nastaviteľné.

Veľkosti signálov na obr. 7.1.1 a vo vzťahoch (7.1.1) sú určené za reálnych podmienok v obvode zohľadňujúcich vstupné a výstupné impedancie blokov $A(\omega)$, $\beta(\omega)$.

Prenos slučky spätnej väzby je komplexné číslo $A(\omega)\beta(\omega)$. Tento výraz zmenou frekvencie mení svoj modul $|A(\omega)\beta(\omega)|$ a fázový posun $\varphi(\omega) = \text{Arg}\{A(\omega)\beta(\omega)\}$. Ak komplexný výraz $A(\omega)\beta(\omega)$ nadobudne hodnotu 1, prenos $A'(\omega)$ diverguje. Znamená to, že modul prenosu musí byť väčší ako 1 a fázový posun $\varphi(\omega)$ musí mať hodnotu $0 + k \cdot 2\pi$ [rad] = $0 + k \cdot 360^\circ$ [deg]. Divergencia $A'(\omega)$ predstavuje vznik oscilácií obvodu vymedzené podmienkami

$$\left. \begin{array}{l} |\hat{\beta}(\omega)\hat{A}(\omega)| \geq 1 \\ \text{Arg}\{\hat{\beta}(\omega)\hat{A}(\omega)\} = 0 + k \cdot 2\pi \end{array} \right\} \quad (7.1.2)$$

Ak to obvod splňuje len pre jednu frekvenciu obvod sa stáva generátorom harmonického signálu. Po nasadení oscilácií si obvod vyžaduje nelineárny prvok, ktorý zníži modul prenosu $|A(\omega)\beta(\omega)|$ na hodnotu 1. Tým sa zastaví narastanie amplitúdy komitov na ustálenej hodnote skôr, ako toto obmedzenie vyplynie z medzí určených kladným a záporným napájacím napätím. Obmedzenie napájacími napätiami vnútri podmienku $|A(\omega)\beta(\omega)|=1$ za cenu vnesenia harmonického skreslenia do oscilovaného priebehu. Je to prípad astabilných multivibrátorov v impulzovej technike.

Neželaný vznik oscilácií nastáva vtedy, keď pôvodná záporná spätná väzba člena $A(\omega)\beta(\omega)$ sa fázovými posunmi pri frekvenci ω_H stáva kladnou a pri tejto frekvenci je ešte modul $|A(\omega_H)\beta(\omega_H)| > 1$.

7.2 Ovplyvnenie vlastností obvodu zápornou spätnou väzbou

Zmena frekvenčného pásma

Účinok zápornej spätnej väzby na šírku frekvenčného pásma možno určiť za predpokladu, že komplexná prenosová funkcia $A(\omega)\beta(\omega)$ je určená výrazom

$$\hat{A}(\omega) = \frac{A_0}{1 + j\omega/\omega_0} \quad \hat{\beta}(\omega) = \beta \quad (7.2.1)$$

medzná frekvencia zosilňovača pri ktorom dôjde k 3 dB poklesu modulu prenosovej funkcie je ω_0 . Prenos so spätnou väzbou je určený výrazom

$$A'(\omega) = \frac{A(\omega)}{1 + \beta A(\omega)} = \frac{\frac{A_0}{1 + j\omega/\omega_0}}{1 + \beta \frac{A_0}{1 + j\omega/\omega_0}} = \frac{A_0}{1 + \beta A_0} \frac{1}{1 + j\omega/(1 + \beta A_0)\omega_0} \quad (7.2.2)$$

Nová medzná frekvenci v zapojení so spätnou väzbou je vyššia a rovná $\omega'_0 = \omega_0(1 + A_0\beta)$. Prenosová funkcia s jedným pódom vykazuje pokles Bodeho modulovej charakteristiky -20dB/dekadu. Práve pre tento prípad platí aj všeobecne platná závislosť, hovoriaca o protiváhe zvyšovania zosilnenia ľubovoľného zosilňovača. Konštanta BW predstavuje šírku prenášaného pásma. Tá je v prípade jednoduchého dolnopriepustného zosilňovača určená hornou medznou frekvenciou $BW = \omega'_0$.

$$A(\omega) \cdot BW = \text{konšt} \quad (7.2.3)$$

Vzťah platí všeobecnejšie aj pre ladené zosilňovače s charakterom pásmovej priepuste. Konštanta na pravej strane je daná kvalitou, cenou, technologickou úrovňou použitého zosilňovača. Obtiaže vyplývajúce zo vzťahu (7.2.3) sa prejavujú v tom, že zosilňovač s veľkým zosilnením a veľkou šírkou pásma má väčší sklon k nežiadúcim osciláciám spôsobeným parazitnými väzbami. Veľká šírka prenášaného frekvenčného pásma a veľké zosilnenie dáva možnosť viacerým spätnoväzobným cestám aby boli príčinou prieniku výstupného signálu na vstup vo fáze. Spomenuté nebezpečenie je príčinou toho, prečo sa slabšie signály zosilňujú ladenými zosilňovačmi s vysokým ziskom a frekvenčne sa posúvajú v zmiešavačoch do iných - nižších pásiem. Tak výstupný signál na inej frekvencii nie je koherentný so vstupným a ani jeho veľká amplitúda nemôže naplniť podmienku parazitnej kladnej spätnej väzby.

Citlivosť zosilnenia

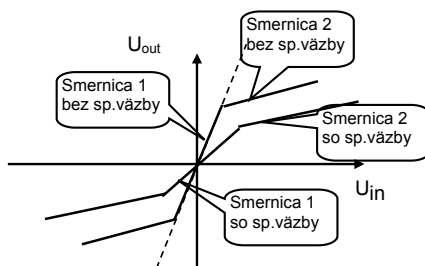
Záporná spätaná väzba znižuje citlivosť na zmeny zosilňovacieho parametra A . Dôkazom tohto tvrdenia môže byť výsledok parciálneho derivovania absolutnej hodnoty A_0' v závislosti od A_0 .

$$\frac{\partial A'}{\partial A_0} = \frac{1}{(1 + \beta A_0)^2} \Rightarrow \frac{\partial A'}{A'} = \frac{1}{(1 + \beta A_0)} \frac{\partial A_0}{A_0} \quad (7.2.4)$$

Tým sa relatívna zmena zosilnenia zoslabí úmerne so znížením zosilnenia.

Zníženie skreslenia

Skreslenie výstupného signálu v zosilňovači je spôsobené nelinearitou vstupno-výstupnej prenosovej charakteristiky (obr. 7.2.1) zosilňovača bez spätnej väzby. Zavedenie zápornej spätnej väzby zníži smernice – zosilnenia - modelujúce prevodovú charakteristiku a tým sa zníži aj výsledné skreslenie prevodovej charakteristiky zosilňovača so spätou väzbou.



Obr. 7.2.1 Zníženie skreslenia vplyvom spätnej väzby

Základné zapojenia zosilňovača so spätou väzbou a ich vplyv na vstupnú a výstupnú impedanciu

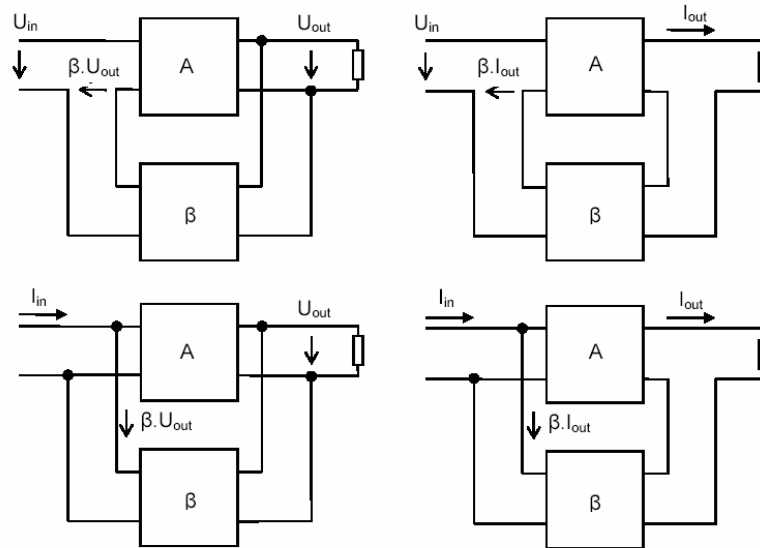
Zapojenia zosilňovačov podľa toho ktoré veličiny sa na vstupe uvažujú pre protipôsobenie $\beta \cdot S_{out}$, S_{in} , S_{error} a ktoré sa z výstupu odoberajú S_{out} poznáme štyri skupiny zapojení (obr. 7.2.2). Ak sa na vstupe odčítavajú prúdy sú označované ako paralelné a ak sa odčítavajú napätia ako sériové. Ak výstupná veličina je napätie sú spätaná väzba je označovaná ako napäťová ak prúd tak prúdová spätaná väzba. Podľa toho je možno rozlíšiť štyri skupiny spätých väzieb:

Sériovo napäťová – napäťový zosilňovač (obr. 7.2.2.a)

Sériovo prúdová – transkonduktančný zosilňovač (obr. 7.2.2.b)

Paralelne napäťová – transimpedančný zosilňovač (obr. 7.2.2.c)

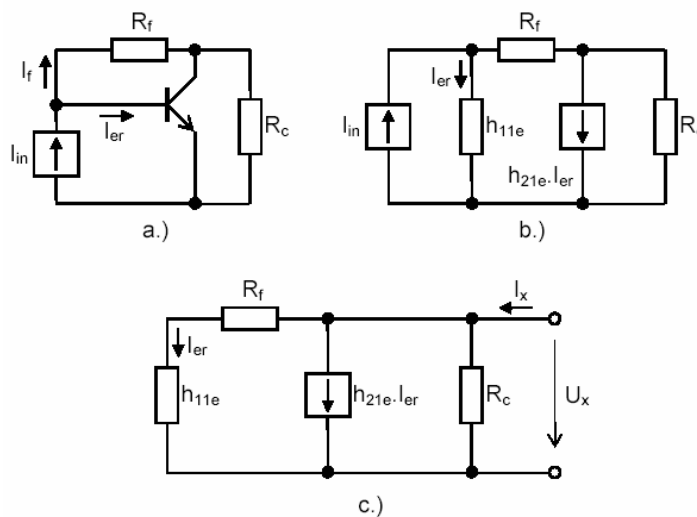
Paralelne prúdová – prúdový zosilňovač (obr. 7.2.2.d)



Obr. 7.2.2 Štyri skupiny spätných väzieb

Transimpedančné zapojenie zosilňovača.

Transimpedančný prenos so spätnou väzbou udáva vzťah medzi výstupným napätím a vstupným prúdom. Zapojenie ktoré realizuje blokovú schému (obr. 7.2.2.c) je na (obr. 7.2.3.a). Výhodne sa bude analyzovať chovanie tohto obvodu keď tranzistorový stupeň bez paralelného spätnoväzobného účinku bude opísaný prúdom riadeným napätiovým zdrojom, ktorý má rozmer transimpedancie. Chovanie zosilňovač možno opísať sústavou odvodenou pre pomery v signálovej schéme napájanej zo vstupu (obr. 7.2.3 b.). Výsledná transimpedancia Z' je určená vzťahom



Obr. 7.2.3 Transimpedančné zapojenie tranzistorového stupňa

Spätná väzba v tranzistorových stupňoch

$$\left. \begin{aligned} I_{er} &= I_{in} - \frac{U_{out} - U_{in}}{R_F} \\ \frac{h_{21e} U_{in}}{h_{11e}} + \frac{U_{out} - U_x}{R_F} &= \frac{U_{out}}{R_C} \\ U_{in} &= h_{11e} I_{er} \end{aligned} \right\} Z' = \frac{-h_{21e} R_C}{\left(1 + \frac{R_C}{R_F}\right) \left(\frac{1}{h_{11e}} + \frac{1}{R_F}\right) + \frac{h_{21e} R_C}{R_F}} \quad (7.2.5)$$

Vlastnosti tranzistora a obvodu sa blížia k ideálnemu stavu keď $R_F \gg h_{11e}$, odpor $R_F \gg R_C$. Potom vstupné napätie $U_x \rightarrow 0$ a prúd do spätnoväzobného odporu $I_F \rightarrow 0$.

$$\left. \begin{aligned} I_{er} &= I_{in} - \frac{U_{out}}{R_F} \\ U_{out} &= h_{21e} R_C I_{er} \end{aligned} \right\} Z' = \frac{U_{out}}{I_{in}} = \frac{-h_{21e} R_C}{1 + \frac{h_{21e} R_C}{R_F}} \quad (7.2.6)$$

Porovnaním s (7.1.1) je vidieť, že $A = -h_{21e} R_C$ a $\beta = -1/R_F$.

Vstupná impedancia Z_{in} za doplneného predpokladu zanedbateľného vstupného napätia voči výstupnému. Zo sústavy rovníc (7.2.6) platí pre vstupnú impedanciu Z_{in} .

$$Z_{in} = \frac{U_{in}}{I_{in}} = \frac{I_{er} h_{11e}}{I_{in}} = \frac{h_{11e}}{1 + \frac{h_{21e} R_C}{R_F}} = \frac{h_{11e}}{1 + A \beta} \quad (7.2.7)$$

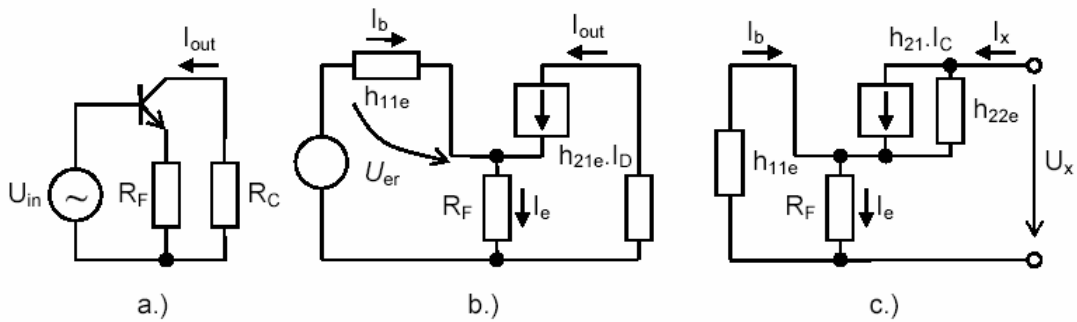
Výstupná impedancia Z_{out} zapojenia sa určí zo signálovej schémy za predpokladu pripojenia napäťového zdroja U_x na výstup a zistenia prúdu I_x , ktorý ním preteká za predpokladu nastavenia nulového prúdu na vstupe (obr. 7.2.3 c.).

$$\left. \begin{aligned} I_x &= \frac{U_x}{R_C} + I_{er} + h_{21e} I_{er} \\ I_{er} &= \frac{U_x}{R_F + h_{11e}} \end{aligned} \right\} Z_{out} = \frac{U_x}{I_x} = \frac{1}{\left[\frac{(1 + h_{21e})}{(R_F + h_{11e})}\right] + \frac{1}{R_C}} \cong \frac{R_C}{1 + \frac{h_{21e} R_C}{R_F}} \quad (7.2.8)$$

Zjednodušujúci predpoklad pre ktorý platí výsledný vzťah je obdobne ako pri určení transimpedancie $R_F \gg h_{11e}$.

Transkonduktančné zapojenie zosilňovača

Skutočné zapojenie zosilňovacieho stupňa s bipolárnym tranzistorom realizujúce transkonduktančnú skupinovú schému (obr. 7.2.2.b) je na obr. 7.2.4 a. Náhradná ST schéma vstupu je na obr. 7.2.4 b. pre výpočet prenosu a vstupnej impedancie nie je potrebné uvažovať výstupnú vodivosť tranzistora. Sada rovníc z ktorej možno zistiť skutočné hodnoty transkonduktancie sú



Obr. 7.2.4 Transkonduktančné zapojenie tranzistorového stupňa

$$\begin{aligned}
 U_{er} &= U_{in} - R_F(1 + h_{21e})I_b \\
 I_b &= \frac{U_{er}}{h_{11e}} \\
 U_{out} &= -h_{21e}R_C I_b
 \end{aligned}
 \tag{7.2.9}$$

Zo sústavy za predpokladu $h_{11e} \gg R_F$ sa získa výraz pre transkonduktanciu G' a vstupnú impedanciu Z_{in} .

$$G' = \frac{h_{21e}/h_{11e}}{1 + h_{21e}R_F/h_{11e}}, \quad Z_{in} = h_{11e} \left(1 + \frac{h_{21e}R_F}{h_{11e}} \right)
 \tag{7.2.10}$$

Výstupná impedancia sa určí pre náhradnú schému z obr. 7.2.4 c. Na výstup pôsobí napätový zdroj U_x . Z vypočítanej hodnoty prúdu I_x , ktorý z neho vteká do obvodu možno určiť výstupnú impedanciu $Z_{out} = U_x/I_x$. Ak by sa výstupný odpor tranzistora $1/h_{22e}$ uvažoval nekonečne veľký vo výpočte by sa vyskytla singularita. Preto výpočet je možné vykonať za predpokladu nenulovej hodnoty výstupnej vodivosti h_{22e} .

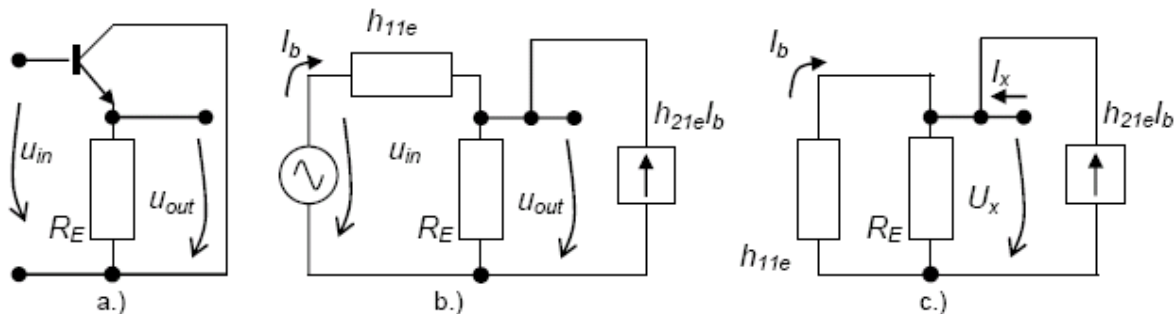
$$\left. \begin{aligned}
 I_x &= h_{21e}I_b + I_y \\
 I_x &= -I_b + I_e \\
 U_x &= \frac{I_y}{h_{22e}} - I_b h_{11e} \\
 -I_b \cdot h_{11e} &= \frac{h_{11e} \cdot R_C}{h_{11e} + R_C} I_x
 \end{aligned} \right\} \Rightarrow Z_{out} = \left| \frac{h_{11e} \ll R_F}{h_{11e} h_{22e} \ll h_{11e}} \right| = \frac{1}{h_{22e}} \left(1 + \frac{h_{21e}R_F}{h_{11e}} \right)
 \tag{7.2.11}$$

Napätový zosilňovač

Zosilňovač so sériovo-napätovou spätnou väzbou má vstupný a výstupný signál reprezentovaný napätím a jeho najvhodnejší opis je vo forme napätového zosilnenia. Bloková schéma napätového zosilňovača je na (obr. 7.2.2.a). Tranzistorový obvod, ktorý realizuje takúto štruktúru je na obr. 7.2.5

Spätná väzba v tranzistorových stupňoch

a.. Náhradná signálová schéma je na obr. 7.2.5 b. Obvod predstavuje klasické zapojenie emitorového sledovača.



Obr. 7.2.5 Zapojenie tranzistorového stupňa so sériovo-napätovou spätnou väzbou

Napätové zosilnenie je možné určiť z náhradného obvodu

$$\left. \begin{aligned} U_{in} &= I_b h_{11e} + U_{out} \\ U_{out} &= I_e R_E \\ I_e &= I_b + h_{21e} I_b \end{aligned} \right\} A_u = \frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{\frac{R_E}{h_{11e}} (1 + h_{21e})}{1 + \frac{R_E}{h_{11e}} (1 + h_{21e})} \rightarrow 1 \quad (7.2.12)$$

Napätové zosilnenie pre veľké hodnoty prúdového zosilnenia h_{21e} konverguje k jednotke. Porovnaním so základným výrazom pre zosilnenie obvodu so zápornou spätnou väzbou (7.1.1), hodnoty priameho zosilnenia a spätnoväzobného činiteľa sú

$$A_0 = \frac{R_E}{h_{11e}} (1 + h_{21e}) \quad \beta = 1 \quad (7.2.13)$$

Výsledná hodnota vstupnej impedancie Z_{in} je z rovníc (7.2.12) určená výrazom.

$$Z_{in} = h_{11e} \left[1 + \frac{R_E}{h_{11e}} (1 + h_{21e}) \right] \quad (7.2.14)$$

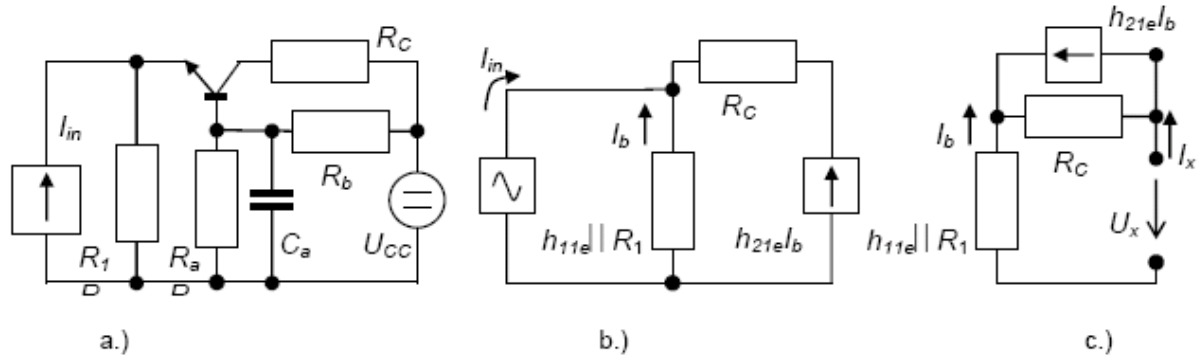
Výstupnú impedanciu obdobne k predchádzajúcim prípadom je možné určiť z hodnôt prúdu ktorý vyvolá napätový zdroj pripojený na výstup ak vstup je skratovaný obr. 7.2.5 c. Pre náhradný obvod možno aplikovať Kirchhoffové zákony z ktorých sa potom dá určiť výstupná impedancia.

$$\left. \begin{aligned} I_x &= \frac{U_x}{R_E} - h_{21e} I_b - I_b \\ I_b &= -\frac{U_x}{h_{11e}} \end{aligned} \right\} Z_{out} = \frac{U_x}{I_x} = \frac{R_E}{\left[1 + \frac{R_E}{h_{11e}} (1 + h_{21e}) \right]} = \frac{R_E}{1 + A \cdot \beta} \quad (7.2.15)$$

Prúdový zosilňovač

Zapojenie tranzistorového stupňa s paralelne prúdovou spätnou väzbou je na Obr. 7.2.6 a. V schéme sú naznačené aj odpory vytvárajúce pracovný bod. Obstupňované napätie báze pre nastavenie

tranzistora v aktívnej oblasti sa dosiahne odporovým deličom R_a, R_b . Signálové uzemenie báze sa zabezpečí blokovacím kondenzátorom C_B pripojeným medzi bázu a zem. Paralelne radený vstupný odpor R_1 k vstupnému odporu prechodu emitor báza h_{11e} je v schéme označený symbolom R_0 . Náhradná ST signálová schéma ukazuje, že výstupný ST prúd sa na vstupe odčítava od vstupného prúdu, tak ako to ukazuje náhradný obvod obr. 7.2.6 b. Signálovo je náhradný obvod zhodný so skupinovou schémou (obr. 7.2.2.d)



Obr. 7.2.6 Zapojenie tranzistorového stupňa s paralelne prúdovou spätňou väzbou

Pre výpočet zosilnenia a vstupnej impedancie poslúžia rovnice podľa Kichhoffových zákonov obvodu obr. 7.2.6 b.

$$\left. \begin{aligned} I_{in} &= -I_b - h_{21e} I_b \\ I_{out} &= h_{21e} I_b \end{aligned} \right\} A_I = \frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{-h_{21e}}{1+h_{21e}} \rightarrow -1 \quad (7.2.16)$$

Porovnaním so všeobecným výrazom pre prenos obvodu so spätňou väzbou (7.1.1) hodnota zosilnenia $A_{I0} = -h_{21}$ a spätňoväzobný prenos $\beta = -1$.

Vstupná impedancia je určená na základe týchto rovníc a závislosti pre údytok na paralelne zaradenom odpore R_1 k vstupnému odporu prechodu emitor báza h_{11e} .

$$U_{in} = -I_b \cdot R_0; \quad R_0 = \frac{h_{11e} R_1}{h_{11e} + R_1} \Rightarrow Z_{in} = \frac{R_0}{1+h_{21e}} \quad (7.2.17)$$

Pre výpočet výstupnej impedancie bude vyšetřovaný prúd I_x vtekajúci do výstupu od výstupného aktivačného zdroja U_x pre náhradný obvod s odpojeným vstupným zdrojom (nulový vstupný prúd) (obr. 7.2.6 c.). Podobne ako v predchádzajúcich prípadoch model tranzistora je potrebné doplniť o výstupnú vodivosť h_{22e} paralelne pripojenú k prúdom riadenému prúdovému zdroju. Ak by vodivosť prúdového zdroja bola ideálne nulová – nekonečná výstupná impedancia - nedalo by sa ukázať, ako záporná spätňá väzba ovplyvní výstupný odpor. Nekonečný výstupný odpor aj po násobení znižujúcim koeficientom zostane nekonečný (singulárne riešenie). Výstupná impedancia je určená na základe sústavy troch rovníc

$$\left. \begin{array}{l} I_x = I_y + h_{21e} I_b \\ I_x = -I_b \\ U_x = \frac{I_y}{h_{22e}} + I_x R_0 \end{array} \right\} Z_{out} = \left(\frac{1}{h_{22e}} + \frac{R_0}{1 + h_{21e}} \right) (1 + h_{21e}) \cong \frac{1}{h_{22e}} (1 + h_{21e}) \quad (7.2.18)$$

Porovnanie vlastností jednostupňových zosilňovačov so zápornou spätou väzbou

Vlastnosti všetkých štyroch zapojení možno jednoduchšie určiť ak sa určí zosilnenie $T=A_0\beta$, otvorenej slučky spätnej väzby a zo známych vlastností bez spätnej väzby. Tieto vlastnosti sú porovnané v Tab.7.2.1.

	Sériovo napäťová	Sériovo prúdová	Paraleleno napäťová	Paraleleno prúdová
Rozmer prenosu	Napäťový prenos	Transkonduktancia	Transimpedancia	Prúdový prenos
$A=A_0/(1+T)$	$A_U=U_{out}/U_{in}$	$A_V=I_{out}/I_{in}$	$A_Z=U_{out}/I_{in}$	$A_I=I_{out}/I_{in}$
Vstupná impedancia	Veľká	Veľká	Malá	Malá
Z_{in}	$Z_{in0} (1+T)$	$Z_{in0} (1+T)$	$Z_{in0}/(1+T)$	$Z_{in0}/(1+T)$
Výstupná impedancia	Malá	Veľká	Malá	Veľká
Z_{out}	$Z_{iout0}/(1+T)$	$Z_{out0} (1+T)$	$Z_{iout0}/(1+T)$	$Z_{out0} (1+T)$

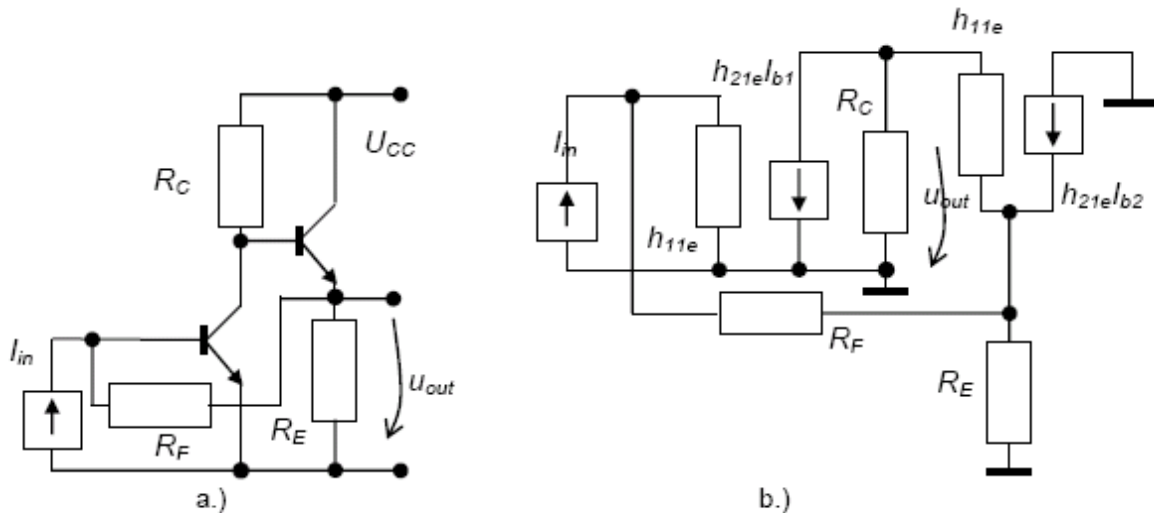
.Tab.7.2.1 Oplyvnenie vlastností tranzistorového stupňa podľa typu spätnej väzby

.Mnohostupňový zosilňovač so spätou väzbou

Vlastnosti zosilňovača pre jednotlivé štruktúry mnohostupňových zosilňovačov sú zhodné s tými, ktoré sú uvedené v Tab.7.2.1. Riešiteľ pre určenie výsledných vlastností potrebuje postupovať týmto krokmi:

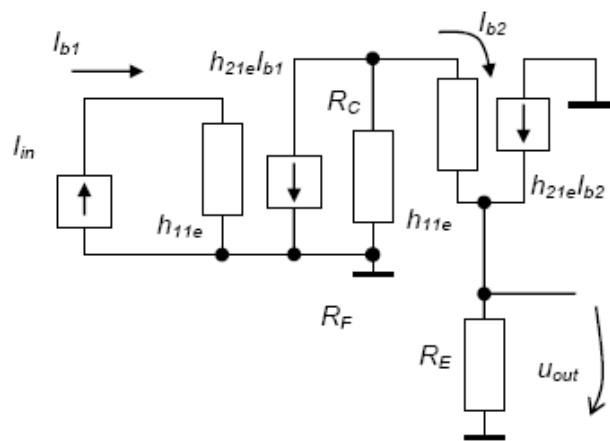
5. Určiť typ spätnej väzby
6. Určiť prenos priameho bloku (A_0), vstupnú (Z_{in0}) a výstupnú (Z_{out0}) impedanciu bez spätnej väzby.
7. Určiť prenos otvorenej slučky spätnej väzby $T=A_0\beta$ po prerušení spätoväzobného zapojenia vo vhodnom mieste.
8. Vypočítať prenos, vstupnú a výstupnú impedanciu zapojenia so spätou väzbou za zjednodušujúcich podmienok. Najčastejšie takou je nezaťaženie výstupného signálu spätou väzbou.

Postup zjednodušeného odhadu vlastností viacstupňového zosilňovača možno ukázať pre prípad zosilňovača na obr. 7.2.7 a. Náhradná signálová schéma je na obr. 7.2.7 b.



Obr. 7.2.7 Dvojstupňový zosilňovač so spätou väzbou

Zapojenie spätnej väzby je paralelno napätového typu. Znamená to, že vstupnými veličinami budú prúdy a výstupnou veličinou je napätie. Pre vyšetrenie prenosu otvorenej slučky spätnej väzby je potrebné slučku vo vhodnom mieste prerušiť. Potom na miesto prerušenia sa napája vstup aktivačným napätovým zdrojom a vyšetruje sa výstupné napätie. Z pomeru U_{out}/U_x sa určí požadovaný prenos T otvorenej slučky $U_{out}/U_x = T = A_0\beta$. V uvádzanom prípade prenos otvorenou slučkou spätnej väzby sa získa tak, že sa na výstupe odpojí odpor R_F . (obr. 7.2.8). Pre zjednodušenie analýzy sa predpokladajú prúdové zosilnenia oboch tranzistorov rovnaké $h_{21e1} = h_{21e2} = h_{21e}$. Hodnoty vstupných odporov h_{11ei} sú rozdielne pre obidva tranzistory podľa pracovného prúdu.



Obr. 7.2.8 Určenie zosilnenia a.) a vstupného odporu bez spätnej väzby zapojenia z predchádzajúceho obrázku

Východiskom pre výpočet výsledného prenosu otvorenej slučky spätnej väzby sú rovnice

Spätňá väzba v tranzistorových stupňoch

$$\left. \begin{aligned}
 U_{out} &= (1 + h_{21e})R_E I_{b2} \\
 I_{b2} &= -\frac{(h_{21e}I_{b1})R_C}{R_C + R_{in2}} \\
 R_{in2} &= \frac{U_{b2}}{I_{b2}} = h_{11e2} + (1 + h_{21e})R_E \\
 I_{b1} &= \frac{U_x}{R_F + h_{11e1}}
 \end{aligned} \right\} \Rightarrow \text{za podmienky } |R_F \gg h_{11e1}|; \tag{7.2.19}$$

$$T = A_Z \beta = \frac{U_{out}}{U_x} = \frac{h_{21e}(1 + h_{21e})R_E R_C}{R_F [R_C + h_{11e2} + (1 + h_{21e})R_E]}$$

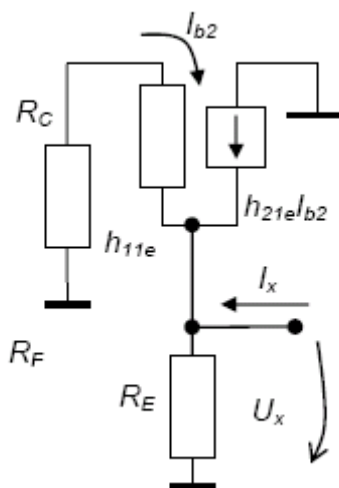
Transimpedancia priameho člena bez spätnej väzby sa dá určiť z tej istej náhradnej schémy pre pomer výstupného napätia k vstupnému prúdu

$$A_{Z0} = \frac{U_{out}}{I_x} = \frac{U_{out}R_F}{U_x} = \frac{h_{21e}(1 + h_{21e})R_E R_C}{[R_C + h_{11e} + (1 + h_{21e})R_E]} \tag{7.2.20}$$

Transimpedancia so spätňou väzbou A'_Z a vstupná impedancia Z_{in} je určená výrazmi

$$A'_Z = \frac{U_{out}}{I_{in}} = \frac{A_{Z0}}{1 + T}; \quad Z_{in} = \frac{U_{in}}{I_{in}} = \frac{Z_{in0}}{1 + T} \tag{7.2.21}$$

Výstupnú impedanciu je možno určiť z náhradnej schémy pre napätňové napájanie výstupu a zistený prúd vtekajúci do výstupu). Vstupný prúd $I_{in}=I_{b1}=0$. Potom aj $h_{21e} I_{b1}=0$ čo predstavuje rozpojený kolektor prvého tranzistora. Náhradný obvod pre výpočet výstupného odporu je na obr. 7.2.9



Obr. 7.2.9 Určenie výstupného odporu dvojestupňového zosilňovača so spätňou väzbou

$$\left. \begin{aligned} I_x &= \frac{U_x}{R_E} - I_{b2} - h_{21e} I_{b2} \\ I_{b2} &= -\frac{U_x}{R_C + h_{11e2}} \end{aligned} \right\} \Rightarrow Z_{out} = \frac{U_x}{I_x} = R_E \parallel \left(\frac{R_C + h_{11e2}}{1 + h_{21e}} \right) \quad (7.2.22)$$

Zvolený postup analýzy sa dodržiava aj v prípade, keď užívateľ experimentálne určuje hodnoty zosilnenia s otvorenou slučkou spätnej väzby, vstupnú a výstupnú impedanciu. Pre meranie impedancií a prenosu je potrebné mať preto generátor harmonického signálu s napätovým a prúdovým výstupom. Prúdový výstup sa z napätového získa zaradením vysokej impedancie na výstup. Pre meranie napätí postačuje striedavý voltmeter, najlepšie selektívny. Jednoduchou možnosťou je odčítať amplitúdy z obrazovky osciloskopu. Číslicové osciloskopy udávajú amplitúdy z polôh kurzorov autoamticky. Nakoľko osobitné merače prúdu sa poväčšine nevyskytujú v laboratóriách sa prúd zisťuje zisťovaním úbytku napätia na známom odpore. Je potrebné aby hodnota tohto snímacieho odporu bola zanedbateľná voči impedancii brány do ktorej vteká vyšetřovaný prúd.

7.3 Spätnoväzobné zapojenia s operačným zosilňovačom

Ak na vstupe sa sčítavajú prúdy, pričom spätnoväzobný je v protifáze, vstupný odpor zapojenia klesá. Takto sa potom prúdový zosilňovač (obr. 7.3.1.b) a prúdovo napätový prevodník (obr. 7.3.1.d) plní funkciu snímača prúdu zo zdroja signálu. Naopak, ak sa na vstupe kompenzuje vstupné napätie napätím úmerným výstupnému, vstupný odpor vzrastá. Je to dôsledok kompenzáciou vyvolaným poklesom odberom prúdu zo zdroja. Tieto vlastnosti vykazuje napätový zosilňovač (obr. 7.3.1.a) a napätovo prúdový prevodník (obr. 7.3.1.c).

Ak sa využíva výstupný prúd I_2 pre spätnoväzobný účinok obvod pracuje ako zdroj prúdu, ktorý takto dokáže prekonať aj nelinearity zaťažovacieho obvodu a vnútiť mu prúd úmerný vstupnej veličine. Ak spätnoväzobný signál je odvodený od výstupného napätia U_2 , obvod sa chová ako tvrdý zdroj napätia. Spätná väzba sa snaží potlačiť jeho pokles a jeho chovanie je možné opísať tiež znížením výstupného odporu zapojenia vplyvom spätnej väzby. Výberom vhodnej zápornej spätnej väzby možno upraviť charakter výslednej prenosovej funkcie na štyri rôzne typy.

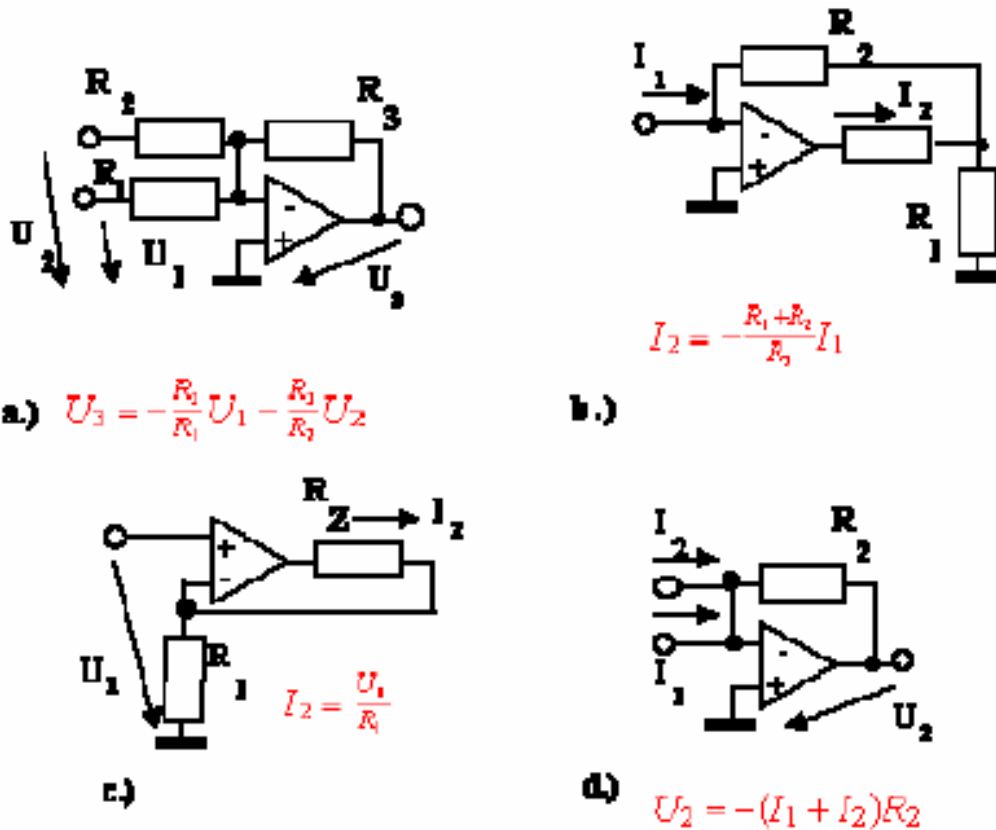
a.) Napätový zosilňovač, charakterizovaný prenosovou funkciou U_2/U_1 . Získa sa takým zapojením spätnoväzobného člena, ktorý odoberá signál úmerný výstupnému napätiu U_2 . Na vstupe sa tento signál sčítava so signálom úmerným vstupnému napätiu U_1 (Obr. 7.3.1.a).

b.) Prúdový zosilňovač, ktorého prenosová funkcia je určená pomerom prúdov I_2/I_1 . Signál ktorý sa privádza z výstupu musí byť úmerný výstupnému prúdu I_2 a na vstupe musí byť tento pričítaný v opačnej fáze k vstupnému prúdu I_1 (Obr. 7.3.1.b).

c.) Napätovo prúdový prevodník. Jeho prenosová funkcia je daná pomerom I_2/U_1 . Signál privádzaný z výstupu je úmerný ako v predchádzajúcom prípade výstupnému prúdu ale na vstupe spätnoväzobne kompenzuje vstupné napätie U_1 (Obr. 7.3.1.c).

d.) Prúdovo napätový prevodník. Prenosová funkcia bude v tomto prípade vyjadrená pomerom U_2/I_1 . Znamená to, že signál použitý na spätnoväzobné pôsobenie bude úmerný výstupnému napätiu a ním bude kompenzovaný prúd na vstupe aktívneho člena (Obr. 7.3.1.d).

Spätaná väzba v tranzistorových stupňoch



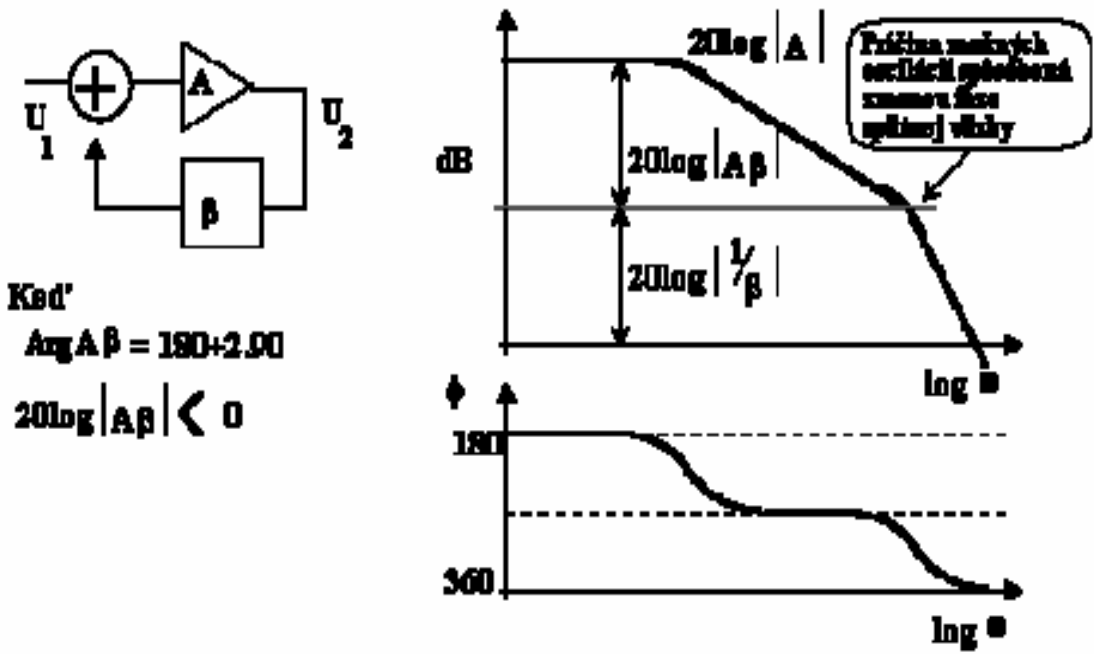
Obr. 7.3.1 Realizácia štyroch typov spätnej väzby pomocou operačného zosilňovača

Náhradná schéma skutočného operačného zosilňovača je Kap.6. Aby bol operačný zosilňovač schopný dosiahnuť symetrický rozkmit signálu voči spoločnému uzlu, operačný zosilňovač býva napájaný symetrickými zdrojmi +/- U_{nap} .

Tým sa tiež stáva operačný zosilňovač bližší svojmu ideálnemu modelu. Voči zemi symetricky meniaci sa signál umožňuje kaskádne radiť viac stupňov bez potreby ich vzájomného jednosmerného oddeľovania.

Práve posledná z vlastností predstavuje najsilnejšie obmedzenie voči ideálnemu prípadu. Ako je známe z teórie lineárnych systémov každý zlom priebehu prenosovej funkcie v logaritmickej stupnici (Bodeho charakteristika) je prejavom jedného jej pólu, ktorý je spojený s posunutím fázovej charakteristiky o 90° . Ak rozpojená slučka spätnej väzby charakterizovaná prenosovou funkciou vykazuje dva zlomy vo svojej prenosovej funkcii hrozí, že pôvodne protitaktne privádzaný spätnoväzobný signál sa zmení na súhlasný. Pôvodne záporná spätná väzba sa pre frekvencie nad touto hranicou stáva kladnou. Takto kladne pôsobiaci spätnoväzobný signál nespôsobí oscilácie iba keď prenos rozpojenej spätnoväzobnej vetvy za druhým bodom zlomu bude menší ako jedna. V Bodeho charakteristike je táto podmienka vyjadrená nerovnosťou $20 \log|A(\omega)\beta(\omega)| \leq 0$

V prípade frekvenčnej charakteristiky na obr. 7.3.2 zosilnenie so spätnou väzbu je určené čiarkovaným priebehom. Úsek nad ňou po priebeh zosilnenia bez spätnej väzby predstavuje logaritmický prenos rozpojenej slučky spätnej väzby. Tento úsek musí pre naplnenie podmienky stability v mieste druhého zlomu byť nulový. To ukazuje na praktický dôsledok, že zosilňovač so silnejšou spätnou väzbu v prípade nepriaznivej polohy pólov svojej frekvenčnej charakteristiky má väčší sklon k osciláciám. Vyšetrovanie tejto prenosovej funkcie pre zabezpečenie stability zapojenej slučky pôvodne zápornej spätnej väzby nie je potrebné pri frekvenčne kompenzovaných OZ. Tu už výrobca zabezpečí taký priebeh frekvenčnej prenosovej funkcie $A(0-\infty)$, že frekvencia druhého zlomu prenosovej charakteristiky je v mieste kde $A(0 \leq 1)$.



Obr. 7.3.2 Vznik možných oscilácií zmenou fázového posunu zápornej spätnej väzby

8 VYBRANÉ ELEKTRONICKÉ OBVODY

Analógové zosilňovače analyzované v predchádzajúcej časti boli určené pre zosilnenie malých signálov v pásme frekvencií od 0, f_H . V mnohých aplikáciách je potrebné spracovať signál pri veľkých frekvenciách, s veľkým výkonom a vysokou amplitúdou. Veľmi dôležitým blokom komunikačných zariadení a meracích prístrojov je generátor frekvencie so stabilnou amplitúdou a malým harmonickým skreslením.

8.1 Ladené zosilňovače

Vlastnosťou, ktorá platí vo všeobecnosti pre zosilňovače je zvyšovanie zosilnenia A naráža na problémy s nárastom šumu na výstupe, citlivosťou na externé rušiacie signály prenikajúce cez väzobné impedancie (kapacitná väzba) a s možnosťami vytvárania parazitných väzieb ohrozujúcich jeho stabilitu. Na druhej strane tieto nepriaznivé vplyvy sa dajú potlačiť zúžením frekvenčného pásma Δf spracovávaného signálu. Efektívna hodnota výsledného gaussovského šumu sa tým bezprostredne zníži. Tiež frekvenčným intervalom sa vylúčia mnohé parazitné zdroje a zťažia sa podmienky pre vznik autooscilácii. Preto platí všeobecná tendencia že súčin zosilnenia a šírky frekvenčného pásma spracovávaného signálu je konštanta. Veľkosť tejto konštanty možno zvýšiť len zvýšeným úsilím pri návrhu zapojenia, drahšími súčiastkami menšími štruktúrami a sofistikovanou technológiou. Vyžaduje si to vyššie investície nie len finančné ale aj vynaloženie vyššieho potenciálu ľudských zdrojov.

$$A \cdot \Delta f = \text{Konšt.} \quad (8.1.1)$$

Praktické hľadisko spracovania signálov v telekomunikáciách vyžaduje často spracovanie len istého frekvenčného pásma podľa služby pre ktorú je zosilňovač určený. To je dôvodom prečo osobitnou veľmi často využívanou skupinou zosilňovačov sú ladené zosilňovače.

Príklad ladeného zosilňovača je na obr. 8.1.1 a náhradná signálová schéma s použitím admitančných parametrov je na obr. 8.1.1 b. V ďalšom sa vychádza z predpokladu, že hodnoty admitančných parametrov boli merané pri frekvencii ω_0 a zahŕňajú aj parazitné účinky puzdra tranzistora a prepojov plošného spoja. Každý z y -parametrov možno vyjadriť rozkladom do Taylorového radu

$$y = g + j\omega_0 C + j(\omega - \omega_0) c' \quad (8.1.2)$$

kde hodnota Taylorového člena prvého rádu je

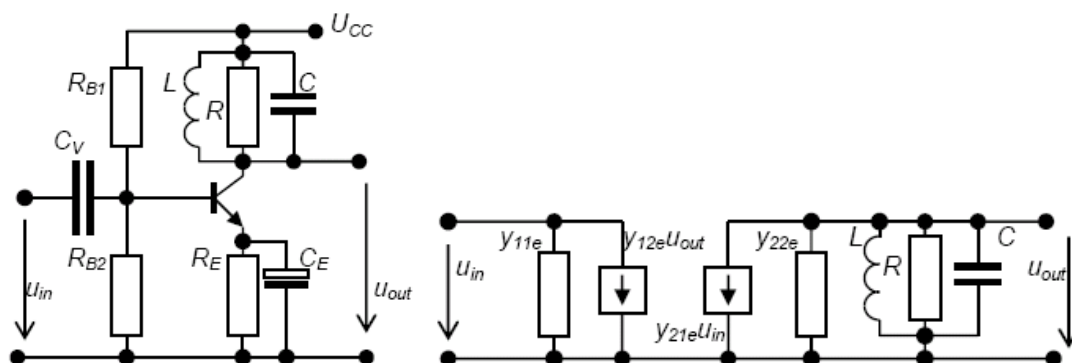
$$c' = \left. \frac{\partial \text{Im}\{y\}}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_0} \quad (8.1.3)$$

Kapacita c' reprezentuje zmeny vstupnej admitancie ako funkcie frekvencie. Pre admitancie s prevládajúcou imaginárnou časťou (kapacita) je hodnota $c' \approx c$. Niektoré y parametre sú konštantné od frekvencie, alebo ich závislosť od frekvencie malá. Ich chovanie možno preto modelovať iba

konštantným imaginárnym členom výrazu (8.1.2). Tieto prvky vnášajú iba malý a konštantný fázový posun. Iné y parametre - osobitne y_{11e} , y_{22e} majú výraznú frekvenčnú závislosť. Inou príčinou môže byť aj malá reálna časť ich opisu. Y parametre podobne výrazu (8.1.2) možno vyjadriť

$$Y_{22e} = g_{22e} + j\omega_0 c_{22e} + j(\omega - \omega_0) c'_{22e} \quad (8.1.4)$$

Napäťový zisk ladeného zosilňovača možno z obr. 8.1.1 b.) určiť



Obr. 8.1.1 Schéma jednostupňového ladeného zosilňovača

$$A_u(\omega) = \frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{-y_{21e}}{y_{22e} + j\omega C + \frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L}} \quad (8.1.5)$$

$$A_u(\omega) = \frac{-y_{21e}}{g_{22e} + j\omega(C + c_{22e}) + j\omega_0(c_{22e} - c'_{22e}) + \frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L}}$$

Prenosová admitancia má imaginárnu časť zanedbateľnú voči reálnej vodivostnej komponente. Prejaví sa to len vnesením malého fázového posunu a modul je približne konštantná vo vyšetřovanom frekvenčnom pásme. Stred vyšetřovaného frekvenčného pásma ω_0 možno určiť podmienky aby imaginárna časť menovateľa bola nulová. (Podmienka rezonancie) Admitancia y'_{22e} je výrazne kapacitného charakteru a preto člen $j\omega_0(c_{22e} - c'_{22e}) \approx 0$. Odtiaľ rezonančná frekvencia ω_0 je určená výrazom

$$\omega_0(C + c_{22e}) = \frac{1}{\omega_0 L} \Rightarrow \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L(C + c_{22e})}} \quad (8.1.6)$$

Zisk pri frekvencii ω_0 je

$$|A_u(\omega_0)| = A_0 = \frac{y_{21e}}{g_{22e} + \frac{1}{R}} \quad (8.1.7)$$

Významným parametrom ladených zosilňovačov je šírka frekvenčného pásma $BW = 2\Delta\omega$. Jej hodnotu možno určiť za zjednodušujúceho predpokladu $\Delta\omega = \omega - \omega_0 \ll \omega_0$. Zosilnenie ladeného zosilňovača pri hornej hranici prenášaného pásma $\omega = \Delta\omega + \omega_0$ je určené vzťahom

$$A_u(\omega) = \frac{-Y_{21e}}{g_{22e} + \frac{1}{R} + j(\Delta\omega + \omega_0)(C + c'_{22e}) + \frac{1}{j(\Delta\omega + \omega_0)L}} \quad (8.1.8)$$

Posledný výraz menovateľa možno aproximovať použitím diferenciálu (1.člena Taylorového rozvoja) vzťah

$$\frac{1}{j(\Delta\omega + \omega_0)L} \approx \frac{1}{j\omega_0 L} - \frac{\Delta\omega}{j\omega_0^2 L} \quad (8.1.9)$$

Rovnica (8.1.8) môže byť modifikovaná v okolí rezonančnej frekvencie tak, že susceptancia indukčnosti pri frekvencii o $\Delta\omega$ vyššej ako ω_0 je rovnaká ako susceptancia kapacity $(C + C_{22e})$ pri frekvencii o $\Delta\omega$ nižšej od rezonančnej frekvencie ω_0 .

$$\frac{1}{j(\Delta\omega + \omega_0)L} \approx j(\Delta\omega - \omega_0)(C + c'_{22e}) \quad (8.1.10)$$

Podmienka (8.1.10) umožní v blízkosti rezonančnej frekvencie ω_0 transformovať menovateľ dvojpolového polynómu (8.1.8) na jedнопólový polynóm. Tým sa výraz pre zosilnenie (8.1.8) na dolnej medzi frekvenčného pásma zjednoduší.

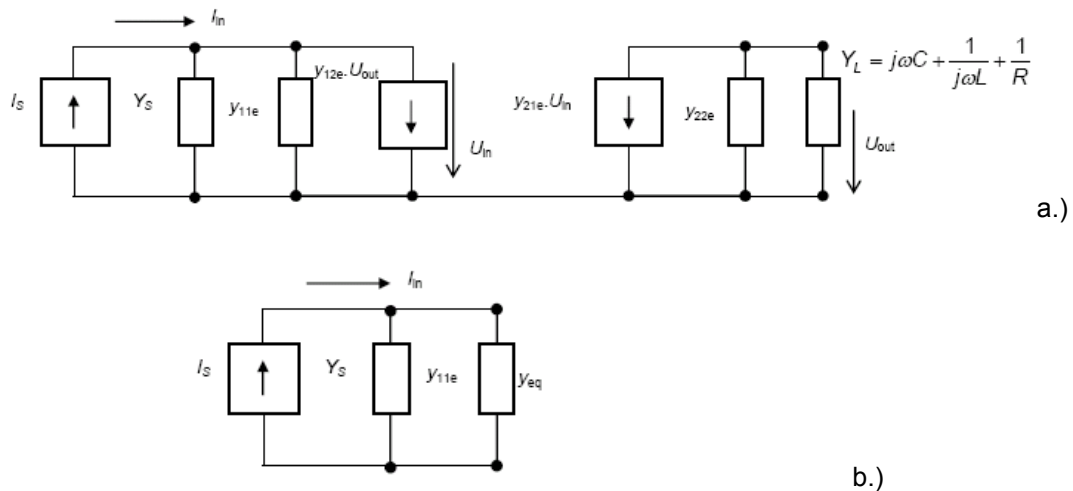
$$A_u(\omega) = \frac{-Y_{21e}}{g_{22e} + \frac{1}{R} + j\Delta\omega(2C + c'_{22e} + c_{22e})} \quad (8.1.11)$$

Pokles absolútnej hodnoty napätového zosilnenia o 3dB nastane, keď imaginárna časť menovateľa sa rovná reálnej (Príloha 1). Odtiaľ hodnota frekvenčnej odchýlky jednej hranice prenášaného pásma od rezonančnej frekvencie je

$$\Delta\omega = \pm \frac{g_{22e} + \frac{1}{R}}{2C + c'_{22e} + c_{22e}} \Rightarrow \omega_2 - \omega_1 = \Delta\omega = BW = \frac{g_{22e} + \frac{1}{R}}{C + \frac{(c'_{22e} + c_{22e})}{2}} \quad (8.1.12)$$

Frekvenčná stabilita ladeného zosilňovača

Vstupná admitancia ladeného zosilňovača má zvláštnu frekvenčnú charakteristiku, ktorá môže ovplyvniť frekvenčnú stabilitu obvodu. Spätnoväzobná admitancia y_{12e} , ktorú obvykle možno zanedbať pri DP zosilňovačoch, je pri vyšších frekvenciách v okolí ω_0 komplexné frekvenčne závislé číslo. Dá sa očakávať, že pre isté hodnoty frekvencií, veľkostí admitancie Y_S a vstupného zdroja signálu nastanú podmienky pre autooscilácie obvodu. Tento jav je mimoriadne želaný v obvodoch oscilátora ale je nevhodný v prípade zosilňovača. Oscilátory sú opísané v závere tejto kapitoly. Nebezpečie vzniku oscilácií v ladených zosilňovačoch a cesty ich potlačenia sa dajú analyzovať z vlastností vstupnej admitancie zosilňovača.



Obr. 8.1.2 Linearizovaný model jednostupňového ladeného zosilňovača opísaného y parametrami

Vstupná admitancia ladeného zosilňovača

Náhradná signálová schéma ladeného zosilňovača pri prúdovom budení v vnútornou admitanciou Y_S je na obr. 8.1.2a. Vstup zosilňovača možno ďalej zjednodušiť (obr. 8.1.2b) tak, že admitancia y_{eq} vyjadruje účinky spätnoväzbového pôsobenia výstupného napätia U_{out} . To je ale vytvárané zo vstupného signálu U_{in} cez prenosovú admitanciu y_{21e} U_{in} . Závislý prúdový zdroj y_{21e} U_{in} vytvára na výstupnej admitancii ($y_{22e} + Y_L$) napätie

$$U_{out} = \frac{-y_{21e} U_{in}}{y_{22e} + Y_L} \quad (8.1.13)$$

Potom prúd vtekajúci do brány reprezentujúcej spätnoväzobný účinok výstupného napätia a tvorený dvoma závislými zdrojmi je

$$I_a = \frac{-y_{21e} U_{in}}{y_{22e} + Y_L} y_{12e} \quad (8.1.14)$$

Ekvivalentná admitancia charakterizujúca túto bránu y_{eq} je

$$y_{eq} = \frac{-y_{21e} y_{12e}}{y_{22e} + Y_L} = \frac{I_a}{U_{in}} \quad (8.1.15)$$

Pre typický tranzistor platí, že y_{21e} je reálna vodivosť kým y_{12e} má kapacitný charakter. Možno to opísať rovnicami $y_{21e} = g_{21e}$, $y_{12e} = -j\omega C_{12e}$. Výraz (8.1.15) sa zjednoduší po náhrade Y_L admitanciou paralelného rezonančného obvodu a vyjadrení y_{22e} z (8.1.4) na vzťah

$$y_{eq} = \frac{j\omega C_{12e} g_{21e}}{g_{22e} + \frac{1}{R} - j \left[\frac{1}{j\omega L} - \omega(C + c_{22e}) + \omega_0(c_{22e} - C_{0e}) \right]} \quad (8.1.16)$$

Pre frekvencie $\omega < \omega_0$ je výraz spôsobený indukčnosťou prevažujúci. Imaginárna časť menovateľa je záporná

$$y_{eq} = \frac{j\omega C_{12e} g_{21e}}{G_A - jB} = \left| \frac{kde}{G_A, B > 0} \right| = \frac{-\omega C_{12e} g_{21e} B}{G_A^2 + B^2} + \frac{j\omega C_{12e} g_{21e} G_A}{G_A^2 + B^2} \quad (8.1.17)$$

Výraz (8.1.17) ukazuje, že pre frekvencie $\omega < \omega_0$ reálna časť vstupnej impedancie je záporná ak spätnoväzobný činiteľ y_{12e} je reaktívny a dopredná vodivosť $y_{21e} = g_{21e}$ je aktívna. Záporné znamienko vodivosti y_{eq} môže spôsobiť, že výsledná vodivosť paralelnej kombinácie ($y_{11e} + y_{eq}$) môže byť opäť záporná v istom frekvenčnom pásme. Táto podmienka môže viesť k autoosciláciám, lebo vstupné U_{in} napätie je určené výrazom (obr. 8.1.2.a)

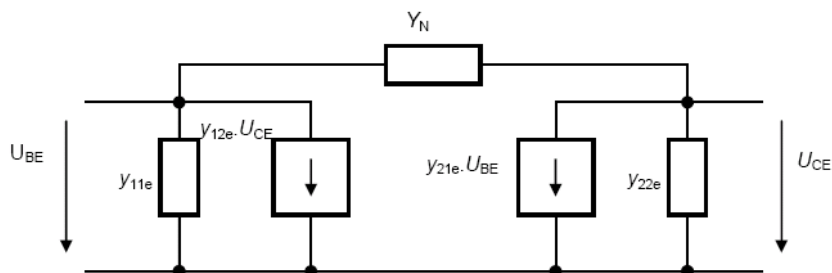
$$U_{in} = \frac{I_S}{Y_S + y_{11e} + y_{eq}} = \frac{I_S}{G_D + jB_D} \quad (8.1.18)$$

Ak G_D je negatívne pri istých frekvenciách a Y_S má slabý induktívny charakter, potom B_D môže nadobudnúť nulovú hodnotu. Z teórie obvodov platí nasledujúci princíp; negatívny odpor znamená generovanie energie signálu na rozdiel od kladnej hodnoty odporu, ktorý predstavuje spotrebič energie. Ak $G_D \rightarrow 0$ vstupné napätie U_{in} diverguje.

Osciláciám možno predísť, keď sa uvaží, že všetky podmienky sú naplnené pri niektorej frekvencii. Záporná hodnota reálnej časti vodivosti $Y_{in} = G_D + jB_D$ nepostačuje ak paralelná vodivosť Y_S nemá induktívny charakter. Iba ten dokáže spolu s kapacitnou susceptanciou spôsobiť fázový posun vedúci k osciláciám. Nepriaznivým javom vedúcim k naplneniu tejto podmienky je to, že často aj na vstupe ladeného zosilňovača je rezonančný obvod. Jedným zo spôsobov potlačenia oscilácií je vylúčenie podmienky zápornej reálnej časti ekvivalentnej vodivosti y_{eq} veľkou kladnou vodivosťou $\text{Re}\{Y_S\}$. Veľká kladná vodivosť spôsobí skratovanie vstupného signálu a zníženie zosilnenia. Najčastejšou technikou potlačujúcou nebezpečie vzniku oscilácií je preto neutralizácia.

Neutralizácia

Nepriaznivá spätná väzba vnesená vodivosťou y_{12e} a impedanciou záťaže Y_L môže byť potlačená prídavným spätnoväzobným signálom rovnakej veľkosti a opačného znamienka. Zosilňovací stupeň bude mať odstránenú spätnú väzbu a vznik oscilácií je vylúčený. Označenie neutralizácia vystihuje fakt, že touto väzbou bola neutralizovaná nepriaznivá väzba spôsobená obvyklými parametrami tranzistora. Náhradný obvod s neutralizačnou admitanciou Y_N je na obr. 8.1.3. Výsledné chovanie bude opísané ako nový dvojbán s novými hodnotami admitančných parametrov označených apostroфом y' . Osobitne zaujímavým je spätnoväzobný parameter y'_{12e} , ktorý je určený výrazom pre skratovaný vstup



Obr. 8.1.3 Zapojenie neutralizačnej admitancie Y_N

$$y'_{12e} = \frac{I_b}{U_{ce}} \quad \text{pre} \quad U_{be} = 0 \quad (8.1.19)$$

Hodnota vstupného prúdu a z toho vyplývajúcej spätnoväzobnej admitancie je

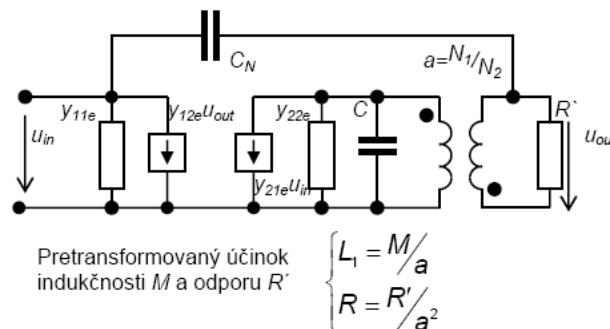
$$I_b = y'_{12e} U_{ce} - Y_N U_{ce} \Rightarrow y'_{12e} = y_{12e} - Y_N \quad (8.1.20)$$

Úplná neutralizácia, kedy signál z výstupu neprenikne na vstup, je určená podmienkou $y'_{12e}=0$. Ako bolo spomenuté skôr, typický tranzistor má spätnoväzobnú admitanciu kapacitného charakteru $y_{12e} = -j\omega C_{12e}$. Odtiaľ hodnota admitancie, ktorá neutralizuje prienik signálu z výstupu na vstup je

$$Y_N = y_{12e} = -j\omega C_{12e} \quad (8.1.21)$$

Nevýhodou je, že C_{12e} je nelineárny parameter, ktorého hodnota sa mení s frekvenciou a hodnotou pracovného bodu. Druhou nevýhodou požadovanej neutralizačnej susceptancie je, že by mala byť negatívna. Indukčnosť, ktorej susceptancia má negatívne znamienko je rovná $B = -j/\omega L$. Nevýhodou neutralizácie indukčnosťou je to, že je nepriamo úmerná frekvencii. Preto sa požadovaná zhoda (8.1.21) naplní iba pri jednej frekvencii. Navyše indukčnosť predstavuje skrat pre JS signál.

V praxi sa na neutralizáciu využíva kondenzátor s konštantnou kapacitou. Požadovaný 180° fázový posun sa vytvorí transformátorovou väzbou (obr. 8.1.4). Ešte častejšie využívanou možnosťou je využitie pripojenie neutralizačného kondenzátora do takého bodu v zosilňovači kde sa vyskytuje invertovaná forma výstupného signálu.



Obr. 8.1.4 Neutralizácia kapacitou a transformátorovou väzbou

Mnohostupňové ladené zosilňovače

V mnohých prípadoch kaskádou ladených zosilňovačov sa dosiahne požadovaný zisk vstupného signálu. Aj ich prenosová charakteristika získa nový tvar odlišný od čisto rezonančnej krivky. Výsledným tvarom frekvenčnej charakteristiky zosilnenia sa darí priblížiť k ideálnej obdĺžnikovej charakteristike. Vo viacstupňovom ladenom zosilňovači sa nájde ľahšie signál v požadovanej fáze pre potreby neutralizácie vstupu.

Z výrazu (8.1.5) možno dospieť k zjednodušenému vyjadreniu zosilnenia – prenosovej funkcie – vo forme racionálnej lomenej funkcie

$$A_U = \frac{-j\omega g_{21e} / C_a}{(j\omega - p_1)(j\omega - p_2)} \quad (8.1.22)$$

kde p_1, p_2 sú korene menovateľa (8.1.5) určené

$$p_1, p_2 = -\frac{1}{R_a C_a} \pm \sqrt{\left(\frac{1}{R_a C_a}\right)^2 - \frac{1}{LC_a}} = -\alpha + j\beta; \quad (8.1.23)$$

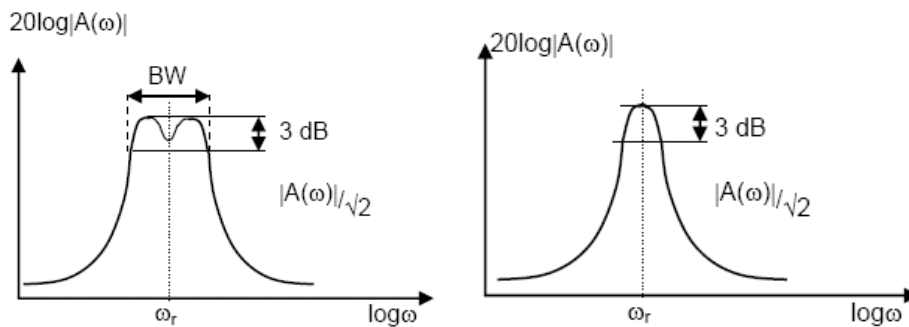
$$\alpha = \frac{1}{2R_a C_a}; \omega_0^2 = \frac{1}{LC_a}; \beta^2 = \omega_0^2 - \alpha^2$$

Hodnoty prvkov vo výraze sú $R_a=R \parallel Y_{22e}^{-1}$ a $C_2=C+c'_{22e}$.

Pre dvojstupňový ladený zosilňovač bude mať prenosová charakteristika 4 póly: $p_1=-\alpha_1+j.\beta_1$, $p_2=-\alpha_1-j.\beta_1$, $p_3=-\alpha_3+j.\beta_3$, $p_4=-\alpha_3-j.\beta_3$. Za predpokladu $\alpha_1=\alpha_3$ platí pre prenos napätia vzťah

$$A_U(j\omega) = A_{U1}A_{U2} = \frac{g_{21e}}{4.C_1C_2(j\omega - p_1)(j\omega - p_3)} \quad (8.1.24)$$

Kondenzátory C_1 a C_3 sú viazané s pólmi p_1 a p_3 vyskytujúcimi sa 2. kvadrante komplexnej roviny. Modul prenosovej charakteristiky $|A_U(j\omega)|$ v závislosti od frekvencie je na obr. 8.1.5.



Obr. 8.1.5 Frekvenčná charakteristika modulu viazaného a jednoduchého rezonančného obvodu

Pri rezonančnom obvode sa určuje šírka frekvenčného pásma BW poklesom modulu na úroveň $B_0/\sqrt{2}$. To odpovedá poklesu úrovne o 3 dB. V prípade „dvojvrcholovej“ charakteristiky je definícia BW viacznačná. Jednou z možností je opäť určiť frekvenčný interval $BW = \omega_2 - \omega_1$ pre ktorý nastane pokles o 3dB. Takto definovaná šírka pásma sa označuje BW_{3dB} . Inou definíciou je určenie šírky prípustného pásma BW z trojbodu. Sú to body priesečníku prenosovej funkcie vodorovnou čiarou vedenou stredovým minimumom a dvoch bodoch na stene prenosovej funkcie. Frekvenčný rozostup medzi bodmi na stenách prenosovej funkcie určuje šírku pásma priepustnosti BW. Nakoľko minimum medzi vrcholmi závisí od ich vzdialenosti, útlm na hraniciach pásma je rôzny.

Podobnú „dvojvrcholovú“ charakterizujú aj viazané rezonančné obvody. Vzdialenosť vrcholov závisí od koeficientu väzby (Príloha 3)

8.2 Oscilátory

Generátory signálov sa používajú v každom technicky využiteľnom frekvenčnom pásme. Najdôležitejšími tvarmi signálov sú harmonické (sinusové), pravouhlé, trojuholníkové a pílovité. Hlavnými princípmi používanými pre generovanie signálov sú:

- Zosilňovač s kladnou spätnou väzbou v spínacom režime (preklápacie obvody)
- Zosilňovač s kladnou spätnou väzbou s premenným zosilnením pri malom skreslení (LC a RC oscilátory)
- Syntetické vytváranie signálov a následná transformácia na harmonický signál pomocou nelineárneho tvarovacieho obvodu (trojuholníkový priebeh na harmonický).
- Zapamätané údaje v pamäti a ich následný prevod na analógovú hodnotu v číslicovo-analógovom prevodníku.

Generátory harmonického signálu

Ako sme už spomenuli harmonické signály možno vyrobiť v oscilátoroch so spätnou väzbou. Pre zabezpečenie tejto funkcie sinusový oscilátor musí obsahovať:

- Aktívny zosilňovací blok s výkonovým ziskom pri pracovnej frekvencii.
- Frekvenciu určujúci element. Je tvorený spätnoväzobným prvkom s frekvenčne selektívnymi vlastnosťami
- Amplitúdu obmedzujúci element. Je tvorený nelineárnym prvkom alebo regulačným článkom na zabezpečenie konštantnej amplitúdy t.j. dosiahnutie podmienky $\beta A = 1$. Aby harmonické oscilátory dodávali podľa možnosti neskreslené harmonické napätie s konštantnou amplitúdou, je potrebná stabilizácia amplitúdy s minimálnym skreslením. V generátoroch pravouhlého signálu výstupné napätie má amplitúdu obmedzenú napájaním. Tento obmedzovací efekt za cenu vysokého harmonického skreslenia k zabezpečí splnenie podmienky $kA = 1$ pre základnú harmonickú. Koeficient harmonického skreslenia signálu k je určený výrazom

$$k = \frac{\sqrt{U_{2har}^2 + U_{3har}^2 + \dots}}{U_{1har}} \quad (8.2.1)$$

kde U_{Jhar} sú efektívne hodnoty jednotlivých harmonických v spektre signálu.

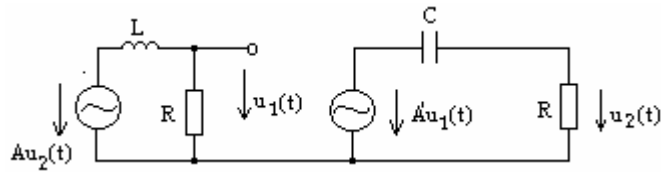
Póly spätnoväzobného zosilňovača sú nuly resp. korene polynómu $1 - \beta A(p) = 0$ Rozkladom tejto podmienky sa získajú dve rovnice

$$\operatorname{Re}\{A_u(\omega_0)\beta(\omega_0)\} = 1; \quad \operatorname{Im}\{A_u(\omega_0)\beta(\omega_0)\} = 0 + k \cdot 2\pi \quad (8.2.2)$$

Najjednoduchšia kombinácia pólov a núl potrebná pre vznik oscilácií je možná pre $\beta(p)A(p) = A_L(p)$

$$A_L(p) = \frac{A^2 \left(\frac{R}{L}\right) p}{\left(\frac{R}{L} + p\right) \left(\frac{1}{RC} + p\right)} \quad (8.2.3)$$

Obvod s takouto prenosovou funkciou je na obr. 8.2.1

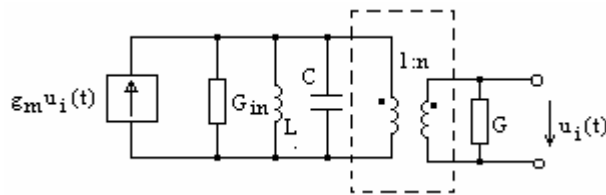


Obr. 8.2.1 Obvod s prenosovou funkciou podľa (8.2.2)

Iným prípadom môže byť situácia, keď $\beta(p)A(p)$ má dvojicu komplexne združených pólov a nulu v počiatku, alebo jeho blízkosti.

Obvod s týmito vlastnosťami je na obr. 8.2.2. Predstavuje najrozšírenejšieho predstaviteľa signálovej schémy oscilátorov. Prenos obvodu je určený vzťahom.

$$A_L(p) = \frac{g_n n}{G_T} (2\alpha p) \quad \omega_0 = \frac{+1}{\sqrt{LC}} \quad \alpha = \frac{G_T}{C} \quad (8.2.4)$$

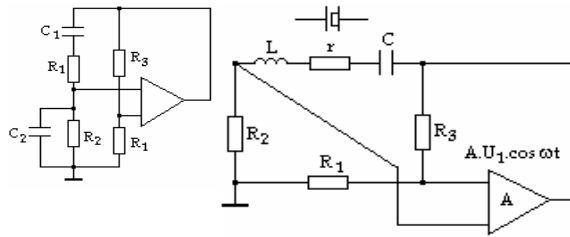


Obr. 8.2.2 Obvod s prenosovou funkciou podľa (8.2.3)

Iné typy prenosových funkcií predstavuje prenosová funkcia mostíka s RC členmi označovaného tiež ako Wienov mostík obr. 8.2.3 a. a mostíka kde v jednej vetve je sériový rezonančný obvod označovaného podľa autora zapojenia ako Meachamov mostík. obr. 8.2.3 b.

$$A_L(p) = \frac{A(p^2 - 2\alpha p + \omega_1\omega_2)}{(p + \omega_1)(p + \omega_2)} \quad A_{\min} = \frac{\omega_1 + \omega_2}{2\alpha}; \quad \omega_0 = \omega_1\omega_2$$

$$A_L(p) = \frac{A(p^2 - 2\alpha_1 p + \omega_0'^2)}{(p^2 + 2\alpha_2 p + \omega_0'^2)} \quad A_{\min} = \frac{\alpha_2}{\alpha_1}; \quad \omega_0 = \omega_0'$$
(8.2.5)



Obr. 8.2.3 Oscilátor s RC fázovacím členom (Wienov mostík) a kryštálom ladeným obvodom (Meachamov mostík)

Frekvenčná stabilita

Veľmi dôležitou vlastnosťou oscilátora je udržanie výstupnej frekvencie nezávisle od zmien teploty, napájacieho napätia záťaže obvodu atď. Neželané zmeny frekvencie možno zadieliť do dvoch kategórii:

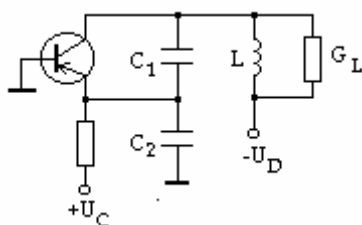
9. Priame zmeny frekvencie spôsobené zmenami parametrov priamo určujúcich rezonančný kmitočet napr. L,C v rezonančnom obvode
10. Nepriame zmeny frekvencie sú výsledkom parazitných reaktancií, ktoré spôsobia dodatočné póly a nuly s neznámou polohou. Mnohé z nich sú funkciou teploty a zmien napájacieho napätia. (napr. výstupná kapacita tranzistora...)

8.2.1 Príklady zapojení oscilátorov

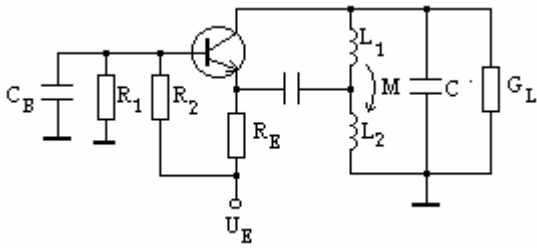
Samoobmedzujúci jednotranzistorový oscilátor (trojbodové zapojenie).

Základnou charakteristikou tohto typu oscilátora je zosilňovač s jedným aktívnym prvkom a záťažou reprezentovanou paralelným rezonančným obvodom. Prevod na vstup zosilňovača je cez odbočku na jednom z reaktančných prvkov ladenej záťaže. Toto trojbodové zapojenie záťaže možno realizovať pomocou:

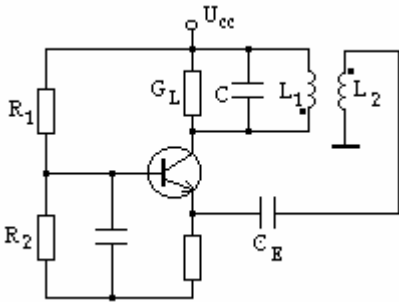
11. kapacitného deliča (Colpittsov oscilátor - ekvivalentné pôsobenie ako pri transformátore) obr. 8.2.4a.
12. Induktívneho deliča (Hartleyov oscilátor-autotransformátor) obr. 8.2.4.b..
13. Sekundárom transformátora obr. 8.2.4 c..



a.)



b.)

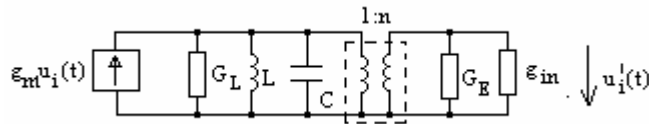


c.)

Obr. 8.2.4 Oscilátory v trojbodovom zapojení

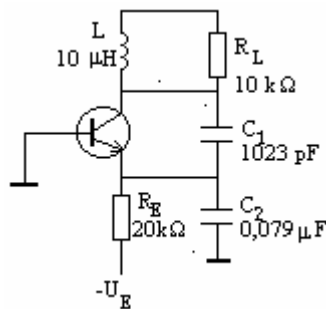
Náhradná schéma Colpitsovho oscilátora je na obr. 8.2.5. Indukčnosť spolu so seriovým radením kondenzátorov C_1, C_2 tvorí ladený rezonančný obvod s rezonančnou frekvenciou ω_0 . Kondenzátorový delič spolu s paralelnou indukčnosťou možno charakterizovať ako autotransfómator so závitovým pomerom n . (Príloha 4.) Rezistor R_E paralelne so vstupnou admitanciou tranzistora v zapojení SE z výstupu kapacitným deličom tvoreného „transformátora“ sa ako záťaž zosilňovača prejaví hodnotou $n^2(G_E + g_{in})$. Prenos rozpojenej sľučky spätnej väzby musí spĺňať podmienku

$$\frac{U_{in}'}{U_{in}} = g_m \frac{n}{G_L + n^2(G_E + g_{in})} > 1; \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}; \quad C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad (8.2.6)$$



Obr. 8.2.5 Náhradná schéma oscilátorov v trojbodovom zapojení

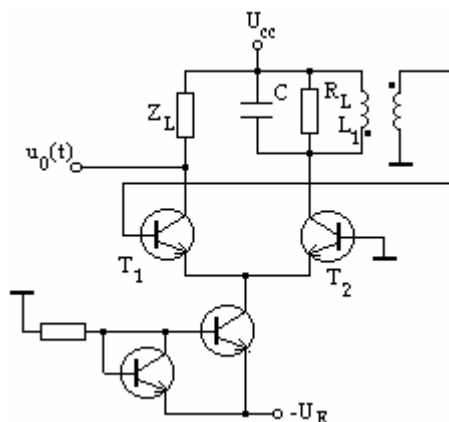
Praktický príklad zapojenia Colpitsovho oscilátora je na obr. 8.2.6.



Obr. 8.2.6 Colpitsové zapojenie oscilátora.

Samoobmedzujúci oscilátor s diferenčným zosilňovačom

Diferenčný zosilňovač môže byť použitý namiesto tranzistora v schéme podľa obr. 8.2.4c.)



Obr. 8.2.7 Oscilátor s diferenčným stupňom

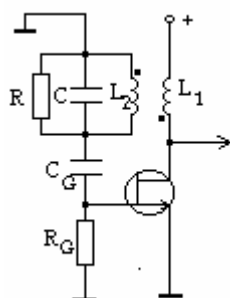
Náhradná signálová schéma je analogická tej na obr. 8.2.5. Závitový pomer je určený pomerom $n=L_1/M$.

Samoobmedzujúci JFET oscilátor

Oscilátor s ladeným obvodom na vstupe FET tranzistora (obr. 8.2.8) je najužívanejším zapojením samolimitujúceho FET oscilátora z týchto dôvodov:

14. Vysoký vstupný odpor nerozladuje rezonančný obvod. Kvalita Q obvodu je potom maximálna.
15. Transformačný pomer je určený pomerom $n = M / L_2 \ll 1$. Tento transformačný prevod spôsobí nárast prevodu zaťažovacej impedancie do rezonančného obvodu. To umožní, že ani zmeny záťaže hlavne kapacitného alebo induktívneho charakteru neovplyvnia vlastnosti rezonančného obvodu.
16. Malá amplitúda výstupného napätia potláča "Millerov efekt". Tento efekt predstavuje zosilnením násobený účinok parazitnej kapacity kolektorom a hradlom na vstupný kapacitný prúd $C_{in} = C_{CG}(1 + A)$.

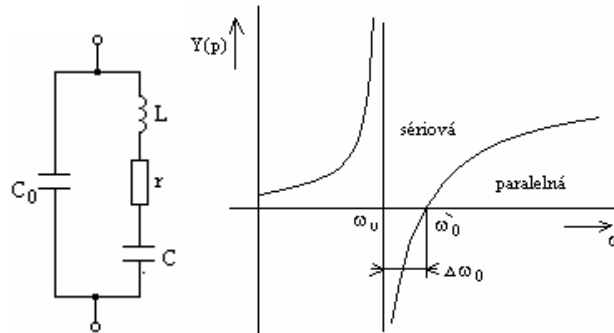
Použitie kondenzátora C_Q s p-n priechodom zabezpečuje nabitie kondenzátora s narastajúcou amplitúdou. To zvyšuje záporné predpätie rovné amplitúde a znižuje strmosť FET-u



Obr. 8.2.8 Oscilátor s JFET tranzistorom

Oscilátory riadené kryštálom

Prednosťou mechanických kryštálových rezonátorov je cca 1000x vyššia kvalita ako pri konvenčných LC rezonančných obvodoch, a tým aj vyššia stabilita frekvencie. Rôzne rezy kryštálových rezonátorov sa líšia tepelnou závislosťou obr. 8.2.9.



Obr. 8.2.9 Náhradná schéma a frekvenčná charakteristika kryštálu

Pre vodivosť kryštálu platí, kde ω_0 je rezonančná frekvencia a Q_L je kvalita kryštálu

$$Y(p) = \frac{pC_0 \left[p^2 + p \frac{r}{L} + \left[1 + \frac{C}{C_0} \right] \omega_0^2 \right]}{p^2 + p \frac{r}{L} + \omega_0^2}; \quad \omega_0^2 = \frac{1}{LC}; \quad Q_L = \frac{\omega_0 L}{r} \quad (8.2.7)$$

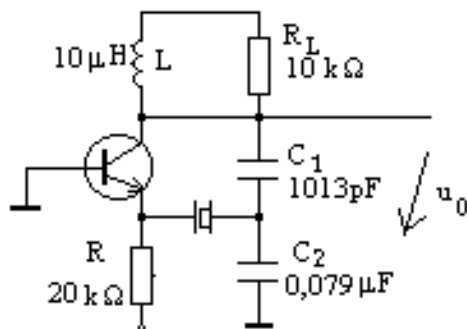
Z dôvodov mechanických rozmerov bežné frekvencie kryštálov sú 20MHz. Sériový rezonančný mód sa najčastejšie využíva v spätnej väzbe alebo skratuje vstupný odpor tvoriaci pracovný bod. Pól $Y(p)$ (t.j. nula $Z(p)$) je nezávislá na C_0 . Sériová rezonancia je preto nezávislá na paralelnej kapacite rezonančného obvodu. Poloha nuly $Y(p)$ (paralelná rezonančná frekvencia) od polohy pólu $Y(p)$ (sériová rezonančná frekvencia) sa líši na frekvenčnej osi o $\Delta\omega = \omega_0 C / 2C_0$. Sériová kapacita C_x

spôsobí posun pólov $Y(p)$ (sériová rezonancia) z hodnoty ω_0 na hodnotu $\omega_0' = \sqrt{\frac{C + C_0 + C_x}{C_0 + C_x}} \omega_0$.

Rozostup pólov a núl môže narásť pridaním paralelnej indukčnosti L_S . Súčasne s tým sa zníži stabilita polohy rezonančnej frekvencie.

Oscilátory s unipolárnymi tranzistormi využívajú paralelnú rezonanciu kryštálu nula $Y(p)$ (pól $Z(p)$) v zapojení podobnom Hartleyovmu, Colpittsovmu.

Príkladom využitia sériovej rezonancie kryštálového rezonátora je jednotranzistorový samoobmedzujúci oscilátor obr. 8.2.10. Indukčnosť s paralelne pripojenou kapacitou tvorí paralelný rezonančný obvod ako zaťažovaciu impedanciu. Signál odpovedajúci sériovej rezonancii kryštálu je privedený na vstup tranzistora.

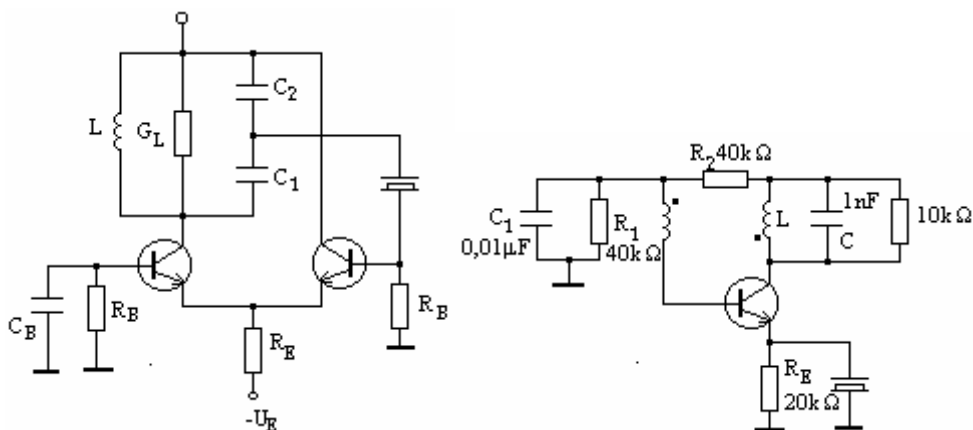


Obr. 8.2.10 Colpittsov oscilátor s kryštálom v spätnej väzbe.

Na obr. 8.2.11a.) sú iné modifikácie oscilátorov s kryštálom. Pri použití diferenčného zosilňovača je strmosť obvodu vyššia a skreslenie vyššími harmonickými je menšie.

Obvod obr. 8.2.11b, je analogicky predtým preberanému zapojeniu s transformátorovou väzbou. Seriová rezonancia kryštálu skratuje spätňoväzobný odpor R_E . Pri tejto frekvencii je zosilnenie aktívneho člena dostatočne veľké.

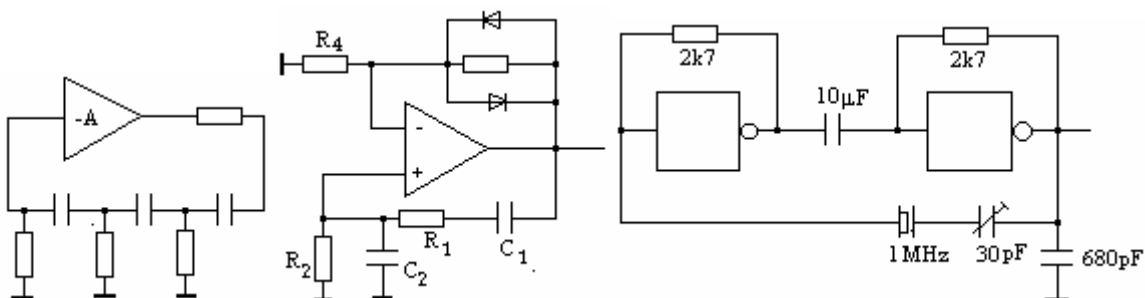
Obidve zapojenia majú dva rezonančné obvody v slučke spätnej väzby určujúcim zhladiska rezonančnej frekvencie a kvality je kryštál svojou sériovou rezonanciou. Obvod RLC vystupuje v tomto prípade ako záťaž, ktorú pri rezonančnej frekvencii možno nahradiť účinkovaním paralelného odporu R .



Obr. 8.2.11 Iné zapojenia oscilátorov s kryštálom

RC oscilátory

Ako ich názov napovedá sú to oscilátory , ktoré pre určenie frekvencie využívajú vhodne zapojené fázovacie články RC. Jedným z ich predstaviteľov je Wienov oscilátor ,ktroého schéma je na obr. 8.2.3 a. Iné príklady RC oscilátorov sú na

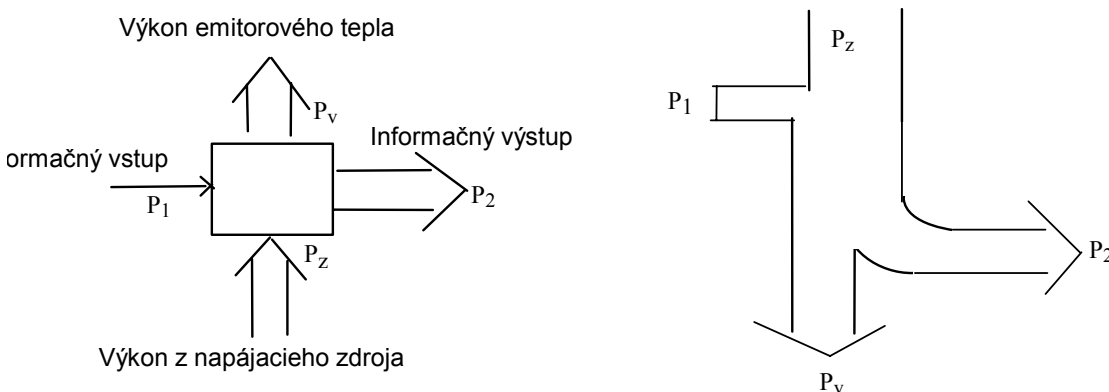


8.3 Výkonové zosilňovače

Úlohou koncových stupňov je dodanie potrebného výkonu (príp. napätia alebo prúdu) do záťaže, väčšinou odporovej alebo kapacitnej. Typické výkony tranzistorových koncových stupňov sú od niekoľko desiatín do niekoľko wattov. Napätové zosilnenie koncového stupňa má väčšinou podradnú úlohu. Vo viacstupňových zosilňovačoch sa realizuje v medzistupňoch. Podstatne dôležitejšie je veľké prúdové zosilnenie. Typické požiadavky na koncový stupeň sú:

- malá výstupná a veľká vstupná impedancia
- veľké výstupné napätie a (alebo) veľký výstupný prúd
- malá spotreba (vysoká účinnosť)
- odolnosť voči skratu

Požiadavka veľkej vstupnej impedancie je rovnocenná s požiadavkou malého vstupného prúdu, t.j. veľkého prúdového zosilnenia A_i . Pri splnení tejto požiadavky koncové stupne tvoria dobrý "impedančný izolátor" medzi zdrojom signálu a záťažou. Vysoká účinnosť (podiel odovzdaného výkonu signálu k príkonu získaného z napájacieho zdroja) sa požaduje predovšetkým pre malý vývoj tepla vo výkonových tranzistoroch koncového stupňa. Tok energie a signálu koncového stupňa je znázornený na obr. 8.3.1.



Obr. 8.3.1 Toky výkonov vo výkonových zosilňovačoch

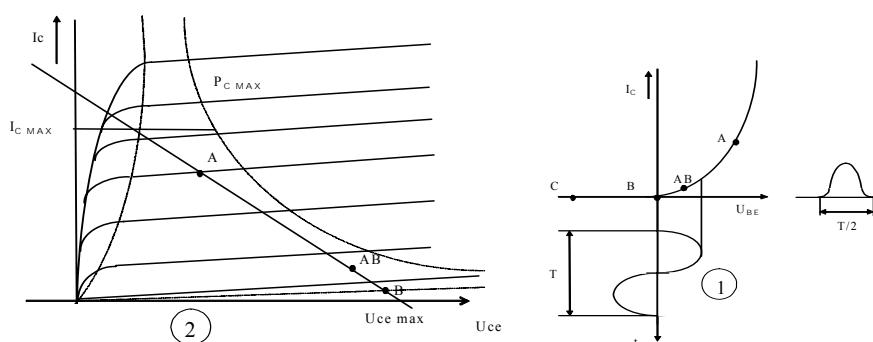
Podľa princípu činnosti sa rozlišujú spojité (tr.A,B,BC,C) zosilňovače a nespojité (tr.D), spínacie koncové stupne.

Obecné úvahy o spojitých výkonových stupňoch.

Podľa polohy pracovného bodu sa rozlišujú zosilňovače triedy A,AB,B,C. Trieda A je charakterizovaná tým, že sa signál obidvoch polarít zosilňuje približne lineárne jediným tranzistorom. Pre veľký pokojový prúd majú zosilňovače triedy A nízku účinnosť ($\eta < 25\%$ až 50%). To je príčina prečo ich možno použiť len pri malých výstupných výkonoch $P_a < 1W$. Účinnosť zosilňovačov triedy AB a B je podstatne vyššia ako v triede A ($\eta < 78\%$), pretože pokojový prúd je omnoho menší ako maximálna amplitúda výstupného prúdu. Zosilňovače triedy C sa v analógovej nízkofrekvenčnej technike používajú len výnimočne, pretože pre veľmi nelineárny pracovný režim je výstupný prúd extrémne skreslený. Používa sa napríklad ako koncový stupeň rozhlasových a televíznych vysielačov) Vo výkonových zosilňovačoch triedy C sa vplyv nelineárneho skreslenia výstupného prúdu odstráni

tak, že sa požadované frekvenčné spektrum výstupného prúdu vyberie pomocou rezonančného obvodu naladeného na vybranú harmonickú spracovávaného signálu. Najčastejšie základnú harmonickú. Často tvoria koncový stupeň vysieláčov a ako rezonančný obvod slúži anténa.

Dôležitou otázkou návrhu tohto typu zosilňovačov je nastavenie a stabilizácia pracovného bodu. Posunom pracovného bodu v dôsledku parazitných príčin môže dôjsť k veľkému vzrastu skreslenia a nárastu výkonovej straty na tranzistore a tým jeho poškodeniu. Pri stabilizácii sa často používajú teplotne závislé prvky (diódy, tranzistory, termistory). Stabilizácia emitorovým rezistorom sa pre veľké prídavné výkonové straty používa len málo, prípadne len v spojení s inými druhmi stabilizácie. Pracovný bod často leží v blízkosti hyperboly dovoleného stratového výkonu, aby sa dosiahol široký rozsah vybudenia. Osobitnú pozornosť treba venovať teplotným problémom (dostatočná chladiaca plocha). Musí byť sledované či sa neprekročili dovolené hodnoty $P_{C\max}$, $I_{C\max}$, $U_{CE\max}$ a tranzistor sa nedostal do oblasti saturácie. Pracovný bod musí ležať vo vnútri vyšrafovannej oblasti obr. 8.3.2.



Obr. 8.3.2 Polohy pracovných bodov, zaťažovacia krivka a krivka medzného stratového výkonu v sieti výstupných charakteristík.

8.3.1 Jednočinné stupne

Pri porovnaní s dvojčinnými stupňami sa v jednočinnom stupni obidve polarities zosilňovacieho signálu spracúvajú jediným tranzistorom. Jednotlivé stupne pracujú v triede A (medzistupňové zosilňovače). Zaťažovací odpor je často pripojený na kolektor alebo emitor výkonového tranzistora. V zosilňovačoch len striedavého signálu môže byť záťaž pripojená aj cez transformátor. Výhodou transformátorovej väzby je galvanické oddelenie a približne dvojnásobná účinnosť. Typické základné zapojenia pre jednočinné stupne sú spoločný emitor (SE) a emitorový sledovač (SK).

Zapojenie spoločný emitor.

Do úvahy berme jednoduché zapojenie obr. 8.3.3. Pre optimálne nastavený pracovný bod je maximálny výstupný výkon pri zanedbaní zvyškového prúdu $I_{C\min}=0$ a nulovom saturačnom napätí $U_{CE\min}=0$ určený maximálnou možnou amplitúdou napätia $U_{CC}/2$ a maximálnou hodnotou amplitúdy prúdu rovnou kľudovému prúdu I_{CC} .

$$P_{a\max} = \frac{U_{CC}I_C}{4} = \frac{U_{CC}^2}{8R_C} \quad (8.3.1)$$

Optimálna hodnota zaťažovacieho odporu R_C je $R_{Copt} = \frac{U_{CC}}{2I_{CC}}$. Ak je na výstup kapacitnou väzbou pripojený ďalší rezistor R_Z , treba rozlišovať statický a dynamický odpor záťaže.

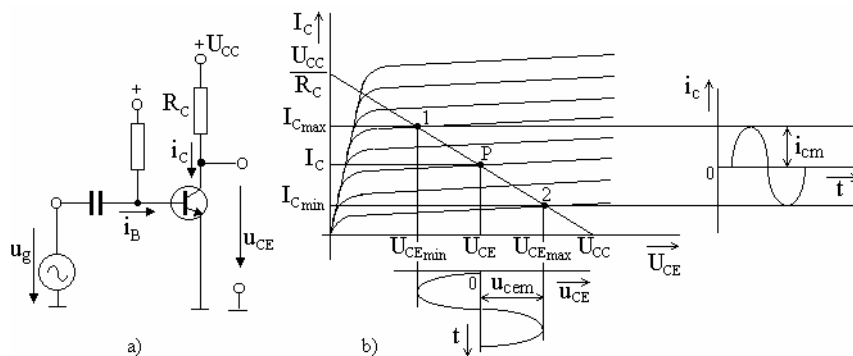
Jednosmerný príkon odoberaný z napájacieho zdroja je nezávislý od veľkosti signálu a má vždy rovnakú hodnotu

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T U_{CC} (I_C + i_{cm} \sin \omega t) dt = U_{CC} I_C \quad (8.3.2)$$

Časť tohto výkonu sa premení na teplo v záťaži a časť v tranzistore. Účinnosť rastie s rastúcim signálom. Jej maximálnu hodnotu dostaneme zo vzťahu

$$\eta = \frac{P_{amax}}{P} 100\% = \frac{U_{CC} \frac{I_C}{4}}{U_{CC} I_C} 100\% = 25\% \quad (8.3.3)$$

S transformátorovou väzbou sa dosiahne dvojnásobná účinnosť = 50%.



Obr. 8.3.3 Jednočinný výkonový zosilňovač triedy A v zapojení SE.

Emitterový sledovač s odporovou záťažou

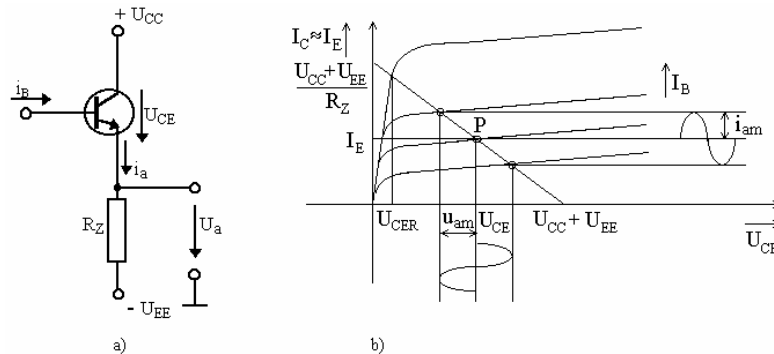
Pre koncový stupeň v trieda A je najvhodnejší emitterový sledovač. V porovnaní s výkonovým zosilňovačom v zapojení SE sa lepšie darí stabilizovať pracovný bod. Jeho napätové zosilnenie je 1 a má nižší výstupný odpor. Ak sa naviac použije symetrické napájanie ešte viac sa zjednoduší stabilizácia pracovného bodu a môže odpadnúť potreba oddeľovacieho kondenzátora. Nakoľko sa majú zosilňovať obidve polarities signálu musí sa v tejto triede A zvoliť pomerne veľký pokojový prúd I_{CC} . Pre určenie výstupného výkonu a účinnosti možno uvažovať zapojenie podľa obr. 8.3.4., na ktorom sú aj výstupné charakteristiky tranzistora a pracovná priamka. Aby sa mohol dosiahnuť maximálny výstupný signál pracovný bod je potrebné umiestniť do stredu pracovnej priamky. Pri použití jedného napájacieho zdroja pracovným odporom preteká veľký jednosmerný prúd. Môže to spôsobiť jeho zbytočné prehrievanie alebo v prípade pripojenia elektroakustického meniča jednosmernú magnetizáciu. Pripojenie takéhoto meniča cez oddeľovací kondenzátor má ale za následok, že minimálne polovica užitočného výkonu sa spotrebuje v odpore vytvárajúcom len pracovný bod. Tento rozpor je možné riešiť pomerne jednoducho použitím symetrického napájania. Naviac zaťažovací odpor možno pripojiť bez oddeľovacieho kondenzátora. Maximálna hodnota amplitúdy výstupného napätia a prúdu bude $u_{Em} \cong \frac{U_{CC} + U_{EE}}{2}, i_{Em} \cong I_E$.

Maximálny výstupný výkon P_{amax} a príkon z napájacieho zdroja P majú hodnotu určenú výrazmi

$$P_{a\max} = \frac{u_{Em}i_{Em}}{2} = \frac{(U_{CC} + U_{EE})I_E}{4}; P = (U_{CC} + U_{EE})I_E; \quad (8.3.4)$$

$$\Rightarrow \eta = \frac{P_{a\max}}{P} 100\% = 25\%$$

. Potom účinnosť $\eta < 25\%$. S transformátorovou väzbou max. účinnosť môže byť dvojnásobná.



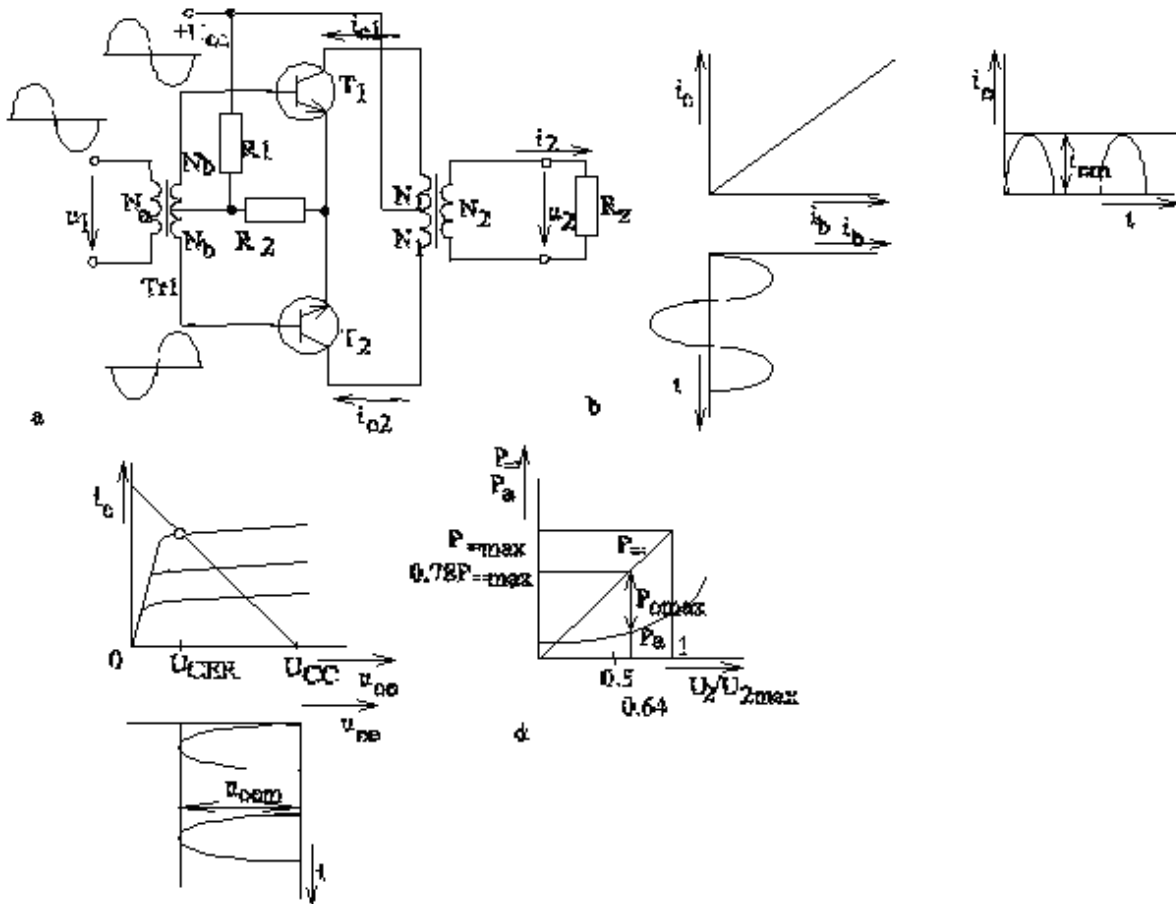
Obr. 8.3.4 Jednočinný výkonový zosilňovač triedy A v zapojení SC.

8.3.2 Dvojčinné zosilňovače triedy A a AB.

Dvojčinné stupne triedy A a AB majú predovšetkým nasledujúce výhody:

- Veľmi veľký výstupný výkon
- Dobrá účinnosť
- Takmer žiadny kludový stratový príkon

To má za následok, že zosilňovače pracujúce v triede A a AB sa takmer vo všetkých oblastiach využitia uprednostňujú pred zosilňovačmi pracujúcimi v triede A a to najmä pre ich vysokú účinnosť. Keď treba zosilňovať signály oboch polarít, musia sa použiť dvojčinné zapojenia, v ktorých sa pre každú polaritu využíva samostatný tranzistor. Pre takéto zosilňovacie stupne je vhodný najmä emitorový sledovač a emitorový sledovač v Darlingtonovom zapojení.



Obr. 8.3.5 Dvojčinný výkonový zosilňovač triedy B s transformátorovou väzbou

Transformátorová väzba.

Toto zapojenie bolo v minulosti veľmi rozšírené obr. 8.3.5. Dvojčinné budenie (fázový posun 180) zabezpečuje vstupný transformátor Tr1. Obidva výkonové tranzistory sú vzhľadom na jednosmerný napájací zdroj zapojené paralelne. Dnes sa používajú len v prípadoch ,kde sa požaduje dokonale galvanické oddelenie záťaže alebo vysoká účinnosť pri malom napájacom napätí, pričom tieto výhody prevažujú nad bežnými nedostatkami transformátorovej väzby (malá šírka frekvenčného pásma, fázový posun na okrajoch prenášaného pásma s nebezpečenstvom dynamickej nestability atď.). Pri harmonickom vstupnom napätí u_1 každý tranzistor zosilňuje jednu polvlnu. Odporový delič R_1 a R_2 sa dimenzuje väčšinou tak, aby bol pokojový prúd malý (pracovný režim triedy AB). Vo výstupnom transformátore sa potom zase obidve polvlny zložia dohromady. N_1 je polovica počtu závitov primárneho vinutia zloženého z dvoch rovnakých častí. Striedavý prúd i_c tečie striedavo cez hornú a dolnú polovicu vinutia. Na tvorbe magnetického poľa v jadre transformátora sa vždy zúčastňuje striedavo len polovica primárneho vinutia s počtom závitov N_1 . Odpor záťaže prepočítaný na primár pre každý z tranzistorov je rovný $R_z = p^2 R_z$,kde závitový pomer je $p = N_1 / N_2$. Za predkladu $p=1$ Pri harmonickom budiacom signále preto platí

$$i_{Cm} = \frac{u_{Cm}}{R_z}, u_{CEm} = p u_{2m} \tag{8.3.5}$$

Maximálna hodnota výkonu výstupného signálu je určená vzťahom za predpokladu zanedbateľného saturačného napätia kolektoru

$$P_{amax} = \frac{U_{CEm}^2}{2R_z} \cong \frac{U_{CC}^2}{2\rho^2 R_z} \quad (8.3.6)$$

Pre výpočet dosiahnuteľnej účinnosti sa uvažuje že jeden stupeň pracujke ako zosilňovač triedy B (kľudový prúd = 0). Stredná hodnota kolektorového prúdu jedného tranzistora je

$$I_c = \frac{1}{T} \int_0^T i_c(t) dt = \frac{I_{cm}}{\pi} \quad (8.3.7)$$

Celkový jednosmerný príkon dvojčinného stupňa bude dvojnásobný

$$P = \frac{2}{\pi} I_{cm} U_{CC} = \frac{2}{\pi} \frac{U_{CEm} U_{CC}}{\rho^2 R_z} = \frac{2}{\pi} \frac{U_{CC}^2}{\rho^2 R_z} \quad (8.3.8)$$

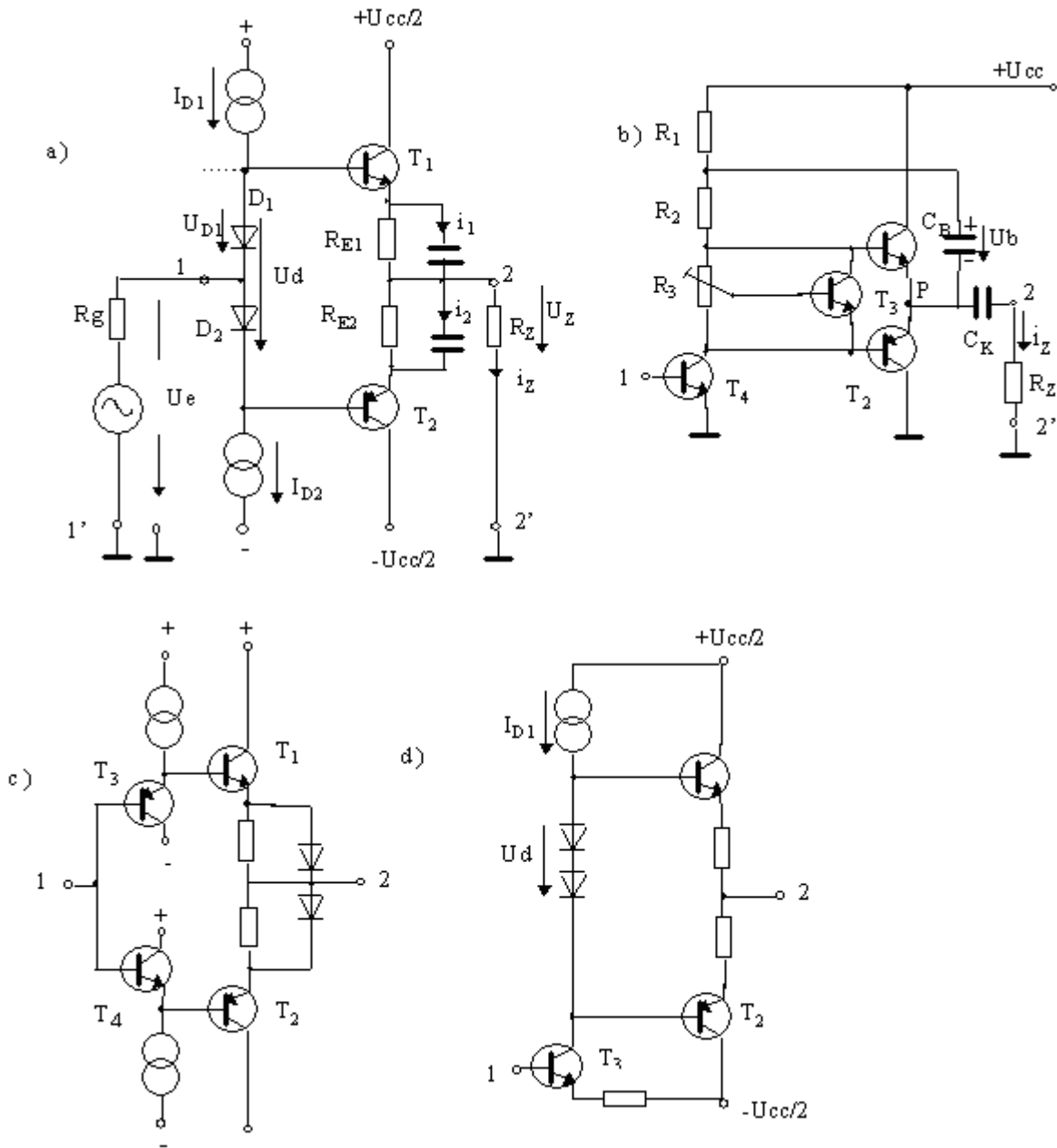
Maximálne dosiahnuteľnú účinnosť sa dostane z pomeru

$$\eta = \frac{P_{amax}}{P} 100\% \cong \frac{\pi}{4} 100\% \cong 78,5\% \quad (8.3.9)$$

Okrem vysokej účinnosti ďalšou výhodou v porovnaní so zosilňovačmi triedy A je, že pri slabšom vybudení klesá odber z napájacieho zdroja, pretože pri nulovom signále je príkon takmer nulový. Závislosť príkonu od vybudenia má však jednu nevýhodu: napájacie napätie musí byť nezávislé od odberu (stabilizácia ,zdroj s malým vnútorným odporom).

Sériové napájanie koncových tranzistorov (komplementárne koncové stupne)

Tieto zapojenia umožňujú vynechať transformátory. Najelegantnejšie riešenie dvojčinných stupňov predstavujú komplementárne koncové stupne. Využíva sa v nich kombinácia výkonových tranzistorov NPN a PNP. V zapojení obr. 8.3.6 a pracujú obidva tranzistory T_1 a T_2 ako emitorové sledovače. Ak je komplementárne zapojenie symetrické s rovnakými charakteristikami obidvoch tranzistorov, tak sú silne potlačené nelineárne skreslenia.



Obr. 8.3.6 Dvojitý výkonový zosilňovač triedy B s komplementárnou dvojicou

Emitorové prúdy tranzistorov T_1 a T_2 tečú cez R_Z opačnými smermi. Diódy D_1 a D_2 sú polarizované v priamom smere a spôsobia posun napätí medzi bázami o 1,2 V. Tým sa odstráni "prechodové" skreslenie, ktoré v triede B vzniká tak, že tranzistorom tečie prúd až vtedy, keď napätie medzi bázou a emitorom prekročí hodnotu 0,5V až 0,6V (mŕtve pásmo rozkmitu vstupného signálu). Ďalšou výhodou komplementárne zapojeného emitorového sledovača je jeho veľký vstupný odpor. Rozsah vybudenia zapojenia na obr. 8.3.6a.) je približne $\pm U_{CC}/2$. Vzniká tu nebezpečenstvo preťaženia tranzistorov T_1 a T_2 . Preto sa často požaduje prídavné obvodové opatrenie ochraňujúce tranzistory pred prípadným skratom záťaže. Koncový stupeň môžeme budiť do bázy tranzistora T_1 a T_2 . Na rozdiel od zapojenia na obr. 8.3.6 a v zapojení obr. 8.3.6 b jednosmerný potenciál bodu P nie je nulový, ale približne sa rovná $U_{CC}/2$. Úlohou prúdových zdrojov na obr. 8.3.6 a je dodávať počas vybudenia potrebný prúd do bázy tranzistorov T_1 a T_2 . Tento prúd rastie s narastajúcou veľkosťou signálu. Na obr. 8.3.6c je variant posunutia úrovne pomocou komplementárnych emitorových sledovačov. Na obr. 8.3.6 d je iný variant zapojenia obr. 8.3.6 a. Napätové zosilnenie medzi svorkami

1 a 2 je jednotkové; prúdové zosilnenie je približne rovné β . Vstupný odpor medzi 1 a 1' je približne βR_z , výstupný odpor medzi 2 a 2' má približne hodnotu R_G/β . Príkion zo zdroja sa vypočíta analogicky ako dvojnásobok príkonu jednocestne pracujúcich jednotlivých tranzistoroch

$$P = 2 \cdot \left[\frac{I_{Zmax}}{\pi} \frac{U_{CC}}{2} \right] \quad (8.3.10)$$

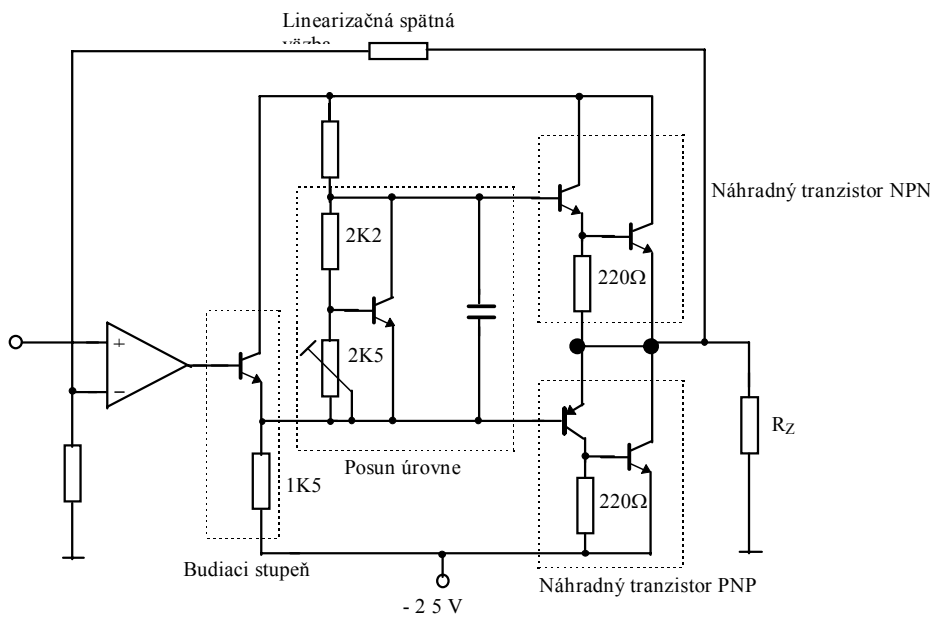
Maximálny výkon na záťaži je.

$$P_{amax} = \left[\frac{U_{CC}}{2} \right]^2 \frac{1}{2R_z} \quad (8.3.11)$$

Hodnota maximálneho prúdu $I_{Zmax}=U_{CC}/2$. Dá sa ukázať, že účinnosť aj v tomto prípade bude

$$\eta = \frac{P_{amax}}{P} = \frac{\pi}{4} = 78,5\% \quad (8.3.12)$$

Kvázikomplementárne koncové stupne.



Obr. 8.3.7 Zapojenie výkonového zosilňovača kvázikomplementárnou dvojicou

Pri veľkých výstupných výkonoch nie sú vždy k dispozícii potrebné komplementárne tranzistory Obr. 8.3.7. V integrovaných obvodoch sa skoro nikdy nedajú ekonomicky zhotoviť tranzistory NPN a PNP s rovnakými parametrami. Ak sú k dispozícii výkonové tranzistory NPN, horný tranzistor sa nahradí Darlingtonovým zapojením, ktoré pracuje ako náhradný tranzistor NPN a dolný Darlingtonovým zapojením, ktoré pracuje ako náhradný tranzistor PNP. Pomocou náhradnej schémy pre malý signál sa dá ukázať, že kolektor výkonového tranzistora T_2 pracuje ako emitor náhradného tranzistora. Ak majú obidva výkonové tranzistory rovnaké prúdové zosilnenie β stratový výkon vstupných tranzistorov je $1/\beta$ stratového výkonu tranzistorov T_1, T_2 .

8.4 Napájacie zdroje

Úlohou napájacích zdrojov je zabezpečiť energiu potrebnú na činnosť elektrických a elektronických zariadení. Energia sa dodáva zväčša vo forme jednosmerných napätí zo striedavej siete alebo z batérií. Podľa druhu vstupnej a výstupnej veličiny rozlišujeme štyri základné skupiny napájacích zdrojov:

- Sieťové zdroje (Vstup striedavé napätie - Výstup jednosmerné napätie)
- Striedače (Vstup-jednosmerné napätie; Výstup-striedavé napätie)
- Transformátor (Vstup a výstup striedavé napätie)
- Jednosmerný menič (Vstup a výstup jednosmerné napätie)

Výstupné napätie má byť nezávislé od zmien teploty, zaťaženia a kolísania napätia siete. Táto podmienka je dosiahnuteľná vo veľkej väčšine prípadov len pomocou elektronických regulátorov výstupného napätia. Sieťové zdroje zhotovené klasickou obvodovou technikou začínajú mať v ostatných rokoch relatívne veľký objem, hmotnosť a spotrebu (straty) vzhľadom na celý prístroj. To je dôvodom stále väčšieho uplatňovania moderných technických riešení s využitím spínačových princípov na vysokých frekvenciách. To zníži straty na polovodičových prvkoch (spínací režim) a umožní dodať dostatočné výkony z transformátorov s malým objemom. Symetrické jednosmerné napätia oboch polarít alebo vyššie hodnoty jednosmerného napätia z jednosmerného zdroja nižšej hodnoty sa získavajú pomocou jednosmerných meničov, ktoré tvoria časť ponuky výrobcov elektronických komponentov.

Sieťové napájacie zdroje

Sieťové napájacie zdroje majú za úlohu zo sieťového napätia vyrobiť jednosmerné napätia s hodnotami vhodnými pre použité elektronické súčiastky a schopné dodávať napájací prúd potrebný pre ich prevádzku. Tieto zdroje môžu využívať konvenčné zapojenie alebo princíp využívajúci spínací režim polovodičových súčiastok. Tento režim zaručuje vyššiu účinnosť pri menších rozmeroch. Základnými blokmi klasicky usporiadaného zdroja sú sieťový transformátor, usmerňovač a vyhladzovací filter. Sieťový transformátor má za úlohu:

- Pretransformovať sieťové napätie na hodnotu, ktorú potrebuje usmerňovací obvod.
- Galvanicky oddeliť napájacie napätie a celú elektroniku od zeme.

Usmernenie striedavej zložky na jednosmernú sa dosiahne vhodným typom usmerňovača spomenutého v Kap.2.

Striedače

Striedače sa používajú na premenu jednosmerného napätia na striedavé napätie v meničoch jednosmerného napätia a v zdrojoch bez sieťového transformátora. K takejto premene sú potrebné spínače a akumulátor energie. Spínače nabíjajú akumulátor elektrickou energiou z primárneho zdroja počas jednej polperiódy a počas druhej periódy ju tento akumulátor odovzdáva do záťaže-jednočinné meniče. Iný princíp je keď spínače akumulujú energiu do akumulátora vždy s opačnou polaritou vonkajšej elektrickej veličiny v každej polperióde. Akumulátormi energie môžu byť predovšetkým transformátory a kondenzátory. Pôvodne využívali striedače princíp mechanického prerušovača s vlastným ovládaním. Prepínaním kontaktu sa na vstupné napätie pripája striedavo dolná a horná polovica vinutia. Na sekundárnej strane sa potom indukuje striedavé napätie. Vzhľadom na nevýhody mechanických kontaktov (opotrebovanie, nízka frekvencia, iskrenie) sa dnes používajú polovodičové spínače (pre malé výkony tranzistorové a pre veľké výkony tyristorové). Účinnosť polovodičových striedačov je = 80 % až 90 %. Dodávaný výkon je obmedzený predovšetkým medznými hodnotami tranzistora (I_{Cmax} , U_{CEmax}). Tranzistorové striedače môžu byť zapojené s vlastným riadením na princípe

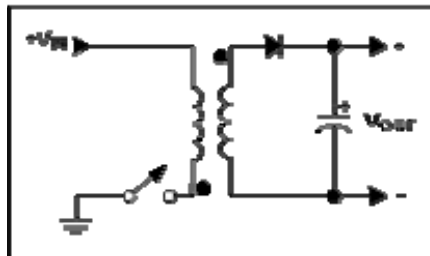
blokovacieho oscilátora so spätnou väzbou alebo s cudzím budením pomocou prídavného oscilátora, ktorým sa zabezpečí presná hodnota frekvencie. Frekvencie sa zvolí poväčšine v pásme stovák kHz až desiatky MHz. S rastúcou frekvenciou klesajú nároky na objem použitého transformátora. Nedostatkom spojeným s narastajúcou frekvenciou je nárast strát spôsobených konečnou spinacou dobou tranzistora.

Meniče jednosmerného napätia

Úlohou meničov jednosmerného napätia je pretransformovať vstupné jednosmerné napätie U_E na vyššie alebo nižšie jednosmerné napätie alebo napätie opačnej polaroty. Zníženie jednosmerného napätia len odporovým deličom by bolo neefektívne lebo straty na sériovom odpore by sa menili len na teplo a znižovali by účinnosť napájania. Zo zdroja sa dodáva celá energia preto jeho účinnosť je určujúcou pre každé elektronické zariadenie. Vysoké straty majú za následok skoršie vybitie napájacích zdrojov, čo je nepohodlné u prenosných elektronických zariadení, kde halvným úsilím výrobcov je predĺžiť dobu autonómnej práce zariadenia bez pripojenia na napájaciu sieť. So zmenou napätia je často spojená aj požiadavka galvanického oddelenie. Táto transformácia prebieha v dvoch etapách:

- premena vstupného jednosmerného napätia U_E na väčšinou pravouhlé.
- usmernenie a vyhladenie transformovaného striedavého napätia

Okrem obvodu striedača je potrebný obvod usmerňovača a stabilizátora výstupného napätia. Objem transformátora striedača sa zmenšuje s nárastom frekvencie premeny jednosmerného napätia na striedavé. Preto je potrebné realizovať usmernenie diodami s malými časovými konštantami, aby sa znížili prepínacie straty. Pri napätích do niekoľko 100 V sa používajú Schottkyho výkonové diódy. Ich napätie v priamom smere pri veľkých prúdoch je 2- až 4- krát menšie ako pri obyčajných kremíkových diódach. Spínač z polom riadným VMOS tranzistorom má aj pri veľkom prúde malú hodnotu odporu v zopnutom stave a jeho prípadné straty znižujúce účinnosť meniča ale aj možný zdroj poškodenia sú minimálne (obr.8.4.1).



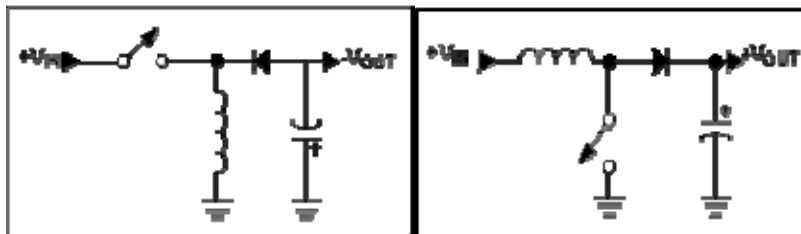
Obr. 8.4.1. Menič jednosmerného napätia založený na transformačnom princípe.

Ak sa má jednosmerné napätie zväčšiť len 2- až 3- krát, transformátor možno nahradiť cievkou. Princíp meniča bez transformátora je založený na využití spínačov ako prepínač. Prvok ktorý v čase pripojenia na vstupné napätie akumuluje energiu-prvý takt-je cievka. V druhom takte ju odovzdá na výstupný prvok ktorým je kondenzátor. V prvom takte obr.8.4.2 a.) sa pripojením cievky na napájacie začne jeho prúd lineárne zvyšovať. Maximálna hodnota prúdu je určená okamihom odpojenia spínača. Prúd cievkou sa nemôže skokovo meniť a preto sa uzatvára cez diódu do kondenzátora. V ustálení po mnohých taktoch pre cievku platí, že jednosmerné napätie na nej je nulové. Prúd cez cievku je potom predstavovaný jednosmerným prúdom I_0 , ku ktorému sa počas doby T_1 pripočíta prírastok Δi_1 . V druhom takte T_2 sa pre zachovanie konštantného jednosmerného prúdu a tým nulového napätia na cievke odpočíta rovnaká diferencia prúdu $-\Delta i_1$. Za zjednodušujúceho predpokladu zanedbateľného úbytku na dióde platí v druhom takte pre výstupné napätie druhá rovnica. Ich porovnaním sa získa vzťah (8.4.1) pre hodnotu výstupného napätia. Pri činnosti takéhoto meniča musí byť splnená podmienka že doba T_2 a T_1 je oveľa menšia ako perióda odpovedajúca rezonančnej frekvencii $T_r = \sqrt{LC}$. Zapojenie dáva invertovanú hodnotu napätia.

$$L \frac{di_1}{dt} \approx L \frac{\Delta i_1}{T_1} = V_{IN}; \quad L \frac{-\Delta i_1}{T_2} \approx V_{OUT2} \Rightarrow V_{OUT} = \frac{V_{IN}}{T_2} T_1 \quad (8.4.1)$$

Zapojením cievky do série obr.8.4.2.b.) sa získa napätie neinvertované. V ustálenom stave kedy jednosmerné napätie na cievke je nulové bude platiť, že integrál magnetického toku počas prvej fázy sa rovná integrálu magnetického toku počas druhej fázy (zhoda magnetických nábojov). Výstupné napätie bude súčtom vstupného napätia a strednej hodnoty napätia V_L na cievke.

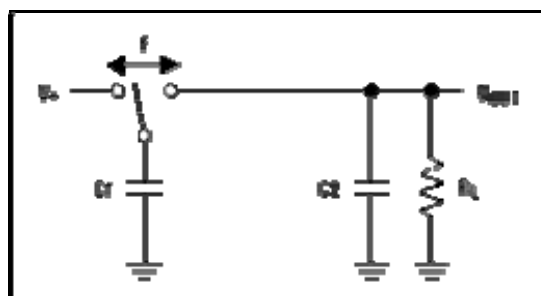
$$T_2 V_L = T_1 V_{IN}; \quad V_{OUT} = V_{IN} + V_L = V_{IN} \left(1 + \frac{T_1}{T_2} \right) \quad (8.4.2)$$



Obr. 8.4.2 Invertujúci a neinvertujúci menič jednosmerného napätia bez galvanického oddelenia.

Jednoduché zníženia napätia bez strát sa dá dosiahnuť aj prepínaním akumuláčného kondenzátora. V prvom takte sa náboj viazaný na kondenzátor C_1 bude mať hodnotu $V_+ C_1$. V druhom takte dochádza k prerozdeleniu náboja. Za predpokladu zanedbateľnej hodnoty časovej konštanty spínača a tým ukončenia prechodového javu bude náboj na obidvoch kondenzátoroch rovný náboju v prvom takte. Výstupné napätie nadobudne hodnotu.

$$V_{OUT} = \frac{V_{IN} C_1}{C_1 + C_2} \quad (8.4.3)$$



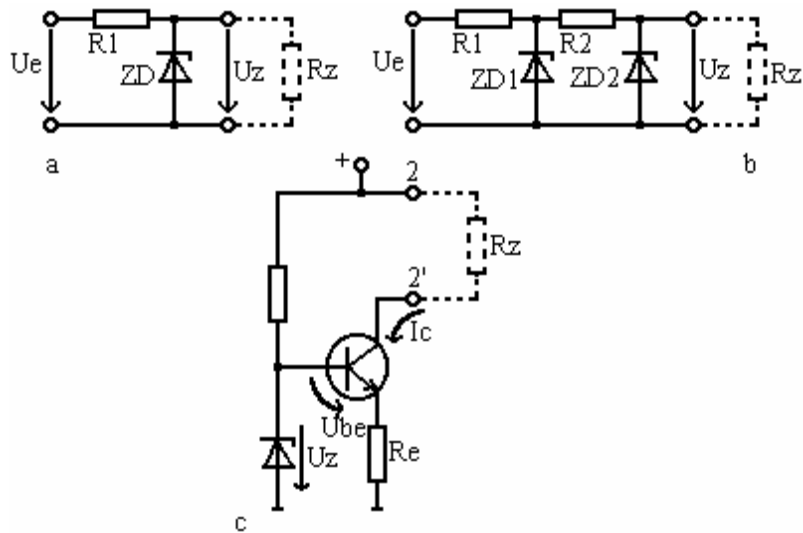
Obr. 8.4.3 Spínaný kondenzátor ako zoslabovač výstupného napätia.

8.5 Stabilizátory jednosmerného napätia

Úlohou stabilizátorov je udržiavať konštantné výstupné napätie, prípadne prúd napájacieho zdroja pri kolísaní vstupného napätia, ako aj pri zmenách zaťaženia a teploty. Stabilizátor väčšinou podstatne znižuje aj brumové a rušivé napätia superponované na jednosmerné napätie, čím sa usporia náklady na objemné elektrolytické kondenzátory a filtračné cievky. Výstupné napätie možno stabilizovať spojitým regulovaním výstupného napätia alebo jeho stabilizáciou spínaním napätia zdroja na záťaž

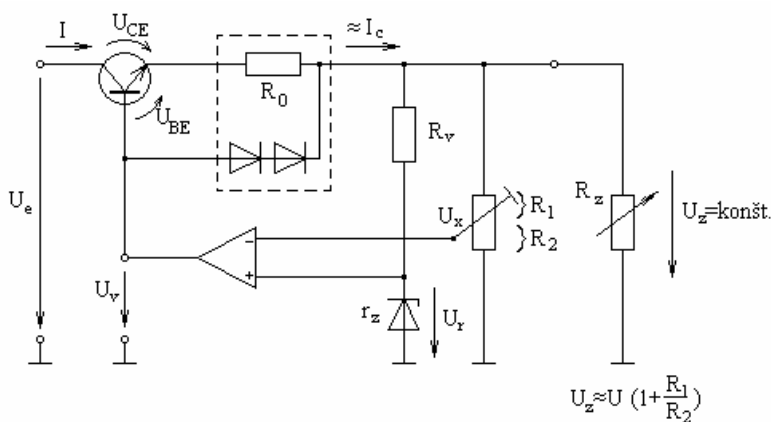
takou vysokou frekvenciou aby výstupné zvlnenie bolo zanedbateľné a jednosmerná hodnota sa od požadovanej veľmi nelíšila.

Spojité neregulované stabilizátory využívajú sériové zapojenie predradného odporu so stabilizačným prvkom ku ktorému je paralelne pripojená záťaž. Príkladom takéhoto princípu je použitie Zenerovej diódy resp. sledovania jej napätia emitorovým sledovačom obr.8.5.1.



Obr. 8.5.1 Spínaný kondenzátor ako zoslabovač výstupného napätia.

Spojité stabilizátory so spojitou reguláciou pomocou spätnoväzobného porovnávanie výstupného napätia s so Zenerovým odstraňujú veľký nedostatok predchádzajúcej skupiny spočívajúci v relatívne veľkých stratách na predradnom odpore a stabilizátore. Podľa zapojenia regulačného člena môžu byť sériové alebo paralelné. Častejšie sa používajú sériové regulátory (obr.8.5.2). Sériové regulátory obsahujú výkonový tranzistor zapojený do série so záťažou. Regulátor porovnáva výstupné napätie s referenčným a na základe toho ovláda sériový výkonový tranzistor. Ak napätie na výstupe narastá operačný zosilňovač v spätnej väzbe začne priškrcovať výkonový tranzistor v sérii medzi zdrojom a záťažou. Odpor R_0 plní funkciu poistky. Ak prúd do záťaže vytvorí na ňom úbytok väčší ako $0,6V$ začne byť prechod báza emitor výkonového tranzistora priškrcovaný. Tým sa ohraničí maximálna hodnota prúdu dodávaného stabilizátorom na veľkosť $I_{max}R_0=0,6V$. Výstupné napätie stabilizátora je väčšie ako napätie na Zenerovej dióde. Prehodením deliča z výstupu paralelne k Zenerovej dióde a pripojením invertujúceho vstupu operačného zosilňovača na výstup bude možné vytvoriť stabilizované výstupné napätie menšie ako Zenerové napätie.

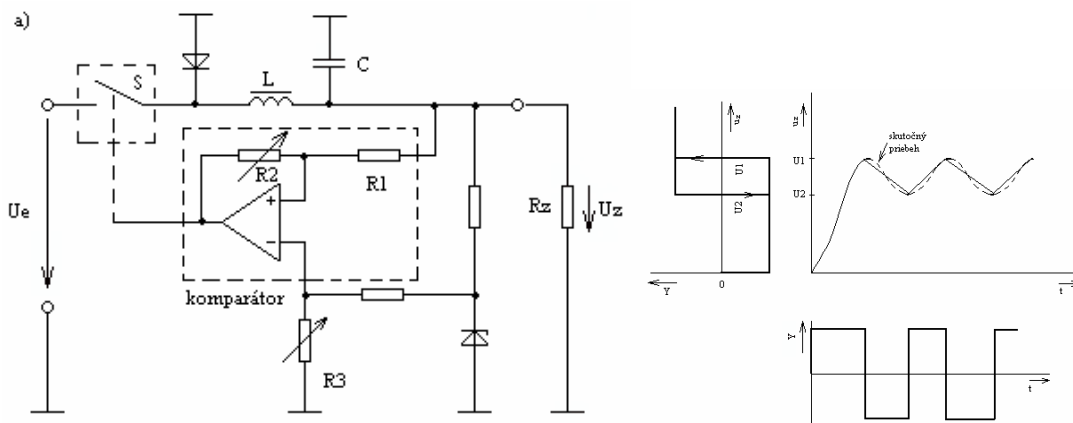


Obr. 8.5.2 Spínaný kondenzátor ako zoslabovač výstupného napätia.

Spínací regulátor. Straty regulačného tranzistora sú tým, čo ohraničuje použiteľnosť spojitých regulátorov. Pre získanie relatívne nízkeho výstupného napätia z vysokej hodnoty jednosmerného napätia je výhodnejší spínací regulátor. Tranzistor, ktorý pracuje ako spínač, dodáva nespojite energiu zo vstupu do akumulátora tvoreného cievkou s kondenzátorom a "voľnobežnou diódou". Akumulátor zabezpečuje spojité dodávanie energie do spotrebiča. Podľa spôsobu riadenia regulačného člena je možné použiť nasledujúce tri varianty:

- riadenie frekvenciou impulzov,
- riadenie šírkou impulzov,
- vlastné riadenie.

Spínacia frekvencia leží nad pásmom počuteľnosti (16 - 50 kHz). Rastúcou frekvenciou klesajú nároky na použitých akumulátorov energie vo vyhladzovacom obvode. Příklad takéhoto stabilizátora je na obr.8.5.3. Regulačná odchýlka je vytvorená pomocou komparátora s hystereziou, ktorý porovnaním výstupného napätia s referenčným zdrojom riadi spínací tranzistor. Pri zopnutí tranzistora prúd cez cievku L stúpa a tým aj výstupné napätie. Energia magnetického poľa cievky rastie. Keď výstupné napätie dosiahne hornú prahovú úroveň komparátora, je tranzistor rozpojený. V dôsledku energie nahromadenej v cievke prúd tečie ďalej v rovnakom smere do záťaže, cez otvorenú voľnobežnú diódu D. K opätovnému zopnutiu tranzistora dôjde, keď napätie na kondenzátore klesne pod dolnú prahovú hodnotu komparátora. Zvlnenie výstupného napätia je závislé na hysterezii komparátora. Účinnosť tohto typu regulátora rastie s klesajúcimi spínacími časmi tranzistora a usmerňovacích diód.



Obr. 8.5.3 Spínaný kondenzátor ako zoslabovač výstupného napätia.

Na trhu sú dostupné integrované obvody, ktoré možno vhodnou voľbou spätnej väzby nastaviť na ľubovoľné napätie. Modifikáciou spätnej väzby možno nimi stabilizovať výstupné napätie aj v spínačovom režime.

9 LITERATÚRA

17. Michaeli,L.: Experimenty so základnými elektronickými obvodmi v simulačnom prostredí PSPICE, Skriptum FEI TUKE, 2006. dostupné v elektronickej forme: http://www.kemt.fei.tuke.sk/Predmety/KEMT201_ZE
18. Camenzid,H.:Designing Analog Chips, 2004,2005, downloadable for free: www.designinganalogchips.com
19. Berube,R.H.:Computer Simulated Experiments for Electronic Devices Using Electronics Workbench Multisim®, Pearson Prentice Hall,2004
20. Čajka,J.Kvasil,J,: Teorie lineárních obvodu, SNTL-ALFA Praha 1979
21. Haykin, S.: Neural Networks – A Comprehensive Foundation. Mcmillan College Publishing Company New York, 1994
22. Kouril,F. Vrba,K.: Teorie nelineárních a parametrických obvodu, SNTL/Alfa, Praha 1981
23. Mason,S.J.: Feedback Theory – Some Properties of Signal Flow Graphs. PIRE 41 (1953) str.1144-1156.
24. Seifart,M: Polovodičové prvky a obvody pre spracovanie spojitéch signálov, ALFA 1987
25. Galajda,P.:Elektronické prvky, ELFA Košice 2002
26. Coclaser,R.A.,Neamen,D.A.,Hawkins,C.F.:Electronic Circuit Analysis,John Wiley&Sons,1998
27. Žalud,V.:Rádioelektronika, ČVUT Praha 1999
28. Pospíšil,J.,Dostál,T.: Elektronické obvody a systémy, VUT Brno 1991
29. Limann,O.,Pelka,H.: Elektronika bez balastu. ALFA, Bratislava 1987
30. Grebene,A.B.:Bipolar and MOS Analog Integrated Circuit Design, J.Willey & Sons, 2003
31. Sedra, A. S., Smith K. C.: Microelectronic Circuits, 5th ed., New York: Oxford University Press, 2004
32. Millman,J., Gabel, A.:Microelectronics, 2nd ed., New York: McGraw-Hill, 1987.
33. Horowitz, P., Hill, W.: The Art of Electronics, 2nd ed., New York: Cambridge University Press, 1994

