3.8 Kontrolní otázky ke kapitole 3

1) Podle čeho rozdělujeme pevné látky na vodiče, polovodiče a izolanty?
2) Jaký je rozdíl mezi vlastním a nevlastním polovodičem?
3) Co jsou minoritní nosiče v P–typu polovodičového materiálu?
4) Co je to generace a rekombinace nosičů náboje?
5) Kde vzniká driftový proud v polovodičích?
6) Co je to přechod PN?
7) Jak rozdělujeme průrazy přechodu PN?
8) Co je to depletiční vrstva?
9) Charakterizujte polovodičovou diodu.
10) Jaké znáte typy kapacity přechodu PN a čím jsou dány?
11) Vysvětlete princip přechodu kov–polovodič.
12) Co vyjadřuje doba závěrného zotavení diody?
13) Srovnejte výhody a nevýhody dvojcestného a můstkového usměrňovače.
14) Čím je dána strmost Zenerovy diody v závěrném směru?
15) Jak můžeme rozdělit integrované stabilizátory?

Odpovědi na kontrolní otázky naleznete v kapitole 12.3.

4 ZESILOVAČE

Cíl kapitoly: *vysvětlit problematiku zesilování signálů jak nízkých, tak vysokých frekvencí, princip činnosti vlastních zesilovačů, nastavení pracovního bodu a jeho stabilizace, popis činnosti tranzistorů a struktur CCD, pravidla se zacházením s elektrostaticky citlivými součástkami a pojednání o nových typech tranzistorů určených pro vf a mikrovlnnou techniku.*

Zesilovače jsou elektronické obvodové systémy, které se používají k zesílení slabých elektronických signálů. Při zesilování se zesiluje (zvětšuje) pouze amplituda signálu, tvar a frekvence zůstávají nezměněny.

Zesilovač je aktivní nelineární čtyřpól, tvořený zesilovacím prvkem (např. tranzistorem) a pomocnými obvody (složenými z obvodových součástek), které slouží k nastavení a stabilizaci pracovního bodu. Na vstupu zesilovače je připojen zdroj zesilovaného signálu (budicí signál) a na jeho výstupu zátěž.

Při zesilování malých signálů můžeme pohyb pracovního bodu po nelineární charakteristice tranzistoru považovat za pohyb po přímkách (tzv. linearizace) a zesilovač řešíme jako lineární čtyřpól pomocí linearizovaných rovnic. Při zesilování velkých signálů se pracovní bod pohybuje po větších úsecích charakteristik, linearizace není možná, a proto se musí použít řešení grafické.

4.1 Rozdělení zesilovačů a jejich základní vlastnosti

Zesilovače můžeme rozdělit podle různých hledisek.

Podle frekvence zesilovaných signálů na:

– *nízkofrekvenční* – zesilují frekvence v pásmu od 20 Hz do 20 000 Hz (tedy v pásmu slyšitelnému lidskému sluchu),

– *vysokofrekvenční* – pracují v úzkých frekvenčních pásmech okolo nosné frekvence – nejčastěji se používají k zesílení modulovaných signálů.

Podle velikosti vstupního signálu:

– *předzesilovače* – zesilují signály malé úrovně (anténní zesilovače),

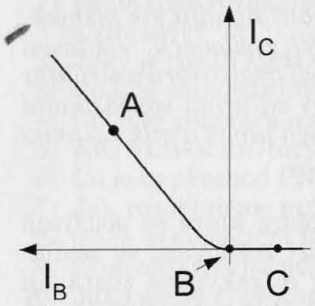
– *výkonové zesilovače* – vyžadujeme od nich velké výkonové zesílení.

Podle šířky přenášeného pásma:

– *úzkopásmové* – šířka přenášeného frekvenčního pásma je malá vzhledem ke střední frekvenci (mezifrekvenční),

– *širokopásmové* – které vzhledem ke střední frekvenci zesilují velmi široké pásmo (videorekordéry).

Podle pracovních tříd, které jsou dány polohou pracovního bodu na převodní charakteristice nelineárního prvku:



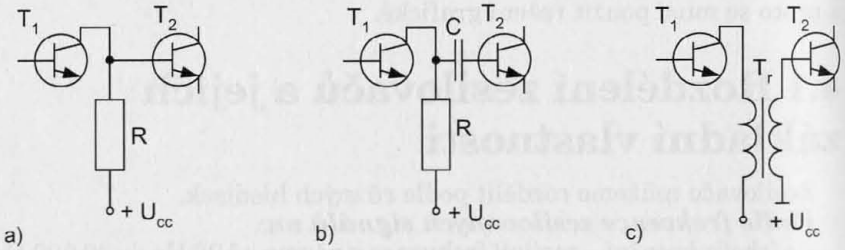
– **zesilovače pracující ve třídě „A“** – mají klidový pracovní bod umístěný v lineární části charakteristiky, vstupní budicí proud prochází aktivním prvkem po celou dobu trvání budicího signálu. Úhel otevření zesilovače $\Psi = 2\pi$. Zesilovače pracující v této třídě mají malé zkreslení a jsou určeny pro všeobecné použití;

– **zesilovače pracující ve třídě „B“** – mají klidový pracovní bod umístěný v bodě zániku kolektorového proudu. Tyto zesilovače se obvykle používají v dvoučinném zapojení, kde každý zesilovací prvek (tranzistor) zesiluje jednu polovinu periody vstupního signálu. Úhel otevření jednoho zesilovacího prvku $\Psi = \pi$;

– **zesilovače pracující ve třídě „C“** – mají klidový pracovní bod umístěn za bodem zániku kolektorového proudu. Úhel otevření zesilovače $\Psi < \pi$. Zesilovače pracující v této třídě se používají ve vysokofrekvenční technice.

Podle druhu vazby mezi stupni je dělíme na zesilovače:

– se stejnosměrnou vazbou,
– s vazbou s RC členy,
– s transformátorovou vazbou.



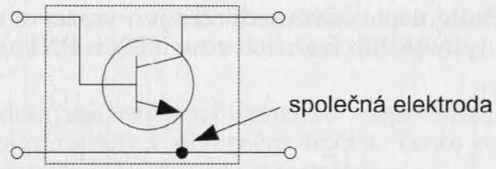
Obr. 4.1 Vazba mezi stupni u zesilovačů:
a) stejnosměrná, b) kapacitní, c) transformátorová

Podle použitého zesilovacího prvku dělíme na:

– elektronkové,
– tranzistorové,
– integrované.

V případě použití tranzistoru jako zesilovacího prvku rozlišujeme zapojení zesilovače:

– se společným emitorem (SE),
– se společným kolektorem (SC),
– se společnou bází (SB).



Obr. 4.2 Zapojení tranzistoru SE

Jelikož se v současnosti nejvíce používají zesilovače s tranzistory a integrovanými obvody, rozebereme v dalším textu nejprve tranzistory.

4.2 Bipolární tranzistory

Tranzistory jsou v současnosti nejrozšířenějšími součástkami zesilovačů, oscilátorů, směšovačů a řady dalších lineárních i nelineárních obvodů, používaných v současné radiotechnice. Zesilovací efekt vzniká u těchto součástek při transportu nosičů náboje ve vhodných polovodičových strukturách. Tranzistorová struktura je rovněž základem monolitických integrovaných obvodů.

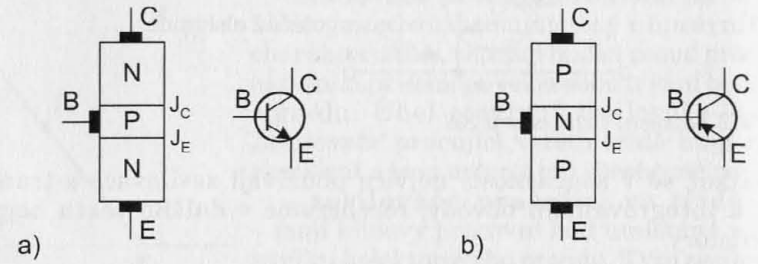
Název tranzistor vznikl ze dvou slov **TRAN**sfer re**ZISTOR** (přenesený rezistor). Základními materiály při výrobě tranzistorů byly germanium a křemík, v současnosti je to křemík a arsenid gália (GaAs), u posledních typů i fosfid india (InP). Základní rozdělení tranzistorů je na unipolární a bipolární.

Unipolární, u kterých se na vedení proudu podílí pouze jeden typ nosičů – většinové nosiče
a aktivní oblastí je značná část objemu tranzistoru.

Bipolární, u kterých se na vedení proudu podílejí oba typy nosičů, tzn. většinové i menšinové, přičemž aktivní částí tranzistoru je jen jeho malá část – přechody a přilehlé oblasti přechodů.

Bipolární tranzistory BJT (*Bipolar Junction Tranzistor*) jsou založeny na principu injekce (vstřikování) a extrakce (odsávání) nosičů náboje, přičemž vedení proudu u tohoto tranzistoru je uskutečňováno oběma typy nosičů – jak elektrony, tak děrami. Jedná se o třívrstvou polovodičovou součástku, která v podstatě představuje antisériovou kombinaci přechodů PN uspořádaných v jediném monokrystalu tak, že jedna z oblastí je oběma přechodům společná. Tato oblast se nazývá báze (B). Další dvě oblasti jsou opačným typem vodivosti než báze a nazývají se emitor (E) a kolektor (C). Tranzistor je tedy ve skutečnosti trojpól, avšak ve většině aplikací má jednu elektrodu připojenu na vstup, druhou elektrodu na výstup a třetí zbývající má vazbu jak na vstup, tak i výstup. Je tedy tzv. *společná* – proto lze tranzistor považovat za čtyřpól

– viz obr. 4.2. Podle uspořádání jednotlivých vrstev v monokrystalu rozlišujeme dva typy těchto tranzistorů – NPN a PNP (viz obr. 4.3)



Obr. 4.3 Bipolární tranzistory – jejich struktura a schematická značka: a) NPN, b) PNP

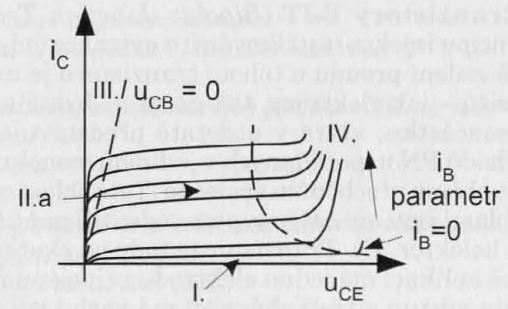
Přechod PN, který je blíže k emitoru, se nazývá *emitorový* a značí se J_E. Přechod, který je blíže ke kolektoru, se nazývá *kolektorový* a značí se J_C.

4.2.1 Popis režimů bipolárního tranzistoru

Činnost tranzistoru je možné rozdělit do čtyř (pěti) pracovních režimů, které jsou určeny stavem obou přechodů. My si tyto stavy popíšeme pro tranzistor typu NPN.

REŽIM		PŘECHOD J_E	PŘECHOD J_C
Závěrný	I.	Zavřen	Zavřen
Normální aktivní	II a.	Otevřen	Zavřen
Inverzní aktivní	II b.	Zavřen	Otevřen
Saturační	III.	Otevřen	Otevřen
Průraz	IV.	Nežádoucí režim	

Tabulka 3.1 Přehled režimů bipolárního tranzistoru



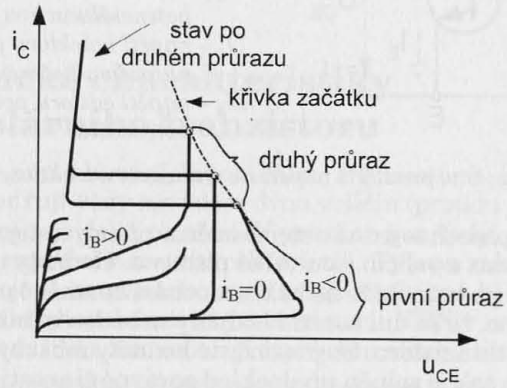
Obr. 4.4 Výstupní kolektorové charakteristiky tranzistoru v zapojení SE

Tranzistor pracuje v takovém režimu, kde je vnějšími obvodovými veličinami nastaven pracovní bod. U bipolárního tranzistoru rozeznáváme:

Režim I – představuje rozpojený tranzistor (neprobíhá proud). Přechody J_E i J_C jsou polarizovány v závěrném směru. Tento režim se používá, pracuje-li tranzistor jako spínač (rozepnutý).

Režim II – tranzistor zde pracuje jako zesilovač signálu a to buď ve směru od emitoru ke kolektoru (J_E polarizován v propustném směru a J_C polarizován v nepropustném směru – normální aktivní – II a), nebo od kolektoru k emitoru (J_E polarizován nepropustně a J_C polarizován propustně – inverzní aktivní – II b). Vyměněním těchto dvou režimů získáme režimy u tranzistorů PNP.

Režim III – představuje sepnutý tranzistor, kdy zvláštním jevem, tj. velkou koncentrací menšinových nosičů při přechodu zavřeným přechodem se tento otevře. Název vychází z pojmu „nasycení" tranzistoru a to vystihuje stav, kdy v bázi je nadbytek volných nosičů náboje. Tento nadbytečný náboj už nemůže vyvolat další proudové zesílení vstupního signálu, ale vyvolá přepolarizaci kolektorového přechodu PN do propustného směru. Tento režim se opět používá v případě, pracuje-li tranzistor jako spínač (sepnutý).



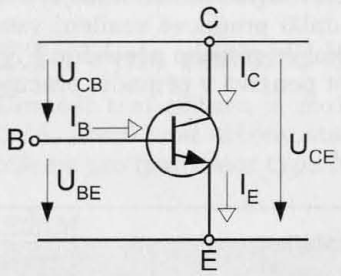
Obr. 4.5 Výstupní charakteristiky tranzistoru – první a druhý průraz

Režim IV – průraz – jedná se o nežádoucí režim tranzistoru, při kterém může dojít ke zničení součástky. Rozeznáváme dva druhy průrazů:
– *první průraz* – při zatížení tranzistoru vysokým napětím dochází průchodem proudu oblastí prostorového náboje přechodu J_C k lavinové nárazové ionizaci. Jedná se o nedestruktivní průraz – vratný – ve většině případů při něm nedochází ke zničení součástky;

– *druhý průraz* – projevuje se prudkým poklesem napětí u_{CE}, ztrátou schopnosti řízení proudem báze, a to má za následek zničení součástky. Vzniká důsledkem lokálního extrémního zvýšení hustoty kolektorového proudu a projevuje se obvykle lokálním protavením tranzistorové struktury. Jedná se o destruktivní průraz – nevratný. Druhý průraz může vzniknout dvěma způsoby – tepelný a proudový průraz.

4.2.2 Rozdělení proudů a napětí na bipolárním tranzistoru

Předtím, než si rozebereme činnosti tranzistoru, pojmenujeme si proudy a napětí na tranzistoru, s nimiž se často setkáváme a které je potřeba rozlišovat. Při popisu použijeme zapojení SE.



I_B – *proud báze*
I_C – *proud kolektoru*
I_E – *proud emitoru*
U_{BE} – *napětí mezi bází a emitorem*
U_{CB} – *napětí mezi kolektorem a bází*
U_{CE} – *napětí mezi kolektorem a emitorem*
U_B – *napětí báze proti nulovému potenciálu*
U_C – *napětí kolektoru proti nulovému potenciálu*
U_E – *napětí editoru proti nulovému potenciálu*

Obr. 4.6 Stejnosměrné proudy a napětí na tranzistoru v klidovém stavu

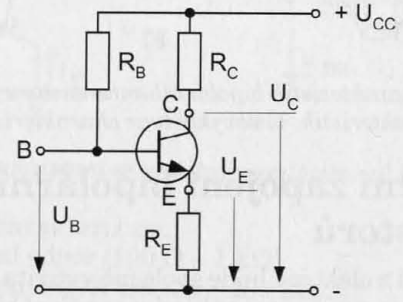
Ve všech případech se jedná o stejnosměrné proudy a stejnosměrná napětí. Proto v indexu u veličin jsou velké písmena. Hodnoty u těchto veličin budou platit za podmínek, že na bázi nedochází ke změně napětí a proudu. Tím je zaručeno, že se ani ostatní hodnoty nebudou měnit. Jedná se tím o klidový stav tranzistoru. Stejnosměrné hodnoty musí být vždy správně nastaveny. Jen tak je splněn předpoklad správné činnosti tranzistoru.

Emitorem prochází společný proud kolektoru a báze ($I_E = I_C + I_B$). Napětí mezi kolektorem a emitorem U_{CE} je složeno ze dvou menších napětí U_{CB} a U_{BE}, která se sčítají ($U_{CE} = U_{CB} + U_{BE}$). Napětí U_{BE} je velmi malé a u zesilovače se pohybuje v rozmezí 0,6 až 0,7 V. Překročením uvedené velikosti napětí prochází obvodem B–E velký proud, který může být příčinou průrazu tohoto přechodu.

Napětí U_B, U_E a U_C jsou napětí proti nulovému (zápornému) potenciálu – viz obr. 4.7.

Z tohoto obr. 4.7 je zřejmé, že napětí U_E je napětí na emitoru měřené proti zápornému pólu zdroje (platí pro NPN). Jedná se o malé kladné

napětí, řádově desetiny voltu, které se vytvoří průchodem emitorového proudu na rezistoru R_E. Napětí na bázi U_B je opět měřeno proti zápornému pólu zdroje. Je vyšší než napětí U_{BE} (o úbytek napětí na rezistoru R_E). Je-li napětí $U_E = 0{,}3$ V, pak napětí $U_B = 1$V. Obvyklou hodnotu napětí mezi bází a emitorem ($U_{BE} = 0{,}7$ V) je třeba zachovat. Napětí na kolektoru U_C se může lišit jen málo od napětí U_{CE}. Rozhodně to platí pro běžná zapojení, kde rezistor R_E má malou hodnotu. V ojedinělých případech bychom museli vzít v úvahu (odečíst) napětí U_E, které se vytvořilo na velkém (výjimečně) odporu R_E.

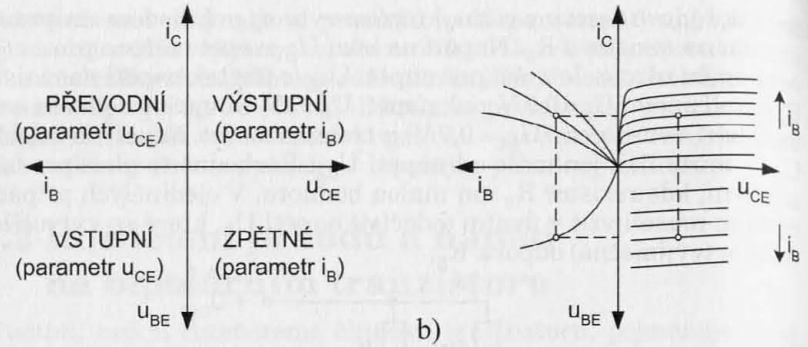


Obr. 4.7 Měření stejnosměrného napětí na elektrodách tranzistoru proti svorce nulového potenciálu

4.2.3 Statické charakteristiky bipolárního tranzistoru

Popisuje se jimi chování bipolárních tranzistorů. Znázorňují se graficky a vyjadřují vždy závislost dvou veličin (proudu a napětí), přičemž parametrem je veličina třetí. V praxi se používají pouze některé s celkem 54 různých soustav charakteristik. Ty jsou zakreslovány pro jednotlivá zapojení tranzistoru, nejčastěji však pro SB a SE. My si ukážeme statické charakteristiky tranzistoru NPN v zapojení se společným emitorem (SE). Zde existují čtyři charakteristiky (obr. 4.8):

1) jsou to *výstupní* charakteristiky na prázdno $i_C = f(u_{CE})$ při i_B = konstantní,
2) *vstupní* charakteristiky nakrátko $i_B = f(u_{BE})$ při u_{CE} = konstantní,
3) *proudová převodní* charakteristika nakrátko $i_C = f(i_B)$ při u_{CE} = konstantní,
4) *zpětná napěťová převodní* charakteristika naprázdno $u_{BE} = f(u_{CE})$ při i_B = konstantní.

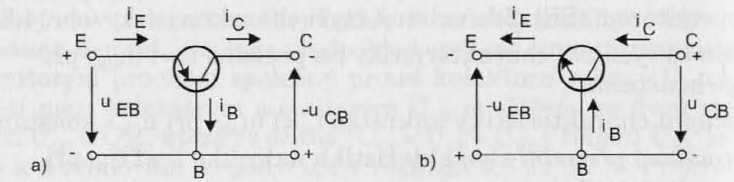


Obr. 4.8 Soustava charakteristik bipolárního tranzistoru NPN v zapojení SE: a) pojmenování charakteristik, b) obvyklý tvar charakteristik

4.2.4 Základní zapojení bipolárních tranzistorů

Podle toho, která z elektrod bude společně využita pro vstup a výstup (tj. bude společná), rozeznáváme základní zapojení bipolárního tranzistoru – se společným editorem (SE), společným kolektorem (SC) a společnou bází (SB). Porovnáme-li tato základní zapojení podle jejich hlavních vlastností (viz uvedené níže), zjistíme, že nejvýhodnější vlastnosti má zapojení se společným editorem, a proto se toto zapojení používá nejčastěji. Jedině u tohoto zapojení má tranzistor proudové, napěťové i výkonové zesílení. Také rozdíl mezi velikostí vstupního i výstupního odporu je u tohoto zapojení nejmenší. To je výhodné při případném spojování několika tranzistorových stupňů. Zapojení se společným kolektorem má vstupní odpor mnohem menší než výstupní, zapojení se společnou bází má naopak vstupní odpor mnohem menší.

1) Zapojení se společnou bází (SB)

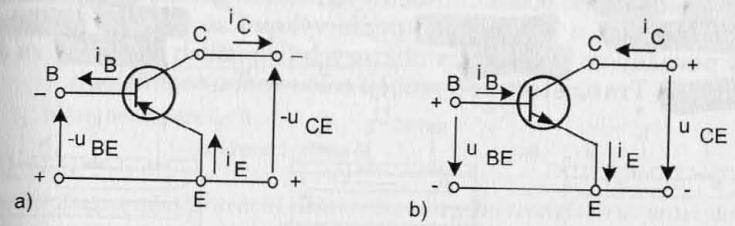


Obr. 4.9 Zapojení tranzistoru se společnou bází: a) PNP, b) NPN

Toto zapojení charakterizuje:
– malý vstupní odpor (10 – 100 Ω),
– velký výstupní odpor (100 kΩ – 1 MΩ),

– malé proudové zesílení (0,9 – 0,995),
– střední napěťové zesílení (10 – 100),
– střední výkonové zesílení (10 – 100).
Používá se jako měnič impedance.

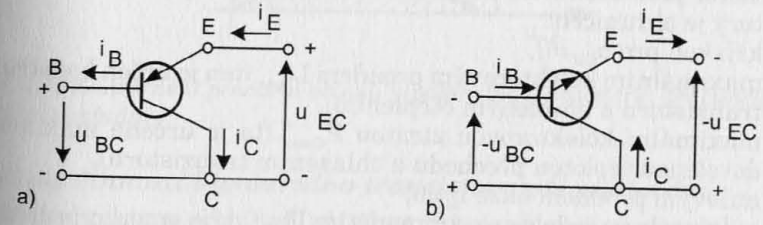
2) Zapojení se společným emitorem (SE)



Obr. 4.10 Zapojení tranzistoru se společným emitorem: a) PNP, b) NPN

Toto zapojení charakterizuje:
– střední vstupní odpor (100 Ω – 1 kΩ),
– střední výstupní odpor (10 kΩ – 100 kΩ),
– střední proudové zesílení (20 – 400),
– střední napěťové zesílení (10 – 100),
– velké výkonové zesílení (200 – 40 000),
– stejná polarita napájení,
– obrací fázi výstupního napětí vůči vstupnímu o 180 °.
Toto zapojení se používá jako zesilovač.

3) Zapojení se společným kolektorem (SC)

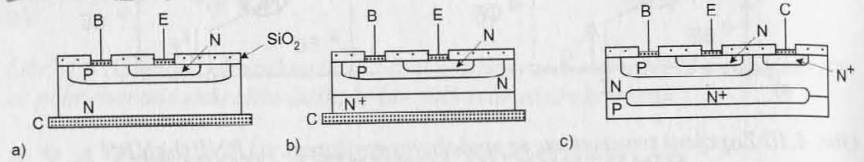


Obr. 4.11 Zapojení tranzistoru se společným kolektorem: a) PNP, b) NPN

Toto zapojení charakterizuje:
– vysoký vstupní odpor (10 kΩ – 100 kΩ),
– střední výstupní odpor (100 Ω – 1 kΩ),
– střední proudové zesílení (20 – 400),
– nízké napěťové zesílení (0,9 – 0,999),
– střední výkonové zesílení (20 – 400).

4.2.5 Rozdělení bipolárních tranzistorů

Základní rozdělení bipolárních tranzistorů je podle uspořádání vrstev v monokrystalu na *NPN* a *PNP*. Podle základního použitého materiálu (substrátu) je můžeme rozdělit na *germaniové* (dříve vyráběné), *křemíkové* a z *arsenidu gália*. Podle použití je můžeme rozdělit na *zesilovací* a *spínací*, podle kmitočtových vlastností na *nízkofrekvenční*, *vysokofrekvenční* a *mikrovlnné*, podle výkonu se od 3 W kolektorové ztráty považují za *výkonové*, v některých případech od 100 W za *vysokovýkonové*. Tranzistory se vyrábějí celou řadou technologií.



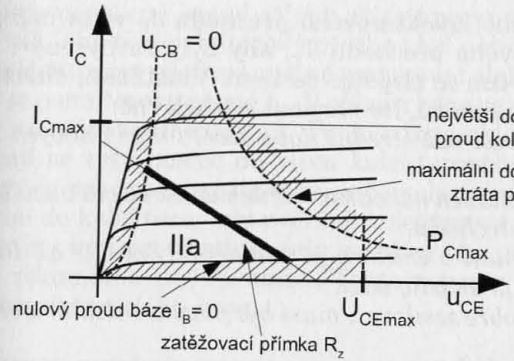
Obr. 4.12 Struktury bipolárního tranzistoru vyrobeného technologií: a) planární difuzní, b) planární epitaxní, c) planární epitaxní pro integrované obvody (s ponořenou vrstvou N+, která plní funkci ponořeného kolektoru a současně izoluje tranzistorovou strukturu od substrátu vodivosti P.

4.2.6 Principy základních funkcí bipolárního tranzistoru

Bipolární tranzistory většinou používáme buď jako zesilovače (normální aktivní režim), nebo spínače (závěrný a saturační režim). Obě funkce se tedy výrazně liší nastavením pracovních bodů. Pracuje-li tranzistor jako zesilovač, musí mít nastavený pracovní bod v režimu II, který je ohraničen:

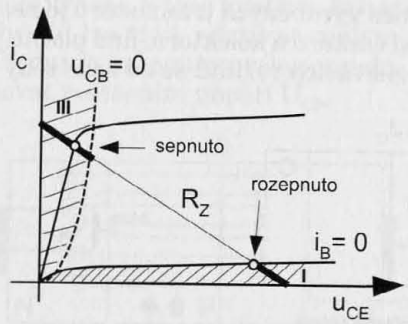
- křivkou pro $u_{CB} = 0$,
- maximálním kolektorovým proudem I_{Cmax} (ten je určen konstrukcí tranzistoru a dovoleným oteplením),
- maximální kolektorovou ztrátou P_{Cmax} (ta je určena maximální dovolenou teplotou přechodu a chlazením tranzistoru),
- nulovým proudem báze $i_B = 0$,
- maximálním kolektorovým napětím $U_{CE\,max}$ (je omezen průrazem kolektoru).

Ve skutečnosti se však pracovní bod pohybuje pouze v určité části vymezené oblasti, po tzv. zatěžovací přímce (její konstrukce je blíže vysvětlena v podkapitole 4.5.1 – nastavení pracovního bodu zesilovače), která je na obr. 4.13 znázorněna přímkou R_Z – po její zvýrazněné části.



Obr. 4.13 Znázornění pracovní oblasti bipolárního tranzistoru, pracujícího v režimu zesilovače

Pracuje-li tranzistor jako spínač, má nastaven pracovní bod buď v režimu I, nebo v režimu III – viz obr. 4.14, vyznačená část na zatěžovací přímce R_Z.



Obr. 4.14 Znázornění pracovní oblasti bipolárního tranzistoru, pracujícího v režimu spínání

Princip činnosti bipolárního tranzistoru při zesilování

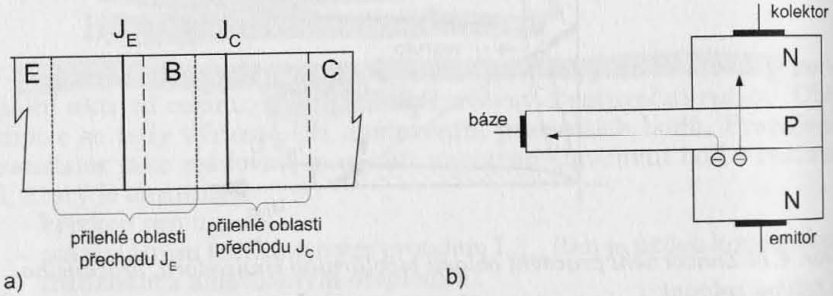
Pochody, které probíhají při vlastním zesilování si vysvětlíme na struktuře NPN. Oba přechody J_E a J_C musí být realizovány v monokrystalu tak blízko u sebe, aby se vzájemně ovlivňovaly, a tím bylo zajištěno to, že co největší počet elektronů vstříknutých z emitoru do báze byl ovlivněn přechodem báze – kolektor (J_C), viz obr. 4.15 a. Dále musí být kontakt (elektroda) báze umístěna v dostatečné vzdálenosti od obou přechodů (několik středních dob života menšinových nosičů), aby tyto menšinové nosiče dosáhly závěrně polarizovaného přechodu (J_C) a ne vlastního kontaktu báze – viz obr. 4.15 b. Kromě toho musí být plocha

závěrně polarizovaného kolektorového přechodu J_C větší než plocha vstřikujícího emitorového přechodu J_E, aby byly zachyceny i nosiče rozptýlené do stran – tím se zlepšuje zesílení. Vlastnosti, důležité pro správnou činnost tranzistoru, lze shrnout následovně:

1) *Šířka báze je menší než střední doba života menšinových nosičů v bázi.*
2) *Kontakt báze je umístěn několik středních délek života menšinových nosičů od obou přechodů.*
3) *Koncentrace příměsí v emitoru je mnohem vyšší (10^2 až 10^4 krát) než koncentrace příměsí v bázi.*
4) *Aby tranzistor dobře zesiloval, musí být plocha kolektoru větší než plocha emitoru.*

Tranzistory vyráběné dříve byly geometricky symetrické. Oblasti emitoru a kolektoru, stejně jako plochy emitorového a kolektorového přechodu byly stejné. Je-li navíc i stejná koncentrace příměsí v oblastech kolektoru i emitoru, stejné budou i elektrické vlastnosti tranzistoru, zaměníme-li emitor za kolektor. Takový tranzistor se nazývá symetrický, a má rovnocené režimy IIa a IIb.

Převážná část dnes vyráběných tranzistorů je nesymetrická, tj. jiná koncentrace příměsí emitoru a kolektoru, jiná plocha přechodu a oblastí. Vlastnosti obou zesilovacích režimů se od sebe tedy výrazně liší.



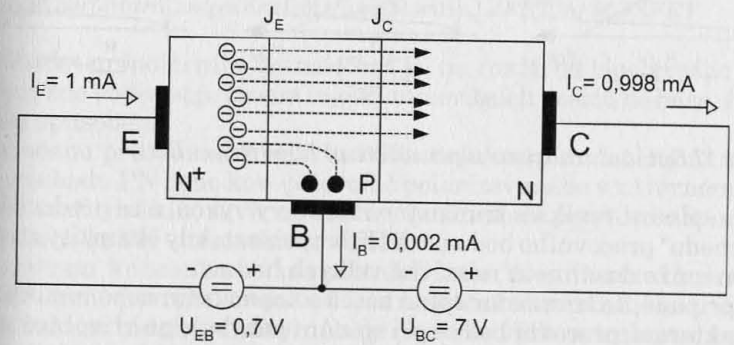
Obr. 4.15 Vlastnosti struktury BJT na zesilování: a) přechod JE a JC a jejich přilehlé oblasti, b) odstranění vlivu kontaktu báze na zesilovací činnost

Jak vyplývá z obr. 4.15 a – musí být oblast báze daleko užší než oblasti kolektoru a emitoru. Je to proto, aby se přilehlé oblasti emitorového a kolektorového přechodu vzájemně překrývaly, a tím bylo dosaženo toho, že se většina elektronů dostane z emitoru přes bázi do kolektoru (případně opačně).

K tranzistoru se připojí postupně dva vnější zdroje. Nejprve připojíme zdroj mezi kolektor a bázi U_{BC} tak, aby kolektorový přechod byl polarizován v závěrném směru. To znamená, že tímto přechodem mohou procházet pouze menšinové nosiče – přechodem začne procházet pouze nepatrný proud. Nyní připojíme vnější zdroj mezi emitor a bázi tak, aby tento emitorový přechod byl polarizován v propustném směru. Emitorový přechod začíná vstřikovat elektrony do oblasti báze. Jedná se o emitorový proud I_E. V oblasti báze se z těchto nosičů stávají nosiče menšinové (minoritní). Poněvadž je oblast báze velmi tenká, dostávají se tyto nosiče do vlivu kolektorového přechodu (obr. 4.15 a), který je pro tyto menšinové nosiče polarizován propustně. Tím se dostávají do kolektoru, kde zvětšují kolektorový proud I_C. Ten je proti původnímu emitorovému proudu menší o tzv. proud báze I_B, který je tvořen rekombinovanými nosiči. Tento popsaný princip je principem tzv. ***tranzistorového jevu.***

Výkonové poměry při tomto jevu jsou následující:

Výkon, který dodává vnější zdroj U_{EB} do emitorového obvodu je $P_E = U_{EB} \times I_E = 0{,}7 \times 1 = 0{,}7$ mW. Oproti tomu, výkon, který je odebírán ze zdroje U_{CB} kolektorovým obvodem je $P_C = U_{BC} \times I_C = 7 \times 0{,}998 = 6{,}986$ mW – a to je výkon přibližně 10 x větší, než je výkon emitorového obvodu. Kolektorový výkon je při stálém napětí U_{CB} úměrný kolektorovému proudu a ten zase proudu emitorovému. Se změnou emitorového proudu se mění i kolektorový výkon – z toho vyplývá, že následující velký výkon v kolektorovém obvodu lze řídit relativně malým výkonem v obvodu emitorovém prostřednictvím emitorového proudu. Zesílení výkonu je možné dále stupňovat zvětšením napětí U_{CB}.



Obr. 4.16 Vlastní princip tranzistoru NPN při zesilování

Bipolární tranzistor jako spínač

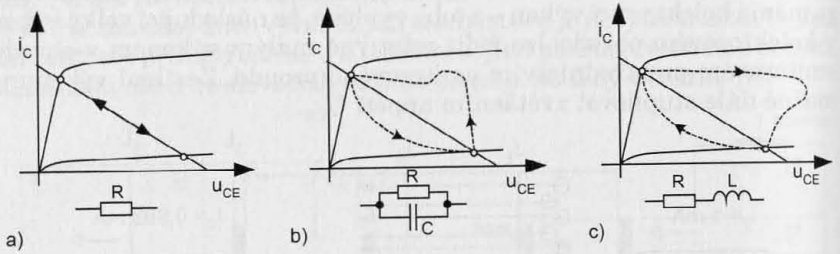
Pro pochopení funkce tranzistoru jako spínače, je potřeba si uvědomit vlastnosti jednotlivých režimů (obr. 4.14) a jim odpovídajících oblastí ve výstupních charakteristikách.

I. *Oblast nevodivého stavu* tranzistoru, tj. rozepnutého spínače. Tato oblast je ohraničena osou pro u_{CE} a výstupní charakteristikou pro

$i_B = 0$. Tranzistor je uzavřený, tj. nevede proud a chová se jako rezistor s velkým odporem.

II. *Oblast aktivního zesílení.* Tato oblast je vymezena výstupní charakteristikou pro $i_B = 0$ a křivkou pro $u_{CB} = 0$. Jelikož tato oblast je využívána pro zesilování tranzistoru, musí být přechod pracovního bodu touto oblastí při spínání nebo vypínání co nejrychlejší. Tato oblast je při spínání tedy využívána jen v okolí křivky $u_{CB} = 0$, kdy spínací tranzistor nepracuje v oblasti saturace (nasycení), aby se dosáhlo krátkých spínacích časů.

III. *Oblast nasycení* (saturace). Tato oblast je ohraničena osou pro i_C a křivkou pro $u_{CB} = 0$. V této oblasti pracuje tranzistor v sepnutém (vodivém) stavu a chová se jako rezistor s velmi malým odporem. Při vypínání, tj. přechodu z oblasti nasycení do oblasti nevodivého stavu, je třeba odčerpat nadbytečný náboj báze, aby se kolektorový přechod polarizoval do závěrného stavu. K tomu je tedy třeba určité doby, která prodlužuje dobu vypnutí (dynamické vlastnosti tranzistoru – viz Číslicová a impulzová technika). Naopak doba sepnutí je pro nasycený režim kratší než pro nenasycený.



Obr. 4.17 Spínání tranzistoru při zátěži: a) R, b) RC, c) RL

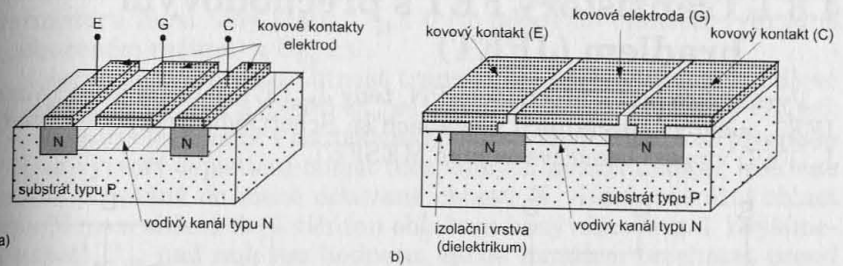
Při spínání vzniká v tranzistoru ztrátový výkon, a to především při „přechodu" pracovního bodu přes aktivní oblast, kdy okamžitý ztrátový výkon může dosáhnout relativně velkých hodnot.

V případě, že tranzistor spíná zátěž s kapacitním nebo induktivním charakterem, pracovní bod se při spínání pohybuje po křivočaré trajektorii. Příčinou je energie akumulovaná v reaktančních součástkách, tj. induktivní zátěž brání ve změně svého proudu a kapacitní zátěž brání ve změně svého napětí. Z trajektorie na obr. 4.17 c je zřejmé, že při vypínání induktivní zátěže dochází k nárůstu napětí na tranzistoru, a to může vést k proudovému druhému průrazu.

Tranzistory, které se používají ke spínání, se vyznačují krátkými spínacími časy. V sepnutém stavu mají malou hodnotu saturačního napětí U_{CEsat}.

4.3 Unipolární tranzistory

Unipolární tranzistory nemají na rozdíl od bipolárních tranzistorů dva polovodičové přechody. Činnost tranzistoru je řízena protékajícím proudem, který na rozdíl od bipolárního tranzistoru není řízen proudem báze (řídící elektrody), nýbrž elektrickým polem – napětím řídící elektrody. Proto je také nazýváme tranzistory řízené elektrickým polem a užíváme pro ně zkratku FET (Field Effect Transistor). Unipolární tranzistory jsou tedy založeny na principu řízení pohybu nosičů náboje elektrickým polem, přičemž vedení proudu se uskutečňuje v tzv. kanále pouze jedním typem nosičů náboje – většinovými elektrony nebo děrami (proto unipolární).



Obr. 4.18 Struktura unipolárních tranzistorů: a) JFET, b) MOSFET

Vodivost unipolárního tranzistoru je, na rozdíl od bipolárního tranzistoru, kde vodivost je řízena injekcí minoritních nosičů do báze, řízena dvojím způsobem:

- změnou průřezu vodivého kanálu rozšiřováním depletiční vrstvy přechodu PN nebo kov–polovodič polarizovaného v závěrném směru rozšiřováním závěrné vrstvy, tj. účinkem prostorového náboje přechodu PN – tranzistory JFET;
- změnou koncentrace majoritních nosičů v inverzním kanálu (inverzní povrchové vrstvě) pod izolační vrstvou dielektrika, tj. účinkem indukovaného náboje pod vrstvičkou izolantu (vodivý kanál) – tranzistory MOSFET.

V současné době se unipolární tranzistory rozdělují do tří základních typů:

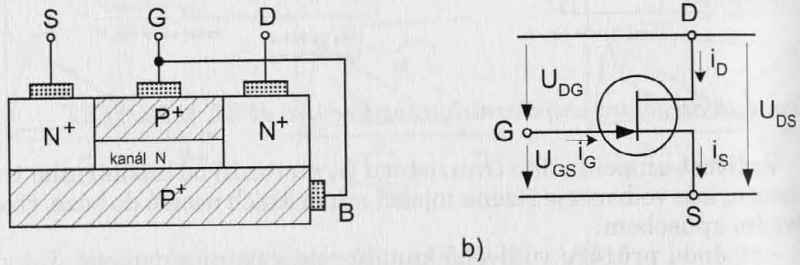
- *tranzistory s přechodovým hradlem označované zkratkou JFET (Junction FET);*
- *tranzistory s izolovaným hradlem označované IGFET (Insulated Gate FET);*
- *tenkovrstvé tranzistory s izolovaným hradlem TFT (Thin Film Transistor)*, které nacházejí uplatnění v poslední době v plochých televizních obrazovkách.

Protože proud v unipolárních tranzistorech je přenášen majoritními nosiči, jsou tyto prvky odolnější vůči změnám teploty a dopadajícímu ionizujícímu záření než bipolární tranzistory. Pro nepřítomnost menšinových nosičů jsou zapínací a vypínací doby unipolárních struktur dány především parazitními kapacitami, které musí být nabity a vybity při každém sepnutí a vypnutí. Tyto kapacity jsou teplotně nezávislé – a to je výhoda oproti bipolárním součástkám. Nesetkáváme se tedy u nich s jevy akumulace (hromaděním) menšinových nosičů a jejich postupnou rekombinací.

Unipolární tranzistory se vyznačují proti bipolárním tranzistorům zejména velkým vstupním odporem, menší strmostí a velmi malým zbytkovým proudem.

4.3.1 Tranzistory FET s přechodovým hradlem (JFET)

Vyrábějí se buď s přechodem PN, tedy J_{PN}FET, v praxi označované JFET, nebo ve speciálních případech se Schottkyho přechodem, tedy J_{MS}FET, v praxi označované jako MESFET.



Obr. 4.19 Tranzistor JFET: a) struktura, b) schématická značka

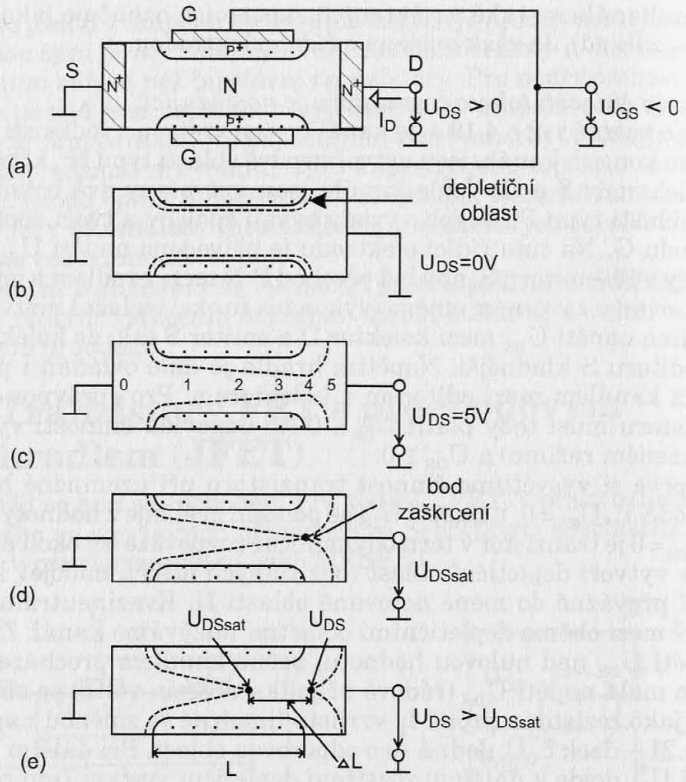
Na obr. 4.19 a, b je znázorněna struktura technologického provedení tranzistoru JFET a jeho schematická značka. Vlastní pracovní oblast se nazývá kanál, který může být tvořen buď vrstvou N (N–JFET), nebo vrstvou P (P–JFET). Zde v našem případě je tvořen vrstvou N. Tento kanál ústí do dvou oblastí N^+, které jsou opatřeny neusměrňujícími kontakty. Jeden z nich je emitor, který je v současnosti nejen v zahraničních literaturách značený také písmenem S (Source – zdroj), druhý kolektor, značený také D (Drain – odtok). Vrstva (kontakty) nad „horní" a pod „dolní" stranou kanálu je tvořena vrstvou polovodiče s opačným typem vodivosti než kanál, tedy P^+. Tyto vrstvy jsou spojeny s řídicí elektrodou G (Gate – hradlo), na kterou se přivádí řídicí napětí U_{GE}, pomocí kterého zvětšujeme nebo zmenšujeme šířku kanálu, a tím vlastně ovlivňujeme velikost procházejícího proudu. Vrstva pod dolní

stranou kanálu se také v některých zapojeních označuje jako báze B (Base – základ). Je však spojena s řídicí elektrodou.

Princip činnosti tohoto tranzistoru je následující:

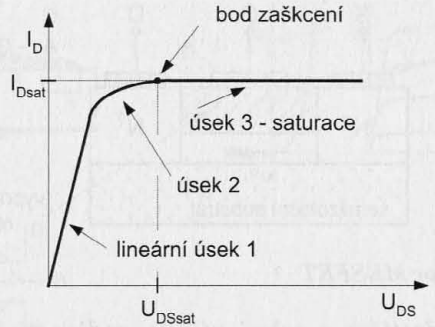
Jak je patrné z obr. 4.19 a, je kanál tvořen vrstvou s vodivostí typu N. Na obou koncích kanálu jsou vytvořeny dvě oblasti typu N^+, které slouží jako elektrody S a D. Vedle kanálu jsou vytvořeny dvě bohatě dotované oblasti typu P^+. Jejich vývody bývají spojeny a tvoří spolu řídicí elektrodu G. Na tuto řídicí elektrodu je přivedeno napětí U_{GS} takové polarity vůči emitoru S, aby byl přechod P^+N mezi hradlem a emitorem polarizován v závěrném směru (vykonává funkci izolační vrstvy). Dále připojíme napětí U_{DS} mezi kolektor D a emitor S tak, že kolektor D je vůči editoru S kladnější. Napětím hradla je dále ovládán i proud I_D tekoucí kanálem mezi editorem a kolektorem. Pro správnou činnost tranzistoru musí tedy platit $U_{GS} \leq 0$ (to odpovídá činnosti výhradně v ochuzeném režimu) a $U_{DS} \geq 0$.

Nejprve si vysvětlíme činnost tranzistoru při uzemněné hradlové elektrodě, tj. $U_{GS} = 0$, a napětí U_{DS} se pomalu zvětšuje z hodnoty $U_{DS} = 0$. Pro $U_{DS} = 0$ je tranzistor v termodynamické rovnováze a v okolí přechodu P^+N se vytvoří depletiční oblast (bez volných nosičů náboje), která se rozšíří převážně do méně dotované oblasti N. Kvazineutrální oblast typu N mezi oběma depletičními oblastmi nazýváme kanál. Zvýšíme-li napětí U_{DS} nad nulovou hodnotu, začne kanálem procházet proud I_D. Pro malá napětí U_{DS} (řádově několika desetin voltu) se součástka chová jako rezistor a proud I_D vzrůstá lineárně se změnou napětí U_{DS} (obr. 4.21 – úsek č. 1). Jedná se o odporovou oblast. Při dalším vzrůstu napětí U_{DS} dojde k dalšímu rozšíření depletiční vrstvy. Toto rozšíření však není stejné ve všech místech (obr. 4.20 c). Protože $U_{GS} = 0$, bude přechod P^+N pólován „závěrněji" v blízkosti elektrody D, než-li v blízkosti elektrody S. Součástka se již nechová jako jednoduchý rezistor, neboť zužováním vodivého kanálu vzrůstá odpor se vzrůstajícím napětím – ale zpomaluje se vzrůst proudu I_D. Jak je patrno z výstupní charakteristiky tranzistoru JFET při $U_{GS} = 0$ – úsek 2, charakteristika má „koleno". Jestliže dále zvyšujeme napětí U_{DS}, zužování kanálu pokračuje. Při napětí U_{Dsat} dochází k úplnému zaškrcení vodivého kanálu u elektrody D (obr. 4.20 d). Pro napětí $U_{DS} \geq U_{DSat}$ je velikost proudu I_D konstantní a rovná se I_{Dsat}. Nyní dochází pouze ke zkracování délky vodivého kanálu. Jedná se o oblast saturační – viz obr. 4.21 – úsek 3. Že elektrony mohou vůbec projít ochuzenou vrstvou vzniklou před kolektorem, je způsobeno tím, že hradící účinky působí od kanálu N k hradlu (P^+), ale nevznikají od kanálu N ke kolektoru (N^+). Můžeme si to představit tak, že emitorový přechod N^+N vstřikuje elektrony do kanálu a kolektorový přechod NN^+ je polarizován v závěrném směru, a proto tyto nosiče z kanálu odsává.



Obr. 4.20 Znázornění jednotlivých fází činnosti tranzistoru JFET při UGS=0

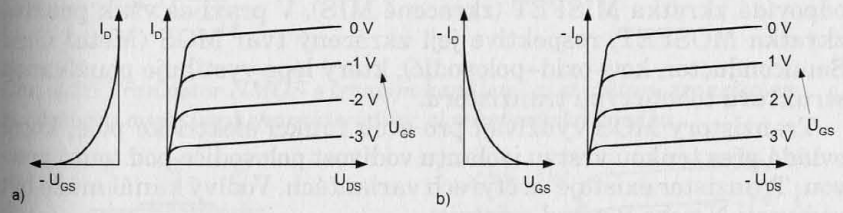
Nyní si vysvětlíme, proč pro napětí $U_{DS} \geq U_{DSat}$ zůstává proud I_D konstantní. Předpokládejme zkrácení délky vodivého kanálu o ΔL (obr. 4.20 e). Napětí na kolektorové straně úseku ΔL je U_{DS}, zatímco na emitorové straně je U_{DSat}. Přiložené napětí, které převyšuje U_{DSat}, tedy $U_{DS} - U_{DSat}$, je úbytek napětí na depletiční části kanálu ΔL. Jestliže je tedy $\Delta L \ll L$ (ve většině případů), pak má vodivá část kanálu stejný tvar a také napětí se na obou jeho koncích nemění, zůstává rovné nule resp. U_{Dsat}. Proto také proud I_D zůstává po dosažení saturace konstantní a rovný I_{Dsat}. V případě, že se bude napětí U_{DS} dále zvyšovat, dojde při určité hodnotě tohoto napětí k průrazu mezi hradlem a kolektorem.



Obr. 4.21 Voltampérová charakteristika tranzistoru JFET při UGS=0

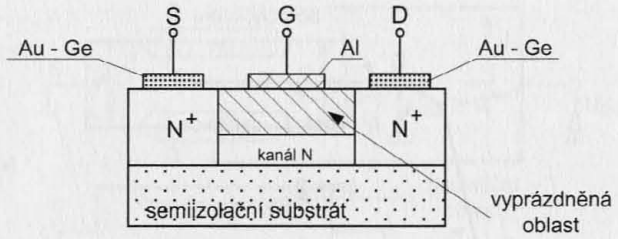
Kdybychom nyní přivedli na elektrodu G záporné napětí, tedy $U_{GS} < O$, tak toto napětí způsobí, že P+N přechod je polarizován závěrně i při $U_{DS}=0$ a depletiční vrstva je širší než v předchozím popisovaném případě. Též počáteční vodivost kanálu je menší a při zvyšování napětí U_{DS} proud I_D vzrůstá pomaleji a dříve dochází k zaškrcení kanálu. Jak je patrno z obr. 4.22, vodivost kanálu klesá, a to tím výrazněji, čím je napětí U_{GS} zápornější.

Z popsaného principu tohoto tranzistoru je tedy zřejmé, že tento může pracovat výhradně v ochuzeném režimu, neboť v obohaceném režimu by se přechod PN otevřel, a tím by ztratil schopnost řídit proud kanálem.



Obr. 4.22 Převodní a výstupní charakteristiky tranzistorů JFET: a) s kanálem N, b) s kanálem P

Na obr. 4.23 je tranzistor řízený elektrickým polem se Schottkyho kontaktem – MESFET. Tyto tranzistory jsou vyrobeny z arzenidu galia, který má přibližně 3x větší pohyblivost elektronů než křemík. Výsledkem je kratší doba průletu nosičů kanálem. Z důvodu asi 10x menší pohyblivosti děr proti elektronům v GaAs se využívají prakticky tyto tranzistory pouze s kanálem N.



Obr. 4.23 Tranzistor MESFET

Na základní destičce s velmi nízkou vodivostí (tzv. semiizolační substrát) je aktivní oblast – vrstva GaAs s vodivostí N+. Neusměrňující kontakty emitoru a kolektoru jsou ze slitiny Au–Ge. Hradlo je vyrobené napařením vrstvičky hliníku a tvoří Schottkyho diodu (kontakt). Závěrná polarizace této diody znamená rozšíření vyprázdněné (ochuzené) oblasti směrem do kanálu, a tím možnost řízení vodivosti jako u JFETu. Také statické charakteristiky mají stejný průběh jako u JFETu.

Tyto tranzistory se používají ve vf zesilovačích, číslicových obvodech atd.

4.3.2 Tranzistory s izolovanou řídicí elektrodou (MOS)

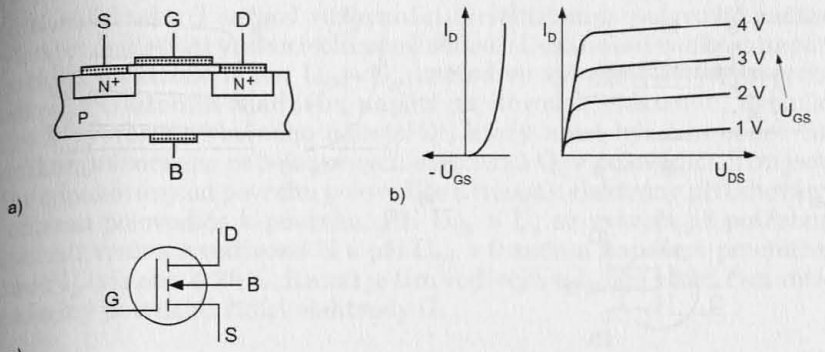
Tranzistory IGFET mají strukturu kov–izolant–polovodič, které odpovídá zkratka MISFET (zkráceně MIS). V praxi se však používá zkratka MOSFET, respektive její zkrácený tvar MOS (Metal Oxid Semiconductor, kov–oxid–polovodič), který lépe vystihuje používanou strukturu tohoto typu tranzistoru.

Tranzistory MOS využívají pro svou funkci elektrické pole, které ovládá přes tenkou vrstvu izolantu vodivost polovodiče pod touto vrstvou. Tranzistor existuje ve čtyřech variantách. Vodivý kanál může být vodivosti N nebo P a buď existuje:

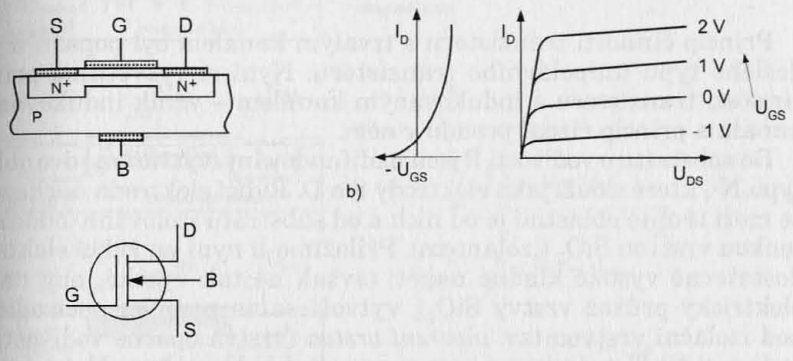
– již při nulovém napětí na hradle – tranzistor s trvalým kanálem,

– nebo vznikne až při určité velikosti kladného nebo záporného napětí na hradle (podle typu tranzistoru) – tranzistor s indukovaným kanálem.

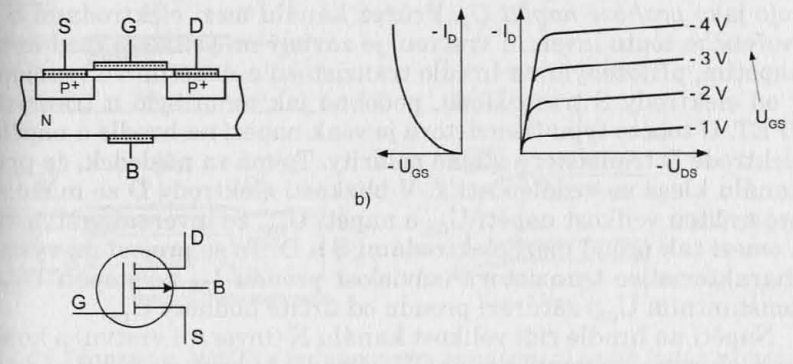
Základní struktury, převodní a výstupní charakteristiky spolu se schematickými značkami těchto čtyř variant tranzistorů MOS jsou na obr. 4.24 až 4.27.



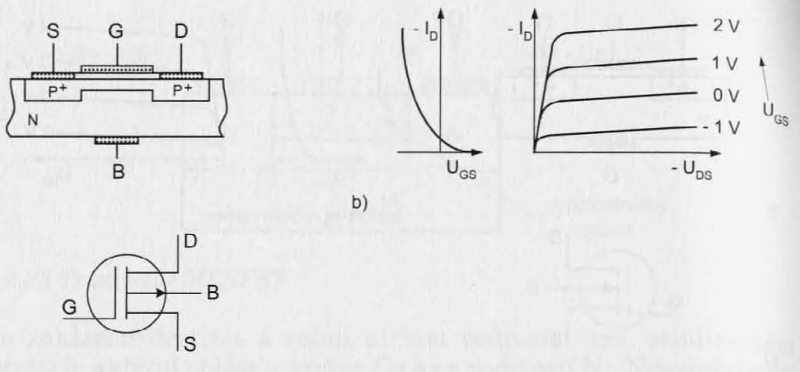
Obr. 4.24 Tranzistor NMOS s indukovaným kanálem: a) struktura tranzistoru, b) převodní a výstupní charakteristiky, c) schematická značka



Obr. 4.25 Tranzistor NMOS s trvalým kanálem: a) struktura tranzistoru, b) převodní a výstupní charakteristiky, c) schematická značka



Obr. 4.26 Tranzistor PMOS s indukovaným kanálem: a) struktura tranzistoru, b) převodní a výstupní charakteristiky, c) schematická značka



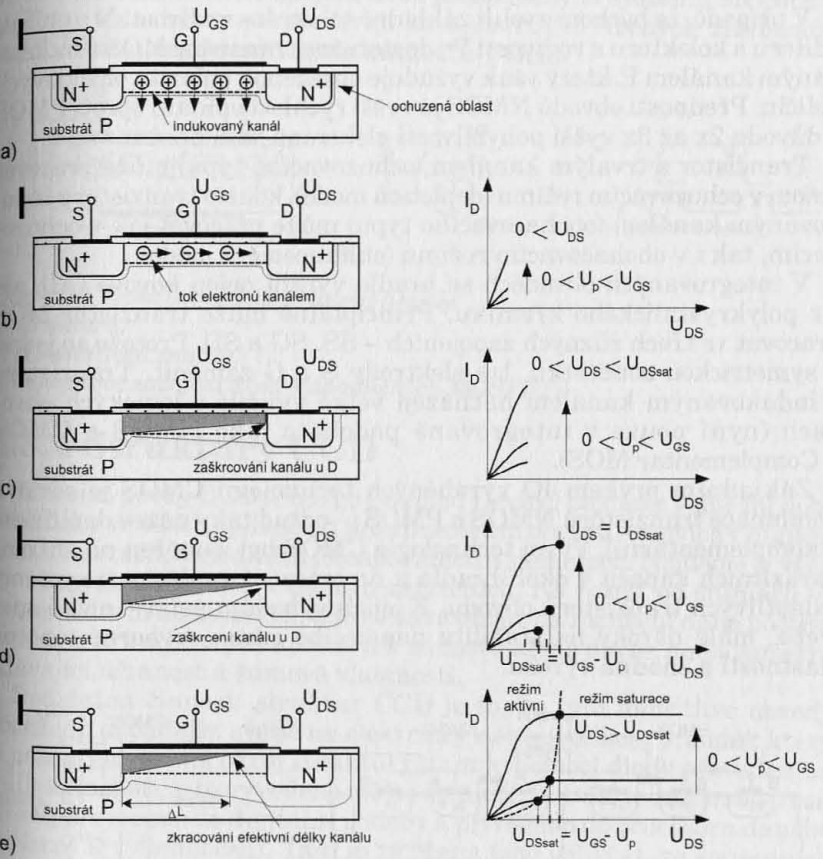
Obr. 4.27 Tranzistor PMOS s trvalým kanálem: a) struktura tranzistoru, b) převodní a výstupní charakteristiky, c) schematická značka

Princip činnosti tranzistoru s trvalým kanálem byl popsán u předešlého typu unipolárního tranzistoru. Nyní si vysvětlíme princip činnosti tranzistoru s indukovaným kanálem – vznik indukovaného kanálu a princip řízení proudu v něm.

Do substrátu o vodivosti P jsou nadifundovány (vytvořeny) dvě oblasti typu N^+, které slouží jako elektrody S a D. Řídící elektroda nacházející se mezi těmito oblastmi je od nich a od substrátu izolována (oddělena) tenkou vrstvou SiO_2 (izolantem). Přiložíme-li nyní na řídící elektrodu dostatečně vysoké kladné napětí (avšak ne tak vysoké, aby nastal elektrický průraz vrstvy SiO_2), vytvoří se na povrchu polovodiče P pod izolační vrstvou tzv. *inverzní vrstva* (vrstva opačné vodivosti, tj. vodivosti N). Tato inverzní vrstva propojí obě oblasti typu N^+ (elektrody D a S) – vznikne *indukovaný kanál*, který umožní procházení proudu (obr. 4.28). Toto napětí, při kterém nastává stav silné inverze, se označuje jako *prahové napětí* U_p. Průřez kanálu mezi elektrodami S a D tvořeného touto inverzní vrstvou, je závislý na velikosti rozdílu mezi napětím, přiloženým na hradlo tranzistoru a napětím ve vzdálenosti x od elektrody S tranzistoru, podobně jak tomu bylo u tranzistoru JFET. U tohoto typu tranzistoru je však napětí na hradle a napětí na elektrodě D tranzistoru stejné polarity. To má za následek, že průřez kanálu klesá se vzdáleností x. V blízkosti elektrody D se může stát, pro určitou velikost napětí U_{GS} a napětí U_{DS}, že inverzní vrstva zmizí a omezí tak proud mezi elektrodami S a D. To se projeví na výstupní charakteristice tranzistoru (závislost proudu I_{DS} na napětí U_{DS} při konstantním U_{GS}) saturací proudu od určité hodnoty U_{DS}.

Napětí na hradle řídí velikost kanálu N (inverzní vrstvu) a koncentraci elektronů v tomto kanálu. V případě, že bude na řídící elektrodě G nulové napětí vůči emitoru S, neexistuje inverzní vrstva a tranzistorem neprotéká žádný proud I_{DS}. Po přiložení kladného napětí U_{GS} na

řídící elektrodu G se pod rozhraním dielektrikum–polovodič začíná vytvářet depletiční vrstva (ochuzená oblast). Dosáhne-li velikost napětí na řídící elektrodě stavu $U_{GE} = U_p$, začíná se vytvářet slabá inverzní vrstva. Přiložením kladného napětí na kovovou elektrodu, dochází v ní k vytvoření kladného náboje Q^+, který musí být kompenzován vznikem záporného náboje volných elektronů Q^- v polovodiči. Tím jsou díry odpuzovány od povrchu polovodiče a naopak elektrony přitahovány z objemu polovodiče k povrchu. Při $U_{GE} > U_p$ se vytvoří již potřebná inverzní vrstva s vodivostí N a při $U_{DS} > 0$ začíná kanálem procházet proud I_D (viz obr. 4.28 b). Kanál je tím vodivější a I_D tím větší, čím větší je kladný potenciál řídící elektrody G.



Obr. 4.28 Tranzistor NMOS s indukovaným kanálem: a) vznik indukovaného kanálu, b) v lineární oblasti, c) na začátku nasycení, d) v saturaci, e) v oblasti nasycení

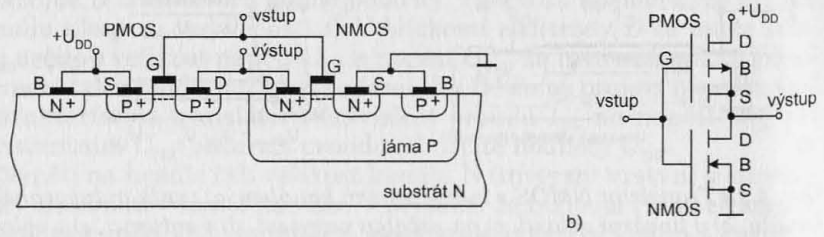
Dalším zvyšováním napětí U_{DS} ($U_{DS} < U_{GS} - U_p$) začíná klesat rozdíl potenciálů elektrod D a G, a tím začíná docházet k zaškrcování (zužování) kanálu – viz obr. 4.28 c. V případě, že napětí U_{DS} dosáhne hodnoty $U_{DS} = U_{Cesat}$, vyrovná se potenciál mezi kolektorem D a řídící elektrodou G, tím dochází na straně kolektoru D k uzavření kanálu a k saturaci proudu. Procházející proud způsobí úbytek napětí „podél" kanálu od kolektoru D k editoru S, proto je kolektor D kladnější vůči editoru S. Tento kladný úbytek způsobí proti napětí hradla tak, že se kanál ve směru od editoru S ke kolektoru D zúží a při dostatečně velkém I_D (U_{DS}) dochází u kolektoru D k uzavření kanálu – viz obr 4.28 d. Při dalším nárůstu napětí U_{DS} nad hodnotu U_{DSsat} ($U_{DS} > U_{DSsat}$) proud I_D nezaniká, ale zůstává konstantní. Začíná se však zkracovat efektivní délka kanálu (viz obr. 4.28 e).

V případě, že bychom zvolili základní substrát s vodivostí N a oblasti editoru a kolektoru s vodivostí P^+, dostaneme tranzistor MOS s indukovaným kanálem P, který však vyžaduje obrácenou polaritu obvodových veličin. Předností obvodů NMOS je vyšší rychlost spínání oproti PMOS z důvodu 2x až 3x vyšší pohyblivosti elektronů vůči děrám.

Tranzistor s trvalým kanálem (ochuzovacího typu) může pracovat jenom v ochuzovacím režimu (depletion mode), kdežto tranzistor s indukovaným kanálem (obohacovacího typu) může pracovat jak v ochuzovacím, tak i v obohacovacím režimu (enhancement mode).

V integrovaných obvodech se hradlo vyrábí nejen kovové (Al), ale i z polykrystalického křemíku. Principiálně může tranzistor MOS pracovat ve třech různých zapojeních – SS, SG a SD. Protože se jedná o symetrickou součástku, lze elektrody S a G zaměnit. Tranzistory s indukovaným kanálem nacházejí velké využití v logických obvodech (nyní pouze v integrované podobě a jako NMOS a CMOS – Complementar MOS).

Základním prvkem IO vyráběných technologií CMOS je sériová kombinace tranzistorů NMOS a PMOS (– odtud taky název doplňkové – komplementární). Vývoj technologie CMOS byl zaměřen na snížení parazitních kapacit v okolí hradla a na omezení svodů mezi systémy jednotlivých tranzistorů obvodu. K jejich výhodám patří – nízká spotřeba, malé nároky na stabilitu napájecího zdroje, výborné tepelné vlastnosti a snadná výroba.

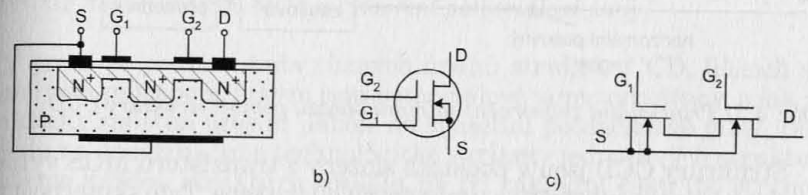


Obr. 4.29 Invertor CMOS: a) struktura, b) jeho elektrické schéma

4.3.3 Tranzistor MOS se dvěma hradly

Od samého vzniku tranzistorů hledají jejich konstruktéři takovou konstrukci tranzistoru, která by zajistila nepatrnou průchozí kapacitu mezi bází a kolektorem. Tato snaha však byla zpočátku neúspěšná. Jakmile byl však nalezen způsob výroby MOSFETů s malými kapacitami, vysokým mezním kmitočtem a dostatečně velkou strmostí, vrátili se konstruktéři opět k pokusům odstínit kolektor od hradla. Takto vznikl speciální tranzistor MOS s dvěma hradly (double–gate FET), jehož struktura a schematická značka je uvedena na obr. 4.30. Z naznačené struktury je zřejmé, že se nejedná o tranzistorovou „tetrodu", ale o kaskádové spojení dvou jednoduchých systémů MOSFET.

Tyto tranzistory se používají ke konstrukci řízených zesilovačů, modulátorů, směšovačů až do kmitočtu 1 GHz.

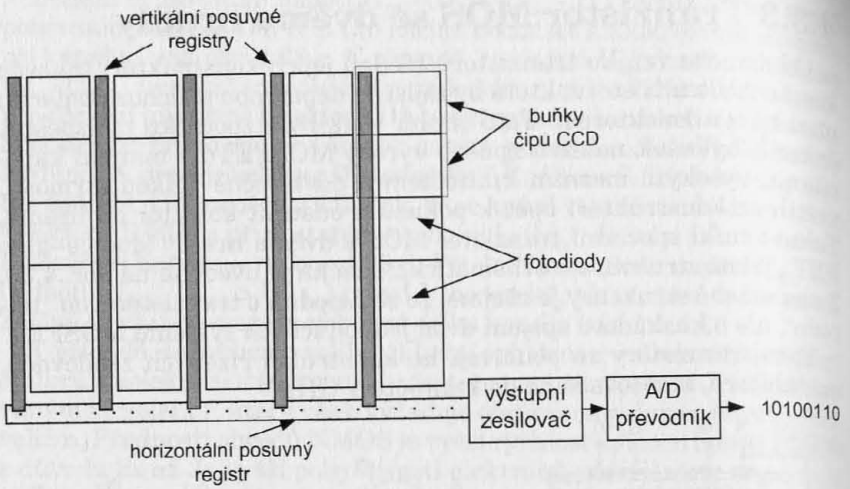


Obr. 4.30 Tranzistor MOS s dvěma hradly:
a) struktura,
b) schematická značka,
c) kaskádové zapojení dvou jednoduchých MOSFETů

4.3.4 Struktury CCD

Snímací prvky CCD (Charge Coupled Device) najdeme v dnešní době prakticky ve všech aplikacích pro zpracování obrazu – nejvíce v digitálních kamerách, digitálních fotoaparátech a skenerech. Najdeme je však i v různých obměnách v dalších zařízeních. Na rozdíl od snímačů ve fotoaparátech a kamerách, kde se dává důraz na rozlišení dané počtem pixelů, v průmyslových aplikacích se často klade důraz na parametry udávající účinnost a šumové vlastnosti.

Podstatou činností struktur CCD je to, že tyto fotocitlivé obvody převádějí dopadající světlo na elektrický náboj (velikost proudu), který je pak přenesen na okraj struktury, tam je pomocí diody převeden na velikost napětí, a to vyvedeno mimo strukturu. Dále je zesíleno v zesilovači, převedeno do digitální podoby a přivedeno do procesoru daného zařízení k vyhodnocení. Tam je změřena jeho velikost, ze sousedních buněk je pak vypočítán vlastní pixel a tato informace je uložena do paměti – viz obr. 4.31.

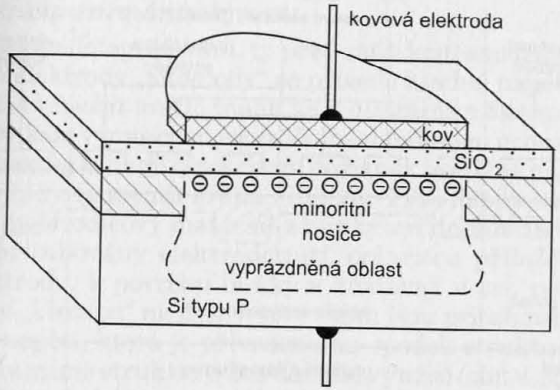


Obr. 4.31 Principiální znázornění snímání obrazu pomocí struktury CCD

Struktury CCD jsou v podstatě složeny z tranzistorů MOS vyrobených na jednom substrátu a umístěných blízko sebe. Tato skutečnost jim dává zcela jiné vlastnosti než ty, které jsou dosaženy u zapojení s diskrétními součástkami. Tyto struktury totiž nemají zesilovací schopnosti, mohou pouze uchovat v čase a přemístit v prostoru signál v podobě náboje do nich zavedeného. Na rozdíl od diskrétních součástek, které pracují s většinovými nosiči, se zde využívá nosičů menšinových.

Charakteristickou zvláštností struktur CCD je tedy možnost uchování náboje pohyblivých nosičů v tzv. potenciálové jámě, lokalizované určitým způsobem v polovodiči pod kovovou elektrodou, oddělenou od polovodiče vrstvou dielektrika, a přenos tohoto informačního náboje do sousední potenciálové jámy. Pro všechny nábojově vázané struktury je typický přenos informačního náboje v polovodiči posloupností potenciálových jam (vytvoří se tzv. ochuzená, čili vyprázdněná oblast, která je schopná přijímat náboje, viz obr. 4.32).

Polovodičový materiál má malou vodivost, takže koncentrace nosičů je velmi malá. V okolí vnější kovové elektrody nejsou žádné zdroje minoritních nosičů, takže se i při napětí u_g (kovové elektrody) vyšším, než je prahové napětí u_p struktury, nevytvoří u povrchu polovodiče inverzní vrstva (typická pro vznik indukovaného kanálu), ale pouze oblast zcela ochuzená o volné nosiče náboje. Vytvoří se tak „prázdná oblast", jejíž hloubka je úměrná napětí u_g a průřezu závislém na tvaru vnější kovové elektrody. Tato oblast se chová jako „jáma" schopná přijmout do sebe elektrický náboj menšinových nosičů úměrný napětí mezi kovovou elektrodou a polovodičem.



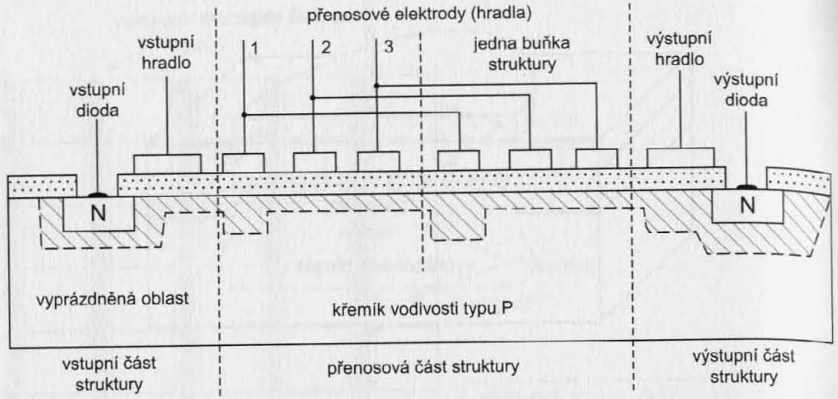
Obr. 4.32 Řez strukturou MOS a vytvoření potenciálové jámy

V praxi se používá řada různých druhů struktur CCD, lišících se mimo jiné způsobem, jakým jsou potenciálové jámy vytvářeny, a jak je prakticky zajištěn přesun náboje do sousední potenciálové jámy. Bez ohledu na konstrukční a technologické varianty jednotlivých struktur můžeme každou strukturu rozdělit na tři základní části (po stránce funkce) – vstupní, přenosovou a výstupní – viz obr. 4.33.

a) Vstupní část struktury CCD

Jejím úkolem je přeměna vstupního signálu na sled nábojů s velikostí úměrnou okamžité hodnotě vstupního signálu a zavedení těchto nábojů do přenosové části struktury. Protože vstupním signálem nábojově vázaných struktur může být elektrický i optický signál, spojitý nebo diskrétní, závisí uspořádání vstupní části struktury na tom, pro jaký signál je struktura určena. Vstupní část struktury nejčastěji tvoří přechod PN – vstupní dioda, vytvořena difúzí do základního polovodičového materiálu, a hradlo. Pro jednoduché vysvětlení si můžeme představit, že buňku struktury můžeme „rozdělit" na fotodiodu (snímající světlo) a registr (pro další zpracování náboje). Podstatou činnosti této vstupní struktury je, že tyto fotocitlivé obvody převádějí dopadající světlo na elektrický náboj.

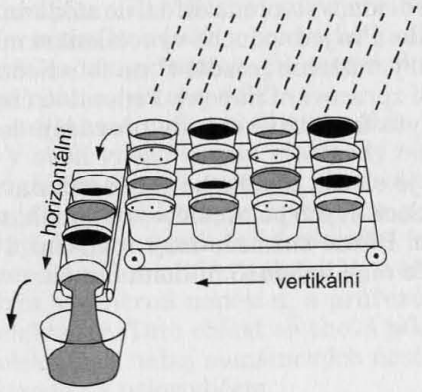
Každý snímač je složen z velkého množství navzájem oddělených miniaturních světlocitlivých polovodičových buněk, zaznamenávajících světlo samostatně. Běžné snímače mají rozlišení 6–7 miliónů buněk a špičkové snímače mají kolem15 miliónů buněk.



Obr. 4.33 Zjednodušený obrázek principu činnosti struktury CCD

Vlastní buňka je tvořena malou ploškou křemíku (řádově jednotky μm). Je vyrobena z několika desítek různých, velice tenkých vrstviček materiálu. Celá buňka má velikost (tloušťku) několika desetin milimetru. Na této malé ploše dochází k vlastnímu převodu světla na velikost náboje. Zjednodušeně řečeno – prakticky se odečítá rozdíl napětí vzniklý na dvou oddělených vrstvách. Tyto dvě vrstvy jsou doplněny celou řadou filtrů a dalších komponentů, aby výsledkem byla hodnota napětí reprezentující dopadající světlo.

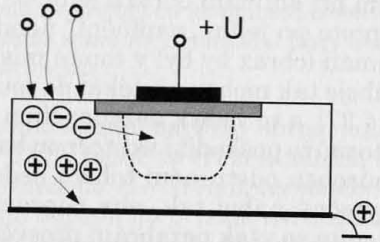
Pro lepší názornost si vysvětlíme fungování buněk snímače na jednoduchém příkladu. Představme si, že každá buňka je nádoba na vodu a dopadající světlo je v tomto našem zjednodušení nahrazeno deštěm. Buňka pak funguje tak, že se v ní zachytává dopadající déšť po dobu, kdy je odkryta (po dobu expozice). Pak už jen stačí „změřit" zachycené množství vody (obr. 4.34).



Obr. 4.34 Názorné zachycení „světla" buňkami

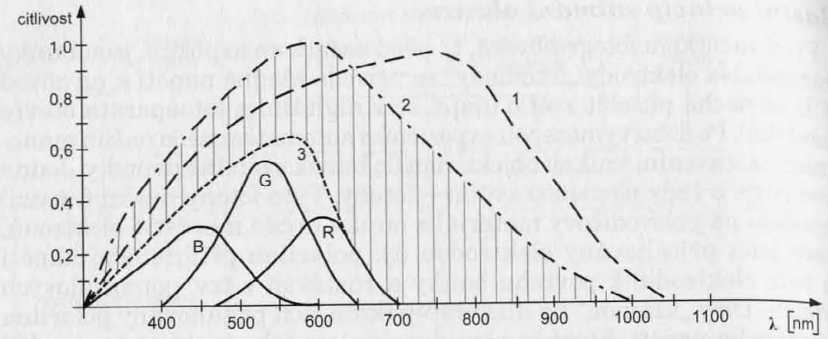
Vlastní princip snímání obrazu

Před začátkem fotografování, tj. před začátkem expozice, jsou buňky prázdné. Na elektrody „fotodiody" se přivede kladné napětí a na obvod CCD se nechá působit světlo (např. se v digitálním fotoaparátu otevře uzávěrka). Po dobu vymezenou expozičním automatem nebo naším manuálním nastavením vnikají objektivem do buněk světelné paprsky. Jedná se vlastně o řady elementů světla – fotony. Tyto fotony uvolní (vyrazí) dopadem na polovodičový materiál z buňky určité množství elektronů, které jsou přitahovány elektrodou (tj. polaritou přiloženého napětí na tuto elektrodu) k povrchu buňky a zůstávají v tzv. potenciálových jamách. Díry „klesnou" na dno vrstvy (kam jsou přitahovány polaritou přiloženého napětí, která je přivedena na spodek struktury) a později jsou odvedeny mimo strukturu bez dalšího využití (obr. 4.35). Jelikož by se tyto menšinové elektrony začaly okamžitě rekombinovat s okolními většinovými dírami – musí se velikost jejich náboje okamžitě zpracovat. Nejprve jsou převedeny do druhé části buňky – do registru, kterým jsou dále odváděny k dalšímu zpracování na okraj struktury CCD.



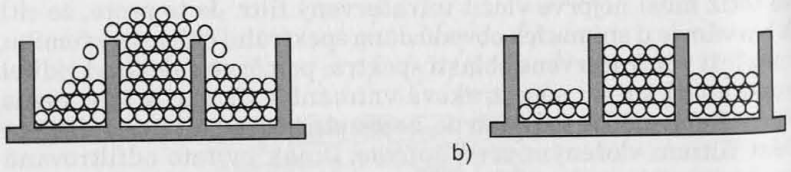
Obr. 4.35 Schéma funkce „fotodiody" u CCD buňky

Celkový proces snímání je však ve skutečnosti mnohem složitější, než byl vysvětlen na jednoduchém případu s nádobami. Před každou buňku se totiž musí nejprve vložit infračervený filtr. Je to proto, že citlivost k barvám je u snímacích obvodů dána spektrální citlivostí křemíku, jejíž mez leží v infračervené oblasti spektra, poměrně daleko od viditelného rozsahu (tj. mimo naše zraková vnímání – viz obr. 4.36 – vyznačená část). Z obr. 4.36 je tedy patrné, že je nutné odstranit tuto infračervenou část filtrem vloženým před buňkou. Jinak by tato odfiltrovaná část spektra světla „ovlivnila" snímání viditelného světla (z pohledu našeho zraku). Jednotlivé buňky CCD prvku nyní pouze zachycují světlo a mění energii dopadajících fotonů na elektrický náboj. „Vnímají" tedy jen světlo a stín. „Neumějí" zatím „měřit" barvu dopadajícího světla, tedy jeho vlnovou délku.

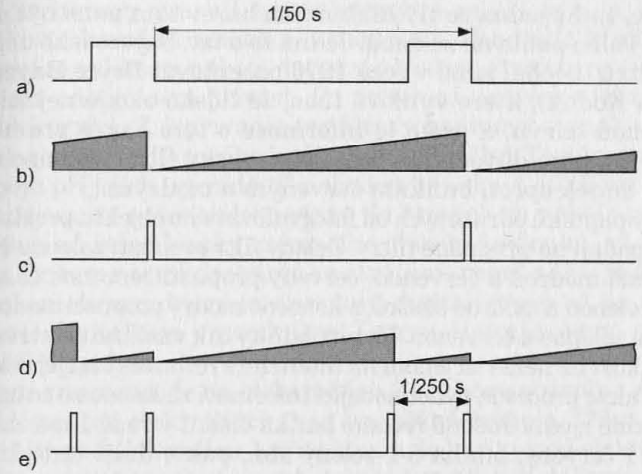


Obr. 4.36. Spektrální závislosti: 1 – citlivosti buněk obvodu CMOS, 2 – citlivosti buněk obvodu CCD, 3 – průběh citlivosti po odfiltrování infračervené složky u buněk CCD, RGB – průběhy citlivosti jednotlivých buněk s danými barevnými filtry.

Dalším problémem při snímání obrazu je to, že objem potenciálové jámy je omezen, a proto po jejím „naplnění" nemůže být další náboj akumulován – přijímán (obraz by byl v tomto místě nasycen – byl by bílý). Přebytečné náboje tak mohou přetékat do sousedních buněk (tzv. blooming – viz obr. 4.37), a to vede k nežádoucímu zvýšení jasu těchto sousedních buněk (to může poškodit i skutečnou barevnost výsledného obrazu). Jedním způsoben odstranění tohoto nedostatku je zapojení, které odvádí nadbytečný náboj tak, aby nepronikal do sousedních buněk. Tímto opatřením se však nezabrání přesvětlení dané buňky ve výsledném obrazu (jednalo by se o nepřirozeně světlá místa). K omezení tohoto jevu přispívá proto elektronická uzávěrka (obr. 4.38), která vhodně časově řídí dobu, po kterou se náboj akumuluje v buňce. Ten pak nemůže překročit přípustnou mez.

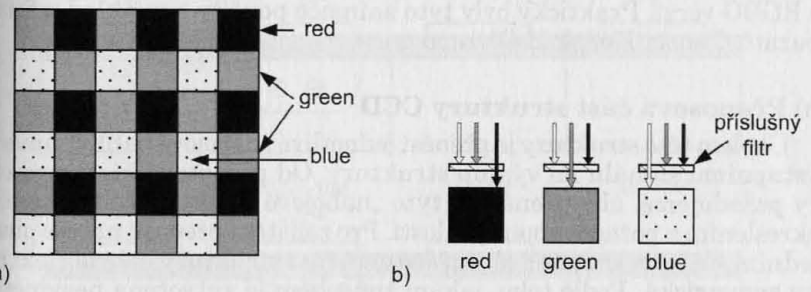


Obr. 4.37 a) Přetékání (blooming) náboje do sousedních buněk, b) stav po omezení elektrickou uzávěrkou



Obr. 4.38 Elektronická uzávěrka (pro snímač videa): a) doba půlsnímku, b) v této době se akumuluje náboj pod snímacími elementy, c) řídící impulzy, kterými je ukončen cyklus snímání, d) omezení doby akumulace elektronickou uzávěrkou, e) pomocné impulzy

V případě, že chceme snímat barevný obraz, musíme vložit před ústí každé buňky další filtr v jedné ze tří základních barev R, G, B, který nám „změří", kolik zeleného (G– Green), červeného (R – Red) nebo modrého (B – Blue) světla dopadá na příslušnou buňku. Smícháním těchto tří barev (v určitém procentuálním zastoupení) totiž získáme nejen bílou barvu, ale vzájemným poměrem těchto tří barev jsme schopni vyjádřit libovolnou další barvu.



Obr. 4.39 Bayerovské uspořádání buněk na čipu pro barevné snímání: a) uspořádání buněk na čipu, b) snímání příslušné barvy

Z obr. 4.39 je patrné, že zelených buněk je více než modrých a červených. Z praktických důvodů (vyhodnocování) se totiž buňky organizují

do čtveřic, tudíž jedna ze tří základních barev tam musí být obsažena dvakrát. Volba padla na zelenou. Jedná se o tzv. bayerovské uspořádání těchto filtrů (nechal si ho v roce 1976 patentovat Bryce Bayer z firmy Eastman Kodak), které využívá toho, že lidské oko je nejcitlivější na žlutozelenou barvu, a proto je informace o této barvě pro něj nejdůležitější. Z tohoto důvodu má tedy bayerovský filtr dvojnásobný počet zelených buněk oproti buňkám červeným a modrým.

Svazky paprsků odražených od fotografovaného objektu projdou objektivem a dopadají na příslušné filtry. Zelený filtr propustí zelenou část spektra a odrazí modrou a červenou, červený propustí červenou část spektra a odrazí zelenou a modrou složku, a konečně modrý propustí modrou složku a odmítne zelenou a červenou. Uvnitř buňky tak vznikne elektrický náboj, jehož velikost už nezávisí jenom na intenzitě světla, ale i na jeho barevném složení. Takže procesor, vyhodnocující informaci získanou ze snímače CCD ví, že (hodně zjednodušeně řečeno) buňka číslo 1 v řadě 1 má zelený filtr, buňka 2/1 červený, buňka 3/1 zelený atd., pak v další řadě 1/2 modrý, 2/2 zelený, 3/2 modrý atd. Touto metodou procesor získá první informace o barevné teplotě paprsků, dopadajících na jednotlivé buňky CCD. Tento elektrický náboj, který již nese informaci „o barevnosti" jednotlivých buněk je pak pomocí registrů přiveden na okraj struktury.

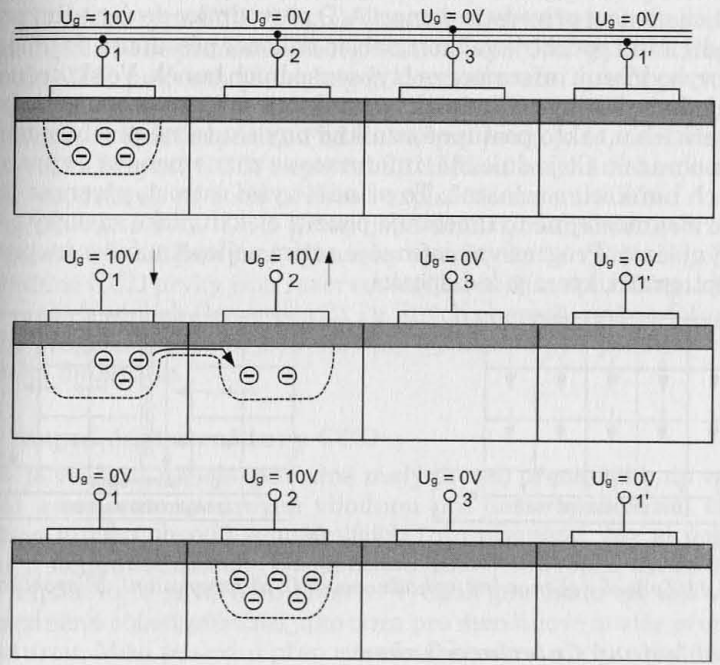
Poznámka: Relativně novou alternativou CCD snímače je verze s CMYG barevným filtrem. Princip fungování jednotlivých buněk je stejný, ale od předchozího modelu se snímače liší barevností použitého filtru. Opět se jedná o mozaiku, tentokrát s barvami azurovou, purpurovou, žlutou a zelenou. Tato kombinace barev zlepšuje světelnou propustnost barevného filtru, a tím se zvyšuje celková citlivost snímače. Data získaná z tohoto typu snímače se sice musejí přepočítat do standardního RGB formátu, ale výsledem je čistší obraz ve srovnání s RGBG verzí. Prakticky byly tyto snímače použity například u fotoaparátů Canon, Kodak či Olympus.

b) Přenosová část struktury CCD

Úkolem této struktury je přenést jednotlivé „nábojové balíky" úměrné vstupnímu signálu na výstup struktury. Od přenosové části struktury požadujeme, aby přenášela tyto „nábojové balíky" s co nejmenším zkreslením a požadovanou rychlostí. Pro zajištění přenosu náboje pouze jedním směrem je nutné, aby přenosová část struktury nebyla elektricky symetrická. Podle toho, jakým způsobem je vytvořena nesymetrie potenciálové jámy v polovodiči, a podle toho, kolik fází musí mít napětí hodinových impulzů pro zdánlivý pohyb potenciálových jam v polovodiči, rozeznáváme struktury – jednofázové, dvoufázové, třífázové a čtyřfázové. Počet fází hodinových impulzů je obvykle shodný s počtem přenosových elektrod tvořících elementární buňku struktury.

Jelikož struktury pracují s menšinovými nosiči náboje, musí se jejich velikost okamžitě změřit – vyhodnotit. Poněvadž k vlastnímu vyhodnocování velikosti náboje dochází až mimo strukturu – musíme tedy velikost nábojů sem přivést. Po uzavření uzávěrky se začne na množiny elektrod 1, 2, 3 přivádět trojfázový hodinový signál (proces si vysvětlíme pomocí trojfázového hodinového signálu). To nám umožňuje posuv nábojů při jejich „vyvádění" z obvodu (viz obr. 4.40). Tím vznikají postupně posunuté potenciálové jámy, do kterých se náboje přelévají, tak postupují od jedné buňky snímacího obvodu ke druhé, až na okraj struktury. Přitom nesmí docházet ke ztrátám, neboť náboj je analogovým modelem obrazu, který je úrovňově digitalizován až na výstupu v analogově–digitálním převodníku. Teprve digitalizovaný signál je odolný proti poruchám.

To v praxi znamená, že na elektrodách 2 se začne pozvolna zvyšovat napětí, zatímco na elektrodách 1 se souběžně snižuje. Díky tomu je náboj z buňky pod elektrodou 1 přitahován do buňky pod elektrodou 2. Následně se celý děj opakuje mezi elektrodami 2 a 3, dále mezi 3 a 1′, a tak stále dokola. Velikost nábojů z jednotlivých buněk se tak posouvá přes sousední buňky až k okraji struktury.

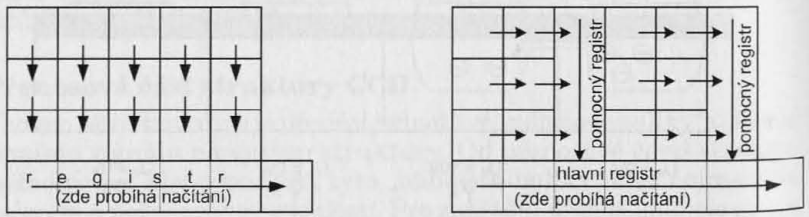


Obr. 4.40 Přesouvání náboje mezi sousedními elementy (buňkami)

Buněk je však ve skutečnosti mnoho (milióny), a proto se při přesouvání náboje jedná o velmi složitý proces, který může být řešen třemi způsoby:

1) Progresivní (progressive) sken

Progresivní sken se používá u dražších fotoaparátů. Tyto snímače zpracovávají celý obraz najednou. Jedná se sice o technologicky složitější provedení, ale přináší to velké výhody. Progresivní snímače se vyrábějí poměrně velmi komplikovanou technologií v malých sériích, takže jsou velmi nákladné. Představme si CCD prvek o dvaceti buňkách (viz obr. 4.41 a), které jsou uspořádány ve čtyřech řadách. Spodní řada je načítací registr, ve kterém se náboje z jednotlivých buněk určitým způsobem „řadí do fronty" a odcházejí ke kraji struktury. Jakmile jsou náboje z této řady (načítacího registru) „odeslány mimo strukturu", do registru sestoupí náboje z řady nad registrem. Protože se však jedná o propojené náboje (couppled charges), o jednu řadu klesnou všechny řady struktury (viz obr. 4.41 a). Nyní pomocí načítacího registru odcházejí mimo strukturu informace z jednotlivých buněk řádku, které klesly do registru. Opět je zde velikost náboje jednotlivých buněk registru přesouvána z jedné buňky do druhé. Na okraji je velikost náboje jednotlivých buněk převedena na napětí, zesílena a přivedena pomocí A/D převodníku do digitální podoby. V této digitální podobě je velikost náboje nakonec přesunuta do procesoru, kde se vyhodnocují informace ze čtyř sousedních buněk. Ve skutečnosti se pořád jedná o buňky základních barev, které se v procesoru vyhodnocují po čtveřicích a takto postupně vznikají ony skutečné pixely, z nichž se skládá obrázek. Co je důležité, informace se zaznamenává a zpracovává ve všech buňkách současně. To přináší vyšší ostrost, přesnost podání obrazu a samozřejmě to umožňuje použití elektronické závěrky s velmi krátkými časy. Progresivní snímač je zatím nejlepším řešením pro digitální fotografii, které je k dispozici.



Obr. 4.41 Způsoby skenování (vyhodnocování): a) progresivní, b) prokládaný

2) Prokládaný (interlaced) sken

Tato technologie skenování byla původně vyvinuta pro televizní a video techniku. V současnosti se s ní můžeme setkat i u mnoha typů

digitálních fotoaparátů. Jejich konstrukce je přizpůsobena tomu, jak se zpracovává televizní obraz, tedy řádkově. Televizní obraz je rozložen na řádky a zvlášť se přenášejí liché a zvlášť sudé řádky. Pro tuto technologii jsou uzpůsobeny prokládané snímače. Ty po expozici nejprve zpracují liché řádky obrazu a pak zpracují sudé. U video kamer je to postup zcela přirozený a expozice sudých a lichých řádků je prováděna separátně, stejně jako zpracování. U digitálních fotoaparátů je potřeba obraz zpětně složit. Úplně nejjednodušší variantou je pracovat pouze s lichými řádky.

Přístroje používající prokládaného skenu vypadají složitěji, avšak výrobně jsou jednodušší, a proto levnější. Jejich funkce je schematicky naznačena na obr. 4.41 b. Oproti minulému způsobu skenování vidíme, že jsou zde buňky proloženy pomocnými registry. Náboje proto přechází z buněk nejdříve do pomocných registrů a teprve z nich postupují do hlavního registru.

3) Plošný sken

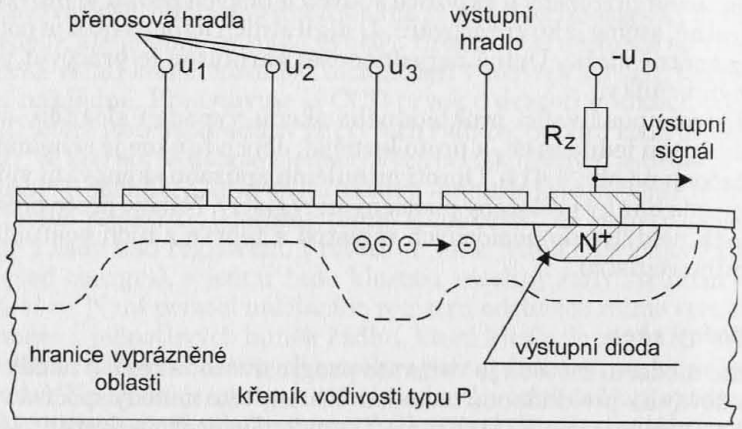
Tato moderní metoda je varianta progresivního skenu a někdy bývá zaměňována s prokládanou metodou. Princip této metody spočívá v tom, že z CCD prvku typu FTD (Frame Transfer Device) přecházejí všechny náboje najednou do přenosového registru náboje (Charge Shift Register). Z tohoto CTR pak náboje odcházejí do zesilovače a A/D převodníku a procesoru. Ovšem, co je důležité – v tuto dobu je CCD prvek už opět přichystaný k další expozici. Podstatné pro praxi je to, že fotoaparáty vybavené takovými CCD, nepotřebují žádnou mechanickou závěrku, náboj vyhodnocují po dobu určenou expoziční automatikou.

Progresivní a FTD CCD prvky jsou dražší, mají lepší zobrazovací schopnosti, a tudíž jsou jimi vybaveny aparáty spíše vyšší třídy, kdežto prokládané CCD prvky jsou rezervovány levnějším aparátům: vyrábějí se ve větších sériích (lze je použít i v jiných oborech, než ve fotografii), kdežto progresivní CCD jsou stavěny výhradně pro použití v oblasti digitální fotografie.

c) Výstupní část struktury CCD

Zde je velikost náboje (původně malý proud) přeměněna na velikost napětí a zesílena na úroveň vhodnou pro další zpracování obrazu. Existuje mnoho obvodů umožňujících tuto přeměnu. My si popíšeme jednu z nejjednodušších. Na přechod PN – výstupní diodu se přivádí napětí u_D v závěrném směru. V okolí přechodu se tak vytvoří vyprázdněná oblast působící jako nora pro menšinové nosiče přenášené strukturou. Mezi poslední přenosovou elektrodou a výstupní diodou je umístěna výstupní elektroda (výstupní hradlo), na kterém je takové stejnosměrné napětí, aby po přivedení hodinového impulzu na poslední přenosovou elektrodu se spojily vyprázdněné oblasti pod těmito elektro-

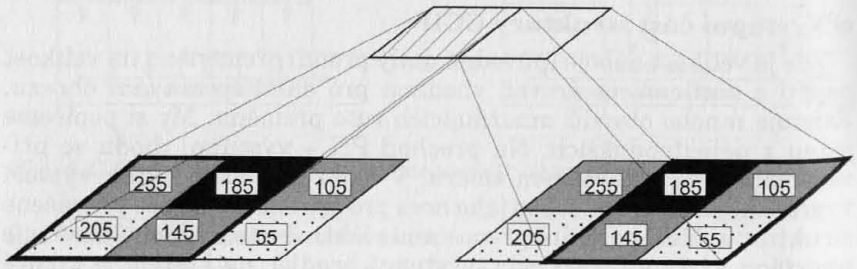
dami s vyprázdněnou vrstvou v okolí přechodu PN a přenášený náboj byl vtažen do přechodu. Při průchodu náboje vhodným zatěžovacím rezistorem s odporem R_z vznikne napěťový impulz. Jeho amplituda je úměrná velikosti náboje, tj. velikosti vstupního napětí v okamžiku jeho přeměny na „nábojový balík".



Obr. 4.42 Výstupní obvod struktury s přenosem vázaného náboje

Vytváření vlastních pixelů

Po převodu velikosti původních elektrických nábojů na napětí a jeho zesílení, je analogový signál převeden v A/D převodníku na signál digitální, které je přenesen do procesoru. Ten může nyní na základě informací ze čtyř sousedních buněk vytvořit barevný pixel – základní stavební prvek barevné mozaiky digitálního obrázku. Nyní si opět, pro jednodušší (principielní) vysvětlení vezměme stupnici od 0 do 255 (osmibitová informace o barvě, tj. $2^8 = 256$, 0 – 255), jaká se pro základní barvy používá v obrazových editorech. „Nula" je žádná barva (tedy bílá), kdežto „255" je maximální odstín příslušné barvy.



Obr. 4.43 Vytváření pixelů z jednotlivých buněk

Podívejme se na obr. 4.43. Zde vidíme, že procesor vyhodnocuje informaci z první čtveřice šesti buněk. Z prvních dvou řádků zleva můžeme vyčíst, že první buňka v první řadě má hodnotu 255, druhá buňka v první řadě 180. První buňka v druhé řadě má hodnotu 200, druhá 145. Procesor z těchto informací „vyhodnotí", že výsledný pixel je šedý. Na skutečném obrázku (fotografii) zde tedy bude šedý bod. Proces pokračuje a procesor bude vyhodnocovat další „čtveřici" z našich šesti buněk, tj. informaci z buněk 2 a 3 v první řadě a 2 a 3 v druhé řadě. Ty mají jiné hodnoty oproti předešlým, a tudíž tento pixel dostane barvu žlutohnědou. Takto se postupně vyhodnocují úplné čtveřice celé struktury. Ve skutečnosti se informace z každé buňky posuzují několikrát (4x) – vzhledem ke svým sousedům. Je zřejmé, že problematické (z hlediska vyhodnocování) jsou krajní buňky. Proto skutečný obrázek nemá tolik pixelů, jako je buněk na CCD čipu (ve skutečnosti tedy nejsou využity všechny buňky čipu).

Praxe je však ještě složitější, než byla vysvětlena na „předchozích obrázcích". Ve skutečnosti je vytváření pixelů mnohem pestřejší. Zde se totiž dále setkáváme s pojmem interpolace (neexistující, dopočítané – čili interpolované pixely). Mezi tmavší a světlejší pixel dané barvy lze totiž vložit dopočítaný pixel, který je uprostřed mezi světlejším a tmavším odstínem dané barvy. Toto ve skutečnosti probíhá v praxi při vytváření digitální fotografie. Některé interpolační metody jsou velmi důmyslné a obrázek výrazně zlepšují. V každém případě se však jedná ve skutečnosti o obraz umělý, dopočítaný, který vypadá lépe než původní.

Poznámka: Skutečnou barvu daného pixelu tedy získáváme matematickou interpolací barev z jednotlivých elementů. Nejčastěji se používá 24–bitová barevná hloubka. Tento údaj znamená, že na každou ze tří barev (červená, zelená, modrá) připadá osmibitová informace. Matematicky to tedy znamená 2^8, tj. 256 odstínů dané barvy. Jejich složením (interpolací) pak dostáváme 256 x 256 x 256, tj. 16 777 216 barevných odstínů, což postačuje ke kvalitnímu zachycení reality.

Využití struktur CCD

Obrazové snímače CCD obsahují v dnešní době 800 000 až 1 200 000 snímacích prvků, které se nazývají pixely (ve skutečnosti se jedná o buňky) a umožňují nám převádět optický signál na signál elektrický. Jedná se o čipy, které mají maticové uspořádání. Pomocné obvody pro zpracování nábojů představují nejsložitější část snímačů a jsou tvořeny počtem prvků, které 2,2 až 3 krát převyšují počet snímacích prvků.

Použití těchto struktur v optoelektronice jako obrazových snímačů je omezeno proudem snímače za tmy. Křemík použitý k výrobě obrazových snímačů musí proto mít malý obsah rychle difundujících příměsí

(Cu, Fe), které jsou hlavními centry generace a rekombinace nosičů náboje a musí si zachovávat i po tepelném zpracování velkou (150 až 300 μs) dobu života menšinových nosičů náboje. Proud za tmy je totiž nepřímo úměrný době života menšinových nosičů náboje.

4.3.5 Zacházení s elektrostaticky citlivými součástkami

Během své praxe se určitě s takovými součástkami setkáte. Z toho důvodu byste měli znát základní poznatky s manipulací s elektrostaticky citlivými součástkami.

Moderní polovodičové součástky, zejména vyrobené technologií MOS v diskrétní nebo integrované formě, mohou být elektrostatickým napětím při dotyku nabitého povrchu zničeny. Takové součástky se označují jako elektrostaticky citlivé. Za napětí ohrožující funkci součástek považujeme ss napětí 50 V, nebo střídavé napětí s vrcholovou hodnotou nad 50 V, nebo efektivní hodnotou nad 35V. S těmito součástkami mají pracovat pouze oprávnění (proškolení) pracovníci ve vyhrazeném prostoru a předepsaném oděvu. Vyhrazený prostor je prostor, v němž je omezen vznik elektrostatického napětí pod hodnotu napětí ohrožujícího funkci součástek. Podrobně je otázka zacházení s těmito součástkami řešena v NT 8551 – předpisy pro zacházení s elektrostaticky citlivými součástkami, platné od roku 1987. Dále zde platí norma NT 1051, která pojednává o zařízeních a pracovištích pro práci s těmito součástkami. Předchozí norma NT 8551 určuje technické požadavky na dokumentaci a konstrukci vyhrazeného prostoru, oblečení pracovníků; balení, skladování, měření součástek, oživování osazených celků; opravy zařízení a provoz ve vyhrazeném prostoru.

Součástky mají být co nejdéle, až do okamžiku montáže, ponechány v původním elektrostaticky vodivém obalu výrobce či dodavatele. Měly by se osazovat do desek plošných spojů jako poslední. Navíc tyto součástky mají být skladovány mimo ostatní součástky.

Vrchní oděv pracovníků má být z elektrostaticky vodivých, nebo alespoň z antistatických materiálů, a nemá být vlající (raději kombinéza než pracovní pláště). Pro tyto účely jsou vyhovující látky bavlněné a vlněné. **Nesmějí obsahovat umělé vlákno!**

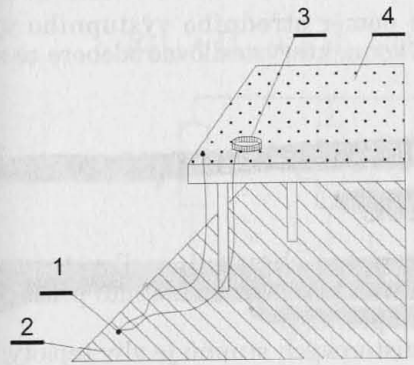
Na pracovištích se používá nábytek a podlahová krytina elektrostaticky vodivá, přičemž jsou všechny předměty připojené do společného referenčního bodu. Doporučuje se větší vlhkost (větší jak 60 %) a užití ionizátorů vzduchu. Na elektroinstalaci jsou kladeny přísné požadavky, pájka nesmí být **transformátorová!**

Kvůli udržení elektrostatického napětí blízkého k nule používají pracovníci elektrovodivý náramek s rezistorovou kombinací 100 kΩ.



Obr. 4.44. Elektrostaticky citlivé součástky – vlevo zkratované vývody kroužkem nebo pružinkou, případně může být použita vodivá pryž, vpravo štítek označující tyto součástky (kombinace černé a žluté barvy)

V praxi platí jedno – teorie je jedna věc, praxe druhá. Větší podniky zabývající se výrobou a osazováním desek plošných spojů (DPS) si mohou dovolit specializované pracoviště pro osazování DPS s elektrostaticky citlivými součástkami, protože objem této práce je dosti velký. Na malých pracovištích, kde se osazují DPS těmito součástkami pouze ve výjimečných případech, se specializované pracoviště budovat určitě nebude. Též je velmi málo pravděpodobné, že by se tyto DPS odvezly osazovat někam jinam na specializované pracoviště. Mohlo by se Vám tedy stát, že mistr příslušné dílny Vám tuto práci nakáže, a při zničení součástek je budete muset nahradit. Jak postupovat v tomto případě? Jako bývalý technolog jsem byl před lety před takový úkol postaven – část zakázky, kvůli přání zákazníka, musela být osazena unipolárními tranzistory.



1 – referenční bod
2 – podlahová krytina
3 – elektrostatický náramek
4 – pracovní stůl s kuprextitovou deskou

Obr. 4.45 Náhradní pracoviště pro práci s elektrostatickými součástkami

Je třeba část místnosti vyhradit pro takovou práci. Do tohoto prostoru smí vstoupit pouze určený proškolený pracovník, na zemi v této části by měla být vodivá podlaha, na stole by měla být kuprextitová deska. Pracovník nesmí na sobě mít oblečení obsahující umělé vlákno – nejlépe má-li na sobě bavlněný plášť a na ruce náramek vodivě spojený

s referenčním bodem v daném prostoru. S tímto bodem musí být spojena jednak vodivá deska na stole – kuprextit a jednak vodivá podlaha. Tento referenční bod se musí spojit s prověřeným hromosvodem. Pozor – nesmíte v tomto případě DPS pájet transformátorovou pájkou.

4.4 Základní parametry zesilovače

Vstupní odpor (R_{vst}) – tvoří zátěž pro předcházející obvod, měl by být pro zesilovače co největší, aby předcházející obvod nebyl zesilovačem zatěžován.

Výstupní odpor ($R_{výst}$) – určuje závislost výstupního napětí na velikosti zátěže, měl by být co nejmenší, aby se výstupní napětí při zatížení neměnilo.

Mezní kmitočet – nejmenší nebo největší kmitočet, na kterém může zesilovač ještě zesilovat.

Šířka přenášeného pásma – je to rozdíl mezi horním a dolním mezním kmitočtem.

Zkreslení signálu – je to odlišnost průběhu výstupního napětí od vstupního napětí.

Rozlišujeme tyto druhy zkreslení:

a) tvarové – výstupní napětí se liší tvarem od vstupního napětí,
b) útlumové – zesílení na sledovaném kmitočtu je jiné než na kmitočtech středních,
c) fázové – mění se fázový posun mezi vstupním a výstupním napětím v závislosti na kmitočtu.

Účinnost zesilovače – je poměr středního výstupního výkonu odebíraného ze zesilovače k výkonu, který zesilovač odebere ze stejnosměrného napájecího zdroje.

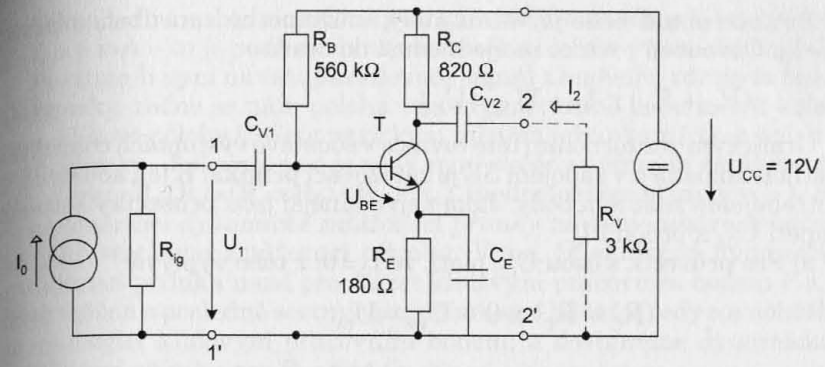
4.5 Nastavení a stabilizace pracovního bodu zesilovače

Má-li tranzistor bezchybně, tj. bez zkreslení, zesilovat a správně spínat, musí mít správně nastaven pracovní bod. Tento pracovní bod je určen velikostí proudu I_C a napětí U_{CE}.

Závažným problémem tranzistorových stupňů je vliv teploty, která má za následek pohyb původně nastaveného klidového pracovního bodu. V dalším se budeme zabývat touto problematikou.

4.5.1 Nastavení pracovního bodu

Nejprve se budeme zabývat klidovým stavem zesilovače (obr. 4.46), kdy na vstupní svorky není připojen budicí zdroj.

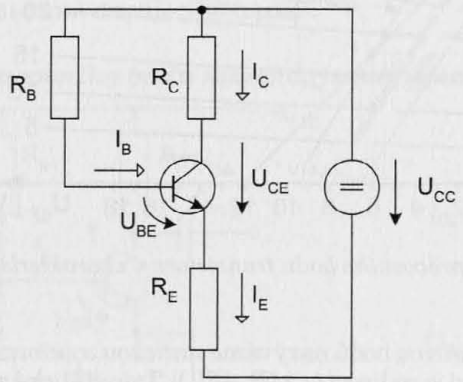


Obr. 4.46 Jednostupňový zesilovač s bipolárním tranzistorem v zapojení SE

Připojením napájecího zdroje U_{CC} začne v obvodu zesilovače procházet stálý stejnosměrný proud a v obvodu naměříme stejnosměrná stálá napětí. Kondenzátory, které „mají" pro stejnosměrný proud nekonečný odpor, znamenají tedy „přerušení" obvodu. Budicí zdroj a vnější zátěž jsou od zesilovače stejnosměrně odděleny kondenzátory C_{V1} a C_{V2} a klidové poměry v obvodu určují výhradně rezistory v kolektoru, emitoru, bázi a napájecí zdroj. Obvod určující nastavení klidového pracovního bodu má tedy tvar – viz obr. 4.47.

Pro kolektorový obvod můžeme podle druhého Kirchhoffova zákona napsat rovnici

$$R_C I_C + U_{CE} + R_E I_E - U_{CC} = 0 \qquad (4.1)$$



Obr. 4.47 Náhradní obvod jednostupňového zesilovače pro stanovení klidového pracovního bodu

Protože proud báze je velmi malý, můžeme ho zanedbat, a proto $I_C = I_E$. Obvodová rovnice se zjednoduší do tvaru

$$(R_C + R_E) \times I_C + U_{CE} = U_{CC} \qquad (4.2)$$

Grafickým znázorněním této rovnice v soustavě výstupních charakteristik tranzistoru v zapojení SE je zatěžovací přímka. K její konstrukci potřebujeme znát dva body. Jako nejvhodnější jsou průsečíky s osami napětí U_{CE} a proudu I_C.

a) Pro průsečík s osou U_{CE} platí, že $I_C = 0$, z toho vyplývá

$$(R_C + R_E) \times 0 + U_{CE} = U_{CC} \qquad (4.3)$$

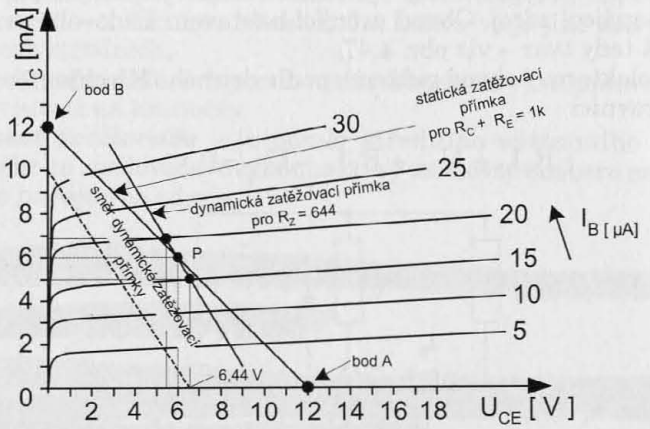
$$U_{CE} = U_{CC} = 12\text{V (bod A)}$$

b) Pro průsečík s osou I_C platí, že $U_{CC} = 0$, z toho vyplývá

$$(R_C + R_E) \times I_C + 0 = U_{CC} \qquad (4.4)$$

$$I_C = U_{CC} / (R_C + R_E) = 12 / (820 + 180) = 12 / 1000 = 12\text{ mA (bod B)}$$

Nyní tyto dva body vyneseme do charakteristiky (obr. 4.48).



Obr. 4.48 Řešení pracovního bodu tranzistoru v charakteristikách v zapojení podle obr. 4.46

Spojnici těchto dvou bodů nazýváme *statickou zatěžovací přímkou* zesilovače. Její směrnicí je vodivost $(-1/(R_C + R_E))$. Tato statická zatěžovací přímka je geometrickým místem možných klidových pracovních bodů zesilovače s danými hodnotami R_E, R_C a U_{CC}. Pro správnou činnost zesilovače se vyžaduje, aby klidový pracovní bod byl umístěn ve středu charakteristik.

Jako ideální z charakteristiky se nám tedy jeví bod, pro který platí, že $I_C = 6$ mA – to je podle zadání náš hledaný klidový pracovní bod P.

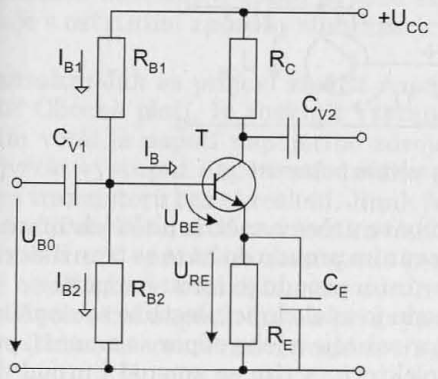
Pustíme-li nyní na vstup zesilovače signál z budícího zdroje ve tvaru sinusovky, začne se nám poloha tohoto pracovního bodu měnit kolem jeho klidové polohy P. Geometrickým místem jeho okamžitých poloh je opět přímka. Její směrnice je však nyní určena účinným zatěžovacím rezistorem R_Z ($R_Z = (R_C \times R_V)/(R_C + R_V)$). Směrnice této přímky je $-1/R_Z$. Tuto směrnici *dynamické zatěžovací přímky* můžeme sestrojit podobně jako statickou zatěžovací přímku. Víme, že skutečná dynamická zatěžovací přímka musí procházet klidovým pracovním bodem P a je rovnoběžná s posledně sestrojenou přímkou. Uděláme tedy rovnoběžku procházející klidovým pracovním bodem, a dostaneme dynamickou zatěžovací přímku pro $R_Z = 644\ \Omega$.

Podmínkou je, aby vstupní budicí signál nebyl příliš velký, aby neposouval pracovní bod do zakřivených okrajových částí charakteristiky, neboť by se tam signál zkresloval.

4.5.2 Stabilizace pracovního bodu

Kolísání polohy klidového pracovního bodu způsobuje nežádoucí změny pracovního režimu obvodu, které v krajním případě mohou vést až ke ztrátě zesilovacích vlastností, nebo na druhé straně, k překročení přípustné kolektorové ztráty a ke zničení tranzistoru. Změnou teploty se posouvá klidový pracovní bod po zatěžovací přímce, a tím se mění kolektorový proud. Proto se pro zajištění stálé polohy pracovního bodu používají tzv. stabilizační obvody. V nich jsou zapojeny odpory tak, aby na nich vzniklé úbytky napětí působily proti změnám proudu a napětí, které jsou způsobeny jednak změnami teploty a jednak stárnutím součástky či kolísáním napájecího napětí.

Stabilizace pracovního bodu můstkovým zapojením



$I_{B2} >> I_{B1}$

$U_{RE} = R_E I_E$

Obr. 4.49 Můstková stabilizace

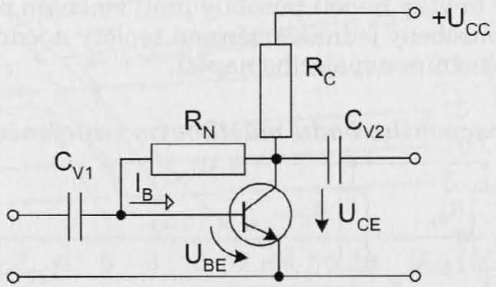
Vnější vlivy působící na tranzistor se odrazí v tom, že ten se více či méně otevírá nebo přivírá, než odpovídá nastavení pracovního bodu. Toho se využívá u tohoto druhu stabilizace.

Děličem napětí složeným z rezistorů R_{B1} a R_{B2} je nastaveno napětí U_{BO} na konstantní hodnotě. Hodnota tohoto napětí se dá zapsat jako součet napětí mezi bází a emitorem (U_{BE}) a úbytkem napětí $R_E \times I_E = U_{RE}$ na emitorovém rezistoru R_E. Zvětší-li se tedy proud tranzistoru, a tedy i úbytek napětí na rezistoru R_E, musí se zmenšit napětí U_{BE} , to vede k přivření tranzistoru a zmenšení proudu báze I_B na původní hodnotu. Naopak, při poklesu proudu se napětí na rezistoru R_E zmenší, tím se zvětší napětí U_{BE}, tranzistor se pootevře a proud se zvětší na původní hodnotu.

Poznámka: Činitel teplotní stabilizace – je to vhodné číselné vyjádření stabilizačního účinku z důvodu, aby bylo možné stabilizační obvody hodnotit a porovnávat.

Bezprostřední příčinou teplotní změny kolektorového proudu I_C je teplotní změna zbytkového proudu kolektorového přechodu. Proto je činitel teplotní stabilizace S definován jako poměr změny klidového kolektorového proudu ΔI_C ke změně zbytkového proudu ΔI_{CBO} pro uvažovaný teplotní interval. Zapojení se společnou bází a emitorem může nabývat hodnot mezi 0 až 1. $S = \Delta I_C / \Delta I_{CB0}$.

Stabilizace pracovního bodu se zpětnovazebním odporem (stabilizace kolektorovým rezistorem)



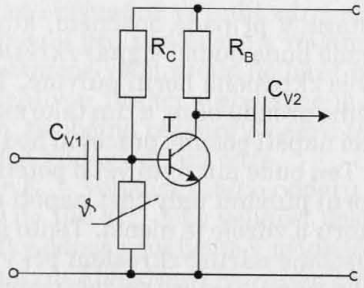
Obr. 4.50 Stabilizace zpětnovazebním odporem

V tomto zapojení je proud báze určen napětím na kolektoru a hodnotou bázového odporu. Zvětšováním proudu do báze se tranzistor otevírá a jeho odpor klesá. Zmenšováním proudu je tomu naopak.

Stabilizace pracovního bodu je následující. Jestliže se například vlivem okolní teploty tranzistor zahřeje a jeho odpor se zmenší, poklesne z toho důvodu napětí na kolektoru, a tím se zmenší i proud do báze,

a to způsobí přivření tranzistoru, zvětšení odporu a návrat do původního stavu. Naopak, jestliže např. stárnutím má odpor tranzistoru tendenci se zvětšovat, zvětšuje se tím i U_{CE}, a v důsledku toho i proud do báze, který tranzistor otevírá a vrací ho zpět k původně nastaveným hodnotám.

Stabilizace pracovního bodu termistorem



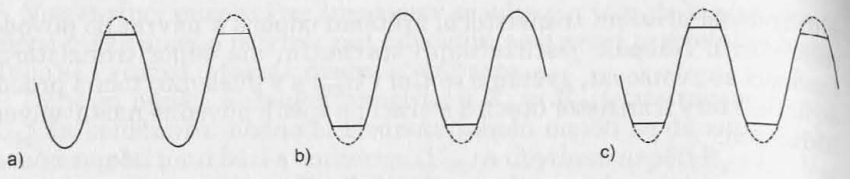
Obr. 4.51 Stabilizační zapojení s termistorem

Obvody, které obsahují nejméně jednu další teplotně závislou součástku (diodu, termistor), zapojenou tak, aby teplotní změny jejich vlastností kompenzovaly v určitém rozmezí teplot teplotní závislost tranzistoru, se nazývají ***kompenzační stabilizační obvody.***

Podstata této stabilizace spočívá v tom, že změna okolní teploty, která způsobuje zvětšování proudu tranzistoru, způsobuje zároveň i to, že se zmenšuje napětí na bázi, a tím dochází k částečné kompenzaci. Nedostatkem této kompenzace je, že se korigují pouze teplotní vlivy okolí. Též návrh kompenzačního obvodu je složitější než návrh obvodu zpětnovazebního, neboť je nutné znát teplotní závislost kompenzační i kompenzační součástky. Proto se tato stabilizace většinou v praxi kombinuje s ostatními způsoby stabilizace.

Poznámka: Jak se projeví změna napájecího napětí na zkreslení průběhu? Obecně platí, že rozkmit výstupního napětí může být tím větší, čím větší je napětí napájecího zdroje. Tento rozkmit chápeme jako největší výstupní napětí střídavého proudu, které získáme na kolektoru tranzistoru bez zkreslení. Jinak řečeno – sinusovka musí být celá, nesmí jí chybět ani část obloučku nad nebo pod osou.

Zvýšíme-li při správném nastavení pracovního bodu dodatečně napájecí napětí, bude tranzistor více otevřen, na kolektoru bude nižší napětí než poloviční napětí zdroje a při zvýšení budicího napětí do báze, může vzniknout nesouměrné zkreslení viz obr. 4.52 b.

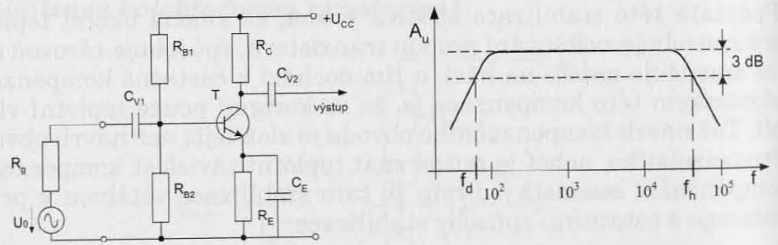


Obr. 4.52 Různé zkreslení průběhu výstupního napětí (viz text)

Horší situace nastane v případě opačném, když snížíme napájecí napětí. V tomto případě bude budicí signál zkreslen opět nesouměrně – viz obr. 4.52 a, kdy je zkreslena horní půlvlna. Tranzistor bude více uzavřen vlivem menšího proudu báze, a tím také menšího proudu kolektoru. Snížené napájecí napětí posune pracovní bod tranzistoru a změní napětí na kolektoru. Ten bude mít nyní větší potenciál, než je poloviční napětí zdroje. Pro horní půlvlnu tedy část napětí chybí, protože rozdíl mezi napětím kolektoru a zdroje je menší. Tento jev nastává u bateriových zařízení a způsobuje nárůst zkreslení při vybíjení baterií.

Při velkém vstupním signálu (který nestačí tranzistor zpracovat) nebo nízkém napájecím napětí vznikne souměrné zkreslení (obr. 4.52 c).

4.6 Jednostupňový střídavý zesilovač



Obr. 4.53 Jednostupňový zesilovač s bipolárním tranzistorem v zapojení SE: a) schéma zapojení, b) frekvenční charakteristika

Nyní si už můžeme s našimi znalostmi rozebrat zapojení tohoto zesilovače. Víme, že rezistory R_{B1}, R_{B2} a R_E slouží k nastavení a stabilizaci pracovního bodu. Rezistor R_C je zátěž a kondenzátory C_V jsou vazební kondenzátory, které zabraňují průchodu stejnosměrného signálu. Úkolem kondenzátoru C_E je potlačit střídavou zpětnou vazbu, která by jinak zmenšovala zesílení. Nyní si vysvětlíme, jak se s hodnotami součástek v zapojení mění vlastnosti zesilovače.

Rezistory R_{B1} a R_{B2} tvoří dělič napětí, proto pro vytvoření správného napětí na bázi záleží především na jejich poměru, méně na jejich skutečné hodnotě. Na skutečných hodnotách však závisí „ tvrdost " děliče. Velké odpory v děliči se používají u takového zapojení napěťového zesilovače, kde potřebujeme, aby procházel malý kolektorový proud I_{CE} a v kolektoru byl velký odpor R_C. V tomto případě velký odpor děliče nezhoršuje takto vzniklý velký vstupní odpor zesilovače. Ten je nutný k tomu, aby nepříznivě nezatěžoval zdroj vstupního signálu. V některých případech při jeho nadměrném zatížení, vzniklým připojením zesilovače, se zhorší jeho funkce natolik, že nejen může způsobit zkreslení, ale dokonce i případně vyřadit zdroj signálu z činnosti.

Menší odpory vyhovují pro zesilovače s větším kolektorovým proudem, zde však potřebujeme větší proud do báze pro nastavení pracovního bodu. Pro spolehlivou funkci stabilizace je potřebné, aby proud procházející děličem, tj. oběma rezistory v sérii (příčný proud), byl asi 5x větší, než je vlastní klidový proud báze.

Kolektorový odpor R_C – velikost tohoto odporu bývá dosti rozdílná, pohybuje se od 1 kΩ do 100 kΩ. Jeho velikost dosti ovlivňuje pracovní bod tranzistoru. Velký odpor použijeme v případě, když má tranzistor pracovat s velmi malým kolektorovým proudem, kvůli dosažení co nejmenšího šumu. Malý odpor R_C použijeme u napěťového zesilovače, kde potřebujeme naopak větší výstupní proud a malý výstupní odpor. Vlivem malého odporu R_C tedy prochází větší kolektorový proud I_{CE} (řádově miliampéry – např. 3 mA).

Rezistor R_E – tento rezistor účinně stabilizuje nastavený pracovní bod. Zmenšuje však dosažitelný rozkmit výstupního napětí. Dále do obvodu zavádí zápornou zpětnou vazbu, a tím zmenšuje zkreslení (ovšem na úkor celkového zesílení střídavého signálu).

Kondenzátor C_E – tento kondenzátor se pro stejnosměrný proud vůbec neuplatňuje, a proto nemá vliv na nastavení klidového pracovního bodu. Pro střídavý proud, který na rezistoru R_E vytvořil úbytek napětí, však působí jako přemostění. Pro nízké frekvence, kdy reaktance kondenzátoru bude větší než odpor R_E, se však toto přemostění neprojeví. Velikost kapacity tohoto kondenzátoru je asi 50 μF.

Vazební kondenzátory C_{V1} a C_{V2} – tak jako u kondenzátoru C_E v emitoru potřebujeme dostatečně velkou kapacitu kvůli přenosu nízkých kmitočtů, tak i u těchto vazebních kondenzátorů musíme vzít v úvahu tyto nízké kmitočty. Potřebná kapacita je u nich však oproti C_E asi o řád menší. Ovlivňuje ji také zatěžovací odpor obvodu, který je přes kondenzátor C_{V2} napojen. Proto vazební kondenzátor C_{V2} na výstupu má větší kapacitu než C_{V1} na vstupu. Obvyklé hodnoty jsou – $C_{V1} = 1$ až 5 μF, $C_{V2} = 20$ až 50 μF. Používají se zde kondenzátory pro vyšší napětí, kvůli malým vyhovujícím rozměrům.

Frekvenční charakteristika na vedlejším obrázku udává, jak se mění zesílení v závislosti na procházející frekvenci. Zeslabení na nízkých kmitočtech je způsobeno tím, že vstupní vazební kapacita spolu s odpory na vstupu tvoří derivační člen, který zeslabuje nízké frekvence. Úbytek

zesílení na vysokých kmitočtech je způsoben parazitními kapacitami mezi elektrodami, tj. zejména kolektorem a emitorem, které pro vysoké kmitočty začnou propouštět část výstupního signálu.

Šířka přenášeného pásma zesilovače je určena tak, že stanovíme body, v nichž zesílení poklesne o 3 dB vůči předchozí vyrovnané hodnotě – a tímto kmitočtem je určen dolní (f_d) či horní (f_h) mezní kmitočet. Jejich rozdíl je šířka přenášeného pásma.

Zesílení je definováno jako poměr změny výstupního napětí vůči změně vstupního napětí, která tuto změnu vyvolala.

$A_u = \Delta U$ výst./ΔU vst. [–]. Při vyjádření v decibelech Au [dB] = 20 log Au.

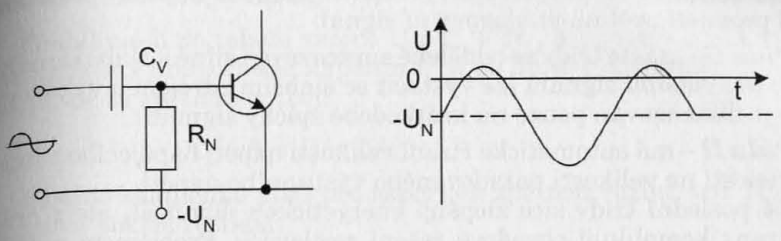
Stejným způsobem je stanoveno i proudové zesílení. Kromě zesílení a šířky přenášeného pásma jsou důležitými hodnotami vstupní i výstupní odpor zesilovače.

4.7 Třídy zesilovačů

Třída A – tyto zesilovače mají klidový pracovní bod nastaven uprostřed výstupních charakteristik. Vyznačují se tím, že proud prochází tranzistorem po celou dobu periody. Úhel otevření $\Psi = 2\pi$, resp. 360°. Tyto zesilovače se používají v předzesilovačích, které zpracovávají malé signály a kde se pracovní bod při vlastní činnosti vyznačuje malými posuvy po zatěžovací přímce. Výhodou této třídy je malé zkreslení, nevýhodou je nízká účinnost (50 %) a to, že obvod odebírá značnou energii ze zdroje, i když žádný signál nezesiluje.

Třída B – zesilovače této třídy mají pracovní bod nastaven prakticky do oblasti zániku kolektorového proudu, tzn. , že buď nemají žádné předpětí na bázi, nebo velmi malé. Tyto zesilovače se používají v koncových výkonových stupních. Rozkmit vstupního signálu je takový, že se pracovní bod pohybuje přes celé pole charakteristik. Proud prochází tranzistorem pouze po dobu jedné periody (úhel otevření $\Psi = \pi$), a proto zesilovač zpracovává pouze jednu půlvlnu vstupního signálu. Abychom mohli zesílit obě půlvlny, konstruují se tyto zesilovače jako tzv. dvojčinné – tzn. jako dva zesilovače, kde každý zesiluje jednu půlvlnu. Z důvodu, že se při své činnosti pracovní bod dostává do oblasti, kde jsou charakteristiky nelineární, vykazuje toto zapojení podstatně větší zkreslení, které lze použitím dvojčinných variant značně zmenšit. Účinnost těchto zesilovačů je velká (asi 75 %) a používají se u výkonových zesilovačů.

Třída C – zesilovač této třídy má pomocí vhodného předpětí tranzistor uzavřen po většinu periody vstupního signálu. Pouze v okamžicích, kdy součet vstupního napětí a záporného předpětí přesáhne nulovou hodnotu, tranzistor se otevře a propustí proudový impulz.



Obr. 4.54 Zesilovač třídy C

Účinnost tohoto zapojení je vysoká (asi 70 %), vysoké je i zkreslení. Zesilovače pracující v této třídě se používají ve vysokofrekvenčních obvodech, kde jako zátěž je rezonanční obvod. Tento obvod představuje velkou impedanci jen pro svou rezonanční frekvenci, pro frekvence vzdalující se od této hodnoty se zmenšuje nejen impedance obvodu, ale tím se zmenšuje i úbytek napětí pro tuto frekvenci. Je-li tranzistor otevřen, zátěží prochází proud. Tato zátěž vykazuje výrazně selektivní účinek, a tím dochází k potlačení jiných frekvencí.

Třída AB – pracovní bod leží v blízkosti zániku kolektorového proudu (v ohybu charakteristiky). Vyznačují se tím, že tranzistorem prochází malý klidový proud. Úhel otevření u této mezilehlé třídy je $\pi < \Psi < 2\pi$.

Poznámka: Mimo tyto základní třídy (A, B, C) existují i třídy speciální, jako např. u výkonových zesilovačů firmy Technics se můžeme setkat s třídou AA. Výstupní zesilovač pracuje ve třídě A, napájen je ze zdroje malého napětí. Tento zdroj je plovoucí a je posouván zesilovačem pracujícím ve třídě B. Tím jsou zachovány dobré přenosové vlastnosti třídy A při vyhovující účinnosti třídy B.

Všechny výše uvedené „klasické" pracovní třídy jsou charakteristické tím, že u nich tranzistor působí jako zdroj proudu; sinusové kolektorové napětí (při nemodulované nosné vlně) je u nich zajišťováno rezonanční zátěží, realizovanou například paralelním obvodem LC. V případě, že bude tranzistor buzen dostatečně silným signálem, přičemž se dostává do saturace, přestává se již chovat jako proudový zdroj a působí jako spínač, který je buď dokonale rozpojen, nebo dokonale spojen; avšak v tom případě lze u něj udržet sinusové výstupní napětí. V takových režimech se vytvoří nové pracovní třídy – D, G, H. Vstupní signál zde tedy pouze tranzistor přepíná mezi vodivým a nevodivým stavem. Tyto obvody představují spíše výkonové konvertory, které jsou označovány názvem *výkonové zesilovače v pulzním provozu.*

Třída D – vstupní napětí zesilovače je impulzově modulováno a dále jsou zpracovávány impulzy zesilovačem třídy C. Tímto je zaručena

vysoká účinnost zesilovače. Na výstupu se zesílené impulzy převedou dolní propustí zpět na analogový nf signál.

Třída G – u této třídy se odděleně zpracovávají silné a slabé signály, takže pro většinu signálů lze vystačit se slabším zdrojem a výkonový zdroj je dimenzován pouze na krátkodobé špičky signálu.

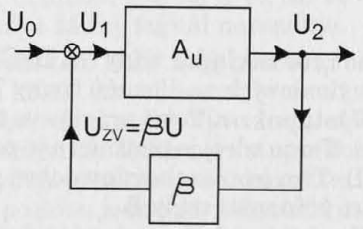
Třída H – má automatické řízení velikosti napětí napájecího zdroje v závislosti na velikosti požadovaného výstupního napětí.

Obě poslední třídy sice zlepšují energetickou účinnost, ale z druhé strany komplikují obvodové řešení zesilovače. Problémem u nich bývá rychlost reakce na rychlé změny, čímž jsou vyvolána přechodová zkreslení.

4.8 Zpětná vazba u zesilovačů

Zesilovač přenáší a současně zesiluje signál ve směru od vstupu k výstupu. V některých případech je potřeba ovlivnit některé parametry zesilovače (např. zesílení, stabilitu atd.) a k tomu nám slouží zpětná vazba. Zpětnou vazbou se nazývá jev, při kterém se část výstupního signálu zesilovače přivádí zpět na vstup, kde se přičítá k budícímu signálu.

Zesilovače, u nichž se uplatňuje zpětná vazba – se nazývají *zesilovače se zpětnou vazbou.*



Obr. 4.55 Blokové schéma zesilovače se zpětnou vazbou

Blokové schéma takového zesilovače má dvě větve:

– ***přímou zesilovací větev*** se zesílením $A_u = U_2 / U_1$, která přenáší signál od vstupu k výstupu,

– ***zpětnovazební větev*** s přenosem $\beta = U_{ZV}/U_2$, která přenáší signál v opačném směru.

Je zřejmé, že zesílení zesilovače bez zpětné vazby je dáno vztahem $A_u = U_2/U_1$. Zavedením zpětné vazby přivedeme z výstupu zesilovače zpět na jeho vstup část výstupního napětí $U_V = \beta U_2$. Činitel zpětné vazby β ($\beta \leq 1$) určuje, jaká část výstupního signálu se zpětnovazební větví přivádí zpět na vstup zesilovače. Pro vstupní napětí potom platí $U_0 = U_1 + \beta U_2$. Zesílení zesilovače se zpětnou vazbou je pak dáno vztahem

$$A'_u = U_2/U_0 \qquad (4.5)$$

Dosadíme-li do tohoto vzorce $U_0 = U_1 + \beta U_2$ a $U_2 = A_u U_1$, pak vydělíme čitatele i jmenovatele napětím U_1 a po úpravě dostaneme tvar pro zesilovač se zpětnou vazbou

$$A'_u = A_u / (1 \pm \beta A_u) \qquad (4.6)$$

Kladné znaménko platí pro zápornou zpětnou vazbu, tzn. $A'_u < A_u$, nastává pokles zesílení.

Tento druh zpětné vazby umožňuje zlepšit řadu vlastností zesilovače – např. zmenšuje zkreslení tvarového časového průběhu signálu, zmenšuje citlivost zesilovače na změnu vlastnosti stárnutí, zvětšuje šířku přenášeného pásma, a tím zlepšuje stabilitu zesilovače.

Záporné znaménko značí kladnou zpětnou vazbu, tzn. $A'_u > A_u$, nastává růst zesílení. Tento druh zpětné vazby zhoršuje vlastnosti zesilovače. Může způsobit jednak jeho rozkmitání, a v případě, že $\beta A_u = 1$ nastává případ, že se zesilovač sám stává zdrojem kmitů – oscilátorem.

Zpětné vazby můžeme rozdělit:

– v případě, že odvozujeme zpětnovazební signál od výstupního napětí nebo proudu; rozlišujeme zpětnou vazbu *napěťovou a proudovou;*

– podle způsobu, jakým přivádíme zpětnovazební signál na vstup zesilovače, rozlišujeme *sériovou zpětnou vazbu* a *paralelní zpětnou vazbu.*

Kromě těchto základních druhů zpětné vazby rozlišujeme ještě:

– *místní zpětnou vazbu* u několikastupňového zesilovače, kdy je tato zpětná vazba zavedena v jednom zesilovacím stupni;

– *celková zpětná vazba* – je-li zpětná vazba v několikastupňovém zesilovači vedena z výstupu posledního zesilovacího stupně na vstup prvního zesilovacího stupně;

– dále můžeme zpětnou vazbu rozdělit na *frekvenčně závislou* a *frekvenčně nezávislou* podle toho, z jakých členů je tento zpětnovazební obvod vytvořen.

Všechny zpětné vazby se do zesilovačů zavádějí proto, aby ovlivnily vlastnosti zesilovače. Vlivem nevhodného umístění členů zesilovače však někdy může vzniknout nežádoucí parazitní zpětná vazba, která může nepříznivě ovlivnit jeho vlastnosti.

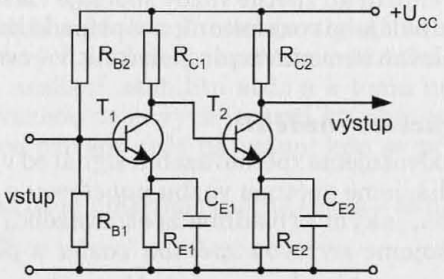
4.9 Vícestupňové zesilovače

V případech, kdy jeden zesilovací stupeň není schopen vytvořit potřebné zesílení, řadíme za sebou dva, případně více zesilovacích stupňů. Výstup jednoho stupně je zároveň vstupem následujícího stupně. Výsledné zesílení celé kaskády je pak dáno součinem zesílení

jednotlivých stupňů ($A_V = A_1 \cdot A_2 \cdot A_3 \cdot \ldots\ldots \cdot A_N$). S tím, jak se signál zesiluje, zvětšuje se i jeho amplituda, a tudíž jednotlivé stupně se liší v nastavení klidového pracovního bodu. U střídavých zesilovačů dochází spojováním více stupňů k zužování propustného pásma. Způsob propojení jednotlivých stupňů mezi sebou se nazývá vazbou. Tato vazba je tvořena vazebními prvky, jejichž úkolem je přizpůsobit výstup zesilovacího stupně s velkým odporem vstupu následujícího zesilovacího stupně s malým odporem. Rozeznáváme vazby:

- odporovou,
- kapacitní,
- transformátorovou.

4.9.1 Odporová (přímá) vazba



Obr. 4.56 Zesilovač s přímou vazbou.

Tento druh vazby se používá u stejnosměrných zesilovačů a dále u střídavých zesilovačů velmi nízkých frekvencí. Výhodou této vazby je přenos signálů ve velmi širokém frekvenčním pásmu. Také výkonové zesílení je u tohoto zapojení větší než u zapojení s kapacitní vazbou, protože zde nevznikají ztráty ve vazebních členech.

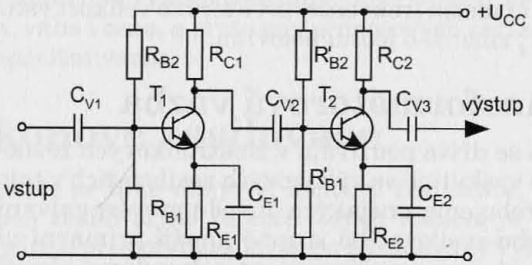
Nevýhodou této vazby je vzájemné ovlivňování pracovních bodů tranzistorů, neboť veškeré rušivé vlivy jako teplota, změny napájecího napětí či stárnutí součástek se promítají z jednoho stupně do druhého a jsou v zásadě nerozlišitelné od zesilovaného signálu. Změní-li se např. změnou teploty stejnosměrné napětí kolektoru tranzistoru T_1, přenese se tato změna na vstup tranzistoru T_2 a tam se zesílí. V případě několikastupňového zesilovače pak dostaneme na výstupu zesilovače velmi zkreslený signál. U zesilovačů s přímou vazbou je proto třeba dostatečně stabilizovat stejnosměrné proudy v emitoru, zejména v prvním zesilovacím stupni. Účinné stabilizace se dosáhne použitím emitorových rezistorů R_E s velkými odpory. Pro potlačení rušivých vlivů se musí proto dále zavádět v zesilovačích různé korekční obvody a kompenzační zpětné vazby. U vícestupňových zesilovačů se k potlačení rušivých vlivů používá celková zpětná vazba.

Další nevýhodou odporové vazby je to, že každý následující stupeň je připojen na vyšší stejnosměrné napětí než předcházející zesilovací stupeň. Proto je u těchto zesilovačů potřebné velké napájecí napětí. Potřebu velkého napájecího napětí lze odstranit tím, že zapojíme střídavě tranzistory typu PNP a NPN. Tímto zapojením se však zhoršuje stabilita zesilovače.

Tyto zesilovače se nejčastěji používají k zesilování malých stejnosměrných signálů a v měřicí technice nebo zesilování signálů s velmi nízkou frekvencí (1 Hz a méně).

4.9.2 Kapacitní vazba (vazba s RC členy)

Používá se ve střídavých zesilovačích, kde zabraňuje průchodu stejnosměrného signálu. Nedovoluje tedy, aby se změny v nastavení pracovních bodů přenášely z jednoho stupně do druhého, a tím vlastně potlačuje všechny chyby, které vyvolávají vnější okolnosti měnícího se pracovního bodu (stárnutí součástky, teplota). Při použití této vazby nastává menší zesílení v porovnání s transformátorovou vazbou. Pro svou jednoduchost, malé rozměry a výhodný průběh útlumové charakteristiky se tento druh vazby používá v zesilovačích napětí nejčastěji.



Obr. 4.57 Zesilovač s kapacitní vazbou

V zesilovačích s kapacitní vazbou je pracovní bod nastaven děličem R_{B1}, R_{B2} a rezistory R_E stabilizují pracovní bod. Kondenzátory C_E zkratují střídavou složku emitorového proudu. Vazební kondenzátory C_V nejsou určeny k přizpůsobování vstupů a výstupů jednotlivých zesilovacích stupňů, ale pouze oddělují stejnosměrné napětí výstupního obvodu prvního zesilovacího stupně od vstupního obvodu druhého zesilovacího stupně.

Vstupním signálem se řídí kolektorový proud prvního tranzistoru T_1. Na rezistoru R_{C1} vzniká úbytek střídavého napětí. Tímto úbytkem střídavého napětí se přes vazební kondenzátor C_{V2} řídí vstup druhého tranzistoru T_2.

Na přenos zesilovaného signálu mají kromě kapacity vazebního kondenzátoru vliv i jiné kapacity v obvodu. Jsou to kapacity spojů, výstupní

kapacita prvního zesilovacího stupně a vstupní kapacita druhého zesilovacího stupně. Tyto tři kapacity nahrazujeme jednou výslednou kapacitou C_g, zapojenou mezi výstupní svorky zesilovacího stupně. Vazební kondenzátor C_V představuje pro střední a vysoké frekvence zesilovaného frekvenčního pásma malou reaktanci. Vazební kondenzátor omezuje přenos nízkých frekvencí, protože při nižších frekvencích se zvětšuje kapacitní reaktance. Při nižších frekvencích vznikne na kondenzátoru C_V větší úbytek napětí, takže se výstupní napětí zmenší. Kapacita C_g představuje pro nízké a střední frekvence zesilovaného signálu velkou kapacitní reaktanci, takže v této frekvenční oblasti nemá kapacita C_g vliv. Při vysokých frekvencích zesilovaného signálu má kapacita C_g malou kapacitní reaktanci, tím způsobuje zmenšení výstupního napětí a omezuje tak přenos vysokých frekvencí.

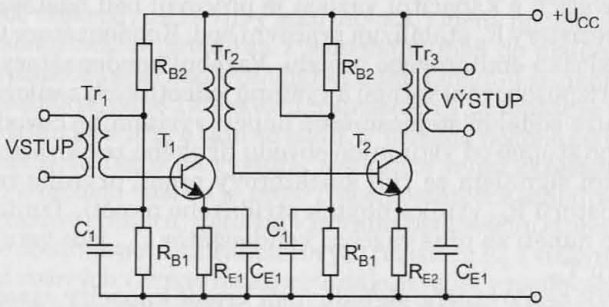
Horní mezní frekvence je dána především mezní frekvencí použitého tranzistoru, dolní mezní frekvence je určena kapacitou použitého vazebního kondenzátoru. Chceme-li zlepšit přenos signálů v oblasti nízkých frekvencí, musíme použít vazební kondenzátor C_V s poměrně velkou kapacitou. Kapacita vazebního kondenzátoru se určí ze vztahu

$$C_V = 1/(2f_d(R_{vst} + R_{výst})) \qquad (4.7)$$

kde f_d je dolní mezní frekvence, při které se velikost vstupního proudu tranzistoru T_2 zmenší o jednu polovinu.

4.9.3 Transformátorová vazba

Tato vazba se dříve používala v elektronkových zesilovačích, v současné době se vyskytuje ve výkonových zesilovačích v takových zapojeních, kde potřebujeme z nějakých důvodů provést galvanické oddělení. Výstup jednoho zesilovacího stupně napájí primární vinutí a vstup následujícího stupně se připojuje ne sekundární vinutí. Tato vazba zabraňuje průchodu stejnosměrného zesilovaného signálu a umožňuje přizpůsobení vstupních a výstupních impedancí.



Obr. 4.58 Zesilovač s transformátorovou vazbou

Pracovní body tranzistorů jsou nastaveny děličem napětí R_1 a R_2. Rezistory děliče jsou přemostěny kondenzátory s poměrně velkou kapacitou (stejně jako emitorové stabilizační rezistory R_E). Vazební transformátor TR_2 přizpůsobuje vstup následujícího stupně výstupu předcházejícího stupně. Signál zesílený tranzistorem T_1 (jeho střídavá složka) se transformuje do výstupního vinutí vazebního transformátoru TR_2, odkud se přivede na vstup tranzistoru T_2, který ho dále zesílí. Převod vazebních transformátorů bývá 1 : 3, počet závitů by však neměl být větší než 12 000. Pokud se převod transformátoru zvětší větším počtem závitů výstupního vinutí, zvětší se vlastní kapacita výstupního vinutí a také rozptylová indukčnost. Pro vyšší frekvence by vlastní kapacita působila jako svod a rozptylová indukčnost jako nežádoucí sériový indukční odpor. Tím by se zesílení v oblasti vysokých frekvencí podstatně zmenšilo.

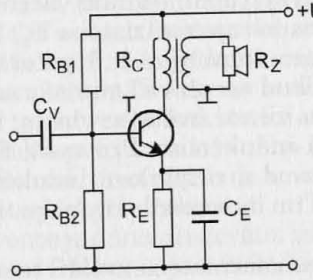
Pokud by se převod transformátoru zvětšil menším počtem závitů vstupního vinutí, zhoršil by se přenos signálů při nízkých frekvencích. Pro nízké frekvence znamená malý počet závitů malý indukční odpor, a tedy malý úbytek napětí.

Výhodou této vazby je to, že zabraňuje průchodu stejnosměrného signálu, umožňuje transformaci zesilovanému signálu, způsobuje přizpůsobení vstupních a výstupních impedancí. Jejich nevýhodou jsou velké rozměry, váha i cena, a proto se v přenosových zařízeních používá především kapacitní vazba.

4.10 Výkonové zesilovače

Tyto zesilovače se také nazývají koncové zesilovače, protože tvoří poslední stupeň zesilovacího řetězce. Jejich úkolem je zesílit signál přiváděný ze zdroje přes předzesilovač na požadovaný výkon do zátěže. Zátěž je tvořena obyčejně reproduktorovou soupravou. Ta může být ke koncovému výkonovému stupni připojena buď pomocí výstupních transformátorů, nebo (a to dnes častěji) přímo bez výstupního transformátoru. Jako koncový zesilovač se nejčastěji používá buď jednočinný, nebo dvojčinný koncový stupeň.

4.10.1 Jednočinný koncový zesilovací stupeň (Výkonové zesilovače s transformátorem – třída A)



Obr. 4.59 Jednočinný koncový zesilovací stupeň

Velikost kolektorového rezistoru stanovíme z rovnice

$$R_C = R_P + p^2 R_Z \qquad (4.8)$$

kde – R_Z je celkový zatěžovací odpor,
– R_P je ztrátový odpor rezonančního obvodu naprázdno,
– p je převod.

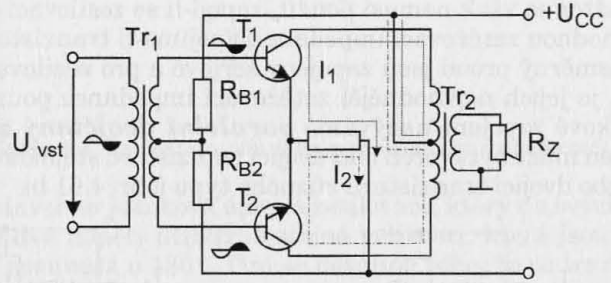
Tyto zesilovače se používají pro menší výkony, zejména v přenosových tranzistorových přijímačích. Tranzistor se budí signálem z předzesilovače, zesilovač je v zapojení se společným emitorem (SE) a má zátěž připojenou na výstup koncového zesilovače pomocí transformátoru, který přizpůsobuje impedanci zátěže nejvhodnější zatěžovací impedanci výkonového zesilovače. Čili výstup transformátoru přizpůsobuje malou impedanci reproduktoru (4–8 Ω) k optimální zatěžovací impedanci koncového stupně (ta bývá až několik set ohmů).

Pracovní bod se nastavuje děličem R_{B1}, R_{B2} a stabilizuje se emitorovým rezistorem R_E. Převod transformátoru bývá 5:1 až 10:1. Klidový pracovní bod je nastaven tak, že téměř leží na hyperbole maximální výkonové ztráty tranzistoru a zatěžovací přímka je tečnou této křivky.

Výhodou tohoto zesilovače je jeho jednoduché zapojení a malé nelineární zkreslení výstupního signálu. Nevýhodou je malá účinnost (asi 45 %), poměrně velký klidový proud a nutnost použít k dosažení velkých výkonů výkonnější tranzistory. Výstupní výkon je omezen dovoleným ztrátovým výkonem P_C.

4.10.2 Dvojčinný koncový zesilovací stupeň (Výkonový zesilovač s transformátorem – třída B)

Dvojčinný koncový zesilovací stupeň obsahuje dvojici zesilovacích členů zapojených tak, aby se jejich výkony sčítaly. Tento koncový stupeň má oproti předešlému koncovému stupni větší účinnost a menší nelineární zkreslení.



Obr. 4.60 Dvojčinný koncový zesilovací stupeň s transformátorem

Úkolem prvního transformátoru Tr_1 je vytvořit na svých vývodech dvě napětí vzájemně vůči sobě fázově posunutá o 180°. Jestliže je na horním konci sekundárního vinutí transformátoru kladný potenciál a na spodním konci záporný potenciál – otevírá se tranzistor T_1 a tranzistor T_2 je uzavřen. Při opačné půlvlně je tomu naopak – na spodním konci vinutí je kladný potenciál a na horním konci záporný potenciál. V tomto případě je otevřen tranzistor T_2 a tranzistor T_1 je uzavřen. Výstupní signál se vytváří následujícím způsobem:

– vede-li tranzistor T_1 teče obvodem proud I_1 ze zdroje U_{CC} do středu primárního vinutí transformátoru Tr_2, dále přes horní polovinu primárního vinutí a otevřeným tranzistorem T_1 na zem. Směru tohoto proudu odpovídá i magnetizace jádra;

– naopak při opačné půlvlně, tzn. při otevřeném tranzistoru T_2 teče proud I_2 ze zdroje U_{CC} spodní polovinou primárního vinutí Tr_2 a otevřeným tranzistorem T_2 na zem. Tím zmagnetuje jádro v opačném směru.

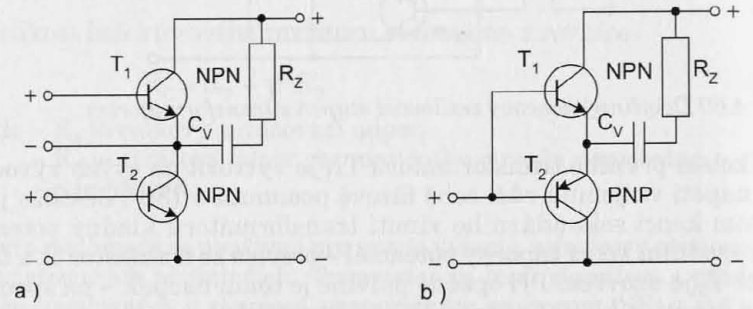
Na sekundárním vinutí Tr_2 pak dostáváme napětí, které je složením obou těchto průběhů a odpovídá tvarem vstupnímu napětí, ale dosahuje větší amplitudy, kterou lze dále upravit vhodnou volbou převodu transformátoru Tr_2. V každé půlvlně budicího signálu pracuje tedy jeden tranzistor, tj. každý tranzistor zesiluje pouze jednu půlvlnu budicího signálu.

Dělič napětí R_{B1}, R_{B2} nastavuje na bázích takové napětí, aby došlo k otevření tranzistoru okamžitě při průchodu vstupního napětí nulou.

Kompenzuje se tu vliv prahového napětí báze–emitor. Pokud by tomu tak nebylo, objevilo by se na výstupním signálu značné zkreslení vyššími harmonickými složkami. Účinnost tohoto zesilovače je 75 %.

4.10.3 Výkonové zesilovače bez transformátoru

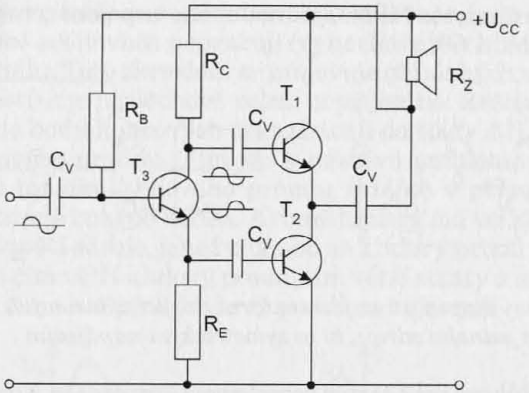
Výstupní transformátor je největší a nejtěžší součástka dvojčinného koncového zesilovacího stupně u předcházejících zesilovačů. Výstupní transformátor se však nemusí použít, zapojí-li se zesilovací členy tak, že tvoří vhodnou zatěžovací impedanci. Spojíme-li tranzistory tak, že pro stejnosměrný proud jsou zapojeny sériově a pro zesilovaný signál paralelně, je jejich nejvhodnější zatěžovací impedance pouze několik ohmů. Takové zapojení nazýváme ***paralelní dvojčinný zesilovací stupeň***. Ten může být tvořen buď dvojicí tranzistorů stejného typu (obr. 4.61 a), nebo dvojicí tranzistorů různého typu (obr. 4.61 b).



Obr. 4.61 Základní zapojení výkonových zesilovačů bez transformátoru: a) s dvojicí tranzistorů stejného typu, b) s dvojicí tranzistorů různého typu

Nevýhodou je, že paralelní dvojčinný zesilovací stupeň vyžaduje dvakrát větší napětí než zesilovač v zapojení s výstupním transformátorem. Tranzistory jsou v tomto zapojení značně namáhány velkým proudem.

Použije-li se dvojice tranzistorů stejného typu (obr. 4.61 a), musí se tranzistory T_1 a T_2 budit podobně jako u dvojčinného koncového zesilovacího stupně s výstupním transformátorem, tj. budicí signály se musí fázově posunout o 180 °. Nechceme-li ke změně budicích signálů použít vstupní transformátor, používá se tzv. invertor.



Obr. 4.62 Základní zapojení dvojčinného zesilovače bez transformátoru

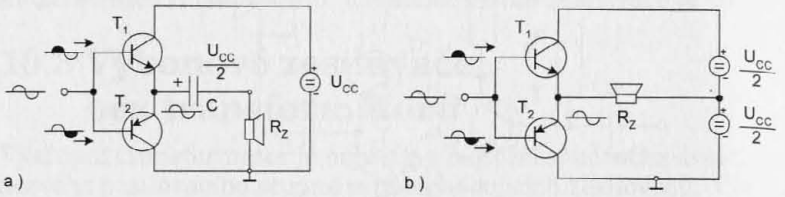
Fázový invertor je taková úprava zesilovače, který na svých vstupech poskytuje dvě napětí přibližně stejné velikosti, které jsou navzájem vůči sobě posunutá o 180 °. Tím se dosáhne toho, že se tranzistory T_1 a T_2 budí v protifázi.

Výhodnější je však zapojení z dvojicí tranzistorů různého typu (obr. 4.61 b). Taková dvojice tranzistorů se nazývá ***komplementární dvojice.*** Výhodou tohoto zapojení je, že se na jejich vstup přivádí pouze jeden signál.

4.10.4 Zesilovač s komplementární dvojicí tranzistorů

Nevýhodou zesilovačů pracujících ve třídě A je to, že v době, kdy zesilovač nezesiluje žádný signál, prochází jím trvale velký klidový proud. Tranzistor se může tímto velkým proudem dále značně zahřívat. Nejen tedy, že spotřebuje velké množství energie, ale dále bychom potřebovali na jeho chlazení neúměrně velký chladič. Abychom zbytečně neplýtvali energií, nesmí tedy tranzistorem procházet trvale velký klidový proud a dále je potřeba dosáhnout toho, aby tranzistorem procházel proud jen při procházejícím signálu. Oba tyto požadavky lze obtížně realizovat pouze jedním tranzistorem. K tomu se potřebují dva výkonové tranzistory zapojené v jednom stupni, kdy každý zpracovává jednu půlvlnu budicího střídavého signálu. Dále k tomu využijeme tu skutečnost, že tranzistor vodivosti NPN se otevře v době, kdy na jeho bázi přivedeme kladné napětí, zatímco tranzistor vodivosti PNP potřebuje k otevření záporné napětí. Z toho vyplývá, že kladná půlvlna se může uplatnit pouze na bázi tranzistoru NPN, a přitom na tranzistor PNP nemá žádný vliv. Naproti tomu záporná půlvlna otevře PNP tranzistor, ale

nemá vliv na tranzistor NPN. Zjednodušené zapojení této dvojice tranzistorů je na obr. 4.63.



Obr. 4.63 Koncový stupeň s komplementární dvojicí výkonových tranzistorů: a) s napájením z jednoho zdroje, b) se symetrickým napájením

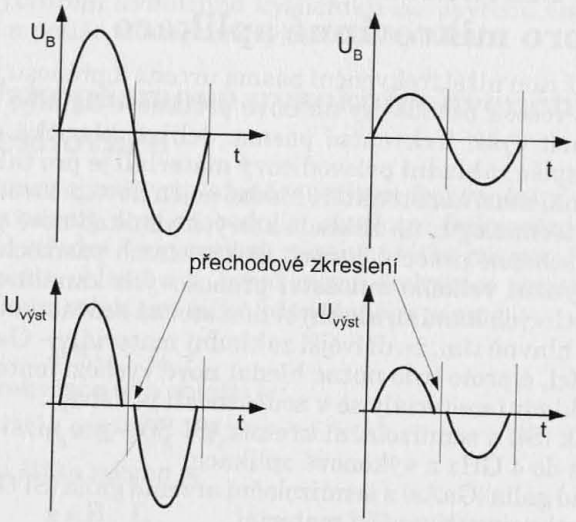
Říká se jí doplňková nebo častěji komplementární dvojice. Komplementární dvojicí tranzistorů se tedy rozumí dva tranzistory – jeden struktury NPN a druhý PNP s prakticky stejnými parametry.

Přivedeme-li na spojené báze sinusový signál, každý tranzistor zesiluje „svou" půlvlnu. Proud prochází střídavě jedním a pak druhým tranzistorem. Mezi oběma tranzistory, v místě, kde jsou spojeny, vzniká zesílené střídavé napětí. V případě obr. 4.63 a je to mezi emitory obou tranzistorů. To je místo, odkud budeme odebírat výkon, kterým budeme napájet reproduktor. Tento reproduktor však nelze zapojit přímo, protože by způsoboval zkrat pro tranzistor T_2 a úplně by znemožnil činnost prvního tranzistoru. Proto musí být reproduktor oddělen, aby jím stejnosměrný proud nemohl projít. Někdy se říká, že musí být galvanicky oddělen. K tomuto účelu nám slouží kondenzátor, který musí mít velkou kapacitu (přibližně 1 000 µF, takže bude elektrolytický).

Připojíme-li k této dvojici napájecí napětí, pak oběma tranzistory prochází klidový proud, který je velmi malý. Tento proud se zvětšuje teprve s přiváděným vstupním signálem, tj. v případě, když se zvyšuje napětí na bázích. Oběma tranzistory pak prochází stejný proud, takže napětí zdroje se rozdělí rovným dílem mezi oba tranzistory. V tom případě je ve společném bodě poloviční napětí zdroje $U_{CC}/2$.

Používá se i druhého způsobu, který má tu výhodu, že nepotřebuje oddělovací kondenzátor. Na obr. 4.63 b je reproduktor připojen jedním vývodem do společného bodu tranzistorů, kde jak víme, je poloviční napětí zdroje. Aby reproduktorem neprocházel stejnosměrný proud, musí být jeho druhý vývod připojen ke stejnému potenciálu, tedy rovněž k poloviničnímu napětí zdroje. Jen za těchto podmínek bude procházet cívkou reproduktoru pouze střídavý proud, který požadujeme. Vyřešíme to pomocí dvou samostatných zdrojů o poloviničním napětí. Je to určitá komplikace, kterou splácíme úsporu elektrolytického kondenzátoru. Získáme však lepší přenos nízkých kmitočtů.

Významným problémem u koncového zesilovače je přechodové zkreslení. Výkonové zesilovače nepracují (vynechávají) v oblasti kolem nuly budicího signálu. Toto zkreslení se projevuje při slabých signálech (nebo malé hlasitosti) a je poslechově velmi nepříjemné. Řešením je nastavení pracovního bodu koncových tranzistorů do třídy AB, tj. zavedením malého klidového proudu. Tím však nastává problém udržet velikost nastaveného malého klidového proudu zvláště v případě, že teplota koncového stupně značně kolísá. Kromě teploty má velký vliv i velikost napájecího napětí zdroje, jehož změnou se klidový proud výrazně mění. Platí také, že čím větší klidový proud, tím větší ztráty a menší účinnost. Proto se snažíme nastavit klidový proud co nejmenší.



Obr. 4.64 Průběh vstupního a výstupního signálu koncového stupně pracujícího bez klidového proudu: a) s velkou amplitudou, b) s malou amplitudou

4.11 Vysokofrekvenční a mikrovlnné zesilovače

V anglických odborných terminologiích, které se začínají čím dál více používat i u nás, se pásma frekvencí do 300 MHz nazývají „vysokofrekvenční", nebo také „rádiová" a jsou označována symboly HF (High Frequency) nebo RF (Radio Frequency). Pásma nad 300 MHz jsou označována jako „mikrovlnná". Tyto dále rozdělujeme na pásma decimetrových vln (300 MHz až 3 GHz), pásma centimetrových vln (3 GHz až 30 GHz) a pásma milimetrových vln (30 až 300 GHz).

Vysokofrekvenční zesilovače patří k nejčastěji používaným obvodům ve vysokofrekvenční a mikrovlnné technice. Tyto zesilovače mají obvykle výraznou kmitočtovou selektivitu, neboť jsou většinou určeny jen pro zesilování signálů v určitém kmitočtovém pásmu. Podle šířky přenášeného pásma je rozdělujeme na *úzkopásmové* a *širokopásmové*. Hranice tohoto dělení není přesně definovaná, avšak nejčastěji se používá dělení podle hodnoty poměru šířky pásma B (pro pokles o 3dB) ku střednímu kmitočtu f_s. Pro úzkopásmové zesilovače platí $B < 0{,}1\ f_s$, pro širokopásmové $B > 0{,}1\ f_s$.

4.11.1. Polovodičové materiály pro mikrovlnné aplikace

Poněvadž jsou nižší frekvenční pásma určená k přenosu již obsazena a současně rostou požadavky na nové přenosové kanály, musí se pro přenos použít vyšší frekvenční pásma. Jelikož klasická součástková základna (spíše základní polovodičový materiál) je pro takovou oblast nepoužitelná, musí konstruktéři hledat nejen nové polovodičové materiály, ale i technologie, na základě kterých vznikají nové polovodičové součástky schopné práce v daných frekvenčních pásmech. Zde je sice možnost využití velkého množství přenosových kanálů o dostatečné šířce jednotlivých kanálů, ale chybí dostatečná součástková základna. Je to dáno hlavně tím, že dřívější základní materiály – Ge a Si jsou již nevyhovující, a proto bylo nutné hledat nové výchozí materiály.

Jako základní materiály se v současnosti používají:

- křemík (Si) a semiizolační křemík (SI Si) – pro nižší mikrovlnná pásma do 4 GHz a výkonové aplikace,
- arzenid galia (GaAs) a semiizolační arzenid galia (SI GaAs) – v současnosti nejpoužívanější materiál,
- fosfor india (InP) – nově používaný materiál pro pásma mm vln.

Nyní si blíže popišme nejvíce používaný materiál pro mm vlny GaAs. K jeho výhodám patří:

– téměř 6x větší pohyblivost elektronů než u Si a téměř 2x vyšší maximální driftová rychlost se projevuje – kratší průletovou dobou polovodičem, možností pracovat na vyšších kmitočtech, na stejném kmitočtu může mít prvek z GaAs větší rozměry, a tím může zpracovat větší výkony, geometricky stejné prvky z GaAS a Si mají poměr mezních kmitočtů 4 :1, nižší hodnota sériového odporu a lepší šumové vlastnosti aktivních prvků z GaAs;

– intrinsický nebo dotací vhodnými prvky (Cr) lze připravit SI GaAs s měrným odporem o čtyři až šest řádů větším než u SISi, srovnatelným s odporem jakostních dielektrik (korundová keramika). To má za výhody – výborné izolační vlastnosti, malý útlum vedení a nízké ztráty v obvodech;

– větší šířka zakázaného pásma GaAs (1,43 eV) než Si (1,12 eV) umožňuje – práce při vyšších teplotách, práce s vyššími zpracovanými výkony, možnost společné integrace s optoelektronickými prvky (polovodičové lasery, LED) a nové optoelektronické integrované obvody (OEIO);

– možnost vytváření velmi tenkých heterostruktur (AlGaAs, GaInAs, GaInPAs apod.) a s tím spojený vznik nových součástek (např. tranzistorů HEMT, HBT apod.);

– stabilnost parametrů GaAs a SI GaAs v procesu technologického zpracování.

Kromě výhod GaAs jsou tu však i nevýhody – drahý základní materiál (gálium), drahá a složitá technologie (nelze použít technologii Si), obtížnost vytváření kvalitního kysličníku na povrchu GaAs, špatný odvod tepla a potíže s integrací výkonových prvků.

4.11.2 Úzkopásmové vysokofrekvenční zesilovače

Zesilují pouze signály rozložené v určitém frekvenčním pásmu. Pro šířku tohoto pásma není rozhodující absolutní frekvenční oblast, ale její poměr ke střední frekvenci, tj. relativní šířka pásma. Je-li f_d dolní mezní frekvence oblasti a f_h horní mezní frekvence oblasti, ve které chceme zesilovat, platí pro šířku přenášeného pásma:

$$B = f_h - f_d \tag{4.9}$$

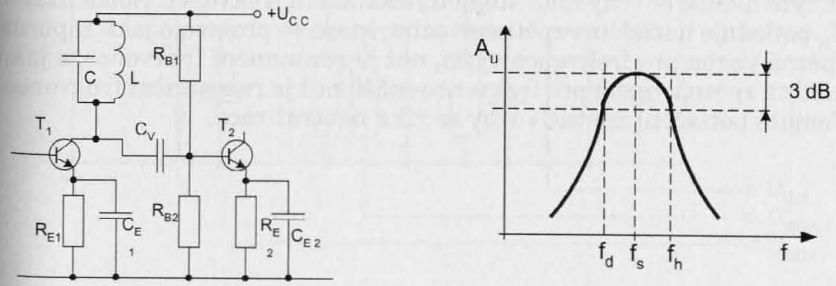
Střední frekvence této oblasti je:

$$f_S = 1/\,2(f_h - f_d) \tag{4.10}$$

a relativní šířka pásma je:

$$x = B\,/\,f_S \tag{4.11}$$

Tyto zesilovače mají místo odporů jako zátěže v kolektorovém obvodu zapojen rezonanční obvod LC, jehož rezonanční frekvence je naladěna na střed přenášeného pásma ($f_r = f_S$). Proto se tyto zesilovače nazývají laděné nebo selektivní.

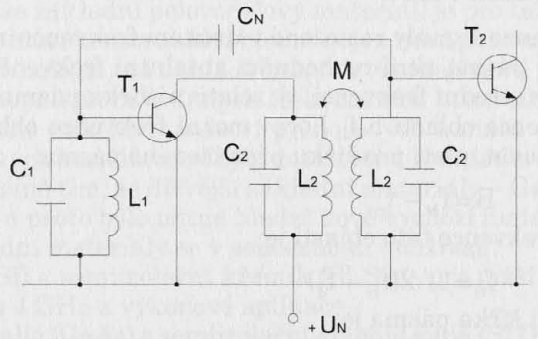


Obr. 4.65 Vysokofrekvenční zesilovač s jednoduchým laděným obvodem

Na obr. 4.65 a je vysokofrekvenční zesilovač s jednoduchým laděným obvodem. Zesílení tohoto zesilovače je maximální při rezonanční frekvenci paralelního laděného obvodu. Toto zesílení se zmenšuje se změnou frekvence zesilovaného signálu. Činitel jakosti Q laděného obvodu se zmenšuje vlivem výstupního odporu tranzistoru T_1 a vstupního odporu tranzistoru T_2 a také vlivem odporu kombinace rezistorů R_{B1} a R_{B2}.

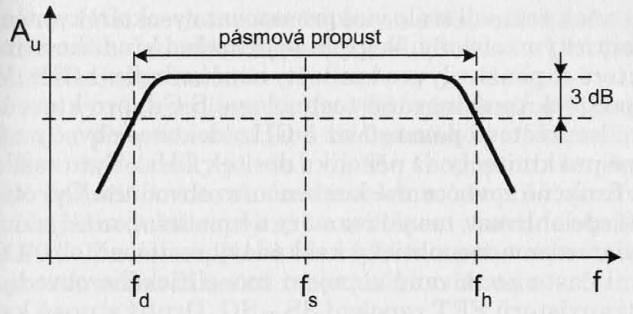
Ideální průběh frekvenční charakteristiky by byl obdélníkový. Zesilovačem by neprocházely signály nenáležící zesilovanému pásmu. Ve skutečnosti však průběh frekvenční charakteristiky není obdélníkový (obr. 4.65 b). Zvětšováním činitele jakosti Q laděného obvodu se zmenšuje šířka pásma. Při malé velikosti činitele jakosti Q je nevhodný činitel tvarového zkreslení.

Výhodnější průběhy frekvenční charakteristiky se dosáhnou, jestliže se místo jednoduchého laděného obvodu použijí dva vázané laděné obvody a signál se odebírá z druhého obvodu (obr. 4.66). Místo vázaných laděných obvodů se mnohdy používají různé pásmové propusti.



Obr. 4.66 Vysokofrekvenční zesilovač s vázanými laděnými obvody

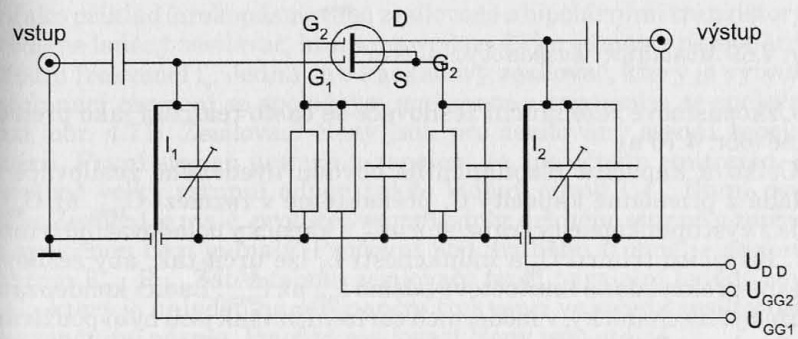
Při kritické vazbě mezi laděnými obvody je průběh frekvenční charakteristiky kolem rezonanční frekvence poměrně plochý a charakteristika má po obou stranách strmý pád (obr. 4.67). Předpokladem je také to, že tyto laděné obvody mají stejnou rezonanční frekvenci. Kondenzátor C_N potlačuje nežádoucí zpětnou vazbu, která se projevuje jako záporná zpětná vazba pro frekvence vyšší, než je rezonanční frekvence, a jako kladná zpětná vazba pro frekvence nižší, než je rezonanční frekvence. Tomuto potlačení zpětné vazby se říká neutralizace.



Obr. 4.67 Frekvenční charakteristika u vf. zesilovače s vázanými rezonančními obvody

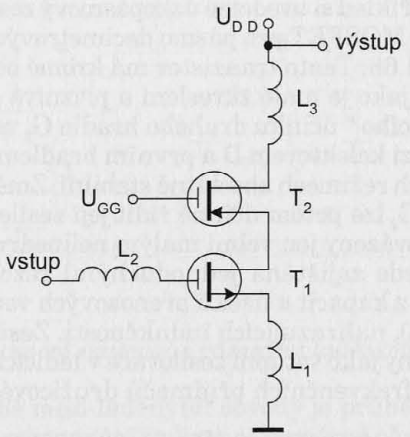
Tato zapojení, využívající paralelní rezonanční obvod LC, vznikla jako přímá analogie starších zapojení vf zesilovačů s vakuovými elektronkami. V dnešní době se často setkáváme se zesilovači s unipolárními tranzistory. Jako příklad si uvedeme úzkopásmový zesilovač s dvojhradlovým tranzistorem MOSFET pro pásmo decimetrových vln (300 MHz až 3 GHz) – viz obr. 4.68. Tento tranzistor má kromě obvyklých předností tranzistorů FET (jako je malé zkreslení a příznivé šumové vlastnosti) také vlivem „ stínícího " účinku druhého hradla G_2 velmi slabou vnitřní zpětnou vazbu mezi kolektorem D a prvním hradlem G_1, takže je téměř ve všech pracovních režimech absolutně stabilní. Změnou stejnosměrného napětí hradla G_2 lze potom účinně řídit její zesílení, přičemž změny zesílení jsou doprovázeny jen velmi malým nelineárním zkreslením.

Selektivita je zde zajištěna jednoduchými rezonančními obvody, které jsou složené z kapacit a úseků přenosových vedení l_1, l_2 s výstupy nakrátko ($l << \lambda/4$), nahrazujících indukčnosti. Zesilovače tohoto typu jsou často využívány jako vstupní zesilovače v ladicích dílech televizních přijímačů, u mezifrekvenčních přijímačů družicové televize apod.



Obr. 4.68 Úzkopásmový zesilovač s dvojhradlovým tranzistorem MOSFET

I zde se však začínají stále více prosazovat vysokofrekvenční zesilovače s monolitickými obvody. Nejprve se jednalo o křemíkové monolitické obvody, které se používaly pro kmitočty nepřesahující 1 GHz. V současné době se používá kombinovaná technologie SiGe, pro kterou jsou jako optimální kmitočtová pásma 1 až 5 GHz (dokonce obvody z GaAs jsou použitelné pro kmitočty až několika desítek GHz). Tyto zesilovače jsou většinou funkčně rovnocenné konvenčním obvodům. Oproti nim však mají větší spolehlivost, menší rozměry a hmotnost, nižší cenu atd. Jako příklad si uvedeme monolitický kaskádový zesilovač (obr. 4.69). Jedná se o velmi často používané zapojení monolitického obvodu. V tomto případě tranzistorů FET zapojení SS – SG. Druhý stupeň kaskády má velké napěťové zesílení, dobrou stabilitu a malý vstupní odpor. První stupeň má malé napěťové zesílení A_u, neboť je zatížen malým vstupním odporem stupně druhého, a díky tomu má rovněž dobrou stabilitu. Má však současně velké výkonové zesílení, takže se šum druhého stupně téměř neuplatňuje. V souhrnu má kaskáda velké výkonové zesílení, malý šum a dobrou stabilitu.



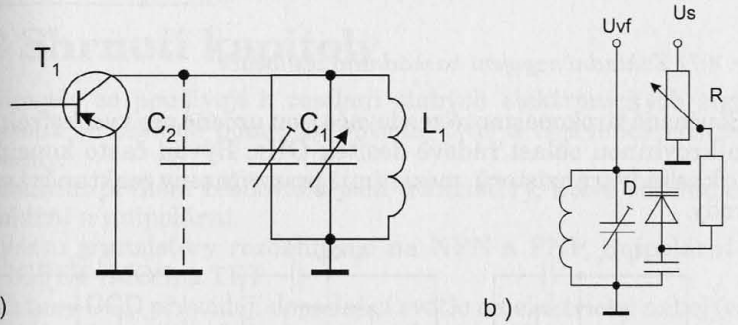
Obr. 4.69 Monolitický kaskádový zesilovač

Úzkopásmové rezonanční zesilovače se často realizují jako přeladitelné (obr. 4.70 a).

Celková kapacita rezonančního obvodu uvedeného zesilovače se skládá z proměnné kapacity C_1 přeladitelné v rozmezí C_{1min} až C_{1max}, dále z výstupní kapacity tranzistoru C_c a kapacity doladovacího trimru C_0 . Kapacitu trimru C_0 a indukčnosti L_1 lze určit tak, aby zesilovač přesně překryl dané kmitočtové pásmo f_{min} až f_{max} . Ladicí kondenzátor může být mechanický, v moderních zařízeních však jsou nyní používány diody s kapacitou řízenou ss napětím, tj. varikapy. Ty mají v porovnání s mechanickými ladicími kondenzátory několik předností, zejména

menší rozměry, větší mechanickou odolnost, větší spolehlivost, možnost snadného dálkového ovládání kapacity a slučitelnost s perspektivními soustavami číslicového ladění.

Z druhé strany však mají varikapy větší závislost na teplotě, menší činitel jakosti a při přebuzení jsou náchylné ke vzniku nelineárních zkreslení. Tyto nedostatky je však možné vhodným řešením příslušných obvodů potlačit, takže se v zařízeních může plně využívat jejich předností. Nejjednodušší zapojení s varikapem v rezonančním obvodu je na obr. 4.70 b . Ladicí napětí se zde získává z potenciometru R, který může být prostorově vzdálen od rezonančního obvodu.

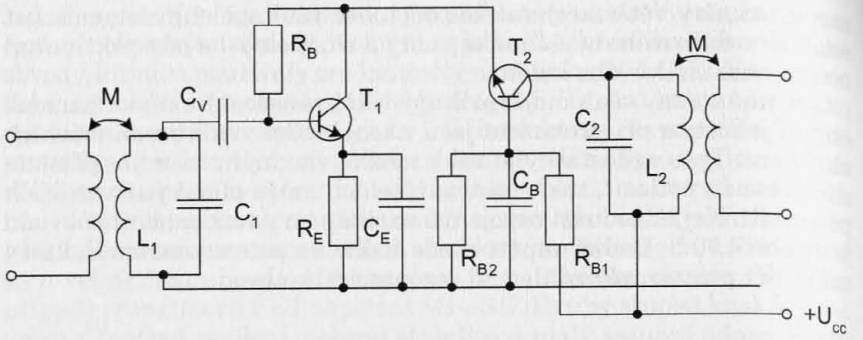


Obr. 4.70 a) přeladitelný úzkopásmový vysokofrekvenční zesilovač
b) jednoduchý rezonanční obvod s varikapem

4.11.3 Širokopásmové vysokofrekvenční zesilovače

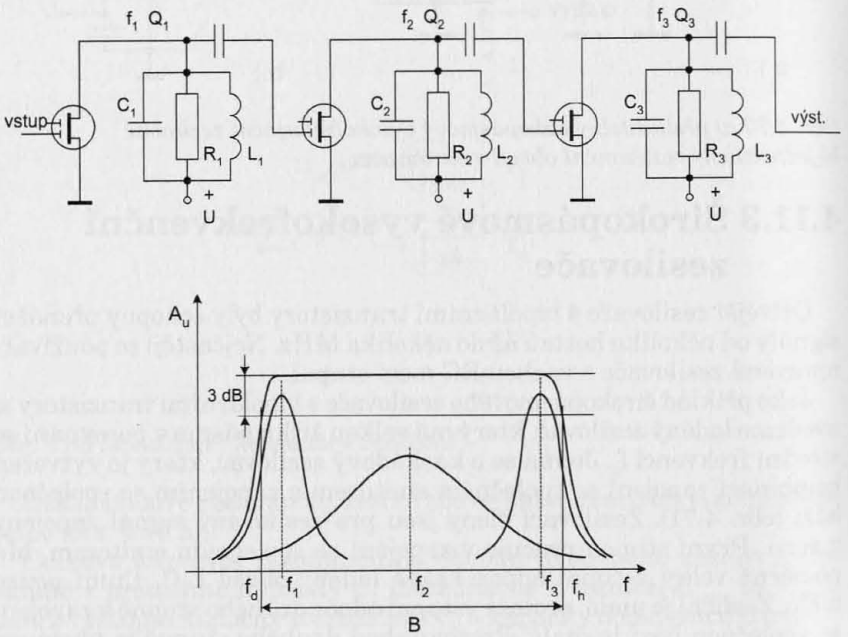
Dřívější zesilovače s bipolárními tranzistory byly schopny přenášet signály od několika hertzů až do několika MHz. Nejčastěji se používaly upravené zesilovače s vazbou RC mezi stupni.

Jako příklad širokopásmového zesilovače s bipolárními tranzistory si uvedeme laděný zesilovač, který má velkou šířku pásma v porovnání se střední frekvencí f_s. Jedná se o kaskádový zesilovač, který je vytvořen kombinací zapojení se společným emitorem a zapojením se společnou bází (obr. 4.71). Zesilovací členy jsou pro zesilovaný signál zapojeny v sérii. První stupeň pracuje v zapojení se společným emitorem. Má poměrně velký vstupní odpor, takže laděný obvod L_1C_1 tlumí pouze málo. Zesílení je malé, protože vstupní odpor druhého stupně v zapojení se společnou bází je malý. Pracovní bod druhého stupně je nastaven děličem R_{B1}, R_{B2}. Zátěž tohoto zesilovače tvoří paralelní laděný obvod L_2C_2, který je naladěn na rezonanční frekvenci ve středu zesilovaného frekvenčního pásma. Použité zesilovací členy jsou stejné.



Obr. 4.71 Základní zapojení kaskádního zesilovače

Současné širokopásmové zesilovače jsou určené pro vysokofrekvenční a mikrovlnnou oblast řádově desítek GHz. Bývají často koncipovány jako kaskády tranzistorů, mezi nimiž jsou zařazeny reaktanční vazební obvody.



Obr. 4.72 a) Rozloženě laděný širokopásmový zesilovač,
b) amplitudová kmitočtová charakteristika širokopásmového zesilovače

Jedno z nejpoužívanějších zapojení je na obr. 4.72. Aktivními prvky jsou zde vysokofrekvenční dvojhradlové tranzistory MOSFET. Zátěž tranzistorů je tvořena jednoduchými rezonančními obvody LC, které mají rozdílné činitele jakosti Q_1, Q_2, Q_3 a rozdílné rezonanční kmitočty f_1, f_2, f_3, a proto se toto zapojení označuje jako rozloženě laděný zesilovač.

Tyto zesilovače se používají jako mezifrekvenční zesilovače běžných televizních přijímačů, jako první mezifrekvenční zesilovače přijímačů družicové televize, jako předzesilovače širokopásmových osciloskopů, čítačů a dalších elektronických měřících přístrojů.

4.12 Shrnutí kapitoly

Zesilovače se používají k zesílení slabých elektronických signálů, přičemž se zesiluje pouze amplituda, tvar a frekvence zůstávají nezměněny.

Základním prvkem zesilovačů jsou tranzistory, které rozdělujeme na bipolární a unipolární.

Bipolární tranzistory rozdělujeme na NPN a PNP, unipolární na JFET, IGFET (MOS) a TFT.

Struktury CCD převádějí dopadající světlo na elektrický náboj (velikost proudu), který je pak přenesen na okraj struktury, tam je pomocí diody převeden na velikost napětí. To je zesíleno v zesilovači, převedeno do digitální podoby a přivedeno do procesoru daného zařízení, kde ze sousedních buněk je pak vypočítán vlastní pixel a tato informace je uložena do paměti.

Zpětná vazba u zesilovačů slouží ke zlepšení vlastností zesilovače. Může být kladná nebo záporná.

Výkonové zesilovače zesilují signál přiváděný ze zdroje na požadovaný výkon do zátěže, která je tvořena obyčejně reproduktorovou soupravou.

U komplementární dvojice tranzistorů se využívá té skutečnosti, že tranzistor NPN se otevře v době, kdy na jeho bázi přivedeme kladné napětí, zatímco tranzistor PNP potřebuje k otevření záporné napětí.

Vysokofrekvenční zesilovače mají obvykle výraznou kmitočtovou selektivitu, neboť jsou většinou určeny jen pro zesilování signálů v určitém kmitočtovém pásmu.