

Užitá elektronika

Mgr. Martin Čada, Ph.D.

- Ústav fyziky a biofyziky, PřF JU
- E-mail: mcada@prf.jcu.cz
- Tel.: 266052418

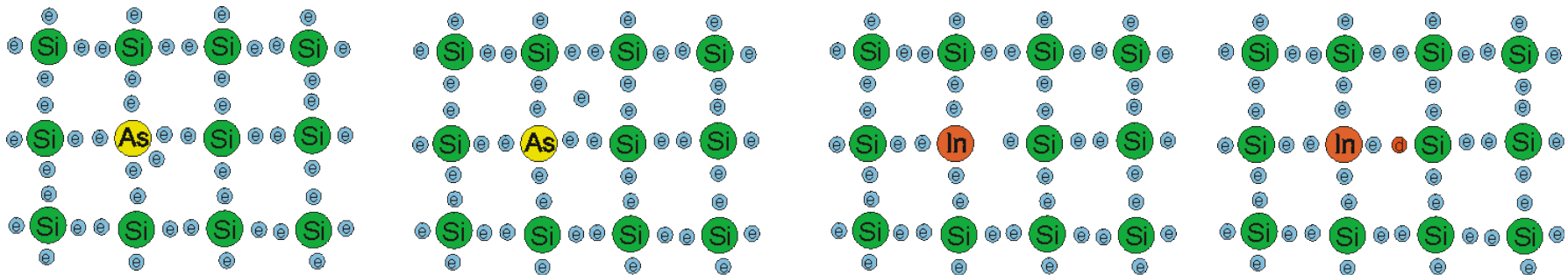
Vysokofrekvenční zesilovače

Klasifikace zesilovačů RF výkonu

- Budeme se soustředovat na RF výkonové zesilovače.
- Lineární širokopásmové: třída A, AB, B (většinou v dvojčinném zapojení (push-pull)).
- Úzkopásmové zesilovače s velkou účinností: třída C, D, E, F – jsou to rezonanční zesilovače.
- Používají se:
 - bipolární tranzistory (stará metoda)
 - výkonové tranzistory MOSFET (moderní metoda)
- Pro nižší frekvence do 100 kHz se používají IGBT tranzistory.
- Pro mikrovlnná pásma se stále častěji používají GaAs tranzistory MESFET.

Bipolární tranzistory

- Zesilují RF signály od nejnižších kmitočtů do několika GHz při výstupním výkonu několik mW až do stovek W.
- Pracují hlavně s minoritními nosiči – injekce minoritních nosičů do tenké báze.
- Je založen na principu injekce a extrakce nosičů náboje, přičemž vedení proudu v bipolárním tranzistoru se uskutečňuje oběma typy nosičů (proto bipolární), tj. elektrony i dírami.

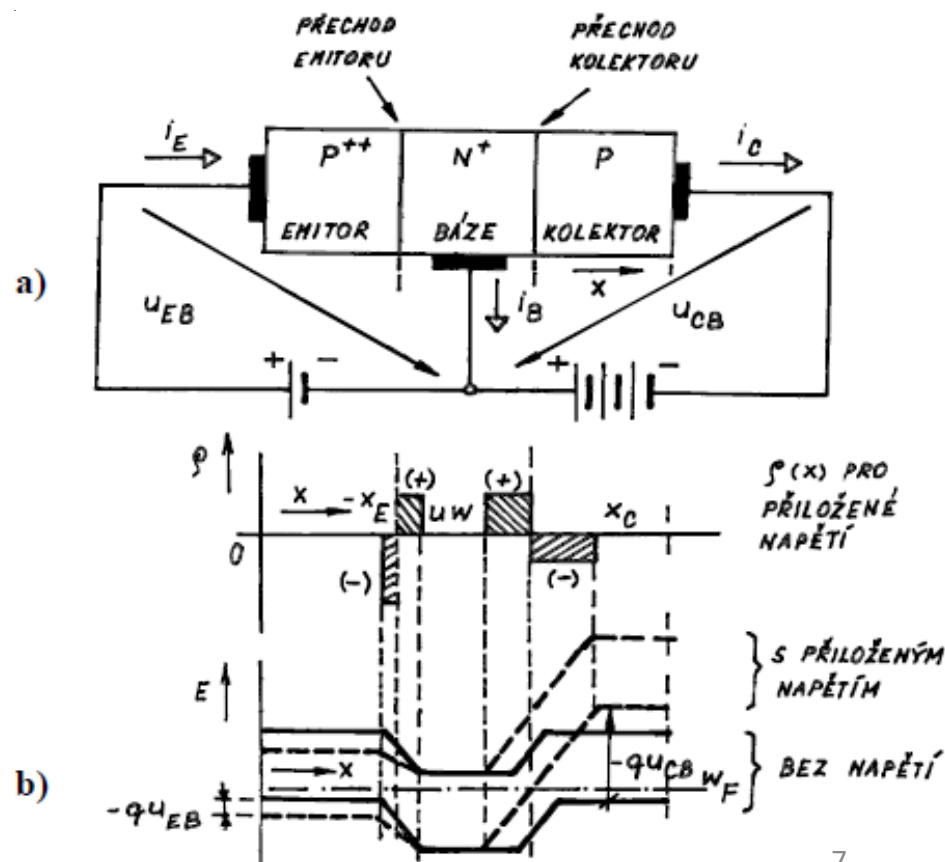
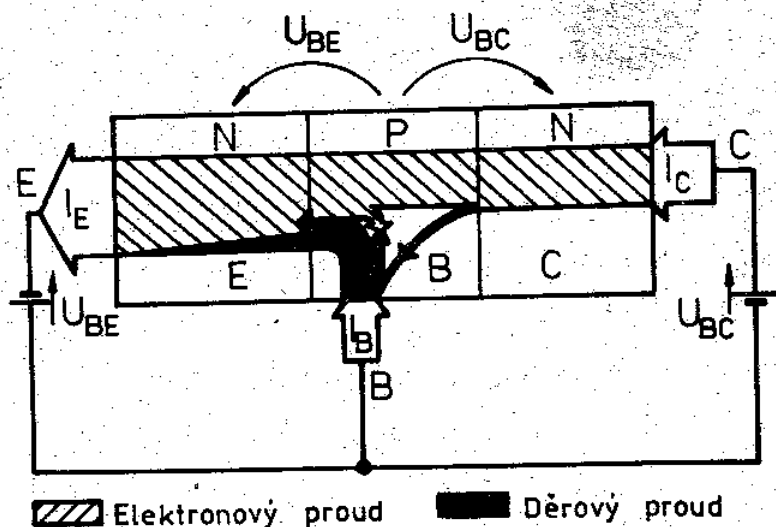


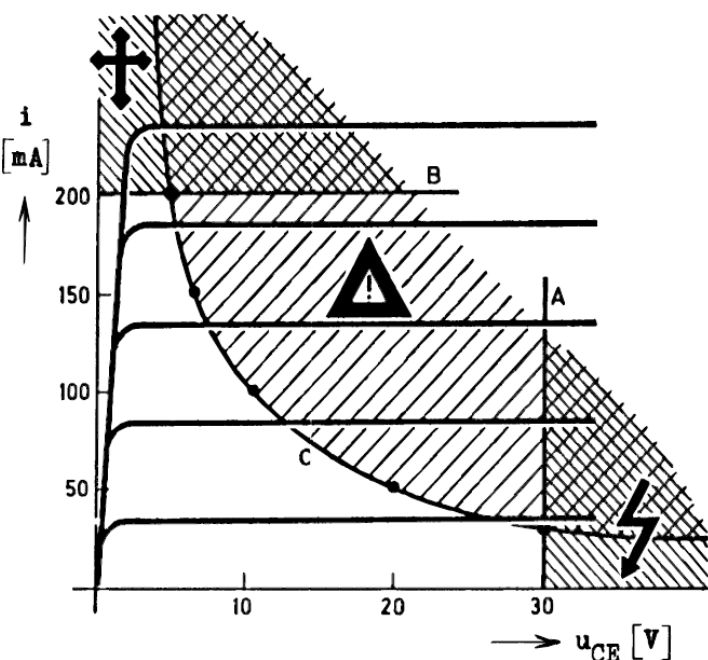
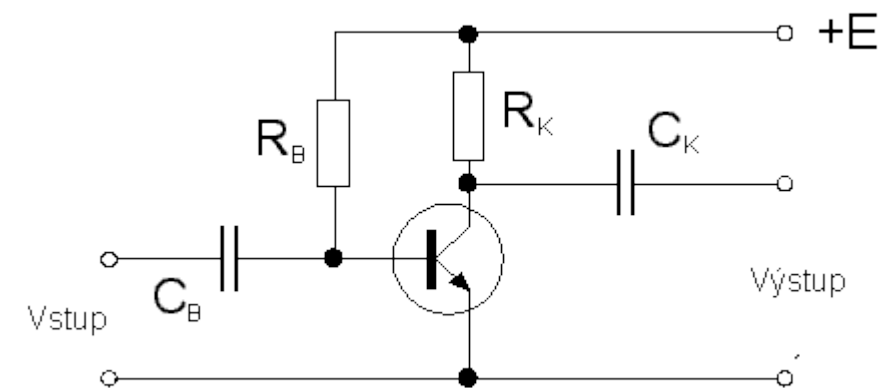
- Atomy arsenu se stanou nepohyblivými kladnými ionty.
- Indium má jen tři valenční elektrony, ale velmi snadno naváže ještě jeden další elektron (který se ocitnul ve vodivostním pásu při generaci páru elektron - díra).
- Z atomu india stane nepohyblivý záporný iont₅

Bipolární tranzistory

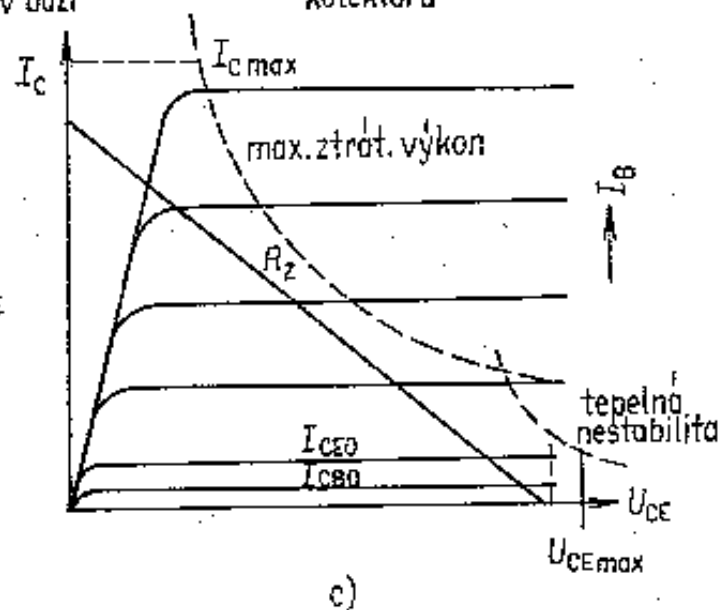
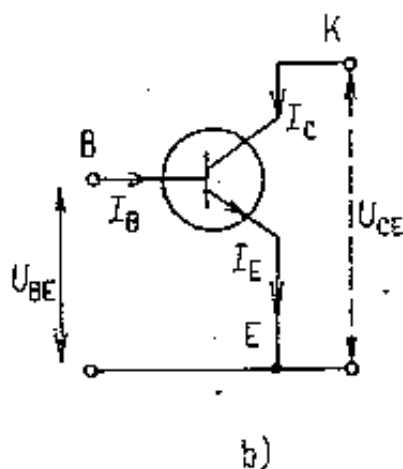
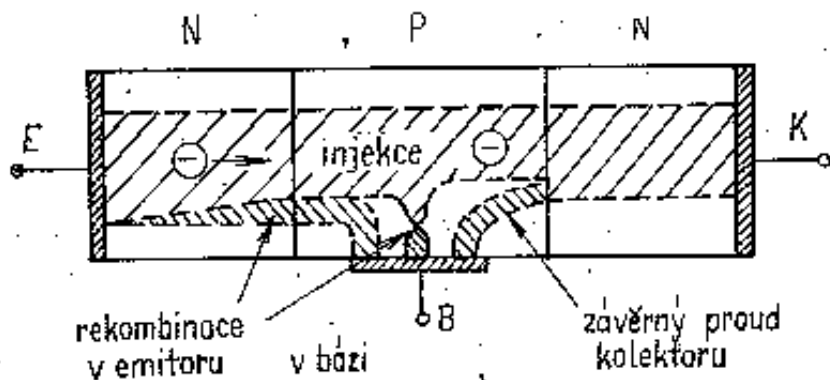
- Z jiného pohledu: v emitoru a kolektoru vedou proud majoritními nosiči náboje, ale v bázi vedou proud minoritními nosiči náboje.
- Je nutné je obvodově tepelně stabilizovat – stabilizace pracovního bodu.
- Mají malý vstupní odpor, jsou tedy řízeny proudem do báze.
- Je možné je zapojovat paralelně ve výkonových prvcích, ale je třeba kompenzovat „hot spotting“ efekt.

Funkce bipolárního tranzistoru





Obr. 5.30 Omezení pracovní oblasti tranzistoru v zapojení SE s vyznačením maximálních veličin ($U_{CEmax} = 30 \text{ V}$, $I_{max} = 200 \text{ mA}$ a $P_{Cmax} = 1 \text{ W}$); v provozu nesmí pracovní bod překročit čáry A a B, hyperbolu maximální kolektorové ztráty smí překročit jen ve spínacím režimu



Obr. 201. Schéma činnosti bipolárního tranzistoru

Čtveřice charakteristik pro zapojení SE je:

1. Výstupní charakteristika naprázdno:

$$i_C = f(u_{CE}), i_B = \text{konst.}$$

2. Vstupní charakteristika nakrátko:

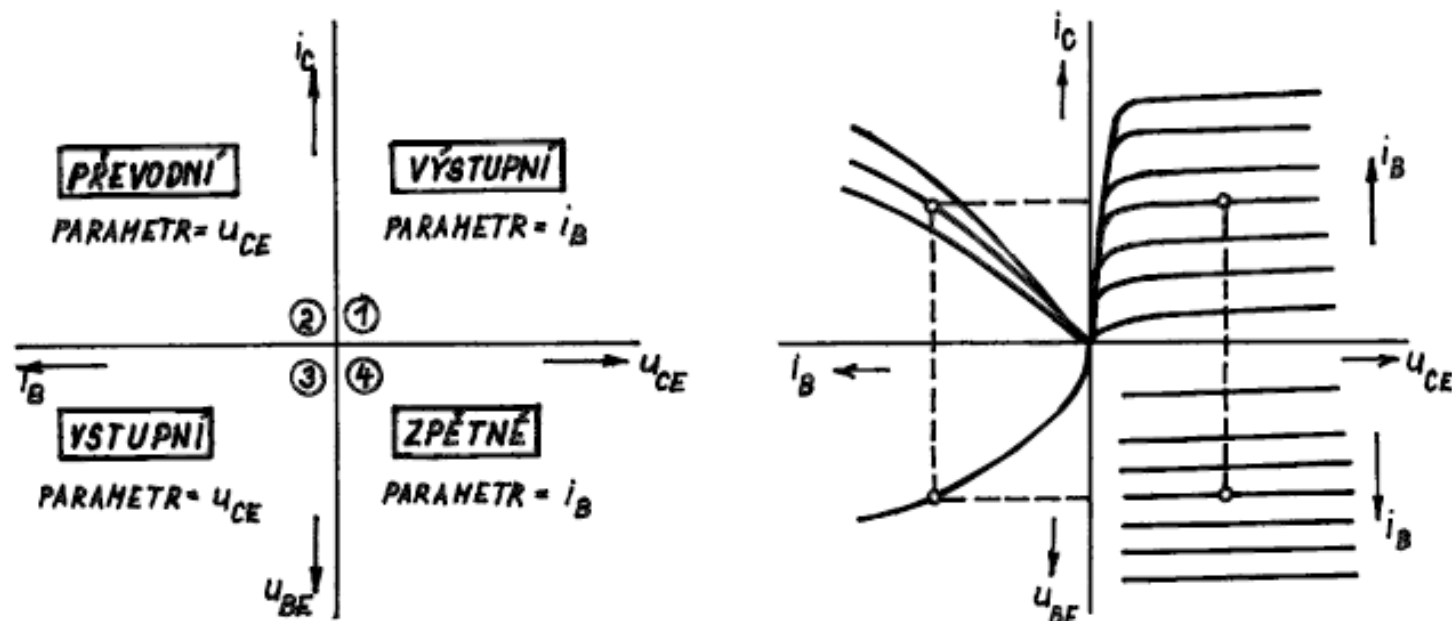
$$i_B = f(u_{BE}), u_{CE} = \text{konst.}$$

3. Proudová převodní charakteristika nakrátko:

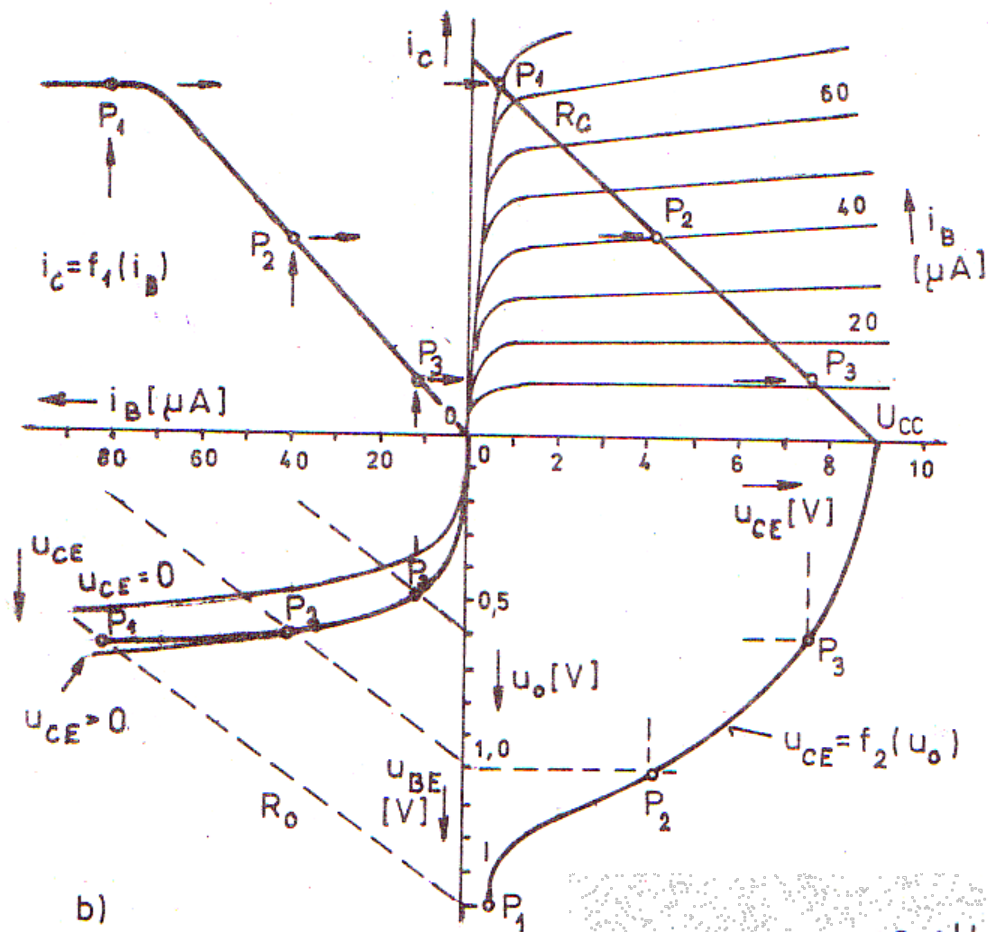
$$i_C = f(i_B), u_{CE} = \text{konst.}$$

4. Zpětná napěťová převodní charakteristika naprázdno:

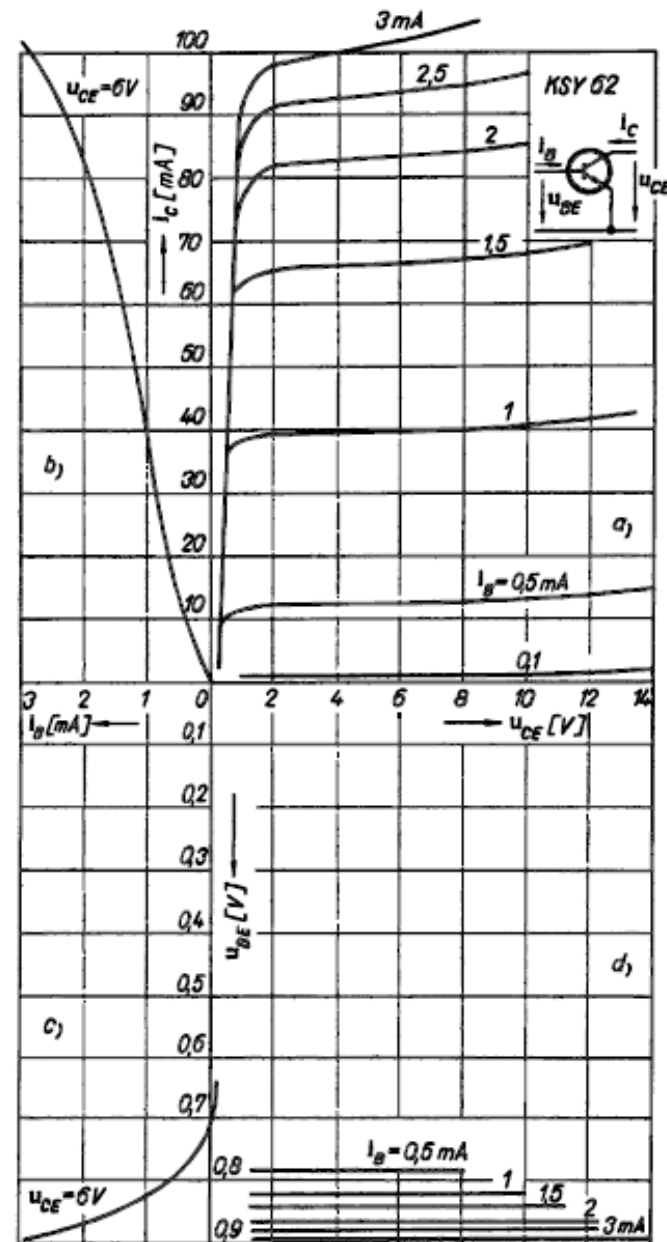
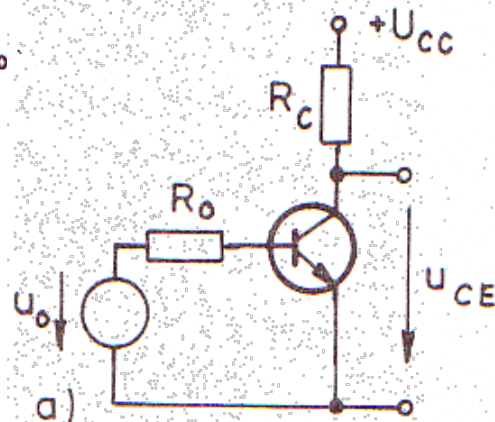
$$u_{BE} = f(u_{CE}), i_B = \text{konst.}$$



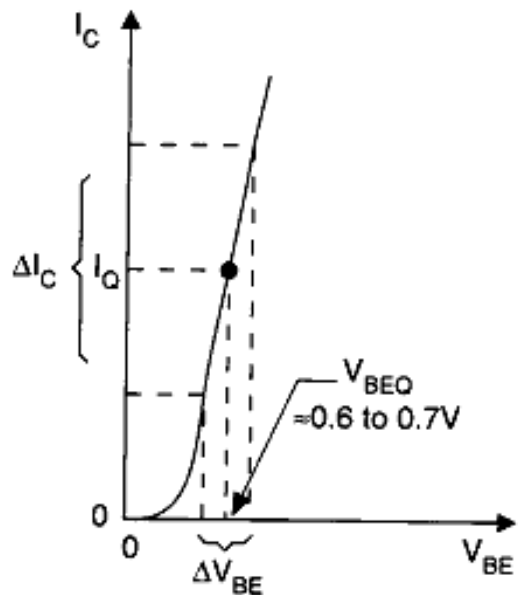
Obr. 5.20 Soustava charakteristik bipolárního tranzistoru (NPN) v zapojení SE: pojmenování charakteristik (vlevo) a obvyklý tvar (vpravo)



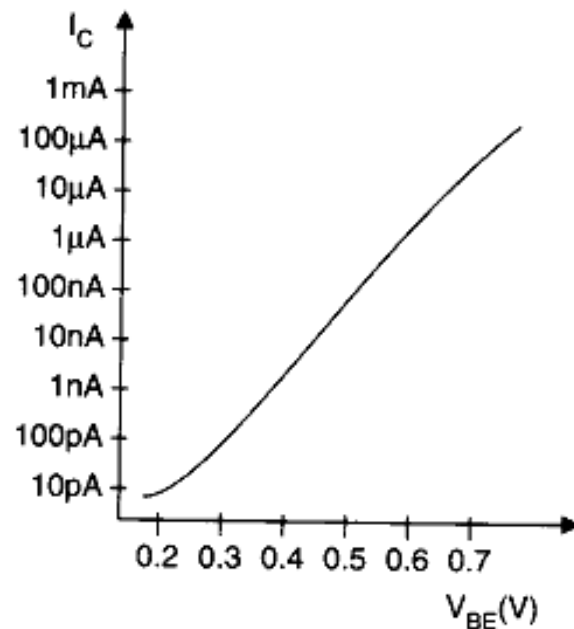
Obr. 4.9 b



Obr. 5.23 Soustava změřených stejnosměrných charakteristik (křemíkový tranzistor NPN, zapojení SE)



(a)



(b)

Závislost kolektorového proudu na napětí BE a) lineární měřítko I_C b) logaritmické měřítko I_C

$$I_C = I_{ES}(e^{(q/kT)V_{BE}} - 1) \quad kT/q = V_T$$

$$I_C = I_{ES}e^{V_{BE}/V_T} \quad \text{for } V_{BE} > 100 \text{ mV}$$

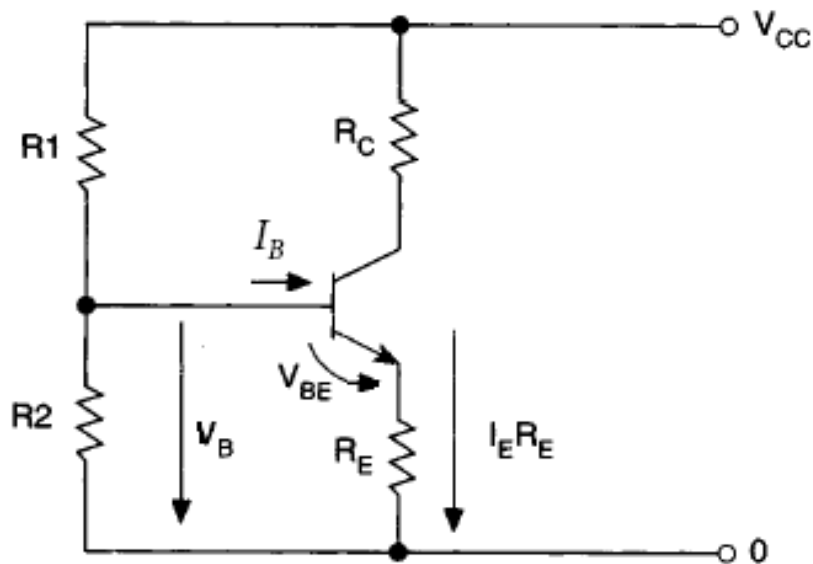


FIGURE 24.27 A transistor biasing circuit.

$$V_B \approx \frac{V_{CC} R_2}{R_1 + R_2} \quad I_B \text{ je menší než proud tekoucí } R_2$$

$$V_{BE} = V_B - I_E R_E$$

$$I_E = I_B + h_{FE} I_B = (1 + h_{FE}) I_B \approx h_{FE} I_B$$

$$h_{FE} - \text{proudový zesilovací činitel} \quad h_{FE} = I_C / I_B$$

R_E - záporná zpětná vazba - stabilizuje klidový proud I_{CQ}

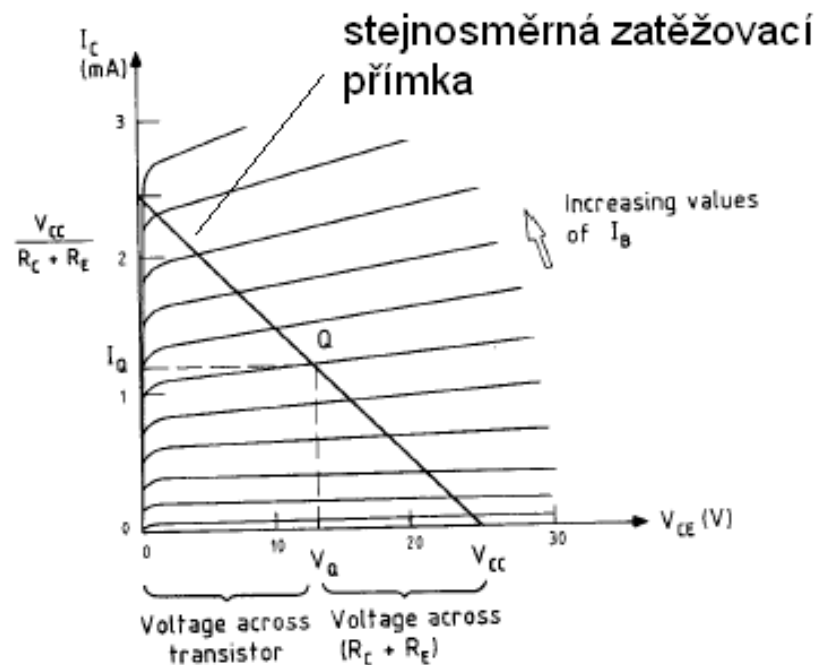


FIGURE The load-line diagram.

$$V_{CE} \rightarrow V_{CC} \quad \text{for } I_B = 0$$

$$I_C \rightarrow \frac{V_{CC}}{R_C + R_E} \quad \text{for large } I_B$$

$V_{CES} \approx 0.3 \text{ V}$ — **na tranzistoru i pro velké I_B vždy existuje malé saturační napětí**

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C(R_C + R_E)$$

$I_C = -V_{CE}/(R_C + R_E) + V_{CC}/(R_C + R_E)$ — **rovnice stejnosměrné zatěžovací přímky**

V_Q a I_Q - **klidový pracovní bod tranzistoru**

Zapojení se společným emitorem pro malý střídavý signál

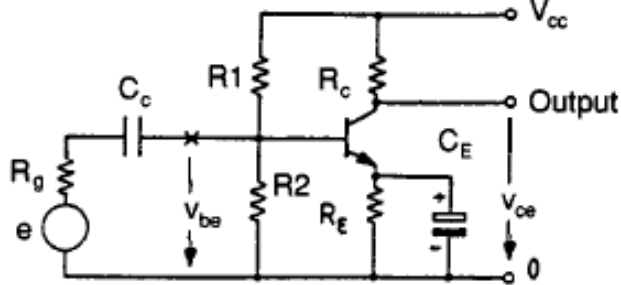
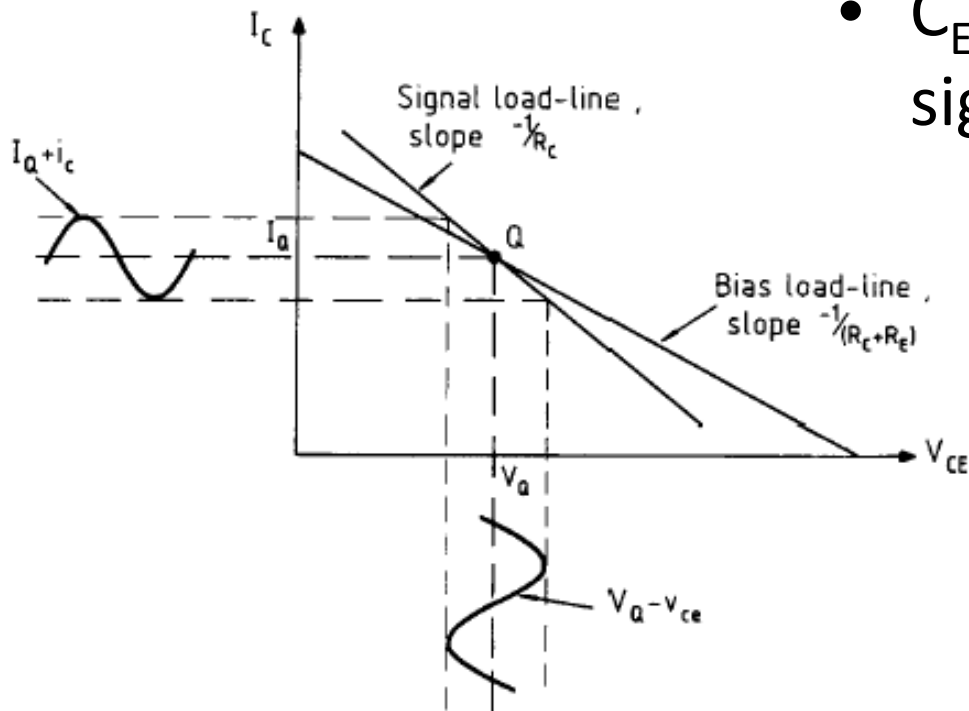


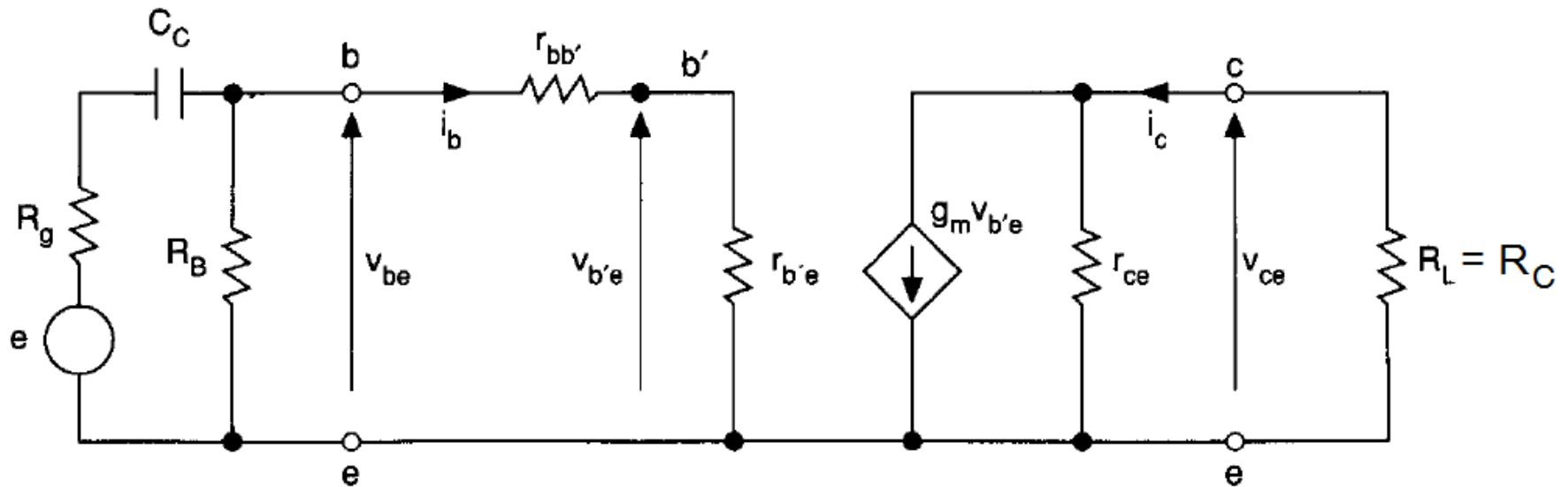
FIGURE A complete common-emitter stage.

- Lineární model pro signál malé amplitudy.
- C_E je zkrat pro střídavý signál.



Linearizovaný model tranzistoru

Zapojení v zesilovacím stupni se společným emitorem pro nízké frekvence



$$R_B = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

i_c — malý výstupní proud střídavý

v_{be} — malé vstupní napětí střídavé

$$I_C = I_{ES} e^{V_{BE}/V_T}$$

$$\frac{dI_C}{dV_{BE}} = \frac{1}{V_T} I_{ES} e^{V_{BE}/V_T} = \frac{I_C}{V_T}$$

$$\frac{i_c}{v_{be}} = \frac{dI_C}{dV_{BE}} = \frac{I_C}{V_T} = g_m \quad \text{strmost tranzistoru}$$

$v_{ce} \simeq -i_c R_C$ tranzistor se v tomto zapojení chová jako zdroj proudu s velkým vnitřním odporem

$$A_v = \frac{v_{ce}}{v_{be}} \simeq \frac{-i_c R_C}{v_{be}} = -g_m R_C$$

záporné znaménko napěťového přenosu znamená otočení fáze o 180° mezi vstupním a výstupním střídavým napětím

$V_T \approx 26 \text{ mV}$ při pokojové teplotě

$I_C = I_Q$ — proud kolektoru v pracovním bodu

$$g_m = \frac{I_Q}{V_T} \approx \frac{I_Q}{0.026} \approx 39 I_Q \quad \text{mA/V}$$

máme přibližný vztah pro strmost tranzistoru
v závislosti na poloze pracovního bodu - nezávisí na typu
tranzistoru

$$A_i = \frac{i_c}{i_b} \approx h_{fe} \quad \text{proudový zesilovací činitel malého
signálu (diferenciální) liší se trochu
od } h_{FE} \text{ díky nelinearitě, ale ne moc}$$

$$R_{in} = \frac{v_{be}}{i_b} = \frac{v_{be}}{i_c} \frac{i_c}{i_b} \approx \frac{h_{fe}}{g_m} \quad \text{vstupní odpor pro malý signál}$$

$$R_{out} \approx r_{ce} \quad \text{výstupní odpor pro malý signál (} R_C \text{ beru jako zátěž)}$$

r_{ce} je velký, protože tranzistor se chová
jako proudový zdroj

Lineární model tranzistoru pro malý signál

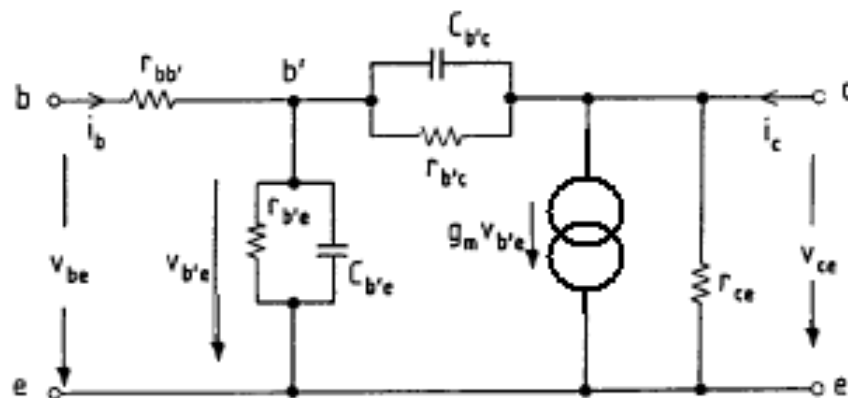


FIGURE The hybrid- π small-signal transistor equivalent circuit or model.

$$r_{b'e} = \frac{v_{b'e}}{i_b} = \frac{v_{b'e}}{i_c} \frac{i_c}{i_b} = \frac{h_{fe}}{g_m}$$

$r_{bb'}$ – odpor neaktivního polovodičového materiálu při vstupu do báze (je malý 10–100 Ω)

$$R_{in} = r_{bb'} + r_{b'e} = r_{bb'} + \frac{h_{fe}}{g_m} \approx \frac{h_{fe}}{g_m} \sim 1-3 \text{ k}\Omega$$

$$C_{b'e} > C_{b'c}$$

$$C_{b'e} \sim 1-4 \text{ pF}$$

Zapojení se společným kolektorem

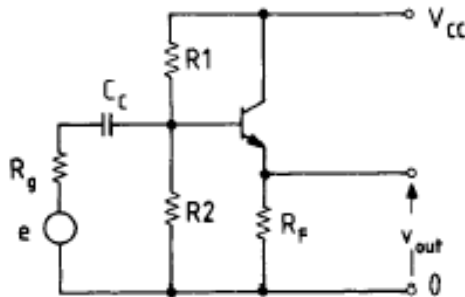


FIGURE 24.33 The emitter follower (or CC stage).

- Příklad malého signálu a nízkých frekvencí
- Má velký vstupní odpor a malý výstupní odpor

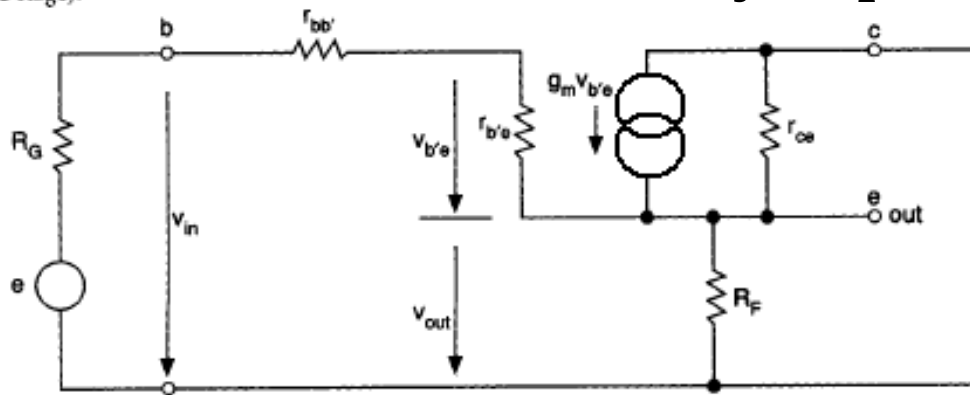


FIGURE 24.34 An emitter-follower equivalent circuit for low frequencies.

$$A_i \approx i_e/i_b = (h_{fe} + 1) \approx h_{fe}$$

$$A_u \approx +1$$

$$R_{out(CC)} = \frac{R_G + r_{bb'} + r_{b'e}}{h_{fe}} \quad \text{malý výstupní odpor}$$

$$R_G = R_g \parallel R1 \parallel R2 \text{ (or } R_g \parallel R_E).$$

$$R_{in(CC)} \approx r_{bb'} + r_{b'e} + h_{fe} R_E$$

$$R_g = 0 \quad r_{b'e} \gg r_{bb'}$$

$$R_{out(CC)} \approx \frac{r_{b'e}}{h_{fe}} = \frac{1}{g_m}$$

$$R_{in(CC)} \approx h_{fe} R_E \quad \text{pro velké } h_{fe}$$

Zapojení se společným emitorem

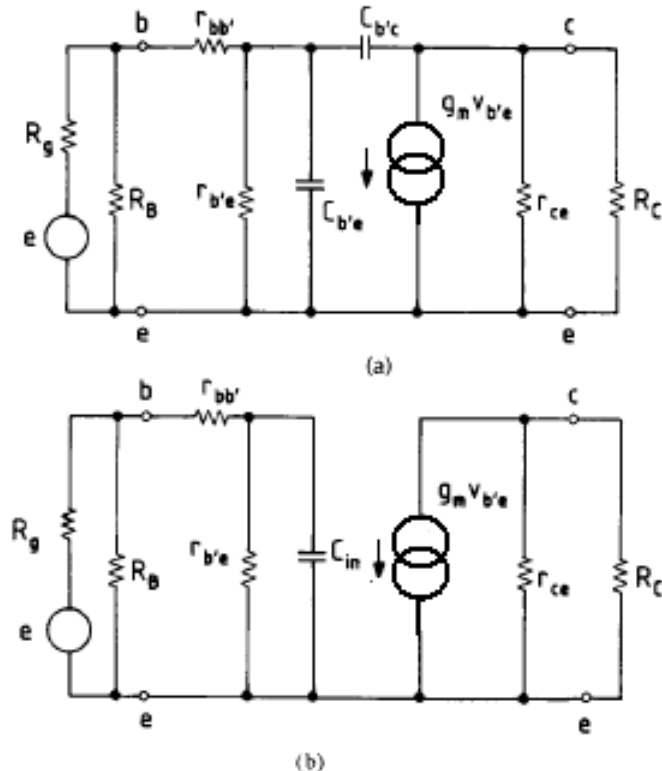


FIGURE: (a) The high-frequency hybrid- π model and (b) its simplification.

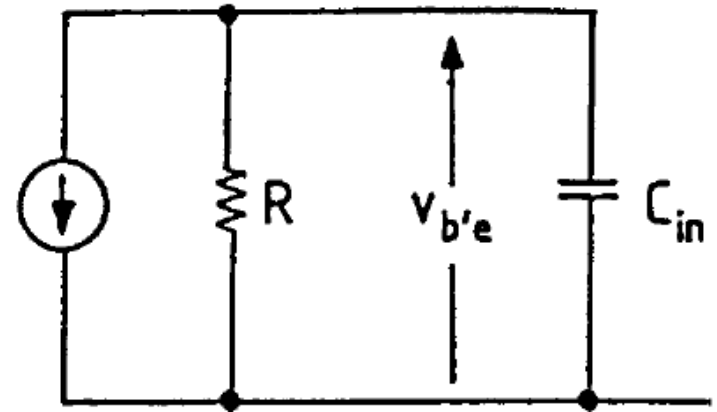
$$C_{b'e} (1 - A_v) = C_{b'e} (1 + g_m R_C)$$

$$C_{in} = C_{b'e} + C_{b'e} (1 + g_m R_C)$$

Millerova kapacita
projeví se při velkém
zesílení

poklesne celkový napěťový přenos
na větších frekvencích

- Model pro vysoké frekvence.
- Vliv Millerovy kapacity

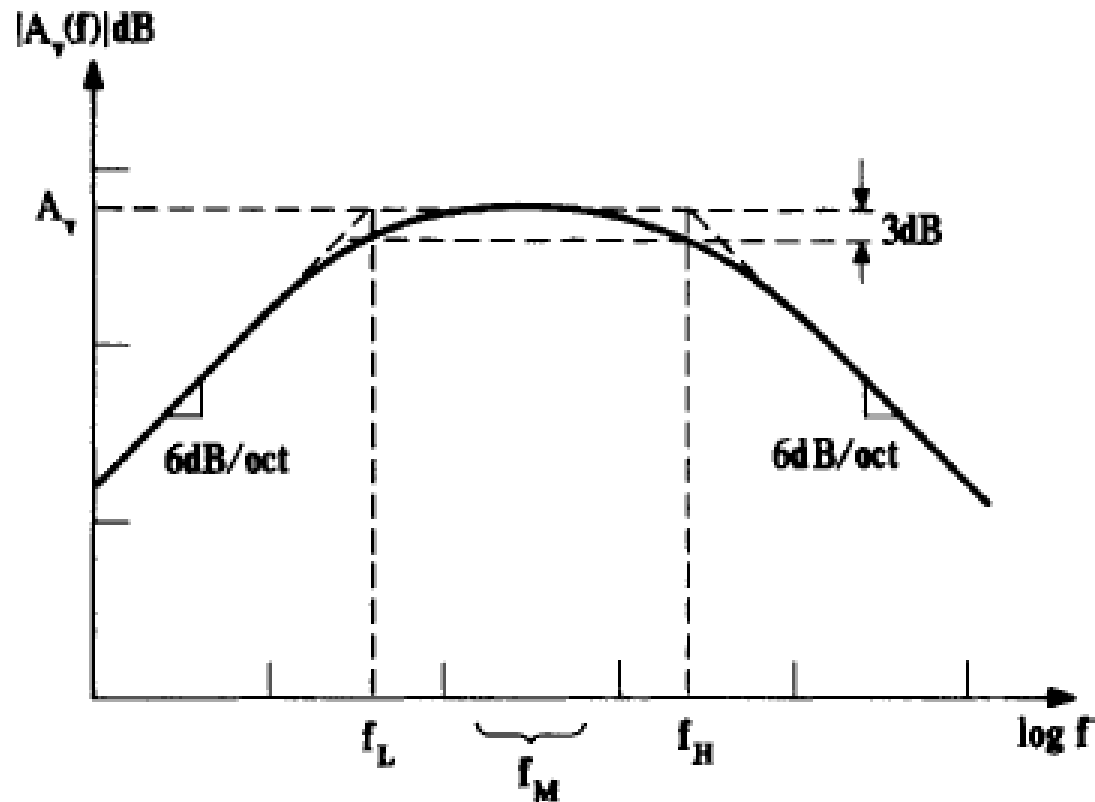


Model obvodu vstupní části

$$R = \frac{1}{2\pi f_H C_{in}} \quad \text{or} \quad f_H = \frac{1}{2\pi R C_{in}}$$

f_h - přenos A klesne o 3 dB

kompletní frekvenční přenos stupně se společným emitorem



$$A_{vd} = 20 \log A_u \quad \text{napět'ový přenos v dB}$$

$$A_{pd} = 10 \log A_p \quad \text{výkonový přenos v dB}$$

Budu se pohybovat ve frekvenčním intervalu, aby napět'ový zisk nepoklesl nebo nestoupnul maximálně 2x.

Zapojení se společnou bází

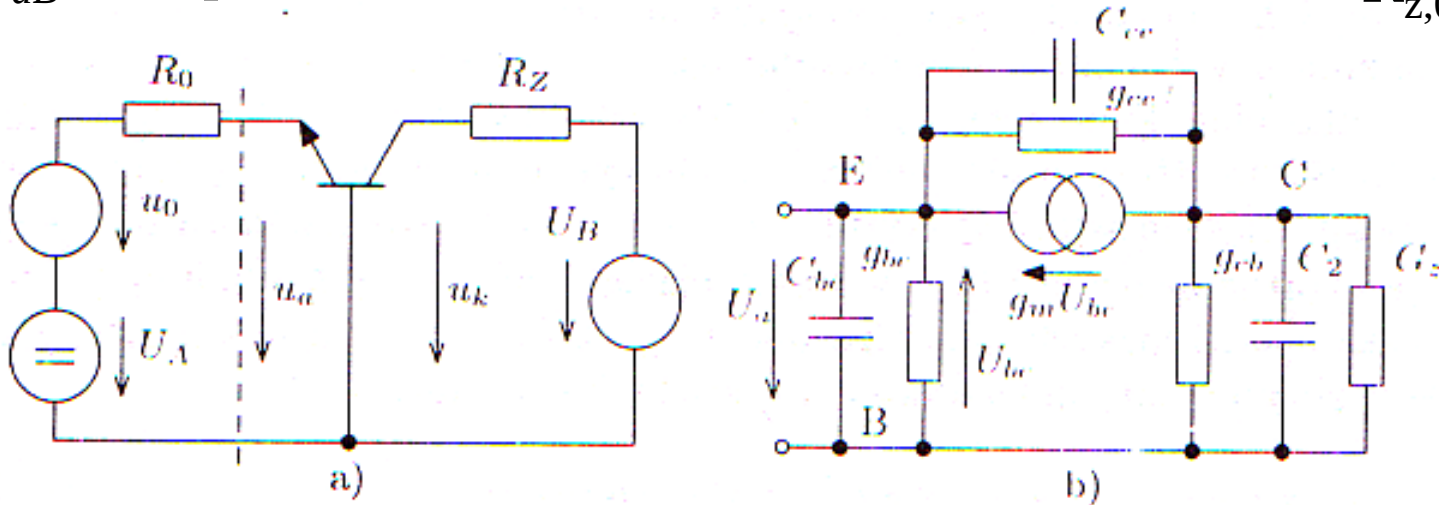
Při respektování odporové části modelu platí

$$A_{uB} = \frac{g_m + g_{ce}}{g_{ce} + g_{cb} + G_z} \approx \frac{g_m}{g_{ce} + G_z}, \quad (4.42)$$

$$G_{aB} = \frac{(g_m + g_{be} + g_{ce})G_z + g_{be}g_{ce}}{g_{ce} + G_z} \approx \frac{g_m G_z}{g_{ce} + G_z} = \frac{g_m}{1 + g_{ce}R_z}. \quad (4.43)$$

G_{aB} - vstupní vodivost

$$R_{z,0} = 1/G_{z,0}$$



Obrázek a) principiální zapojení SB, b) lineární model SB

Při napájení přes lineární zatěžovací rezistor lze oba výrazy dále zjednodušit:

$$A_{uB} \approx g_m \cdot R_z, \quad G_{aB} \approx g_m. \quad (4.44)$$

Podobně lze nalézt i vztah pro výstupní vodivost

$$G_{kB} = \frac{g_{ce}(G_0 + g_{be}) + g_{cb}(G_0 + g_m + g_{be} + g_{ce})}{G_0 + g_m + g_{be} + g_{ce}} \approx$$

$$\approx \frac{g_{ce}(G_0 + g_{be}) + g_{cb}(G_0 + g_m)}{G_0 + g_m}.$$

Tento výraz lze dále zjednodušit pro zvláštní případy, kdy je zesilovač buzen zdrojem blížícím se zdroji proudu, tj. při $G_0 \ll g_m$ nebo naopak zdrojem blížícím ze zdroji napětí, tj. při $G_0 \rightarrow g_m$.

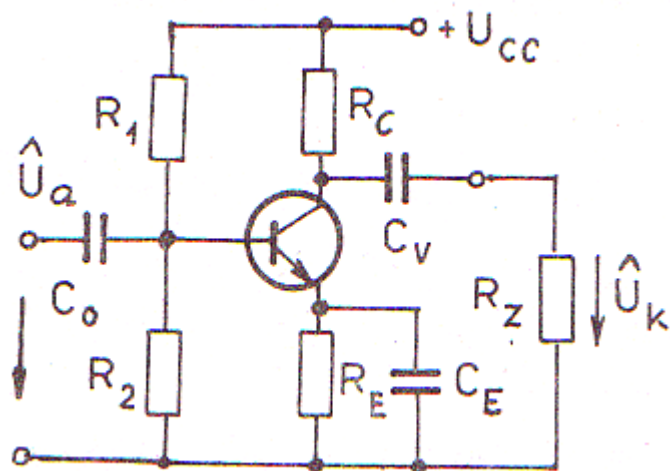
$$G_{kB} \approx \frac{(G_0 + g_{be})g_{ce}}{g_m} \rightarrow \frac{g_{ce}}{h_{fe}} \quad \text{pro } G_0 \ll g_m,$$

$$G_{kB} \rightarrow g_{ce} \quad \text{pro } G_0 \rightarrow g_m.$$

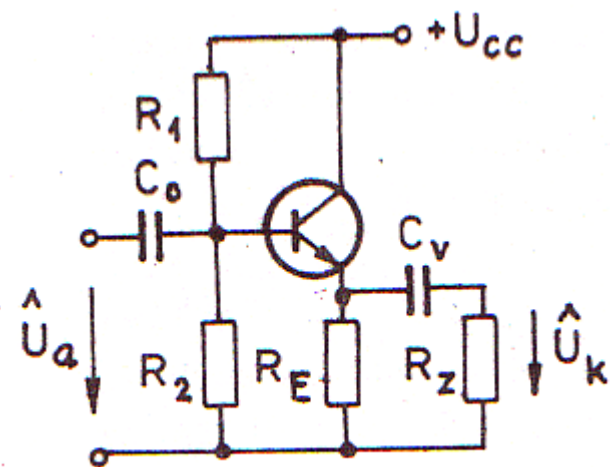
Pro zesílení proudu bude platit

$$A_{iB} = -\frac{G_z}{G_{aB}} A_{uB} = -1,$$

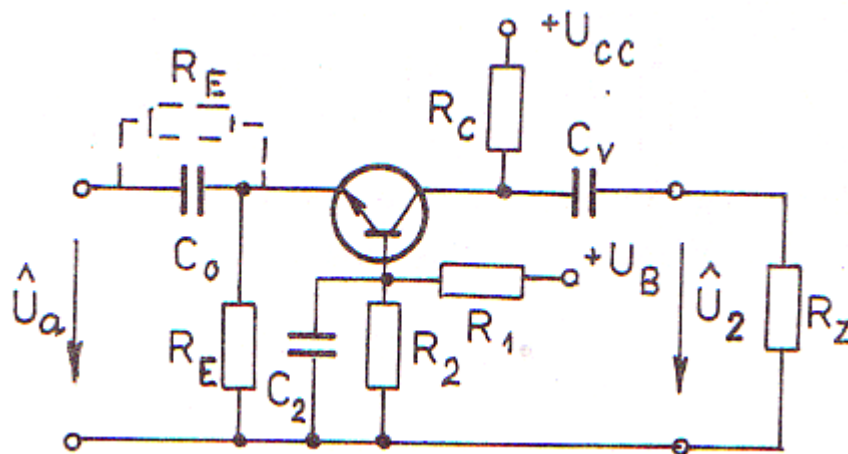
zapojení se společnou bází pracuje do vysokých frekvencí, ale má malý vstupní odpor



zapojení se společným
emitorem

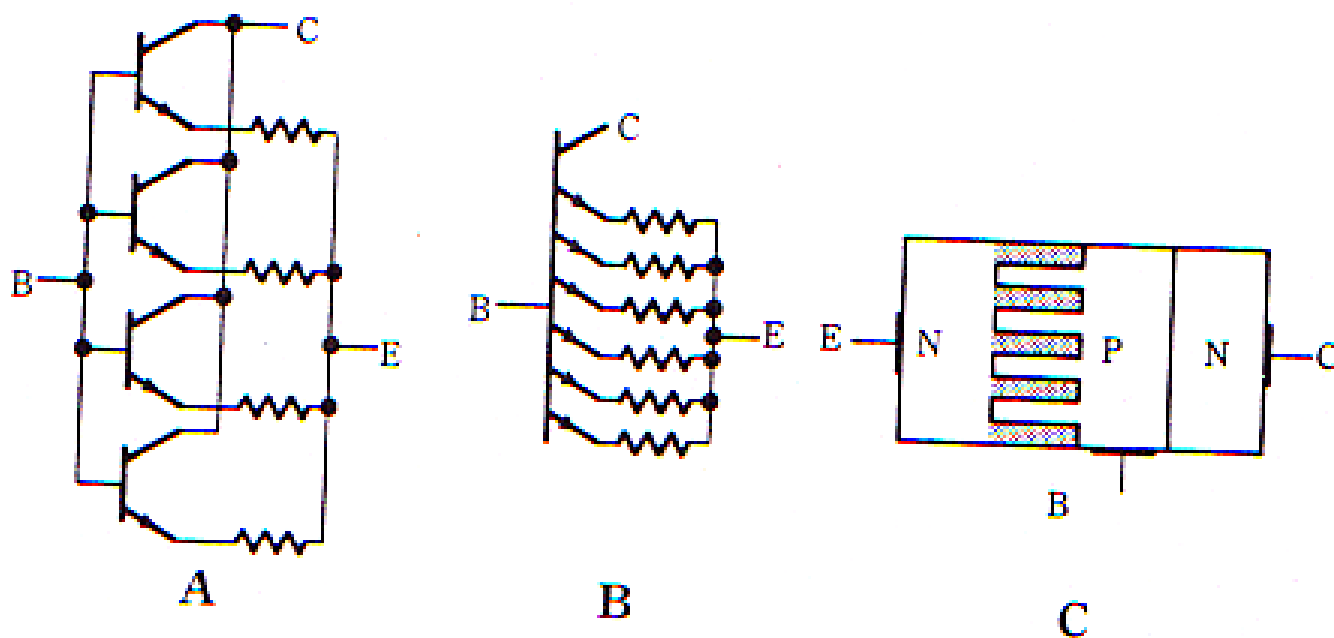


zapojení se společným
kolektorem



zapojení se společnou bází

Paralelní spojení bipolárních tranzistorů



2-10 Techniques for reducing current hogging and hot-spotting in power transistors. The same basic concept applies for all three situations. A. The use of emitter ballast resistances in a discrete transistor circuit. B. A hypothetical structure in which multiple emitters are ballasted. C. An interdigital RF transistor that shows emitter geometry. Shaded emitter "fingers" are processed to have high resistivity.

Tranzistory řízené elektrickým polem

- J-FET
- MOSFET
- Power MOSFET
- MESFET

1) JFET (Junction Field Effect Transistors)

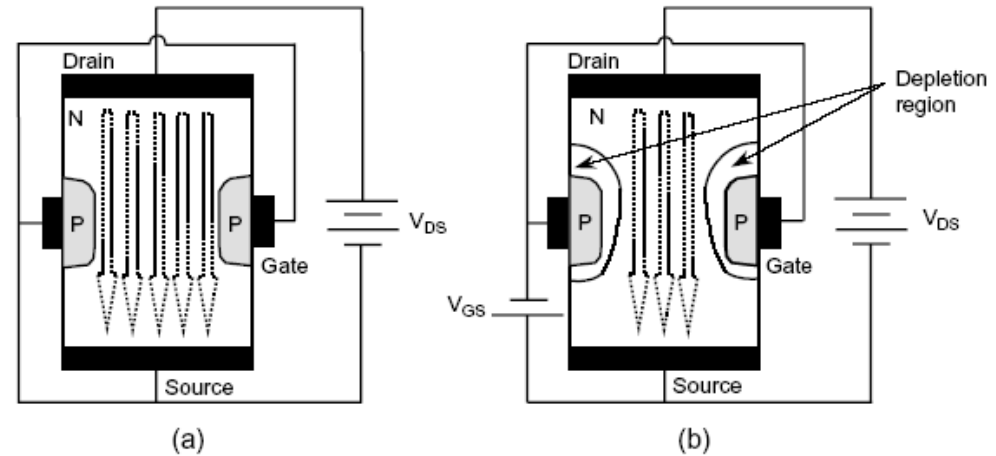
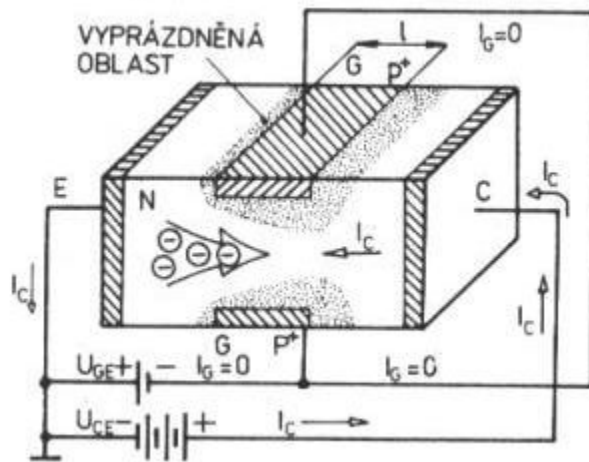
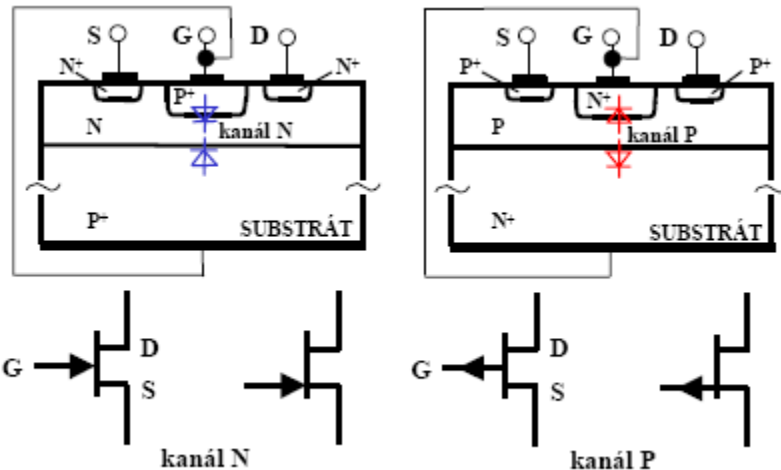


Fig. 1. The structure of JFET and its operation

- (a) When V_{GS} (Gate-source voltage) has not been supplied
 (b) When V_{GS} (Gate-source voltage) has been supplied



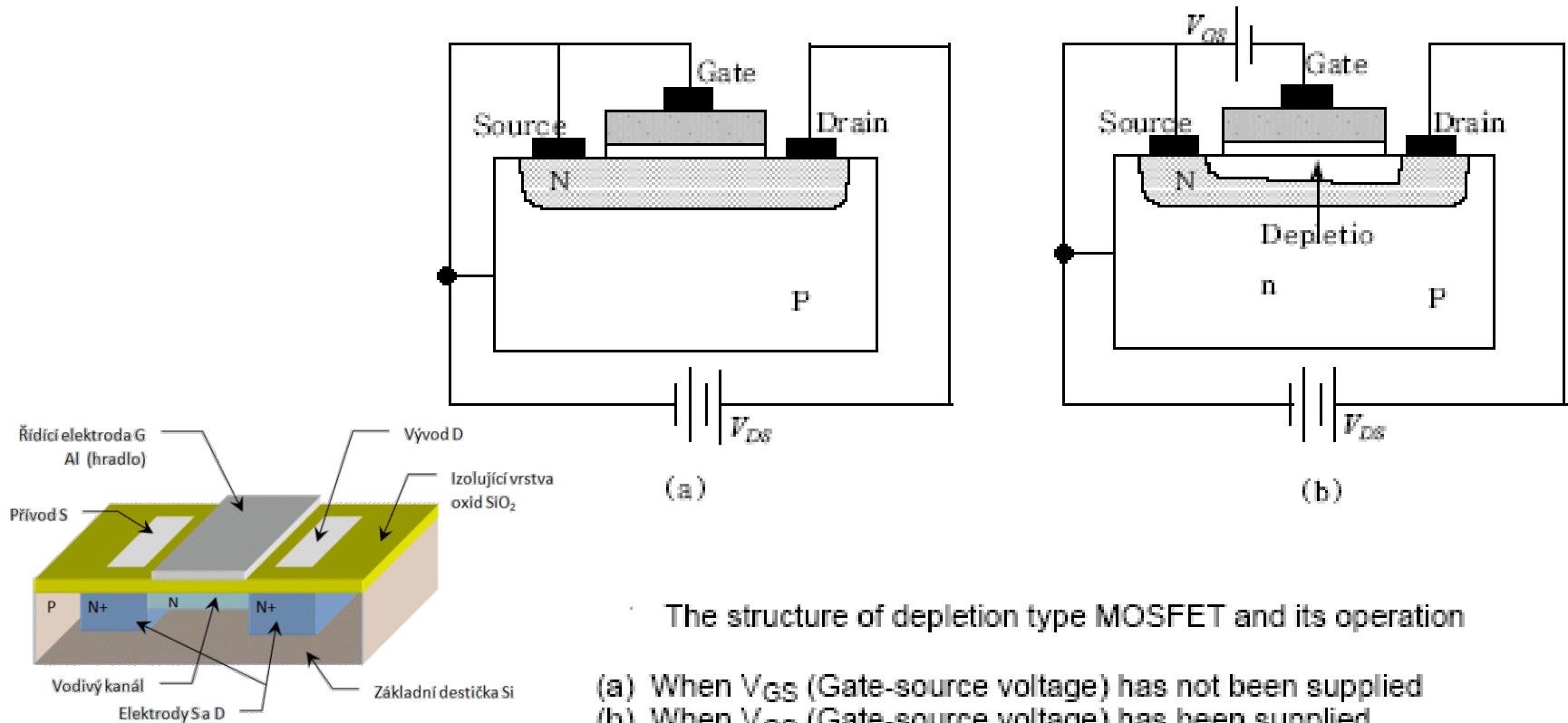
- JFET je tranzistor řízený elektrickým polem.
- Na PN přechod GE se dává napětí v závěrném směru -> majoritní nosiče odcházejí od PN přechodu.
- V části N se vytváří ochuzená vrstva bez volných elektronů.

Tranzistory MOSFET

- Podobné JFET.
- Metal-oxidová vrstva oddělující hradlo od substrátu.
- Velká vstupní impedance až 10^{14} Ohm.
- Izolační vrstva je tvořena většinou SiO_2 .
- Citlivý na statickou elektřinu – průraz izolační vrstvy.
- Prakticky neexistuje stejnosměrná vazba mezi hradlem a tělem tranzistoru.

Tranzistory MOSFET v ochuzeném módu

- Při nulovém napětí na řídící elektrodě G je tranzistor vodivý mezi DS
- Negativní napětí na G snižuje vodivost mezi DS



Tranzistory MOSFET v obohaceném módu

- Při nulovém napětí na řídící elektrodě G je tranzistor nevodivý mezi DS
- Pozitivní napětí na G zvyšuje vodivost mezi DS

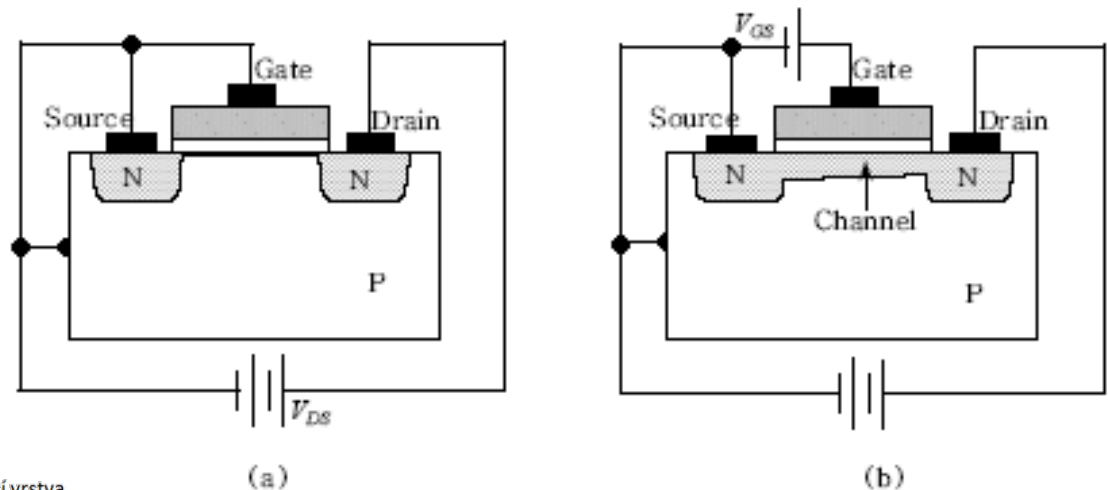
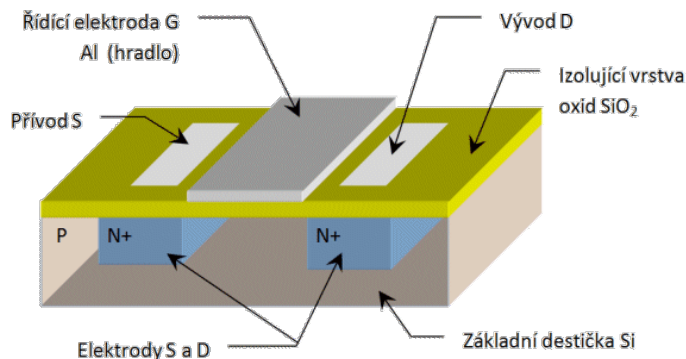
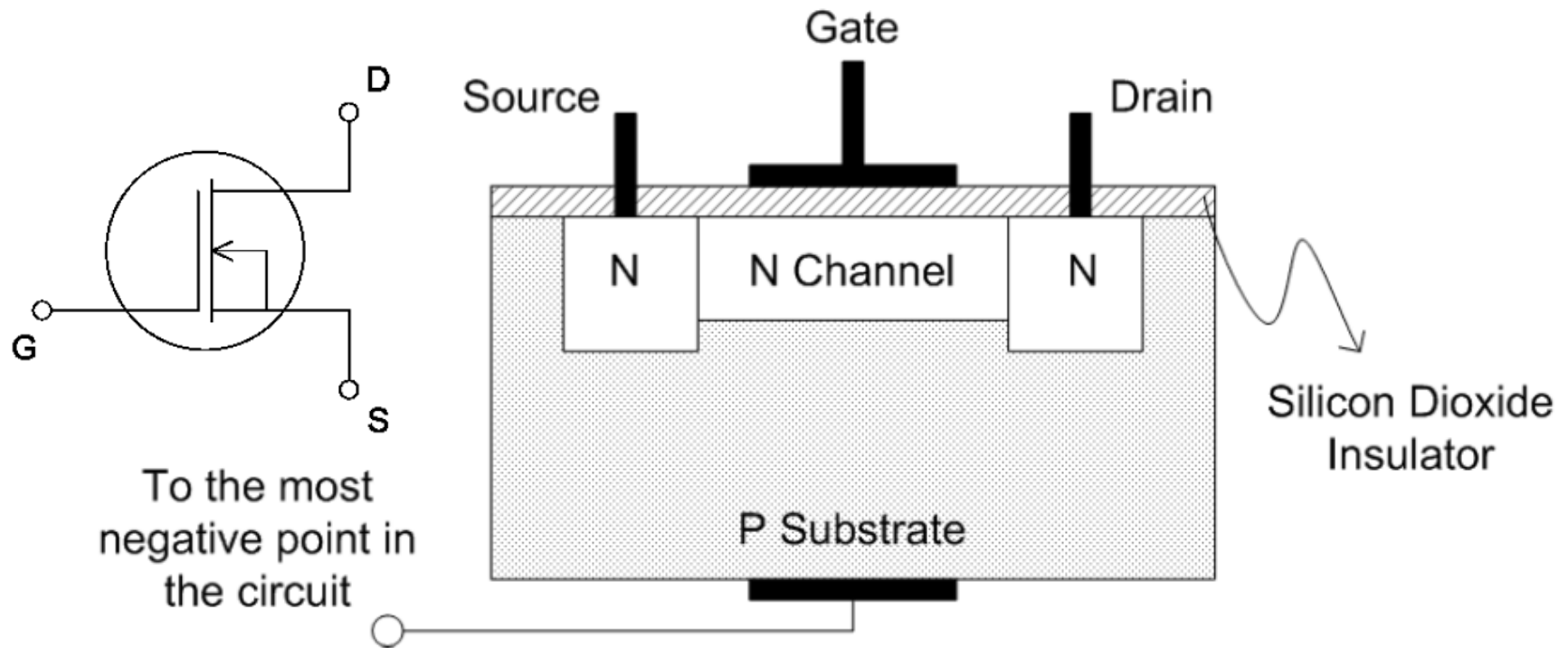


Fig. 3. The structure of enhancement type MOSFET and its operation

- (a) When V_{GS} (Gate-source voltage) has not been supplied
(b) When V_{GS} (Gate-source voltage) has been supplied

Depletion MOSFET

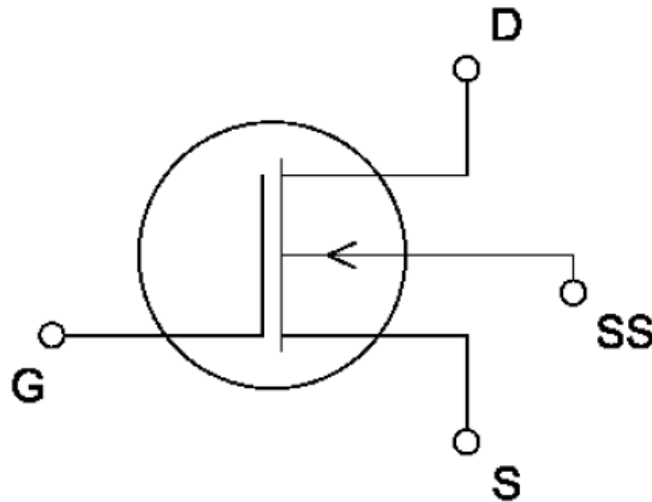
Construction



The construction of an n-channel Depletion MOSFET (*D-MOSFET*) is shown.

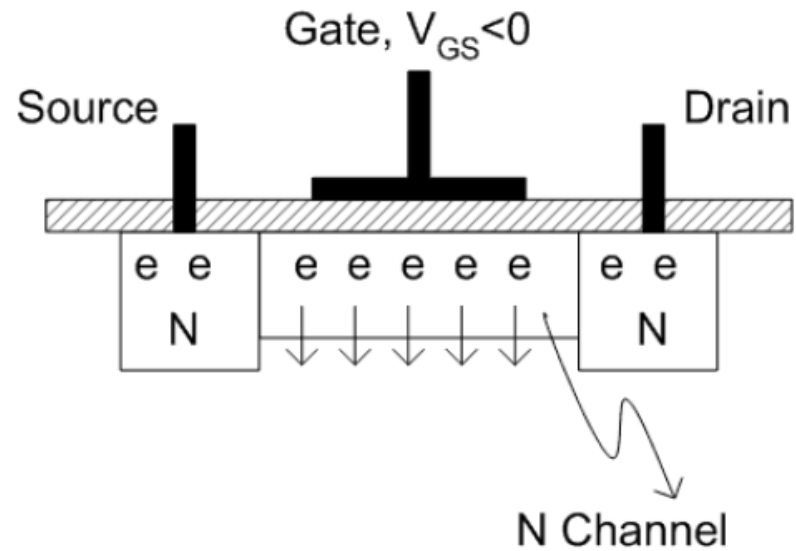
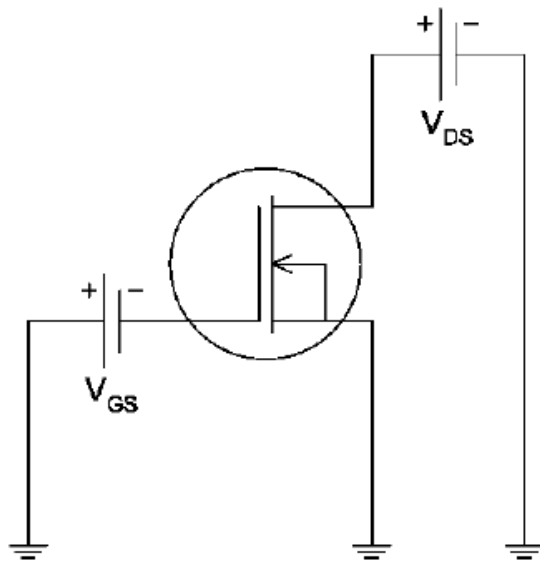
- The source and drain N regions are formed in a high resistivity P-type *substrate*.

The *substrate*, indicated by the arrow, is normally (but not always) connected internally to the source.

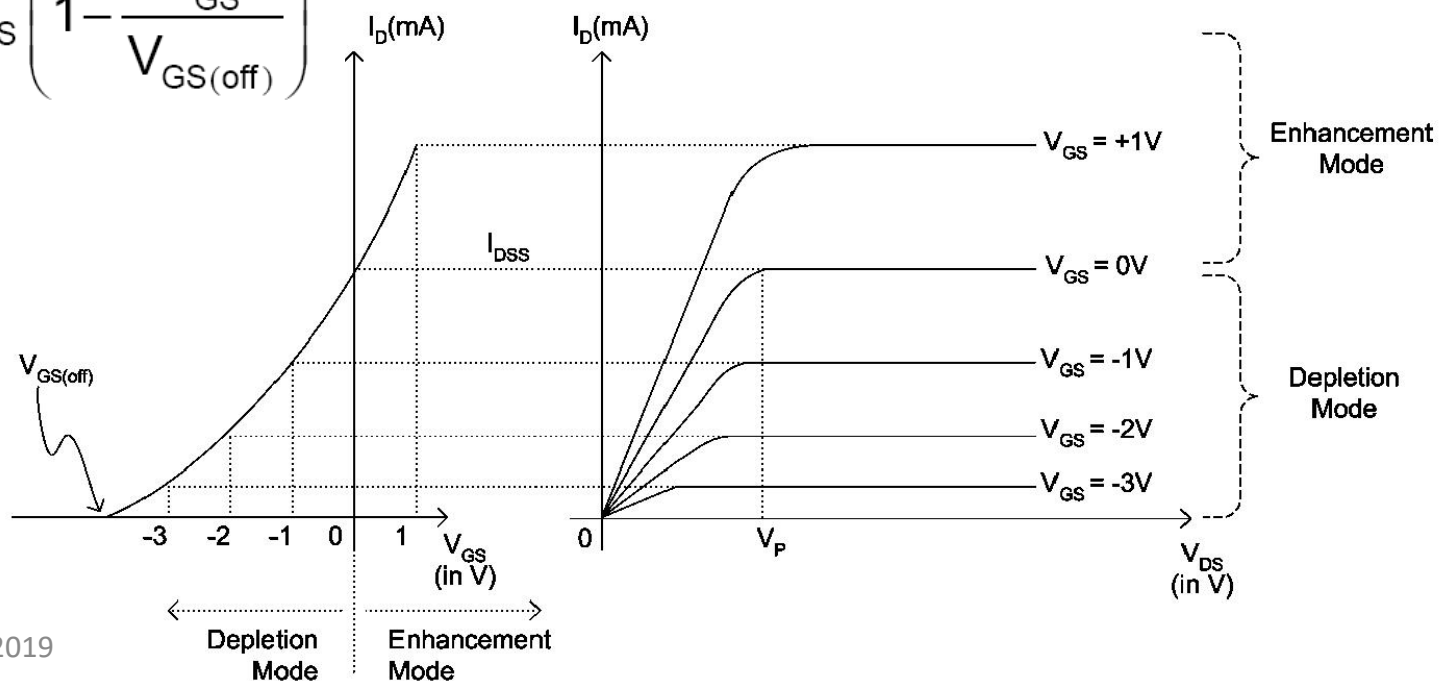


Sometimes, there is a separate substrate pin, as shown in the schematic for an n-channel D-MOSFET.

1. SiO_2 is a dielectric similar to the dielectric of a capacitor
2. MOSFETs have a very high input impedance due to the fact that no current flows into the gate.
3. Since the gate is insulated from the channel, either a positive or negative voltage can be applied at the gate.

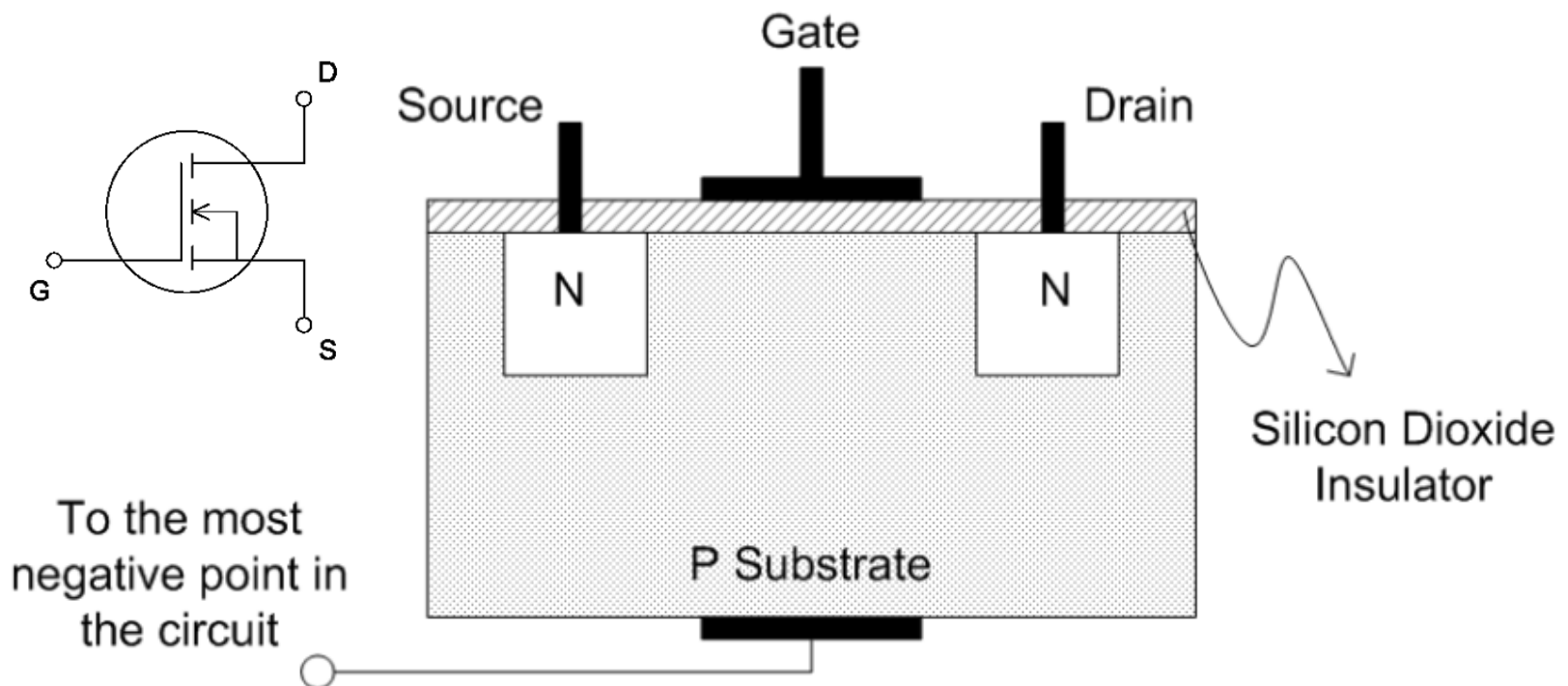


$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(off)}} \right)^2$$



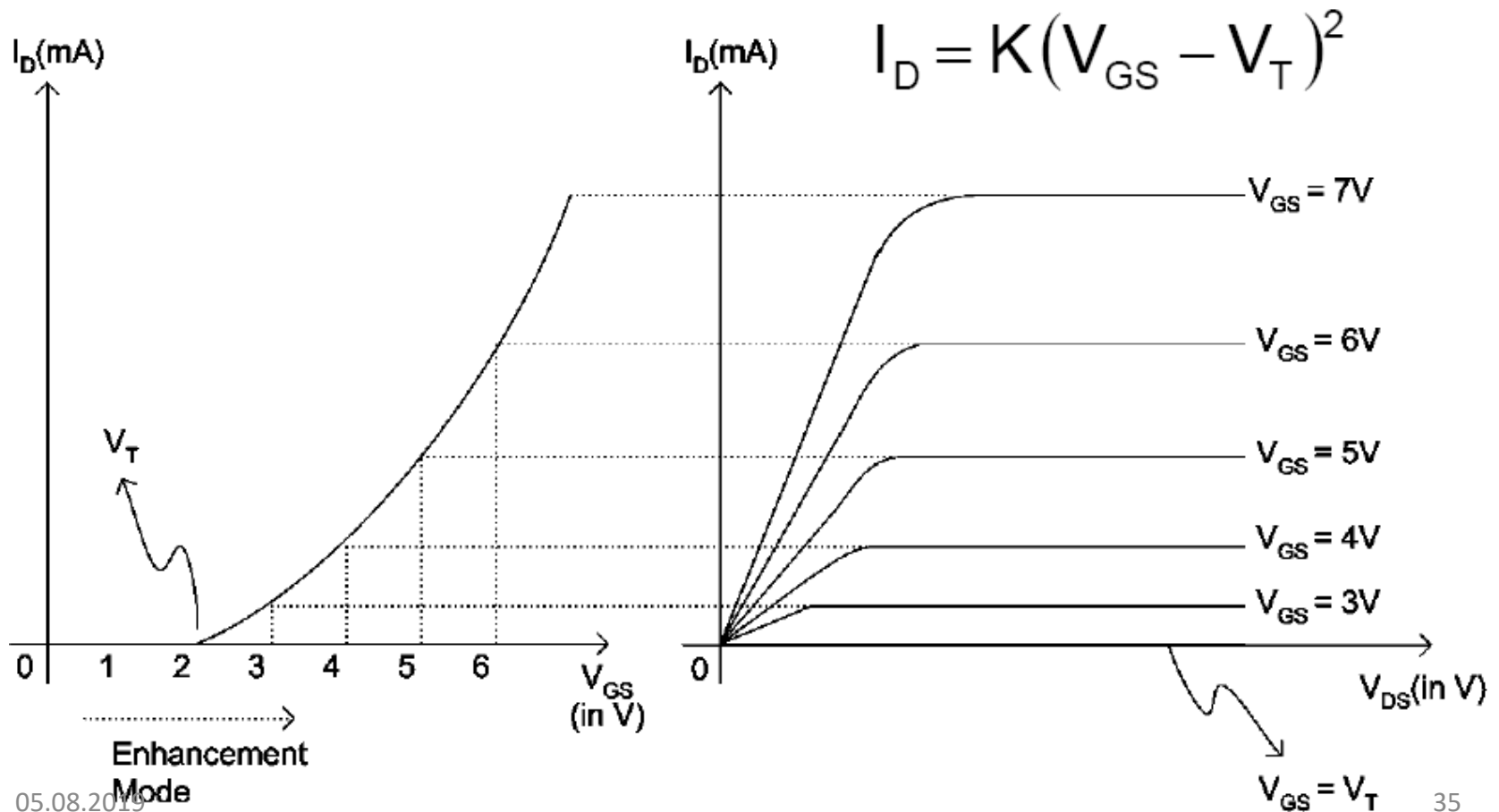
Enhancement MOSFET

The E-MOSFET operates only in the enhancement mode and has no depletion mode. It differs in construction from the D-MOSFET in that it has no structural channel.

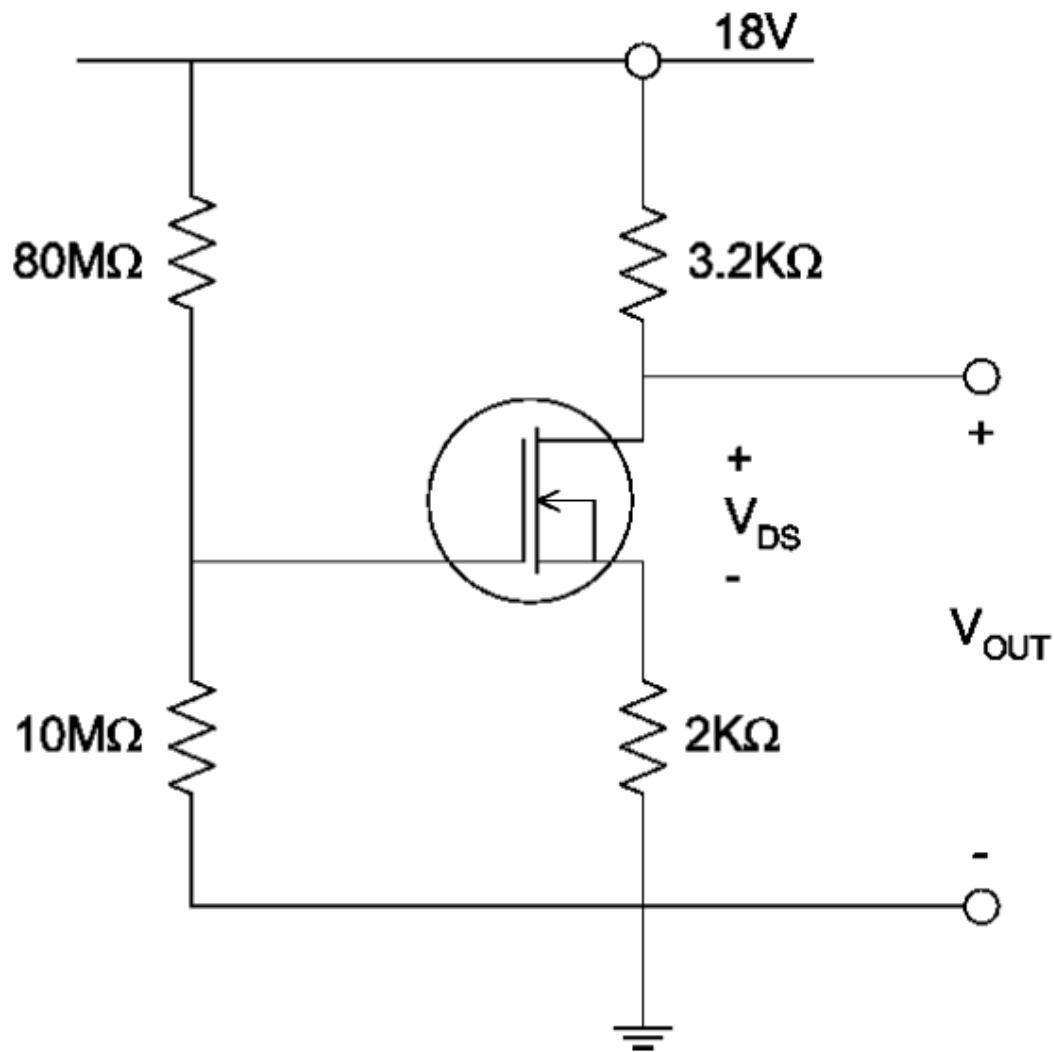


E-MOSFET Transfer Characteristic

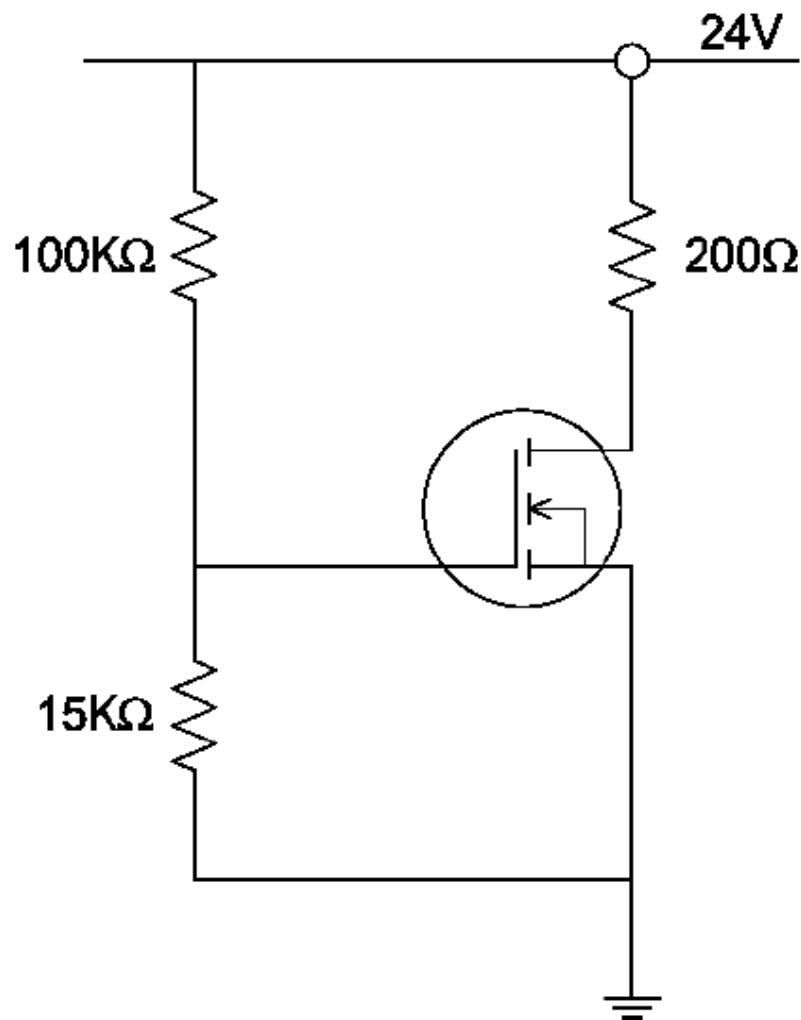
The main difference for an E-MOSFET is that the device conducts only when V_{GS} is +ve, and only when V_{GS} is greater than the threshold voltage V_T . The rest of the behavior is similar to the enhancement mode of a D-MOSFET.



Příklad nastavení stabilizace pracovního bodu pro
ochuzený mód tranzistoru MOSFET s difundovaným
kanálem N

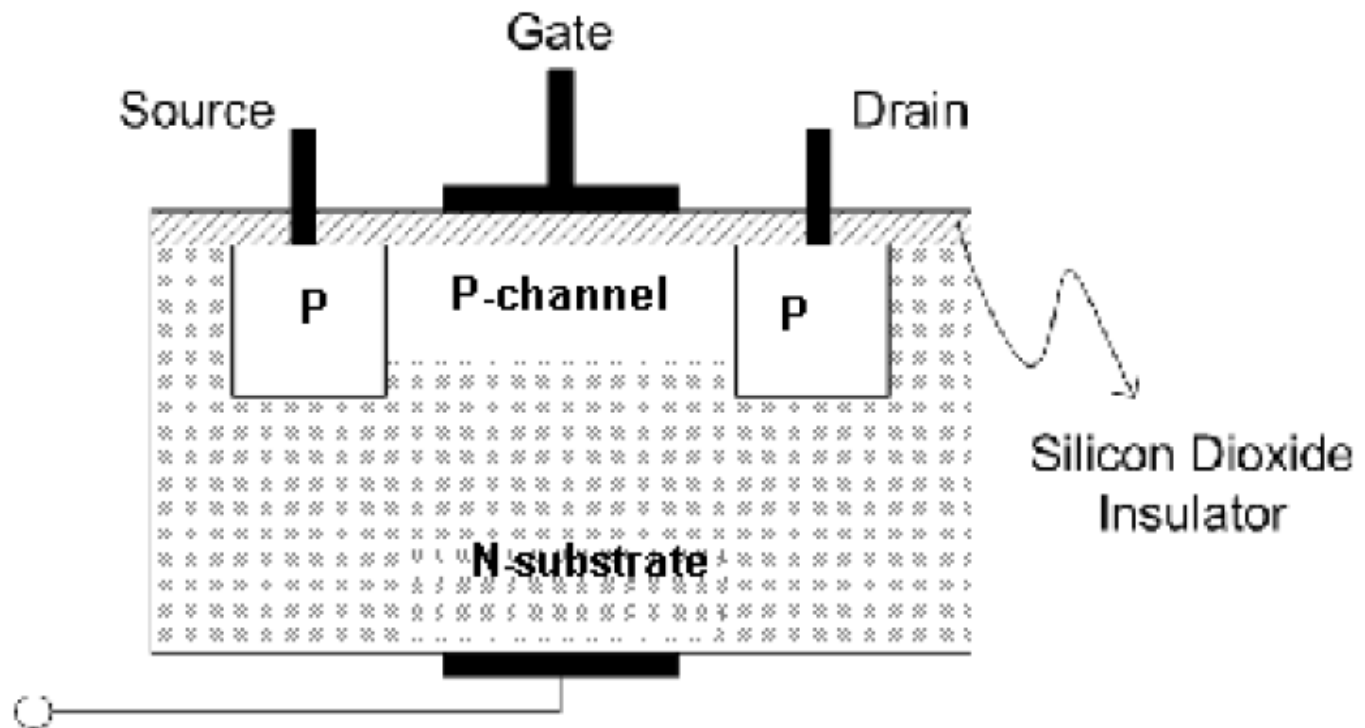


Příklad nastavení pracovního bodu pro obohacený mód tranzistoru MOSFET s indukovaným kanálem N

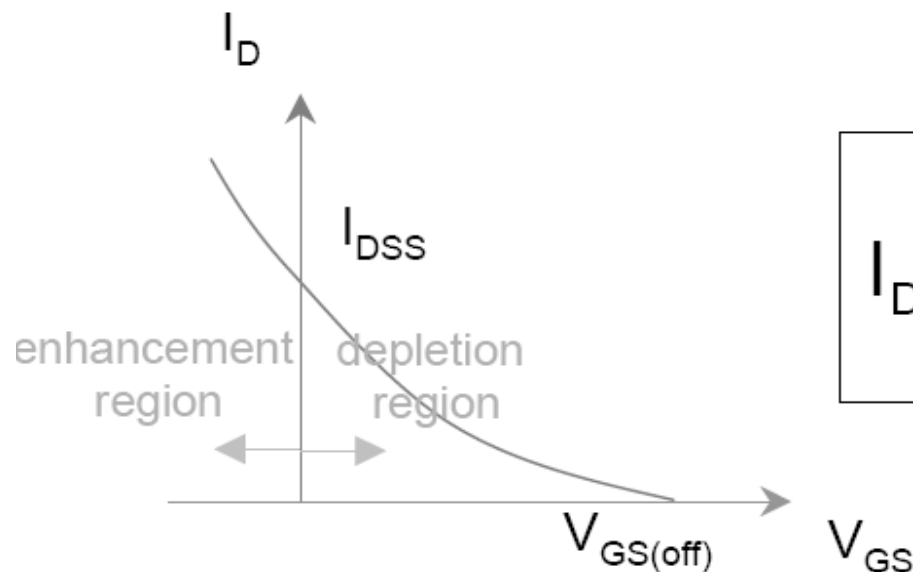


P-channel MOSFETs :

The structure of a depletion mode p-channel MOSFET is shown.



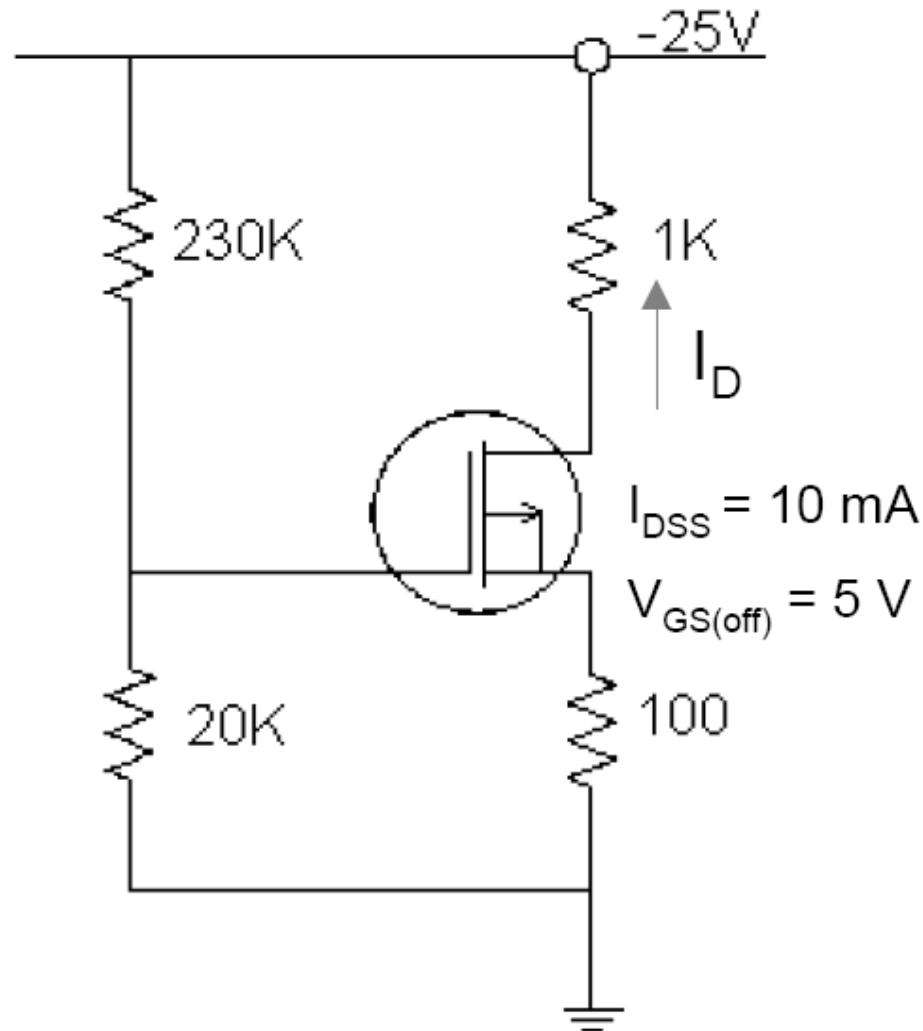
- n and p regions are opposite to those of the n channel D-MOSFET
- holes are repelled or depleted from the channel as V_{GS} becomes more positive
- $V_{GS(off)}$ is positive
- V_{GS} can be either positive or negative



$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(off)}} \right)^2$$

Příklad nastavení pracovního bodu pro obohacený mód tranzistoru MOSFET s difundovaným kanálem P

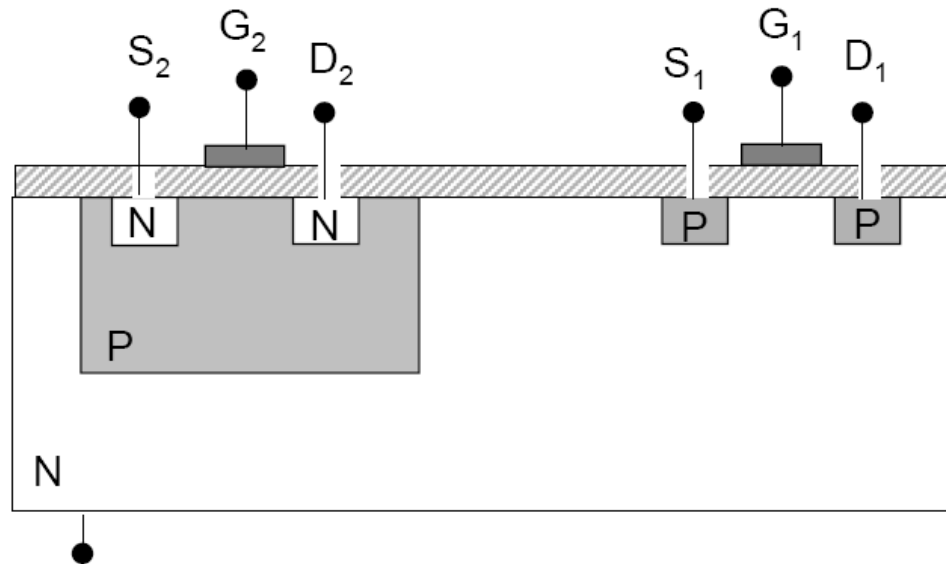
pracovní bod leží v obohacovacím režimu $V_{GS} < 0$



Complementary MOS (CMOS) :

When an n-channel E-MOSFET and a p-channel E-MOSFET are formed on the same piece of silicon, they can be combined to form a complementary pair, known as CMOS.

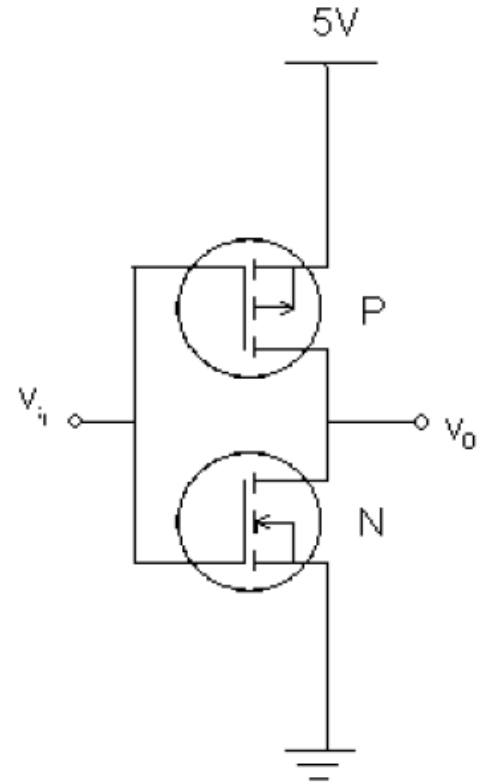
- Oba tranzistory pracují v tzv. *obohaceném módu*, což v podstatě znamená, že jsou samozavíratelné.
- Při napětí 0 V mezi hradlem a emitorem jsou oba tranzistory zavřené.



Complementary MOS (CMOS) :

The basic operation of CMOS is as an inverter :

- Invertor je základní uspořádání CMOS tranzistorů.
- Kladné napájení U_{CC} a záporné napájení U_{SS} .
- Pokud je na vstupu hradla kladné napětí $\rightarrow$ pak spodní MOSFET je otevřený a horní zavřený.
- Pak napětí V_0 je spojeno s U_{SS} (uzemněno) a máme na výstupu logickou 0.
- Pokud je na vstupu hradla záporné napětí $\rightarrow$ pak spodní MOSFET je zavřený a horní otevřený.
- Pak napětí V_0 je spojeno s U_{CC} (napájecí napětí) a máme na výstupu logickou 1.
- V každém logickém stavu teče mezi emitorem a kolektorem zbytkový proud v řádu μA až nA a úbytek napětí na otevřeném tranzistoru je $mV \rightarrow$ logické úrovně jsou závislé jen na napájecím napětí.



Přehled druhů tranzistorů MOSFET

Typ MIS	Značky	Převodní charakteristika	Výstupní charakteristika
Ochuzovaný p - kanál ^x			
Obohacovaný p - kanál ^x			
Ochuzovaný n - kanál ^x			
Obohacovaný n - kanál ^x			

Výstupní charakteristiky tranzistoru MOSFET

→ It could be divided as the ohmic region, the saturation (=active) region, and the cut-off region.

- Ohmic region: Constant resistance region. If drain-to-source voltage is zero, the drain current also becomes zero regardless of gate-to-source voltage. This region is at the left side of $V_{GS} - V_{GS(th)} = V_{DS}$ boundary line ($V_{GS} - V_{GS(th)} > V_{DS} > 0$), and in this region, even if the drain current is very large, the power dissipation could be maintained by minimizing the $V_{DS(on)}$.
- Saturation region: Constant current region. It is at the right side of $V_{GS} - V_{GS(th)} = V_{DS}$ boundary line, and in this region, the drain current differs by the gate-to-source voltage, not by the drain-to-source voltage. Here, the drain current is called saturated.
- Cut-off region: It is called cut-off region, when the gate-to-source voltage is lower than $V_{GS(th)}$ (threshold voltage).

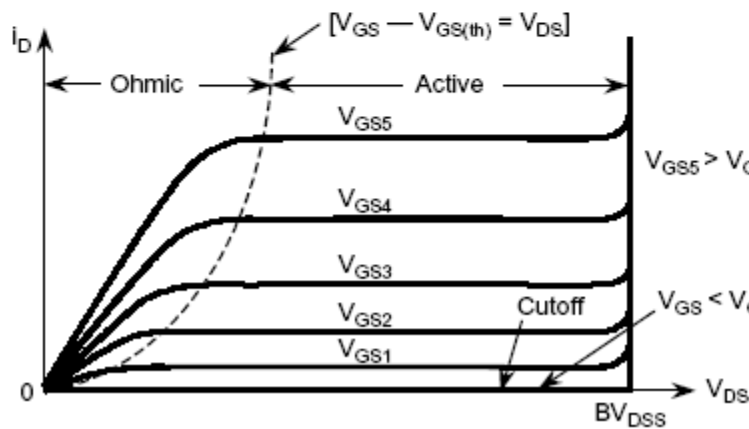
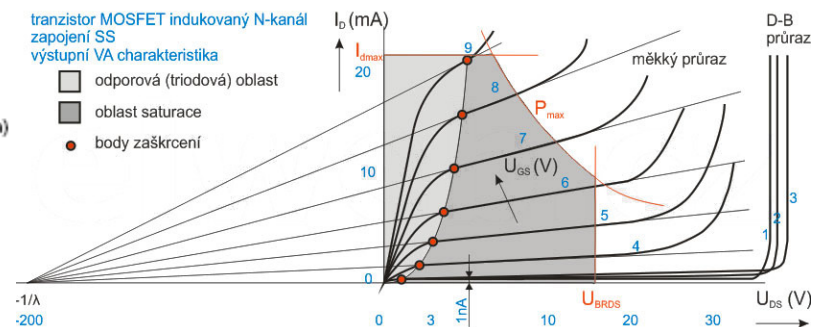


Fig. 6. Output Characteristics



Převodní charakteristika MOSFET

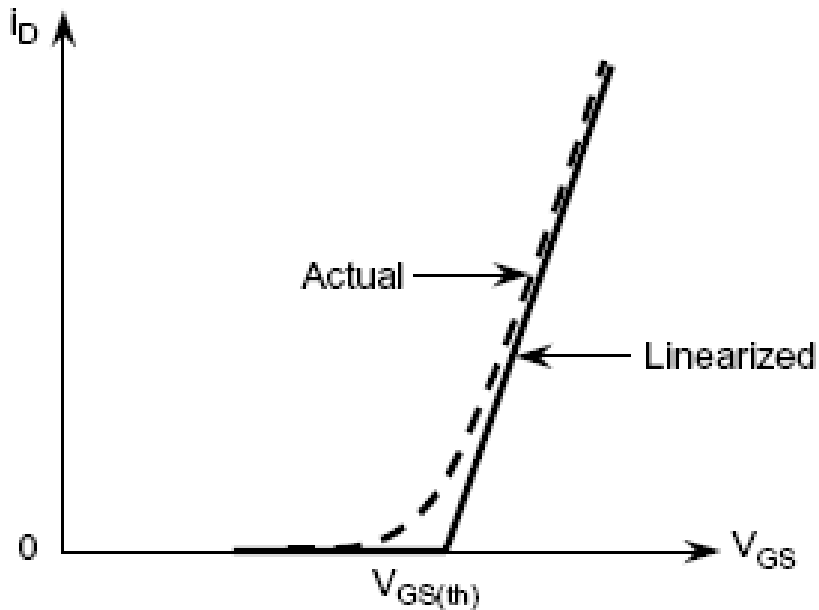
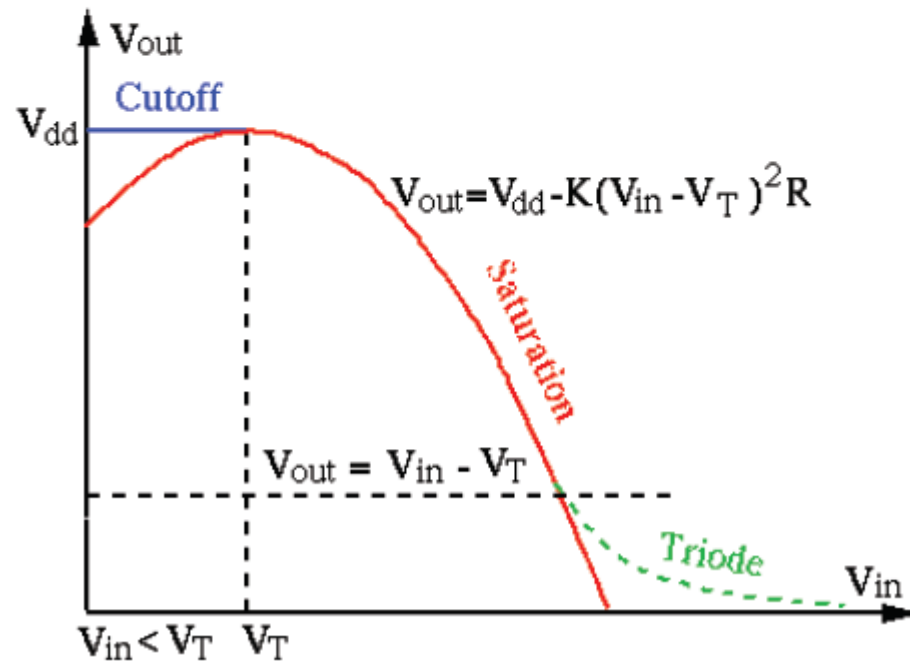
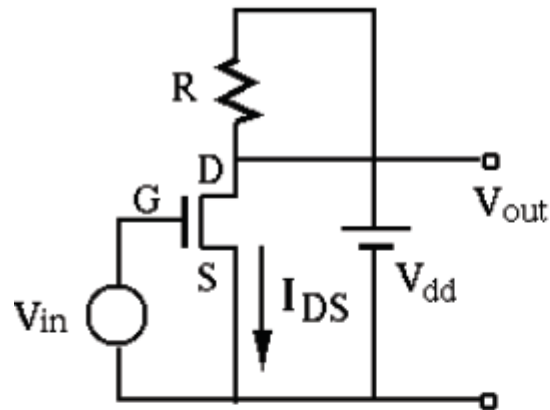
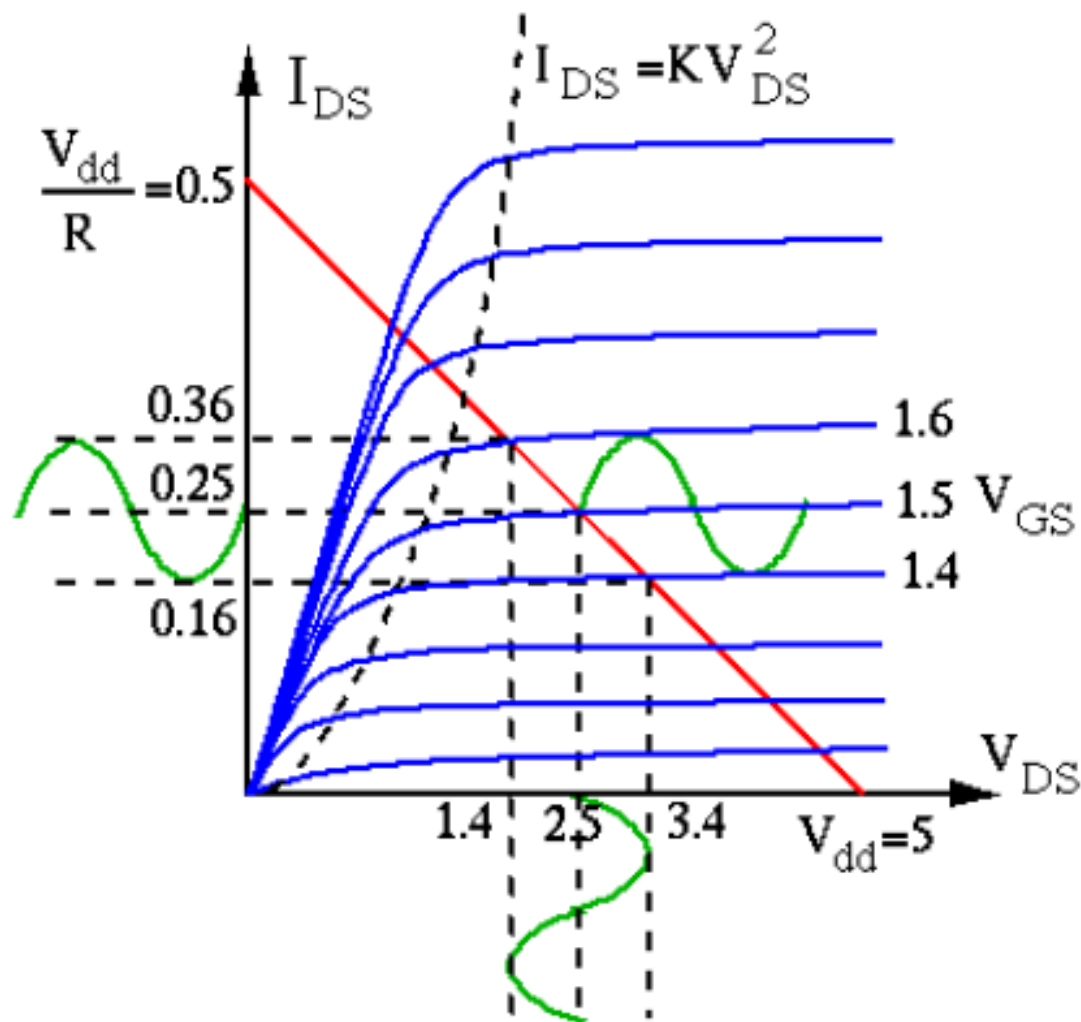


Fig. 7. Transfer Curve

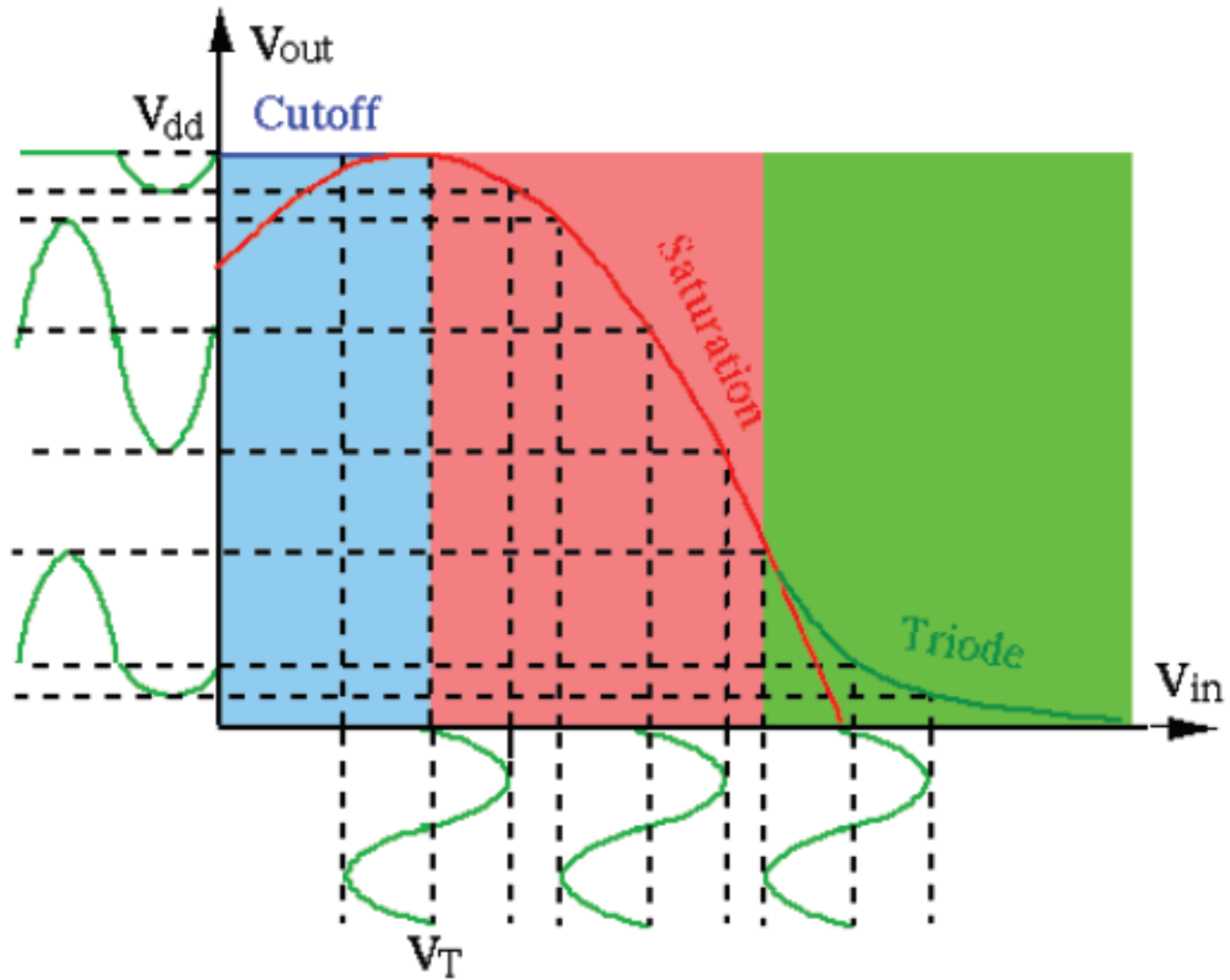
- Příklad převodní charakteristiky tranzistoru MOSFET s indukovaným kanálem.
- Je třeba si všimnout toho, že převodní charakteristika má pro $U_{GS} = U_T$ nulovou hodnotu I_D ($I_D = 0$).
- Teprve od tohoto bodu nabývá charakteristika sklon daný zesilovacími vlastnostmi tranzistoru.

Zesilovače s tranzistory MOSFET



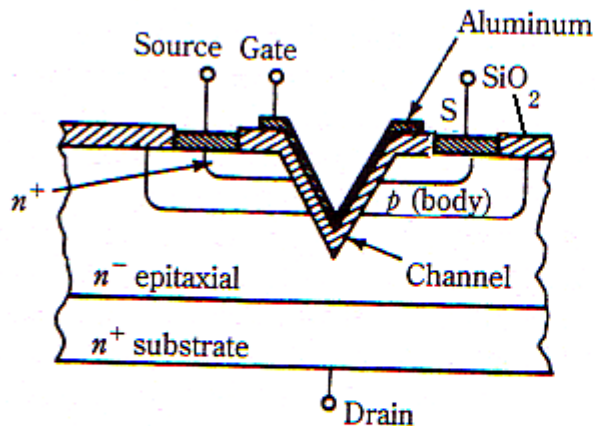


Biasing: In the example above, the DC offset of the input is at 1.5V, so that the transistor is working in the saturation region when the magnitude of the AC input is limited. However, if this offset is either too high or too low, the gate voltage may go beyond the saturation region to enter either the triode or the cutoff region. In either case, the output voltage will be severely distorted, as shown below:

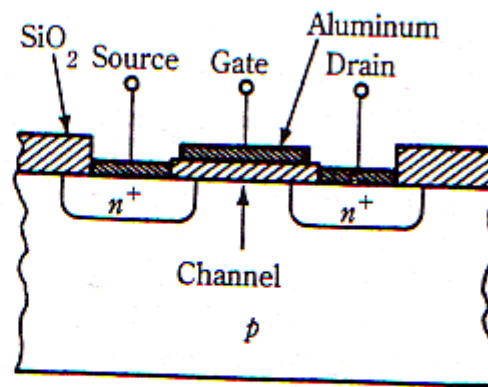


Tranzistory POWER MOSFET (V-MOS POWER FET)

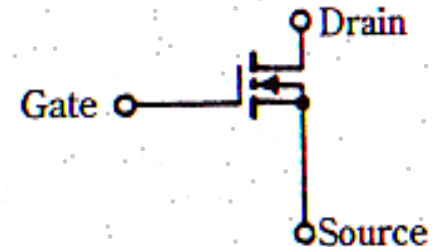
82 *The field-effect transistor in RF power applications*



A



B



3-5 Comparison of the power MOSFET structure with ordinary MOSFET geometry. A. The VMOS structure of the new power units. Source-drain current path is vertical through the four semiconductor regions. B. A previous MOSFET configuration—limited to signal-level power.

Různé uspořádání výkonových MOSFETů

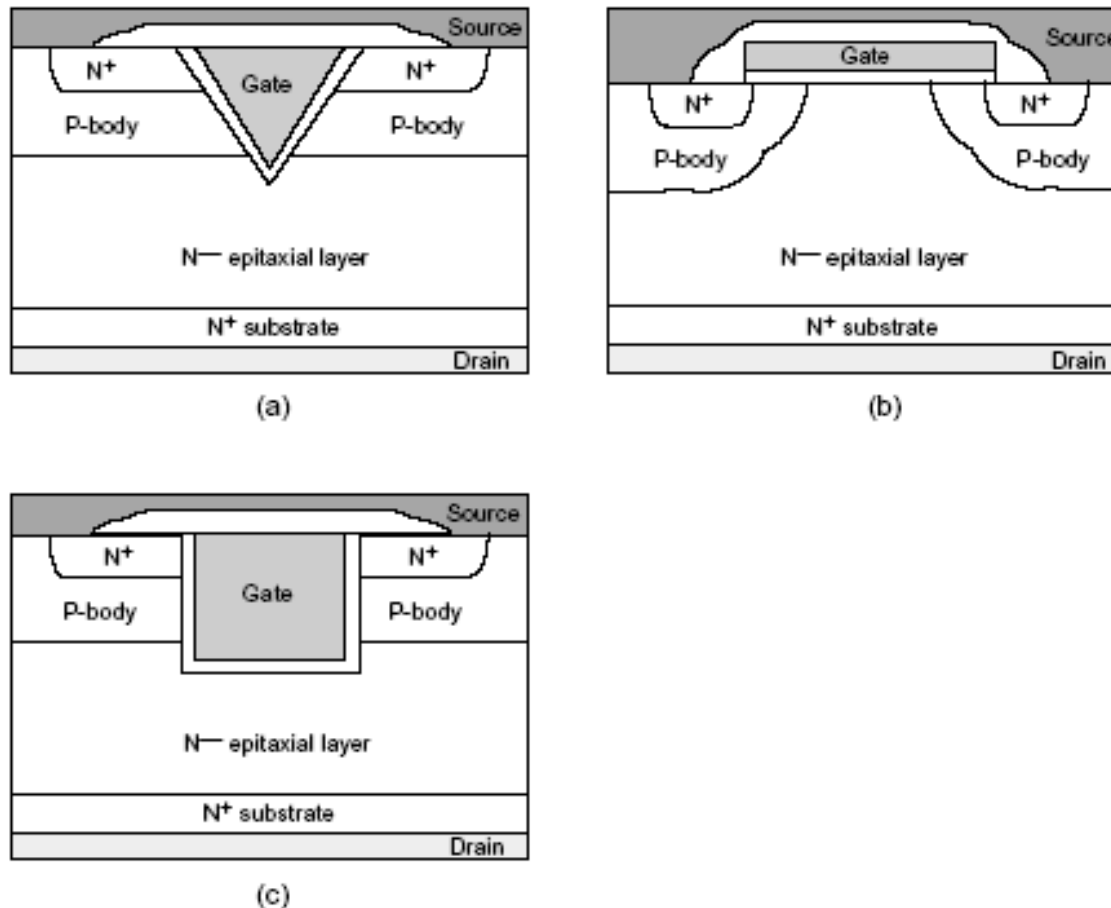


Fig. 4. Vertical Channel Structure

- (a) The VMOSFET Structure
- (b) The DMOSFET Structure
- (c) The UMOSFET Structure

1. The VMOSFET Structure

As shown in Fig. 4 (a), this structure has V-groove at the gate region and it is the first commercialized structure. But as there was stability problem in manufacturing, and the high electric field at the tip of V-groove, this VMOSFET structure was pushed out by the DMOSFET structure.

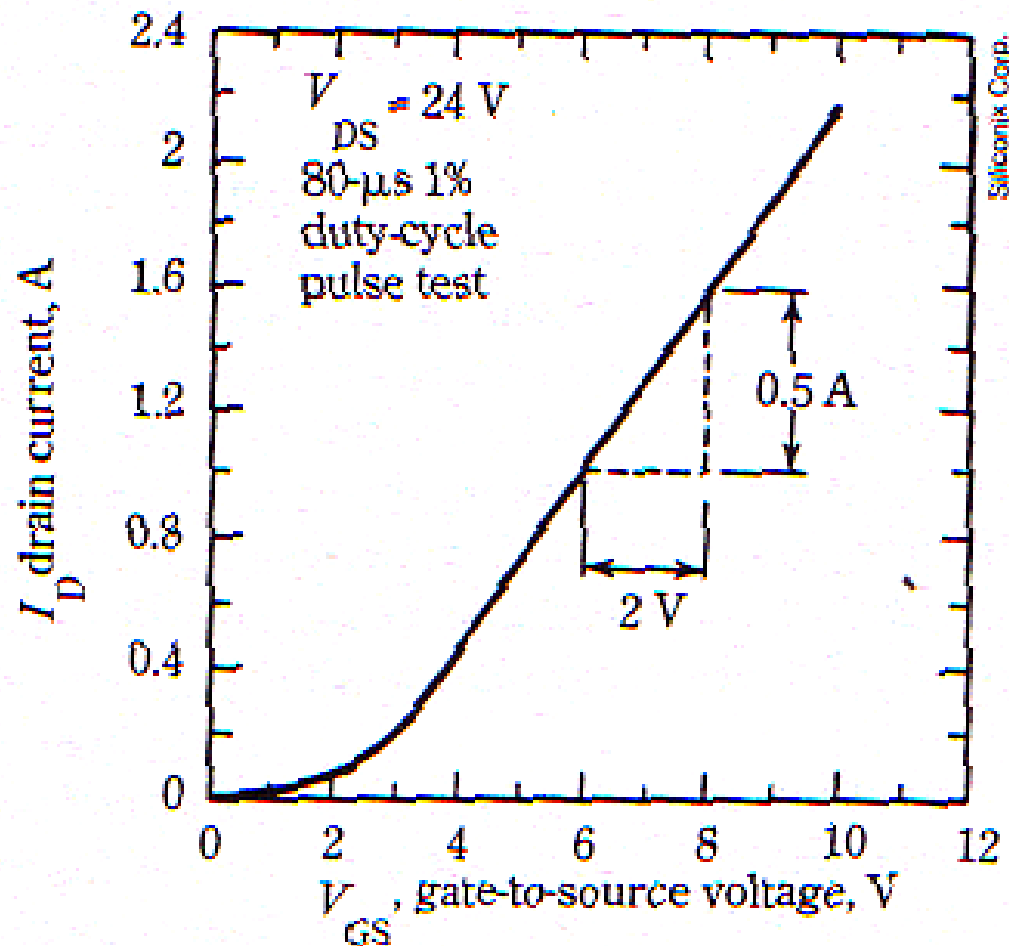
2. The DMOSFET Structure

As shown in Fig. 4 (b), it has double-diffusion structure having P-base region and N^+ source region, and it is the most commercially successful structure.

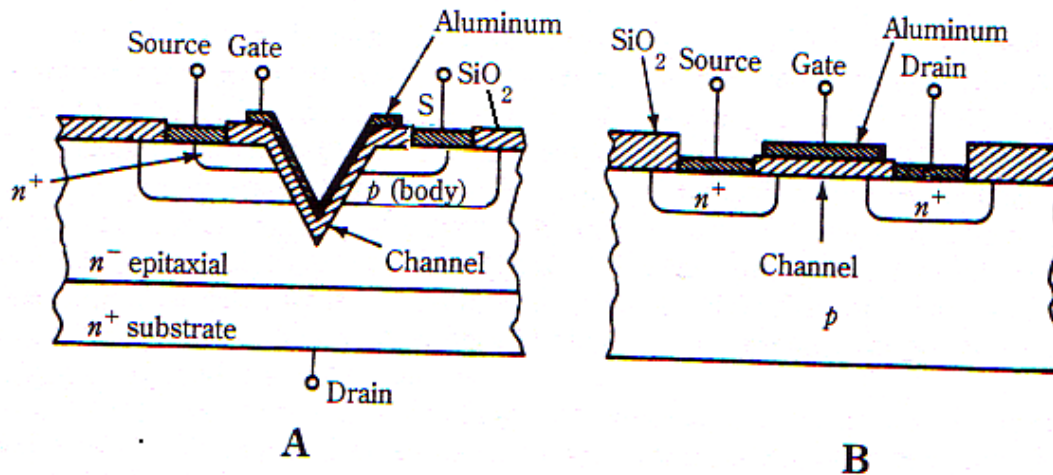
3. The UMOSFET Structure

As shown in Fig 4 (c), this structure has U-groove at the gate region. This structure has higher channel density so that it can reduce on-resistance compared to the VMOSFET and the DMOSFET. UMOSFET structure using trench etching technique was commercialized in 1990s.

Typická charakteristika POWER MOSFET



82 The field-effect transistor in RF power applications



3-5 Comparison of the power MOSFET structure with ordinary MOSFET geometry. A. The VMOS structure of the new power units. Source-drain current path is vertical through the four semiconductor regions. B. A previous MOSFET configuration—limited to signal-level power.

V-MOS - možné větší proudové zatížení, výhoda pro výkonové aplikace, větší plocha 'drainu' tzn. lepší chlazení

-jeden metalický gate reguluje dvě vertikální proudové dráhy

-je možné dávat na drain větší napětí díky epitaxní n⁻ vrstvě

-je menší kapacita mezi GD, to je výhoda pro RF aplikace

Výhody POWER MOSFET v RF aplikacích (nejen)

- netrpí sekundárním průrazem jako BJT, neprojevuje se efekt 'hot spotting'
- není potřeba tepelná stabilizace pracovního bodu, odpor kanálu
- roste s proudem, s rostoucí teplotou klesá proud drainu I_D to je výhoda proti BJT
- je možné je přímo spojovat paralelně bez stabilizačních odporů
- frekvenční přenos je dán rozptylovými kapacitami, tzn. velká šířka pásma se zachovává i pro velké výkony
- velká vstupní impedance umožňuje snadné buzení -> nepřizpůsobení zátěže méně ohrozí prvek než v případě BJT
- dobrá linearita mezi vstupním napětím a výstupním proudem -> lineární širokopásmové RF aplikace (lepší než u BJT)
- je možné rychlé spínání -> dosažitelná velká efektivita

Nevýhody POWER MOSFET:

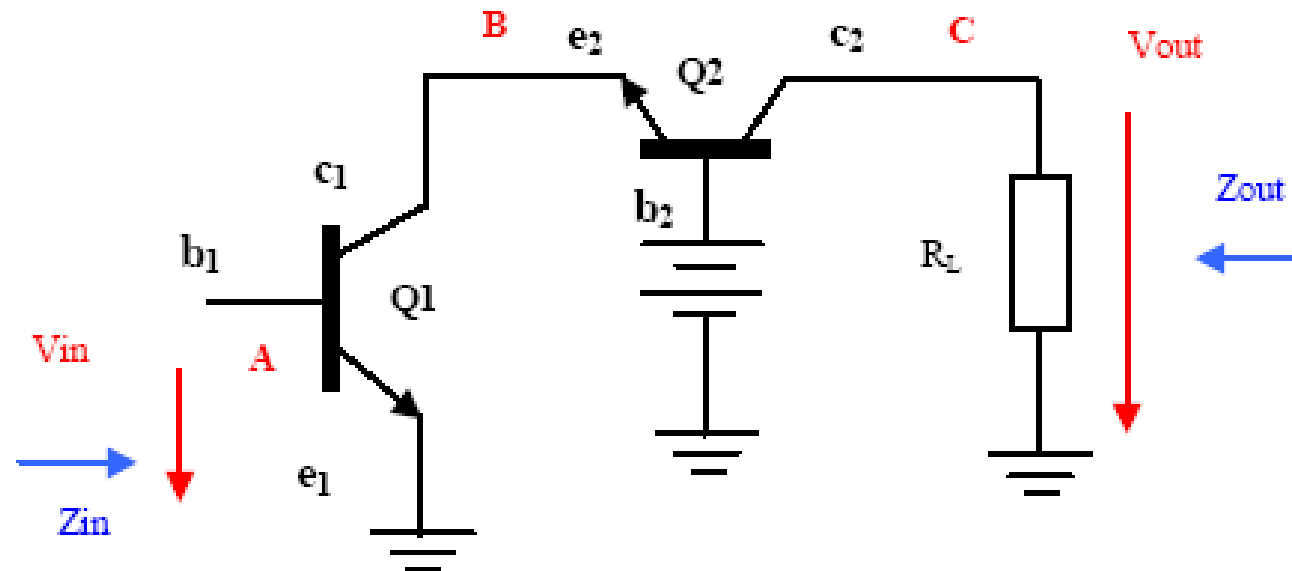
- větší saturační napětí V_{DSsat}
- velká vstupní kapacita
- možnost proražení tenké hradlové vrstvy

Výkonové aplikace POWER MOSFET s využitím paralelního spojování:

- televizní vysílače s výkonem 50 kW (firma Harris vyrábí středovlnné vysílače až do 500 kW)

Cascode BJT Circuit

A popular circuit for use at high frequencies is the cascode amplifier, as shown below:-



Gain of Q1 due to load of Q2

$$\text{CE gain} = -g_{m1}R_{L1} \quad R_{IN}(\text{CB stage}) = \frac{1}{g_{m2}}$$

$$A_{V1} = -g_{m1} \frac{1}{g_{m2}} \text{ which assuming transistors are matched } = 1$$

$$A_{V1} = -1$$

Miller capacitance

$$C_{\text{SHUNT}} = C_{\text{BC}}(1 - A_V) = C_{\text{BC}}(1 - (-1)) \quad C_{\text{SHUNT}} = 2C_{\text{BC}}$$

The miller capacitance across the input of the CE stage is double the Base collector capacitance of Q1.

- Kaskoda (sériové spojení tranzistorů, kdy zapojení se společným emitorem napájí zapojení se společnou bází) je vhodná pro RF aplikace díky vysoké horní mezní frekvenci.
- Má malou vstupní Millerovu kapacitu.

$$A_v = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \approx - R_L g_m$$

Output Impedance

$$R_{OUT} = R_L$$

Input Impedance

of Q1 at point A is $R_{IN} = \frac{\beta}{g_m}$

Current gain (A_i) = A_i of the CE stage (A_i of CB stage = 1) = β

Kaskodové zapojení MW zesilovače s GaAs MESFET (zesilovač je integrovaný na čipu)

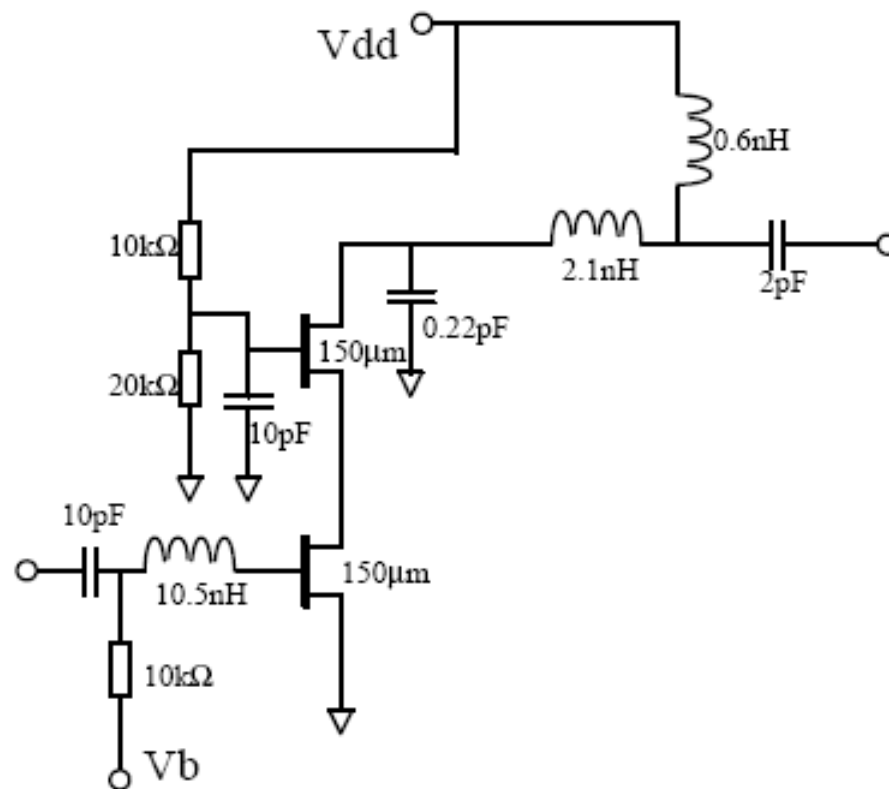


Fig. 1 Schematic of the 5.2 GHz LNA

Kaskoda s tranzistory MOSFET

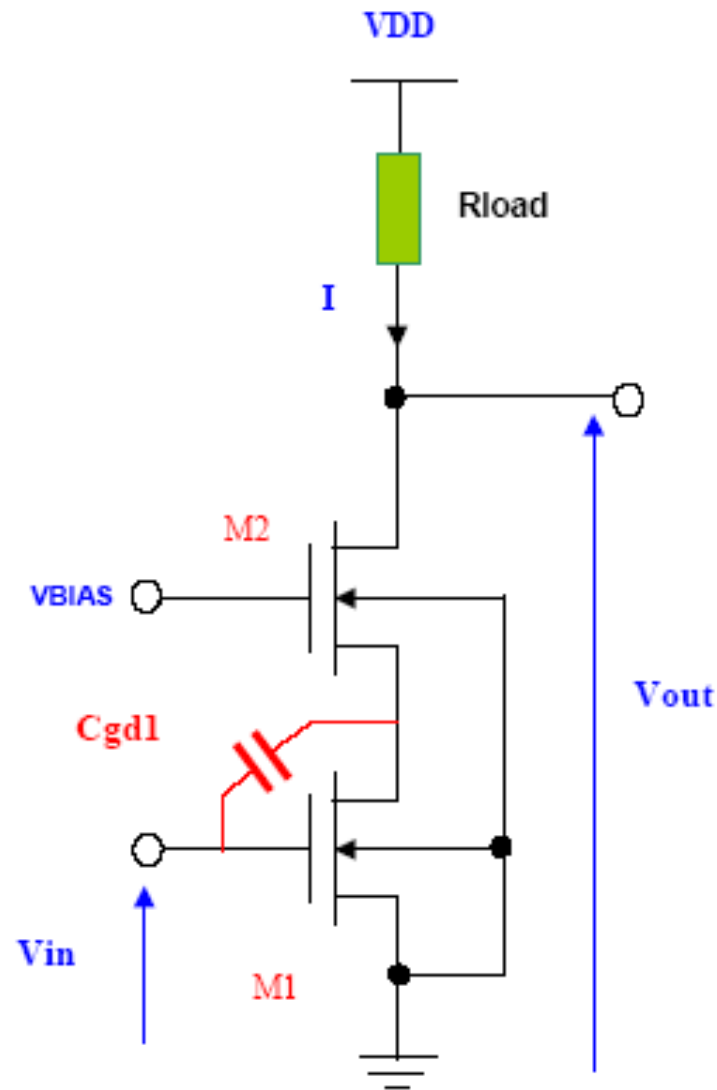
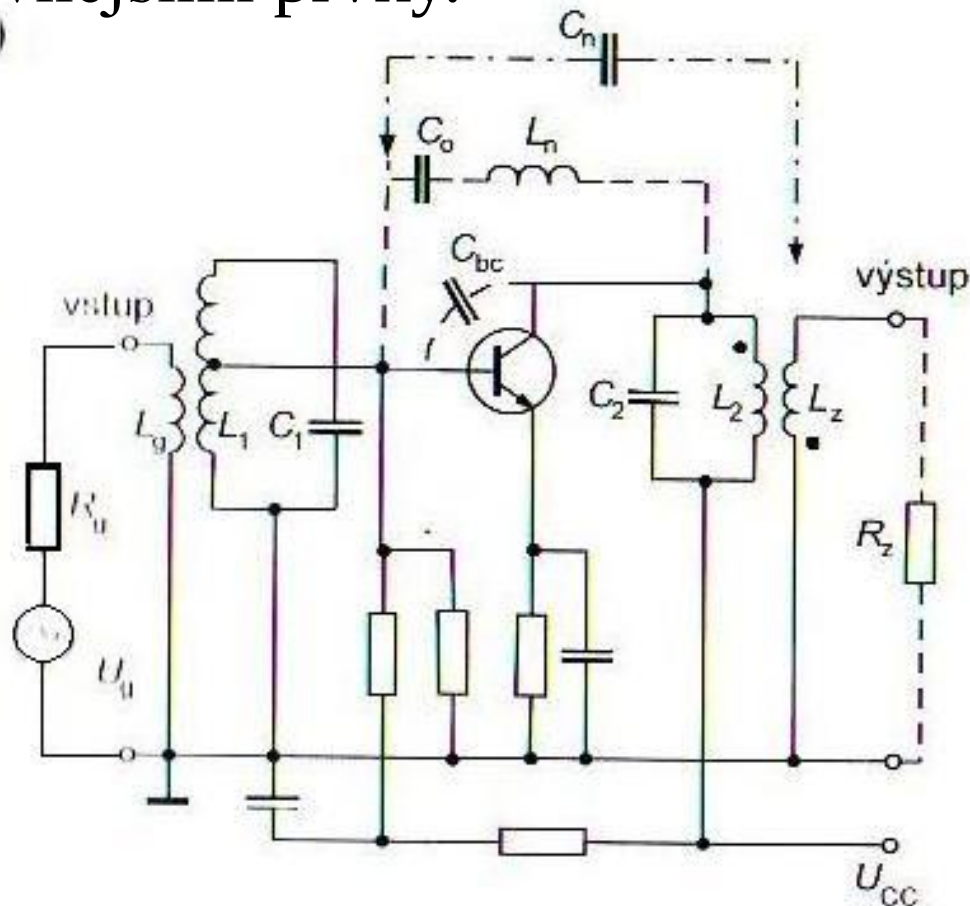


Figure 1 Basic Cascode Amplifier

Úzkopásmové zesilovače

- Neutralizovaný úzkopásmový vysokofrekvenční zesilovač.
- Neutralizace = kompenzace C_{bc} zpětnovazební kapacity vnějšími prvky.

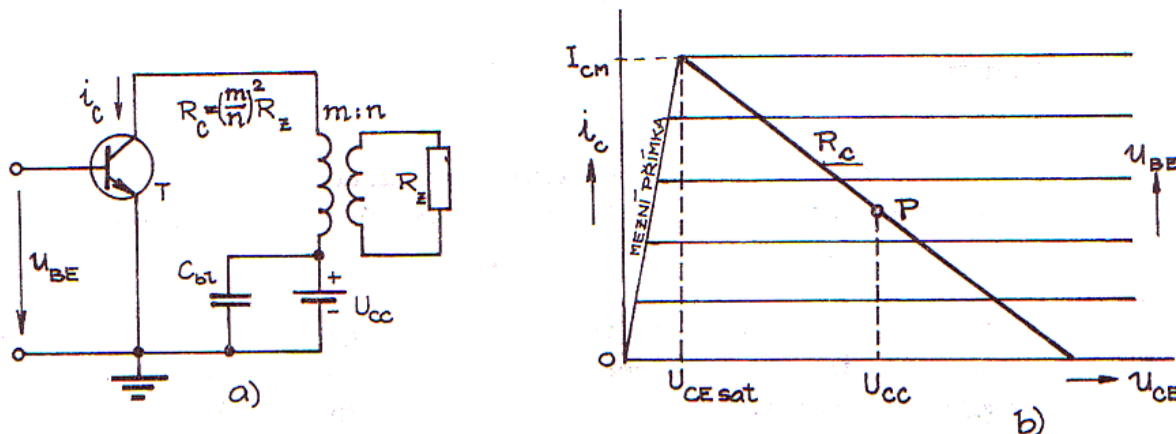


RF zesilovač pracující ve třídě A

- Nepřichází-li do zesilovače vstupní signál, prochází zesilovačem pouze klidový stejnosměrný proud I_{cp} , kterým vznikne na kolektoru tranzistoru T napětí U_{cp} .
- Těmito hodnotami je určena poloha klidového pracovního bodu P a tím i popř. poloha stejnosměrné zatěžovací přímky R_{ss} .
- Volba pracovního bodu P je omezena maximální kolektorovou ztrátou P_{cmax} (hyperbolou kolektorové ztráty), přípustným maximálním proudem I_{cmax} , maximálním napětím kolektor - emitor U_{cemax} , odporem vstupního a výstupního vinutí transformátoru (r_1 a r_2) a kolektorovými charakteristikami tranzistoru.

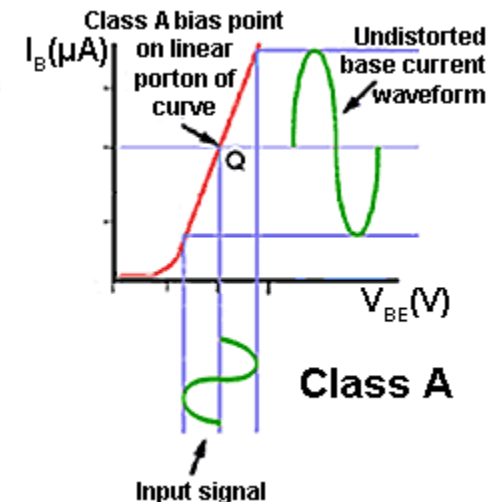
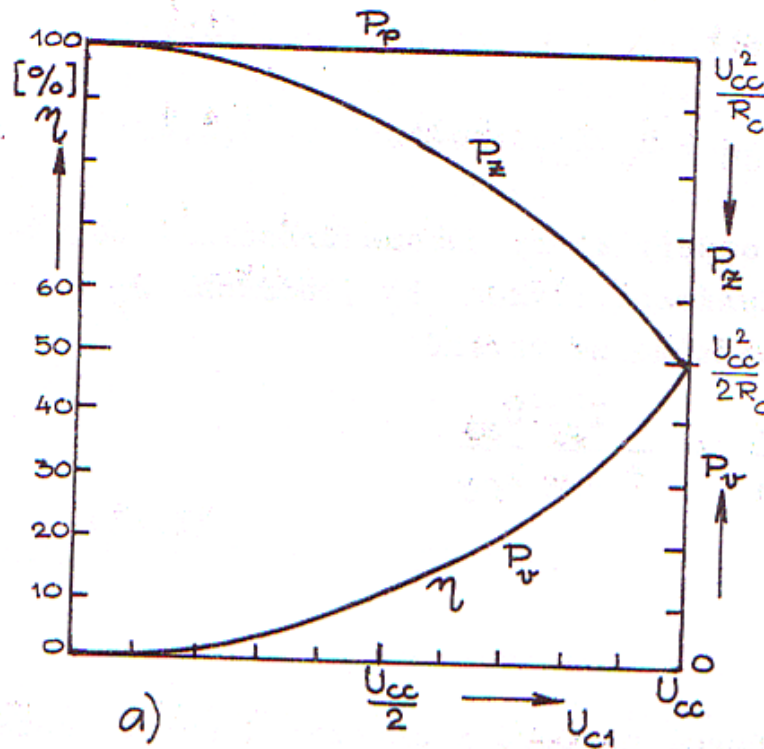
Širokopásmový zesilovač

Předpokládejme nejdříve, že zesilovač budíme harmonickým signálem



Širokopásmový zesilovač ve třídě A a) schema zapojení
b) pracovní přímka ve výstupních charakteristikách

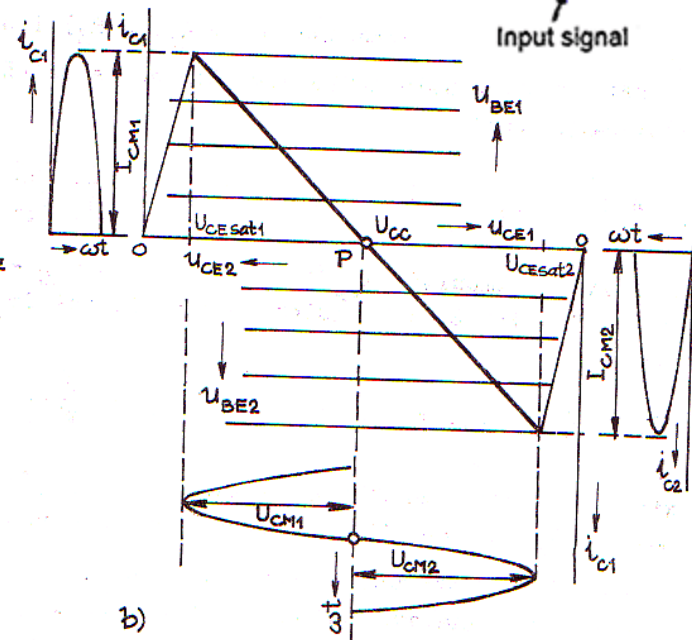
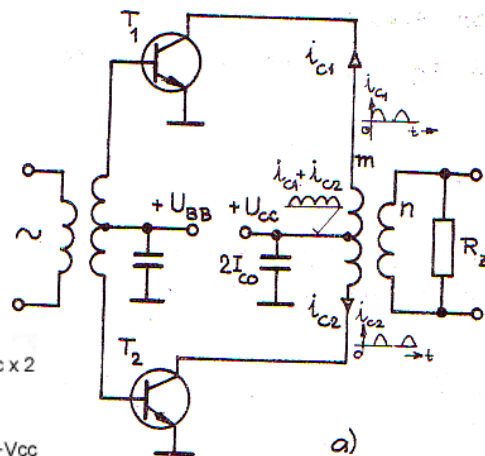
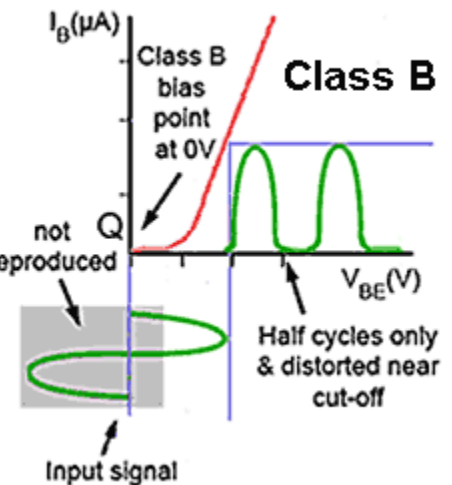
- The output power they produce is theoretically 50%, but practically only about 25 to 30%, compared with the DC power they consume from the power supply.
- Zanedbatelné zkreslení.
- I když je vstupní napětí nulové, tak teče tranzistorem nenulový proud – ztráty.
- Tranzistor je stále otevřený.
- Příkon P_p je konstantní a výkon P_v roste s napětím na tranzistoru -> ztrátový výkon klesá.



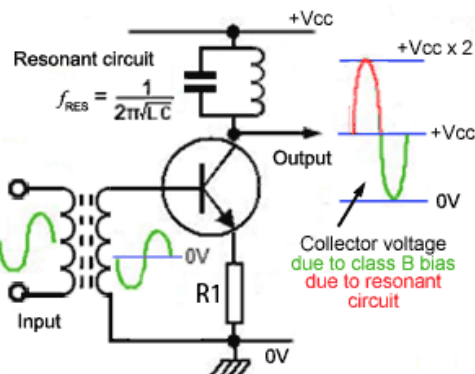
Výkonové parametry širokopásmového zesilovače ve třídě A při buzení harmonickým signálem

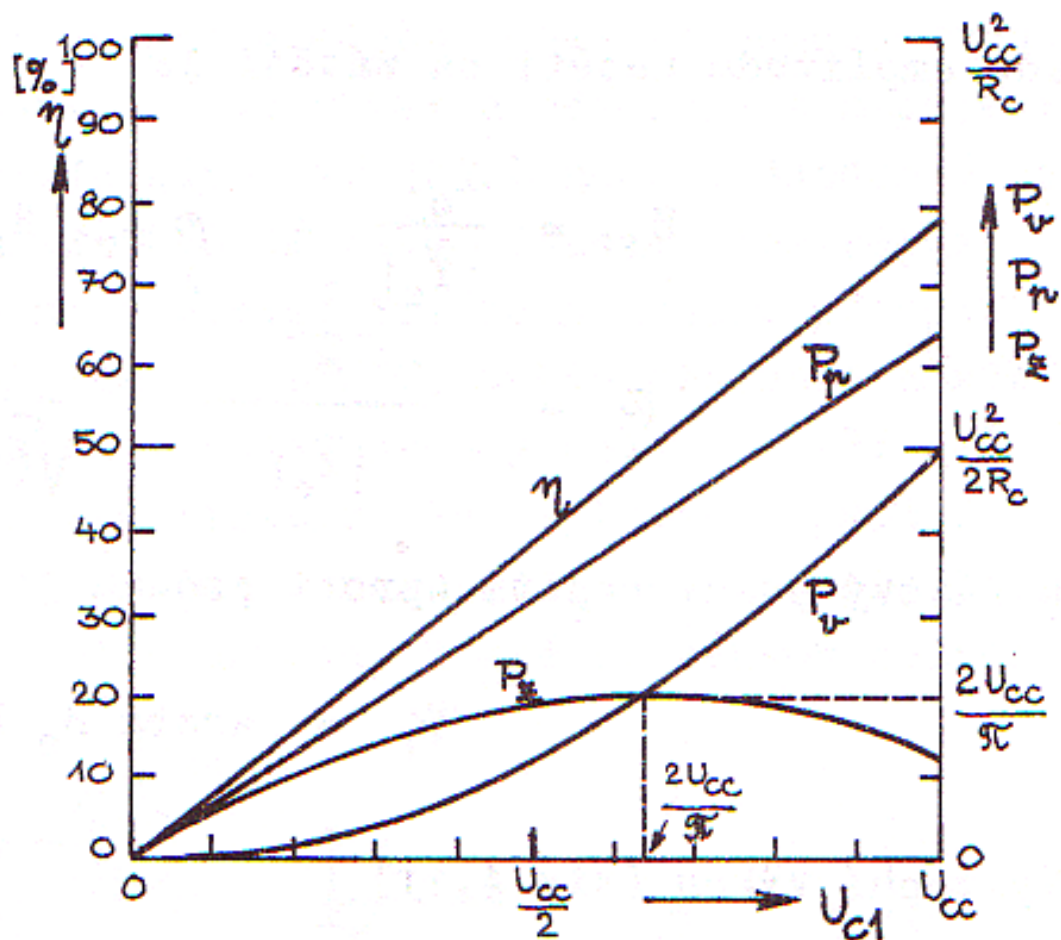
RF zesilovač ve třídě B

- Napětí báze je nastaveno na nulové napětí.
- Přenáší se jen kladná půlvlna.
- Značné zkreslení a účinnost až 80%.
- Push-pull zapojení (dvojčinné) – pro každou půlvlnu pracuje jeden tranzistor.
- Nebo rezonanční obvod na výstupu doplňující druhou půlvlnu.

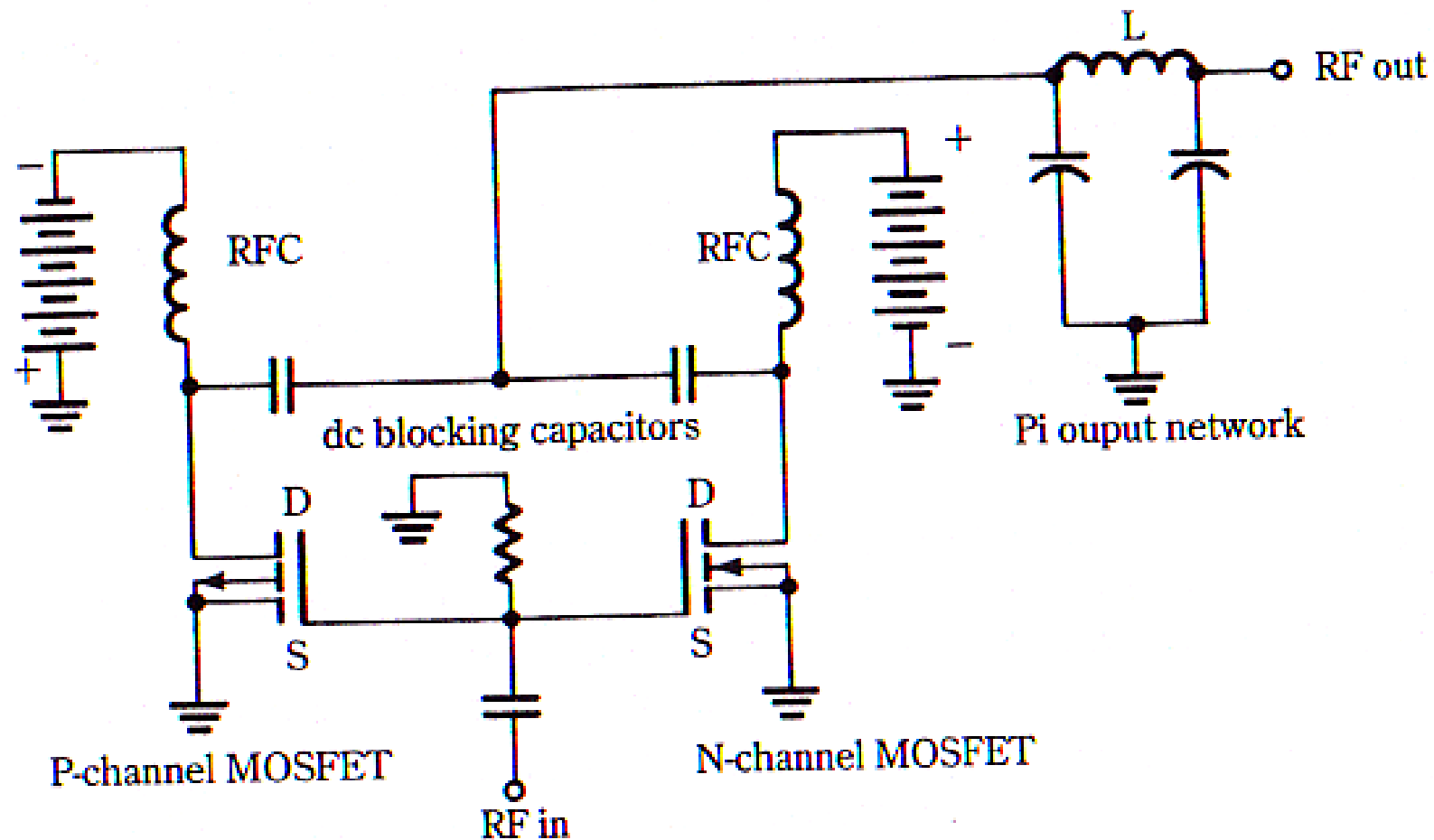


a) Schema zapojení dvojčinného zesilovače
b) Pracovní charakteristiky





Obr. 4.27 Výkonové parametry zesilovače
ve třídě B v závislosti na
velikosti U_{c1}



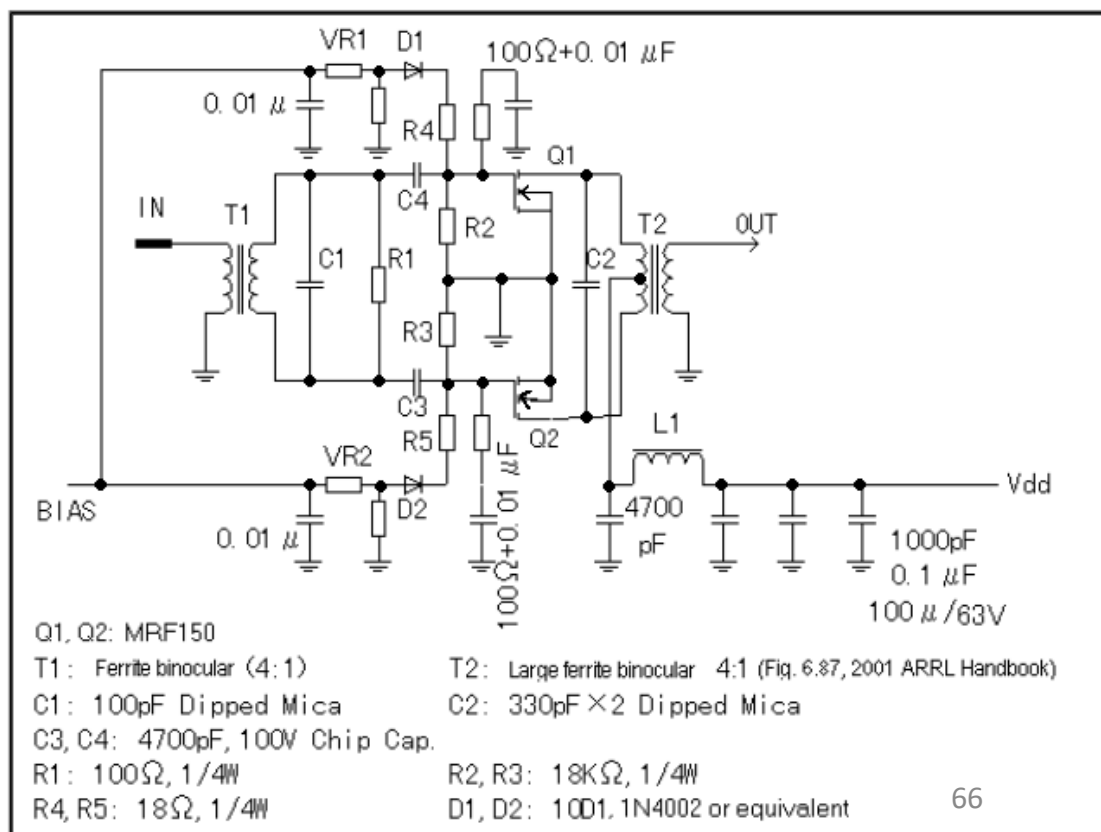
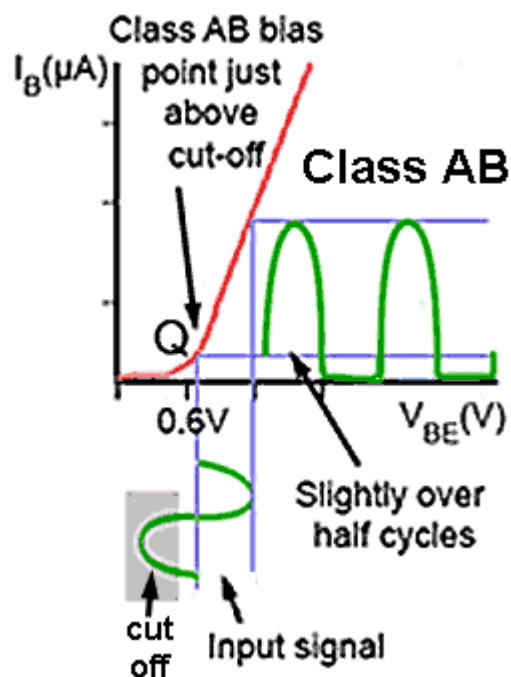
- 3-16 Complementary symmetry push-pull amplifier using MOSFETs. Although a dual dc supply is needed, this scheme provides benefits of push-pull operation with the simplicity of single-ended drive and output circuitry.

Příklad lineárního RF dvojčinného zesilovače ve třídě AB

- Spojuje výhody a nevýhody tříd A a B.
- Tranzistor nastaven těsně nad cut-off . Používá se malé napětí na bázi.
- Tranzistor je tedy stále mírně otevřený.
- Použití opět v push-pull zapojení.

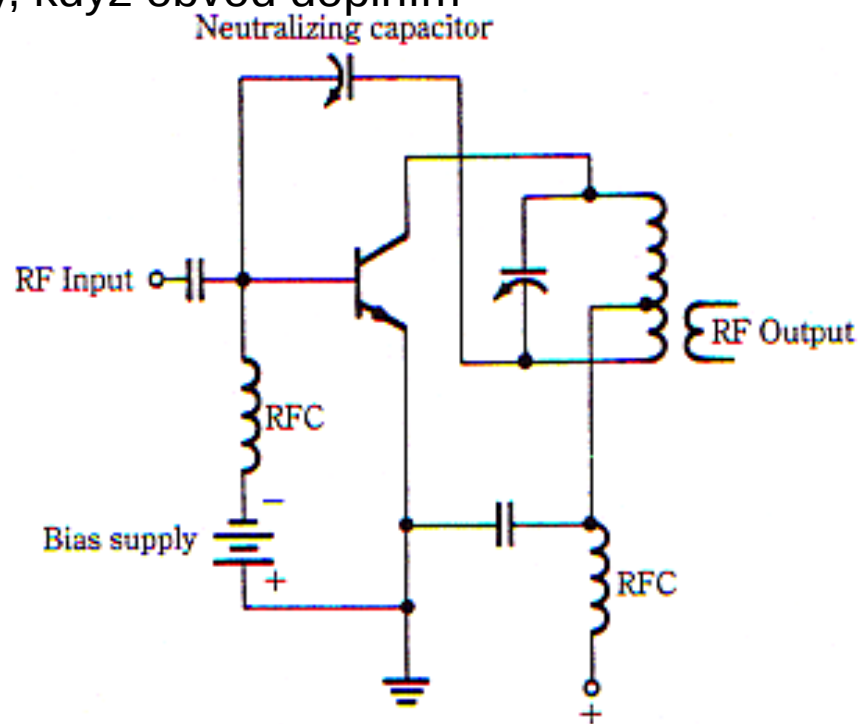
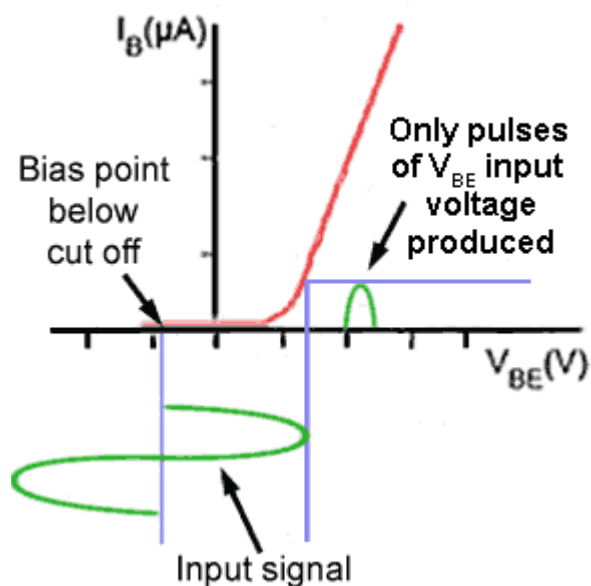
A typical MRF150 PA module

Fig. 1: A typical MRF150 PA module (250W PEP output).



Zesilovač ve třídě C

- Pracují hluboko pod cut-off napětím.
- Na bázi se připojuje velké záporné předpětí.
- Silné zkreslení.
- Použití jen pro sinusové RF signály, když obvod doplním rezonančními LCR obvody.



- 5 The basic arrangement for demonstrating transistor class-C amplifier. In practical applications, it is often feasible to dispense with neutralization, and it is not usually necessary to provide fixed bias. Also, one or more of the RF chokes can generally be omitted.

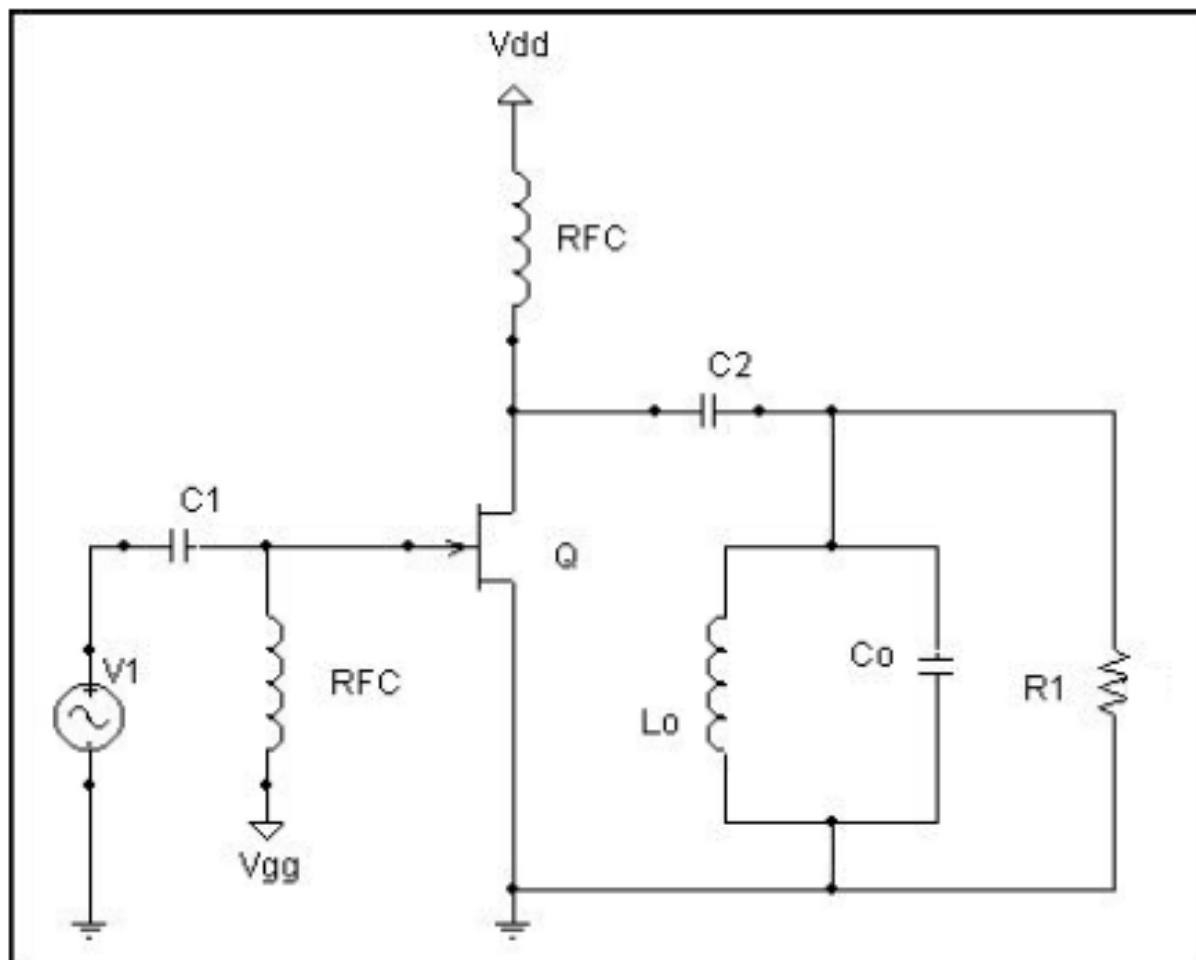
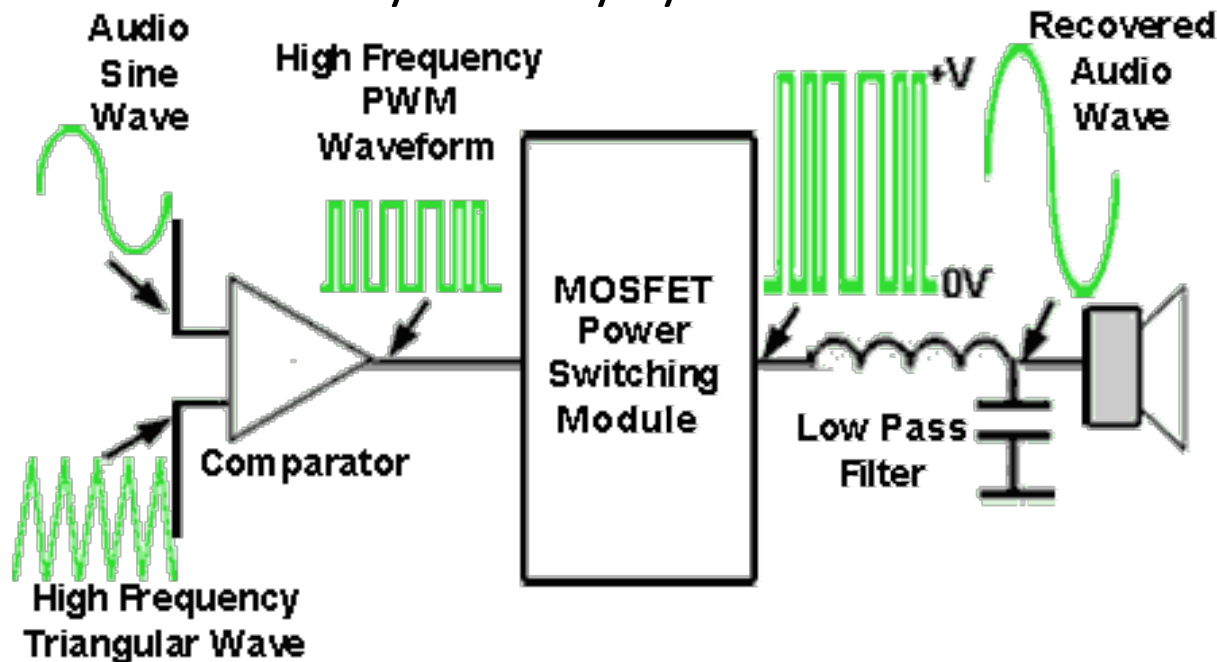


Figure 2.1. Single-ended Power Amplifier (Class A, B, or C)

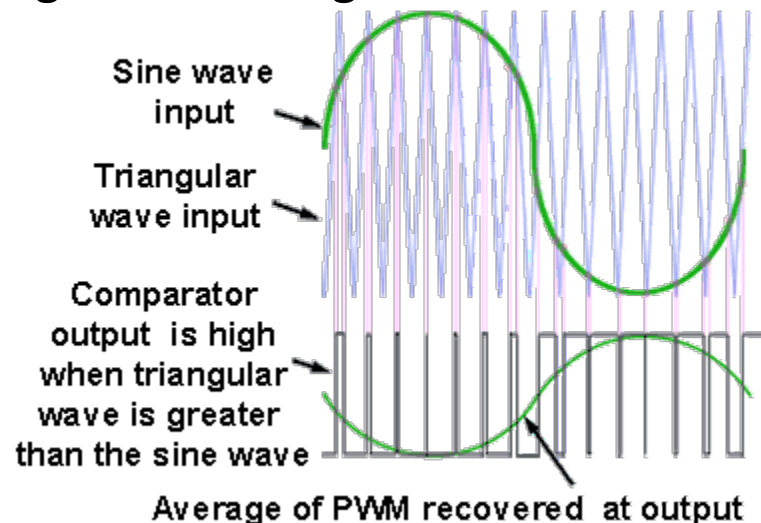
RF zesilovače pracující ve třídě D

- Tranzistory pracují ve spínacím režimu
- The sine signal is first converted to a type of digital signal called 'Pulse Width Modulation'.
- Když je tranzistor sepnutý, teče jím maximální proud a úbytek napětí skoro nula.
- Když je tranzistor vypnutý, tak velký úbytek napětí na něm, ale proud skoro nula.
- Pak velká účinnost a malý ztrátový výkon.

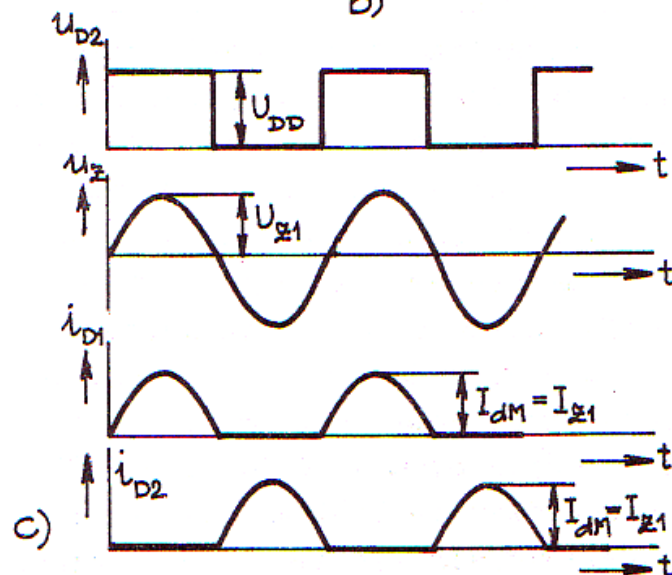
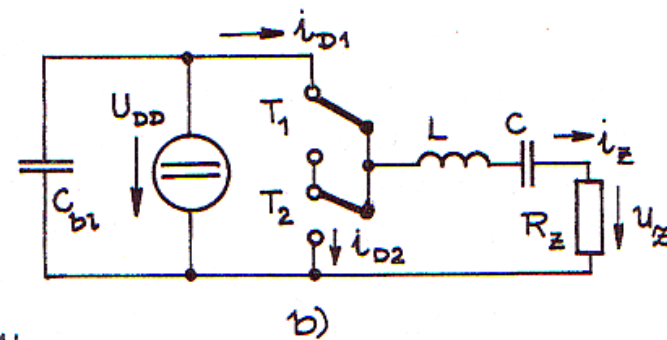
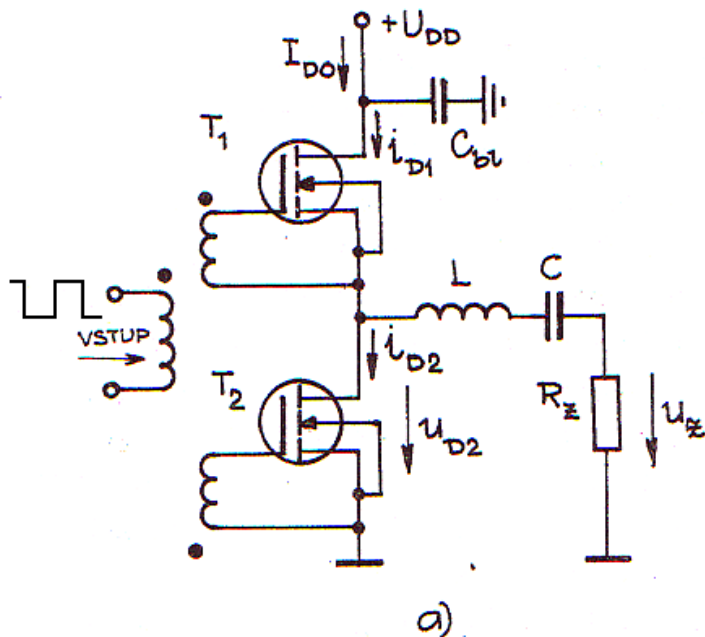


RF zesilovače pracující ve třídě D

- Sinusoidal signal is converted into a 'pulse width modulated' form using a comparator, which compares the relatively low frequency sine waves, with a much higher frequency triangular waveform.
- The output of the comparator switches to a high level if the instantaneous voltage of the triangular wave is higher than that of the sine wave, or to a low level if it is lower.
- The comparator output therefore consists of a series of pulses whose widths vary in relation to the instantaneous voltage of the sine wave. The average level of the PWM signal has the same shape (though inverted in this case) as the original audio signal.



RF zesilovače pracující ve třídě D



Obr. 4.44 Zesilovač třídy D v kvazi-komplementárním zapojení

- a) Principiální schéma
- b) Náhradní obvod
- c) Průběhy napětí a proudů

$$u_{D2}(t) = U_{DD} \left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sin \omega t + \frac{2}{3\pi} \sin 3\omega t + \dots \right) \quad (4.87) .$$

Je-li obvod naladěn na kmitočet budicího signálu a má-li dostatečně vysoké Q , představuje velkou impedanci pro vyšší harmonické složky a na zátěži se uplatní pouze základní harmonická o amplitudě

$$U_{z1} = \frac{2 U_{DD}}{\pi} \quad (4.88) .$$

Proud zátěží potom bude

$$i_z = \frac{U_{z1}}{R_z} \sin \omega t = \frac{2 U_{DD}}{\pi R_z} \sin \omega t = I_{z1} \sin \omega t \quad (4.89) .$$

Tento proud protéká tranzistory T_1 resp. T_2 po dobu jejich vodivosti, tzn. po dobu poloviny periody (viz obr. 4.44 c). Stejnosemnná složka proudu $i_{D1}(t)$ představuje proud odebíraný ze stejnosměrného napájecího zdroje U_{DD}

$$I_{DO} = \frac{I_{dM}}{\pi} = \frac{I_{z1}}{\pi} = \frac{U_{z1}}{\pi R_z} = \frac{2}{\pi^2} \frac{U_{DD}}{R_z} \quad (4.90) .$$

Výkon, příkon a účinnost zesilovače určíme ze vztahů

$$P_v = \frac{U_{z1} I_{z1}}{2} = \frac{U_{z1}^2}{2R_z} = \frac{2}{\pi^2} \frac{U_{DD}^2}{R_z} \quad (4.91)$$

$$P_p = U_{DD} I_{DO} = U_{DD} \frac{U_{z1}}{\pi R_z} = \frac{2}{\pi^2} \frac{U_{DD}^2}{R_z} \quad (4.92)$$

$$\eta = \frac{\pi}{2} \frac{U_{z1}}{U_{DD}} \quad (4.93)$$

V případě ideálních spínačů bude tedy $\eta = 100\%$.

$$u_2(t) = \frac{4p}{\pi} U_{DD} \left(\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \dots \right) \quad (4.94)$$

a amplitudou základní harmonické

$$U_{z1} = \frac{4p}{\pi} U_{DD} \quad (4.95)$$

Za předpokladu dokonalé filtrace harmonických složek seriovým kmitavým obvodem bude proud zátěží harmonický

$$i_z = \frac{U_{z1}}{R_z} \sin \omega t = \frac{4p}{\pi} \frac{U_{DD}}{R_z} \sin \omega t = I_{z1} \sin \omega t \quad (4.96)$$

a každým z tranzistorů bude protékat proud ve tvaru poloviny sinusovky s amplitudou $p \cdot I_{z1}$. Tyto proudy se sčítají ve středním přívodu transformátoru a stejnosměrná složka tohoto celkového proudu představuje proud odebíraný z napájecího zdroje

$$I_{DO} = \frac{2p \cdot I_{z1}}{\pi} = \frac{2p \cdot U_{z1}}{\pi R_z} = \frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{p^2}{R_z} U_{DD} = \frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{U_{DD}}{R_{z1}} \quad (4.97) ,$$

kde $R_{z1} = R_z / p^2$ je zatěžovací odpor pro základní harmonickou přetransformovaný na polovinu primárního vinutí (při druhé polovině odpojené). Na základě předcházejících úvah můžeme výkon, příkon a účinnost vyjádřit vztahy

$$P_v = \frac{U_{z1} I_{z1}}{2} = \frac{U_{z1}^2}{2R_z} = \frac{8p^2}{\pi^2} \frac{U_{DD}^2}{R_z} = \frac{8}{\pi^2} \frac{U_{DD}^2}{R_{z1}} \quad (4.98)$$

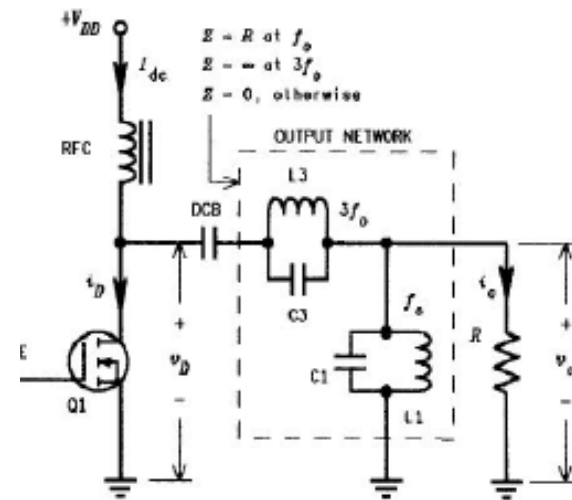
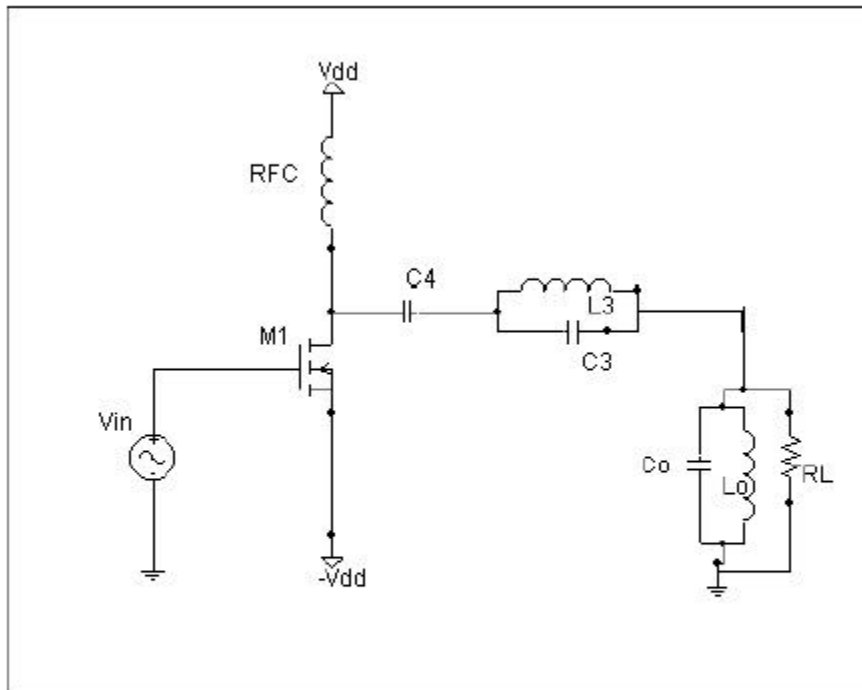
$$P_p = U_{DD} I_{DO} = U_{DD} U_{z1} \frac{2p}{\pi R_z} = \frac{8}{\pi^2} \frac{U_{DD}^2}{R_{z1}} \quad (4.99)$$

$$\eta = \frac{\pi}{4p} \frac{U_{z1}}{U_{DD}} \quad (4.100) ,$$

přičemž η je opět 100 % .

Zesilovač ve třídě F (úzkopásmový zesilovač)

- budí se harmonickým signálem
- používá výstupní filtry na tvarování
- napětí a proud na D (drain) MOSFET tranzistoru



1. 1. Example of a Class-F power amplifier.

- Pravoúhlé napěťové pulsy mají pouze základní a liché harmonické.
- Jednocestně usměrněný harmonický proudový signál má pouze základní a sudé harmoniky.

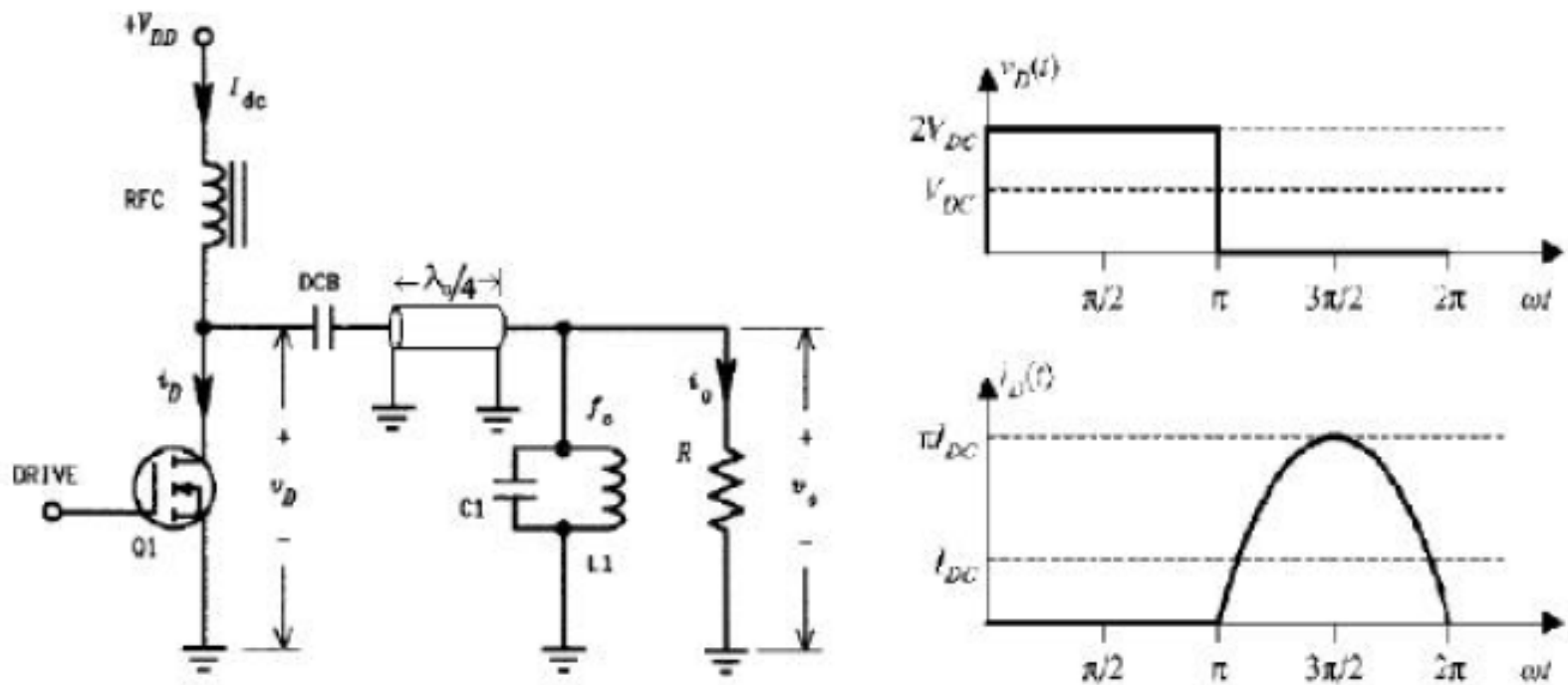


Fig. 2. A Class-F power amplifier with quarter-wavelength transmission line and parallel-tuned output.

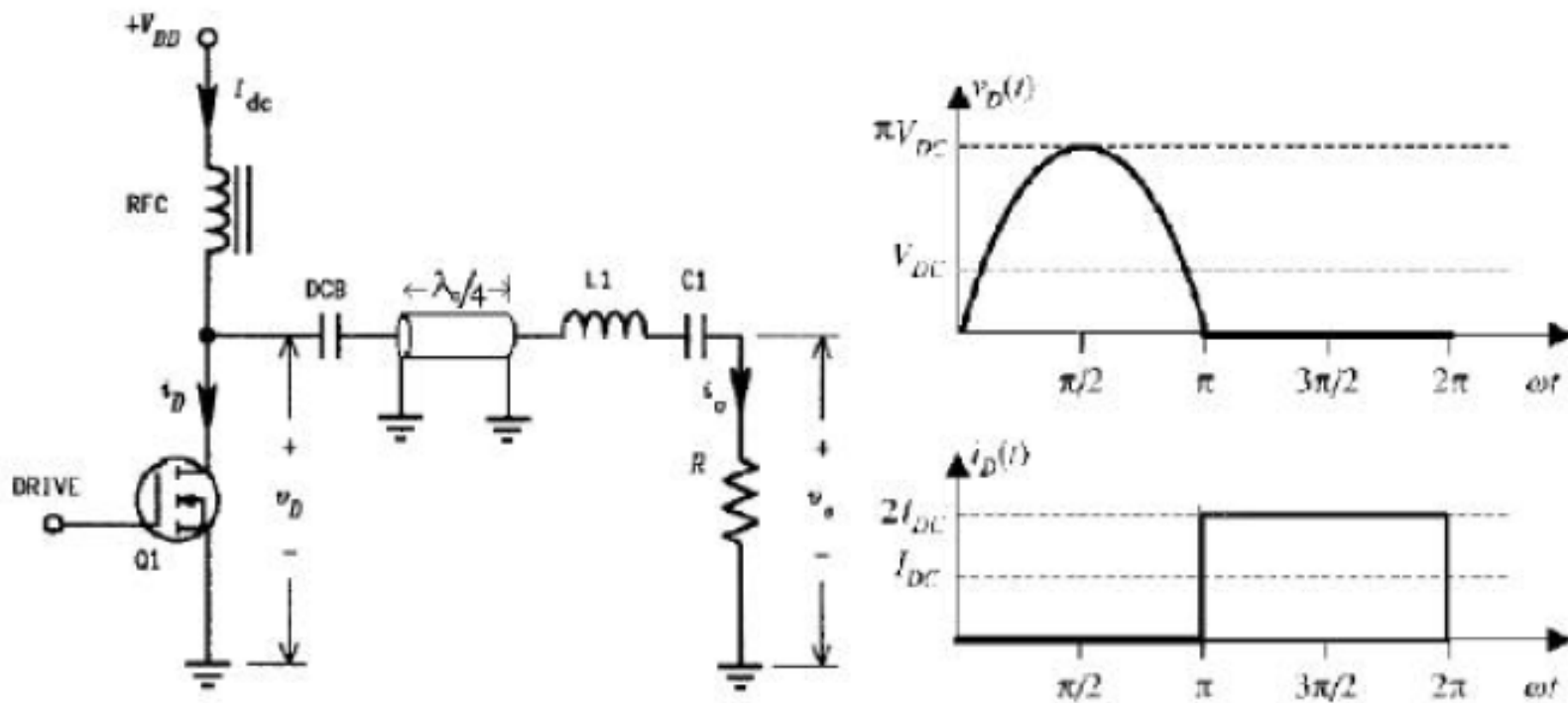


Fig. 3. A Class-F power amplifier with quarter-wavelength transmission line and series-tuned output.

Zesilovač pracující ve třídě E

- Používá spínací tranzistor jako ve třídě D, ale výstupní síť vhodně tvaruje napětí na tranzistoru tak, aby se potlačily ztráty v době spínání tranzistoru => pracuje do vysokých frekvencí
- Je to silně nelineární zesilovač.

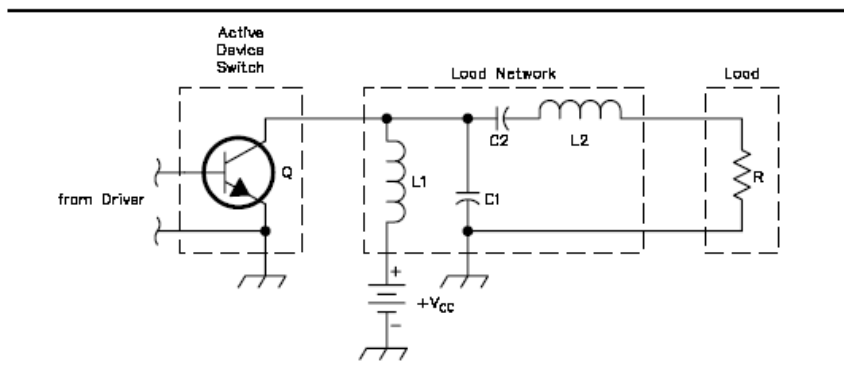


Fig 2—Schematic of a low-order Class-E amplifier.

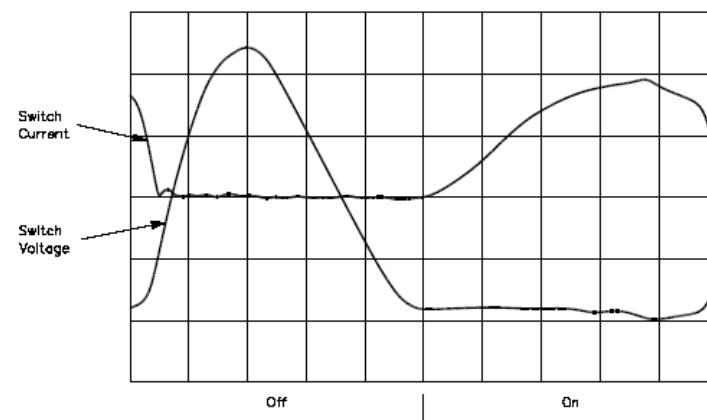


Fig 3—Actual transistor voltage and current waveforms in a low-order Class-E amplifier.

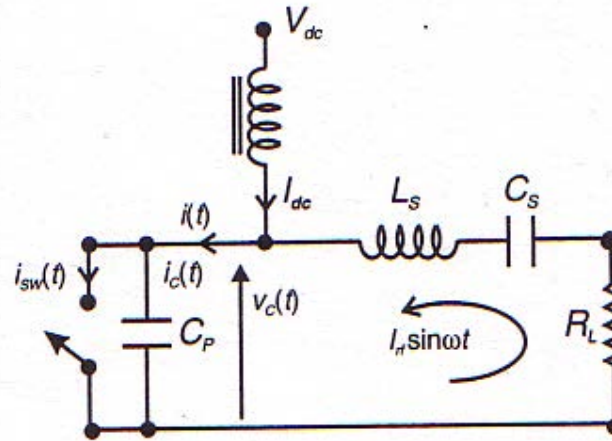


Figure 6.9 Schematic of basic class E amplifier.

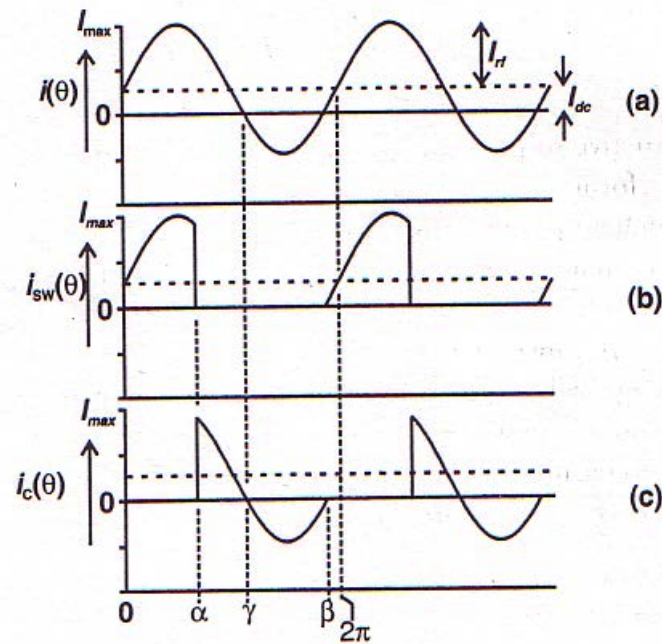


Figure 6.10 Class E RF current waveforms: (a) total current; (b) switch current; (c) shunt capacitor current.

$$v_c(\theta) = \frac{1}{\omega C_p} \int_{(2\pi-\beta)}^{\theta} i_c(\theta) d\theta$$

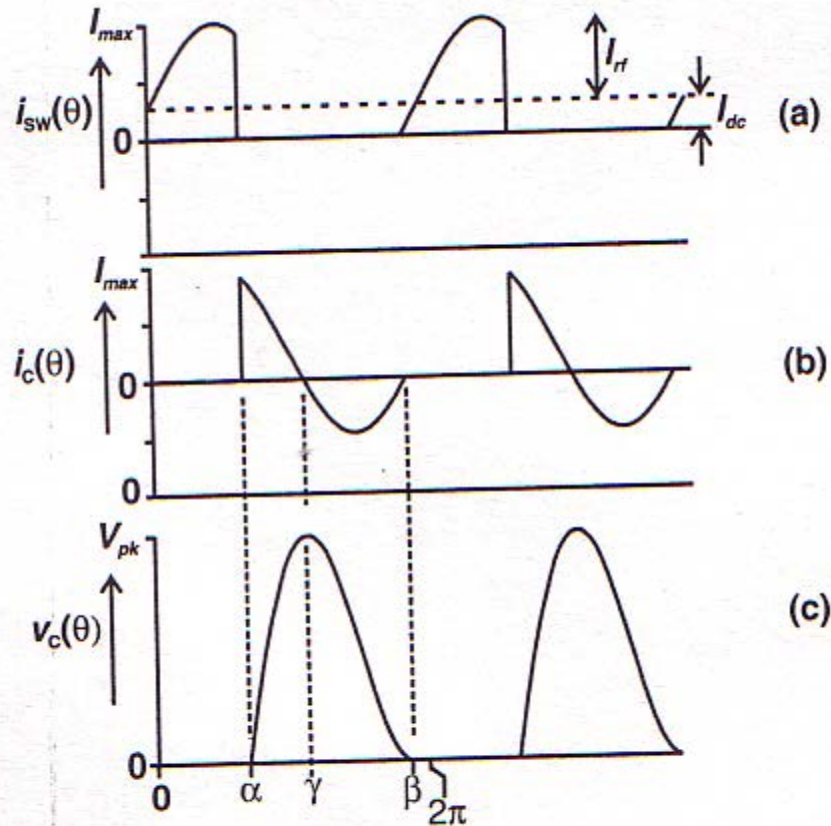
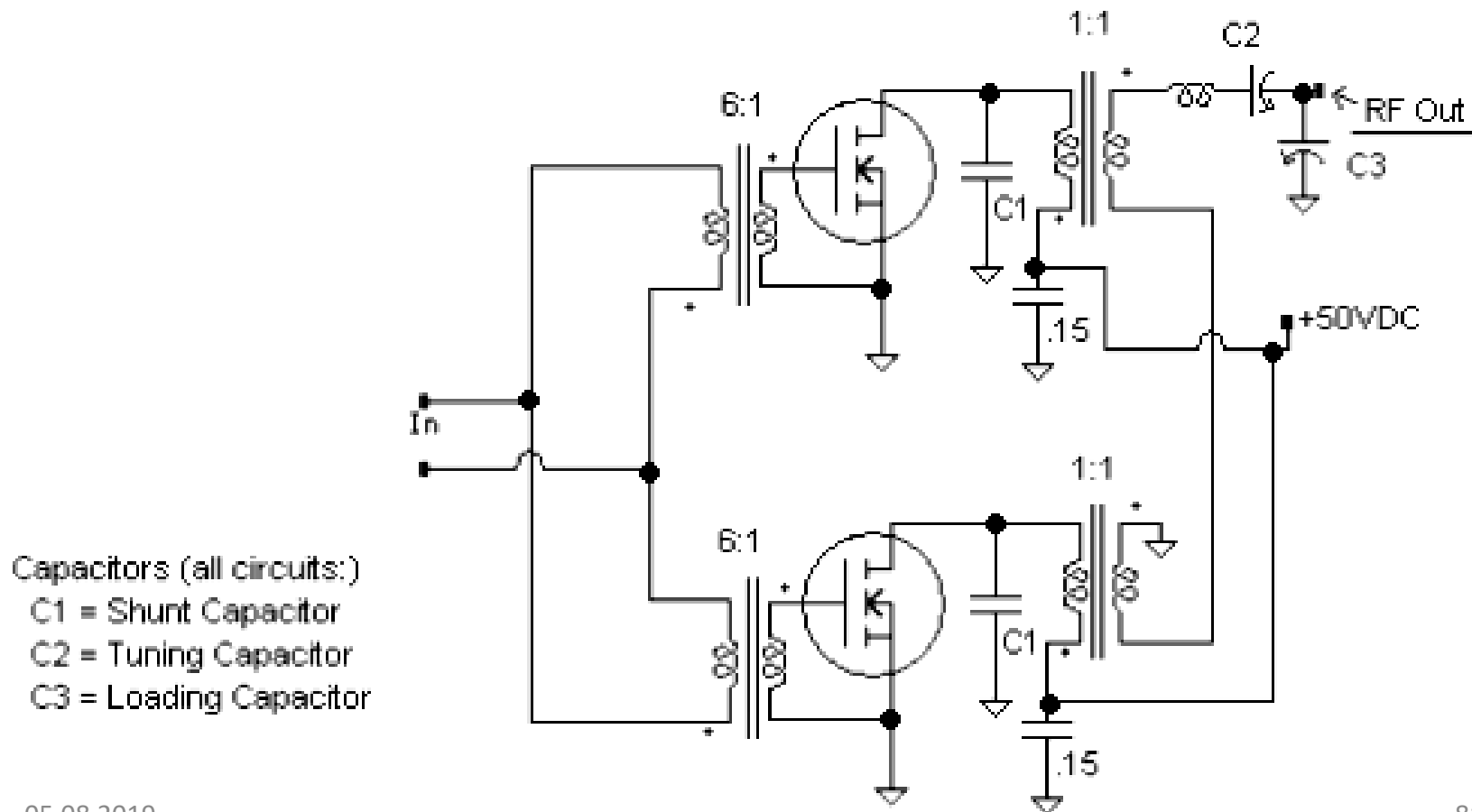


Figure 6.11 Class E RF waveforms: (a) switch current; (b) shunt capacitor current; (c) switch/shunt capacitor voltage.

Dvojčinné zapojení zesilovače ve třídě E.

- Je to nejlepší topologie ve třídě E.
- Má nejnižší druhou harmonickou složku na výstupu.



Aplikace zesilovačů třídy E

- 13.56 MHz, průmyslový výkonový generátor plazmatu s výkony ~ 1 kW a více
- Výrobci:
 - Dressler
 - Advanced Energy)
- Byly konstruovány zesilovače ve třídě E až do frekvence 10 GHz.