

Fyzikální praktikum 2

2. Charakteristiky tranzistoru a tranzistor jako zesilovač napětí

Úkoly k měření

- Nelineární charakteristiky unipolárního tranzistoru.
- Strmost, vnitřní odpor a zesilovací činitel v zadaném pracovním bodě.
- Unipolární tranzistor jako zesilovač napětí.

Úvod

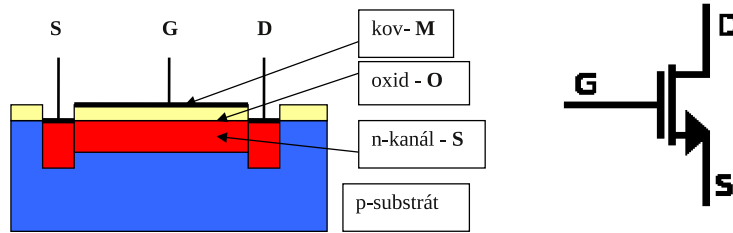
Nelineárním elektrickým prvkem rozumíme součástku, jejíž odpor závisí na protékajícím proudu nebo napětí. Taková součástka se neřídí Ohmovým zákonem a její voltampérová charakteristika je nelineární, je to například polovodičová dioda. Voltampérové charakteristiky některých prvků lze ovlivňovat. U fotodiody a fototranzistoru závisí tvar voltampérové charakteristiky na intenzitě světla dopadajícího na fotokatodu, resp. na p-n přechod, u bipolárního tranzistoru závisí kolektorová charakteristika na proudu procházejícím bází a u unipolárního tranzistoru závisí výstupní charakteristika na napětí hradla. Tranzistory mohou pracovat v určitém elektrickém obvodu jako zesilovače napětí nebo proudu. Pak obvod, do něhož přivádíme napětí, které chceme zesílit, je vstupní obvod a výstupní obvod je ten, ze kterého odebíráme zesílené napětí. Tomu odpovídá u unipolárního tranzistoru vstup mezi gate a source a výstup mezi drain a source. Takový elektronický prvek můžeme popsat třemi obecně nelineárními charakteristikami: vstupní charakteristikou, výstupní charakteristikou a převodní charakteristikou.

V této úloze vybereme unipolární tranzistor, u kterého změříme převodní a výstupní charakteristiky a z nich pak určíme parametry tranzistoru. Dále pak sestavíme z tranzistoru napěťový zesilovač a změříme jeho napěťové zesílení. To pak porovnáme se zesílením vypočteným z naměřených charakteristik.

Teorie

Popíšeme kvalitativně princip činnosti unipolárního tranzistoru. Jak vyplývá z názvu, podílí se na vedení proudu tranzistorem pouze jeden typ nositelů, buď elektrony, nebo díry. Vždy jsou to většinoví – majoritní – nositelé v části tranzistoru, který tvoří tzv. kanál. Elektrické přívody kanálu jsou source S (obdoba emitoru v bipolárním tranzistoru) a drain D (obdoba kolektoru v bipolárním tranzistoru). Proud tekoucí kanálem ovlivňuje napětí, které se vkládá mezi source a elektrodu, která je od kanálu izolovaná a nazývá se gate G (hradlo H). Hradlo je od kanálu izolováno buď p-n přechodem, takový tranzistor se označuje JFET (Junction Field Effect Tranzistor), nebo oxidovou vrstvou, pak jde o MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Tranzistor). Řez MOSFET tranzistorem a jeho schematická značka používaná ve schématech je na obr. 2.1.

Mezi source a drain je vodivý kanál, jehož odpor určují geometrické rozměry kanálu, koncentrace a pohyblivost volných elektronů v něm. Vložíme-li mezi gate G a source S napětí U_G , vznikne



Obrázek 2.1: Řez unipolárním tranzistorem MOS FET s n-kanálem a jeho značka.

přes izolační vrstvu oxidu do kanálu elektrické pole, které ovlivní jeho geometrii i koncentraci elektronů. Odtud pochází název tranzistor řízený polem (FET – field effect transistor). Jsou možné čtyři typy těchto tranzistorů: s n-kanálem a s p-kanálem, oba mohou pracovat s ochuzováním kanálu (vodivý kanál existuje při nulovém napětí hradla), nebo s obohacováním (vodivý kanál při nulovém napětí hradla neexistuje a vytvoří se až při určitém napětí mezi hradlem a source, které bývá 1 až 5 V). Další informace se dají najít v odborné literatuře [1, 2].

Statické charakteristiky tranzistoru

Proud I_D protékající ze zdroje v obvodu mezi drain a source můžeme tedy regulovat napětím na hradle U_G . Toto napětí může být kladné – proud vzrůstá, nebo záporné – proud se zmenšuje. Proud $I_D = f(U_D, U_G)$ závisí na napětí U_D a na napětí hradla U_G . Teoretické odvození této závislosti značně přesahuje rozsah tohoto návodu, dá se však najít v dostupné literatuře [1, 2]. Závislost proudu I_D na napětích U_D a U_G se dá rozdělit do tzv. lineární (triódové) oblasti a saturační oblasti podle vztahu

$$I_D = \begin{cases} 0, & \text{pro } U_G < U_T \\ K [(U_G - U_T)U_D - cU_D^2], & \text{pro } U_D < U_{Dsat} \text{ a } U_G > U_T \\ K/4c(U_G - U_T)^2 [1 + \lambda(U_D - U_{Dsat})], & \text{pro } U_D > U_{Dsat} \text{ a } U_G > U_T \end{cases} \quad (2.1)$$

kde U_T je prahové napětí (threshold voltage), při kterém vzniká vodivý kanál, $U_{Dsat} = \frac{U_G - U_T}{2c}$ je saturační napětí, při kterém dochází k přechodu z lineární do saturační oblasti, K , c a λ jsou parametry tranzistoru obsahující mimo materiálové parametry jako je pohyblivost nositelů náboje také jeho rozměry, zejména délku a šířku vodivého kanálu a kapacitu hradla. Porovnání reálných a teoretických charakteristik pro tranzistor IRF520 je na obrázku 2.2. Typické hodnoty parametru c jsou v rozmezí 1/2 až 1, parametr λ vyjadřující slabou závislost proudu na napětí U_D nabývá obvykle malých hodnot v řádu 10^{-3} V^{-1} .

Závislost výstupního proudu I_D na (vstupním) napětí hradla U_G při konstantním výstupním napětím U_D je statická převodní charakteristika tranzistoru:

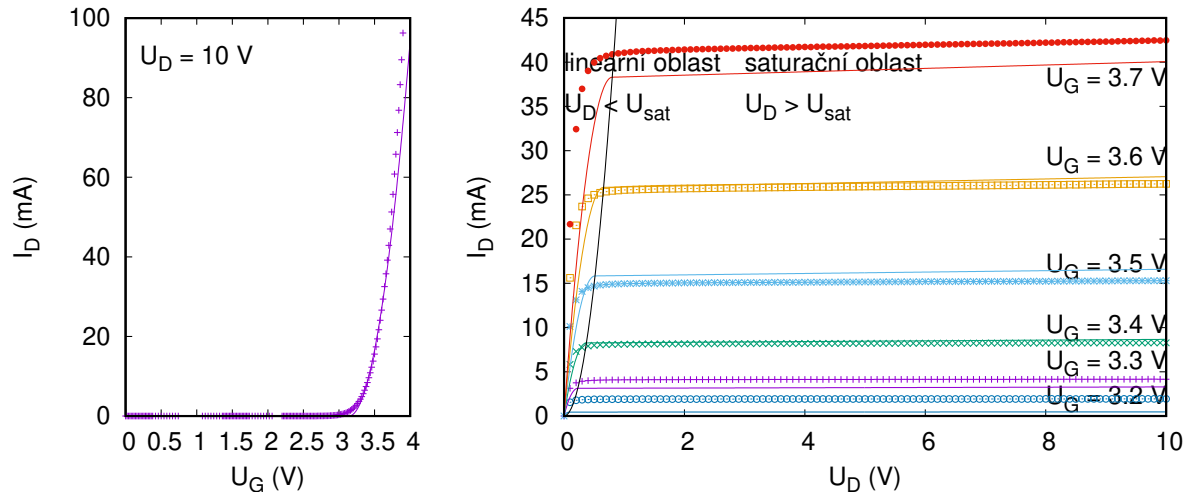
$$I_D = f(U_G), U_D = \text{konst.} \quad (2.2)$$

Závislost výstupního proudu I_D na výstupním napětí U_D je výstupní charakteristika tranzistoru:

$$I_D = f(U_D), U_G = \text{konst.} \quad (2.3)$$

Měřením těchto charakteristik můžeme získat hodnoty parametrů tranzistoru z rovnice (2.1). V tomto praktiku se však určováním těchto parametrů nebudeme zabývat a omezíme se na zjednodušenou parametrizaci.

Použijeme-li tranzistor jako zesilovač, pak se při provozu obvodu obvykle pohybujeme v okolí jistého pracovního bodu (hodnoty napětí na hradle U_G a drain U_D se mění jen v omezeném rozsahu). Nelineární charakteristiku pak můžeme aproximativně linearizovat. Zavádíme tak veličiny strmost, vnitřní odpor a zesilovací činitel, které však závisí na zvoleném pracovním bodě. Pracovní



Obrázek 2.2: Tranzistor IRF520: porovnání naměřené a teoretické převodní charakteristiky (vlevo), porovnání naměřených (body) a teoretických (čáry) výstupních charakteristik pro šest hodnot napětí na hradle (vpravo). Černá linie v pravém grafu odděluje lineární a saturační oblast.

bod P definujeme pomocí dvojice hodnot: napětí na hradle U_{G0} na drainu U_{D0} . Proud v tomto pracovním bodě označíme I_{D0} .

Derivace převodní charakteristiky podle hradlového napětí U_G se nazývá statická strmost tranzistoru S

$$S = \left. \frac{\partial I_D}{\partial U_G} \right|_{U_D = \text{konst.}} \quad (2.4)$$

Nejlépe ji určíme jako směrnici přímky proložené několika body v okolí pracovního bodu P . Použijeme alespoň dva body na každou stranu od pracovního bodu, tedy celkem alespoň pět bodů. Použijeme-li více bodů bude výsledek méně ovlivněn šumem v experimentálních datech, prokládaný interval je však třeba zvolit tak, aby se v něm naměřená charakteristika příliš neodchylovala od lineární závislosti. Převrácená hodnota derivace výstupní charakteristiky podle napětí na drainu je rovna vnitřnímu odporu tranzistoru R_i :

$$R_i = \left. \frac{\partial U_D}{\partial I_D} \right|_{U_G = \text{konst.}}, \quad (2.5)$$

který určíme obdobným způsobem jako strmost, tedy proložením přímky výstupní charakteristikou v okolí pracovního bodu P . Dalšími užívanými charakteristikami tranzistoru v pracovním bodě jsou zesilovací činitel tranzistoru μ :

$$\mu = \left. \frac{\partial U_D}{\partial U_G} \right|_{I_D = \text{konst.}} \quad (2.6)$$

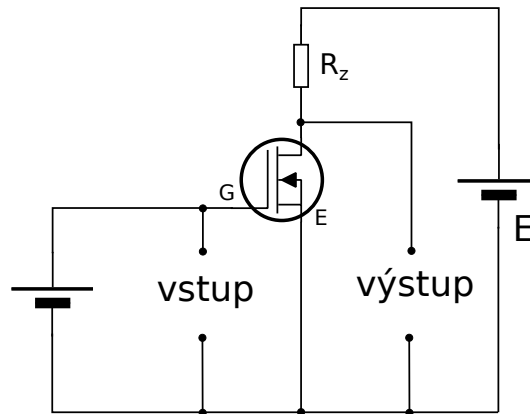
a převrácená hodnota zesilovacího činitele průnik D

$$D = \frac{1}{\mu}. \quad (2.7)$$

Takto definované veličiny splňují Barkhausenovu rovnici

$$SR_i D = SR_i \frac{1}{\mu} = 1. \quad (2.8)$$

Pokud známe dva z těchto parametrů, třetí můžeme z této rovnice vypočítat. Tento postup použijeme pro výpočet zesilovacího činitele, protože měření charakteristiky s konstantním proudem je experimentálně obtížné a tato data nemáme k dispozici.



Obrázek 2.3: Princip tranzistorového zesilovače napětí v zapojení se společným source.

Tranzistor jako zesilovač napětí

Schematické základní zapojení nejčastěji používaného napěťového zesilovače je na obrázku 2.3. Velmi důležitou součástí je zatěžovací nebo také pracovní odpor R_z . Zjednodušeně se na toto zapojení můžeme dívat jako na napěťový dělič, kdy na tranzistoru je napětí U_D a na odporu $R_z I_D$, které v součtu dávají napětí zdroje E . Zvýšením napětí na hradle vzroste proud tranzistorem, což můžeme interpretovat jako pokles odporu tranzistoru, přičemž klesne napětí na drainu a vzroste úbytek napětí na zatěžovacím odporu. Změna napětí na drainu tranzistoru je několikanásobně větší než změna napětí na hradle a dochází tak k napěťovému zesílení. Je zřejmé, že při zvýšení vstupního napětí na hradle výstupní napětí na drain poklesne. Jedná se o invertující zesilovač.

Pro kvantitativní výpočet zesílení vyjádříme ze závislosti proudu I_D na napětí U_D a na napětí hradla U_G

$$I_D = f(U_D, U_G) \quad (2.9)$$

změnu proudu jako totální diferenciál

$$dI_D = \frac{\partial I_D}{\partial U_D} dU_D + \frac{\partial I_D}{\partial U_G} dU_G. \quad (2.10)$$

Použijeme-li definice strmosti a vnitřního odporu (2.4) a (2.5) obdržíme

$$dI_D = \frac{1}{R_i} dU_D + S dU_G. \quad (2.11)$$

Tento výsledek můžeme interpretovat jednak tak, že změnu proudu I_D způsobí změna napětí hradla U_G a změna napětí U_D , jednak tak, že změna napětí hradla způsobí změnu proudu I_D a tato změna proudu I_D způsobí změnu napětí U_D .

V našem obvodu se zatěžovacím rezistorem R_z na obr. 2.3 platí dále pro okamžité hodnoty napětí ve výstupním obvodu II. Kirchhoffův zákon

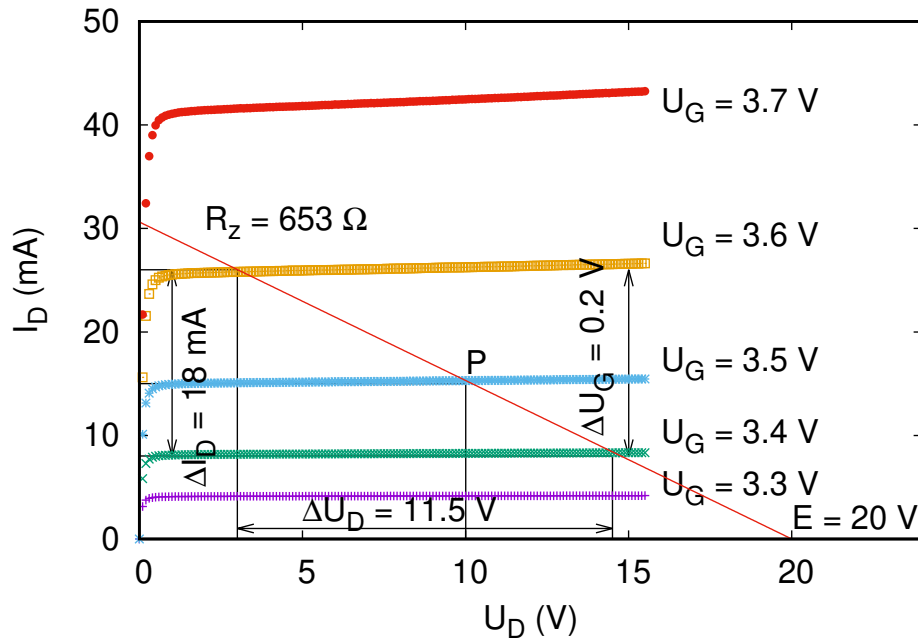
$$E - I_D R_z - U_D = 0. \quad (2.12)$$

Jeho diferencováním určíme změnu výstupního napětí způsobenou změnou proudu I_D

$$dU_D = -R_z dI_D, \quad (2.13)$$

kteřou použijeme v (2.11) a určíme jednak dynamickou strmost S_d

$$S_d \equiv \frac{dI_D}{dU_G} = \frac{S}{1 + \frac{R_z}{R_i}}, \quad (2.14)$$



Obrázek 2.4: Výstupní charakteristiky tranzistoru IRF520 se zatěžovací přímkou ($R_z = 653 \Omega$, $E = 20 \text{ V}$) a pracovním bodem P ($U_{D0} = 10,0 \text{ V}$, $I_{D0} = 15 \text{ mA}$, $U_{G0} = 3,5 \text{ V}$). Zesílení určené graficky je $A_G = \Delta U_D / \Delta U_G = (11,5 \text{ V}) / (0,2 \text{ V}) = 57,5$.

jednak zesílení zesilovače A

$$A \equiv \frac{dU_D}{dU_G} = \frac{-\mu}{1 + \frac{R_i}{R_z}} = -S_d R_z. \quad (2.15)$$

Dynamická strmost je derivace dynamické převodní charakteristiky, což je charakteristika $I_D = f(U_G)$, při které není konstantní napětí U_D , které se mění díky přítomnosti zatěžovacího odporu. Pevným parametry jsou napětí zdroje E a zatěžovací odpor R_z .

Změníme-li napětí hradla v okolí pracovního bodu o ΔU_G , změní se proud I_D o $\Delta I_D = S_d \Delta U_G$ a tato změna proudu vyvolá změnu výstupního napětí $\Delta U_D = -R_z \Delta I_D$. Poměr změny výstupního a hradlového (vstupního) napětí je napěťové zesílení tranzistorového zesilovače vyjádřené rovnicí (2.15). Dynamickou strmost S_d vypočítáme ze statické strmosti S , vnitřního odporu tranzistoru R_i a zatěžovacího odporu R_z z rovnice (2.14). Takto vypočítanou hodnotu zesílení označíme $A_V = -S_d R_z$.

Pro nastavení zesilovače do zadaného pracovního bodu (U_{D0}, U_{G0}, I_{D0}) musíme vhodně zvolit napětí zdroje E a zatěžovací odpor R_z . Zvolíme-li napětí zdroje E , vypočteme odpovídající zatěžovací odpor podle vztahu odvozeného z rovnice (2.12)

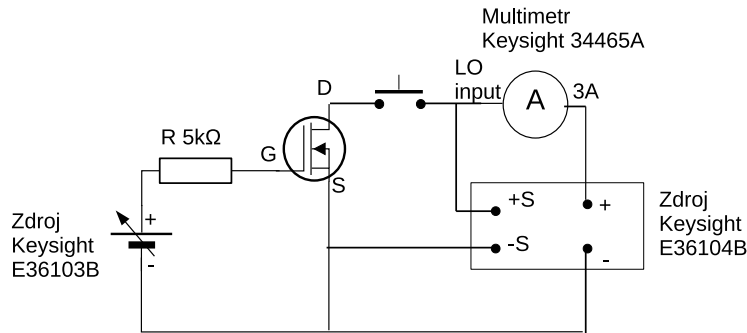
$$R_z = \frac{E - U_{D0}}{I_{D0}}, \quad (2.16)$$

a s tímto nastavením bude zesilovač pracovat v okolí již námi proměřeného pracovního bodu. Největšího napěťového zesílení dosahujeme, pokud je napětí zdroje E rovno zhruba dvojnásobku hodnoty U_{D0} .

Protože máme k dispozici změřenou sadu výstupních charakteristik tranzistoru, můžeme zesílení určit také graficky. Nejprve rovnici (2.12) přepíšeme do tvaru tzv. zatěžovací přímky

$$I_D = \frac{E - U_D}{R_z}, \quad (2.17)$$

která vyjadřuje závislost proudu protékajícího rezistorem na výstupním napětí U_D . Tento proud musí být shodný s proudem I_D tekoucím tranzistorem vyjádřeným funkcí (2.9). Zakreslíme-li



Obrázek 2.5: Schéma zapojení pro měření statických charakteristik unipolárního tranzistoru.

zatěžovací přímku do grafu výstupních charakteristik, budou průsečíky zatěžovací přímky s výstupními charakteristikami parametrizovanými hradlovým napětím U_G určovat závislost napětí na výstupu zesilovače U_D na vstupním napětí U_D v okolí pracovního bodu P , tj. U_{D0} , I_{D0} . Situace je znázorněna na obr. 2.4. Pomocí této konstrukce můžeme také určit zesílení tranzistorového zesilovače, jak je ukázáno na obr. 2.4:

$$A_G = \frac{\Delta U_D}{\Delta U_G}. \quad (2.18)$$

Postup měření

Měření statických charakteristik tranzistoru

Statické charakteristiky unipolárního tranzistoru měříme jednak ručně v zapojení podle obr. 2.5. V praxi je také možné měřit charakteristiky automaticky, řídíme-li napájecí zdroje a ampérmetr přes počítač. Důležitou částí zapojení jsou snímací „sense“ kontakty $+S$ a $-S$ podle obrázku 2.5. Použitý zdroj umožňuje stabilizaci napětí nejen na výstupních zdírkách zdroje, ale v případě použití sense funkce na základě zpětné vazby v libovolném vybraném bodě obvodu. Zdroj do obvodu přivádí takové napětí, aby mezi kontakty $+S$ a $-S$ bylo napětí odpovídající nastavenému cílovému, pokud ovšem není zdroj limitován jiným způsobem (maximálním napětím zdroje nebo nastavenou proudovou limitací). Toto je takzvané čtyřbodové zapojení a jeho výhodou je potlačení vlivu odporu přívodních vodičů či ampérmetru v obvodu.

Hodnoty veličin S , R_i , μ lze ze směrnic příslušných charakteristik, kdy měřenými body v malém okolí pracovního bodu proložíme přímkou (okolí měřicího bodu volíme tak, aby daný úsek měřené závislosti byl přibližně lineární).

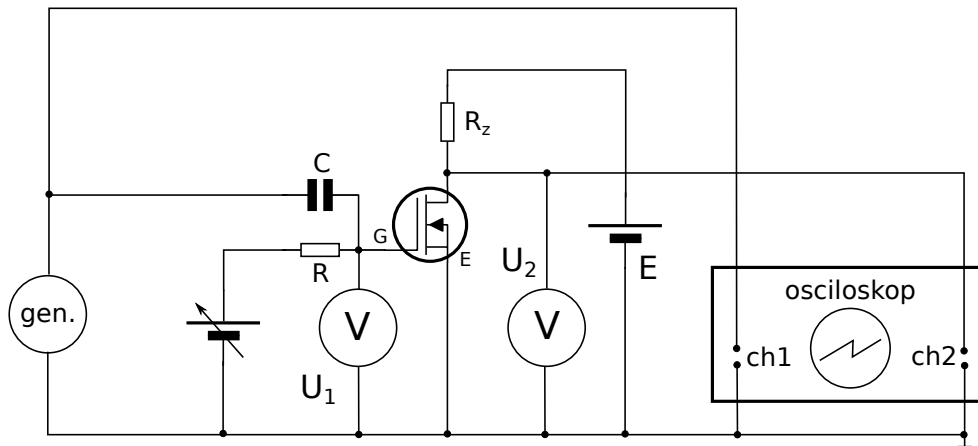
Měření zesílení

Funkci zesilovače můžeme sledovat nejlépe při jeho činnosti. Ke vstupním svorkám zesilovače na obr. 2.3 připojíme generátor střídavého napětí, u kterého můžeme regulovat amplitudu a frekvenci vstupního signálu. Časový průběh střídavého napětí na vstupu a na výstupu budeme sledovat dvoukanalovým osciloskopem. Protože rastr na stínítku obrazovky je kalibrován, můžeme napětí přiváděné na vstupy osciloskopu přímo měřit ve voltech. Vstupní obvod upravíme tak, abychom mohli na hradlo tranzistoru přivádět jak stejnosměrné napětí pro nastavení pracovního bodu, tak střídavé napětí z generátoru. Schéma zapojení je na obr. 2.6.

Kondenzátor C odděluje stejnosměrné napětí z regulovaného zdroje od střídavého napětí z generátoru. Rezistor R je zapojený sériově ke zdroji stejnosměrného napětí a zvyšuje jeho celkový odpor, aby nezatěžoval generátor a nesnižoval tak jeho výstupní svorkové napětí.

Předpokládáme-li, že napětí z generátoru je harmonické s frekvencí f , resp. úhlovou frekvencí $\omega = 2\pi f$, bude na vstupu zesilovače, tj. na hradle G , napětí

$$U_1(t) = U_{G0} + u_{m1} \sin \omega t. \quad (2.19)$$



Obrázek 2.6: Schéma zapojení pro měření vlastností zesilovače.

Hodnotu dvojnásobku amplitudy $2u_{m1}$ můžeme odečíst na osciloskopu jako napětí špička – špička. Pro malé amplitudy vstupního napětí u_{m1} bude mít napětí výstupu zesilovače také harmonický průběh

$$U_2(t) = U_{D0} + u_{m2} \sin(\omega t + \varphi), \quad (2.20)$$

kde $\varphi = \pi$ je fázový posuv zesilovače. Zesílení zesilovače A_M je potom podíl amplitud výstupního a vstupního napětí $A_M = u_{m2}/u_{m1}$. Zapojení zesilovače uvedené na obr. 2.3 umožňuje získat o zesilovači tyto další informace:

- závislost zesílení na poloze pracovního bodu P ,
- závislost zesílení na zatěžovacím odporu R_z a napětí zdroje E ,
- pozorovat zkreslení výstupního napětí zesilovačem.

Úkoly

1. Zapojíme tranzistor podle obr. 2.5 a změříme jednu statickou převodní charakteristiku a jednu výstupní charakteristiku. Parametry, pro které měříme tyto charakteristiky, zvolíme tak, aby vyučujícím zadaný pracovní bod P (zadán jako dvojice napětí U_{G0}, U_{D0}) ležel na jejich průsečíku. Tedy statickou převodní charakteristiku měříme pro konstantní hodnotu napětí na drainu U_{D0} a výstupní charakteristiku pro napětí na hradle U_{G0} .
2. Pro automatizované měření ze schématu odpojíme tlačítko a změříme soustavu pěti výstupních charakteristik a převodní charakteristiku. Použijeme stejnou hodnotu napětí U_{D0} pro převodní charakteristiku. Pro výstupní charakteristiky volíme napětí na hradle v okolí hodnoty U_{G0} , přičemž jedna z nich je měřena přímo pro U_{G0} . Návod k obsluze automatického systému je v praktiku.
3. Z charakteristik určíme parametry tranzistoru ve zvoleném pracovním bodě, tj. S, R_i . Určíme je jako směrnice tečny ke grafu příslušné (převodní nebo výstupní) charakteristiky v pracovním bodě. Z Barkhausenovy rovnice (2.8) pak dopočítáme μ .
4. Zvolíme napájecí napětí zesilovače E , určíme zatěžovací odpor R_z ze vztahu (2.16).
5. Zapojíme zesilovač s generátorem a osciloskopem podle obr. 2.6 a určíme zesílení A_M . Budeme měnit amplitudu střídavého napětí generátoru a pozorovat vliv na tvar výstupního napětí.
6. Vypočítáme zesílení A_V podle (2.15) a určíme zesílení A_G graficky podle (2.18).

7. Vypočítané hodnoty zesílení A_V a A_G porovnáme s naměřenou hodnotou A_M .

Upozornění: Při měření nesmíme překročit tzv. mezní hodnoty proudu I_D , napětí U_D , napětí hradla U_G a maximální hodnotu ztrátového výkonu! Tyto hodnoty udává výrobce tranzistoru.

Užití v praxi: Tranzistory řízené polem jsou jedním ze základních prvků současné výpočetní i spotřební elektroniky. Používají se zejména v integrovaných obvodech, kde se jich využívá jako spínačů. Toto použití je demonstrováno zejména naměřenou převodní charakteristikou, kdy pro napětí na hradle nižší než prahové neprotéká tranzistorem proud. Další oblast jejich použití je jako elektronických zesilovačů, čemuž je úloha věnována.

Literatura:

- [1] S.M. Sze: *Physics of semiconductor devices*, John Wiley and Sons Inc., New York (1981).
- [2] H. Frank, V. Šnejdar: *Principy a vlastnosti polovodičových součástek*, SNTL (1976).
- [3] R.P. Feynman, R.B. Leighton, M. Sands: *Feynmanovy přednášky z fyziky s řešenými příklady 2/3*, Fragment (2006).
- [4] Dokumentace k unipolárním tranzistorům v praxi je dostupná na webu výrobce:
Tranzistor BS 170: <https://www.onsemi.com/products/discrete-power-modules/mosfets/bs170>
Tranzistor IRF 520: <https://www.vishay.com/docs/91017/irf520.pdf>
Tranzistor IRFZ 34: <https://www.vishay.com/docs/91290/irfz34.pdf>