

Fyzikální praktikum 2

2. Nelineární prvky

Úkoly k měření

Povinná část

- Nelineární charakteristiky tranzistoru.

Varianty povinně volitelné části

- A. Unipolární tranzistor jako zesilovač napětí.
- B. Voltampérové charakteristiky LED diod.

Úvod

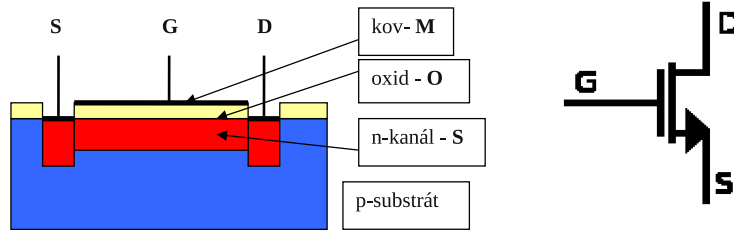
Nelineárním elektrickým prvkem rozumíme součástku, jejíž odpor závisí na protékajícím proudu nebo napětí. Taková součástka se neřídí Ohmovým zákonem a její voltampérová charakteristika je nelineární, je to například polovodičová dioda. Voltampérové charakteristiky některých prvků lze ovlivňovat. U fotodiody 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 báze 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. V první volitelné části sestavíme z tranzistoru napěťový zesilovač a změříme jeho napěťové zesílení. To pak porovnáme se zesílením vypočteným z naměřených charakteristik. V druhé volitelné části se budeme zabývat činností tyristoru jako řízeného spínače pro výkonovou regulaci. Naměříme závislost výkonu na spotřebiči na době otevření tyristoru a porovnáme ji s teoretickou závislostí.

Povinná část

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



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

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 MOS FET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Tranzistor). Řez tímto unipolárním tranzistorem a jeho 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 vnikne přes isolační 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 závisí na napětí U_D a na napětí hradla $I_D = f(U_D, U_G)$. 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

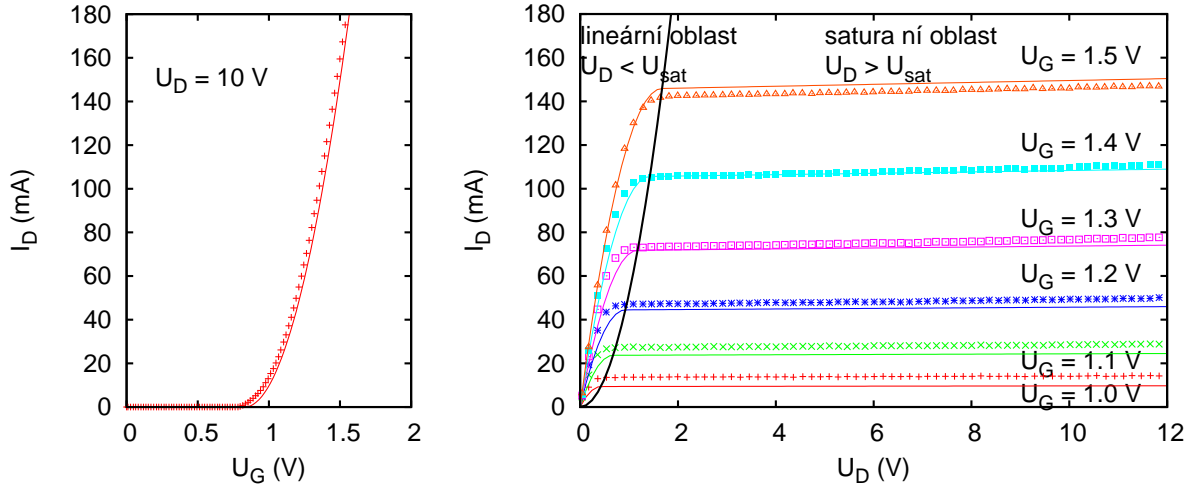
$$I_D = \begin{cases} 0, & \text{pro } U_G < U_T \\ K [(U_G - U_T)U_D - cU_D^2], & \text{pro } U_D < U_{Dsat} \text{ a } U_G > U_T \\ K/4c(U_G - U_T)^2 [1 + \lambda(U_D - U_{Dsat})], & \text{pro } U_D > U_{Dsat} \text{ a } U_G > U_T \end{cases} \quad (2.1)$$

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 KF520 je v 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} . V lineární oblasti pro malá napětí U_D můžeme použít aproximaci

$$I_D = K(U_G - U_T)U_D, \quad \text{pro } U_D \ll U_{Dsat} = \frac{U_G - U_T}{2c}, \quad (2.2)$$

zatímco v saturační oblasti můžeme přibližně položit

$$I_D = I_{Dsat} = \frac{K}{4c}(U_G - U_T)^2, \quad \text{pro } U_D > U_{Dsat} = \frac{U_G - U_T}{2c}. \quad (2.3)$$



Obrázek 2.2: Tranzistor BS108: 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.

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

$$I_D = f(U_G), U_D = \text{konst.} \quad (2.4)$$

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

$$I_D = f(U_D), U_G = \text{konst.} \quad (2.5)$$

Měřením těchto charakteristik můžeme získat hodnoty parametrů tranzistoru z rovnice (2.1). Převodní charakteristika naměřená pro malé napětí U_D je lineární podle vztahu (2.2) a můžeme z ní proložením přímky určit prahové napětí U_T a koeficient K . Naměříme-li převodní charakteristiku v saturační oblasti můžeme proložením přímky podle vztahu

$$\sqrt{I_D} = \sqrt{\frac{K}{4c}}(U_G - U_T), \quad \text{pro } U_D > U_{Dsat} \quad (2.6)$$

určit prahové napětí U_T a koeficient $K/4c$. Koeficient K můžeme také určit z lineární části výstupní charakteristiky (2.2), známe-li prahové napětí U_T . Proložením přímky výstupní charakteristikou v saturační oblasti můžeme určit parametr λ podle vztahu (2.1).

Derivace převodní charakteristiky se nazývá statická strmost tranzistoru S a z teoretické závislosti (2.1) dostaneme

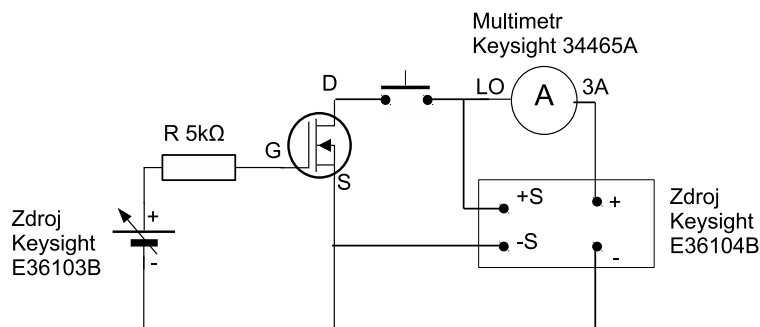
$$S = \left. \frac{\partial I_D}{\partial U_G} \right|_{U_D} = \begin{cases} KU_D, & \text{pro } U_D < U_{Dsat} \\ \frac{K}{2c}(U_G - U_T) \left[1 + \lambda \left(U_D - \left(1 + \frac{1}{4c} \right) U_{Dsat} \right) \right] \approx \frac{K}{2c}(U_G - U_T), & \text{pro } U_D > U_{Dsat}. \end{cases} \quad (2.7)$$

Derivace výstupní charakteristiky určuje vnitřní odpor tranzistoru R_i :

$$R_i = \left. \frac{\partial U_D}{\partial I_D} \right|_{U_G} = \begin{cases} 1/[K(U_G - U_T - 2cU_D)], & \text{pro } U_D < U_{Dsat} \\ 4c/[\lambda K(U_G - U_T)^2], & \text{pro } U_D > U_{Dsat}. \end{cases} \quad (2.8)$$

Podobně definujeme zesilovací činitel tranzistoru μ :

$$\mu = \left. \frac{\partial U_D}{\partial U_G} \right|_{I_D} = \begin{cases} \frac{U_D}{U_G - U_T - 2cU_D}, & \text{pro } U_D < U_{Dsat} \\ \frac{2}{\lambda(U_G - U_T)}, & \text{pro } U_D > U_{Dsat}. \end{cases} \quad (2.9)$$



Obrázek 2.3: Schéma zapojení pro měření statických charakteristik unipolárního tranzistoru.

Převrácená hodnota zesilovacího činitele je průnik D :

$$D = \frac{1}{\mu}. \quad (2.10)$$

Takto definované veličiny splňují Barkhausenovu rovnici:

$$SR_i D = 1. \quad (2.11)$$

Pokud známe dva z těchto parametrů, třetí můžeme z této rovnice vypočítat. Na druhé straně nám tato rovnice umožňuje kontrolu správnosti určených parametrů. Všechny tři parametry tranzistoru jsou veličiny diferenciální a protože tranzistor je nelineární prvek, jejich hodnota závisí na bodu charakteristiky, ve kterém derivaci provádíme, tj. na bodu, ve kterém tranzistor pracuje. Tento bod se nazývá pracovní bod tranzistoru a je určen trojicí hodnot I_{D0} , U_{D0} , U_{G0} .

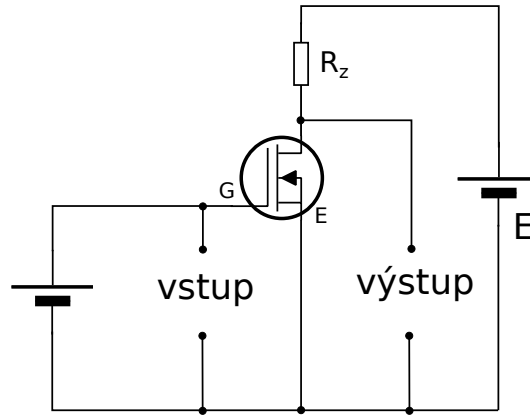
Měření charakteristik tranzistoru

Hodnoty veličin S , R_i , μ lze určit jednak výpočtem numerickým derivováním nebo ze směrnic příslušných charakteristik, jednak měřením pomocí aproximace derivací diferencemi, tedy přímým měřením podílu změny určité veličiny při malé změně jiné veličiny za konstantní hodnoty zbývajících veličin. Statické charakteristiky unipolárního tranzistoru měříme ručně v zapojení podle obr. 2.3.

Důležitou částí zapojení jsou snímací–,sense“ kontakty. Použitý zdroj umožňuje stabilizaci napětí nejen na výstupních zdírkách zdroje, ale i v případě použití sense funkce i v libovolném vybraném bodě obvodu. Zdroj do obvodu přivádí takové napětí, aby mezi kontakty sense+ a sense– bylo napětí odpovídající požadovanému, 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.

Úkoly

1. Zapojíme tranzistor podle obr. 2.3 a změříme jednu statickou převodní charakteristiku a jednu výstupní charakteristiku. Parametry, pro které měříme tyto charakteristiky, zvolíme tak, aby vybraný pracovní bod ležel na jejich průsečíku.
2. Pro automatizované měření ze schématu odpojme tlačítko a změříme soustavu výstupních charakteristik a převodní charakteristiku. Návod k obsluze 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 (2.11) pak dopočítáme μ .



Obrázek 2.4: Princip tranzistorového zesilovače napětí v zapojení se společným source.

Varianta A: Tranzistor jako zesilovač napětí.

Teorie

Vyjádříme-li ze závislosti proudu I_D na napětí U_D a na napětí hradla U_G

$$I_D = f(U_D, U_G) \quad (2.12)$$

změnu proudu jako totální diferenciál

$$dI_D = \frac{\partial I_D}{\partial U_D} dU_D + \frac{\partial I_D}{\partial U_G} dU_G \quad (2.13)$$

a použijeme-li definice strmosti a vnitřního odporu (2.7) a (2.8) obdržíme

$$dI_D = \frac{1}{R_i} dU_D + S dU_G. \quad (2.14)$$

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 . Aby mohla nastat změna napětí U_D musíme zapojit do výstupního obvodu rezistor R_z , tzv. zatěžovací nebo pracovní odpor. Tak získáme zapojení uvedené na obr. 2.4, které představuje princip zesilovače napětí. Protože tranzistor má tři elektrody a jedna z nich je společná pro vstup i výstup existují tři možnosti zapojení tranzistoru v zesilovači: zapojení se společným source, se společným drain a se společným hradlem. Na obr. 2.4 je nejčastěji používané zapojení.

Pro okamžité hodnoty napětí ve výstupním obvodu platí II. Kirchhoffův zákon

$$E - I_D R_z - U_D = 0 \quad (2.15)$$

jeho diferencováním určíme změnu výstupního napětí způsobenou změnou proudu I_D

$$dU_D = -R_z dI_D, \quad (2.16)$$

kteřou použijeme v (2.14) a určíme jednak dynamickou strmost S_d

$$S_d \equiv \frac{dI_D}{dU_G} = \frac{S}{1 + \frac{R_z}{R_i}}, \quad (2.17)$$

jednak zesílení zesilovače A

$$A \equiv \frac{dU_D}{dU_G} = \frac{\mu}{1 + \frac{R_i}{R_z}} = -S_d R_z. \quad (2.18)$$

Dynamická strmost je derivace dynamické převodní charakteristiky, což je charakteristika $I_D = f(U_G)$, při které není konstantní napětí U_D , to se mění díky přítomnosti zatěžovacího odporu. Pevným parametrem je napětí zdroje a zatěžovací odpor. Dynamickou převodní charakteristiku můžeme buď přímo změřit, nebo ji odvodit ze soustavy výstupních charakteristik při různých hodnotách napětí hradla. Pak má dynamická charakteristika tolik bodů, kolik statických charakteristik máme k dispozici. Zesílení zesilovače a dynamická strmost jsou určeny jednak statickými parametry tranzistoru S , R_i , jednak zatěžovacím odporem R_z a napětím zdroje E . Protože statické parametry jsou definované jako derivace nelineárních charakteristik, budou jejich hodnoty závislé na místě, kde derivaci určujeme. Toto místo je pracovní bod P zesilovače a ten je určen proudem I_{D0} a napětím U_{D0} při napětí hradla U_{G0} . Pro určité napětí zdroje E a určitý zatěžovací odpor R_z nastavujeme pracovní bod stejnosměrným napětím hradla U_{G0} . Při určování pracovního bodu jde o hledání proudu I_{D0} , který protéká obvodem tvořeným zdrojem konstantního elektromotorického napětí E se sériově zapojeným rezistorem R_z a nelineárním prvkem tranzistorem se známou charakteristikou. Jde tedy o řešení rovnice (2.15) vyjadřující pro výstupní obvod II. Kirchhoffův zákon se známou nelineární závislostí proudu I_D na napětí U_D vyjádřenou obecně funkcí (2.12). Protože máme k dispozici výstupní charakteristiky tranzistoru, buď v katalogu výrobce tranzistoru, nebo změřené, můžeme pracovní bod určit graficky takto: rovnici (2.15) přepíšeme do tvaru tzv. zatěžovací přímky

$$I_D = \frac{E - U_D}{R_z}, \quad (2.19)$$

kteřá vyjadřuje závislost proudu protékajícího rezistorem na výstupním napětí U_D . Tento proud musí být stejný s proudem I_D tekoucím tranzistorem vyjádřeným funkcí (2.12). Zakreslíme-li zatěžovací přímku do grafu výstupních charakteristik, bude průsečík zatěžovací přímky s výstupní charakteristikou určovat pracovní bod P , tj. U_{D0} , I_{D0} , při U_{G0} parametru výstupní charakteristiky. Situace je znázorněna na obr. 2.5.

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 (2.18). Dynamickou strmost S_d vypočítáme ze statické strmosti S , vnitřního odporu tranzistoru R_i a zatěžovacího odporu R_z z rovnice (2.17). Takto vypočítanou hodnotu zesílení označíme $A_V = S_d R_z$.

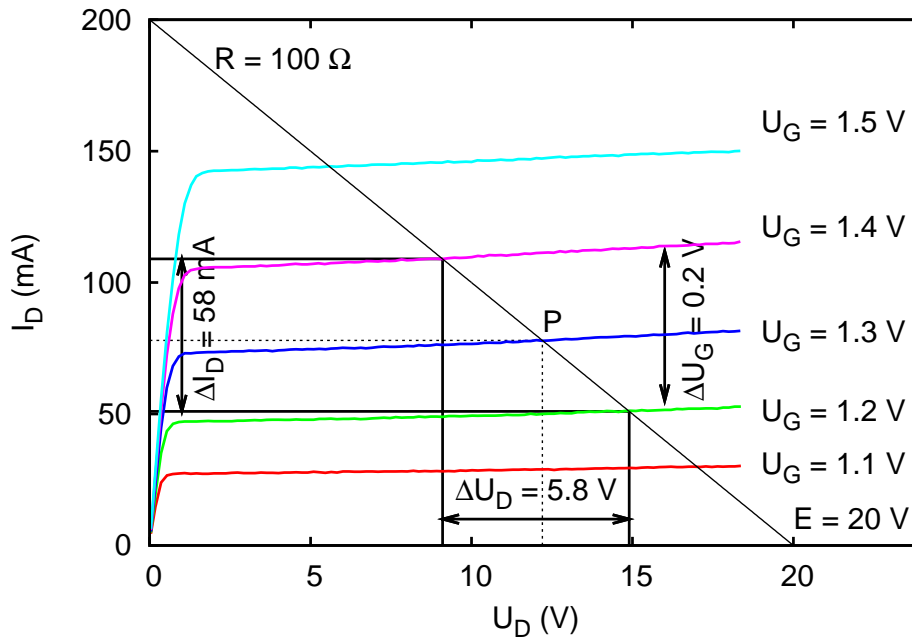
Zesílení tranzistorového zesilovače můžeme určit také graficky: Buď přímo pomocí výstupních charakteristik a zatěžovací přímky tak, jak je ukázáno na obr. 2.5, nebo pomocí dynamické převodní charakteristiky takto: Nejdříve sestojíme dynamickou převodní charakteristiku pro určitý zatěžovací odpor R_z , napětí zdroje E a známé výstupní charakteristiky tak, že určíme průsečíky zatěžovací přímky s výstupními charakteristikami. Ty určují dvojice U_G , I_D , které jsou body hledané charakteristiky. Body vyneseme do grafu a získáme dynamickou převodní charakteristiku. Pomocí tohoto grafu můžeme určit pro zvolenou hodnotu ΔU_G příslušnou změnu proudu ΔI_D a ze zatěžovací přímky pak určíme hodnotu ΔU_D . Zesílení je pak

$$A_G = \frac{\Delta U_D}{\Delta U_G}. \quad (2.20)$$

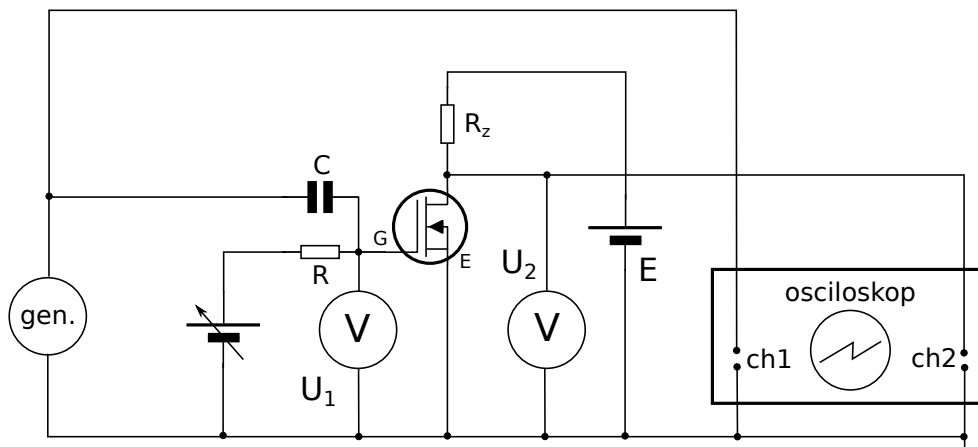
Na obr. 2.5 je znázorněno pět průsečíků, které určují pět bodů dynamické převodní charakteristiky. Derivace této charakteristiky je dynamická strmost S_d . Můžeme ji určit rovněž graficky

$$S_d \approx \frac{\Delta I_D}{\Delta U_G}. \quad (2.21)$$

Poznamenejme, že podobně jako jsme zkonstruovali dynamickou převodní charakteristiku z výstupních charakteristik, můžeme vytvořit i statickou převodní charakteristiku pro konstantní napětí U_D , např. U_{D0} . V tomto případě je $R_z = 0$ a zatěžovací přímka bude rovnoběžná s proudovou osou. Příslušné průsečíky jsou pak hledanými body statické převodní charakteristiky.



Obrázek 2.5: Výstupní charakteristiky tranzistoru BS108 se zatěžovací přímkou ($R_z = 100 \Omega$, $E = 20\text{V}$) a pracovním bodem P ($U_{D0} = 12,2\text{V}$, $I_{D0} = 78\text{mA}$, $U_{G0} = 1,3\text{V}$). Zesílení určené graficky je $A_G = \Delta U_D / \Delta U_G = 29$.



Obrázek 2.6: Schéma zapojení pro měření vlastností zesilovače.

Měření zesílení

Funkci zesilovače můžeme sledovat nejlépe při jeho činnosti. Ke vstupním svorkám zesilovače na obr. 2.4 připojíme generátor střídavého napětí, u kterého můžeme regulovat amplitudu a frekvenci. Časový průběh napětí na vstupu a na výstupu budeme sledovat dvoukanálovým 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. Při měření v pracovním bodě $U_{D0} = 0\text{V}$ nezapojujeme kondenzátor C , rezistor R a regulovatelný zdroj napětí

hradla. Generátor a osciloskop připojujeme přímo na hradlo G . 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

$$U_1(t) = U_{G0} + u_{m1} \sin \omega t, \quad (2.22)$$

a velikost změny napětí na hradle bude

$$\Delta U_G = 2u_{m1} \quad (2.23)$$

a můžeme ji odečíst na stínítku osciloskopu jako napětí špička-špička. Stejnoseměrné napětí U_{G0} zobrazovat nebudeme. Na výstupu zesilovače bude napětí

$$U_2(t) = U_{D0} + \Delta U_D(t), \quad (2.24)$$

kteří pro malé amplitudy vstupní napětí u_{m1} bude

$$U_2(t) = U_{D0} + u_{m2} \sin(\omega t + \varphi), \quad (2.25)$$

kde $\varphi = \pi$ je fázový posuv zesilovače a velikost změny výstupního napětí měřená osciloskopem bude

$$\Delta U_D = 2u_{m2}. \quad (2.26)$$

Dosazením do rovnice (2.20) můžeme určit zesílení zesilovače, které označíme A_M . Zapojení zesilovače uvedené na obr. 2.4 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 ,
- závislost zesílení na frekvenci střídavého napětí, tzv. amplitudovou frekvenční charakteristiku zesilovače
- závislost fáze na frekvenci, tzv. fázovou frekvenční charakteristiku,
- pozorovat zkreslení výstupního napětí zesilovačem.

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.

Úkoly

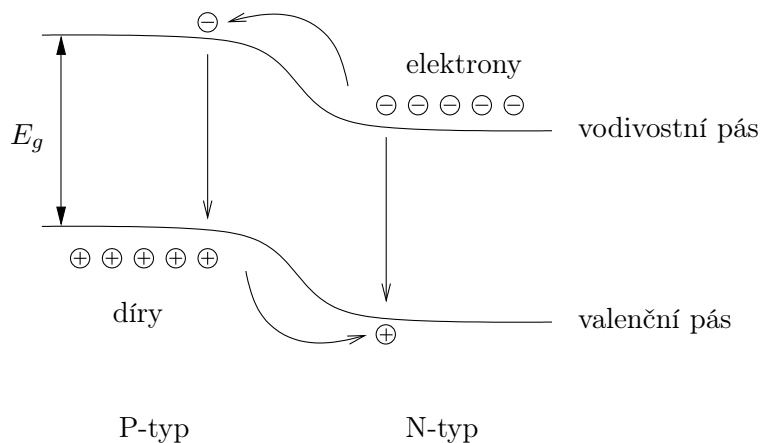
1. Zvolíme napájecí napětí zesilovače E a pracovní bod P , určíme zatěžovací odpor R_z a nakreslíme zatěžovací přímkou. Můžeme provést pro různé E , R_z a P podle pokynů učitele.
2. Zapojíme zesilovač s generátorem a osciloskopem podle obr. 5 a určíme zesílení A_M . Budeme měnit amplitudu střídavého napětí generátoru a pozorovat vliv na tvar výstupního napětí.
3. Určíme dynamickou strmost S_d jednak jako derivaci převodní dynamické charakteristiky, jednak výpočtem z (2.17). Výsledné hodnoty porovnáme.
4. Vypočítáme zesílení A_V podle (2.18) a porovnáme je s hodnotou naměřenou na zesilovači.
5. Určíme zesílení A_G graficky podle (2.20).
6. Vypočítané hodnoty zesílení A_V a A_G porovnáme s naměřenou hodnotou A_M .

Varianta B: Voltampérové charakteristiky LED diod

První soustavné měření Planckovy konstanty provedl v roce 1912 Robert Millikan, který proslul především svým měřením elementárního náboje, při kterém pozoroval pohyb nabitých kapiček oleje v elektrostatickém poli. Hodnotu Planckovy konstanty $h = 6.57 \cdot 10^{-34}$ J s stanovil na základě pečlivého sledování fotoefektu na povrchu kovů ve vakuu [5].

Pro přibližné určení hodnoty Planckovy konstanty v této úloze praktika využijeme souvislost mezi charakteristickým napětím nutným pro rozsvícení svítivé diody (LED) a barvou vyzařovaného světla. Takto lze nalézt hodnotu Planckovy konstanty s chybou v řádu desítek procent.

Jako ostatní typy diod je i LED založena na PN přechodu mezi polovodičem typu P a typu N. Při styku těchto dvou polovodičů se po ustavení rovnováhy na rozhraní vytvoří ochuzená oblast – vrstva prostorového náboje, která zabraňuje pronikání majoritních elektronů a děr rozhraním. Přiložíme-li k PN přechodu napětí v propustném směru, umožní dodatečné elektrostatické pole nositelům náboje snadněji překonat ochuzenou oblast a PN přechodem začne protékat proud. V obou oblastech (P i N typu) polovodiče se tak dynamicky zvýší koncentrace minoritních nositelů, které mají tendenci rekombinovat s majoritními nositeli. Pro výrobu LED se volí polovodiče s přímým zakázaným pásem o vhodné šířce (GaAs, $\text{Ga}_{1-x}\text{Al}_x\text{As}$, GaP, GaN), které umožňují zářivou rekombinaci ve viditelném oboru vlnových délek, případně v blízké IR či UV oblasti.



Šířka zakázaného pásu přímo souvisí s energií fotonů vyzařovaného světla i s voltampérovou charakteristikou diody, což přináší vzájemný vztah mezi těmito dvěma charakteristikami LED. Nyní tento vztah rozebereme kvantitativně a ukážeme, jakým způsobem je možné jej využít k přibližnému stanovení hodnoty Planckovy konstanty.

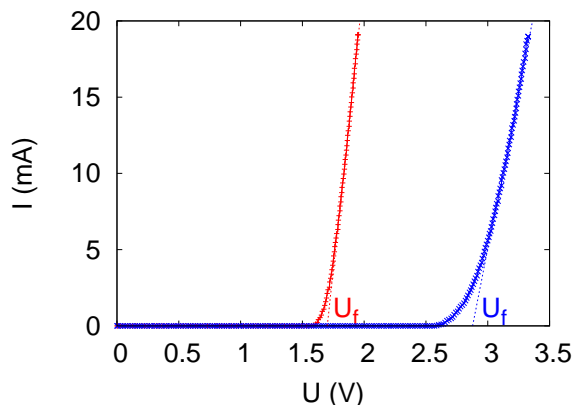
Ideální dioda má voltampérovou charakteristiku, tj. závislost proudu I protékajícího diodou na napětí U na ni přiloženém, danou Shockleyho rovnicí

$$I(U) = I_s \left[\exp\left(\frac{eU}{k_B T}\right) - 1 \right], \quad (2.27)$$

kde I_s je saturační proud, e elementární náboj, T teplota a k_B Boltzmannova konstanta. Saturační proud závisí na šířce zakázaného pásu (podrobný rozbor lze nalézt např. v učebnici [1]), což vede na přibližnou rovnici

$$I(U) \approx B \exp\left(-\frac{E_g - eU}{k_B T}\right), \quad (2.28)$$

kde B je konstanta určená dopováním a geometrií přechodu. V praktiku je k dispozici série vysoce svítivých diod s přibližně stejnými parametry (např. maximální pracovní proud asi 20 mA), u nichž lze očekávat, že se vyznačují přibližně stejnou hodnotou konstanty B .



Obrázek 2.7: V-A charakteristiky červené a modré LED diody s vyznačením napětí U_f .

Pro vyšší proudy tekoucí diodou je její voltampérová charakteristika ovlivněna stejnosměrným odporem diody R

$$I(U) = I_s \left[\exp \left(\frac{e(U - RI)}{k_B T} \right) - 1 \right]. \quad (2.29)$$

Odtud můžeme pro vysoké proudy odvodit aproximativní vztah pro voltampérovou charakteristiku

$$I(U) = \begin{cases} 0 & \text{pro } U < U_f \\ \frac{U - U_f}{R} & \text{pro } U \geq U_f \end{cases}, \quad (2.30)$$

kde energii eU_f můžeme přibližně položit rovnu šířce zakázaného pásu $eU_f \approx E_g$. Energie vyzařovaných fotonů je přibližně rovna šířce zakázaného pásu E_g , což určuje frekvenci a vlnovou délku emitovaného záření: $hf = hc/\lambda = E_g$

$$U_f \approx \frac{hc}{e} \lambda^{-1}, \quad (2.31)$$

odkud můžeme snadno určit Plackovu konstantu.

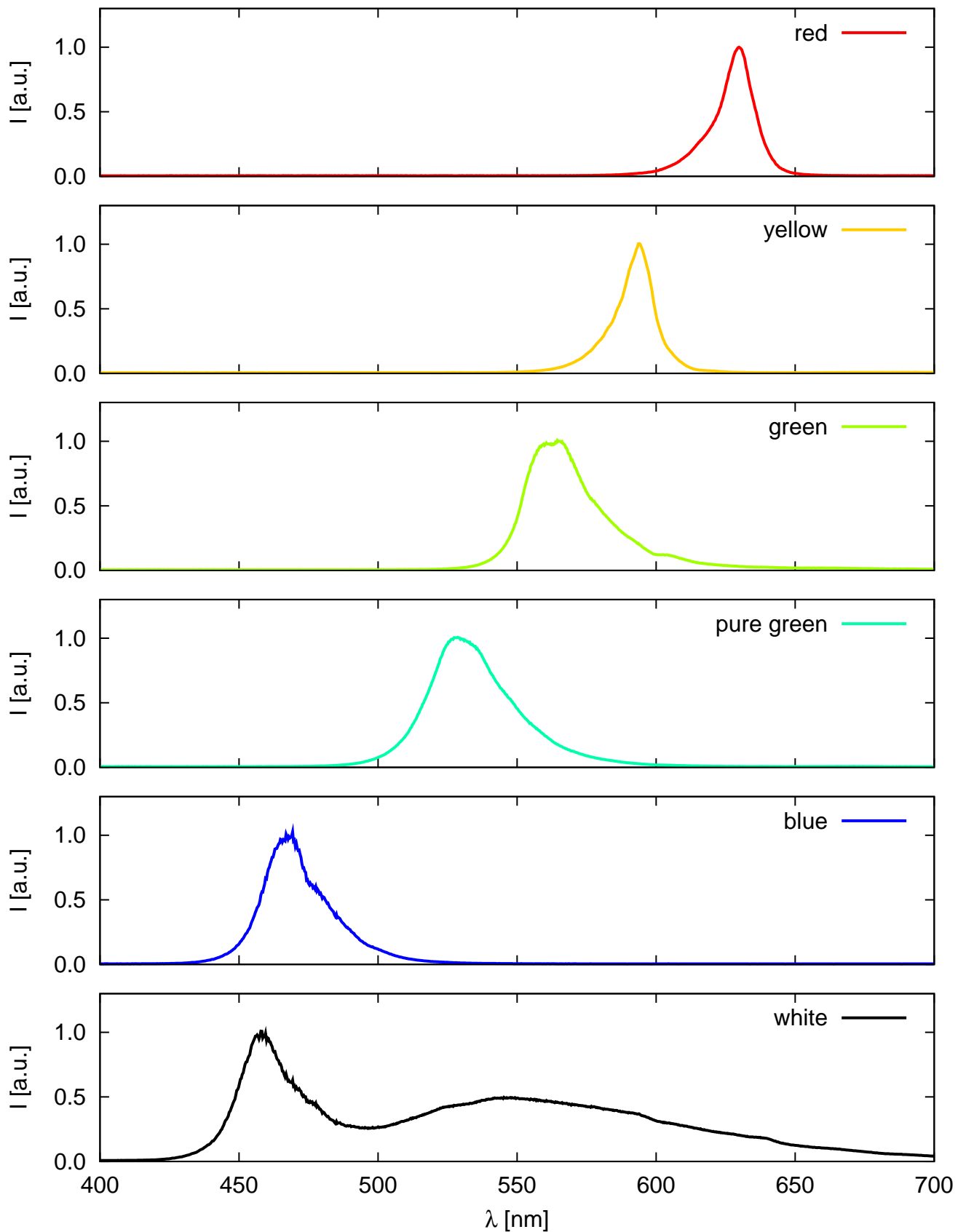
Úkoly

1. Stanovíme vlnové délky záření jednotlivých LED ze série pomocí difrakční mřížky.
2. Změříme voltampérové charakteristiky LED.
3. Z voltampérových charakteristik jednotlivých LED odečteme U_f a sestrojíme graf závislosti U_f na λ^{-1} , z něhož lze získat hodnotu konstanty hc/e .

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. LED diody se v současné době stále více prosazují jako osvětlovací prvky s malou spotřebou. Volbou vhodného polovodičového materiálu lze měnit spektrální charakteristiku diody. Kombinací různých diod můžeme vytvořit bílý zdroj světla s různým, případně laditelným, barevným složením.

Literatura:

- [1] S.M. Sze: *Physics of semiconductor devices*, John Wiley and Sons Inc., New York (1981).



Obrázek 2.8: Emisní spektra LED různých barev, které jsou k dispozici v praktiku. U LED označených jako „white“ a „pure green“ vyzařuje vlastní PN přechod na vlnových délkách v modré až UV oblasti a výsledné barvy je dosaženo fosforencí.

-
- [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 unipolárnímu tranzistoru BS 108 je dostupná na webových stránkách výrobce On Semiconductor <http://www.onsemi.com/PowerSolutions/product.do?id=BS108>
- [5] R.A. Millikan, Phys. Rev. **7**, 355 (1916)