

Doc. Ing. Julius Foit, CSc.

Prof. Ing. Jan Vobecký, DrSc.

Ing. Vít Záhlava, CSc.

ELEKTRONIKA

Cvičení

2002

Vydavatelství ČVUT

Vydavatelství ČVUT upozorňuje autory na dodržování autorských práv.

Za jazykovou a věcnou správnost obsahu díla odpovídá autor. Text neprošel jazykovou ani redakční úpravou.

© Julius Foit, Jan Vobecký, Vít Záhlava, 1995
ISBN 80-01-02204-8

Úvod

Toto skriptum vzniklo jako podstatně přepracované druhé vydání souboru návodů k laboratorním měřením pro celofakultní předmět "ELEKTRONIKA" druhého ročníku základního studia na Fakultě Elektrotechnické ČVUT. Předmět byl poprvé přednášen ve školním roce 1994/95 a mimo jiné byla pro něj zkonstruována a postavena úplná sada zcela nových přípravků pro laboratorní měření. Všechny kapitoly jsou v přímém vztahu k těmto přípravkům a ke standardnímu vybavení jednotných laboratorních pracovišť, na kterých se s přípravky pracuje. Na základě několikaletých zkušeností byly návody pro většinu úloh zpřesněny, některé zjednodušeny, jiné rozšířeny, některé úlohy zcela zrušeny a naopak jiné přidány, včetně nových laboratorních přípravků.

Předmět ELEKTRONIKA je pro velkou část studentů FEL vůbec první příležitostí v životě, kdy se setkávají nejen s elektronikou jako takovou, ale i s elektronickým laboratorním měřením. Protože rozsah skriptu ani obsah samotného předmětu, jeho přednášek i cvičení nedovoluje zabývat se podrobnostmi teorie měřících postupů a přístrojů ve cvičení užívaných, je nutné předpokládat a vyžadovat, aby si posluchači příslušné vědomosti doplňovali studiem předchozích i paralelně probíhajících předmětů. Jedná se především o předměty "TEORIE OBVODŮ I, II" a "ELEKTRICKÁ MĚŘENÍ".

Skriptum je uspořádáno tak, že ho student užívá současně jako pracovního sešitu pro záznam a vyhodnocení výsledků měření. Sledujeme tím několik cílů současně. Především ukázat studentům optimální tvar a způsob zápisu výsledků laboratorní práce, který mohou v budoucnu napodobovat. Za druhé jednoznačnou návaznost mezi přípravou na cvičení a jeho skutečným průběhem. Za třetí unifikaci zpracování, která je nutná pro maximální objektivnost hodnocení studentů při vedení laboratorních cvičení velkým počtem cvičících, kterému se při velkém počtu studijních skupin nelze vyhnout.

Při průběžném hodnocení studenta se hledí souběžně na kvalitu jeho příprav na jednotlivá cvičení, na jeho zvládnutí zacházení s měřicími přístroji a na kvalitu zpracování výsledků. Počet typů přístrojů, jejichž obsluhu musí student zvládnout, je velmi omezený, zato se očekává, že jejich ovládání se naučí opravdu důkladně. Jako důležitá referenční pomůcka k tomu slouží první kapitola, která dostala zcela novou tvář především přidáním podrobně popsaných fotografií přístrojů. Předtištěné tabulky a základy grafů v jednotlivých návodech mají jednak usnadnit práci studentům, jednak usnadnit průběžnou kontrolu jejich práce. Na konci každé úlohy je vymezen rámeček pro potvrzení cvičícího asistenta, kdy student dotyčnou úlohu absolvoval.

Ve cvičeních mají studenti k dispozici jako pracovní pomůcku katalogy firem, jejichž výrobky jsou v úlohách měřeny. Katalogy jsou cizojazyčné; studenti dostávají příležitost naučit se i terminologickým, symbolickým a interpretačním zvláštnostem, na které musejí být v praxi při práci s cizojazyčnými podklady připraveni. V českém textu se v místech, kde nejde o přímé citáty z katalogů snažíme co nejpřesněji držet terminologie a symboliky podle ČSN. Jednou z důležitých životních úloh absolventů FEL je být nositeli kultivovaného způsobu vyjadřování jak v obecné řeči, tak v jazyku technické dokumentace, jejíž vytváření je neoddělitelnou součástí inženýrské práce na všech profesionálních úrovních.

Autoři samozřejmě vítají všechny věcné připomínky i jakékoli jiné náměty pro zlepšení skriptu.

Jméno studenta	skupina	ročník

Obsah

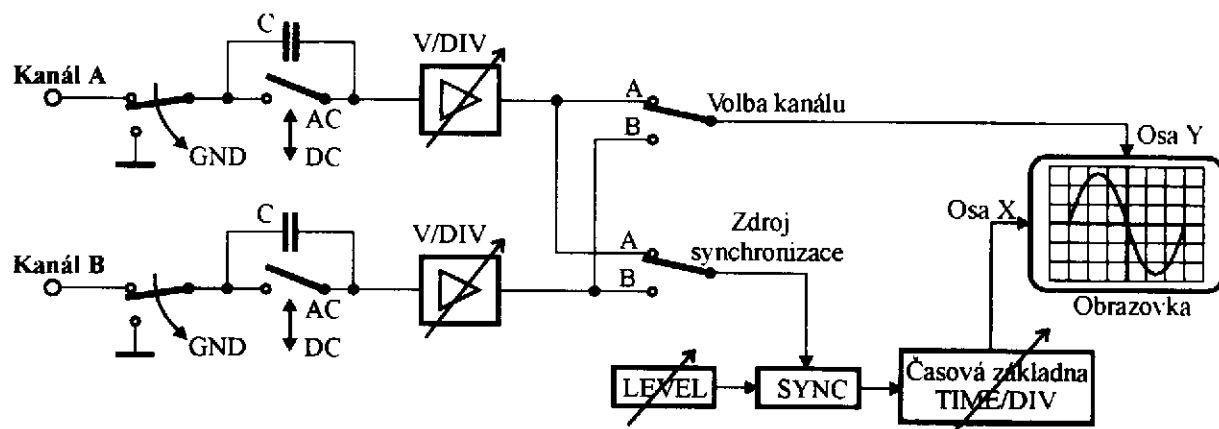
	str
Úvod	1
1. Přístroje	4
2. Charakteristiky diod	10
3. Aplikace diod	17
4. Bipolární tranzistor I	23
5. Bipolární tranzistor II	28
6. Tranzistor JFET	31
7. Výkonový tranzistor MOSFET	36
8. Výkonový zesilovač ve třídě B	43
9. Tyristor	50
10. Operační zesilovač I	55
11. Operační zesilovač II	61
12. Optoelektronické součástky	65
Charakteristiky součástek	71

1. Přístroje

Úkolem této kapitoly je seznámení s používanými přístroji. Jedná se o velmi stručný popis s ohledem na to, že detaily a principy měřicí techniky jsou probírány v předmětu elektrická měření.

Dvoukanálový osciloskop

Princip dvoukanálového osciloskopu je ukázán ve skupinovém schématu na obr.1.1. Měřený signál se přivádí na vstup A nebo B (označené jako **Kanál A** a **Kanál B**), případně jsou na oba vstupy přiváděny současně dva různé signály. Osciloskop tyto průběhy umí zesílit na požadovanou velikost pro jejich zobrazení a umí je také různými způsoby zpracovat ($A + B$, $A - B$, ...). Zvolené průběhy jsou pak vedeny jednak na obrazovku, jednak do obvodů synchronizace (**SYNC**). Tam jsou porovnány s nastavenou hodnotou stejnosměrné úrovně (**LEVEL**) a při jejím překročení je vyslán spouštěcí impuls do obvodu časové základny. Tam tento impuls spustí běh jednoho pilového kmitu napětí, který se po zesílení přivádí na vodorovně vychylující destičky obrazovky. Tím je zaručeno, že vždy stejný okamžik měřeného průběhu spustí pohyb elektronového svazku směrem doprava po stínítku obrazovky. Pokud se takový děj periodicky opakuje, budou se všechny takto získané obrázky překrývat a pozorovateli se pak jeví na stínítku jako statický průběh. Vhodné nastavení úrovně **LEVEL** zajistí spouštění časové základny podle užitečného signálu nikoliv například podle šumu nebo rušení.



Obr.1.1: Zjednodušené skupinové schéma dvoukanálového osciloskopu.

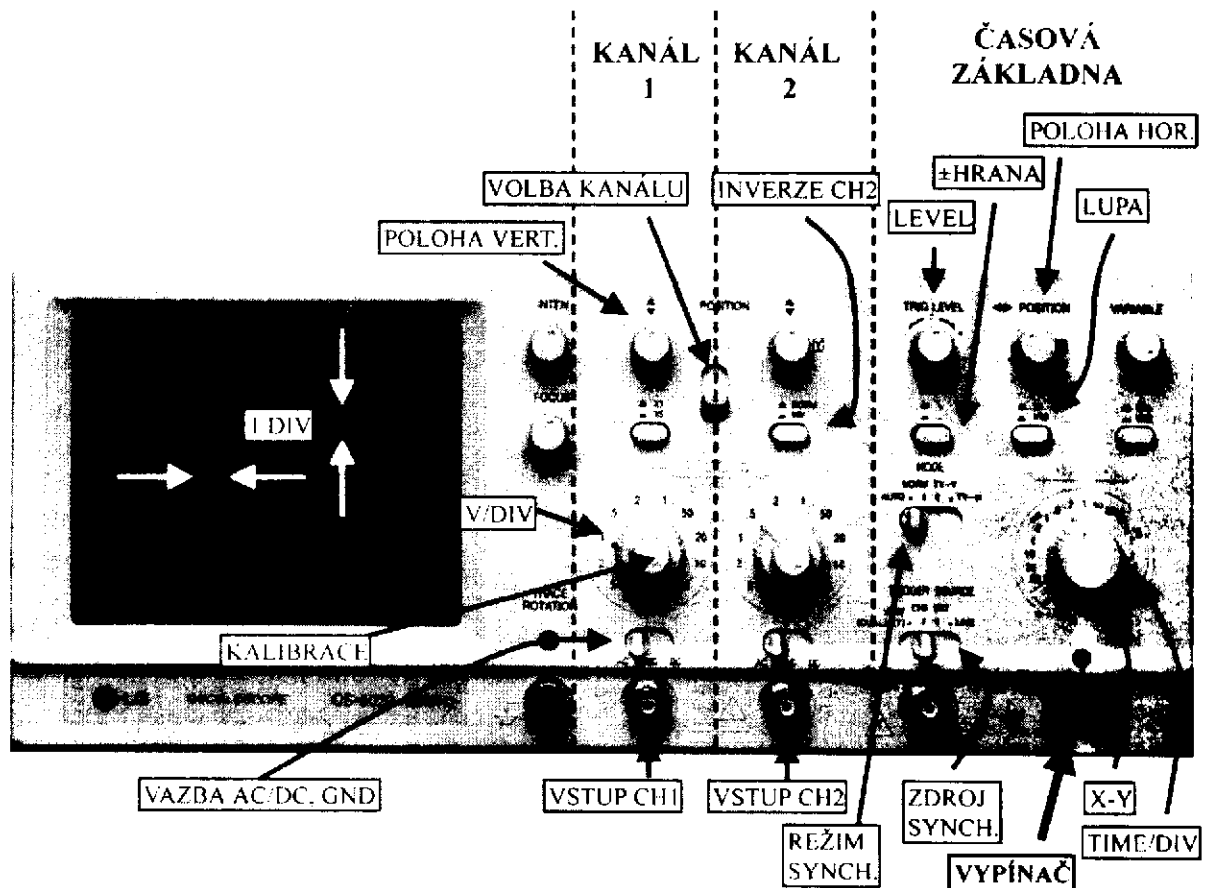
Měřený signál se přivádí na vstupní konektory BNC (**Kanál A** a **Kanál B**), jejichž společný vodič je spojen s kostrou osciloskopu a tedy i se zemí! To je nutno respektovat ve všech zapojeních, kdy je měřeno dvoukanálově (přivádějí se na oba vstupy dva signály současně), ale i v zapojeních spolu s dalšími měřicími přístroji, které mají jednu ze svých svorek pevně spojených se zemí (generátor BK124). Pro hledání nulové hodnoty na stínítku (odpojení vstupního signálu) se užívá vstupního přepínače označeného **0** nebo **GND**, který odpojí vstupní signál od osciloskopu a vstup zesilovače zkratuje na společný vodič. Aby byla nulová úroveň zobrazena, musí být časová základna osciloskopu v režimu **AUTO**.

Na obou vstupech **A** i **B** lze zvolit tlačítkem nebo přepínačem **DC/AC** stejnosměrnou (**DC**) nebo střídavou vazbu (**AC**) vstupu zesilovače (přes kapacitor **C**) s měřeným objektem.

Amplituda zobrazovaného signálu se řídí polohou přepínače citlivosti **V/DIV** neboli V/dílek pro každý kanál samostatně. Údaj je platný pouze tehdy, je-li centrální knoflík na pravém dorazu v poloze **CAL**, kdy je vyřazena z činnosti plynulá změna citlivosti.

Volič rychlosti základny **TIME/DIV**, neboli čas/dílek umožňuje nastavení měřítka času na ose **X** změnou rychlosti nárůstu napětí časové základny. Přepneme-li do polohy **X-Y**, pracuje osciloskop jako souřadnicový zapisovač. Napětí kanálu **A** se zobrazuje svisle (osa **Y**), kanálu **B** vodorovně (osa **X**).

Osciloskop GOLDSTAR OS -5020P



Obrazovka: Nastavení jasu potenciometrem INTEN a ostrosti stopy potenciometrem FOCUS.

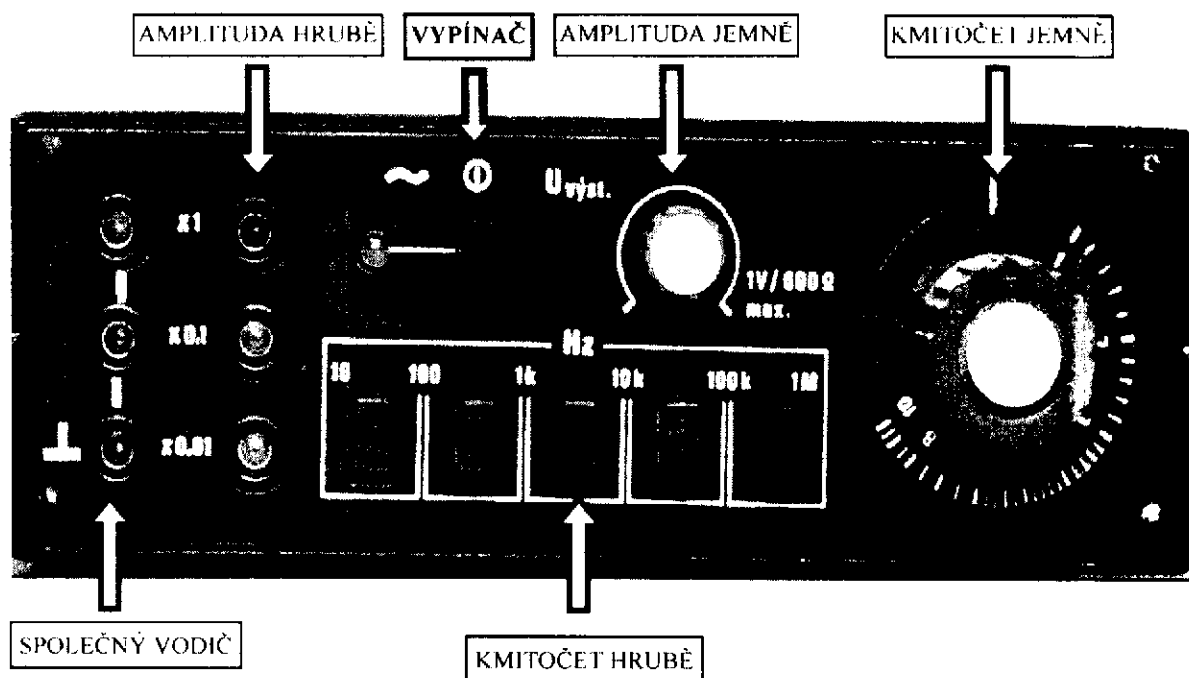
Kanál 1: Vstupní signál se přivádí do konektoru BNC VSTUP CH1. Volba zobrazení kanálu 1 (CH1) se provede nastavením přepínače VOLBA KANÁLU (MODE) na CH1. Amplitudové měřítko (citlivost) se nastaví přepínačem V/DIV (potenciometr KALIBRACE na pravém dorazu). Plynulá změna citlivosti se provede potenciometrem KALIBRACE. Vazba signálu do vstupu je přes kapacitor (AC) nebo přímo (DC). Vstup lze uzemnit (GND) pro nastavení nulové úrovně vstupního napětí potenciometrem POLOHA VERT. (POSITION).

Kanál 2: Má shodné funkce jako kanál 1 (na obr. nejsou popsány). Volba zobrazení kanálu 2 (CH2) se provede nastavením přepínače VOLBA KANÁLU (MODE) na CH2. Chceme-li současné zobrazení s kanálem 1, pak volíme polohu DUAL. Navíc lze provést inverzi signálu stisknutím tlačítka INVERZE CH2 do polohy INV.

Časová základna (synchronizace): Přepínač ZDROJ SYNCH. (TRIGGER SOURCE) umožňuje odvodit spouštění časové základny podle signálu v kanálu 1 (poloha CH1) nebo sítě (LINE) nebo podle externího signálu (EXT) přivedeného do BNC konektoru pod popisovaným přepínačem. Přepínač REŽIM SYNCH. (MODE) v poloze AUTO udržuje časovou základnu v chodu i bez signálu, tj. i při uzemněném vstupu (GND) na rozdíl od polohy NORM. Potenciometrem LEVEL (TRIG. LEVEL) volíme úroveň vstupního signálu, při které má dojít ke spuštění časové základny. Pokud ke spuštění nedochází při jinak správném nastavení, pak je obvykle nutné snížit hodnotu V/DIV na vstupu. Přepínač ±HRANA (SLOPE) umožňuje synchronizovat na náběžnou (+) nebo sestupnou (-) hranu signálu na vstupu. Přepínačem TIME/DIV volíme měřítko na ose času nebo režim X-Y. Časová lupa (x10) umožňuje desetinásobné roztahení časové osy.

Pozor! V režimu AUTO se při zobrazení obou kanálů současně a zdroji synchronizace DUAL časová základna synchronizuje pro každý odběh z jiného kanálu, což může vést k chybnému zobrazení. V tomto případě užívejte zdroj synchronizace CH1.

Generátor harmonického napětí BK 124



Poznámky:

Všechny výstupní zemní zdičky (vlevo) jsou propojeny vzájemně a spojeny s kostrou přístroje a jsou tedy spojeny i se společným vodičem osciloskopu prostřednictvím ochranného kolíku v síťových zásuvkách.

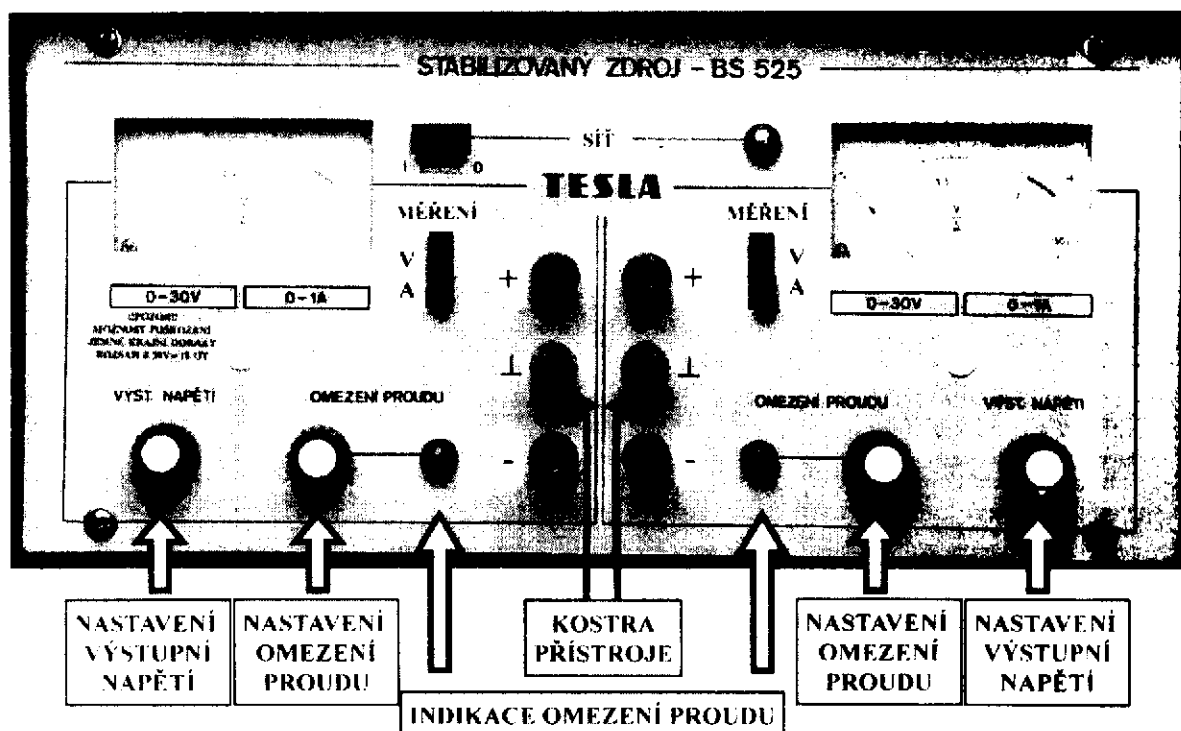
Potenciometrem spojitě regulace (**AMPLITUDA JEMNĚ**) se mění napětí současně na všech třech párech výstupních zdílek od nuly do maxima, přičemž na horním páru je plné výstupní napětí, na středním desetkrát menší a na spodním stokrát menší.

Nastavení kmitočtu se provádí jednak pomocí tlačítek **KMITOČET HRUBĚ** a dále pomocí potenciometru **KMITOČET JEMNĚ**. Například při stisknutí prostředního tlačítka bude možné potenciometrem nastavit kmitočet v rozsahu od 1 kHz do 10 kHz.

Největší hodnota výstupního napětí generátoru je na předním panelu označena jako 1V/600Ω a platí pouze při jmenovitém zatížení generátoru odporem 600Ω. Při většině měření je generátor zatěžován mnohem méně (větším odporem) a jeho napětí je potom větší, a to až dvojnásobně (2V), což odpovídá signálu o mezivrcholové hodnotě (špička-špička) přibližně 6V!

Největší kmitočet generátoru je 1MHz.

Dvojitý zdroj regulovatelného napětí BS525



Přístroj obsahuje dva shodné **nezávislé** zdroje regulovatelného napětí. Vývody zdrojů + a – jsou vzhledem k zemní svorce i vůči druhému zdroji navzájem **plovoucí**! V případě potřeby je možné některou ze svorek + (červená) a – (modrá) spojit s kostrou $\perp$ (zelená) V žádném případě však **nelze** kostru $\perp$ považovat za záporný pól zdroje!

Ručkový měřicí přístroj každého zdroje může měřit buď výstupní napětí nebo výstupní proud. Tyto dvě funkce se přepínají pomocí tlačítek V a A. Nelze tedy měřit obě veličiny současně.

Zdroj je vybaven ochrannými obvody proudového omezení výstupu. Při postupném zvyšování zatěžovacího proudu při dosažení přednastavené hodnoty proudového omezení přechází zdroj z režimu zdroje napětí do režimu zdroje proudu. To je indikováno rozsvícením kontrolní žárovky. Toho využíváme pro ochranu měřených obvodů **předběžným** nastavením maximální velikosti odebíraného proudu. Nejprve nastavíme potřebnou hodnotu výstupního napětí naprázdno (bez odběru proudu), potom výstupní svorky zkratujeme a nastavíme požadovanou hodnotu maximálního proudu potenciometrem **OMEZENÍ PROUDU**. Po odstranění zkratu připojíme měřený obvod, do kterého již nemůže téci větší proud než jsme nastavili.

Číslicový multimetr HC-81

Parametry:

Vstupní odpor:	10M Ω
Přesnost měření stejnosměrných napětí:	$\pm 0,3\% + 1$ nejméně významná číslice
Přesnost měření střídavých napětí:	$\pm 1,2\% + 5$ nejméně významných číslic do 1kHz
Vnitřní odpor ampérmetru:	0,1 Ω při 4A až 100 Ω při 4mA
Přesnost měření stejnosměrných proudů:	$\pm 1,5\%$ z max. rozsahu + 2 nejméně významné číslice

Multimetr se zapíná tlačítkem **POWER**. Je napájen z baterie a vzhledem k její malé kapacitě je nutné jej po měření vypnout.

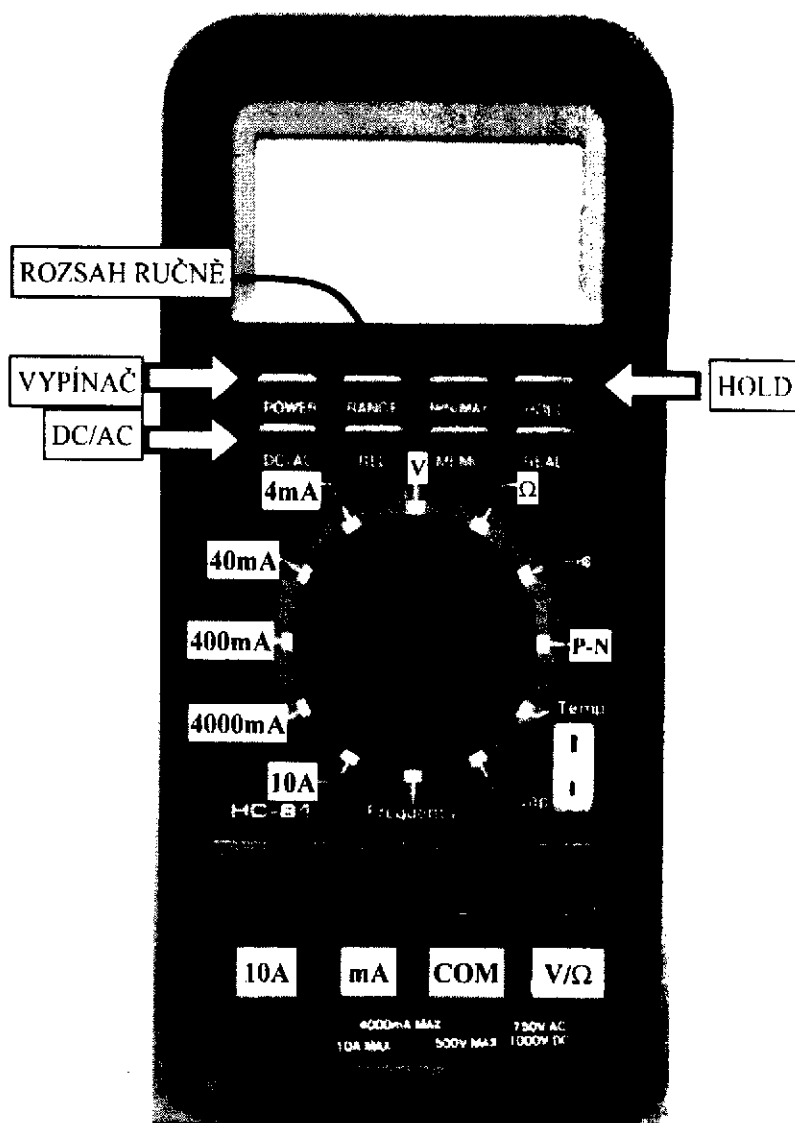
Otočný centrální přepínač slouží k nastavení měřené veličiny, při měření proudu též k nastavení vhodného rozsahu. Zdíčka **COM** tvoří společný vodič pro měření všech veličin. Význam ostatních zdílek vyplývá z jejich označení na obrázku.

Tlačítko **DC/AC** slouží k přepínání mezi měřením střídavých a stejnosměrných veličin. Tlačítkem **RANGE** se ručně přepínají rozsahy voltmetru a ohmmetru (v normálním režimu se přepínají samočinně). Delším přidržetím tlačítka **RANGE** (cca 2 sekundy) se přístroj vrátí k samočinné volbě rozsahu. Rozsahy ampérmetru je nutné přepínat vždy ručně otočným centrálním přepínačem. Dojde-li k přetečení rozsahu (objeví se 4.000), je nutné okamžitě přepnout na vyšší rozsah, jinak se zničí bočník!

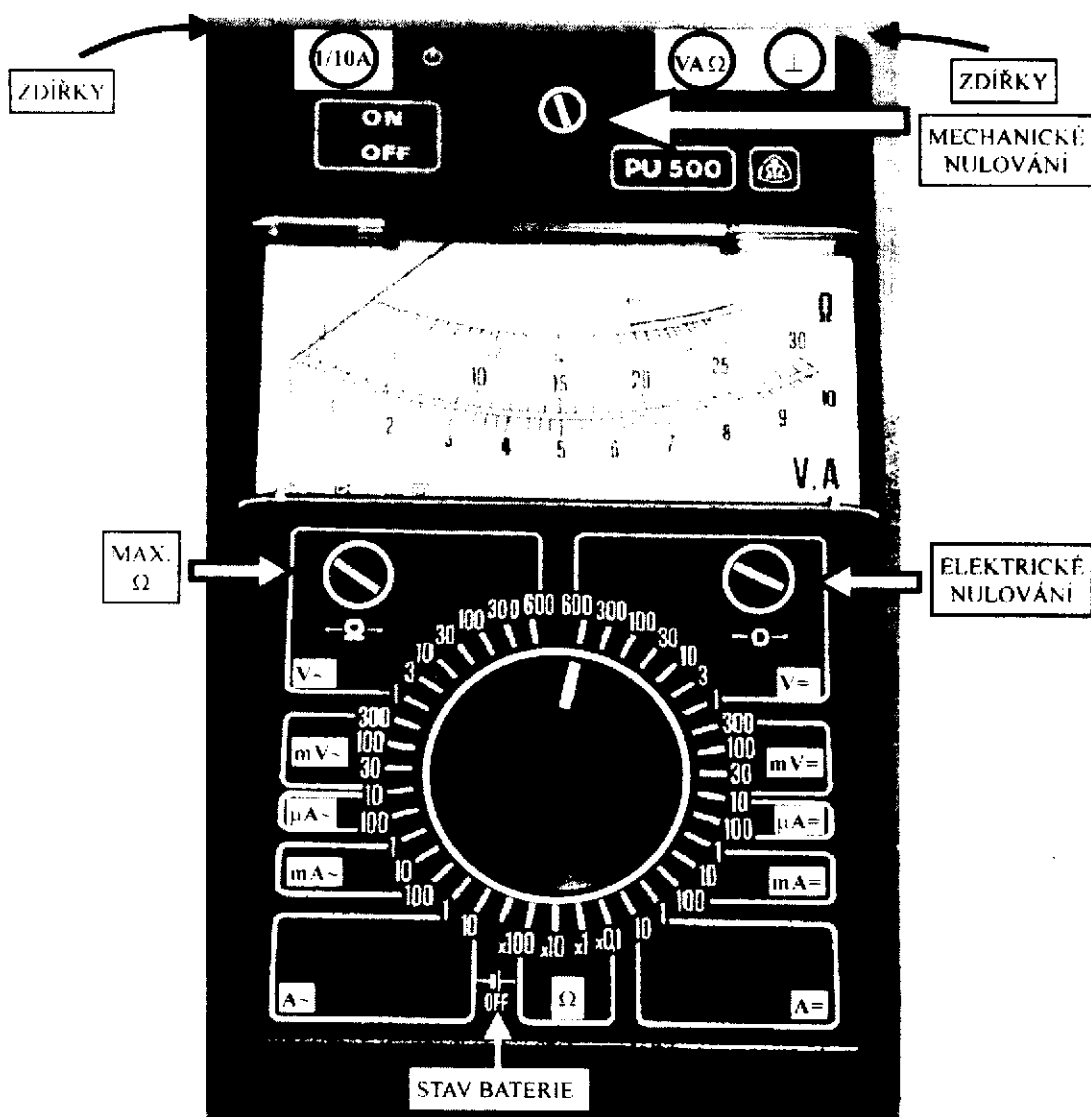
Tlačítko **HOLD** podrží na displeji poslední měřený údaj.

Je-li otočný přepínač v poloze **P-N**, je možné měřit úbytek na diodě v propustném směru U_F při průchodu konstantního proudu cca 1mA až do napětí cca $U_F = 3,2V$.

Ostatní nepopsané funkce nejsou v předmětu Elektronika využívány.



Analogový multimetr PU-500



Parametry:

Vstupní odpor:

100kΩ/V na rozsahu 10mV – 100V= a 10mV – 30V~
10kΩ/V na rozsahu 300V – 600V= a 100V – 600V~

Přesnost měření:

± 2,5%

Kmitočtový rozsah:

30Hz – 20kHz na rozsahu 10mV – 3V
30Hz – 10kHz na rozsazích 10V a 100V
30Hz – 1kHz na rozsazích 30V a 300V

Přístroj je napájen z baterie, která musí mít pro správnou funkci přístroje požadovanou hodnotu výstupního napětí. Je-li při vypnutém přístroji a s přepínačem v poloze Stav baterie (BAT) ručka ve vyznačeném poli, je baterie v pořádku.

Po použití je bezpodmínečně nutné přístroj vypnout přepínačem do polohy OFF!

2. Charakteristiky diod

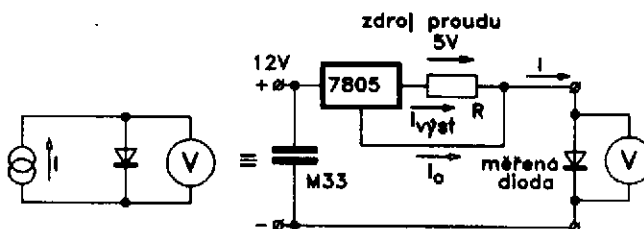
Zadání: Změřte propustnou větev voltampérových charakteristik různých typů diod a porovnejte teplotní závislost u Schottkyho diody a diody s p-n přechodem. Dále změřte hodnotu Zenerova napětí Zenerovy diody a odhadněte dobu závěrného zotavení výkonové diody.

- Příprava:**
1. Prostudujte princip činnosti uvedených typů diod.
 2. Prostudujte definice parametrů těchto diod a způsob jejich měření.
 3. Prostudujte rozdíl mezi zdrojem napětí a proudu.

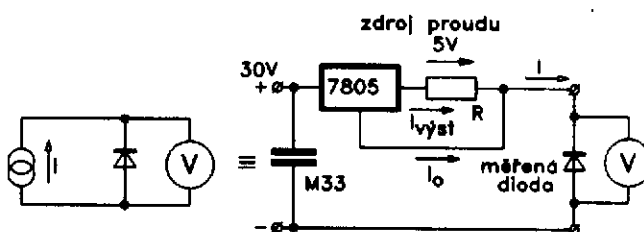
Úkol měření:

1. Změřte úbytky napětí v propustném směru 9 kusů diod na přípravku (mimo diod na měděné izotermické desce) pro proudy $I_F = 5, 10, 15$ a 20 mA. Diody napájejte ze zdroje proudu s obvodem 7805 (z napájecího napětí 12V) dle obr. 2-1. Hodnoty proudu, které jsou dány velikostí odporu R připojeného mezi výstup a zem IO 7805, stačí ověřit ampérmetrem jednou na začátku měření. Výsledky запиšte do tabulky a zakreslete do společného grafu.

Užité typy diod (na přípravku zleva): varikap (BB204B), usměrňovací dioda s p-n přechodem (KY 130), Zenerova dioda (ZD 5,1) Schottkyho dioda (BAT45), fotodiody (BP 104), svítivky červená, žlutá, zelená, infračervená.



Obr. 2-1 Propustná polarizace diody



Obr. 2-2 Závěrná polarizace diody

2. Změřte hodnotu napětí na všech diodách (mimo diod na izotermické desce) při jejich závěrné polarizaci ze zdroje proudu s nastavenou hodnotou 5 mA (dle zapojení na obr. 2-2 s napájecím napětím 30 V). V případě Zenerovy diody proveďte měření pro proudy $I_R = 5, 10, 15$ a 20 mA a změřte diferenciální vnitřní odpor diody.

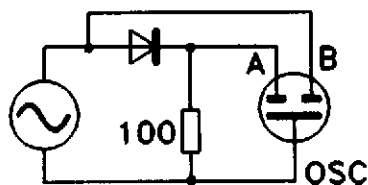
3. Změřte teplotní závislost propustného napětí Schottkyho diody MBR 760 a diody s p-n přechodem KY 708 v zapojení dle obr. 2-1 pro proud $I_F = 5$ mA. Tyto diody jsou spolu s teplotním čidlem KTY 10 umístěny na společném chladiči (neodizolované). K napájení a regulaci ohřevu užíjte samostatný napájecí zdroj 30V/1A. Teplotu odečítejte měřením odporu teplotního čidla KTY 10, jehož teplotní závislost odporu $R = f(T)$ je uvedena v Tab. 1 na str. 16, s krokem 5°C . Mezilehlé hodnoty stanovte lineární interpolací. Určete teplotní součinitele propustného napětí obou diod.

4. V zapojení dle obr. 2-3 změřte přibližnou hodnotu doby závěrného zotavení t_r diody KY 708 v souladu s definicí uvedenou na obr. 2-4. Pro měření užíjte generátoru harmonického napětí nastaveného na maximální výstupní amplitudu. Při vhodně zvoleném opakovacím kmitočtu dostanete na osciloskopu průběh signálu odpovídající proudu diodou dle obr. 2-4 (až na oblast sepnutého stavu).

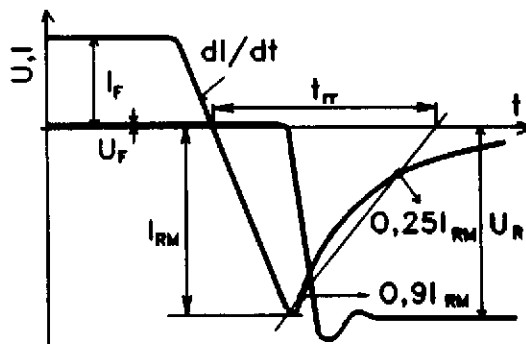
Upozornění !!!:

1) Aby nedošlo k překročení mezní hodnoty I_{FAV} měřených diod, musí být vždy zapojen jeden ze 4 rezistorů R na přípravku dle obr. 2-1 nebo 2-2. V žádném případě nesmí dojít k přemostění (nebo zkratu) rezistoru R, protože tehdy by byla dioda napájena ze zdroje proudu $I_A \gg I_{FAV}$.

2) Na vstupu IO 7805 musí být vždy dodržena polarita napájecího napětí předepsaná obr. 2-1 a 2-2. Opačnou polaritou napájecího napětí se integrovaný obvod 7805 zničí!



Obr. 2-3 Měření t_{rr}



Obr. 2-4 Definice t_{rr} pro pravouhlý průběh napětí.

Parametry měřených diod dle katalogů (TESLA, MOTOROLA, SIEMENS):

TYP	I_{FAV} [mA]	I_{FSM} [A]	U_{RRM} [V]	U_{RSM} [V]	Parametr 1	Parametr 2
BB 204B	-	-	30	-	$I_R < 20 \text{ nA}$	$C_D = 14 \text{ pF}$
KY130/80	300	30	-	100	$U_F < 1 \text{ V @}$ $I_F = 300 \text{ mA}$	$I_R = 10 \text{ } \mu\text{A @}$ $U_R = 150 \text{ V}$
ZID 5,1	-	-	-	-	$U_Z = 5,1 \text{ V}$	$P_{max} = 500 \text{ mW}$
BAT 45			40	-	$I_R < 1 \text{ } \mu\text{A}$	$U_F < 0,38 \text{ V}$
BP 104			30	-	$I_R = 2 \text{ nA @}$ $U_R = 10 \text{ V @ za tmy}$	Spektr. citlivost $S = 40 \text{ nA/lx}$
svítivka-R	20	-	5	-	intenz. záření $5 \text{ mcd @ } I_F = 20 \text{ mA}$	vyzařovací úhel 70°
svítivka-Y	20	-	5	-	$5 \text{ mcd @ } I_F = 20 \text{ mA}$	70°
svítivka-G	20	-	10	-	$5 \text{ mcd @ } I_F = 20 \text{ mA}$	70°
svítivka-IČ	20	-	10	-	$1 \text{ mW/sr @ } I_F = 20 \text{ mA}$	60°
MBR 760	7,5	150	60		$U_F < 0,57 \text{ V @}$ $I_F = I_{FAV} @ 150^\circ\text{C}$	$t_{rr} < 10 \text{ ns}$
KY 708	10	80	90	100	$U_F < 1,1 \text{ V @}$ $I_F = 10 \text{ A}$	$I_R < 60 \text{ } \mu\text{A @}$ $U_R = 100 \text{ V}$

Vysvětlení významu parametrů:

I_{FAV} (**A**verage **R**ectified **F**orward **C**urrent) je největší přípustná střední hodnota propustného proudu, tj. mezní hodnota. Střední hodnota proto, že se vychází ze ztrátového výkonu.

I_{FSM} (**F**orward **S**urge **M**aximum **C**urrent) je maximální vrcholová hodnota nárazového proudu diody, kterou

lze aplikovat neopakovatelně. Lze ji opět aplikovat až po odeznění jejích tepelných účinků na diodu. Typicky se jedná o jednorázové přetížení při zapnutí usměrňovače.

U_{RRM} (**R**everse **R**epetitive **M**aximum Voltage) je maximální opakovatelné závěrné napětí. Na rozdíl od parametru I_{FAV} se jedná o špičkovou (tj. maximální) hodnotu, protože se vychází z mechanismu průrazu lavinovou ionizací.

U_{RSM} (**R**everse **S**urge **M**aximum Voltage) je maximální neopakovatelné závěrné napětí. Filosofie tohoto parametru je stejná jako u I_{FSM} . Tento parametr může být důležitý při existenci občasných přepětí.

$U_F @ I_F$ znamená obvyklou hodnotu propustného úbytku napětí U_F změřenou při propustném proudu I_F . S rostoucím I_F se začíná uplatňovat nežádoucí sériový odpor kontaktů a přívodů jakož i zvýšená rekombinace nositelů náboje ve struktuře diody a U_F narůstá. Je zvykem jej uvádět pro danou teplotu (obvykle 25°C nebo 55°C, popř. 125°C).

$I_R @ U_R$ znamená zaručovanou nejvyšší hodnotu závěrného proudu při daném závěrném napětí U_R . Pokud bychom chtěli diodu provozovat při vyšších teplotách, můžeme hodnotu I_R z této hodnoty stanovit ze znalosti teplotního koeficientu I_R . V případě křemíku totiž platí, že I_R se zdvojnásobí při zvýšení teploty o 10 K. Jelikož to platí i pro PN přechody bipolárního tranzistoru a tedy i pro jeho zbytkové proudy, vyplati se tuto hodnotu pamatovat.

t_{rr} (**R**everse **R**ecovery **T**ime) - doba závěrného zotavení. Jedná se časový interval mezi průchodem proudu nulou a průsečíkem přímky (vedené body $0,9I_{RM}$ a $0,25I_{RM}$) a osou času v procesu komutace diody (obr. 2-4). Tento parametr není u většiny diod uvedených v katalogu specifikován, protože se jedná o diody určené k usměrňování napětí sítě, které nejsou určeny pro rychlý provoz. Jsou to tedy diody pomalé a o to jednodušeji je možné t_{rr} změřit. Naopak, je-li t_{rr} v katalogu uveden, znamená to, že se jedná o diody určené pro rychlé aplikace (tzv. fast nebo ultrafast recovery diodes). Parametr t_{rr} u nich nabývá stovek ns a méně, u vysokofrekvenčních diod dokonce jednotek ns a méně. Parametr t_{rr} je nejdůležitějším dynamickým parametrem běžné rychlé diody.

Výklad užitého zapojení:

Obr. 2-1:

K měření úbytku napětí v propustném směru za kolenem VA charakteristiky, kdy má měřená dioda malý diferenciální odpor, se s výhodou užívá zdroje proudu. Je to proto, že zdroj proudu nám umožňuje snadno pro libovolnou diodu opakovaně nastavovat přesně tutéž hodnotu proudu. Tato hodnota je vždy pod úrovní I_{FAV} , takže nehrozí zničení diody. Integrovaný obvod 7805 je stabilizátor napětí 5V. Na obr. 2-1 představuje jeho levý krajní vývod vstupní svorku pro ss napájecí napětí (typicky 9 až 12 V), jeho vývod napravo pak svorku se stabilizovaným výstupním napětím 5V. Obě tato napětí jsou vztažena proti společné záporné (zemní) svorce, která je uprostřed. Připojíme-li mezi výstupní a společnou svorku libovolný rezistor, bude na něm obvod 7805 vždy stabilizovat napětí 5V (pokud nepřekročíme mezní hodnotu odebíraného proudu - typicky 1A - nebo max. povolenou provozní teplotu). Vhodnou volbou rezistoru R, zapojeného mezi výstup a zem lze potom nastavit libovolnou hodnotu výstupního proudu $I_{VYST} = 5V / R$ obvodu 7805. Ten navíc pro činnost svých regulačních obvodů potřebuje proud $I_Q = 3 - 4$ mA, který teče prostřední svorkou ven. Na diodě pak dostáváme součet těchto proudů $I_{VYST} + I_Q = (5V / R) + 4$ mA, přičemž výsledný proud je pro daný rezistor prakticky konstantní.

Obr. 2-2:

Připojíme-li diodu ke zdroji proudu tak, že je polarizována závěrně, je to totéž, jako kdybychom na zdroj proudu připojili téměř nekonečně veliký odpor. Zdroj proudu se snaží tímto odporem protlačit proud $I_{\text{zdroj}} + I_Q$. Je-li tento odpor hodně veliký, nebude mu na to stačit napájecí napětí. To by muselo být alespoň rovno součtu následujících napětí: (1.) rozdílu napětí mezi vstupní a výstupní svorkou stabilizátoru (asi 3 až 4 V), (2.) úbytku napětí na rezistoru R (tj. 5V) a (3.) úbytku napětí na měřené diodě. Napětí na diodě v závěrném směru je pro danou hodnotu proudu v řádu mA u zde měřených diod rovné průraznému napětí. S výjimkou Zenerovy diody a popřípadě i svítek jsou průrazná napětí větší než 30 V, což je nejvyšší hodnota maximálního napětí, které zde máte k dispozici. V důsledku toho se na Zenerově diodě objeví napětí blízké Zenerovu napětí, zatímco na ostatních diod se objeví maximální napětí, které je zdroj proudu na svém výstupu schopen nastavit.

S ohledem na tuto úlohu je vhodné promyslet si následující skutečnosti. Výstupní napětí zdroje proudu naprázdno je napětí na jeho výstupu bez připojené zátěže ($R_{\text{zát}} = \infty$). Je to tedy jeho maximální výstupní napětí, které by v ideálním případě mělo být nekonečně velké, protože ideální zdroj proudu má nekonečně velký vnitřní odpor, kterým v režimu naprázdno protéká jeho vlastní proud. U reálného zdroje proudu jsme pak omezeni konečnou hodnotou napájecího napětí, což představuje i výše uvedený případ.

Обл. 2-3:

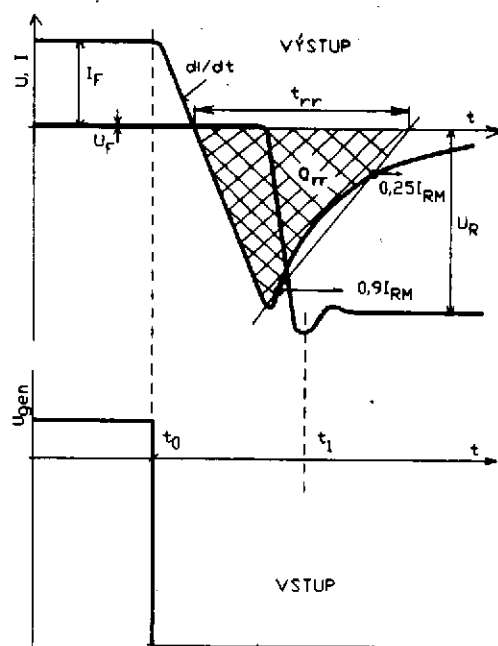
Dioda je spojena v sérii s bočníkovým rezistorem R_s , který má umožnit snímání protékajícího proudu. Generátor ani osciloskop není plovoucí (jejich společné vodiče jsou navzájem spojeny přes nulovací koliky sílových zásuvek), proto musí být snímací rezistor připojen jedním koncem ke společnému vodiči. Dioda je buzena generátorem harmonického napětí nastaveným na co největší výstupní amplitudu. Kmitočet generátoru nastavíme na tak vysokou hodnotu (řádově desítky kHz), aby byl proces závěrného zotavení dobře patrný.

Обр. 2-4:

Pokud by generátor na obr. 2-3 generoval pravouhlé impulzy dle obr. 2-5 (VSTUP), pak na diodě dostaneme průběh napětí a proudu dle obr. 2-5 (VÝSTUP), který je shodný s obr. 2-4. Napětí generátoru strmě přechází v bodě t_0 z kladné polarity do záporné. Stejný průběh napětí bychom rádi viděli i na diodě. To však není možné z následujících důvodů. Je-li dioda v propustném směru ($t < t_0$), dochází na jejím PN přechodu k injekci nositelů náboje z oblasti P do N (díry) a z oblasti N do P (elektrony) a tím i k průchodu proudu I_F mezi anodou a katodou.

Přítomnost těchto nositelů má za následek snížení odporu diody (to je patrné na libovolné VA charakteristice diody, porovnáme-li diferenciální odpor např. pro $U_F = 0,1 \text{ V}$ a $U_F = 0,65 \text{ V}$), ale také zvýšení parazitní kapacity diody v důsledku nahromadění náboje ve struktuře diody (tzv. difúzní kapacita přechodu PN). Právě zmíněný akumulovaný náboj je příčinou toho, že závěrné napětí U_R se na diodě objeví až v bodě t_1 .

V procesu závěrného zotavení musíme totiž tento náboj z větší části odvést (záporné napětí generátoru odvedení náboje urychluje), což způsobuje proud I_{z} , nebo ho můžeme nechat zrekombinovat



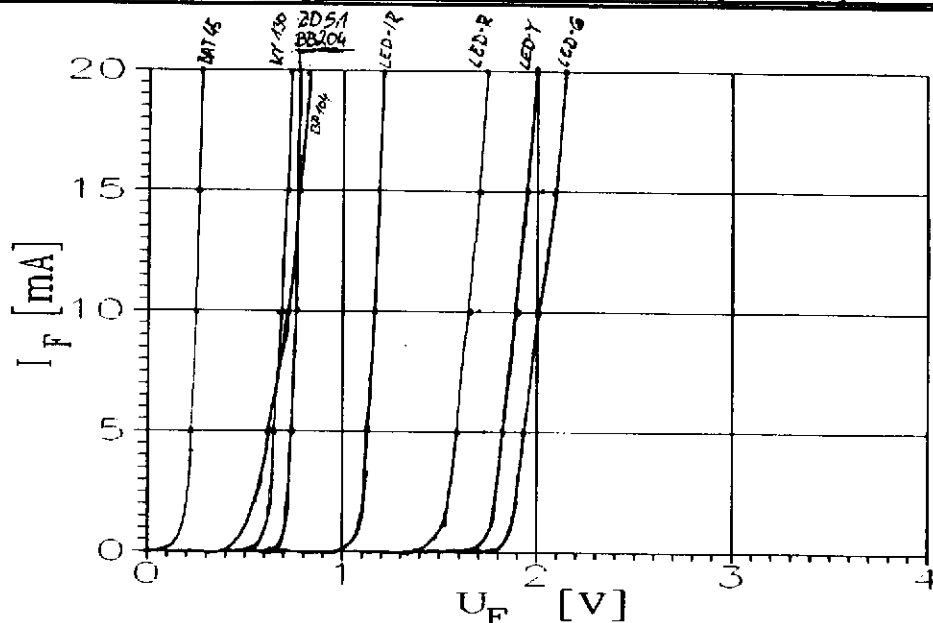
Obr. 2-5 Závěrné zotavení diody

(což je relativně pomalý proces). Jinými slovy, dioda se musí po předchozím zaplavení nábojem zotavit, aby se mohla obnovit ochuzená oblast PN přechodu odpovídající závěrnému napětí U_R (s rostoucím závěrným napětím se navíc tloušťka ochuzené oblasti zvětšuje). Výše diskutovaný náboj je na obr. 2-5 označen jako Q_R a jeho velikost lze stanovit integrováním proudu I_R za čas t_R (šrafovaná plocha). Počáteční pokles proudu má konečnou hodnotu strmosti di/dt , což je způsobeno parazitní indukčností přívodů diody. Jedná se o část exponenciály s časovou konstantou obvodu diody $\tau = L/R$. Tento pokles dosáhne maxima I_{RM} v okamžiku, kdy už je z okolí přechodu odklizen tolik původně vstříknutého náboje, že může začít rozšiřování ochuzené oblasti na tloušťku odpovídající přiloženému zápornému napětí. Při vyklizení náboje pomáhá i vnější elektrický obvod, v němž je dioda zapojena. Z obvodového hlediska je tento děj označován jako **komutace** diody. Na závěr tohoto odstavce je třeba zdůraznit praktický význam doby t_R . Při komutaci je dioda "vodivá" ještě po dobu t_R , ačkoliv aplikace již zpravidla vyžaduje nebo předpokládá její nevodivost. Pokud by tato skutečnost způsobovala chybnou nebo neefektivní činnost obvodu, je bezpodmínečně nutné zvolit diodu s dostatečně malou hodnotou t_R .

Výsledky

1. Propustný směr:

I_F [mA]	U_F [V]								
	BB204B	KY 130	ZD 5,1	BAT 45	BP 104	LED-R	LED-Y	LED-G	LED-IR
4,27 mA	0,736	0,643	0,732	0,228	0,627	1,583	1,825	1,931	1,123
8,73 mA	0,755	0,680	0,751	0,248	0,712	1,636	1,893	2,010	1,151
14,32 mA	0,768	0,708	0,765	0,262	0,778	1,685	1,961	2,090	1,172
18,71 mA	0,775	0,724	0,772	0,269	0,815	1,717	2,009	2,158	1,184



Porovnání propustných charakteristik $I_F = f(U_F)$ (všech 9 diod).

2. Závěrný směr:

	U _R [V]								
I _R [mA]	BB204B	KY 130	ZD 5,1	BAT 45	BP 104	LED-R	LED-Y	LED-G	LED-IR
5	—	—	4,39	—	—	—	—	—	—

Zenerova dioda:

I _R [mA]	5	10	15	20
U _R [V]	4,39	4,64	4,79	4,68

Diferenciální odpor $R = \Delta U / \Delta I = (U_2 - U_1) / (I_2 - I_1) = (4,68 - 4,39) / (20 - 5) = 19 \text{ } [\Omega]$

3. Teplotní závislost U_F

T [°C]	R [Ω]	T [°C]	R [Ω]
15	1854	50	2390
20	1926	55	2472
25	2000	60	2555
30	2075	65	2640
35	2151	70	2727
40	2229	75	2814
45	2309	80	2903

Tab. 1: Kalibrační tabulka teplotní závislosti odporu teplotního čidla KTY 10.

KY 708 (dioda s p-n přechodem):

U _F [V]	0,602	0,582	0,558	0,528	0,507
R [Ω]	2049	2195	2390	2640	2800
T [°C]	28	38	50	65	74

Teplotní součinitel:

TK U_F = $\Delta U / \Delta T = (U_2 - U_1) / (T_2 - T_1) = (0,507 - 0,602) / (74 - 28) = -2 \text{ } [\text{mV/K}]$

MBR 760 (Schottkyho dioda s přechodem kov-polovodič):

U _F [V]	0,241	0,223	0,200	0,173	0,157
R [Ω]	2049	2195	2390	2640	2800
T [°C]	28	38	50	65	74

Teplotní součinitel:

$$TK U_F = \Delta U / \Delta T = (U_2 - U_1) / (T_2 - T_1) = (0,57 - 0,241) / (74 - 28) = -1,8 \text{ [mV/K]}$$

4. Doba závěrného zotavení

$$t_{rr} = 3 \text{ [}\mu\text{s]}$$

kmitočet budicího napětí

$$f = 10 \text{ [kHz]}$$

vrcholová hodnota propustného proudu diody

$$I_{FM} = 1,25 \text{ [mA]}$$

18/3/2004 

3. Aplikace diod

Zadání: Ověřte vlastnosti jednopulzního nebo můstkového usměrňovače z hlediska velikosti zvlnění výstupního napětí s ohledem na velikost nabíjecího kapacitoru a zatěžovacího odporu.

Příprava:

1. Prostudujte princip činnosti usměrňovačů.
2. Prostudujte princip výpočtu zvlnění napětí na výstupu usměrňovače.

Úkol měření:

1. Zvolte si jedno ze zapojení na obr. 3-1a) a 3-1b), realizujte jej na přípravku s jednou sadou zvolených diod a vhodně zvolenou hodnotou zatěžovacího odporu R_z (pozor na přetížení transformátoru 15V/650mA) a zvolenou hodnotou nabíjecího kapacitoru C_N . Na osciloskopu zobrazte **současně** průběh střídavé složky výstupního napětí u_{vym} , tzv. zvlnění (kanál A) a napětí na snímacím rezistoru R_s , které odpovídá nabíjecímu proudu diod i_D (kanál B invertovaně). Současně změřte ss hodnotu výstupního napětí. Zakreslete je do připravených grafů pod sebe s ocejchovanými osami napětí a času. Poté zobrazte průběh vstupního napětí usměrňovače u_{vm} a zakreslete jej ve správném časovém vztahu s předchozími průběhy. Zaznamenejte užitou hodnotu R_z (z ní vypočtete zatěžovací proud) a hodnotu C_N .

2. Měření z bodu 1. zopakujte pro jinou hodnotu R_z při zachování hodnoty C_N . Výsledky zakreslete do společného grafu s předchozími průběhy. Dostanete tak 3 grafy, v nichž budou 2 průběhy zvlnění, 2 průběhy proudu diodami a 1 průběh napětí na výstupu transformátoru. To vše pod sebou **ve shodném časovém měřítku**. Z grafu $i_D = f(t)$ odečtete úhel otevření diody ve stupních (příp. radiánech).

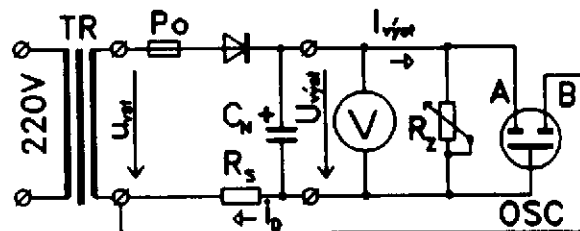
3. Měření z bodu 1. a 2. zopakujte pro dvě různé hodnoty C_N při zachování hodnoty R_z . Lze přitom využít jedné sady průběhů získané v předchozím měření. Výsledky zakreslete do nového grafu. Odečtete úhel otevření diody.

4. Pro zvolené kombinace C_N a R_z určete pomocí změřených grafů hodnotu činitele zvlnění $p' = [(u_{vym} / (U_{vym} \cdot \sqrt{2}))] \cdot 100 [\%]$.

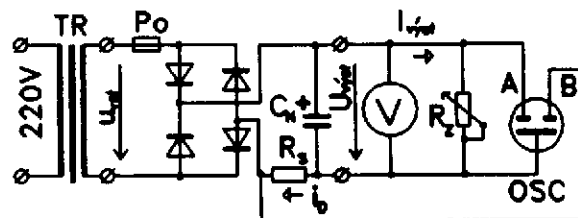
5. Pro zvolené kombinace C_N a R_z určete přibližným výpočtem hodnotu zvlnění na výstupu usměrňovače

$$p = (K \cdot I_{vym}) / (U_{vym} \cdot C_N) [-; s; mA; V; \mu F]$$

a porovnejte s výsledky měření (bod 4.). Nezapomeňte vzít v úvahu tolerance jmenovité hodnoty kapacity elektrolytických kapacitorů.



Obr. 3-1a Jednopulzní usměrňovač



Obr. 3-1b Můstkový usměrňovač

Upozornění !!!:

- 1.) Při volbě zatěžovacího rezistoru si předem spočítejte, zda při jeho užití nedojde k přetížení transformátoru, resp. přepálení tavné pojistky uvnitř přípravku. Z tohoto výpočtu vám vyplyne, že odpory řádu desítek Ω jsou na přípravku umístěny pouze pro účely sériového připojení k odporům hodnot v řádu stovek Ω .
- 2.) Při připojování sond osciloskopu k přípravku dbejte na to, že zemní vodiče (většinou zelené nebo modré barvy) smíte připojit pouze na jeden z pólů snímacího odporu R_s . Připojení zemních vodičů osciloskopu do více míst usměrňovače současně, např. na kladný a záporný výstupní pól, vede ke zkratu a tím i k přepálení ochranné pojistky.

Parametry užitých diod z katalogu (TESLA & MOTOROLA):

TYP	I_{FAV} [mA]	I_{FSM} [A]	U_{RRM} [V]	U_{RSM} [V]	U_F [V] @ I_F [mA]	I_R [μ A] @ U_R [V]
1N5401	3000	150	100	120	< 1,3 6000	20 100
KY132/150	800	40	150	180	1,15 1000	10 150

Výklad významu parametrů je uveden v předchozí kapitole.

Rozbor zapojení:

Obr. 3-1a:

Zapojení představuje jednopulzní usměrňovač s nabíjecím kapacitorem zatížený rezistorem R_z . Rezistor $R_s = 1 \Omega$ slouží pro snímání proudu. Snímáme-li na osciloskopu zvlnění, které je superponované na stejnosměrné výstupní napětí, zvolíme na vstupu střídavou vazbu. Sonda osciloskopu má přitom svůj "živý" vodič na katodě diody, resp. kladném pólu kapacitoru a zemní vodič na záporném pólu kapacitoru. Abychom mohli současně nakreslit $u_{vyst} = f(t)$ a $i_{vyst} = f(t)$, musíme provozovat osciloskop v dvoukanálovém režimu se současným zobrazením na kanálu A a B. Vstupy A a B mají ale díky konstrukci použitého osciloskopu společnou zem. V obvodu usměrňovače jsme zemní vodič umístili již na záporný pól kapacitoru. Společný vodič kabelu vstupu B jsme proto nuceni umístit v obvodu usměrňovače do téhož bodu nebo jej vůbec nepřipojit. Na živý vodič vstupu B pak zbývá jen společná svorka rezistoru R_s a transformátoru. Napětí na rezistoru R_s má následkem toho opačnou polaritu proti napětí přivedenému na vstup B, proto v zesilovači B zvolte inverzi signálu. Kdybyste nerespektovali výše uvedený popis a zapojili "živý" vodič kanálu B na záporný pól kapacitoru a společný vodič kanálu A na společné svorky rezistoru R_s a transformátoru, spojili byste ve skutečnosti prostřednictvím společného vodiče osciloskopu obě svorky rezistoru R_s do zkratu, což neznamená nic jiného než jeho vyřazení z činnosti.

Pozn.: Pro zobrazení závislosti $i_{vyst} = f(t)$ na kanálu B musíte na vstupu osciloskopu užít stejnosměrné vazby. To je dáno impulzním charakterem měřeného signálu který obsahuje dlouhé časové úseky s nulovou hodnotou. Zařazení střídavé vazby na vstupu osciloskopu by způsobilo tvarové zkreslení původního signálu částečnou derivací podle času.

Obr. 3-1b:

Zapojení představuje můstkový usměrňovač s vyhlazovacím kapacitorem, zatížený rezistorem R_z . Zapojení snímacího rezistoru R_s je analogické k obr. 3-1a. Současné snímání výstupního napětí transformátoru a proudu diodami, popř. zvlnění, není v tomto případě možné, protože by vedlo ke zkratování některých diod v můstku. Proto je při tomto měření nutné synchronizovat časovou základnu osciloskopu napětím sítě; jinak není možné přesně určit vzájemné časové vztahy jednotlivých průběhů.

Přibližný vzorec pro výpočet zvlnění:

Pro co nejrychlejší odhad součinitele zvlnění na výstupu usměrňovače doporučujeme užít empirického

vzorice

$$\rho = \frac{K \cdot I_{vyst}}{U_{vyst} \cdot C_N} \quad [- ; s ; mA ; V ; \mu F]$$

Jeho odvození vyplývá ze vzorce pro náboj kapacitoru a z obr. 3-2

$$C_N \cdot \Delta U = Q = I_{vyst} \cdot \Delta t \quad (1)$$

a vzorce pro zvlnění

$$\rho = (u_{ef} / U_{vyst}) \cdot 100 [\%] = [\Delta U / (2 \cdot \sqrt{2} \cdot U_{vyst})] \cdot 100 [\%] \quad (2)$$

Dosadíme-li za ΔU ve vzorci (1) ΔU vyjádřené ze vzorce (2), dostaneme pro zvlnění výraz

$$\rho = \frac{\Delta t \cdot 100}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot \frac{I}{C_N \cdot U_{vyst}} = \frac{K \cdot I}{C_N \cdot U_{vyst}}, \quad [\% ; \% . s ; mA , \mu F , V]$$

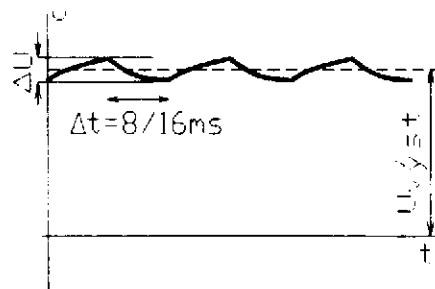
kde za dobu trvání exponenciálního poklesu napětí Δt jsme dosadili pro jednopulzní usměrňovač empiricky zjištěnou přibližnou hodnotu $\Delta t = 16 \text{ ms}$ a pro dvoupulzní nebo můstkový usměrňovač $\Delta t = 8 \text{ ms}$. Odtud pak vyplývá pro jednopulzní usměrňovač $K \approx 600$ a pro dvoupulzní nebo můstkový $K \approx 300$. Závěrem je nutné upozornit na to, že v tomto případě jsme vyšli z efektivní hodnoty výstupního střídavého napětí a použili jsme přepočít na maximální hodnotu pro harmonický signál, ačkoliv se jedná jen o zdánlivě harmonický tvar napětí (obr. 3-2). To si můžeme dovolit proto, že vzniklá chyba je zanedbatelná oproti chybě způsobené velkým rozptylem hodnot kapacity elektrolytického kapacitoru (často -50% až +100%). Přesnější postup výpočtu lze najít v literatuře, ale jelikož je podstatně složitější (a hůře zapamatovatelný) při zachování zhruba stejné chyby výpočtu vlivem nepřesnosti kapacit, nebudeme jej zavádět. V praxi máme tak jako tak jen omezený výběr hodnot kapacitorů a výpočet slouží ve skutečnosti pouze pro hrubý odhad. Většinou bez újmy na funkčnosti navrhovaného zdroje spoléháme na to, že zbytkové zvlnění odstraní elektronické stabilizátory.

Poznámka pro pokročilé

Z měření dle bodů 1 až 3 vyplývá, že i když má vstupní napětí usměrňovače harmonický tvar, proud diodami harmonický není a má tvar obecného impulsu. Jelikož chceme většinou co nejmenší výstupní zvlnění, volíme časovou konstantu $\tau = C_N \cdot R_Z$ mnohem větší než je perioda vstupního signálu (pro 50 Hz je to 20 ms). Následkem toho je úhel otevření diody velmi malý, což vede k následujícím nevýhodám:

- Amplituda proudového impulsu je mnohokrát větší než střední hodnota proudu odebíraná ze zdroje, což způsobuje nadměrný úbytek napětí na přívodech (zejména u zdrojů větších výkonů).
- Zanedbatelné bývá i rušení způsobené úzkými strmými impulzy. Současně se velmi špatně využívá energetického potenciálu sítě a účinnost zdrojů je pak jen na úrovni 30 až 50%.

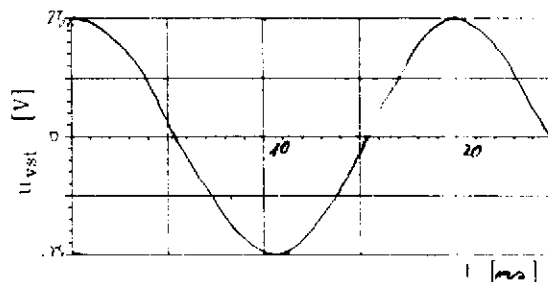
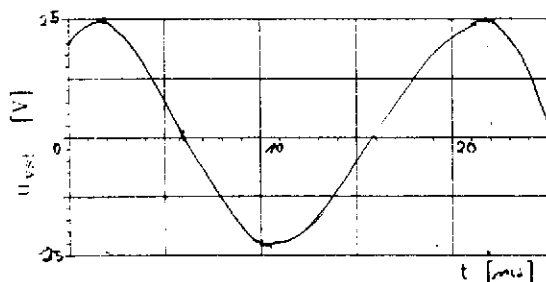
Odstranění těchto nevýhod, znázorněné na obr. 3-3 (str. 22), spočívá ve zvětšení úhlu otevření diody usměrňovače (případ b)), kterého je dosaženo umístěním speciálního konvertoru (tzv. boost converter) řízeného integrovaným obvodem (např. MC 34261 fy MOTOROLA) se spínacím tranzistorem DMOS s induktivní zátěží (kap.6) před vlastní zdroj. Objemný filtrační kapacitor je přesunut na výstup celého obvodu a hned za můstkovým usměrňovačem stačí malý kapacitor (asi 1 μF). Vstupní napětí může být odebráno i přímo ze sítě, bez síťového transformátoru. Induktivní zátěž tranzistoru umožňuje dosáhnout i konečných stejnosměrných výstupních napětí větších než vstupní.



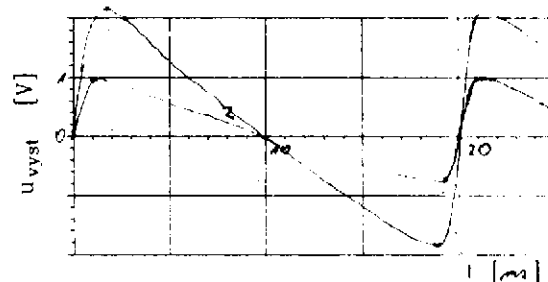
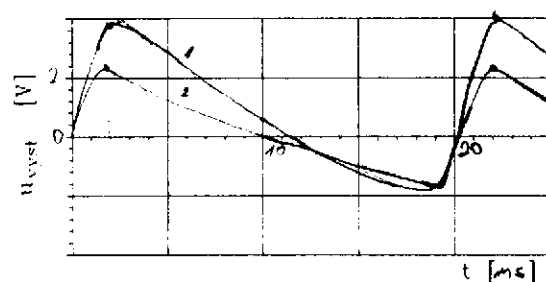
Obr. 3-2 Výstupní napětí usměrňovače

Výsledky:

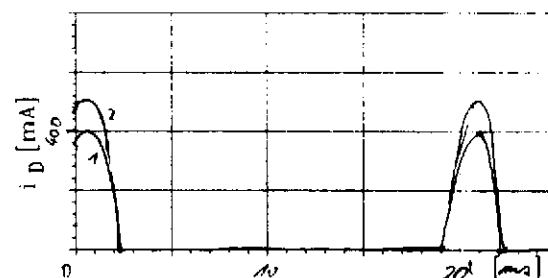
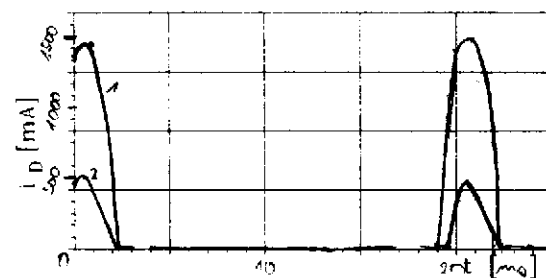
1. - 3. a) *jednosměrný* usměrňovač, použité diody: *1N5401*
(1 průběh v jednom grafu)



(2 průběhy v jednom grafu)



(2 průběhy v jednom grafu)



křivka 1:

$$C_N = 220 \text{ } [\mu\text{F}] \quad R_{Z1} = 400 \text{ } [\Omega]$$

$$U_{vyst1} = 1.4 \text{ [V]} \quad I_{vyst1} = 11 \text{ [mA]}$$

$$\text{úhel otevření: } \alpha = 60^\circ$$

křivka 2:

$$C_N = 220 \text{ } [\mu\text{F}] \quad R_{Z2} = 400 \text{ } [\Omega]$$

$$U_{vyst2} = 1.4 \text{ [V]} \quad I_{vyst2} = 11 \text{ [mA]}$$

křivka 1:

$$C_{N1} = 220 \text{ } [\mu\text{F}] \quad R_Z = 400 \text{ } [\Omega]$$

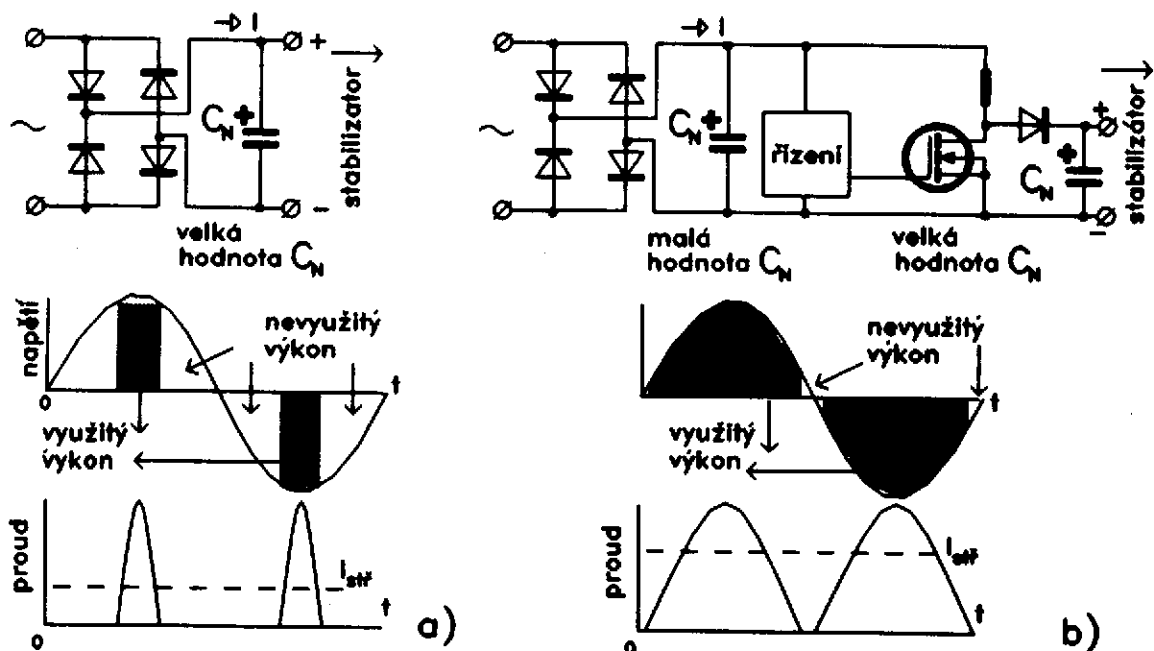
$$U_{vyst1} = 1.4 \text{ [V]} \quad I_{vyst1} = 11 \text{ [mA]}$$

$$\text{úhel otevření: } \alpha = 54^\circ$$

křivka 2:

$$C_{N2} = 220 \text{ } [\mu\text{F}] \quad R_Z = 400 \text{ } [\Omega]$$

$$U_{vyst2} = 1.4 \text{ [V]} \quad I_{vyst2} = 11 \text{ [mA]}$$



Obr. 3-3 Porovnání klasického usměrňovače (a) s moderním principem kompenzace účinníku "power factor correction"(b).

úhel otevření: $\alpha = 47^\circ$

úhel otevření: $\alpha = 51^\circ$

4. Zvlnění získané z měření:

křivka 1:

$$u_{vystř} = 57,3V \quad u_{vystř} = \dots$$

$$p = (u_{vystř} / U_{vyst}) \cdot 100 =$$

$$= (\dots / \dots) \cdot 100 = 11,6\%$$

křivka 2:

$$u_{vystř} = 4V \quad u_{vystř} = \dots$$

$$p = (u_{vystř} / U_{vyst}) \cdot 100 =$$

$$= (\dots / \dots) \cdot 100 = 6,5\%$$

křivka 1:

$$u_{vystř} = 6V \quad u_{vystř} = \dots$$

$$p = (u_{vystř} / U_{vyst}) \cdot 100 =$$

$$= (\dots / \dots) \cdot 100 = 6,6\%$$

$$u_{vystř} = 17,7V \quad u_{vystř} = \dots$$

$$p = (u_{vystř} / U_{vyst}) \cdot 100 =$$

$$= (\dots / \dots) \cdot 100 = 2,7\%$$

5. Zvlnění získané přibližným výpočtem:

křivka 1:

$$p = (K \cdot I_{vyst}) / (U_{vyst} \cdot C_N) =$$

$$= (600 \cdot 17,7) / (17,7 \cdot 220) = 27\%$$

křivka 1:

$$p = (K \cdot I_{vyst}) / (U_{vyst} \cdot C_N) =$$

$$= (600 \cdot 4) / (4 \cdot 220) = 5,8\%$$

křivka 2:

$$p = (K \cdot I_{\text{výst2}}) / (U_{\text{výst2}} \cdot C_N) = \dots\dots\dots [\%]$$

$$= (600 \cdot 47) / (22 \cdot 220) = 518 \dots [\%]$$

křivka 2:

$$p = (K \cdot I_{\text{výst2}}) / (U_{\text{výst2}} \cdot C_N) = \dots\dots\dots [\%]$$

$$= (600 \cdot 48) / (22,5 \cdot 470) = 217 \dots [\%]$$

Výsledek porovnání změřeného a odhadnutého zvlnění:

Změřené zvlnění je v prvním případě nižší, v ostatních odpovídá odhadnutému.

25/3/2004 *Jan A*

4. Bipolární tranzistor I

Domácí příprava:

1. Prostudujte teorii funkce bipolárních tranzistorů, tvary jejich voltampérových charakteristik a obvodů pro nastavení a udržování klidového pracovního bodu.
2. Prostudujte katalogová data užitého tranzistoru BC337.

Vybrané katalogové parametry tranzistoru BC337

parametr	hodnota	jednotka	parametr	hodnota	jednotka
U_{CEmax}	45	V	h_{21E}	100-600	-
I_{Cmax}	800	mA	I_{CBO}	< 100	nA
P_{Cmax}	300	mW	U_{BE}	< 1,2	V
U_{CTsat}	0,7	V	f_T	210	MHz

3. Vypočítejte předem hodnoty součástek, které budete při měření potřebovat. **Během měření v laboratoři není na tyto výpočty čas!**

K zajištění bezpečné práce je vhodné pro každé zvolené napájecí napětí U_{CC} předem vypočíst nejmenší přípustnou hodnotu R_C tak, aby omezil kolektorovou ztrátu na nejvýše přípustné maximum.

Kolektorovou ztrátu v zapojení podle obr. 4-1 lze vyjádřit jako:

$$P_C = U_{CE} \cdot I_C = (U_{CC} - R_C \cdot I_C) \cdot I_C = U_{CC} \cdot I_C - R_C \cdot I_C^2 \quad (4-1)$$

Maximum kolektorové ztráty zjistíme derivováním (4-1) podle proudu a hledáním podmínek, za kterých bude derivace rovná nule (nalezení extrému funkce):

$$\frac{dP_C}{dI_C} = U_{CC} - 2 \cdot R_C \cdot I_{Cmax} = 0 \quad \rightarrow \quad I_{Cmax} = \frac{U_{CC}}{2 \cdot R_C} \quad (4-2)$$

Z toho potom určíme podmínku pro minimální přípustnou hodnotu kolektorového odporu při daném napájecím napětí a zvolené poloze pracovního bodu v polovině napájecího napětí:

$$P_{Cmax} = U_{CE} \cdot I_{Cmax} = (U_{CC} - R_C I_{Cmax}) \cdot \frac{U_{CC}}{2 \cdot R_C} = \frac{U_{CC}^2}{4 \cdot R_{Cmin}} \quad \rightarrow \quad R_{Cmin} = \frac{U_{CC}^2}{4 \cdot P_{Cmax}} \quad (4-3)$$

Zadání :

A. V zapojení podle obr. 4-1. zvolte napájecí napětí v rozmezí $U_{CC} = 10$ až 20 V a hodnotu kolektorového rezistoru v rozmezí 1 až 10 k Ω . Pomocí změn R_B nastavte pracovní bod na hodnotu $U_{CEP_0} = 50\% U_{CC}$. Změňte a zaznamenejte si hodnoty R_B i R_C .

B. V zapojení podle obr. 4-2 nastavte klidový pracovní bod P_0 na stejné hodnoty jako v bodě A.

Všechny zvolené a naměřené hodnoty si zaznamenejte pro další užití v této úloze a v úloze Bipolární tranzistor II. Zapište si i všechny hodnoty rezistorů a kapacitorů, které jsou na přípravku k dispozici, budete je potřebovat k výpočtům v přípravě na úlohu Bipolární tranzistor II!

V zapojení podle obr. 4-2. změřte vstupní charakteristiku bipolárního tranzistoru $U_{BE} = f(I_B)$ při malé

konstantní hodnotě napětí U_{CE} ($U_{CE} \geq 1$ V). Pro jeho udržení budete muset při větších proudech I_B a tedy i I_C užít menších hodnot R_C než v bodě A - viz výpočet v bodě 3. Hodnoty proudu I_C stále kontrolujte, abyste v průběhu měření nepřekročili katalogové mezní hodnoty užitého tranzistoru BC 337.

C. V zapojení podle obr. 4-3. změřte tři výstupní charakteristiky bipolárního tranzistoru $I_C = f(U_{CE})$ pro konstantní hodnoty proudu báze I_B se stálým krokem hodnot, zvolených tak, že jedna z nich bude rovná hodnotě I_{BP0} zjištěné v bodě A, druhá hodnota bude $I_{B2} = 0,5 I_{BP0}$ a třetí $I_{B3} = 1,5 I_{BP0}$. Hodnotu U_{CE} můžete měnit buď změnou hodnot R_C při konstantní hodnotě napájecího napětí U_{CC} nebo změnou hodnoty napájecího napětí a R_B při konstantní hodnotě R_C . Během celého měření stále kontrolujte dodržování nejvyšších povolených hodnot obvodových veličin tranzistoru včetně P_{Cmax} !

D. Z grafů naměřených voltampérových charakteristik vypočtete hodnoty diferenciálních parametrů tranzistoru pro klidový pracovní bod P_0 , který jste zvolili podle odstavce A. Tohoto pracovního bodu i diferenciálních parametrů budete užívat ještě v úloze Bipolární tranzistor II.

Postup:

1. Při měření vstupní charakteristiky je třeba stále udržovat napětí kolektor-emitor (U_{CE}) na hodnotě větší než saturační napětí U_{CEs} (>1 V). Stačí tedy udržovat při celém tomto měření kolektorové napětí U_{CE} aspoň 1 V. V celém průběhu měření je zapotřebí neustále sledovat kritické veličiny, z nichž ani jedna nesmí být v žádném okamžiku překročena:

- kolektorové napětí U_{CE} musí být vždy alespoň 1 V.
- kolektorový ztrátový výkon nesmí nikdy překročit dovolenou hodnotu $P_{Cmax} = 300$ mW.

Podrobnosti o mezních hodnotách najdete ve výpisu katalogových dat v tabulce. Při napětí U_{CE} na tranzistoru jím tedy smí protékat nanejvýš hodnota proudu $I_C = P_{Cmax} / U_{CE}$.

Rozmezí hodnot proudu báze a intervaly mezi nimi zvolte tak, abyste co nejpřesněji zakreslili

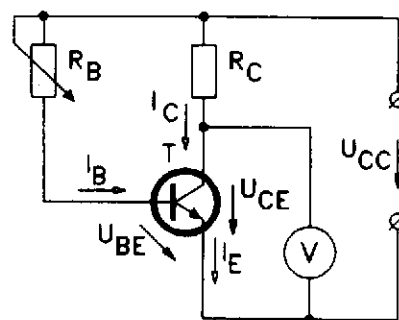
- a) prahové napětí vstupní charakteristiky,
- b) tvar jejího kolena.

Upozornění: Pro $U_{CE} > U_{CEs}$ vstupní voltampérová charakteristika bipolárního tranzistoru v zapojení se společným emitorem neprochází počátkem souřadnic!

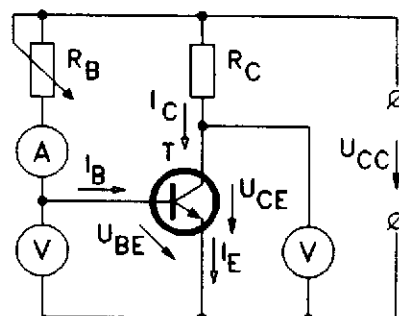
Hodnoty vypočtené v přípravě :

Zvolené U_{CC} (V): 15

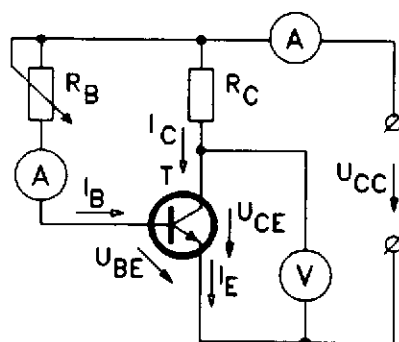
$$\text{Vypočtené } R_{Cmin} = \frac{15^2}{4 \cdot 0,3} = 187,5 \Omega$$



Obr. 4-1 Nastavení P_0

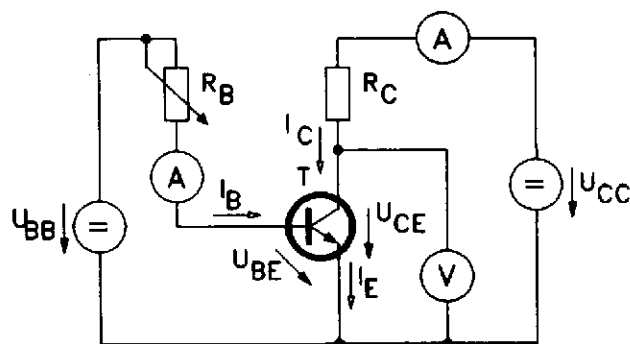


Obr. 4-2 Zapojení pro měření vstupní charakteristiky



Obr. 4-3 Zapojení pro měření výstupní charakteristiky

2. Při měření výstupních VA charakteristik neplatí omezení, že napětí U_{CEmin} nesmí klesnout pod 1 V, protože je třeba změřit výstupní charakteristiky i v oblasti nasycení. Pokud je pracoviště vybaveno dvěma nezávislými napájecími zdroji, např. dvojitým zdrojem BS 525, je výhodné užít jednoho z nich pro napájení kolektoru a druhého pro napájení báze - viz Obr. 4-4. Tak můžete snadno udržovat konstantní proud báze i při velkých změnách napětí U_{CC} a měření probíhá rychleji.



Obr. 4-4 Užití dvou napájecích zdrojů

3. Do připravené souřadnicové sítě (obr. 4-5) nakreslete grafy změřených charakteristik.

Zvolený P_o :

$$U_{CE} = 6 \text{ [V]}, I_C = 5 \text{ [mA]}, U_{BE} = 0,634 \text{ [V]}, I_B = 50,8 \text{ [}\mu\text{A]}$$

$$U_{CC} = 12 \text{ [V]}, R_C = 1200 \text{ [}\Omega\text{]}, R_B = 244,9 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

Výsledky měření charakteristik:

Vstupní charakteristika:

$U_{CE} = 6 \text{ (V)}$											
$I_B =$ (μA)	0,5	0,7	1,0	1,5	2,0	3,0	5,0	10	25	100	
$U_{BE} =$ (V)	0,535	0,546	0,555	0,566	0,575	0,586	0,599	0,618	0,640	0,666	

Výstupní charakteristiky:

$I_B = 50,8 \text{ (}\mu\text{A)}$											
$U_{CE} =$ (V)	0,10	0,13	0,17	0,22	0,3	1	2	5	10	15	
$I_C =$ (mA)	3,18	4,46	5,29	5,55	5,60	5,64	5,69	5,80	5,97	6,18	

$I_B = 25,4 \text{ (}\mu\text{A)}$											
$U_{CE} =$ (V)	0,08	0,10	0,12	0,15	0,20	0,30	2	5	10	15	
$I_C =$ (mA)	1,04	1,54	2,03	2,44	2,68	2,73	2,77	2,81	2,86	2,92	

$I_B = 76,2 \text{ (}\mu\text{A)}$											
$U_{CE} =$	(V)	0,05	0,07	0,09	0,10	0,12	0,15	0,2	1	5	15
$I_C =$	(mA)	1,32	2,58	4,06	4,82	6,20	7,53	8,40	8,71	9,05	9,64

Výpočet diferenciálních parametrů ve zvoleném pracovním bodě:

$$U_{CE} = 5 \text{ [V]}, \quad I_C = 5 \text{ [mA]}, \quad I_B = 50,8 \text{ [}\mu\text{A]}, \quad U_{BE} = 0,654 \text{ [V]}$$

$$h_{11E} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} = \frac{0,666 - 0,640}{(100 - 25) \cdot 10^{-6}} = 347 \text{ [}\Omega\text{]}$$

$$h_{21E} = \frac{\Delta I_C}{I_{B2} - I_{B1}} = \frac{6,4 \cdot 10^{-3}}{(76,2 - 25,4) \cdot 10^{-6}} = 126 \text{ [-]}$$

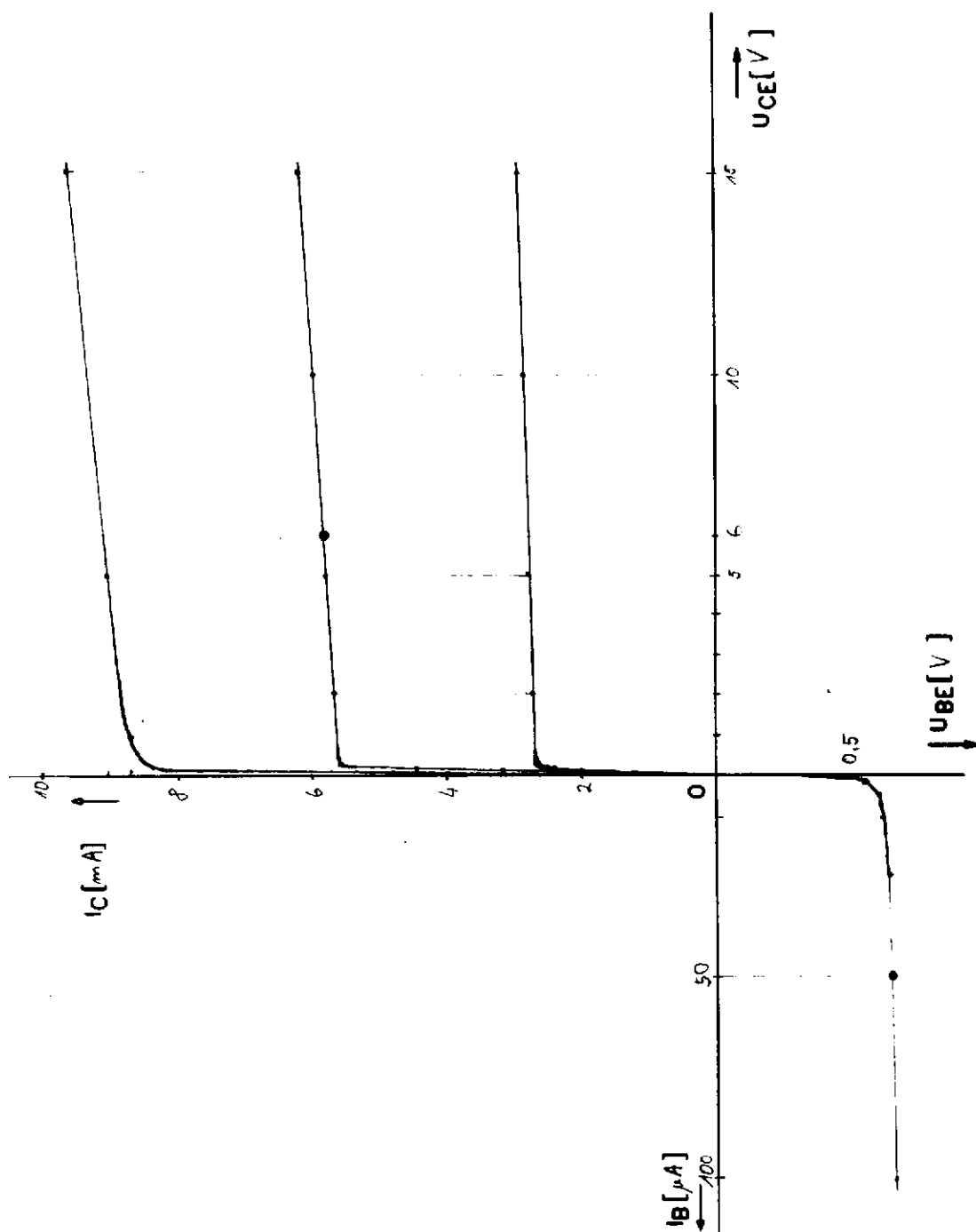
$$h_{22E} = \frac{\Delta I_{CE}}{\Delta U_{CE}} = \frac{(5,97 - 5,69) \cdot 10^{-3}}{10^{-2}} = 35 \text{ [}\mu\text{S]}$$

Komentář:

Odůvodněte rozdíly mezi výsledky měření a tabulkou katalogových dat tranzistoru.

Průtokový zesilovací činitel je u spodního okraje tabulkového rozsahu.

Obr. 4-5 Souřadný systém pro nakreslení charakteristik:



8 / 4/2004 J. J. J.

5. Bipolární tranzistor II

Domácí příprava:

1. Prostudujte teorii funkce bipolárních tranzistorů, obvodů pro nastavení a udržování klidového pracovního bodu, základních zapojení zesilovačů malého signálu a jejich typických vlastností.

2. Prostudujte katalogová data užitého tranzistoru BC337 (tabulka je v návodu k předchozí úloze) a hodnoty, které jste získali v předchozí úloze.

3. Prostudujte vlastnosti obvodů zesilovačů malého signálu s bipolárním tranzistorem z hlediska užiti linearizovaného náhradního obvodu SE, užívajícího diferenciálních parametrů h .

a) v zapojení se společným emitorem (tj. s R_E přemostěným dostatečně velkou kapacitou) a

b) s nepřemostěným rezistorem zařazeným mezi emitor a společný vodič,

především výrazy pro výpočet hodnot diferenciálních vstupních a výstupních odporů a dále výrazy, jimiž lze vypočítat napěťové zesílení v případě a) i b).

4. Vypočítejte předem hodnoty součástek, které budete při měření do obvodu zařazovat. **Během měření v laboratoři není na tyto výpočty čas!** Pro výpočty užíjte hodnot, změřených v pracovním bodě, zvoleném v úloze 4 (Bipolární tranzistor I)!

Z hodnot R_E , které jsou na přípravku k dispozici zvolte jednu hodnotu $R_E \geq 100 \Omega$, které užíjete v obvodu zesilovače při měření.

V obvodu zesilovače s odporově-kapacitní vazbou je třeba zvolit hodnoty všech kapacitorů tak, aby se při pracovním kmitočtu jejich reaktance daly zanedbat proti diferenciálním odporům obvodů které propojují nebo spojují se společným vodičem. V úloze se doporučuje užít pracovního kmitočtu 1 kHz.

Případ a):

$X_{C1} < [R_G + (h_{11E} \| R_B)]$, kde $R_G = 600 \Omega$ je vnitřní odpor RC generátoru

$X_{C2} < \{R_C \| [(1/h_{22E}) + R_M]\}$, kde $R_M = 1 M\Omega$ je vstupní odpor osciloskopu

$X_{C3} < R_E \| [(h_{11E} + R_G)/(h_{21E} + 1)]$

Případ b):

$X_{C1} < \{R_G + R_B \| [(h_{21E} + 1)R_E + h_{11E}]\}$

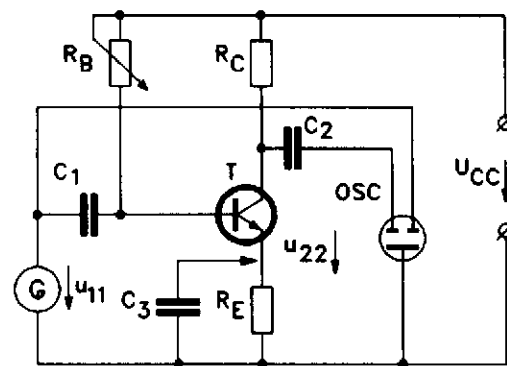
$X_{C2} < \{R_C + R_M \| [(h_{21E} + 1)/h_{22E}]\}$

Zadání :

A. V zapojení podle obr. 5-1. změřte napěťové zesílení tranzistorového zesilovače $A_u = u_{22} / u_{11}$ v zapojení SE, postupně s C_3 a) připojeným a b) odpojeným, pro stejnou hodnotu odporu kolektorového rezistoru R_C a a stejný klidový pracovní bod jako v předchozí úloze.

Nejdříve sestavte obvod bez kapacitorů a bez střídavých měřicích přístrojů, nastavte pracovní bod, teprve potom připojte kapacitory a měřicí přístroje. Zvolte ten z výstupů děliče RC generátoru, který vám dovolí užít co nejvyšší polohy plynulého regulátoru výstupu bez zkreslení signálu u_{22} na výstupu zesilovače.

B. V zapojení podle obr. 5-2. změřte diferenciální vstupní odpor tranzistorového zesilovače s C_3 a) připojeným a b) odpojeným. Amplituda vstupního signálu se v obou případech nastavuje co největší, ale



Obr. 5-1 Zesilovač v zapojení SE

taková, aby výstupní průběh u_{22} nebyl ještě zkreslen - kontrolujte osciloskopem!

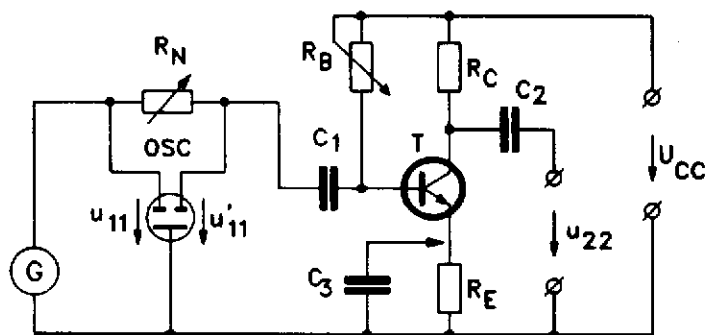
C. Pomocí diferenciálních parametrů h , které jste získali z výsledků měření v úloze č. 4 vypočtete zesílení v zapojení SE při zvoleném R_B přemostěném C_3 a nepřemostěném. Výsledky výpočtů porovnejte s výsledky měření podle bodu 4 a rozdíly komentujte.

D. Užitím těchto diferenciálních parametrů h vypočtete vstupní diferenciální odpor zesilovače s přemostěným a nepřemostěným emitorovým rezistorem R_E . Výsledky výpočtů porovnejte s výsledky měření podle bodu B a rozdíly komentujte.

Postup :

1. Zapojte obvod podle obr. 5-1. Před přivedením signálu z generátoru nastavte napájecí napětí U_{CC} , hodnotu kolektorového rezistoru a pracovní bod P_0 stejné, jako v úloze 4 při určování diferenciálních parametrů.

2. Do vstupu přiveďte harmonický signál z generátoru a postupně zvětšujte jeho amplitudu až ke hranici nelineárního zkreslení výstupního napětí u_{22} (kontrolujte osciloskopem). V případě potřeby dolaďte polohu pracovního bodu potenciometrem R_N do optimální polohy tak, abyste dosáhli co největší nezkreslené amplitudy signálu. Zvolte vhodný rozsah výstupního napětí z generátoru (vhodný pár výstupních svorek) tak, aby jeho plynulý regulátor amplitudy nebyl těsně u levého dorazu, protože tak je přesné nastavení správné amplitudy obtížné a nestabilní. Zmenšete amplitudu budicího signálu u_{11} cca na polovinu a změřte ji odpovídající výstupní hodnotu napětí u_{22} .



Obr. 5-2 Měření diferenciálního vstupního odporu

3. Zapojte přípravek podle Obr. 5-2 s kapacitorem C_3 zapojeným, tj. s emitorovým rezistorem přemostěným. Klidový pracovní bod udržujte stejný jako v bodě 1. Vyřaďte vstupní potenciometr (nastavte hodnotu $R_N = 0$) a nastavte amplitudu výstupního signálu u_{22} na kolektoru tranzistoru na co největší nezkreslenou hodnotu (kontrolujte osciloskopem).

4. Postupně zvětšujte hodnotu R_N od nuly až na hodnotu, při které napětí u_{11}' klesne právě na polovinu hodnoty u_{11} . V tomto nastavení je odpor potenciometru právě roven diferenciálnímu vstupnímu odporu obvodu R_v zesilovače s danou hodnotou R_E . Odpojte potenciometr R_N , aniž byste změnili jeho nastavení a změřte jeho hodnotu.

5. Odpojte kapacitor C_3 , takže emitorový rezistor zůstane nepřemostěný a opakujte měření podle bodu 4. Nezapomeňte, že v zapojení s nepřemostěným rezistorem v emitoru má tranzistor napěťové zesílení menší, takže můžete užít většího budicího napětí z generátoru.

6. Při hodnotách $R_E \gg (h_{11E}/h_{21E})$ může nastat případ, kdy při teoretickém výpočtu už není možné zanedbávat vliv hodnoty R_E na hodnotu celkového vstupního odporu R_v . Proto je nutné kromě hodnoty R_N vždy změřit i hodnotu R_E a hodnotu diferenciálního vstupního odporu při pohledu do báze tranzistoru R_v' vypočítat. Pro srovnání vypočtete i teoretické hodnoty R_v a R_v' z diferenciálních parametrů pro zvolenou

hodnotu R_E pomocí vztahu:

$$R_v = R_N = R_v \parallel R_B = [(h_{21E} + 1)R_E + h_{11E}] \parallel R_B \quad (5-1)$$

Výpočet:

Případ a) - C_3 připojený:

Případ b) - C_3 nepřipojený:

$$A_v = \frac{-h_{21} (R_c \parallel \frac{1}{\frac{1}{R_{22}}})}{h_{11} (R_c \parallel \frac{1}{\frac{1}{R_{22}}})} = \frac{-126 \cdot 1151}{347} = -418 \quad A_v = \frac{-R_c}{R_E} = \frac{-1200}{100} = -12$$

$$R_v' = \frac{h_{11} \cdot R_B}{h_{11} + R_B} = \frac{347 \cdot 232300}{347 + 232300} = 346 \Omega \quad R_v' = \frac{R_B \cdot (h_{11} + R_E (h_{21} + 1))}{R_B + h_{11} + R_E (h_{21} + 1)} = \frac{232300 \cdot 13047}{232300 + 13047} = 12350 \Omega$$

$$C_{1min} = 170 \text{ nF} \quad C_{1min} = 12 \text{ nF}$$

$$C_{2min} = 138 \text{ nF} \quad C_{2min} = 200 \text{ pF}$$

$$C_{3min} = 23 \mu\text{F} \quad \text{zvolená hodnota } R_E = 100 \Omega$$

Výsledky úlohy:

Případ a)

U_{CE}	I_C
U_{CE} (V)	I_C (mA)
R_c (Ω)	1200
C_1 zvolená kap. (μF)	10
C_2 zvolená kap. (μF)	10
C_3 zvolená kap. (μF)	100
u_{11} (mV)	10
u_{22} (V)	2,2
A_v vypočtené (-)	-418
A_v změřené (-)	-220
R_v změřený (Ω)	658
R_B (Ω)	232300
R_v' vypočtený (Ω)	346
R_v vypočtený (Ω)	347

Případ b)

U_{CE}	I_C
U_{CE} (V)	I_C (mA)
R_c (Ω)	1200
R_E (Ω)	100
C_1 zvolená kap. (μF)	10
C_2 zvolená kap. (μF)	10
u_{11} (mV)	10
u_{22} (V)	0,23
A_v vypočtené (-)	-12
A_v změřené (-)	-11,5
R_v změřený (Ω)	10750
R_B (Ω)	232300
R_v' vypočtený (Ω)	12350
R_v vypočtený (Ω)	13047

15/4/2004. Sub: 65

6. JFET

Zadání: Ověřte vlastnosti tranzistoru JFET v analogových aplikacích.

Příprava:

Prostudujte princip činnosti a parametry užitého tranzistoru JFET, význam a definice jednotlivých parametrů.

Úkol měření:

1. Na osciloskopu zobrazte v X-Y režimu a nakreslete v příslušném měřítku vstupní charakteristiku tranzistoru JFET BF 245 B. Zapojte podle obr. 6-1.
2. Zapojte obvod pro nastavení stejnosměrného pracovního bodu podle obr. 6-2. Pomocí potenciometru nastavte napětí U_{DS} tranzistoru do poloviny napájecího napětí U_{DD} .
3. Při zachování nastavení pracovního bodu z předchozí úlohy připojte vazební a blokové kapacity, generátor a osciloskop dle obr. 6-3. Změřte zesílení a maximální rozkmit nezkresleného výstupního napětí při 1kHz.
4. Na osciloskopu zobrazte v X-Y režimu a do příslušné mřížky přesně překreslete převodní charakteristiku $U_2=f(U_1)$.
5. Body 2 až 4 opakujte pro jinou hodnotu rezistoru R_D , porovnejte změřená zesílení s výpočty.
6. Realizujte jednoduchý zdroj proudu podle obr. 6-4 a změřte závislost $I_D=f(U_{DD})$.

Výpis katalogových parametrů užitého tranzistoru BF 245 B (MOTOROLA - nyní ON Sem.):

MEZNÍ PARAMETRY @ podmínky				
V_{DS}		Drain-Source Voltage	± 30	V
V_{DG}		Drain-Gate Voltage	30	V
$V_{(BR)GS}$	@ $I_G=1\mu A, V_{DS}=0V$	Gate-Source Breakdown Voltage	-30	V
$I_{G(0)}$		Forward Gate Current	10	mA
P_D	@ $T_A=25^\circ C$	Total Device Dissipation	350	mW
T_J		Operating Junction Temperature	150	$^\circ C$
CHARAKTERISTICKÉ HODNOTY @ podmínky				
V_{GS}	@ $V_{DS}=15V, I_D=200\mu A$	Gate-Source Voltage	-1,6 ... -3,8	V
$V_{GS(off)}$	@ $V_{DS}=15V, I_D=10nA$	Gate-Source Cutoff Voltage	-0,5 ... -8	V
I_{GSS}	@ $V_{DS}=0V, V_{GS}=-20V$	Gate Reverse Current	-5	nA
I_{DSS}	@ $V_{DS}=15V, V_{GS}=0V$	Zero-Gate Voltage Drain Current	6 ... 15	mA
$ Y_{fs} $	@ $V_{DS}=15V, V_{GS}=0V, f=1kHz$	Forward Transfer Admittance	3 ... 6,5	mmhos
$ Y_{os} $	@ $V_{DS}=15V, V_{GS}=0V, f=1kHz$	Output Admittance	40	$\mu mhos$
$ Y_{fs} $	@ $V_{DS}=15V, V_{GS}=0V, f=200MHz$	Forward Transfer Admittance	5,6	mmhos
$ Y_{rs} $	@ $V_{DS}=15V, V_{GS}=0V, f=200MHz$	Reverse Transfer Admittance	1,0	mmhos
C_{iss}	@ $V_{GS}=-1V, V_{DS}=20V, f=1MHz$	Input Capacitance	3	pF
C_{rss}	@ $V_{GS}=-1V, V_{DS}=20V, f=1MHz$	Reverse Capacitance	0,7	pF
C_{oss}	@ $V_{GS}=-1V, V_{DS}=20V, f=1MHz$	Output Capacitance	0,9	pF
F_{Yfs}	@ $V_{DS}=15V, V_{GS}=0V$	Cut-off Frequency	700	MHz
R_{thJA}		Thermal Resistance Junction to Ambient	0,25	K/mW

Význam jednotlivých parametrů z tabulky:

- V_{DS} (**D**rain-**S**ource **V**oltage) je mezní hodnota napětí, které je možno připojit mezi svorky drain a source.
- V_{DG} (**D**rain-**G**ate **V**oltage) je mezní hodnota závěrného napětí, které je možno připojit mezi drain a gate.
- $V_{(BR)GS}$ (**G**ate-**S**ource **B**reakdown **V**oltage) je průrazné napětí mezi svorkami gate a source. Jeho hodnota se stanoví jako napětí, při kterém začíná téci závěrně polarizovaným přechodem gate-source definovaný proud I_G při $U_{DS}=0V$, v našem případě při $I_G=1\mu A$.
- $I_{G(f)}$ (**F**orward **G**ate **C**urrent) je proud, který může trvale protékat propustně polarizovaným přechodem gate-source.
- P_D (**T**otal **D**evice **P**ower **D**issipation) je maximální ztrátový výkon, který lze v podobě tepla odvést ze součástky do okolního prostředí při teplotě okolí $T_A=25^\circ C$.
- T_J (**O**perating **J**unction **T**emperature) je maximální hodnota teploty PN přechodu, při které tranzistor může ještě pracovat.
- V_{GS} (**G**ate-**S**ource **V**oltage) je řídicí napětí, při kterém bude protékat tranzistorem stanovený proud I_D při určitém napětí U_{DS} . Konkrétně proud $I_D=200\mu A$ při $U_{DS}=15V$.
- $V_{GS(off)}$ (**G**ate-**S**ource **C**utoff **V**oltage) je řídicí napětí, při kterém je tranzistor zavřený, respektive jím protéká stanovený minimální proud I_D při určitém napětí U_{DS} , v našem případě $I_D=10nA$ při $U_{DS}=15V$.
- I_{GSS} (**G**ate **R**everse **C**urrent) je proud závěrně polarizovaného řídicího přechodu tranzistoru gate-source při $U_{DS}=0V$ a $U_{GS}=-20V$.
- I_{DSS} (**Z**ero-**G**ate **V**oltage **D**rain **C**urrent) je proud I_D , který protéká tranzistorem při řídicím napětí $U_{GS}=0V$ a při určitém napětí mezi svorkami drain a source ($U_{DS}=15V$). Jedná se tedy o maximální proud I_D .
- $|Y_{fs}|$ (**F**orward **T**ransfer **A**dmittance) je reálná část diferenciální převodní vodivosti v mA/V. Výrobcem užitá jednotka "mmhos" je často užívaným nesprávným ekvivalentem pro mS (milisiemens). "m" jako předpona mili, "mho" je pozpátku psaný Ohm (Siemens=Ohm⁻¹) a "s" je koncovka pro množné číslo. Parametr $|Y_{fs}|$ býval ve starší literatuře nazýván "strmost". Protože se jedná o **převodní** parametr, je jedinou správnou fyzikální jednotkou pro jeho rozměr A/V (resp mA/V, $\mu A/V$ atd). V naší literatuře se parametr $|Y_{fs}|$ označuje symbolem g_{21s} .
- $|Y_{os}|$ (**O**utput **A**dmittance) je reálná část diferenciální výstupní vodivosti. Parametr $|Y_{os}|$ je v naší literatuře značen symbolem g_{22s} .
- $|Y_{rs}|$ (**R**everse **T**ransfer **A**dmittance) je reálná část diferenciální průchozí vodivosti, v naší literatuře g_{12s} .
- C_{in} (**I**nput **C**apacitance) je vstupní kapacita řídicí elektrody.
- C_{rs} (**R**everse **C**apacitance) je průchozí kapacita.
- C_{os} (**O**utput **C**apacitance) je výstupní kapacita.
- F_{Yfs} (**C**ut-off **F**requency) je mezní kmitočet, při kterém poklesne g_{21s} na hodnotu 0,7 oproti zisku při kmitočtu 1kHz.
- R_{thJA} (**T**hermal **R**esistance from **J**unction to **A**mbient) je tepelný odpor mezi PN přechodem a okolím.

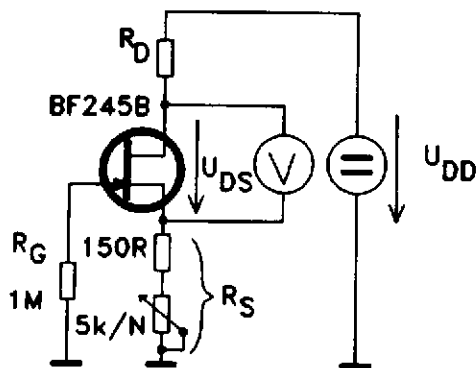
Rozbor užitých zapojení:

Obr. 6-1 - Vstupní charakteristika $I_G=f(U_{GS})$:

Proud I_G měříme úbytkem napětí na rezistoru 10 Ω . Měření je zatíženo chybou. Spolu s napětím U_{GS} je odečítán úbytek napětí na snímacím rezistoru 10 Ω . Osciloskop i generátor mají zemněný společný vodič. Proto není možné připojit společný vodič osciloskopu a generátoru současně na dva rozdílné

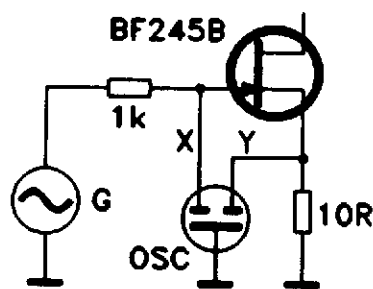
potenciály. Vzhledem k velikosti protékajícího proudu a odporu snímacího rezistoru je však možné vzniklou chybu zanedbat.

Obr. 6-2 - Nastavení pracovního bodu:



Obr. 6-2 Nastavení pracovního bodu elektrody source. Velikost předpětí je dána úbytkem napětí na rezistoru R_S při průtoku proudu I_D .

Z principu funkce tranzistoru a z katalogových parametrů vyplývá, že pokud má být nastaven proud I_D stejnosměrného pracovního bodu tranzistoru na hodnotu menší než je hodnota I_{DSS} , je nutné tranzistoru zúžit kanál záporným řídicím napětím U_{GS} . Při jednoduchém kladném napájecím napětí U_{DD} toho lze dosáhnout tak, že hradlo připojíme přes rezistor R_G na potenciál společného vodiče (nejnižší potenciál), zápornou hodnotu napětí U_{GS} nastavíme kladným předpětím



Obr. 6-1 Měření vstupní charakteristiky.

Obr. 6-3: Zesílení zesilovacího stupně

budeme měřit na osciloskopu při kmitočtu generátoru G $f=1\text{kHz}$. Při měření dbejte, aby výstupní signál nebyl zkreslen (kontrolujte tvar osciloskopem). Změřené zesílení porovnejte s výpočtem dle vztahu:

$$A_{U'} = -g_{21s} \left(R_D \parallel \frac{1}{g_{22s}} \right),$$

kde

g_{21s} je reálná část diferenciální převodní admitance (strmost),

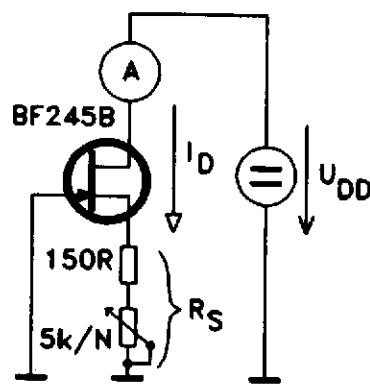
g_{22s} je reálná část výstupní diferenciální admitance.

Pozn: Pokud se pro zvolenou hodnotu R_D nepodaří nastavit napětí $U_{DS} = U_{DD}/2$, měřte při tak malém signálu, aby nedocházelo ke zkreslení výstupního průběhu napětí.

Obr. 6-4 - Jednoduchý zdroj proudu:

Potenciometrem R_S nastavte proud $I_D = 1\text{mA}$ při $U_{DD} = 10\text{V}$. Změřte závislost $I_D = f(U_{DD})$ pro U_{DD} v rozsahu 0-20V.

Výsledky:



Obr. 6-4 Zdroj proudu.

Úkol č.2 až 4: Zesílení zesilovače z obr. 6-3:
měření:

výpočet:

$$R_{D1} = 2,2 \text{ k}\Omega$$

$$R_{D1} = 2,2 \text{ k}\Omega$$

$$3,6 \text{ V}$$

$$A_U = U_2 / U_1 = -7,2 / 1,2 = -6$$

$$R_{D2} = 5,6 \text{ k}\Omega$$

$$5 \text{ V}$$

$$A_U = U_2 / U_1 = -10 / 1 = -10$$

$$R_{D3} = 12 \text{ k}\Omega$$

$$4,3 \text{ V}$$

$$A_U = U_2 / U_1 = -8,6 / 0,55 = -15,6$$

$$2022$$

$$A_U = -g_{21s} \cdot R_{D1} \cdot g_{22s} / (R_{D1} + g_{22s}) = -6,07$$

$$3 \cdot 10^{-3} \cdot 2200 \cdot 40 \cdot 10^{-6} / (2200 + \frac{1}{40 \cdot 10^{-6}})$$

$$25000 \quad 25000$$

$$R_{D2} = 5,16 \text{ k}\Omega$$

$$4277$$

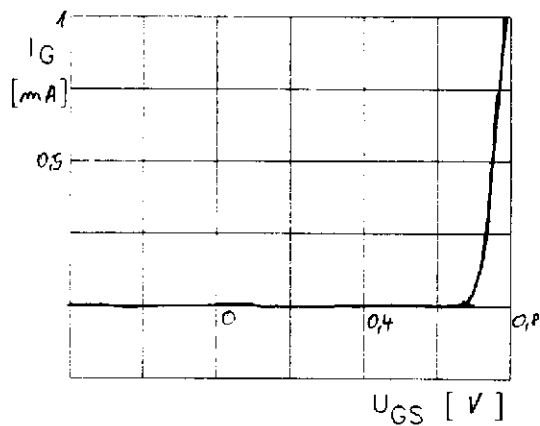
$$A_U = -g_{21s} \cdot R_{D2} \cdot g_{22s} / (R_{D2} + g_{22s}) = -12,18$$

$$R_{D3} = 12 \text{ k}\Omega$$

$$2408$$

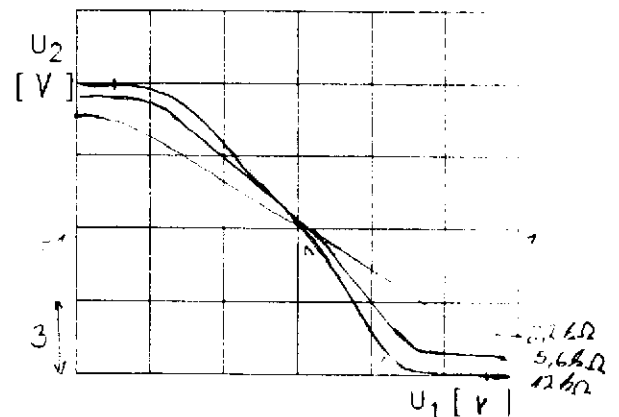
$$A_U = -g_{21s} \cdot R_{D3} \cdot g_{22s} / (R_{D3} + g_{22s}) = -24$$

Úkol č. 1:



Obr. 6-5 Vstupní char. $I_G = f(U_{GS})$.

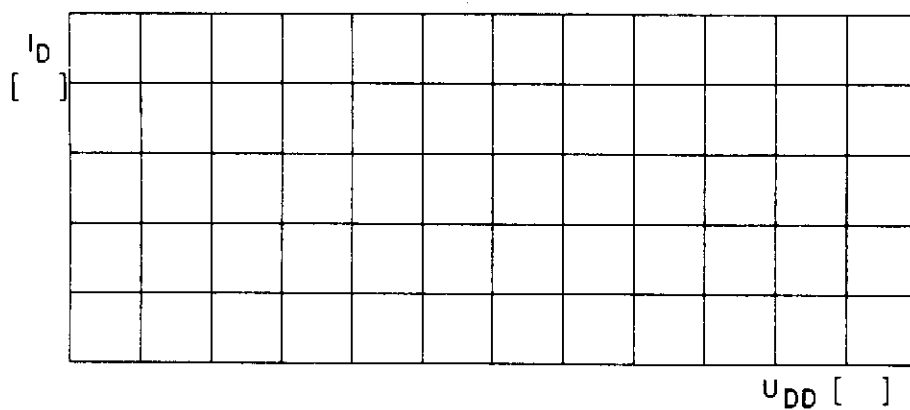
Úkol č. 4-5:



Obr. 6-5 Převodní char. $U_2 = f(U_1)$.

Úkol č. 6: Zdroj proudu podle obr. 6-4, závislost $I_D = f(U_{DD})$:

$U_{DD} [V]$										
$I_D [mA]$										



Obr. 6-7 Graf $I_D = f(U_{DD})$ zdroje proudu z obr.4.

22/4/2004. Jirka'Qy

7. Výkonový MOSFET

Zadání: Ověřte chování obvodu pro spínání indukční zátěže, navrhnete ochranné obvody, realizujte DC/DC konvertory s indukčností a s kapacitou.

Příprava:

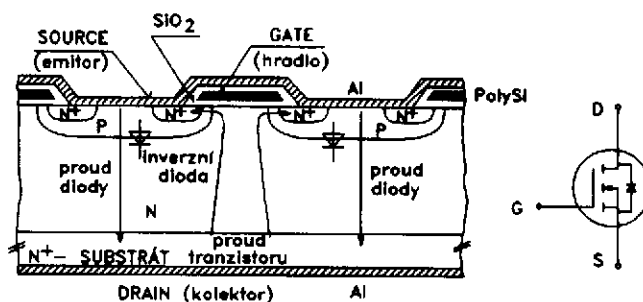
1. Prostudujte katalogový list užitého MOSFETu, význam a definice jednotlivých parametrů.
2. Prostudujte princip funkce ochranných obvodů a DC/DC měničů.

Úkol měření:

1. Zapojte spínač indukční zátěže s tranzistorem NMOS IRF840 podle obrázku 7-2.
2. Na osciloskopu zobrazte a zakreslete pod sebe ve správném časovém vztahu postupně průběhy:
 - vstupního proudu hradla I_G (pro toto měření odpojte drain tranzistoru),
 - řídicího napětí U_{GS} ,
 - proudu I_D ,
 - výstupního napětí U_{DS} ,
 pro $R_G = 0 \Omega$ a $R_G = 1 k\Omega$ při kmitočtu $f \geq 10 kHz$, zdůvodněte změny průběhů při různých velikostech R_G .
3. Pro předchozí zapojení při $R_G = 0 \Omega$ změřte vypínací dobu tranzistoru a vypočítejte velikost překmitu napětí U_{DS} , porovnejte s měřením v bodu 2.
4. Při $R_G = 0 \Omega$ znázorněte na osciloskopu vliv ochranných obvodů z obr. 7-4 na průběh napětí U_{DS} a oscilogramy překreslete do připravených mřížek.
5. Realizujte zdroj napětí vyššího, než je napájecí podle obr. 7-5, změřte závislost velikosti výstupního napětí U_2 na kmitočtu řídicího napětí U_{GS} pro dva typy užitých diod D (1N4007 a BY 299), zdůvodněte rozdíly.
6. Realizujte zdroj záporného napětí $U_2 < 0$ podle obr. 7-6, změřte velikost napětí U_{DD} a U_2 , vysvětlete jejich rozdílnou hodnotu.
7. Modifikací a kombinací zapojení z obr. 7-5 a 7-6 navrhnete a realizujte zdroj záporného napětí $|U_2| > U_{DD}$.

Rozbor užitých zapojení:

Tranzistor IRF 840 se provozuje ve spínacím režimu. Pro minimalizaci dynamických výkonových ztrát je důležité tranzistor co nejrychleji sepnout i vypnout. Proto je nutné tranzistor budit řídicími napěťovými impulsy s co nejkratší čelní i týlovou hranou. Jelikož MOSFET má vstupní kapacitu $C_{iss} = 1600 pF$, a ta se musí při spínání a vypínání rychle nabít, respektive vybit, je řídicí obvod hradla zatěžován velkými špičkovými hodnotami proudu. Z výstupního odporu R budicího obvodu a vstupní kapacity MOS struktury C_{iss} můžeme vypočítat přibližné trvání hrany pro nárůst, respektive pokles řídicího napětí t_r , resp. $t_f = 2,2 \cdot R \cdot C_{iss}$. Pokud chceme dosáhnout doby poklesu např. $t_f = 0,1 \mu s$, musíme mít řídicí obvod s výstupním odporem nanejvýš $R = t_f / 2,2 \cdot C_{iss} = 0,1 \cdot 10^{-6} / 2,2 \cdot 1,6 \cdot 10^{-9} = 28 \Omega$. Amplituda napěťových řídicích impulsů musí být podstatně vyšší



Obr. 7-1 Struktura výkonového tranzistoru MOSFET a jeho schematická značka.

než prahové napětí $V_{GS(th)}$, v praxi alespoň 10V.

Parametry užitého tranzistoru IRF840 dle katalogu (INTERNATIONAL RECTIFIER):

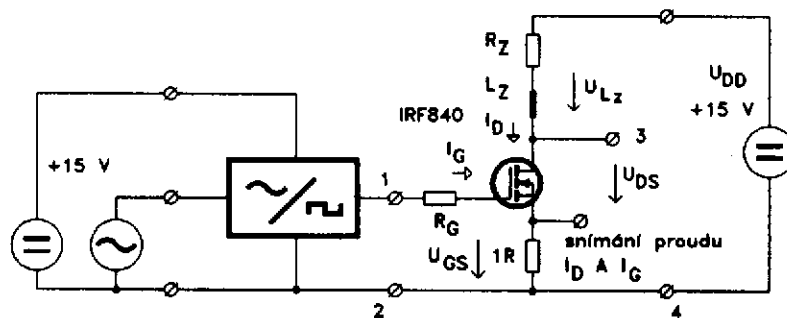
Parametr @ podmínky			IRF 840	Jedn.
BV_{DS}	@ $V_{GS}=0V, I_D=250\mu A$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	500	V
I_D	@ $T_C=25^\circ C$	Continuous Drain Current	8	A
I_{DM}		Pulsed Drain Current	32	A
P_D	@ $T_C=25^\circ C$	Max. Power Dissipation	125	W
T_J		Operating Junction Temperature Range	-50 +150	$^\circ C$
V_{GS}		Gate-to-Source Voltage	+/-20	V
$R_{DS(on)}$	@ $V_{GS}=10V, I_D=4.4A$	Static Drain-to-Source On-State Resistance	0.85	Ω
$V_{GS(th)}$	@ $V_{GS}=V_{DS}, I_D=250\mu A$	Gate Threshold Voltage	2 .. 4	V
I_{GSS}	@ $V_{GS}=+/-20V$	Gate-to-Source Leakage Forward/Reverse	+/-500	nA
I_{DSS}	@ $V_{DS}=BV_{DS}, V_{GS}=0V$	Zero Gate Voltage Drain Current	250	μA
$t_{d(on)}$	@ $V_{DD}=200V$	Turn-On Delay Time	typ. 35	ns
t_r	$I_D=4.0A$	Rise Time	typ. 15	ns
$t_{d(off)}$	$R_G=4.7\Omega$	Turn-Off Delay Time	typ. 90	ns
t_f		Fall Time	typ. 30	ns
C_{iss}	@ $V_{GS}=0V, V_{DS}=25V, f=1MHz$	Input Capacitance	1600	pF
I_S		Cont. Source Current (Body Diode)	8	A
I_{SM}		Pulsed Source Current (Body Diode)	32	A
V_{DS}	@ $I_S=8V, V_{GS}=0V$	Diode Forward Voltage (Body Diode)	max. 2.0	V
t_{rr}	@ $I_F=8A, di/dt=100A/\mu s$	Reverse Recovery Time (Body Diode)	typ. 1100	ns
R_{thJC}		Thermal Resistance Junction-to-Case	max. 1.0	K/W
R_{thCS}		Thermal Resistance Case-to-Sink	typ. 0.5	K/W
R_{thJA}		Thermal Resistance Junction-to-Ambient	max. 80	K/W

Význam jednotlivých parametrů z tabulky:

- BV_{DS} (**B**reakdown **V**oltage **D**rain-to-**S**ource) je průrazné napětí mezi svorkami drain a source. Jeho hodnota se určuje jako napětí, při kterém začíná téci původně nevodivým tranzistorem předem stanovený proud I_D při $U_{GS}=0V$, v našem případě při $I_D=250\mu A$.
- I_D (**C**ontinuous **D**rain **C**urrent) je proud, který může trvale protékat tranzistorem.
- I_{DM} (**P**ulsed **D**rain **M**aximum **C**urrent) je maximální hodnota opakovatelného impulsního proudu I_D tranzistoru. Pokud by tento proud tranzistorem protékal stejnosměrně, způsobil by nepřipustné zahřátí jeho struktury, což by mohlo vést až k jeho destrukci. Šířka proudového impulsu respektive jeho střída je tedy omezena maximálním přípustným ohřevem PN přechodu, což souvisí mimo jiné i se způsobem chlazení. Přípustný opakovatelný impulsní proud a jeho délka trvání jsou blíže specifikovány v grafech závislosti na chlazení a teplotě přechodu.
- P_D (**M**ax. **P**ower **D**issipation) je maximální ztrátový výkon, který lze v podobě tepla odvést ze součástky přes chladič do okolního prostředí při teplotě pouzdra $T_C=25^\circ C$ (**C**ase **T**emperature).
- T_J (**O**perating **J**unction **T**emperature **R**ange) je pracovní rozsah teploty přechodu.
- V_{GS} (**G**ate-to-**S**ource **V**oltage) je maximální hodnota, které může nabývat řídicí napětí V_{GS} .
- $R_{DS(on)}$ (**S**tatic **D**rain-to-**S**ource **O**n-**S**tate **R**esistance) je statický odpor mezi svorkami drain a source v ustáleném sepnutém stavu tranzistoru (on-state).
- $V_{GS(th)}$ (**G**ate **T**hreshold **V**oltage) je prahové napětí řídicí elektrody. Fyzikálně je definováno jako napětí,

při kterém se vytvoří pod oblastí řídicí elektrody vrstva s inverzní vodivosti (koncentrace elektronů v P oblasti pod hradlem je shodná s koncentrací původních akceptorů - obr. 7-1). V praxi se uvádí prahové napětí jako hodnota V_{GS} , při kterém začne tranzistorem, zapojeným v obvodu, protékat stanovený proud I_D . Hodnota prahového proudu I_D , který odpovídá napětí $V_{GS(th)}$, je stanovena výrobcem (v našem případě $250\mu A$).

- I_{GSS} (Gate-to-Source Leakage Forward resp. Reverse) je vstupní proud hradla při maximálním napětí U_{GS} pro obě jeho polarity.
- I_{DSS} (Zero Gate Voltage Drain Current) je proud drainu I_D při napětí $V_{GS}=0V$ a $V_{DS}=BV_{DSS}$.
- $t_{d(on)}$ (Turn-On Delay Time) je doba zpoždění, resp. doba přesahu při zapnutí.
- t_r (Rise Time) je doba nárůstu (proudu I_D).
- $t_{d(off)}$ (Turn-Off Delay Time) je doba zpoždění, resp. doba přesahu při vypnutí.
- t_f (Fall Time) je doba poklesu (proudu I_D).
- Uvedené dynamické parametry jsou definovány na obr. 7-3.
- C_{iss} (Input Capacitance) je vstupní kapacita řídicí elektrody, měřená za uvedených podmínek ($V_{GS}=0V$, $V_{DS}=25V$ a $f=1MHz$).
- I_S (Cont. Source Current Body Diode) je proud, který může trvale protékat takzvanou inverzní diodou (body diode). Tato dioda existuje v každém vertikálním tranzistoru MOSFET a je znázorněna na obr. 7-1. Někdy se proto zahrnuje do schematické značky tranzistoru (obr. 7-1). Závěrné napětí i propustný proud této diody mají stejnou hodnotu jako průrazné napětí BV_{DSS} a propustný proud I_D tranzistoru. Inverzní diodu je možné obvodově využít, její podstatnou nevýhodou ovšem je velmi dlouhá doba závěrného zotavení ve srovnání se spínacími časy tranzistoru. Stojí za zmínku, že struktura z obrázku 7-1 je pouze výřez jedné buňky a celá součástka je tvořena řádově $10^5 - 10^7$ takových buněk zapojených paralelně.
- I_{SM} (Body Diode Maximum Source Current) je proud, který může ve formě impulsů protékat inverzní diodou.
- V_{DS} (Body Diode Forward Voltage) je úbytek napětí na inverzní diodě v propustném režimu.
- t_{rr} (Reverse Recovery Time Body Diode) je doba závěrného zotavení inverzní diody.
- R_{thJC} (Thermal Resistance Junction-to-Case) je tepelný odpor mezi PN přechodem a pouzdrem.
- R_{thCS} (Thermal Resistance Case-to-Sink) je tepelný odpor mezi pouzdrem a chladičem.
- R_{thJA} (Thermal Resistance Junction-to-Ambient) je tepelný odpor mezi PN přechodem a okolím.



Obr. 7-2: Základní zapojení přípravku.

amplitudou 1V a vnitřním odporem 600Ω . Požadované pravoúhlé řídicí impulsy je proto nutné z harmonického signálu vytvarovat a napěťově zesílit tvarovačem s výstupním odporem nanejvýš 28Ω (je součástí přípravku a má vnitřní odpor 22Ω).

Výpočet napěťového překmitu U_{DS} :

Při spínání induktivní zátěže bude docházet při vypnutí tranzistoru k náhlému poklesu proudu I_D , procházejícího indukčností L_Z a tedy k indukci napětí U_L opačné orientace než je změna proudu ($U_L = -L_Z di_D/dt$). Toto napětí se sčítá s napájecím napětím U_{DD} a projeví se jako překmit napětí U_{DS} (obr.

Proud I_G měříme při odpojení drainu ($I_D=0$) jako úbytek napětí na snímacím odporu 1Ω . Následná měření proudu I_D jsou proto zatížena chybou; místo proudu I_D měříme součet $I_D + I_G$. Protože ve většině případů je $I_D \gg I_G$, můžeme tuto chybu zanedbávat.

Měřicí pracoviště jsou standardně vybavena pouze generátory harmonického signálu s výstupní

7-3).

$$U_{DS} = U_{DD} - U_{Lz} = U_{DD} + L_z \frac{di}{dt} \quad (1)$$

Při zjednodušení můžeme dosadit $dt=t_r$ a $di=I_D=U_{DD}/R_z$ ($R_z > R_{DS(on)}$). Výsledný vztah pro napětí U_{DS} při napěťovém překmitu potom bude:

$$U_{DS} = U_{DD} \left(1 + \frac{L_z}{R_z} \frac{1}{t_r} \right) \quad [V; V, H, \Omega, s] \quad (2)$$

Funkce a návrh ochran:

Ochrana diodou D (obr. 7-4a):

Dioda D převezme po rozpojení tranzistoru proud I_D , který vlivem ztrát v obvodu $L_z - D$ postupně klesne na nulu. Dioda D musí mít závěrné napětí větší než napájecí napětí U_{DD} a dovolený propustný proud alespoň shodný s proudem I_D protékajícím tranzistorem v sepnutém stavu.

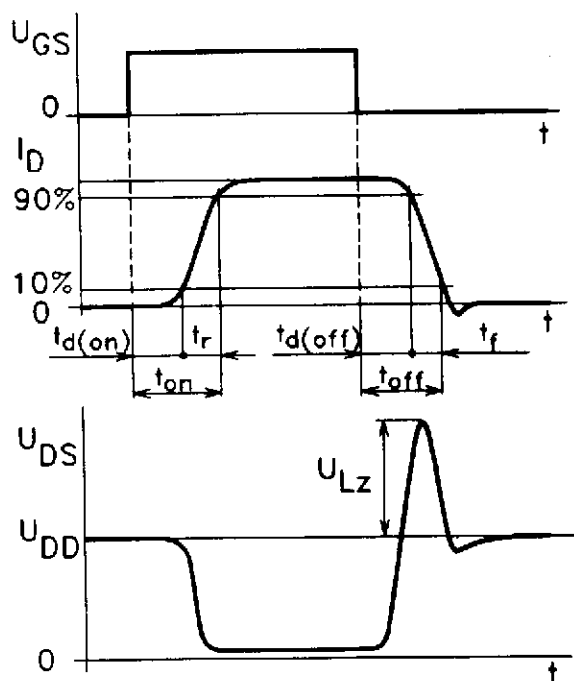
RCD ochrana (obr. 7-4b):

Energii, kterou induktor akumuloval během doby průchodu proudu a která by se jinak uvolnila ve formě překmitu napětí U_{DS} při vypínání, pohlcuje ochranný kapacitor přes diodu D během vypínání zatěžovacího proudu tranzistorem. Rezistor R musí omezit velikost vybíjecího proudu kapacitoru při opětovném sepnutí tranzistoru MOSFET tak, aby součet vybíjecího proudu a proudu zátěži nepřekročil povolenou hodnotu I_D . Diodu D volíme na stejný proud a závěrné napětí jako tranzistor MOSFET. Vzhledem k velké rychlosti celého děje je nutné užít diody s krátkou dobou závěrného zotavení t_{rr} . Aby byla RCD ochrana funkční, musí být kapacitor C před vypínacím procesem vybitý. To zajistí správný návrh hodnot R a C.

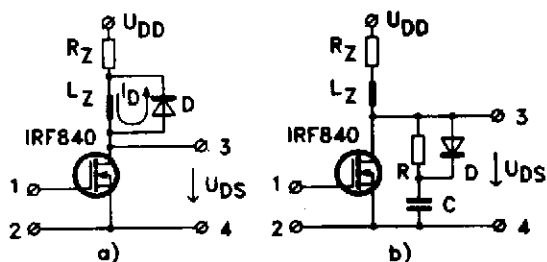
Poznámka: Z principu činnosti ochran vyplývá, že výrazně prodlužují dobu trvání vypínacího pochodu (poklesu proudu indukčnosti). Za jistých okolností může být tento jev velmi na závadu.

Zdroj napětí s induktorem.

Velmi jednoduché zapojení zdroje vyššího napětí, než je napájecí, je na obrázku 7-5. Při vypínání induktivní

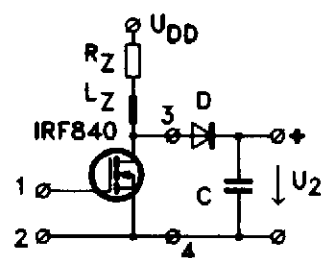


Obr. 7-3 Definice spínacích časů a znázornění překmitu napětí U_{DS} .



Obr. 7-4 Ochranné obvody. Buzení shodné s obr. 7-2.

zátěže $L_Z + R_Z$ dochází k překmitu napětí U_{DS} nad hodnotu napájecího napětí U_{DD} o hodnotu U_{LZ} (vztahy (1) a (2) a obr. 7-3). Pokud nezapojíme ochranné obvody podle obr. 7-4 a) nebo b), je možné napěťovým překmitem přes diodu D z obr. 7-5 nabíjet kapacitor C . Výsledné napětí U_2 z obrázku 7-5 pak bude po několika vypínacích cyklech přibližně rovno vrcholové hodnotě překmitu napětí $U_{DS} = U_{DD} + U_{LZ}$. Obdobně jako v případě RCD ochrany je velmi důležité zvolit v zapojení na obr. 7-5 diodu D s krátkou dobou závěrného zotavení t_r (Reverse Recovery Time) a propustného zotavení t_{fr} (Forward Recovery Time), čili tzv. "rychlou diodu".

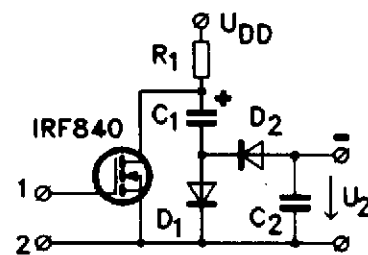


Obr. 7-5 Zdroj napětí $U_2 > U_{CC}$. Buzení je shodné s obr. 2.

Poznámka: Jelikož tento obvod se provozuje bez ochrany, je nutné všechny součástky zapojení z obr. 7-5 (tranzistor T , diodu D , kapacitor C i rezistor R) dimenzovat na napětí alespoň rovné součtu napěťového překmitu a napájecího napětí.

Zdroj záporného napětí s kapacitorem.

Obvod na obrázku 7-6 je nejjednodušší zapojení nábojové pumpy jako zdroje napětí opačné polaroty oproti napájecímu napětí. Je-li tranzistor T_1 zavřený, kapacitor C_1 se bude nabíjet přes R_1 a D_1 na napětí $U_{DD} - U_{FD1}$ (U_{FD1} je propustné napětí diody D_1). Je-li kapacitor C_1 nabitý, sepne tranzistor T_1 . Tím připojíme kladný pól kapacitoru C_1 ke společnému vodiči. Dioda D_1 bude polarizována závěrně a D_2 propustně. Z kapacitoru C_1 se bude přes sepnutý tranzistor a diodu D_2 nabíjet kapacitor C_2 na záporné napětí $-U_2$. Nabíjení bude probíhat tak dlouho, než poklesne napětí na kapacitoru C_1 pod hodnotu napětí kapacitoru C_2 plus propustné napětí diody D_2 . Pak se dioda D_2 zavře. Vypnutím tranzistoru T_1 se kapacitor C_1 bude opět nabíjet přes R_1 a D_1 na napětí $U_{DD} - U_{FD1}$.



Obr. 7-6 Zdroj záporného napětí. Buzení shodné s obr. 7-2.

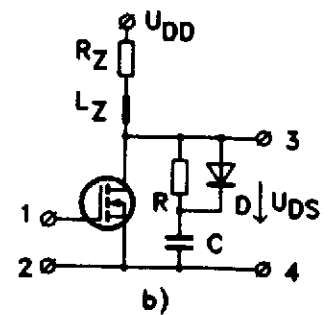
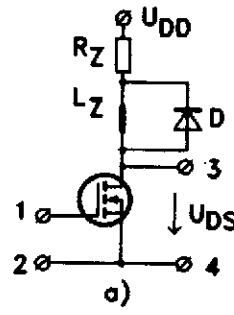
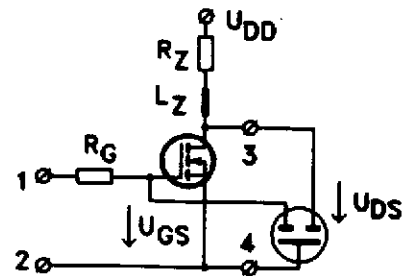
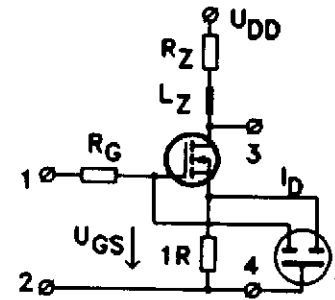
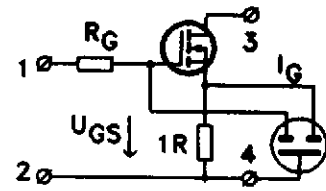
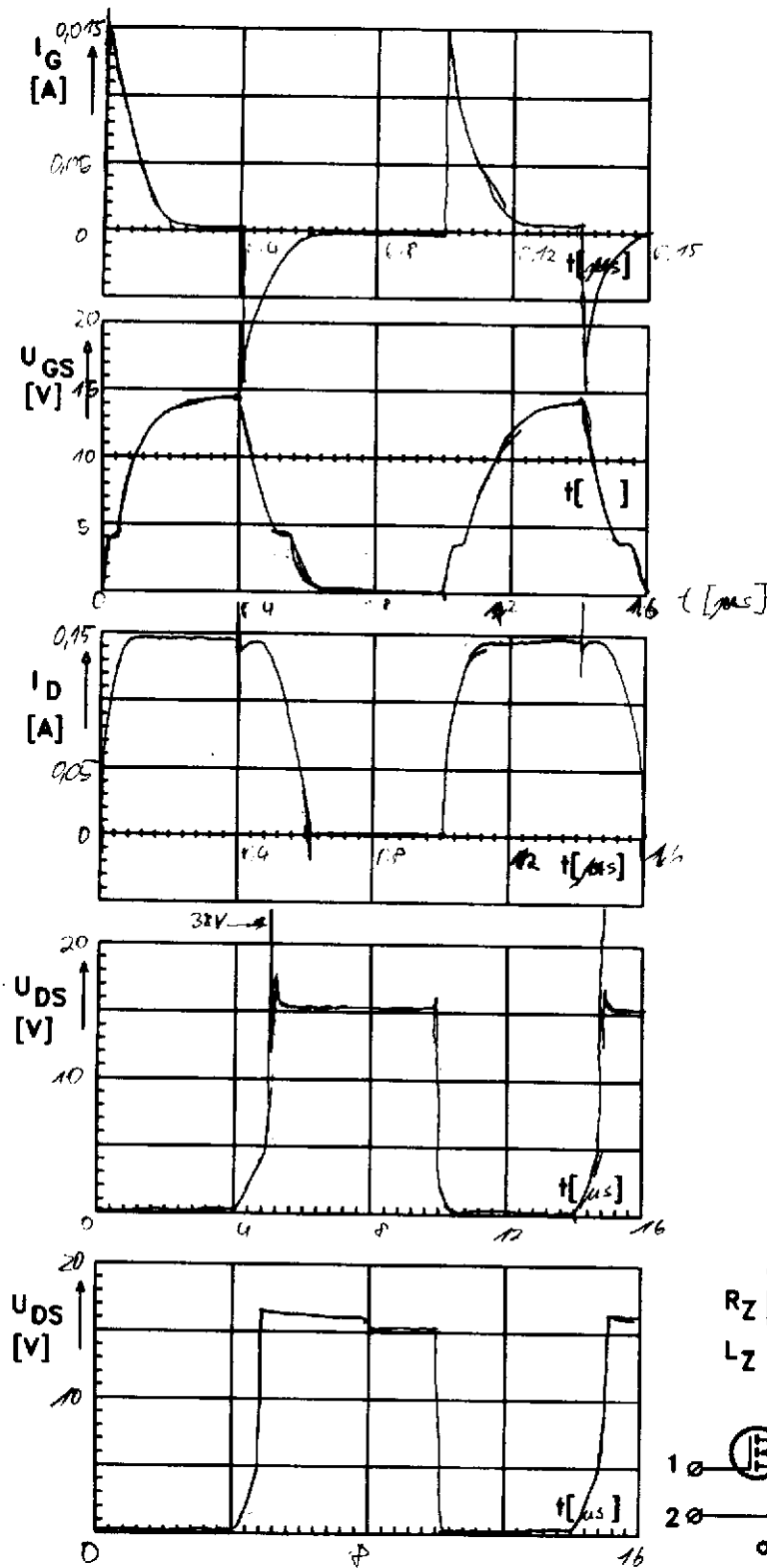
Nevýhodou tohoto zapojení zdroje napětí je jeho špatná účinnost. Při sepnutí tranzistoru T_1 na obr. 7-6 při přečerpávání náboje z C_1 do C_2 protéká přes tranzistor T_1 rezistorem R_1 nevyužitelný proud. Tuto nevýhodnou vlastnost zapojení je možné odstranit náhradou rezistoru R_1 na obr. 7-6 komplementárním tranzistorem, který při nabíjení C_1 musí být vodivý a při přečerpávání nevodivý.

Poznámka: Takový zdroj je možné vytvořit pomocí klasických hradel CMOS a užívá se ho běžně při potřebě vytvoření záporného napětí přímo na čipu integrovaného obvodu. Pro napájení potom vystačíme s jediným vnějším zdrojem napětí.

Naměřené průběhy:

- Úkol č.2:** Průběhy I_G , U_{GS} , I_D a U_{DS} při $U_{DD}=15V$, $R_G=1k\Omega$ a kmitočtu řídicích impulsů $f \geq 10kHz$. Měří se s připojeným R_Z . Změňte R_G na hodnotu 0Ω a porovnejte průběhy.
- Úkol č.4:** Funkce ochrany - průběhy U_{DS} při $U_{DD}=15V$, $R_G=0\Omega$ a kmitočtu řídicích impulsů $f \geq 10kHz$.

berechnet für $R_G = 1\text{ k}\Omega$



Naměřené hodnoty:

Úkol č.3: Výpočet překmitu U_{DS} : $U_{DD}=15\text{ V}$ $R_z=100\ \Omega$ $L_z=100\ \mu\text{H}$ $t_r=0,8\ \mu\text{s}$

$$U_{DS} = U_{DD} \left(1 + \frac{L_z}{R_z} \frac{1}{t_r} \right) =$$

Úkol č.5: Zdroj napětí $U_2 > U_{DD}$ podle obrázku 7-5 - závislost velikosti výstupního napětí U_2 na kmitočtu řídicího napětí U_{GS} (doporučené hodnoty součástek: $R_z=100\ \Omega$, $R_G=0\ \Omega$, $C=1\text{M}/250\text{V}$ při $U_{DD}=15\text{V}$).

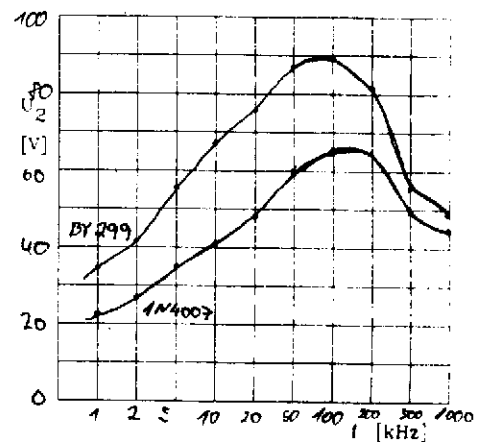
f [kHz]	1	2	5	10	20	50	100	200	500	1000
U_2 při D=1N4007 [V]	23,6	27,5	35,1	41,7	49,7	60,7	66,6	66,8	69,3	45,5
U_2 při D=BY 299 [V]	34,4	42,3	56,6	67,6	76,5	87,7	89,5	89,2	56,8	48,6

Zdůvodnění rozdílu mezi závislostmi pro různé diody:

× Úkol č.6: Zdroj záporného napětí $|U_2| < U_{DD}$ podle obr. 7-6:

$$U_{DD} = \quad U_2 =$$

Zdůvodnění rozdílu mezi U_{DD} a U_2 :



Graf závislosti $U_2=f(f)$ pro úkol č.5.

Úkol č.7: Navrhněte schema zapojení zdroje záporného napětí $|U_2| > U_{DD}$:

25/4/2004 Luboš ČS

8. Výkonový zesilovač ve třídě B

Zadání:

Změřte základní vlastnosti výkonového zesilovače s bipolárními tranzistory ve třídě B, uspořádanými jako dvojice komplementárních stupňů se společným kolektorem (emitorových sledovačů). Hlavní pozornost při měření a vyhodnocování výsledků věnujte dosažitelnému výstupnímu výkonu, energetické účinnosti a tvaru převodní charakteristiky při různých hodnotách zatěžovacího odporu a v různých variantách podrobnosti vnitřního zapojení obvodu, které měřicí přístroje umožňují.

Příprava:

Pro hodnoty součástek, uvedené v elektrickém schématu obvodu (Obr. 8-1) a napájecí napětí $U_{cc} = 20\text{ V}$ určete:

- a) teoretický maximálně dosažitelný výstupní výkon pro tři hodnoty zatěžovacího odporu,
- b) teoretické maximální výkonové zatížení (kolektorovou ztrátu) výkonových tranzistorů pro každou hodnotu zatěžovacího odporu, užitou v a)

Výsledky запиšte do tabulky na str. 47.

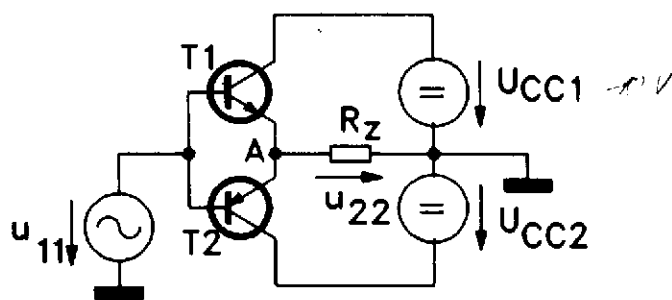
Ve všech případech předpokládejte napájecí napětí 20V a vlastnosti součástek považujte za ideální, tj. že všechny kapacitory mají takové hodnoty, že pro pracovní kmitočet je lze považovat za dokonalý střídavý zkrat a že užitý výkonový tranzistor lze vybudit až na nulovou hodnotu zbytkového napětí mezi kolektorem a emitorem.

Vysvětlení k obvodu:

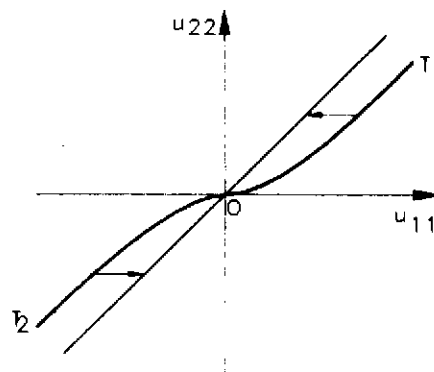
Pro dosažení dobré energetické účinnosti výkonových zesilovačů pracujících s analogovými signály v akustickém pásmu se nejčastěji užívá pracovního režimu aktivních součástek označovaného jako "třída B". Třída B je charakterizována tak, že aktivní prvek - v našem případě bipolární tranzistor - má klidový pracovní bod nastaven tak, že průchod stejnosměrného proudu prvkem je na hranici zániku, v idealizovaném případě tedy právě nulový. Proud výstupem tranzistoru bude tedy procházet pouze pro jednu polaritu okamžitých hodnot střídavého vstupního signálu, zatímco ve druhé polaritě vstupu zůstane tranzistor uzavřen. Tím se dosáhne toho, že v klidu (bez signálu) neodebírá výkonový stupeň z napájecího zdroje žádný proud a tedy také ztrátový výkon je nulový. V přítomnosti nenulového střídavého signálu se z napájecího zdroje odebírá proud (a tedy i výkon) úměrný střední hodnotě té polarity vstupního signálu, která daný tranzistor otevírá. Tato situace vede k mnohem lepší energetické účinnosti koncového stupně, ovšem za cenu velkého nelineárního zkreslení zpracovávaného signálu. Zesilují se totiž pouze ty signálové hodnoty, které výkonový tranzistor otevírá a všechny ostatní se potlačují, "odfázávají". Jinými slovy to lze vyjádřit tak, že převodní charakteristika jednoduchého ideálního zesilovacího stupně ve třídě B je lomená přímka se zlomem v počátku souřadnic. Zesilovací stupeň v přípravku užívá kombinace tranzistorů NPN a PNP, z nichž každý pracuje ve třídě B, a ke spojení dílčích příspěvků obou zesilovacích větví nepotřebuje transformátor. Základní idea obvodu je ukázána ve schematické formě v obr. 8-1. Vidíme, že tu jde o dva samostatné emitorové sledovače, z nichž každý má svůj vlastní napájecí zdroj a jejichž vstupy i výstupy jsou spojeny paralelně. Jsou buzeny společným zdrojem signálu a pracují do společného zatěžovacího odporu. Paralelní spojení je možné proto, že v každém okamžiku pracuje pouze jeden sledovač, zatímco druhý je v rozpojeném stavu. Protože oba koncové tranzistory v tomto případě pracují jako emitorové sledovače (zesilovače v zapojení se společným kolektorem), jejich napěťové

zesilení je blízké jednotkovému a nároky na tvarovou shodnost jejich elektrických charakteristik nejsou tak přísné jako u jiných typů zesilovačů ve třídě B.

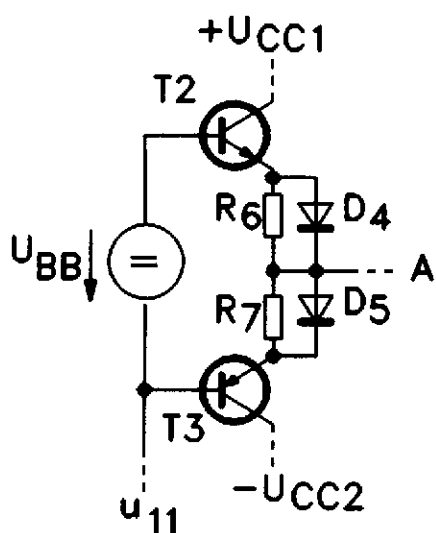
Prahové napětí vstupní a převodní charakteristiky $I_c = f(U_{be})$ reálného bipolárního tranzistoru se liší od nuly a tvar charakteristik se liší od přímky. Když takto spojíme paralelně dva komplementární emitorové sledovače bez dalších opatření, dostáváme převodní charakteristiku, která se od ideálního přímkového tvaru liší především tím, že ve střední části se na ní objeví "schod", někdy též nazývaný "mrtvá zóna", kde pro jisté rozmezí amplitud vstupního napětí se neobjevuje žádné výstupní napětí. Tvar skutečné převodní charakteristiky je nakreslen v obr. 8-2 společně se žádoucím tvarem ideálním (slabě čára). Ideální tvar převodní charakteristiky je přímka, procházející počátkem se sklonem 45° (při stejných měřítkách na osách u_{11} , u_{22}). Nelineární zkreslení zpracovávaného signálu způsobené mrtvou zónou je velmi citelné zejména u signálů s amplitudou menší než maximálně možnou a ve většině aplikací je nepřipustné. Proto je třeba mezi báze komplementárních tranzistorů vložit zdroj stejnosměrného předpětí, který jejich klidové pracovní body posune tak, aby se jednak odstranila mrtvá zóna, jednak (při vyšších nárocích na linearitu převodní funkce) i částečným překrytím silně zakřivených počátečních úseků převodních



Obr. 8-1 Základní obvod



Obr. 8-2 Reálná a ideální převodní charakteristika



Obr. 8-3 Princip posunutí charakteristik

charakteristik vzájemně kompenzovala jejich nelinearity. V obr. 8-3 je nakreslen způsob začlenění napětového zdroje U_{BB} , posouvajícího obě poloviny převodní charakteristiky způsobem, naznačeným v obr. 8-2 šipkami. Požadavky na zdroj U_{BB} ovšem zahrnují také nutnost stejné teplotní závislosti jeho napětí jakou má teplotní závislost vstupních charakteristik a stejné teploty zdroje, jako je teplota obou výkonových tranzistorů. Stejně teplotní závislosti lze dosáhnout poměrně snadno, když zdroj nahradíme skupinou sériově spojených diod PN, provozovaných v propustném směru. Zajištění stejné teploty diod jako je teplota tranzistorů však působí technické potíže.

Překrytí začátků obou dílů převodní charakteristiky ovšem znamená, že i v nepřítomnosti budicího signálu výkonovými součástkami protéká sice malý, ale přesto nenulový proud. Tím vzniká riziko, že příčným proudem se tranzistory začnou zahřívat víc než diody, tím proud stoupne, zahřívání se zvětší, atd. Existuje tedy riziko lavinového zvýšení stejnosměrného příčného proudu tranzistorů až do jejich destrukce. Proto se do emitorů tranzistorů vkládají sériové odpory (rezistory R6, R7 - číslování součástek v obr. 8-3 se shoduje s úplným schematem přípravku v obr. 8-6), které lavinový růst proudu nedovolí. Při provozu se signálem by však na nich vznikaly nepříjemně velké ztráty užitečného výkonu. Pro užitečný signál je třeba jejich účinky z obvodu vyřadit. Toho se dosáhne přemostěním rezistorů R6, R7 diodami D4, D5. Když vlivem zatěžovacího proudu úbytek napětí na odporu R6 nebo R7 překročí prahové napětí

$$P = \frac{U^2}{R} = \frac{\left(\frac{U_{BB}}{R_2}\right)^2}{R_2} = \frac{U_{BB}^2}{R_2^3}$$

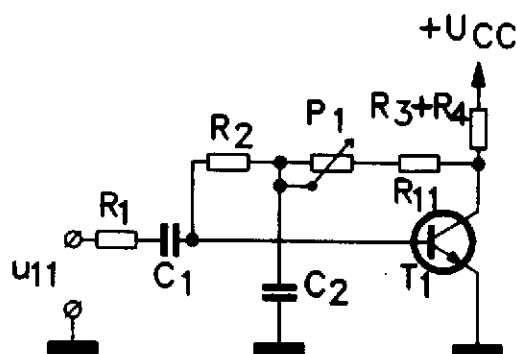
$$P_c = U_{BB} \cdot I_c = \left(10 - \frac{U_{BB}}{R_2}\right)^2 = \frac{d.6}{R_2}$$

diody D4 nebo D5, dioda se otevře a svým malým diferenciálním odporem zabráni dalšímu vzrůstu úbytku napětí. Nastavení pracovních bodů do malého nenulového klidového proudu se někdy označuje jako provoz ve třídě AB. Třída AB má vlivem nenulového klidového proudu při malých amplitudách signálu o něco horší energetickou účinnost než přesná třída B, ale pro malé signály má mnohem lepší linearitu převodní charakteristiky. Z toho důvodu se jí někdy dává přednost před čistou třídou B, zejména v zařízeních, která mají splňovat nejvyšší požadavky na jakost zpracování signálu. V mnoha případech je však možné dosáhnout srovnatelně lineárního chování komplementárních emitorových sledovačů i jinými prostředky, např. silnou zápornou zpětnou vazbou, i při zachování nulového klidového proudu koncovým stupněm. Tohoto způsobu řešení se často užívá v monolitických operačních zesilovačích i jinde.

Popis měřicího přípravku:

Přístroj obsahuje kromě samotného koncového stupně (T2 a T3) navíc ještě i stupeň budicí (T1). Je to proto, že požadavky na budicí napětí překračují možnosti v laboratorii běžně dostupných nízkofrekvenčních generátorů: běžné laboratorní generátory kromě toho neumožňují zavádět stejnosměrnou složku signálu, kterou v budicím obvodu potřebujeme pro nastavení klidových pracovních bodů koncového stupně.

Budicí stupeň je v běžném zapojení se společným emitorem. Proud pro nastavení jeho klidového pracovního bodu je určen sériovou kombinací R11-P1-R2, napájenou ze stejnosměrné složky výstupního napětí, takže je vytvořena záporná zpětná vazba, působící proti změnám polohy klidového pracovního bodu. V obr. 8-4 je nakresleno zjednodušené zapojení nastavení klidového pracovního bodu předzesilovače a tím i celého zesilovače. Jedná se o obdobu elementárního zesilovacího stupně se zpětnovazební stabilizací, odvozenou od úbytku napětí na kolektorovém rezistoru. Jediným rozdílem skutečného zapojení přípravku od zjednodušeného obvodu v obr. 8-4 je to, že odpor nastavující klidový proud báze T1 (sériová kombinace R2, P1 a R11) není napájen přímo z kolektoru T1, ale až z emitorů T2, T3. Protože T2, T3 pracují jako emitorové sledovače s napěťovým zesílením přibližně jednotkovým, na činnosti obvodu to nic zásadního nemění a zároveň se tím výkonové tranzistory zahrnou do celkového obvodu nastavení klidového bodu P_o .

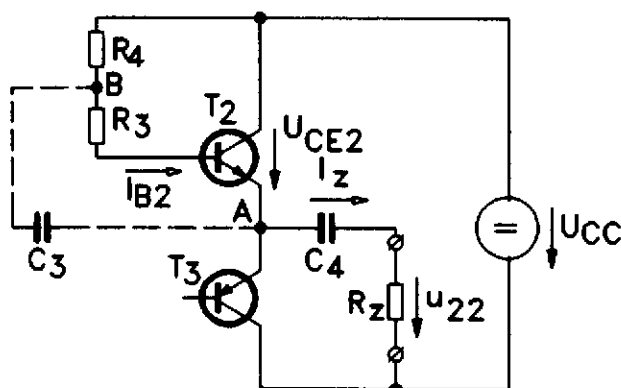


Obr. 8-4 Nastavení pracovního bodu

to, že odpor nastavující klidový proud báze T1 (sériová kombinace R2, P1 a R11) není napájen přímo z kolektoru T1, ale až z emitorů T2, T3. Protože T2, T3 pracují jako emitorové sledovače s napěťovým zesílením přibližně jednotkovým, na činnosti obvodu to nic zásadního nemění a zároveň se tím výkonové tranzistory zahrnou do celkového obvodu nastavení klidového bodu P_o .

Z hlediska střídavých (signálových) složek je tato záporná zpětná vazba nežádoucí. Proto je spoj mezi P1 a R2 střídavě zkratován na potenciál společného vodiče kapacitorem C2. Hodnota C2 musí být tak veliká, aby jeho reaktance byla malá ve srovnání s paralelní kombinací $R2 \parallel (P1 + R11)$ i pro nejnižší kmitočet, který se má zesilovačem zpracovávat. Poloha klidového pracovního bodu se seřizuje změnou odporu P1 tak, aby stejnosměrné napětí na výstupu emitorových sledovačů T2, T3 bylo přibližně polovinou napájecího napětí. Přesné konečné nastavení se provede až za provozu, na optimální souměrnost převodní charakteristiky celého zesilovače.

Kolektorový pracovní odpor budicího stupně musí splňovat dva protichůdné požadavky: jednak má být co největší, aby se udržovala co nejmenší výkonová ztráta kolektoru budicího tranzistoru a co největší jeho napěťové zesílení, jednak má být co nejmenší, aby byl k dispozici dostatečný budicí proud pro bázi T2 v okamžiku vrcholové kladné hodnoty výstupního napětí a proudu. Oba tyto požadavky je zřejmě nemožné splnit zároveň. Je třeba buď užít kompromisní hodnoty za cenu neoptimálních vlastností zesilovače, nebo hledat nějaký způsob, jak celý problém obejít. Přístroj dovoluje užít obou postupů.



Obr. 8-5 Princip obvodu "bootstrap"

hodnota $R3+R4$ by kromě toho vedla k nepřijatelně velké hodnotě kolektorového proudu $T1$ v obdobích, kdy signál na emitorech $T2, T3$ má okamžitou hodnotu menší než je špičková kladná hodnota. Řešení vychází ze skutečnosti, dané Ohmovým zákonem, totiž že proud odporem $R3$ bude stálý, jestliže bude stálý úbytek napětí na něm. Proto je celkový odpor $R3+R4$ zvolen tak, aby jím v klidovém pracovním bodě protékal proud alespoň tak veliký, jaký bude zapotřebí pro buzení báze $T2$ při vrcholové kladné hodnotě výstupu při plném zatížení (tj. při nejmenší očekávané hodnotě vnějšího zatěžovacího odporu - v přípravku tomu odpovídá paralelní kombinace $R9$ a $R10$). Aby se udržel na $R3$ stálý napěťový úbytek pro všechny okamžité hodnoty polohy pracovního bodu, jsou na spoj mezi $R3$ a $R4$ (zdička číslo 4) superponovány všechny změny okamžitých hodnot výstupního napětí. Superpozice (přenos) je zajišťována kapacitorem $C3$, spojeným jednou elektrodou s výstupem, druhou (zdička číslo 5) se spojem $R3, R4$. Za provozu zesilovače v tomto režimu jsou zdičky 4 a 5 propojeny zkratovacím vodičem. Toto zapojení k udržování konstantního úbytku na $R3$ se v cizojazyčné literatuře nazývá "bootstrap" a patří mezi případy jednotkové napěťové kladné zpětné vazby. Navíc vede i k velkému zvýšení napěťového zesílení předzesilovacího stupně $T1$, protože obvod se potom chová tak, jako by místo rezistoru $R3$ by zařazen proudový zdroj s hodnotou $I = I_{C1P0}$. V kolektorech $T2, T3$ jsou v přípravku pro měření proudu zařazeny sériové rezistory $R5, R8$. V normálním provozním režimu jsou zkratovány prostřednictvím zdiček 6, 7 a 8, 9. Zkratky rozpojte pouze při měření kolektorových proudů $T2, T3$, kdy rezistory $R5, R6$ slouží jako bočníky.

Postup měření:

a) základní nastavení pracovního bodu

- Zdičky 4 až 5 ponechejte nezapojené, zkratováním předpětových diod $D1-D3$ uveďte zesilovač do třídy B. Zkratujte měřicí bočníky R_5 a R_8 .
- Připojte stejnosměrné napájecí napětí 20 V. Proudové omezení ve zdroji nastavte na hodnotu 1 A.
- Potenciometrem $P1$ nastavte na zdičce "pracovní bod" napětí 50% napájecího (tj. 10 V).
- Změřte klidový odběr přípravku a zapište jej do Obr. 8-6.
- Zařazením předpětových diod uveďte zesilovač do třídy AB, opět změřte a zapište klidový odběr.
- Změřte stejnosměrná napětí a proudy v důležitých bodech zesilovače jak s diodami $D1-D3$ ve zkratu (třída B), tak nezkratovanými (třída AB) a zapište je do připravených rámečků v úplném schématu přípravku (Obr. 8-6).

Příklad způsobu řešení podle druhé možnosti vysvětluje schema v obr. 8-5. Pro tranzistor $T2$ potřebujeme při zatěžovacím proudu I_z budící proud báze I_{B2} . Pro návrh obvodu je podstatný "nejhorší případ", který nastává při vrcholové kladné hodnotě I_z . Ta se objeví v okamžiku, kdy je $T2$ vybuzen až na hranici nasycení, tj. při napětí kolektor-emitor $U_{CE2} = U_{CE2s}$. U moderních tranzistorů můžeme očekávat $U_{CEs} < 1V$. Protože v této situaci je $U_{BE2} > U_{CE2}$, je zjevně nemožné zajistit průtok dostatečně velkého I_{B2} jakkoli malou hodnotou kolektorového odporu $T1$ ($R3+R4$). Malá

b) V režimu y-t zobrazte osciloskopem současně (tj. dvoukanalově) výstupní signál zatíženého zesilovače a postupně oba průběhy kolektorových proudů koncových tranzistorů sejmuté na bočnickových odporech R5, R8. Oscilogramy překreslete do připravených mřížek na str. 50.

c) Postupně zařazujte všechny 3 možné hodnoty zatížení. Pro každou hodnotu R_z a předpětových diod vybuďte zesilovač signálem s kmitočtem 1 kHz právě na hranici začínajícího zkreslení při maximálních kladných a záporných amplitudách, v režimu x-y na osciloskopu zobrazte a do mřížek zakreslete průběh převodní funkce $u_{vyst} = f(u_{vstup})$. Pro případ třídy AB (převodní funkce bez přechodového zkreslení) změřte příkon a výstupní výkon a vypočtěte účinnost podle vztahu

$$\eta = \frac{\frac{u_{vyst}^2}{R_z}}{I_s U_{CC}} = \frac{u_{vyst}^2}{I_s U_{CC} R_z}$$

kde

u_{vyst} je efektivní hodnota střídavého výstupního napětí plně vybuzeného zatíženého zesilovače,

I_s je stejnosměrný proud odebíraný z napájecího zdroje plně vybuzeným zatíženým zesilovačem a

U_{CC} je stejnosměrné napájecí napětí.

Změřené i vypočtené hodnoty запиšte do tabulky.

Výsledky měření i výpočtů komentujte.

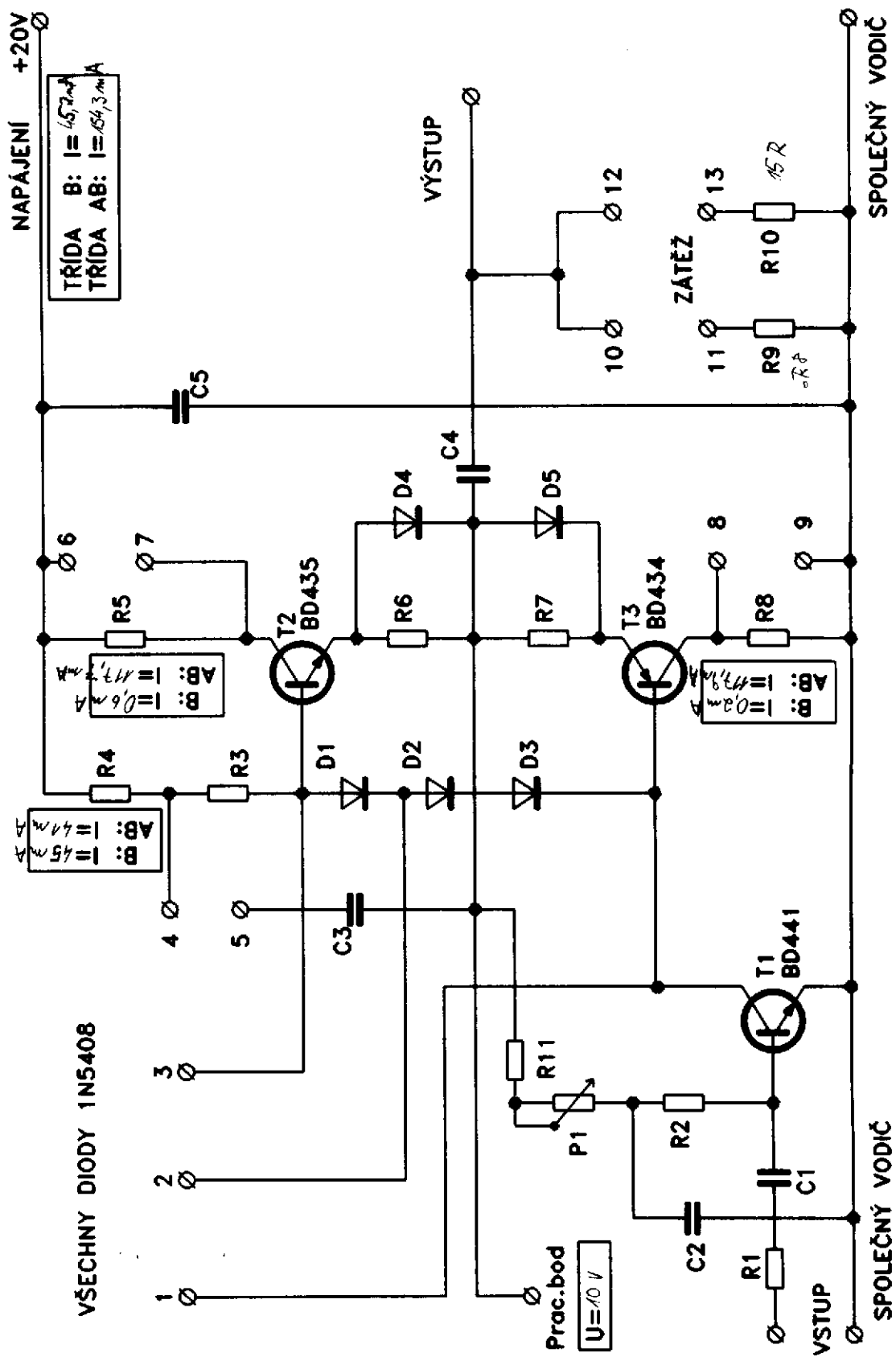
Výtah důležitých katalogových dat užitých tranzistorů:

veličina	P_{Cmax} (W)	U_{BRCEs} (V)	U_{CEs} (V)	I_{CM} (A)	B (-)	f_T (MHz)
podmínky	$T_{pouzdra} = 25^\circ C$	$U_{BE} = 0$	$R_g = \infty$	$t \leq 10$ ms	$I_C = 2$ A $ U_{CE} = 1$ V	$ I_C \leq 0,25$ A $ U_{CE} \leq 1$ V
BD434	36	-22	-22	7	>50	>3
BD435	36	+32	+32	7	>50	>3

Výsledky:

		teoret. výpočet		měření				
R_z (Ω)	U_{CC} (V)	výkon (W)	P_{Cmax} (W)	I_s (A)	příkon (W)	U_{vyst} (V _{eff})	výkon (W)	η (%)
6,8	20	7,4	1,3	0,404	8,08	4,2	2,6	32
15	20	2,3	0,6	0,267	5,34	4,5	1,4	26
4,7	20	10,6	1,8	0,497	9,94	4,1	3,6	36

Tab. 1 - výkon a účinnost v závislosti na zátěži (třída AB)

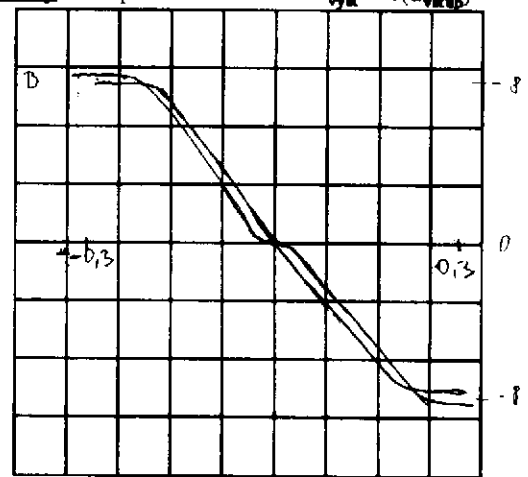
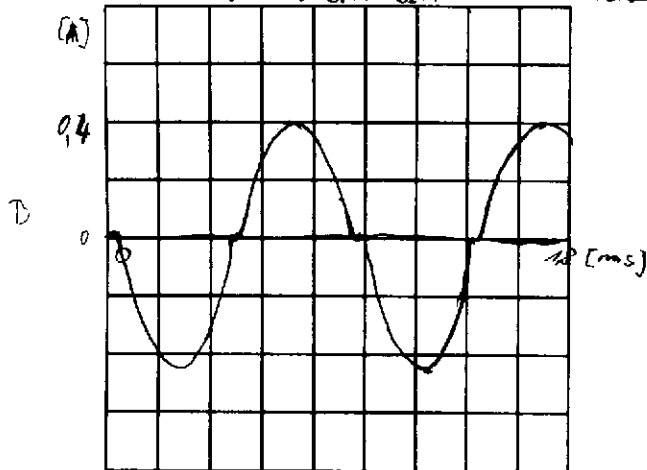


Obr. 8-6 Úplné schéma přípravku

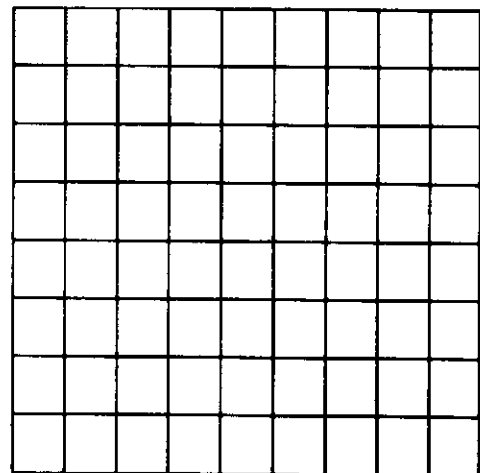
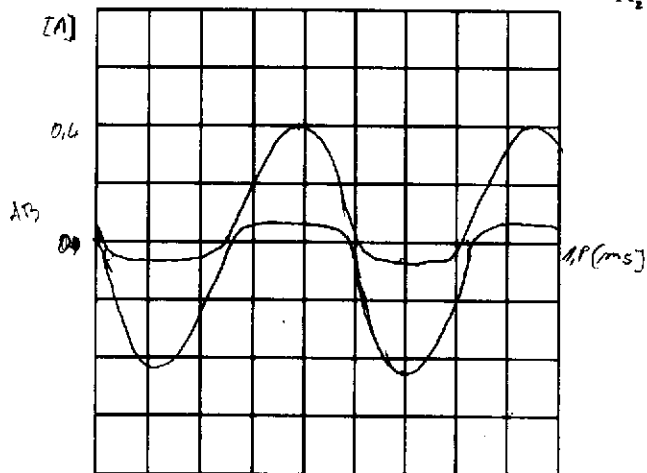
proudy $i_{C1}(t), i_{C2}(t)$

Mřížky pro oscilogramy

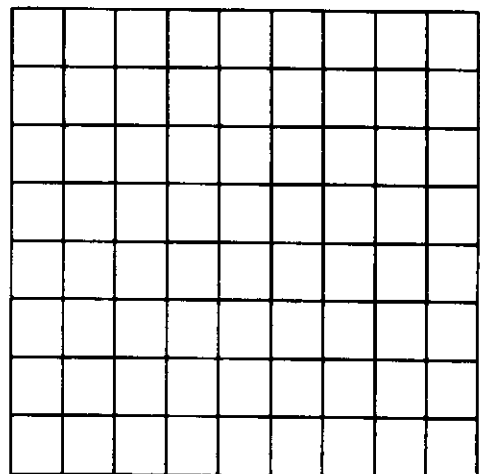
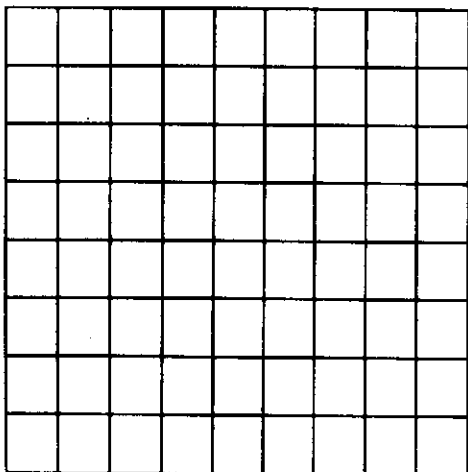
převodní funkce $u_{vyk} = f(u_{vstup})$



$R_z = 15 \Omega$



$R_z = \dots$



$R_z = \dots$

13/5/200? Jubač

9. Tyristor

Zadání: Ověřte vlastnosti zapojení pro fázové řízení výkonu s tyristorem.

Připrava:

1. Prostudujte parametry užitého tyristoru a jejich definice.
2. Prostudujte princip činnosti obvodu pro fázové řízení výkonu s tyristorem.
3. Navrhněte hodnoty všech součástek pro obvod regulátoru výkonu 0 - 50 % s tyristorem KT 206/400 pro žárovku 14V/0,1A a zdroj střídavého napětí U_1 15V/50Hz podle obrázku 9-1.

Úkol měření:

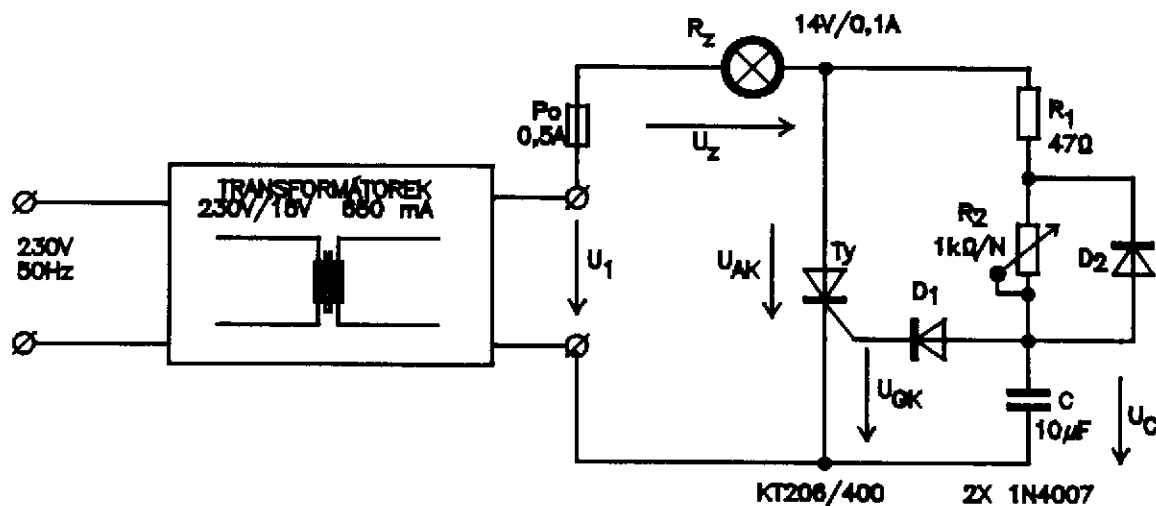
1. Změřte hodnotu sekundárního střídavého napětí napájecího transformátoru naprázdno.
2. Zapojte úlohu a ověřte funkci regulátoru výkonu žárovky (obr. 9-1).
3. Na osciloskopu zobrazte a do grafů zakreslete pod sebe ve správném časovém vztahu postupně průběhy:

- napájecího napětí U_1
- napětí na tyristoru U_{AK}
- napětí na zátěži U_Z
- řídicího napětí U_{GK}
- napětí na kapacitoru U_C

(význam indexů jednotlivých napětí i smysl jejich orientace je zřejmý z obr. 9-1)

POZOR na nebezpečí zkratu přes společný zemní vodič osciloskopu pro oba jeho kanály!

4. Změřte a nakreslete graf závislosti úhlu otevření α na velikosti odporu $R_1 + R_2$ (obr. 9-5).



Obr. 9-1 Schéma zapojení úlohy.

Parametry tyristoru KT 206/400 dle katalogu (TESLA):

Mezní hodnoty				Charakteristické údaje					
$I_{T(AV)}$ [A]	I_{TSM} [A] ($t \leq 10ms$)	$U_{DRM/RRM}$ [V] ($t \leq 10ms$)	I_{FG} [mA]	$I_{DRM/RRM}$ [mA] @ $U_{DRM/RRM} = 600V$	I_H [mA]	I_{GT} [mA]	U_{GT} [V]	U_T [V] @ $I_T = 3A$	du/dt_{crit} [V/ μs]
3	30	400	300	0,5	20	10	1,2	1,7	100

Vysvětlení významu parametrů:

$I_{T(AV)}$ (Thyristor **A**verage **C**urrent) střední propustný proud při plném úhlu otevření.

I_{TSM} (Thyristor **S**urge **M**aximum **C**urrent) je maximální amplituda jednorázového impulsu proudu púlsinového tvaru délky 10 ms.

U_{DRM} (Forward Blocking **R**epetitive **M**aximum Voltage) opakovatelné špičkové blokovací napětí.

U_{RRM} (**R**everse **R**epetitive **M**aximum Voltage) opakovatelné špičkové závěrné napětí.

I_{DRM}, I_{RRM} (Forward, Reverse Blocking Current) blokovací, resp. závěrný proud při napětí U_{DRM} resp. U_{RRM} .

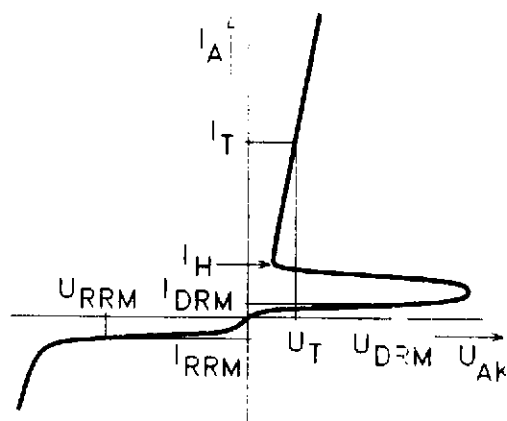
I_L (**L**atching current) přidržený proud

I_H (**H**olding Current) vratný proud.

I_{FG} (**F**orward **G**ate Current) mezní hodnota proudu řídící elektrody.

U_{GT}, I_{GT} (**G**ate **T**hreshold Voltage resp. Current) spínací napětí, resp. spínací proud řídící elektrody.

U_T (Thyristor Voltage) úbytek napětí U_{AK} v propustném směru.



Obr. 9-2 K definici parametrů tyristoru.

Rozbor užitých zapojení:

Princip funkce obvodu na obrázku 9-1:

V záporné půlperiodě anodového napětí U_{AK} se nabíjí kapacitor C cestou $R_1 - D_2$ na amplitudu napájecího napětí. Dioda D_1 je přitom polarizována v závěrném směru a obvodem řídící elektrody tyristoru

neprochází proud. V odbíhající části záporné půlperiody a dále potom v kladné půlperiodě se kapacitor C nabíjí na opačnou polaritu, ale tentokrát cestou $R_1 - R_2$ (dioda D_2 je polarizována v závěrném směru). Jakmile se kapacitor nabíje na hodnotu napětí $U_C > U_{GT} + U_{FDI}$ (U_{FDI} je úbytek napětí na diodě D_1 v propustném směru), začne protékat proud diodou D_1 a obvodem řídicí elektrody tyristoru. Tyristor sepne a drží v sepnutém stavu, překročí-li jeho anodový proud hodnotu přidržného proudu I_H (obvykle nepatrně větší než I_H).

Hodnotu odporu rezistoru R_1 určíme jako nejmenší hodnotu, která při $R_2 = 0 \Omega$ a U_{lmax} omezi proud řídicí elektrody na katalogovou nejvyšší přípustnou hodnotu proudu I_{FG} :

$$R_1 = \frac{U_{lmax} - U_{FDI} - U_{GT}}{I_{FG}} \quad 44 \Omega$$

Odpor potenciometru R_2 určíme z podmínky, aby při jeho maximální hodnotě a při nejmenším úhlu otevření α_M tekla do řídicí elektrody alespoň spínací proud I_{GT} (minimální proud, zaručující sepnutí tyristoru):

$$R_2 = \frac{U_{lmax} \cdot \sin \alpha_M - U_{FDI} - U_{GT}}{I_{GT}} - R_1 \quad 127 \Omega$$

Pro kapacitor C je možné odvodit řešením fázového posuvu pro obvod $C(R_1 + R_2)$ vztah:

$$C \geq \frac{0,65}{f(R_1 + R_2)}, \quad \text{jednodušeji též přibližně : } (R_1 + R_2) C \geq 10 \text{ ms} \quad 9,9 \mu F$$

Cílem bodu 3 úkolu měření je zobrazit na osciloskopu a nakreslit pod sebe ve fázi následující průběhy napětí U_1 , U_{AK} , U_Z , U_{GK} , U_C , označené na obrázku 9-1. Nejdříve zapojíme osciloskop dle obr. 9-3a) a zobrazíme výstupní napětí transformátoru a na druhý kanál osciloskopu připojíme napětí U_{AK} . Při měření dalších průběhů zvolíme do jednoho kanálu osciloskopu vždy ten průběh napětí, který již máme zanesený do grafu a do druhého kanálu zavedeme nový průběh. Tím zaručíme správný časový vztah jednotlivých průběhů při jejich zpracování. Doporučuje se tedy začít zakreslovat do grafů v pořadí určeném obr. 9-3 a jeho schematicy zapojení.

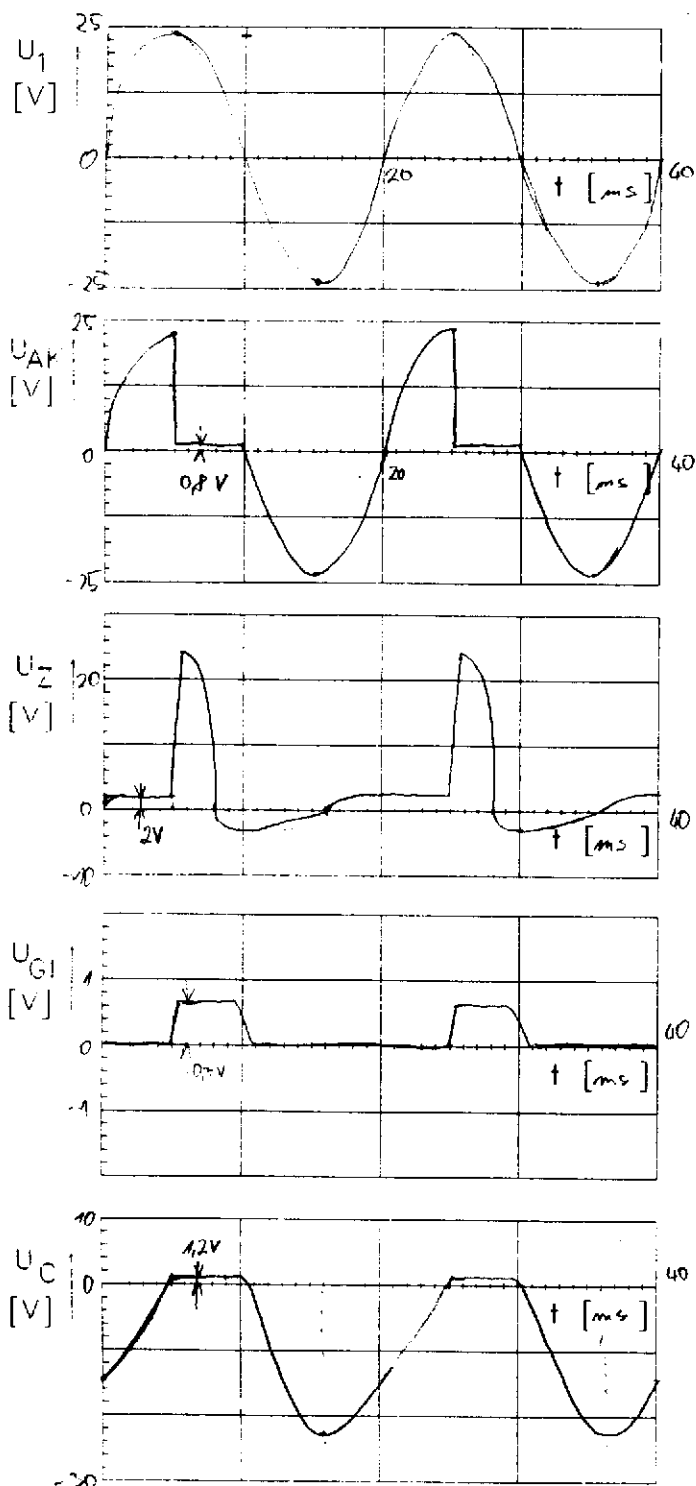
Upozornění!!!

Vzhledem k tomu, že v osciloskopu oba kanály A i B mají tentýž společný vodič, je nutné při měření průběhů U_Z a U_{AK} zapojit společný vodič osciloskopu na anodu tyristoru tak, jak je znázorněno na obrázku 9-3b). Vstup kanálu A musíme připojit na napětí U_Z , vstup kanálu B na napětí U_{AK} a invertovat jeho zobrazení tlačítkem +/- kanálu B. Správnému zapojování společných vodičů kanálů A a B osciloskopu je nutné věnovat maximální pozornost, neboť při jejich připojení ke dvěma různým uzlům obvodu jsou tyto uzly galvanicky propojeny a hrozí poškození přístrojů zkratem!!!

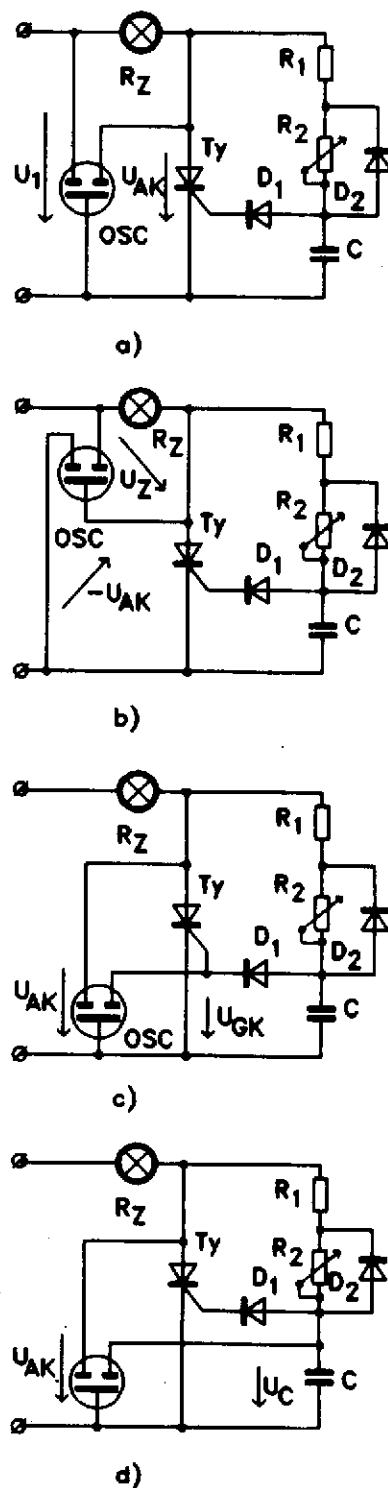
Při měření závislosti úhlu otevření α na velikosti odporu $R_1 + R_2$ budeme odečítat úhel otevření osciloskopem a velikost odporu $R_1 + R_2$ změříme k danému úhlu α ohmmetrem při **odpojeném napájecím napětí** U_1 a alespoň jedné odpojené svorce kombinace $(R_1 + R_2)$ od obvodu.

Výsledky:

Naměřené průběhy bodu 3 úkolu měření (včetně okótování všech významných úrovní napětí) dle obr. 9-3 a) až d).



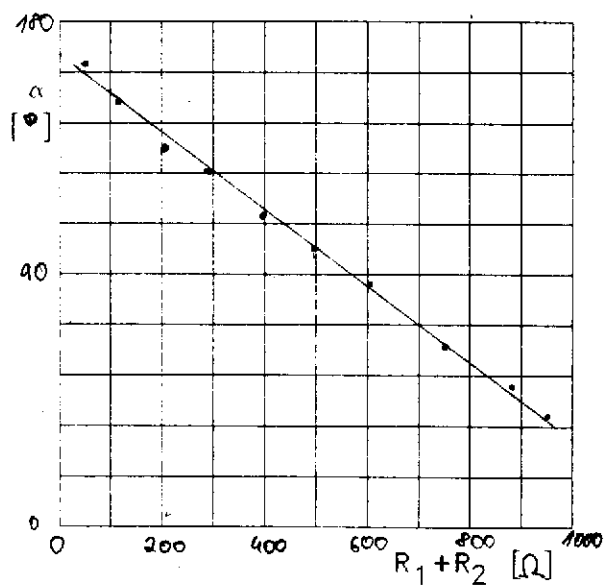
Obr. 9-3 Naměřené průběhy napětí



Obr. 9-4 Měřicí zapojení

Naměřené hodnoty závislosti úhlu otevření α na velikosti odporu $R_1 + R_2$:

$\alpha [^\circ]$	39,6	50,4	64,8	86,4	100,8	111,6	126	136,8	151,2	165,6
$R_1 + R_2 [\Omega]$	948	877	750	615	489	396	288	208	112	51



Obr. 9-5 Úhel otevření v závislosti na odporu

13/ 5/2004. Juleš AS

10. Operační zesilovač I.

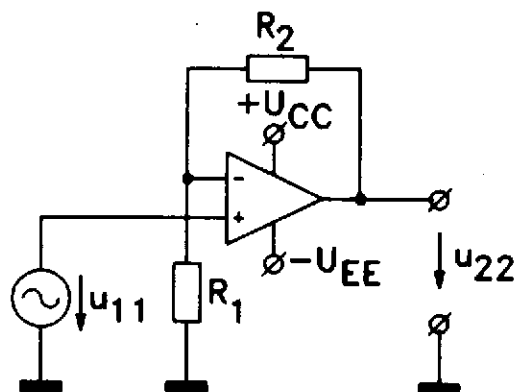
Zadání: Ověřte vlastnosti operačního zesilovače a jeho základních zapojení.

Domácí příprava:

1. Prostudujte katalogové parametry užitého operačního zesilovače a jejich definice.
2. Prostudujte princip činnosti základních zapojení obvodů s operačním zesilovačem.
3. Prostudujte principy zapojení periferie OZ potřebné k vytvoření struktury invertujícího a neinvertujícího zesilovače napětí, sledovače napětí

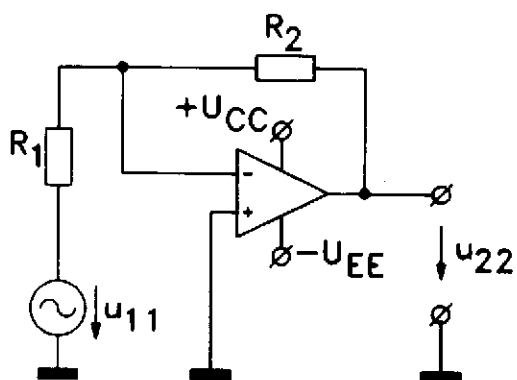
Úkol měření:

1. Postupně vytvořte zapojení **neinvertujícího** (obr. 10-1) a **invertujícího** (obr. 10-2) **zesilovače napětí** s operačním zesilovačem typu 741. Generátor harmonického napětí připojte na vstup a pomocí osciloskopu i voltmetru ověřte platnost vztahů pro výpočet přenosu napětí ideálním OZ pro oba typy zapojení. Všimněte si vzájemné polaritě změn vstupního a výstupního napětí.



Obr. 10-1: Neinvertující zesilovač napětí s OZ

2. a) Vytvořte obvod OZ s napěťovým zesilením signálu aspoň 100. Změřte stejnosměrné výstupní napětí u_{22} při nulovém vstupním napětí. **Vykompenzujte vliv vstupních proudů OZ** na klidovou hodnotu (tj. bez signálu) výstupního signálu zapojením stejných hodnot odporu do obou vstupů OZ podle obr. 10-3. Výsledek kompenzace ověřte měřením stejnosměrného výstupního napětí OZ při nulové hodnotě vstupního signálu.



Obr. 10-2: Invertující zesilovač napětí s OZ

b) V zapojení podle obr. 10-3 změřte hodnotu **vstupní napěťové nesouměrnosti**

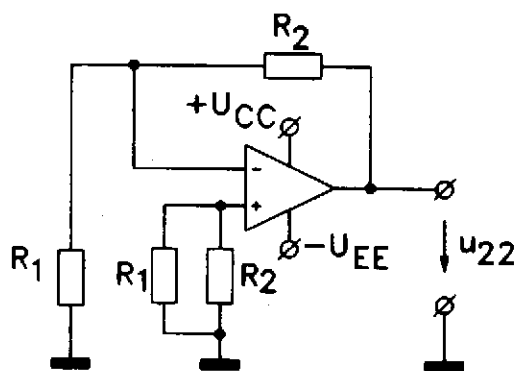
$$U_{io} = \frac{u_{22}}{A_v}$$

kde A_v je hodnota zesílení změřená v bodě 1).

c) Zapojte a vyzkoušejte **ruční kompenzaci** U_{io} pomocí vnějšího potenciometru, tj. nastavení U_{io} na nulu v režimu OZ bez vstupního signálu (obr. 10-4).

3. Pomocí obvodu zapojeného podle obr. 10-5 určete **hodnotu klidového vstupního proudu** OZ vyplývající ze vztahu

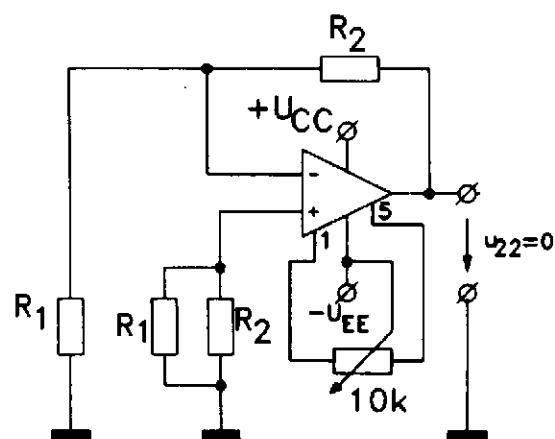
$$I_{IB} = \frac{u}{2R}$$



Obr. 10-3: Měření U_{io} (stejnosměrné napětí)

Před měřením zjistěte hodnotu vnitřního odporu voltmetru a výsledek měření podle ní opravte.

4. V zapojení podle obr. 10-1 se ziskem nastaveným na 40 dB připojte na vstup harmonický signál nízkého kmitočtu (10 až 100 Hz) s tak velkou amplitudou, aby se na výstupu objevilo výrazné amplitudové omezení; vyhoví přebuzení vstupu zhruba desetinásobkem maximální nezkresleně zpracovatelné vstupní amplitudy. Postupně zvyšujte kmitočet signálu tak, aby začalo být zřetelné nenulové trvání přechodových hran na výstupu. Tvar výstupu přitom začne z téměř pravoúhlého tvaru přecházet v lichoběžníkový až pilovitý. Tvar výstupního signálu sledujte osciloskopem.



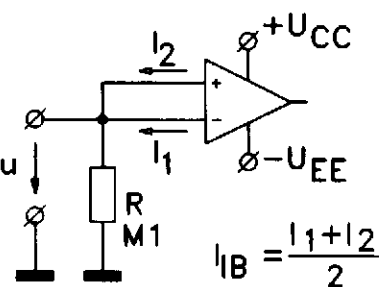
Obr. 10-4: Kompenzace U_{10}

a) Stanovte **rychlost přeběhu** měřením strmosti přechodové hrany. Před odečtením strmosti zkontrolujte, zda skutečně měříte přeběhovou hranu, tj. zda strmost přechodové čáry zůstává stálá při nepříliš velké změně (např. o $\pm 10\%$) amplitudy nebo kmitočtu budicího signálu.

$$SR = \frac{\Delta u_{22}}{\Delta t}$$

b) Stanovte **závislost vybuditelnosti OZ** (maximální nezkreslené amplitudy výstupního napětí) na hodnotě zatěžovacího odporu R_Z .

Poznámka: Protože generátor harmonického průběhu, který máte na pracovišti k dispozici, není schopen dodat budicí signál s tak velkou amplitudou, abyste dosáhli na výstupu OZ potřebného zkreslení, je nutné užívat zapojení s dostatečně velkým napěťovým zesílením, např. podle obr. 10-1 nebo obr. 10-2.



Obr. 10-5: Měření I_B (stejnoseměrný proud)

Důležité parametry užitého OZ podle katalogu: (MC1741 - MOTOROLA)

I_{1B} [μA]	U_{10} [mV]	I_{10} [nA]	A_{v0} [V/mV]	BW($A_v = 1$) [MHz]	SR($A_v = 1$) [V/ μs]	U_{cc} [V]	U_{cc} [V]
MAX	MAX	MAX	MIN	TYP	TYP	MIN	MAX
0,5	6,0	200	20	1,0	0,5	± 3	± 18

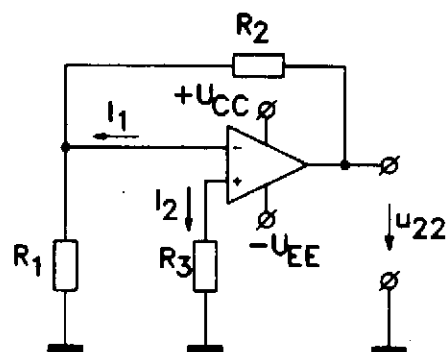
Poznámky:

Vstupní napěťová nesouměrnost U_{10} (V) je hodnota **rozdílového napětí**, kterou musíme přivést mezi vstupní svorky operačního zesilovače, aby se na jeho výstupu objevilo napětí rovné nule (předpokládá se výstup naprázdno - bez zátěže). U ideálního OZ má být $U_{10} = 0$. U reálného OZ se prakticky vždy U_{10} od nuly liší, nejčastěji následkem nedokonalého souběhu charakteristik vstupního rozdílového zesilovače. Její hodnota může být kladná i záporná a její znaménko nelze předem určit, protože je to veličina náhodná. Podle okolností může i nemusí částečně kompenzovat vliv vstupního klidového proudu I_{1B} na výstupní napětí OZ. Při zpracování stejnosměrných signálů, případně při stejnosměrné vazbě OZ na další elektronické obvody ji musíme kompenzovat nebo užít OZ s malou hodnotou U_{10} .

Vstupní klidový proud I_{IB} je hodnota proudu, který prochází vstupními svorkami operačního zesilovače, jestliže jsou přivedeny na potenciál společného vodiče (za předpokladu, že zesilovač pracuje v takovém režimu, že jeho výstupní napětí nedosahuje kladné ani záporné nasycené hodnoty). U ideálního OZ je $I_{IB} = 0$. Pro poloideální OZ platí:

$$I_{IB} = \frac{(I_1 + I_2)}{2} \neq 0,$$

kde I_1 a I_2 jsou proudy jednotlivých vstupů OZ. Proud I_1 , I_2 protékají součástkami, připojenými ke vstupům (v obr. 10-6 rezistory R_1 , R_2 , R_3), což se vlivem úbytků na nich projeví stejně, jako bychom na vstupy přivedli tato napětí. Jsou-li hodnoty stejnosměrného odporu v obou vstupech stejné, vliv obou úbytků se vzájemně zruší. U plně reálného OZ nemají proudy I_1 a I_2 přesně tutéž hodnotu (projevuje se nenulová hodnota **vstupní proudové nesouměrnosti** I_{IO}), takže i při stejných hodnotách stejnosměrného odporu v obou vstupech nejsou úbytky na nich stejně velké a výsledek bude obdobný jako u vstupní napěťové nesouměrnosti. Navenek se opět projeví jako nenulové výstupní napětí OZ při nulovém vstupním napětí. Protože i proudová nesouměrnost je veličina náhodná, může existence I_{IO} částečně kompenzovat vliv U_{IO} , ale může se naopak k němu i přičítat. Pro obvod podle obr. 10-6 lze pro vliv součtu a rozdílu klidových vstupních proudů I_1 , I_2 užitím Kirchhoffových zákonů odvodit vztah



Obr. 10-6: Vstupní proudy OZ

$$u_{22} = I_2 R_2 \left(\frac{R_2}{R_1} + 1 \right) - I_1 (R_1 \parallel R_2) \frac{R_2}{R_1} = \left(R_3 \frac{R_1 + R_2}{R_1} - R_2 \right) \frac{I_1 + I_2}{2} + \left(R_2 + R_3 \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) \frac{I_1 - I_2}{2}.$$

První člen na pravé straně lze vynulovat volbou hodnot rezistorů tak, aby platilo $R_3 = R_1 \parallel R_2$. Obecně to znamená připojení shodných stejnosměrných odporů do obou vstupů. Tím vyloučíme vliv vstupních proudů na výstupní napětí OZ, nikoliv ale vliv vstupní proudové nesouměrnosti. Všechny tyto úvahy platí plně pro OZ s bipolárními tranzistory na vstupech, jen omezeně pro OZ se vstupními tranzistory JFET a prakticky vůbec ne pro OZ se vstupními tranzistory MOSFET. U obou posledně zmíněných typů jsou sice vstupní proudy o mnoho řádů menší, než u vstupů s bipolárními tranzistory, zato ale jsou u nich vstupní proudové nesouměrnosti zpravidla tak velké, že výše popsaná metoda kompenzace stejnými odpory ve vstupech je zcela neúčinná.

Chybové parametry U_{IO} a I_{IO} způsobují největší stejnosměrné chyby a proto je třeba starat se o jejich kompenzaci přednostně. Na druhé straně jsou dnes k dispozici i takové OZ, jejichž konstrukce je podřízena dosažení co nejmenších stejnosměrných nesouměrností (laserem dostavované hodnoty rezistorů ve vstupním zesilovači, OZ s interní přeměnou stejnosměrného vstupního signálu na střídavý a po jeho zesílení zpětný převod na signál stejnosměrný a jiné), ovšem vždy za cenu zhoršení parametrů jiných, zpravidla dynamických. Podobné OZ jsou přirozeně drahé.

Zesílení s otevřenou smyčkou zpětné vazby A_{vO} [V/mV] je napěťové zesílení OZ v případě, že není zavedena žádná zpětná vazba. V tabulce uvedené hodnota $A_{vO} = 20$ V/mV znamená pouze jiný zápis údaje $A_{vO} = 20\,000$.

Šířka kmitočtového pásma BW (Bandwidth @ $A_v = 1$) je dána jako horní mezní kmitočet vzhledem k tomu, že OZ jsou vázány stejnosměrně, takže jejich dolní mezní kmitočet je roven nule. Podmínka uvedená v závorkách, tj. ($A_{vO} = 1$) znamená, že za horní mezní kmitočet považujeme ten, při němž napěťové zesílení s uzavřenou smyčkou záporné zpětné vazby klesne na jednotkovou hodnotu

(v logaritmickém vyjádření $A_{v0} = 0$ dB), při dané kmitočtové kompenzaci a amplitudě signálu tak malé, aby se neuplatnila omezení způsobená konečnou rychlostí přeběhu.

Rychlost přeběhu SR (Slew Rate) je největší rychlost, s jakou je OZ schopen měnit svoje výstupní napětí při dané kmitočtové kompenzaci a zpracování velkého signálu (ale ne tak velkého, že by způsobil zkreslení výstupu při pomalých změnách, tj. při nízkých kmitočtech!). Přeběhová rychlost závisí téměř výlučně na hodnotách součástek pro kmitočtovou kompenzaci amplitudové kmitočtové charakteristiky, vůbec nezávisí na momentálně nastaveném zesílení (stupni záporné zpětné vazby) ani (při překročení jisté minimální hodnoty) na amplitudě nebo rychlosti časové změny vstupního signálu. Závisí však na zesílení OZ s otevřenou zpětnovazební smyčkou a někdy i na polaritě (směru změny výstupního napětí). Přivedeme-li na vstup OZ harmonický signál $u = U_M \sin \omega t$, bude rychlost časové změny tohoto napětí dána derivací

$$\frac{du}{dt} = \omega U_M \cos \omega t = 2\pi f U_M \cos(2\pi f t).$$

Největší rychlost změny harmonického napětí takto definovaného nastává v okamžicích $t = 0 + k\pi$, kde k je libovolné přirozené číslo a její hodnota bude

$$\left(\frac{du}{dt}\right)_{MAX} = 2\pi f U_M.$$

Má-li OZ rychlost přeběhu **SR**, bude nejvyšší kmitočet f , při kterém ještě zesilovač dokáže vytvořit na výstupu harmonický signál s amplitudou U_M bez nelineárního zkreslení dán vztahem

$$f_{MAX} = \frac{SR}{2\pi U_M}.$$

Užitím posledního vztahu také můžeme vypočítat největší dosažitelnou nezkreslenou amplitudu harmonického signálu U_M na výstupu OZ pro zvolený kmitočet f , což je důležité při návrhu obvodů OZ určených pro zpracování velkých signálů s vysokým kmitočtem. Potom platí:

$$U_M = \frac{SR}{2\pi f}.$$

Výsledky:

1. Neinvertující zapojení OZ:

zvoleno: $R_1 = 1k\Omega$ $R_2 = 100k\Omega$
ideální OZ (teoretický předpoklad):

$$A_u = \frac{u_{22}}{u_{11}} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{100k\Omega}{1k\Omega} = 101$$

reálný OZ (výsledek měření):

$$u_{22} = 4V \quad u_{11} = 0.04V \quad A_u = 100$$

fázový posuv mezi u_{11} a u_{22} : $\varphi = 0^\circ$

2. Invertující zapojení OZ:

zvoleno: $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$

ideální OZ (teoretický předpoklad):

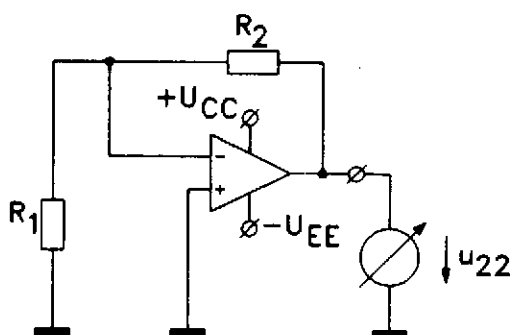
$$A_u = \frac{u_{22}}{u_{11}} = -\frac{R_2}{R_1} = -\frac{100 \text{ k}}{1 \text{ k}} = -100$$

reálný OZ (výsledek měření):

$u_{22} = 5,9 \text{ V}$ $u_{11} = 0,06$ $A_u = -98,3$

fázový posuv mezi u_{11} a u_{22} : $\varphi = 180^\circ$

a) Bez kompenzace vstupních proudů

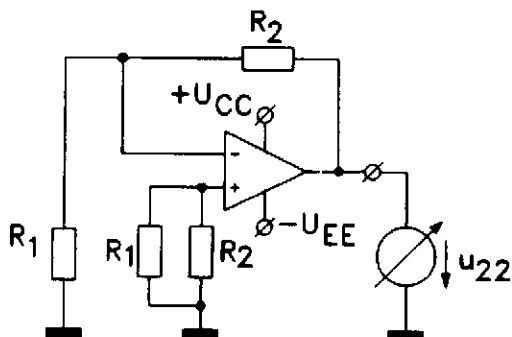


$R_1 = 1 \text{ k}\Omega$

$R_2 = 100 \text{ k}\Omega$

$u_{22} = 0,036 \text{ V}$

b) S kompenzací vstupních proudů



$R_1 = 1 \text{ k}\Omega$

$R_2 = 100 \text{ k}\Omega$

$u_{22} = 0,030 \text{ V}$

c) Vstupní napěťová nesouměrnost:

$$U_{10} = -\frac{u_{22}}{A_u} = -\frac{0,030}{-98,3} = 0,3 \text{ mV}$$

3. Vstupní proud OZ:

$$I_{IB} = \frac{U}{2R} = \frac{6,5 \text{ mV}}{2 \cdot 100 \text{ k}\Omega} = \dots\dots\dots 32,5 \dots\dots\dots [\text{mA}]$$

$$= 32,8 \text{ mA} \text{ - slysem}$$

to DŮ je napájecí
dávka v voltmetru
(jako odpor v popisu)

4. a) Rychlost přeběhu:

$$SR = \frac{\Delta u_{22}}{\Delta t} = \frac{16 \text{ V}}{26 \mu\text{s}} = \dots\dots\dots 0,6 \dots\dots\dots [\text{V}/\mu\text{s}]$$

b) Dosažitelná výstupní amplituda v závislosti na zatížení; $u_{22} = f(R_z)$:

$u_{22} [\text{V}]$							
$R_z [\Omega]$							

$$\frac{10 \cdot 10^6 \cdot 10^5}{10 \cdot 10^6 + 10^5} = 99010 \Omega$$

20/5/2004. Štěpán Koz

11. Operační zesilovač II.

Zadání: Ověřte hlavní dynamické vlastnosti operačního zesilovače

Domácí příprava:

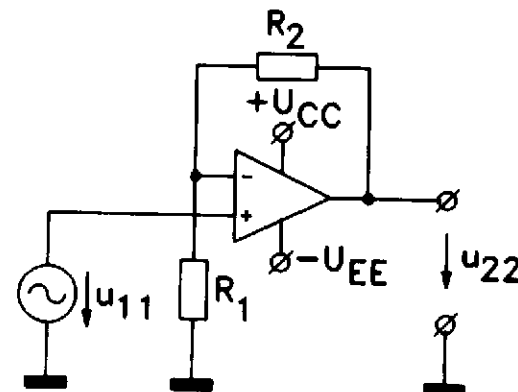
1. Prostudujte potřebné katalogové parametry užitého operačního zesilovače a jejich definice. Výpis hlavních katalogových údajů naleznete v návodu k předcházející úloze.
2. Prostudujte princip činnosti příslušných zapojení obvodů s operačním zesilovačem.
3. Prostudujte principy zapojení periferie OZ potřebné k vytvoření struktury komparátoru, komparátoru s hysterezí a astabilního klopného obvodu.

Úkol měření:

1. Změřte mezní kmitočet operačního zesilovače.

a) Vytvořte neinvertující zapojení s nastaveným zesilením 10 až 100 podle obr. 11-1. V zapojení podle obrázku připojte na vstup harmonický signál nízkého kmitočtu (např. 100 Hz) s takovou amplitudou, aby amplituda na výstupu zesilovače byla 100 mV. Kmitočet signálu f nyní postupně zvyšujte, přitom seřizováním vstupního napětí udržujte amplitudu výstupního napětí na hodnotě 100 mV; pokračujte až do kmitočtu f , při kterém napěťové zesílení poklesne na hodnotu $A_v = 1$ (tj. až k vybudzení výstupu na amplitudu 100 mV bude třeba vstupní amplitudy 100 mV). Potom platí, že šířka pásma BW operačního zesilovače je

$$BW = f.$$



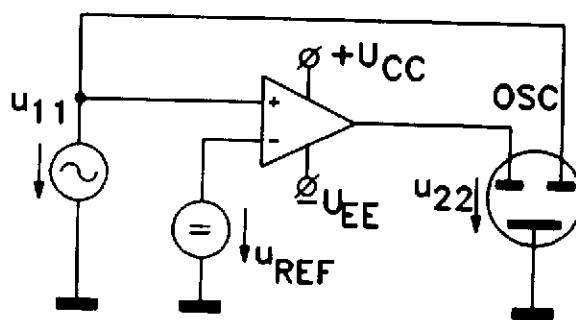
Obr. 11-1: Zapojení OZ pro měření SR a BW.

b) Postupně přivádějte na vstup kmitočty, snižující se od mezního kmitočtu změřeného v předchozím bodě geometrickou řadou s kvocientem 0,5 (tj. po oktávách) a při každém kmitočtu určete největší dosažitelnou výstupní amplitudu, při které se ještě neprojeví zkreslení přeběhovou rychlostí. Z této řady bodů nakreslete do připravené mřížky graf **charakteristiky vybuditelnosti**.

2. Vytvořte **obvod komparátoru** podle obr. 11-2.

a) Ověřte odezvu komparátoru při různých hodnotách referenčního napětí U_{REF} (včetně nulového) na vstupní signály v celém rozsahu dovolených hodnot.

b) Referenční napětí U_{REF} vytvářejte odporovým děličem s užitím vestavěných rezistorů, potenciometru a zdrojů napájení OZ (U_{CC} , resp. U_{EE}).



Obr. 11-2: Základní komparátor s OZ

3. **Doplňte komparátor hysterezí** podle obr. 11-3 (rezistory R_1 , R_2).

a) Pomocí osciloskopu provozovaného v režimu X-Y zobrazte převodní charakteristiku komparátoru

$$u_{22} = f(u_{11})$$

pro různé hodnoty hystereze (křivky 2,3) včetně $U_H = 0$ (křivka 1). Užijte obvodu podle obr. 11-3.

b) Stanovte řádovou hodnotu zesílení s otevřenou smyčkou A_o . Hodnota A_o odpovídá hodnotě poměru $R_2 : R_1$, při které se právě začne objevovat hystereze na převodní charakteristice komparátoru, resp. právě začne zvětšovat hodnota hystereze, kterou vykazuje samotný OZ bez kladné zpětné vazby.

Poznámka 1: Hystereze se na převodní funkci $u_{22} = f(u_{11})$ může projevit jen tehdy, když je splněna podmínka

$$A_o \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) > 1 ,$$

čili jen když celkové napěťové zesílení ve smyčce kladné zpětné vazby je větší než jednotkové. Hystereze se začne objevovat (resp. zvětšovat od hodnoty dané parazitními tepelnými vazbami uvnitř zesilovače) právě když hodnota podílu R_2/R_1 překročí hodnotu A_o .

Poznámka 2: Pro měření A_o užívejte co nejnižšího kmitočtu budicího harmonického signálu, abyste se vyhnuli vlivu velmi nízkého zlomového kmitočtu charakteristiky zesilovače vyvolaného vnitřní kmitočtovou kompenzací.

4. Vytvořte zapojení **astabilního klopného obvodu** (multivibrátoru) podle obr. 11-4.

a) Zobraďte osciloskopem a nakreslete časové průběhy napětí na časovacím kapacitoru a na výstupu OZ pro varianty obvodu s $R_1 = R_2$ a $R_1 < R_2$.

Poznámka: Bývá dobrým zvykem volit $R_2 > R_1$, aby hystereze komparačních úrovní pro neinvertující vstup byla co nejmenší. Čím je menší, tím strmější je nárůst i pokles napětí na kapacitoru a tím stabilnější je vlastní kmitočet multivibrátoru.

b) Ověřte platnost výrazu pro výpočet doby kmitu (tj. trvání půlperrody) multivibrátoru za předpokladu, že nasycené hodnoty výstupního napětí v kladné i záporné polaritě jsou shodné:

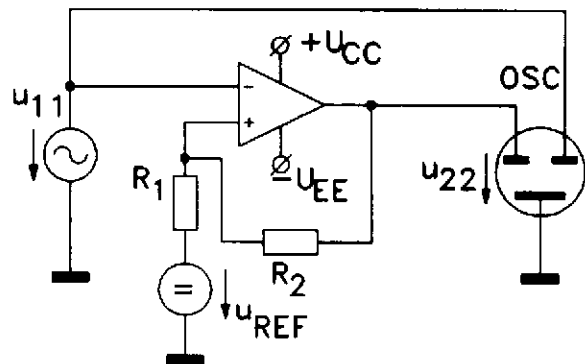
$$t = \tau \cdot \ln \left[\frac{(2R_1 + R_2)}{R_2} \right] ,$$

kde $\tau = R_3 \cdot C$.

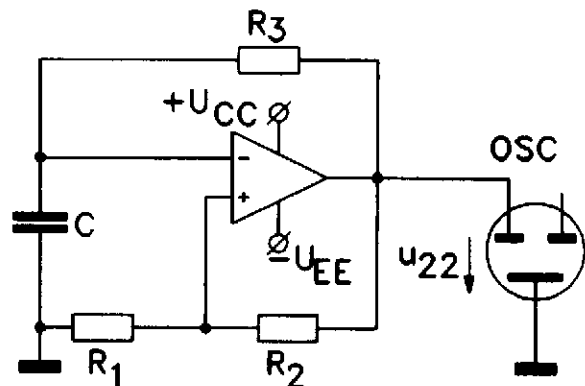
Výsledky:

1. Šířka pásma:

BW = ...[MHz]



Obr. 11-3: Komparátor s hystezí



Obr. 11-4: Astabilní klopný obvod s OZ

3. Převodní funkce komparátoru:

a) parametry grafů:

osa $u_{11} = V/\text{dílík} = \dots\dots\dots$

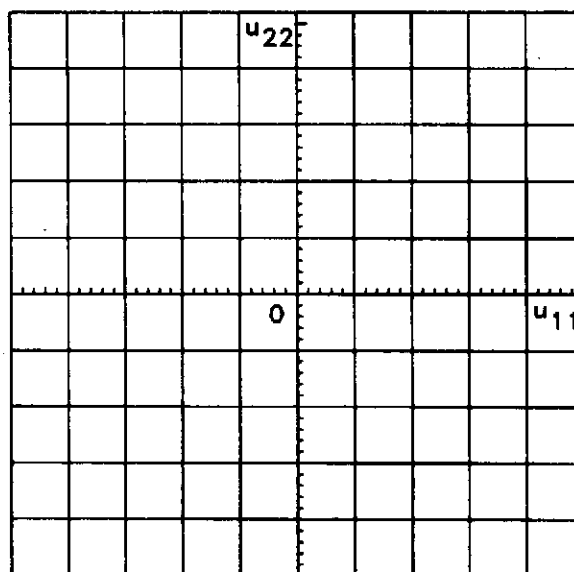
osa $u_{22} = V/\text{dílík} = \dots\dots\dots$

křivka 1:

$R_1 = \dots\dots\dots [\Omega]$

$R_2 = \dots\dots\dots [\Omega]$

$u_H = \dots\dots\dots [\text{mV}]$



Mřížka pro převodní funkci komparátoru
(křivka 1)

křivka 2:

$R_1 = \dots\dots\dots [\Omega]$

$R_2 = \dots\dots\dots [\Omega]$

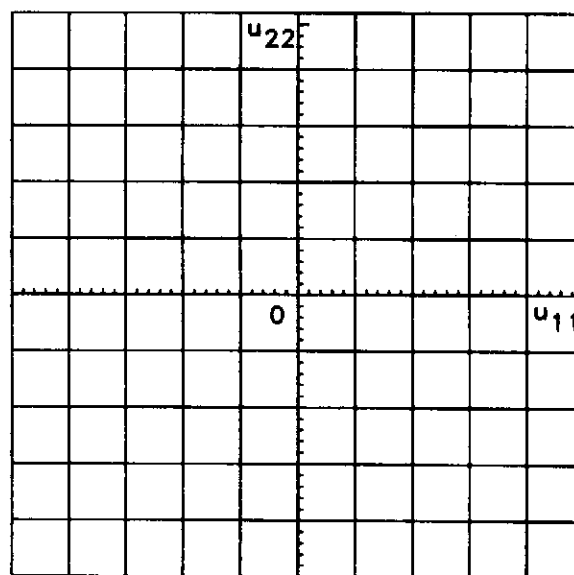
$u_H = \dots\dots\dots [\text{mV}]$

křivka 3:

$R_1 = \dots\dots\dots [\Omega]$

$R_2 = \dots\dots\dots [\Omega]$

$u_H = \dots\dots\dots [\text{mV}]$



Mřížka pro převodní funkci komparátoru
(křivky 2, 3)

b) $A_{uo} = \dots\dots\dots$

Saturační napětí:

pro kladný výstup: $u_{22}^+ = \dots\dots\dots$

pro záporný výstup: $u_{22}^- = \dots\dots\dots$

8. Astabilní klopný obvod:

Výpočet doby kmitu:

a) $R_1 = R_2 = \dots\dots\dots$

$t = \tau = R, C = \dots\dots\dots = \dots\dots\dots [\dots\dots\dots \text{s}]$

$R_3 = \dots\dots\dots$

$C = \dots\dots\dots$

Změřená doba kmitu: $t = \dots\dots\dots [\text{s}]$

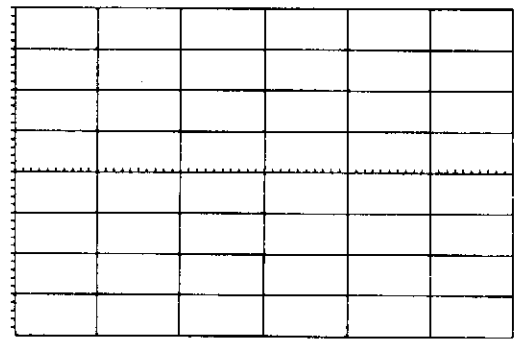
b) $R_1 < R_2$: $R_1 = \dots\dots\dots$ $R_2 = \dots\dots\dots$

$R_3 = \dots\dots\dots$ $C = \dots\dots\dots$

Výpočet doby kmitu:

$$t = \tau \cdot \ln \left(\frac{2R_1 + R_2}{R_2} \right) = R_3 \cdot C \cdot \ln \left(\frac{2R_1 + R_2}{R_2} \right) =$$

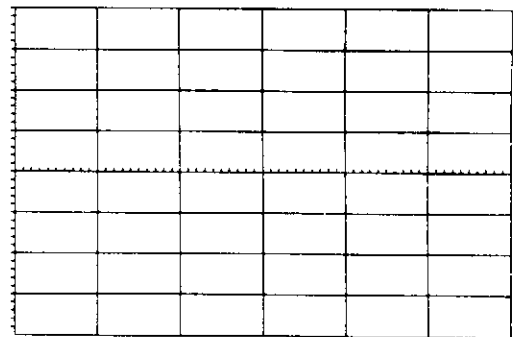
$= \dots\dots\dots [s]$



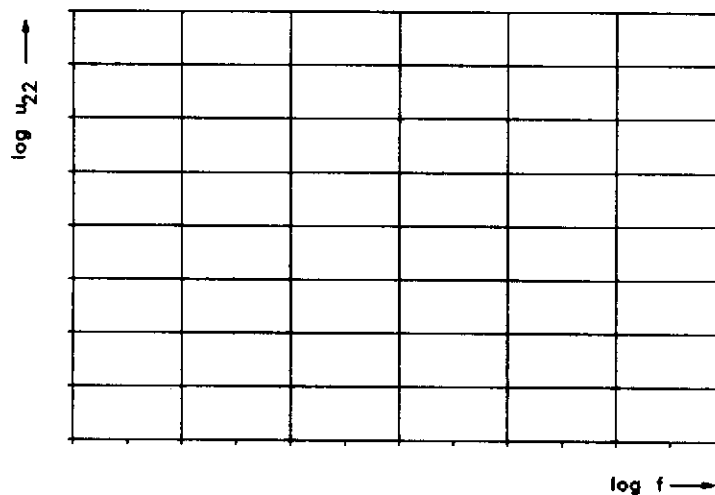
Mřížka pro průběhy multivibrátoru a)

Změřená doba kmitu:

$t = \dots\dots\dots [s]$



Mřížka pro průběhy multivibrátoru b)



Mřížka pro charakteristiku vybuditelnosti

/ /200 .

12. Optoelektronické součástky

Zadání: Ověřte vlastnosti fotorezistoru, fotodiody, fototranzistoru a optronu. Změřte jejich hlavní parametry.

Připrava: Prostudujte princip činnosti a aplikace zdrojů záření (svítivky) a detektorů záření (fotorezistor, fotodioda, fototranzistor).

Úkol měření:

1. V zapojení dle obr.12-1 změřte převodní proudovou charakteristiku $I_C = f(I_F)$ pro vhodně zvolenou hodnotu R_B a určete proudový přenosový činitel CTR (**C**urrent **T**ransfer **R**atio)

$$\text{CTR} = (I_C / I_E) \cdot 100 [\%]$$

v lineární části převodní charakteristiky $I_C = f(I_E)$.

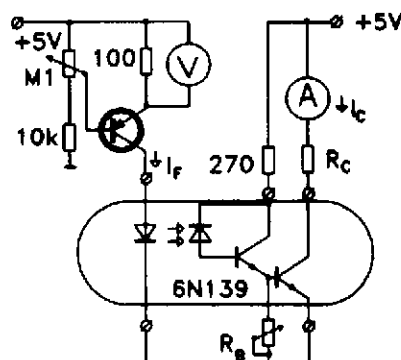
Převodní charakteristiku změřte v 10 bodech a

zakreslete ji do grafu tak, abyste dobře pokryli celý rozsah charakteristiky. Proud diodou měřte prostřednictvím úbytku napětí na rezistoru $100\ \Omega$, přepočteného na proud.

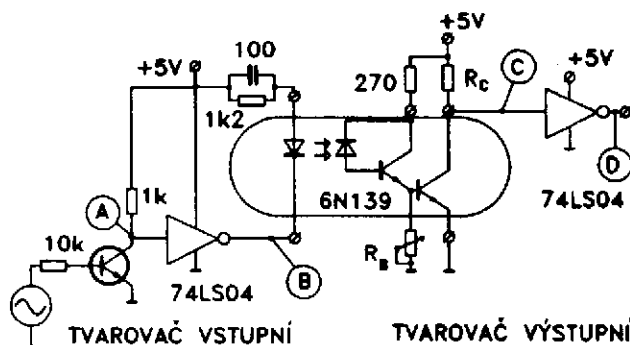
2. Zapojte obvod dle obr. 12-2 s napájecím napětím $U_{cc} = 5V$ a zakreslete pod sebe (správně ve fázi a s oceichenými osami času a

napětí) průběhy napětí v bodech A, B, C, D, které odečtete na osciloskopu. Všimněte si vlivu rezistoru R_B na tvar signálu v bodě C a vlivu kolektorového odporu (1k, 5k Ω , 56k) na signál v bodě C a D.

Vstupní tvarovač slouží pro převod harmonického napětí na obdélníkové, které nemáme k dispozici a které je třeba pro zajištění nutných napěťových úrovní číslicového obvodu. Amplitudu napětí z generátoru nastavte na maximum.



Obr. 12-1



Obr. 12-2

Parametry optronu 6N139 (TOSHIBA):

Výstupní proud			Max. napájecí napětí	Izolační napětí	Rychlost přenosu dat
Min. [mA]	@ I _F [mA]	@U _O [V]	U _{oc} [V]	U _{isol} [V _{ef}]	NRZ (bit/s)
2.0	0.5	0.4	20	2500	10 ⁵
8.0	1.6	0.4			

Upozornění!!:

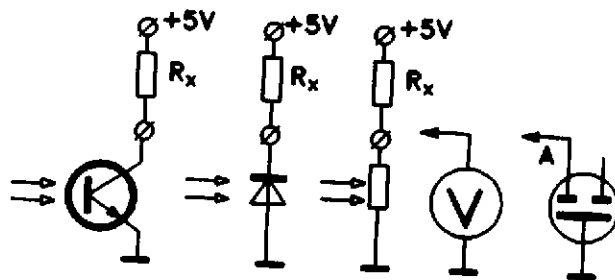
Chceme-li připojit výstup optronu (tj. kolektor výstupního tranzistoru optronu) na číslcový integrovaný obvod TTL 74LS04, nesmí napájecí napětí optronu překročit hodnotu asi 5,5 V. Při vyšším napětí se obvod TTL zničí průrazem vstupního tranzistoru.

3. V zapojení s fototranzistorem, fotodiodou a fotorezistorem dle obr. 12-3 zjistíte při napájecím napětí 5V vhodnou hodnotu zatěžovacího rezistoru R_x (z výběru na přípravku) z hlediska co největšího rozdílu výstupních napětí detektoru pro dvě úrovně optického signálu:

- 1) se zakrytým detektorem,
- 2) s odkrytým detektorem.

Optický signál nechť je tvořen zářením

zářivkového osvětlení místnosti. Vhodnou hodnotu odporu zjistíte pro stejnosměrnou i střídavou složku optického signálu. Pro zobrazení střídavého signálu užíjte osciloskopu.



Obr. 12-3

Parametry:

WK 65060 (napáňovaný fotoodpor TESLA):

P_{max}	U_{max}	$R_x @ E @ \lambda$		
[mW]	[V]	[k Ω]	[lx]	[nm]
50	50	0,6 - 3,6	100	540 - 580

BPX 81 (fototranzistor SIEMENS):

Aktivní plocha	Fotoproud @ $U_{CE} @ E$			U_{CE0}
[mm ²]	[mA]	[V]	[lx]	[V]
0,17	0,63 - 5	5	1000	32

BP 104 (Fotodioda SIEMENS):

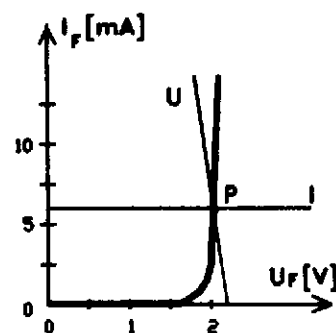
Aktivní plocha	Spektrální citlivost @ λ		Proud za tmy @ U_R		U_{Rmax}
[mm ²]	[nA/lx]	[nm]	[nA]	[V]	[V]
5	40	950	2	10	30

Rozbor užitých zapojení:

Obr. 12-1:

Dioda optronu je napájena ze zdroje konstantního proudu, který je tvořen tranzistorem PNP, rezistory 10k Ω a 100 Ω a potenciometrem M1. Důvodem užití zdroje proudu je tvar VA charakteristiky svítivky v oblasti, kde dochází k emisi záření o požadované intenzitě (obr. 12-4). Uějeme-li zdroj napětí s rezistorem v sérii, pak pracovní bod svítivky (P) dostaneme jako průsečík VA charakteristiky svítivky a např. zatěžovací přímky U. Uějeme-li zdroj konstantního proudu, pak pracovní bod svítivky (P) dostaneme např. jako průsečík zatěžovací přímky I a VA charakteristiky svítivky. Proč tvoří diskutované zapojení skutečně zdroj konstantního proudu, vysvětluje obr. 12-5. Zajistíme-li napájení báze malým konstantním proudem I_B (pomocí zdroje napětí a rezistoru o relativně velké hodnotě odporu, tj. duálním obvodem ke zdroji proudu), potom **pro libovolnou zátěž** v kolektoru (v našem případě tvořenou svítivkou) teče touto zátěží stejný proud $I_C = I_F = \text{konst.}$. Z obr. 12-5 je patrné, že je to dáno tvarem výstupních charakteristik tranzistoru v zapojení SB (velmi malou diferenciální výstupní vodivostí h_{22B}). Jelikož neměníme napájecí

napětí, ale pouze zatěžovací rezistor, nachází se pro $I_B = \text{konst.}$ pracovní bod tranzistoru pro většinu napětí U_{CE} při proudu $I_C \neq \text{konst.}$ Obdobným způsobem lze realizovat zdroj proudu s tranzistorem NPN. Na obr. 12-1 jsme zvolili zapojení s PNP tranzistorem, protože chceme mít zátěž připojenou jedním pólem na ke společnému vodiči. Zapojení s tranzistorem NPN by umožnilo připojení zátěže ke kladnému pólu zdroje.



Obr. 12-4: Nastavení proudu svítivky

Při užití zdroje konstantního proudu je dobré si uvědomit, že jeho úkolem je vnutit zvolenou hodnotu proudu zvolené zátěži. Tento úkol je omezen v oblasti vysokých hodnot proudů dvěma příčinami. Prvé omezení je dáno mezí hodnotou I_C , popř. zpětnovazebním rezistorem - v našem případě 100Ω . Tento rezistor tvoří zápornou proudovou zpětnou vazbu, která významně potlačuje kolísání hodnoty nastaveného proudu I_C vyvolané kolísáním teploty tranzistoru. Druhé omezení je dáno hodnotou napájecího napětí obvodu zdroje proudu. Podle Ohmova zákona totiž může zdroj proudu protlačit zátěží R zvolenou hodnotu proudu I jen tehdy, je-li schopen na ni vyvolat napěťový úbytek $U = R \cdot I$. V případě zdroje proudu v přípravku (obr. 12-1) pracujícího zhruba v rozsahu 0 až 15mA z napájecího napětí $U_{CC} = 5V$ můžeme připojit maximální hodnotu odporu rezistoru

$$R = (U_{CC} - U_{CE} - 100 I_E) / I_C = (5 - 1 - 100 \cdot 0,015) / 0,015 \approx 167[\Omega],$$

kde jsme zvolili $U_{CE} = 1V$, zanedbali proud I_B oproti I_C ($I_E \approx I_C$) a vnitřní odpor ampérmetru. Maximální hodnota proudu se nastaví rezistorem 10k, pro který platí

$$R = (U_{CC} - 100 \cdot I_{Cmax} - U_{BE}) / (I_{Cmax} / h_{21E}) = (5 - 100 \cdot 0,015 - 0,7) / (0,015 / 60) = 11\,200[\Omega].$$

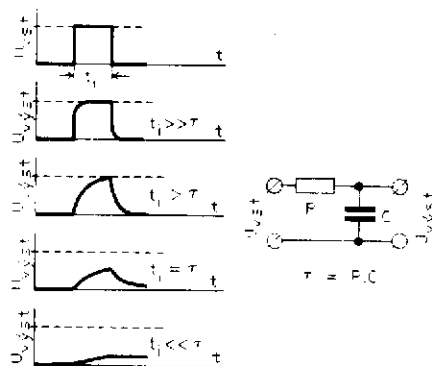
Skutečná maximální hodnota proudu tohoto zdroje se ve skutečnosti bude případ od případu lišit v závislosti na hodnotě proudového zesilovacího činitele h_{21E} užitého tranzistoru. Dále je dobré si uvědomit, že provádíme-li měření proudu zdroje pomocí úbytku napětí na rezistoru 100Ω , činíme tak s předpokladem platnosti $I_C \gg I_B$. Pro velmi malé hodnoty proudu I_C , kdy již hodnota h_{21E} klesá proti hodnotě při středních proudových hustotách, však tento předpoklad přestává platit, což může znamenat zavedení jisté nepřesnosti do počátku měřených převodních charakteristik.

Obr. 12-2:

Úkolem měření dle bodu 2 je demonstrace přenosu číslicového signálu optronem. Obdélníkový průběh napětí o definovaných úrovních (číslíkový signál) vytváříme z harmonického signálu (z generátoru) pomocí tvarovače s tranzistorem v zapojení SE, při jeho přebuzení velkým vstupním signálem ($\sim 1V$). Výsledkem je zhruba lichoběžníkový průběh napětí v kolektoru tranzistoru (bod A). Pomalé náběžné a sestupné hrany jsou dále "zrychleny" invertorem TTL (bod B), který tvoří současně budič svítivky. Je-li na výstupu invertoru napětí odpovídající logické úrovni 0 (tj. přibližně 0V), teče diodou proud přibližně 5 mA. Kapacitor 100 pF znamená v okamžicích hran impulzů přechodné snížení hodnoty omezovací impedance, která je zapojena v sérii se svítivkou. Hrany impulzů obsahují vysoké harmonické a kapacitor se pro ně chová jako reaktance malá ve srovnání s hodnotou 1200Ω . Tak se dosáhne rychlejšího sepnutí, resp. rozepnutí diody svítivky. Na vyšších kmitočtech přestává být pro vyšší hodnoty R_C zanedbatelná hodnota parazitní kapacity C výstupního tranzistoru, která je znázorněna schematicky v obr. 12-6. Zesilovač na výstupu optronu si lze představit jako zesilovač s tranzistorem, jehož báze je buzena z výstupu integračního článku RC. Je to proto, že kapacita C mezi bází a kolektorem se chová jako kapacitor o přibližně A_1 krát větší hodnotě

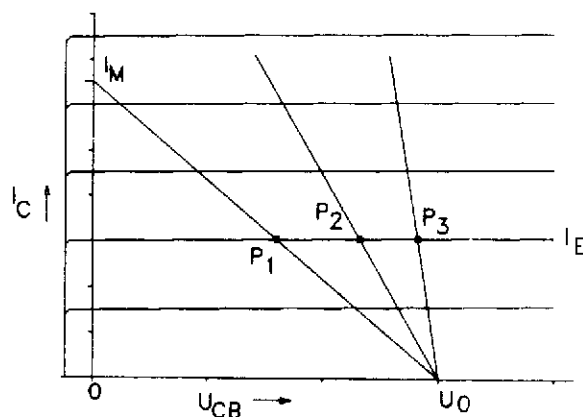
zapojený mezi bází a emitorem s odpovídajícími účinky na dynamické parametry celého zesilovače. Tato představa vychází z toho, že na bázi přiváděné napětí je v kolektoru zesíleno A_v krát. Parazitní kapacitor, připojený mezi bází a kolektor, se tak musí nabít na přibližně A_v krát větší napětí než je na bázi. Nabíjení kapacitoru vyvolává časovou prodlevu, která roste s hodnotou A_v . Impulzní odezvu zesilovače lze tedy kvalitativně posuzovat s pomocí znalosti chování integračního RC článku uvedeného na obr. 12-7. S dobrou přesností platí $\tau = R_{BB} \cdot C'$, kde C' je hodnota zpětnovazební kapacity z obr. 12-6 přepočtená na vstup tranzistoru (tzv. Millerovská kapacita $C' = C \cdot A_v$) a R_{BB} je odpor v bázi tranzistoru, tj. parazitní sériový odpor mezi emitorem tranzistoru s fotodiodou v bázi a bázi

výstupního tranzistoru. Se změnou opakovacího kmitočtu vstupního signálu nebo rostoucí hodnotou rezistoru R_C , popř. R_{BB} (potenciometr mezi bází výstupního tranzistoru a společným vodičem) lze osciloskopem pozorovat průběhy kvalitativně shodné s obr. 12-7. S rostoucí hodnotou R_C roste napěťové zesílení A_v a tím i kapacita C' , což může mít za následek stav $t_i \ll \tau$. Hodnotu R_{BB} ovlivnit nemůžeme, protože je dána integrovaným obvodem. Připojením potenciometru R_B s vhodnou hodnotou odporu mezi bází a zem ale můžeme urychlit vypínání tranzistoru, tj. náběžnou hranu napěťových impulsů v kolektoru. Urychlení nastává proto, že R_B vytváří vodivou cestu pro rychlejší odstranění náboje nahromaděného v bázi tranzistoru, přivedeného v předchozím okamžiku za účelem jeho udržení v sepnutém stavu. Pro případ $R_B = \infty$ tranzistor vypíná mnohem pomaleji proto, že náboj v bázi mizí samovolně bez pomoci vnějšího obvodu pouhou rekombinací nositelů náboje, což je pomalý proces. To nastává v okamžiku, kdy na fotodiodu nedopadá žádné záření a do přechodu báze-emitor prvního tranzistoru neteče žádný proud, takže tranzistor se chová jako téměř nekonečný odpor a to právě v sérii s přechodem báze-emitor výstupního tranzistoru (odpojená báze).

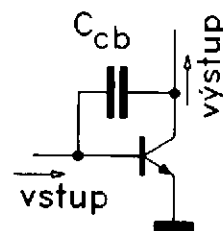


Obr. 12-7: Odezva integračního článku RC na pravoúhlý impuls

odlišných parametrů vyplývajících z jejich konstrukce.



Obr. 12-5: Výstupní charakteristiky tranzistoru pro různou zátěž



Obr. 12-6: Parazitní kapacita tranzistoru

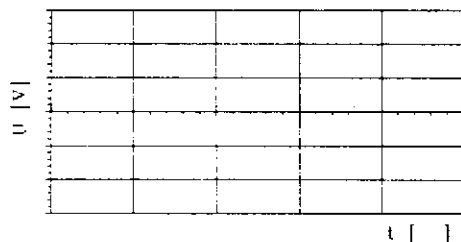
Odtud je patrná nutnost omezit hodnotu rezistoru R_C s ohledem na dynamické vlastnosti řetězce pro přenos optického signálu, kde jsou obvykle kladeny vysoké nároky na jeho rychlost. Je dobré si uvědomit, že tato úloha demonstruje problém rychlosti přenosu signálu tranzistorem, který se v běžné praxi vyskytuje obecně pro různé typy zesilovačů, resp. tranzistorů.

Obr. 12-3:

Zapojení fotodetektorů na obr. 12-3 si lze zjednodušeně představit jako odporové děliče, jejichž dělicí poměr se mění v závislosti na ozáření, protože odpor detektoru se mění s ozářením. Aby byla napěťová odezva děliče na změnu intenzity ozáření (tj. citlivost) co největší, je třeba zvolit vhodné veliký zatěžovací odpor pro danou intenzitu optického signálu. Jeho hodnota se pro jednotlivé detektory liší z důvodu jejich

Výsledky:

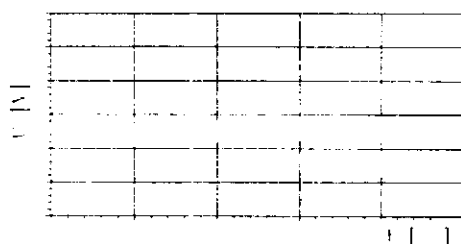
1. Grafy průběhů v bodech A až D podle zapojení na obr. 12-2



Výstupní napětí generátoru:

osa napětí: V/dílek = ...

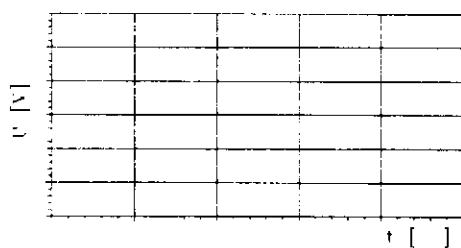
osa času : ...s/dílek = ...



Vstupní napětí tranzistoru vstupního tvarovače (bod A):

osa napětí: V/dílek = ...

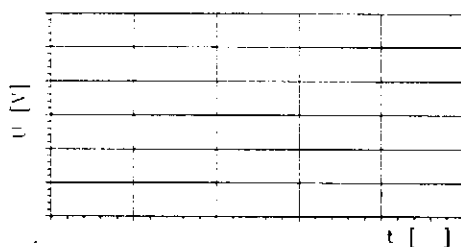
osa času : ...s/dílek = ...



Výstupní napětí invertoru TTL vstupního tvarovače napětí, resp. budiče optronu (bod B):

osa napětí: V/dílek = ...

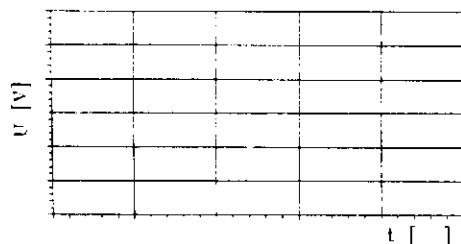
osa času: ...s/dílek=.....



Výstupní napětí optronu (bod C):

osa napětí: V/dílek = ...

osa času : ...s/dílek = ...



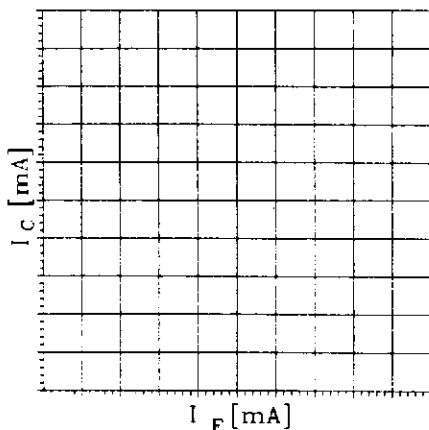
Výstupní signál tvarovače výstupního napětí, resp. invertoru TTL (bod D):

osa napětí: V/dílek = ...

osa času : ...s/dílek = ...

2. Změřené body pro graf převodní charakteristiky $I_C = f(I_F)$ a výpočet parametru CTR:

I_C [mA]	0									
I_F [mA]	0									



Převodní charakteristika optronu

Činitel proudového přenosu (Current Transfer Ratio):

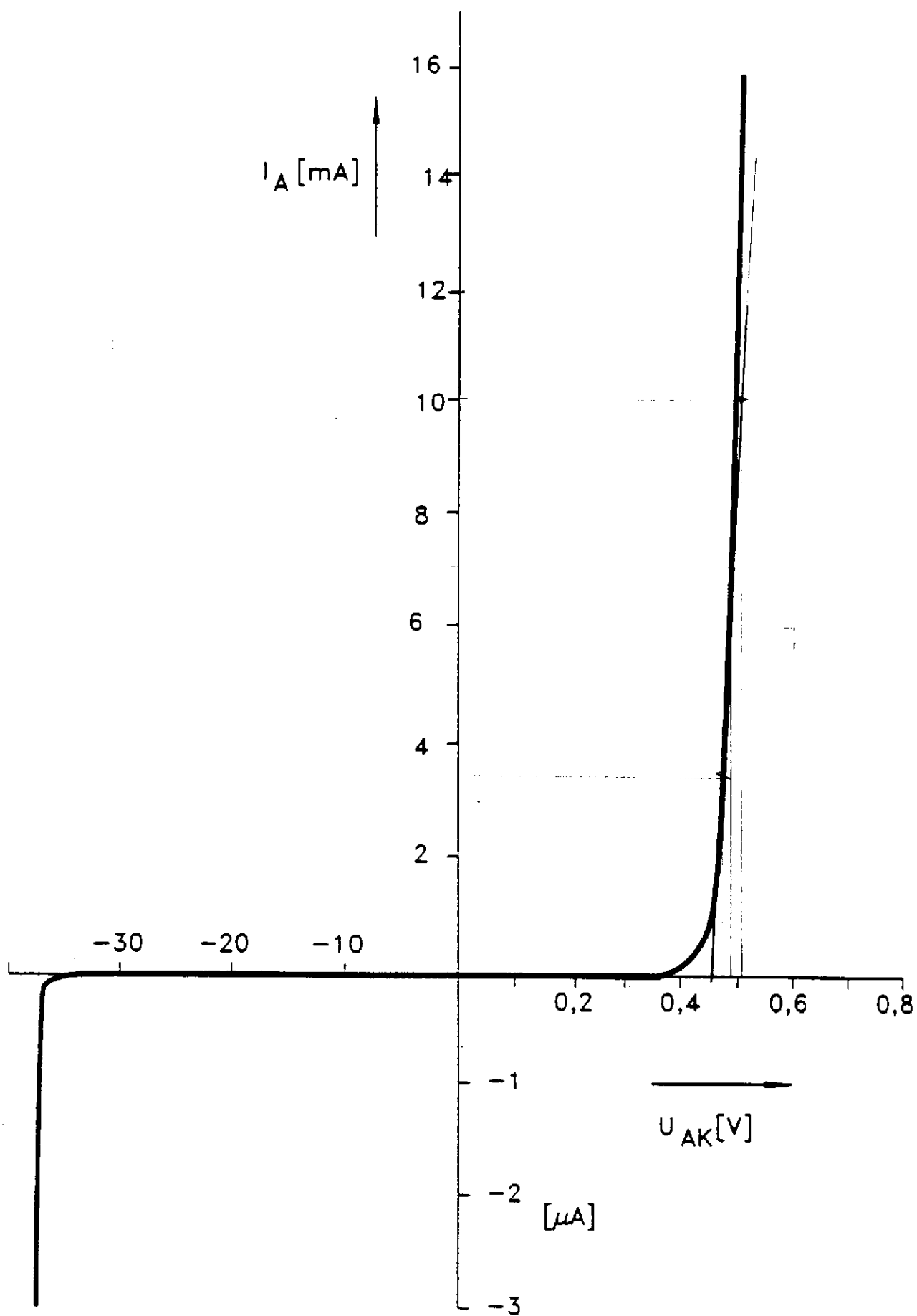
$$CTR = (I_C / I_F) \times 100 =$$

$$= (\dots\dots\dots / \dots\dots\dots) \times 100 = \dots\dots\dots [\%].$$

3. Optimální hodnota zatěžovacího odporu R_x pro dané podmínky ozáření:

signál	zátěž	Fotodioda	Fototranzistor	Fotorezistor
stejnoseměrná složka	$R_{x\ opt}$ [Ω]:			
střídavá složka	$R_{x\ opt}$ [Ω]:			

/ /200 .



Příloha 2: Voltampérová charakteristika diody 4NZ70

