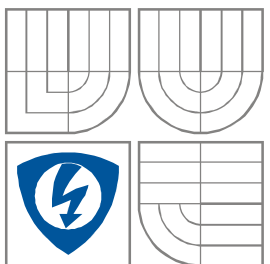


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

MĚŘENÍ DYNAMICKÝCH VLASTNOSTÍ BIPOLÁRNÍCH A UNIPOLÁRNÍCH TRANZISTORŮ

DYNAMIC MEASUREMENTS OF BIPOLAR AND UNIPOLAR TRANSISTORS

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

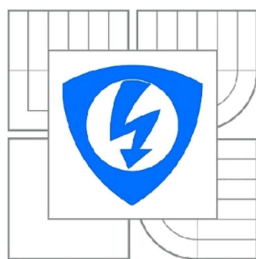
Radek Lang

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Jiří Dřínovský, Ph.D.

BRNO, 2013



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Radek Lang

ID: 134349

Ročník: 3

Akademický rok: 2012/2013

NÁZEV TÉMATU:

Měření dynamických vlastností bipolárních a unipolárních tranzistorů

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s principy měření dynamických parametrů polovodičových součástek (bipolárních a unipolárních tranzistorů atd.). Na základě těchto znalostí navrhnete měřicí pracoviště pro měření těchto parametrů polovodičových součástek pro různé pracovní body. Dále navrhnete univerzální měřicí přípravek pro laboratorní úlohu. Pro tato měření využijte vhodných laboratorních přístrojů (např. Agilent 34410A, E3646A, 33220A a 54621A).

V grafickém programovacím prostředí Agilent VEE Pro 9.2 naprogramujte automatické měření základních dynamických parametrů polovodičových součástek. Dále vytvořte přehledné ovládací prostředí. Vytvořený program opatřete stručným leč výstižným laboratorním návodem, aby mohl posloužit jako podklady pro laboratorní úlohu.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] BOUŠEK, J., Elektronické součástky. Elektronický učební text. Brno: FEKT, VUT v Brně.

[2] Agilent, VEE Pro User's Guide [online]. Agilent Technologies, USA [cit. 15. 5. 2010]. Dostupné na [www: http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/W1140-90036](http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/W1140-90036).

Termín zadání: 11.2.2013

Termín odevzdání: 31.5.2013

Vedoucí práce: Ing. Jiří Dřínovský, Ph.D.

Konzultanti bakalářské práce:

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida

Předseda oborové rady

ABSTRAKT

Cílem této bakalářské práce je popis dynamických parametrů polovodičových součástek. Dalším cílem je sestavení měřicího pracoviště, na kterém je možné provádět měření dynamických vlastností bipolárních a unipolárních tranzistorů. Práce také řeší návrh a výrobu univerzálního přípravku, na kterém jsou měření prováděna. Samotné měření je automatizované a jednotlivé přístroje připojené na přípravek jsou řízeny a výsledky zpracovávány počítačem.

KLÍČOVÁ SLOVA

Bipolární, Unipolární, Tranzistor, Dynamické, Hybridní parametry, Zkreslení, Automatické, Měření, Agilent VEE

ABSTRACT

The aim of this bachelor's thesis is to describe the dynamic parameters of semiconductor devices. The other aim is to build a measuring workplace, on which is possible to carry out measurement of dynamic properties of bipolar and unipolar transistors. The bachelors's thesis also solves a design and a production of an universal product, on which measurements are carried out. Individual measurement is automated and individual devices are connected to the product and results are controlled by computer analysis.

KEYWORDS

Bipolar, Unipolar, Transistor, Dynamic, Hybrid parameters , Distortion, Automatic, Measuring, Agilent VEE

LANG, R. *Měření dynamických vlastností bipolárních a unipolárních tranzistorů*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2013. 37 s., 16 s. příloh. Bakalářská práce. Vedoucí práce: Ing. Jiří Dřínovský, Ph.D..

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Měření dynamických vlastností bipolárních a unipolárních tranzistorů jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

V Brně dne 31. května 2013

.....
podpis autora

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu semestrálního projektu Ing. Jiřímu Dřínovskému, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne 31. května 2013

.....
podpis autora

OBSAH

1	Tranzistory	2
1.1	Bipolární tranzistory	2
1.1.1	Statické charakteristiky bipolárního tranzistoru	2
1.1.2	Linearizované modely bipolárního tranzistoru	3
1.1.3	Earlyho jev	5
1.1.4	Dynamické vlastnosti bipolárních tranzistorů	5
1.2	Unipolární tranzistory	16
1.2.1	Statické charakteristiky tranzistoru JFET a MOSFET	16
1.2.2	Linearizovaný malosignálový model tranzistoru JFET a MOSFET ..	18
1.2.3	Dynamické vlastnosti unipolárních tranzistorů	19
	Mezní kmitočty unipolárního tranzistoru	19
2	Návrh univerzálního přípravku	22
2.1	Ochrana přípravku a maximální zatížení	22
2.2	Kompatibilita s tranzistorovými pouzdry	23
2.3	Chladič	23
3	Měření na přípravku	25
3.1	Měřicí přístroje a napájecí zdroje	25
3.2	Agilent VEE (Visual Engineering Environment)	26
3.3	Funkce mikrokontroléru a tranzistorů MOSFET v měřicím přípravku ..	27
3.3.1	Mikrokontrolér ATmega	27
3.3.2	Unipolární spínací tranzistory MOSFET	27
3.3.3	Řízení mikrokontroléru pomocí USART	29
3.4	Metoda měření hybridních parametrů bipolárních tranzistorů	30
3.4.1	Měření parametrů h_{11} a h_{21}	31
3.4.2	Měření parametrů h_{22} a h_{12}	33
3.5	Metoda měření admitančních parametrů unipolárních tranzistorů	34
3.6	Popis funkce programu ve VEE	34
3.6.1	DC current setting	35
3.6.2	Měření h -parametrů i y -parametrů v závislosti na pracovním bodě ...	35

3.6.3	Měření h -parametrů i y -parametrů v závislosti na frekvenci	35
3.6.4	Měření pomocí UPV audio analyzátoru	36
3.7	Chyby a přesnost měření.....	36
4	Závěr	37

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1.1	Soustava charakteristik bipolárního tranzistoru (NPN) v zapojení SE [4]. ...	3
Obr. 1.2	Giacolettovo náhradní schéma bipolárního tranzistoru [1].	4
Obr. 1.3	Linearizovaný čtyřpólový model tranzistoru pro h -parametry a y -parametry.	5
Obr. 1.4	Vliv Earlyho jevu na výstupní charakteristiky tranzistoru a Earlyho napětí U_E [1].	5
Obr. 1.5	Mezní kmitočty tranzistoru.	6
Obr. 1.6	Grafické znázornění h -parametrů ve čtyřech kvadrantech.	8
Obr. 1.7	Odvození proudového zesilovacího činitele z převodní charakteristiky. Je patrný rozdíl mezi statickým činitelem B (h_{21E}) a dynamickým činitelem β (h_{21e}) [1].	8
Obr. 1.8	Různé úrovně zkreslení na výstupu zesilovače [1].	11
Obr. 1.9	Model tranzistorového spínače pro rozbor dynamického chování tranzistoru [2].	12
Obr. 1.10	Časové průběhy v modelu spínače [2].	13
Obr. 1.11	a) zapojení RC článku do obvodu báze pro zkrácení zapínacích časů, b) časové průběhy napětí zdroje a proudu báze [2].	13
Obr. 1.12	Odstranění saturačního zpoždění antisaturační diodou [2].	14
Obr. 1.13	Pracovní stavy tranzistoru jako spínače a naznačení oblasti saturace (čerchovaně) [2].	14
Obr. 1.14	Průběh reálného pravoúhlého pulzu [2].	15
Obr. 1.15	Časové průběhy výkonových ztrát tranzistoru [3].	16
Obr. 1.16	Převodní a výstupní charakteristiky tranzistoru MOSFET s indukovaným kanálem typu N [7].	17
Obr. 1.17	Linearizovaný malosignálový model tranzistoru JFET a MOSFET pro nízké kmitočty [1].	19
Obr. 1.18	Grafické znázornění pro odečet parametru y_{22} z výstupní charakteristiky, v tomto případě pro MOSFET s trvalým kanálem.	20
Obr. 1.19	Grafické znázornění pro odečet parametru y_{21} z převodní charakteristiky.	20
Obr. 1.20	Náhradní schéma pro dynamické vlastnosti MOSFET [3].	21
Obr. 1.21	Změna kapacity tranzistoru MOSFET [3].	21
Obr. 1.22	Model spínače MOSFET s induktivní zátěží [3].	22

Obr. 3.1	Propojení PC se sběrnici GP-IB konvertorem 82357B USB/GPIB [14].	26
Obr. 3.2	PL2303HX USB to RS232 TTL Converter [16].	30
Obr. 3.3	a) vstupní veličiny parametru h_{11} , b) vstupní a výstupní veličiny parametru h_{22}	32
Obr. 3.4	Grafické znázornění h_{11} a h_{21} parametrů.	32
Obr. 3.5	a) výstupní veličiny parametru h_{22} , b) vstupní a výstupní veličiny parametru h_{12}	33
Obr. 3.6	Vliv Earlyho jevu na výstupní vodivost tranzistoru a pohyb pracovního bodu při měření parametrů h_{12} a h_{22}	34

SEZNAM TABULEK

Tab. 1.1	Tabulka přepočtů mezi h -parametry a y -parametry.	9
Tab. 1.2	Tabulka přepočtů h -parametrů mezi zapojením SE – SC, SE – SB.	10
Tab. 2.1	Připojení pouzder tranzistorů do zdířek dutinkové lišty.	23
Tab. 3.1	Stavová tabulka pro Mode1.	28
Tab. 3.2	Stavová tabulka pro Mode2.	28
Tab. 3.3	Tabulka popisující použití jednotlivých stavů výstupních portů.	29

ÚVOD

Tato bakalářská práce se zabývá principy měření dynamických parametrů polovodičových součástek. Tyto materiály mají na rozdíl od ideálních různé parazitní vlastnosti a nedokonalosti. Příkladem jsou příměsi nečistot, závislost na teplotě, časová nestálost atd. Tyto nedokonalosti ovlivňují a limitují parametry a použití součástek vyrobených z těchto materiálů. Parametry zjišťujeme měřením a na základě výsledků můžeme stanovit použitelnost a zařazení součástky v určité oblasti elektrotechniky. Dále můžeme různými technologickými postupy výroby dosáhnout zlepšení těchto parametrů. Ovlivnit chování součástky je také možné zapojením dalších vnějších obvodů.

Tranzistory jsou zastoupeny téměř ve všech odvětvích elektroniky a elektrotechniky a jsou na ně kladeny určité požadavky v závislosti na funkci, kterou mají splňovat. Bakalářská práce se zaměřuje na principy měření především dynamických parametrů bipolárních a unipolárních tranzistorů. Dynamické parametry v zapojení tranzistoru jako zesilovače, určují např. jeho maximální velikost výstupního napětí, které je zesilovač schopen přenést bez zkreslení v jeho nastavené pracovní třídě. Dalším příkladem dynamických parametrů je frekvenční rozsah, ve kterém je zesilovač schopný pracovat bez zkreslení či opoždění výstupního signálu za vstupním. V zapojení tranzistoru jako spínače zkoumáme především rychlost spínacích a vypínacích časů tj. délka zpoždění, délka náběžné hrany, délka saturace a délka sestupné hrany.

Součástí práce je návrh a realizace univerzálního přípravku, na kterém je možné měřit dynamické parametry tranzistoru v různých pracovních bodech v zapojení se společným emitorem (SE). Přípravek je navržen tak, aby na něm bylo možné měřit vybrané dynamické parametry, především parametry hybridní. Měření je plně automatizované. Jednotlivé přístroje, jsou řízeny počítačem a data jsou následně také zpracována počítačem. Zásah operátora do přípravku je minimalizován pouze na výměnu měřeného tranzistoru.

1 TRANZISTORY

Měření dynamických parametrů bipolárních a unipolárních tranzistorů budeme provádět na jedné z nejpoužívanějších obvodových aplikací, a to zapojení tranzistoru jako zesilovače se společným emitorem (společným source). Abychom snáze pochopili princip měření těchto parametrů, popíšeme si statické charakteristiky tranzistorů, linearizovaný malosignálový model, setrvačné a dynamické vlastnosti pro funkci zesilovače.

1.1 Bipolární tranzistory

Nejpoužívanější zapojení tranzistoru je se společným emitorem (SE). Dosahuje nejvyšších hodnot proudového, napět'ového i výkonového zesílení. Proto se při popisu charakteristik budeme věnovat výhradně zapojení se společným emitorem. Tranzistory s typem vodivosti NPN a PNP se od sebe liší pouze polaritou zapojení, jinak jsou jejich vlastnosti a parametry téměř totožné. K popisu těchto obecných vlastností si vystačíme s jedním typem, a to vodivosti NPN.

1.1.1 Statické charakteristiky bipolárního tranzistoru

Chování tranzistoru lze nejnáze popsat stejnosměrnými charakteristikami. Každá charakteristika zobrazuje závislost dvou veličin (proudu a napětí), při konstantní třetí veličině (parametru).

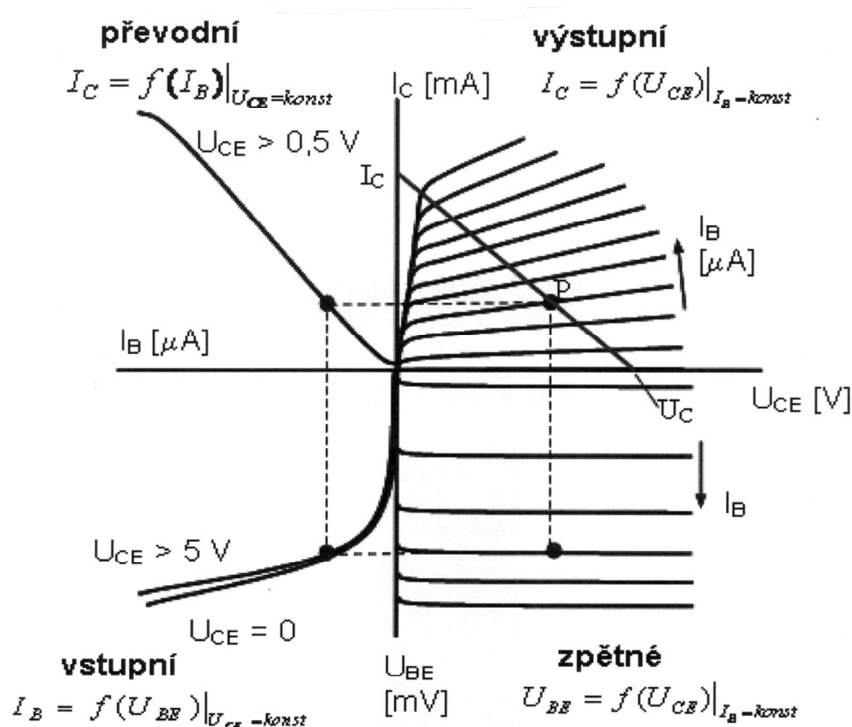
Pomocí statických charakteristik můžeme:

- a) v závislosti na poloze pracovního bodu odečítat velikosti jednotlivých obvodových veličin v klidovém stavu, nebo na základě požadovaných hodnot obvodových veličin pracovní bod přibližně nastavit.
- b) graficky řešit napět'ové a proudové poměry při použití tranzistoru jako spínače nebo výkonového zesilovače. S určením mezních hodnot (P_{Cmax} , I_{Cmax} , U_{CEmax}) nastavit pracovní bod tak, aby byla zajištěna spolehlivá funkčnost tranzistoru, a určit oblast dočasného přetížení tranzistoru, kterou prochází pracovní bod ve spínacím režimu.
- c) v kvazistatickém režimu při použití tranzistoru jako zesilovač, odhadnout některé dynamické vlastnosti jako je velikost zkreslení a přibližný průběh výstupního napětí při dané velikosti napětí vstupního. Dále můžeme stanovit velikosti parametrů (např. h , y) a v závislosti na poloze pracovního bodu odhadnout jejich přibližný průběh.

Statické charakteristiky tranzistoru (SE) jsou popsány ve čtyřech kvadrantech:

1. Výstupní charakteristika naprázdno: $i_C = f(u_{CE}), i_B = konst.$
2. Vstupní charakteristika nakrátko: $i_B = f(u_{BE}), u_{CE} = konst.$
3. Proudová převodní charakteristika nakrátko: $i_C = f(i_B), u_{CE} = konst.$
4. Zpětná napěťová převodní charakteristika naprázdno: $i_{BE} = f(u_{CE}), i_B = konst.$

Typický tvar charakteristik je naznačen na (obr. 1.1). V praxi nejpoužívanější jsou výstupní charakteristiky v prvním kvadrantu. Naopak zpětné napěťové charakteristiky často nejsou ani zobrazovány (odečítání z nich bývá nepřesné a výsledky jsou zatíženy velkou chybou).



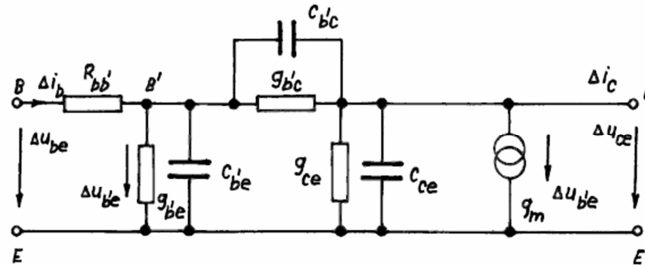
Obr. 1.1 Soustava charakteristik bipolárního tranzistoru (NPN) v zapojení SE [4].

1.1.2 Linearizované modely bipolárního tranzistoru

Při použití tranzistoru jako zesilovače pracujícím se střídavým signálem o malé amplitudě, lze k jeho popisu využít linearizovaného obvodu - *lineárního čtyřpólu* (dvojhranu). Vztah mezi malým střídavým napětím (proudem) superponovaným na stejnosměrné napětí (proud) určující polohu pracovního bodu, lze popsat dvěma způsoby:

1. pomocí linearizovaného EM modelu,
2. pomocí diferenciálních čtyřpólových parametrů.

Při vyšších kmitočtech střídavého signálu se začnou projevovat setrvačné vlivy tranzistoru tj. vliv parazitních kapacit mezi hradly C, B a E. Tyto vlivy nejlépe popisuje Giacolettovo náhradní schéma (obr. 1.2).



Obr. 1.2 Giacolettovo náhradní schéma bipolárního tranzistoru [1].

Linearizované modely vycházející ze čtyřpólových parametrů

S využitím klasické teorie čtyřpólů můžeme tranzistor popsat hybridními, admitančními a rozptylovými rovnicemi. Rozptylové rovnice se používají k výpočtům v kmitočtovém pásmu mikrovln. V našem případě si vystačíme s popisem pomocí hybridních a admitančních rovnic (měříme v kmitočtovém pásmu do 5ti MHz). Ještě poznamenejme, že admitanční parametry platí pro daný pracovní bod pouze v úzkém pásmu kmitočtů, kdežto Giacolettovo náhradního schéma platí pro daný pracovní bod v mnohem širším rozsahu kmitočtů.

Pro hybridní (smíšené parametry) platí:

$$U_1 = h_{11} \cdot I_1 + h_{12} \cdot U_2, \quad (1.1a)$$

$$I_2 = h_{21} \cdot I_1 + h_{22} \cdot U_2, \quad (1.1b)$$

pro admitanční parametry platí:

$$I_1 = y_{11} \cdot U_1 + y_{12} \cdot U_2, \quad (1.2a)$$

$$I_2 = y_{21} \cdot U_1 + h_{22} \cdot U_2. \quad (1.2b)$$

Velká písmena U a I označují amplitudu malého střídavého signálu. Admitanční parametry měříme na vyšších frekvencích, a proto jsou U a I komplexní amplitudy. Hybridní parametry měříme na nízkých frekvencích a hodnoty U a I považujeme za skalární. Obvodové vyjádření pomocí impedancí a řízených zdrojů je pro admitanční i hybridní rovnice na (obr. 1.3).

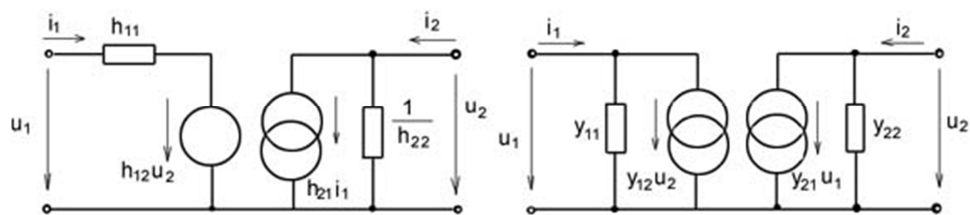
Definice h -parametrů je následovná:

$$\text{vstupní impedance při výstupu nakrátko:} \quad h_{11} = \left. \frac{U_1}{I_1} \right|_{U_2=\text{konst.}}, \quad (1.3)$$

$$\text{zpětný napěťový činitel při vstupu naprázdno:} \quad h_{12} = \left. \frac{U_1}{U_2} \right|_{I_1=\text{konst.}}, \quad (1.4)$$

$$\text{proudový zesilovací činitel při výstupu nakrátko:} \quad h_{21} = \left. \frac{I_2}{I_1} \right|_{U_2=\text{konst.}}, \quad (1.5)$$

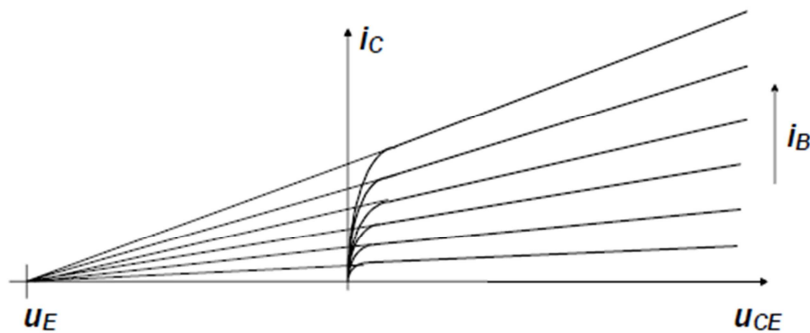
$$\text{výstupní admitance při vstupu naprázdno:} \quad h_{22} = \left. \frac{I_2}{U_2} \right|_{I_1=\text{konst.}}. \quad (1.6)$$



Obr. 1.3 Linearizovaný čtyřpólový model tranzistoru pro h -parametry a y -parametry.

1.1.3 Earlyho jev

Zvyšováním napětí mezi kolektorem a emitorem U_{CE} , se začne depletiční oblast závěrně polarizovaného přechodu kolektor-báze rozšiřovat do oblasti báze, efektivní šířka báze se začne zmenšovat a proud kolektorem se začne zvyšovat. Vliv Earlyho jevu na výstupní charakteristiky tranzistoru a Earlyho napětí U_E je na (obr. 1.4).

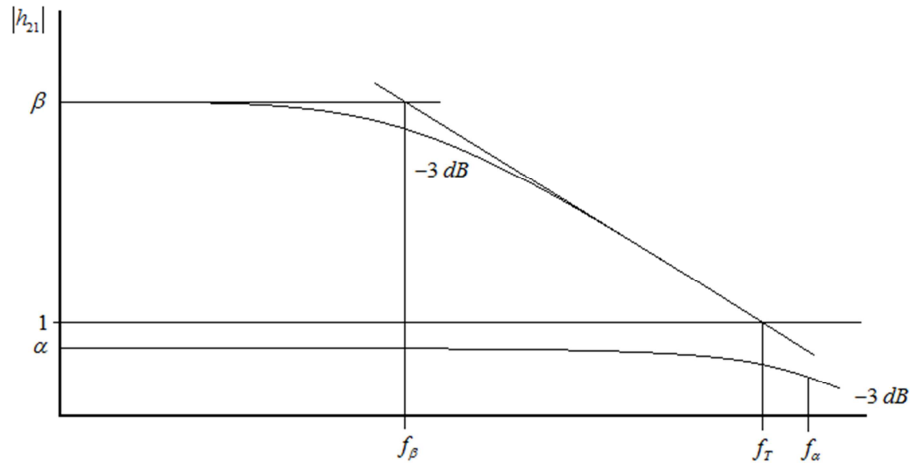


Obr. 1.4 Vliv Earlyho jevu na výstupní charakteristiky tranzistoru a Earlyho napětí U_E [1].

1.1.4 Dynamické vlastnosti bipolárních tranzistorů

Mezní kmitočty bipolárního tranzistoru

U linearizovaného tranzistoru můžeme definovat jeho mezní kmitočty. Schopnost tranzistoru zesilovat, klesá se vzrůstající frekvencí vstupního signálu. Je to způsobeno omezenou pohyblivostí nosičů náboje v bázi a tím konečnou dobou průchodu těchto nosičů oblastí báze. S rostoucím kmitočtem se také začíná kolektorový proud opožďovat za proudem báze. Na (obr. 1.5) jsou znázorněny jednotlivé mezní kmitočty.



Obr. 1.5 Mezní kmitočty tranzistoru.

Na (obr. 1.5) jsou znázorněny mezní kmitočty f_β pro zapojení (SE) a f_α pro (SB) pro pokles výstupní úrovně signálu o 3 dB. Dále je na obrázku vyznačen tranzitní kmitočet f_T , při kterém již tranzistor není schopen proudového zesílení a v ideálním případě je při tomto kmitočtu proudový zesilovací činitel β roven jedné.

Z Giacolettova schématu tranzistoru můžeme vypočítat paralelní kombinaci r_{be} a C_{be} tvořící společně kmitočtově závislý dělič. S rostoucím kmitočtem vstupního signálu klesá reaktance kapacity C_{be} vůči tomuto signálu a tím klesá i napětí na bázi tranzistoru. Můžeme tedy zavést tzv. RC aproximaci [1]:

$$\alpha(f) = \frac{\alpha_0}{1 + j \frac{f}{f_\alpha}}, \quad (1.7)$$

a podobně pro $\beta(f)$

$$\beta(f) \frac{\beta_0}{1 + j \frac{f}{f_\beta}} = \frac{g_m \cdot r_{be}}{1 + j \omega C_{be} \cdot r_{be}}, \quad (1.8)$$

kde jsme využili zjednodušeného Giacolletova modelu tranzistoru kde platí:

$$i_c = \frac{g_m \cdot r_{be}}{1 + j \omega C_{be} \cdot r_{be}}, \quad (1.9)$$

a potom

$$f_\beta = \frac{1}{2\pi \cdot C_{be} \cdot r_{be}}. \quad (1.10)$$

Tranzitní kmitočet je definován v klesající části kmitočtové závislosti $\beta(f)$ jako [1]:

$$f_T = f \cdot |\beta| \text{ kde } |\beta| \in (2, \frac{\beta_0}{2}). \quad (1.11)$$

Jak již bylo řečeno, při f_T je proudový zesilovací činitel β roven jedné.

Pro zapojení tranzistoru se společnou bází (SB) platí [1]:

$$f_T = 2,3 \cdot f_\alpha. \quad (1.12)$$

I když proudový zesilovací činitel je při tranzitním kmitočtu roven jedné, může být tranzistor ještě schopen výkonového zesílení díky jeho rozdílným impedancím na vstupu a výstupu. Zavádíme proto maximální kmitočet f_{\max} , při kterém nastává jednotkový přenos výkonu. Kmitočet f_{\max} také představuje maximální frekvenci oscilací tranzistoru. Platí [1]:

$$f_{\max} = \sqrt{\frac{f_T}{8\pi \cdot r_{be} \cdot C_{cb}}} = \sqrt{\frac{g_m}{16\pi^2 \cdot r_{be} \cdot C_{bc} \cdot C_{be}}}, \quad (1.13)$$

kde r_{be} je celkový sériový odpor báze a emitoru, který je hlavní složkou ovlivňující velikost maximálního kmitočtu.

Hybridní parametry tranzistoru pro střídavý signál

V kapitole 1.1.2 jsou popsány hybridní parametry pro linearizovaný model, kde vstupní a výstupní proudy a napětí považujeme za skalární veličiny (bez vstupního střídavého signálu) a jsou tak definovány statické h -parametry. V případě, kdy je na vstup tranzistoru (zesilovače) připojen vstupní střídavý signál, jsou definovány tzv. dynamické h -parametry:

$$\text{vstupní impedance při výstupu nakrátko:} \quad h_{11e} = \left. \frac{\Delta u_{BE}}{\Delta i_B} \right|_{U_{CE}=\text{konst.}; \Delta u_{CE}=0}, \quad (1.14)$$

$$\text{zpětný napěťový činitel při vstupu naprázdno:} \quad h_{12e} = \left. \frac{\Delta u_{BE}}{\Delta u_{CE}} \right|_{I_B=\text{konst.}; \Delta i_B=0}, \quad (1.15)$$

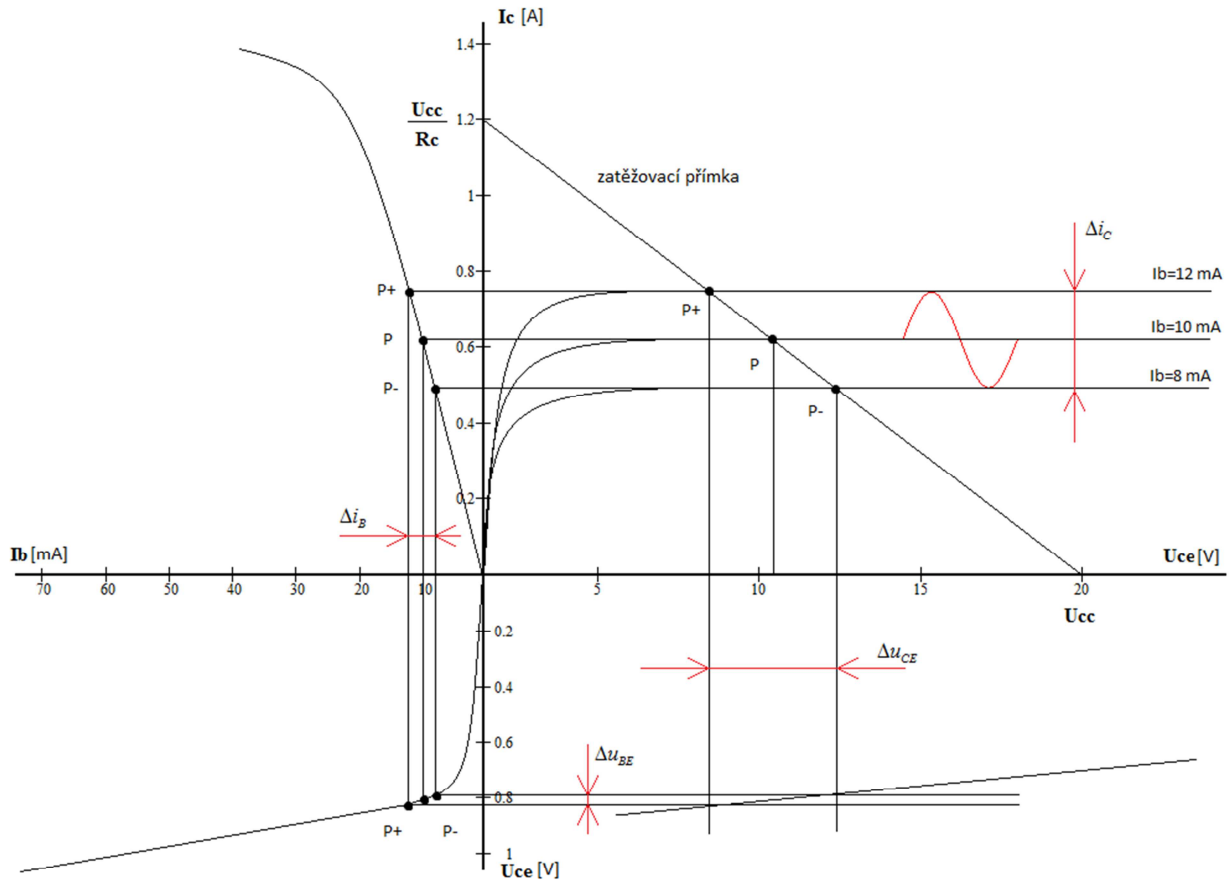
$$\text{proudový zesilovací činitel při výstupu nakrátko:} \quad h_{21e} = \left. \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B} \right|_{U_{CE}=\text{konst.}; \Delta u_{CE}=0}, \quad (1.16)$$

$$\text{výstupní admitance při vstupu naprázdno:} \quad h_{22e} = \left. \frac{\Delta i_C}{\Delta u_{CE}} \right|_{I_B=\text{konst.}; \Delta i_B=0}. \quad (1.17)$$

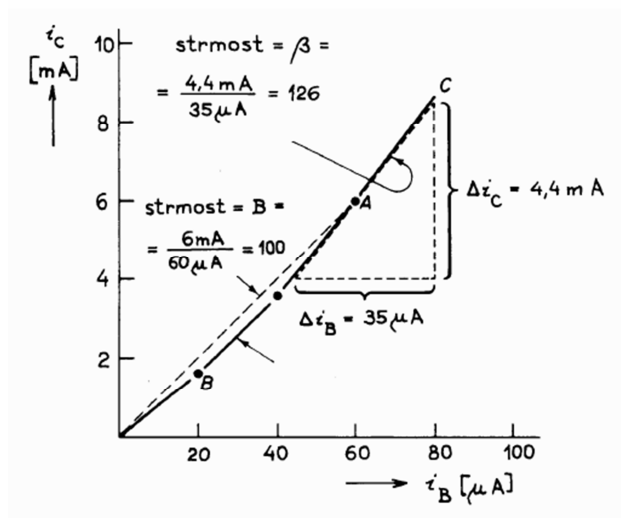
Delta značí výchylku napětí nebo proudu způsobenou střídavým signálem. Malá písmena označují střídavý signál a velká písmena označují stejnosměrný (konstantní) pracovní bod. $\Delta u_{CE} = 0$ označuje výstup nakrátko pro střídavý signál realizovaný např. kondenzátorem a $\Delta i_B = 0$ označuje vstup naprázdno pro střídavý signál realizovaný rozpojenými vstupními svorkami. Index malé písmeno e označuje, že se jedná o dynamický parametr v zapojení se společným emitorem.

Na (obr. 1.6) je naznačen posun pracovního bodu vlivem střídavého signálu v jednotlivých kvadrantech. Signál je superponován na stejnosměrnou složku tvořící

nastavený pracovní bod. Na (obr. 1.7) je zobrazen rozdíl mezi statickým zesilovacím činitelem B (h_{21E}) a dynamickým zesilovacím činitelem β (h_{21e}).



Obr. 1.6 Grafické znázornění h-parametrů ve čtyřech kvadrantech.



Obr. 1.7 Odvození proudového zesilovacího činitele z převodní charakteristiky. Je patrný rozdíl mezi statickým činitelem B (h_{21E}) a dynamickým činitelem β (h_{21e}) [1].

Jak bylo uvedeno výše, měření h -parametrů vyžaduje podmínky zapojení vstupu naprázdno, nebo výstupu nakrátko. Generátory signálu a měřicí přístroje (např. multimetry, osciloskopy) mají určitou vnitřní kapacitu. Se vzrůstajícím kmitočtem vstupního signálu klesá reaktance kapacit uvedených přístrojů, a podmínka vstupu/výstupu naprázdno přestává být kvůli zkratu přes kapacity přístrojů splněna.

Měření h -parametrů lze v závislosti na použitých měřicích přístrojích provádět do cca 5 MHz. S rostoucí frekvencí klesá přesnost měření, a proto se pro vysoké kmitočty zavádí tzv. admitanční parametry (y -parametry). Jejich definice je následující:

$$\text{vstupní vodivost při výstupu nakrátko: } y_{11e} = \left. \frac{\Delta i_B}{\Delta u_{Be}} \right|_{U_{CE}=\text{konst.}; \Delta u_{CE}=0}, \quad (1.18)$$

$$\text{inverzní přenosová vodivost při vstupu nakrátko: } y_{12e} = \left. \frac{\Delta i_B}{\Delta u_{CE}} \right|_{U_{BE}=\text{konst.}; \Delta u_{BE}=0}, \quad (1.19)$$

$$\text{přímá přenosová vodivost při výstupu nakrátko: } y_{21e} = \left. \frac{\Delta i_C}{\Delta u_{BE}} \right|_{U_{CE}=\text{konst.}; \Delta u_{CE}=0}, \quad (1.20)$$

$$\text{výstupní vodivost při vstupu nakrátko: } y_{22e} = \left. \frac{\Delta i_C}{\Delta u_{CE}} \right|_{U_{BE}=\text{konst.}; \Delta u_{BE}=0}. \quad (1.21)$$

Všechny y -parametry jsou definovány při vstupu/výstupu nakrátko. To lze snadno realizovat kapacitami, které budou pro daný vstup/výstup zkratem pro střídavý signál.

Mezi h -parametry a y -parametry jsou definovány vzájemné přepočtení vztahy, které jsou uvedeny v (tab. 1.1). Přepočty h -parametrů mezi jednotlivými druhy zapojení tranzistoru jsou uvedeny v (tab. 1.2).

Tab. 1.1 Tabulka přepočtů mezi h -parametry a y -parametry.

Hybridní parametry	Admitanční parametry
$h_{11} = \frac{1}{y_{11}}$	$y_{11} = \frac{1}{h_{11}}$
$h_{12} = -\frac{y_{12}}{y_{11}}$	$y_{12} = -\frac{h_{12}}{h_{11}}$
$h_{21} = \frac{y_{21}}{y_{11}}$	$y_{21} = \frac{h_{21}}{h_{11}}$
$h_{22} = \frac{y_{11}y_{22} - y_{12}y_{21}}{y_{11}}$	$y_{22} = \frac{h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}}{h_{11}}$

Tab. 1.2 Tabulka přepočtů h -parametrů mezi zapojením SE – SC, SE – SB.

$h_{11C} = h_{11E}$	$h_{11B} = \frac{h_{11E}}{1 + h_{11E}}$
$h_{21C} = -(1 + h_{21E})$	$h_{21B} = -\frac{h_{21E}}{1 + h_{21E}}$
$h_{12C} = 1 - h_{12E}$	$h_{12B} = \frac{h_{11E} h_{22E}}{1 + h_{21E}} - h_{12E}$
$h_{22C} = h_{22E}$	$h_{22B} = \frac{h_{22E}}{1 + h_{21E}}$

Dynamický rozsah (DR) a dynamické napěťové zesílení (A_u)

Napěťové zesílení vstupního střídavého signálu je definováno při výstupu naprázdno jako:

$$A_u = \frac{\Delta u_{CE}}{\Delta u_{BE}} \quad [-]. \quad (1.22)$$

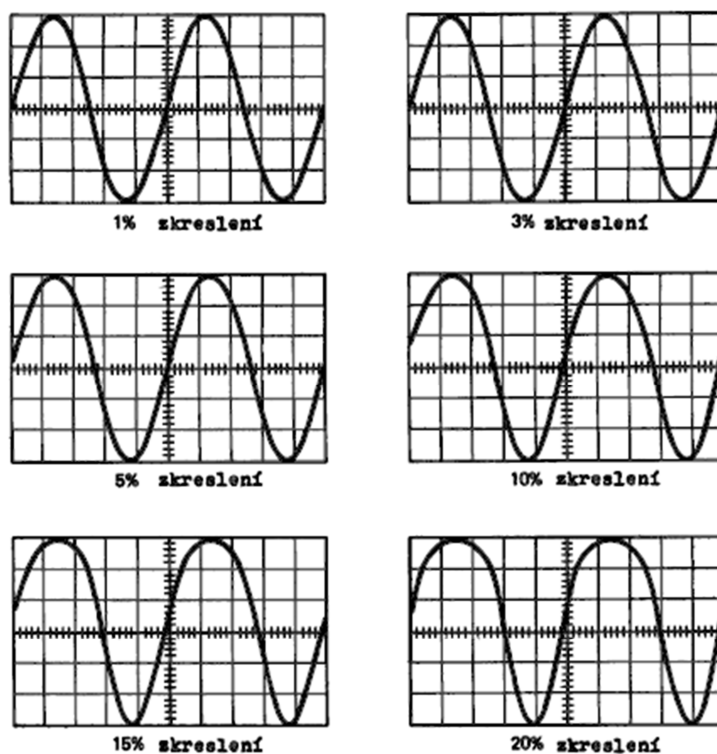
Dynamický rozsah je definován jako poměr maximální velikosti vstupního signálu ku minimální velikosti vstupního signálu, kdy při daném poměru nedojde ke zkreslení signálu výstupního. Minimální velikost vstupního signálu musí být alespoň 10 dB nad úroveň šumu.

$$DR = \frac{U_{1\max}}{U_{1\min}} \quad [-], \quad (1.23, a)$$

$$DR[dB] = 20 \log \left(\frac{U_{1\max}}{U_{1\min}} \right) \quad [dB]. \quad (1.23, b)$$

Činitel harmonického zkreslení (Total Harmonic Distortion)

Po průchodu harmonického signálu nelineárním členem (např. diodou, tranzistorem, zesilovačem) dojde k tzv. obohacení spektra. Z původní jedné spektrální čáry základního vstupního harmonického signálu, dojde po průchodu nelineárním prvkem k rozšíření spektra o další postranní spektrální čáry. Na (obr 1.8) jsou naznačeny průběhy zkresleného harmonického signálu.



Obr. 1.8 Různé úrovně zkreslení na výstupu zesilovače [1].

Činitel harmonického zkreslení lze určit podle vztahu:

$$THD = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 \dots}}{\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 \dots}} \cdot 100 \quad [\%], \quad (1.24)$$

$$THD = 20 \log \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 \dots}}{TotalRMS} \quad [dB], \quad (1.25)$$

kde v čitateli je součet efektivních hodnot amplitúd vyšších harmonických složek bez základní harmonické složky, a ve jmenovateli je součet efektivních hodnot amplitúd vyšších harmonických složek včetně základní harmonické složky (energie celkového spektra) – TotalRMS.

THD+N (Total Harmonic Distortion + Noise)

K efektivním hodnotám amplitúd vyšších harmonických je navíc přičtena energie širokopásmového šumu. Základní harmonická (fundamental) není měřena. K odfiltrování základní harmonické a zaznamenání spektra je použita rychlá Fourierova transformace (FFT).

$$THD + N = 20 \log \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_{noise}^2}}{TotalRMS} \quad [dB]. \quad (1.26)$$

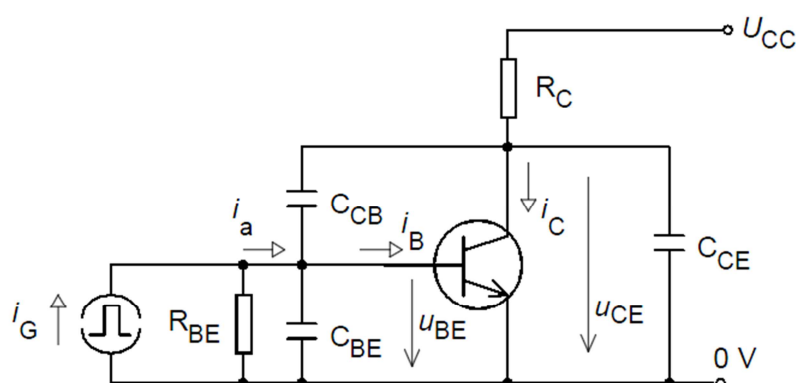
SINAD (Signal to Noise And Distortion ratio)

Tato měřicí metoda je shodná s předešlou THD+N s tím rozdílem, že výsledek je zobrazen s kladnou hodnotou dB. TotalRMS je opět energie celkového spektra bez základní harmonické stejně jako u THD+N.

$$SINAD = 20 \log \frac{TotalRMS}{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_{noise}^2}} \quad [dB]. \quad (1.27)$$

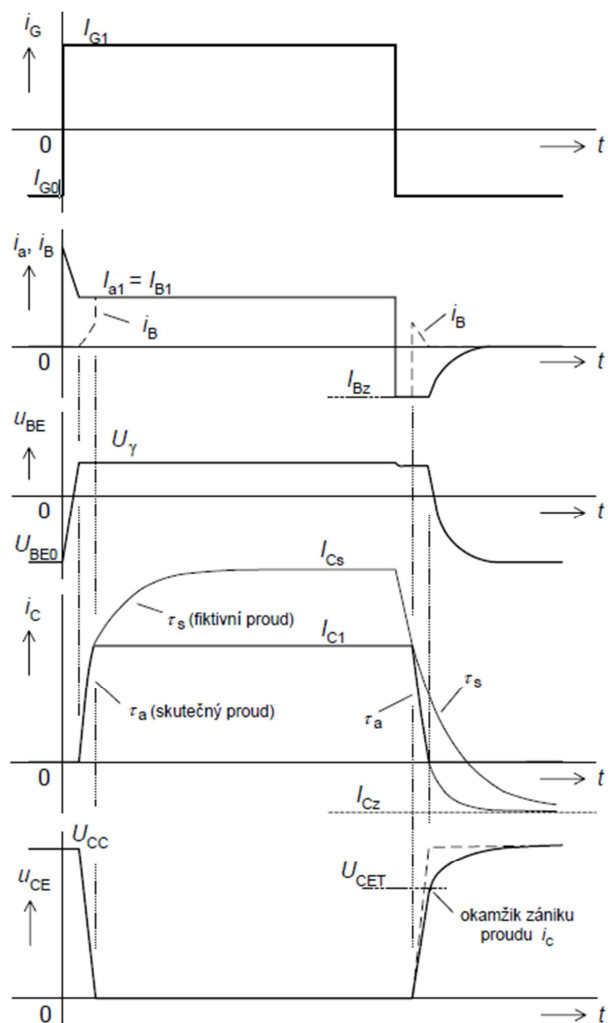
Tranzistor jako spínač

Vlastnosti tranzistoru jako spínače budeme popisovat na následujícím zjednodušeném modelu na (obr. 1.9). Dominantní složky jsou zde mezielektrodové kapacity C_{CB} , C_{BE} a C_{CE} .



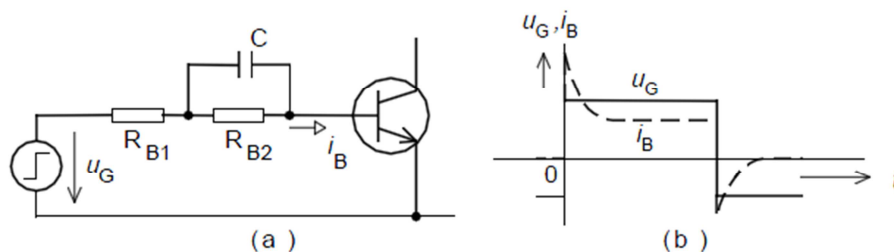
Obr. 1.9 Model tranzistorového spínače pro rozbor dynamického chování tranzistoru [2].

Jednotlivé časy charakterizující děje v tranzistoru jsou na (obr 1.10). Po příchodu čelní hrany impulsu z generátoru i_G , se začnou nabíjet vstupní kapacity C_{CB} a C_{CE} . Doba, při které se nabíjejí vstupní kapacity a dochází ke zpoždění při otevírání tranzistoru pozvolným nárůstem napětí u_{BE} , se nazývá zpoždění při zapnutí (time delay). Při otevírání tranzistoru začíná téct kolektorový proud i_C . Ten však nejdříve začne nabíjet vstupní kapacitu C_{CB} a tranzistor tak pozvolna přechází do sepnutého stavu, jak to dovoluje nabíjení kapacity. Uplynulá doba, než tranzistor přejde do stavu saturace (úplného otevření tranzistoru), se nazývá doba čela (time rise). Na kolektoru je teď pouze zbytkové saturační napětí a tranzistor je zcela otevřen. Při příchodu sestupné hrany generátoru i_G , se nejdříve musí z báze odsát nahromaděný akumulovaný náboj (pokles fiktivního proudu τ_s na skutečnou hodnotu τ_a), této době říkáme doba přesahu (time saturation). Po odsátí přebytečného náboje z báze se začne tranzistor zavírat. V téhle chvíli se kapacita C_{CB} začne vybíjet do báze a tímto proudem báze zpomalí zavírání tranzistoru. Této době vybíjení kapacity, než dojde k uzavření tranzistoru, říkáme doba týlu (time fall). Pokles napětí u_{CE} při sepnutí a nárůst při vypnutí tranzistoru je úměrný poklesu a nárůstu proudu kolektorem. Doba vypnutí tranzistoru bývá mnohem delší než doba jeho sepnutí. Vstupní a výstupní kapacity jsou v řádech [nF] a jsou společně s výše popsány časy udávány v katalogu spínacích tranzistorů.



Obr. 1.10 Časové průběhy v modelu spínače [2].

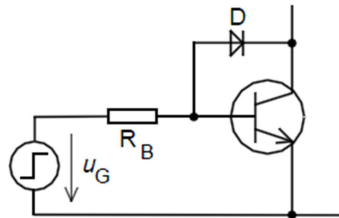
Dobu sepnutí tranzistoru můžeme zkrátit použitím vnějšího obvodu báze (RC článku), jak ukazuje (obr. 1.11). Proudová špička RC článku zajistí rychlejší nabití vstupních kapacit a sníží se tak doba sepnutí tranzistoru t_{on} . Proudový impuls musí být dostatečně krátký, aby nedošlo k přesycení tranzistoru. To by mělo za následek prodloužení vypínacích časů.



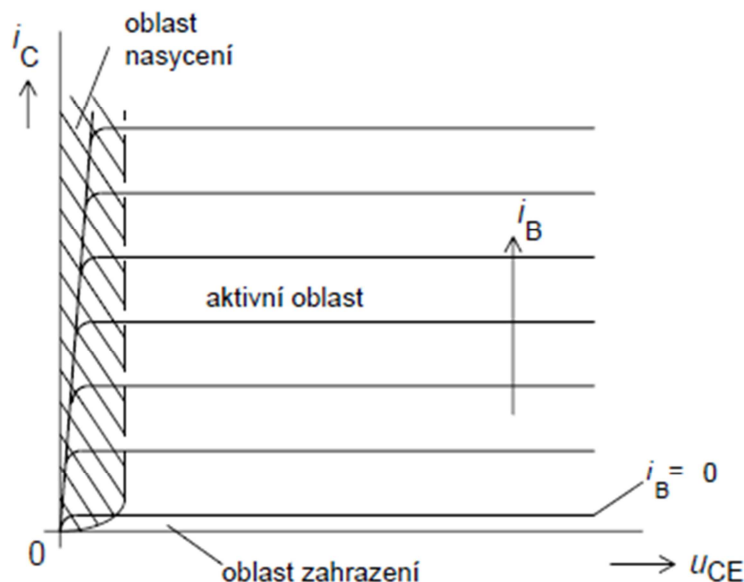
Obr. 1.11 a) zapojení RC článku do obvodu báze pro zkrácení zapínacích časů, b) časové průběhy napětí zdroje a proudu báze [2].

Možnost jak snížit časy vypnutí jsou na (obr. 1.12). Antisaturační dioda zajišťuje polohu pracovního bodu na mezi saturace v sepnutém stavu tranzistoru. Při vypínání tranzistoru je potřeba odsát menší množství akumulovaného náboje z báze a tím se doba vypnutí zkrátí. Jako antisaturační diody se využívají rychlé shottkyho diody s malým

úbytkem napětí v propustném směru (kolem 0,4 V). Funkce diody je taková. Při zapnutí tranzistoru dojde k poklesu napětí u_{CE} na zbytkové saturační napětí, tím dojde k otevření diody (napětí na bázi je vyšší jako zbytkové napětí kolektoru a tím je dioda pólována v propustném směru). Otevřením diody začne část proudu z báze protékat do oblasti kolektoru a snížením tohoto proudu báze dojde k přivření tranzistoru. Napětí u_{CE} se zvětší a dioda se uzavře. Přivřením tranzistoru se poloha pracovního bodu vrátí na křivku meze saturace naznačené čerchovaně na (obr. 1.13).



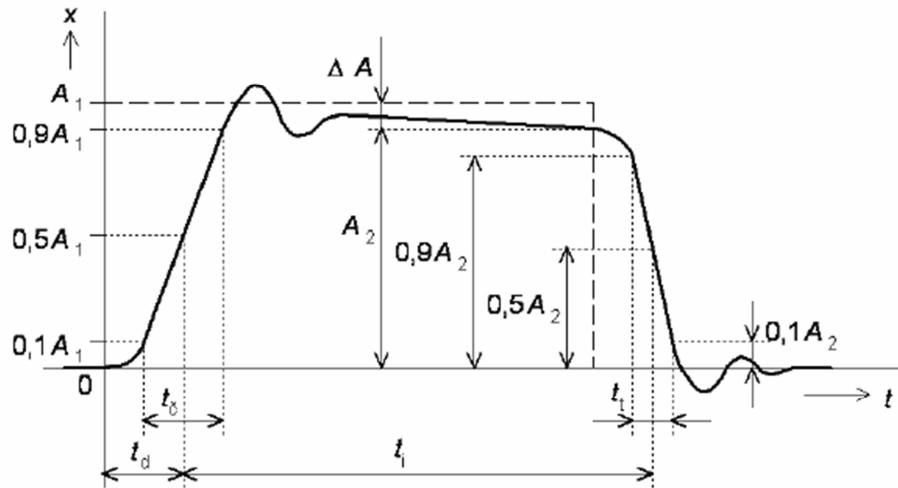
Obr. 1.12 Odstranění saturačního zpoždění antisaturační diodou [2].



Obr. 1.13 Pracovní stavy tranzistoru jako spínače a označení oblasti saturace (čerchovaně) [2].

Další možností jak snížit vypínací časy je zapojení odporu R_{BE} . Jak již bylo zmíněno, vybíjení kapacity C_{CB} do oblasti báze udržuje tranzistor v sepnutém stavu. Zapojením odporu R_{BE} zajistíme vybíjení kapacity přes tento odpor a zajistíme také rychlé odsátí proudu báze a urychlení uzavírání tranzistoru. Odpor R_{BE} zvyšuje proudové nároky na zdroj signálu v bázi, proto je nutné jeho velikost zvolit tak, aby zajistil dostatečně rychlé odsátí proudu báze, ale aby příliš proudově nezatěžoval vstupní zdroj signálu.

Měření všech výše uvedených časů provádíme od úrovně signálu 10% do úrovně 90%, jak je naznačeno na (obr. 1.14).



Obr. 1.14 Průběh reálného pravouhého pulzu [2].

Na závěr uvedme výkonové poměry ve spínacím tranzistoru. Tranzistor jako spínač pracuje pouze ve stavu sepnuto/vypnuto. Ve stavu sepnuto je na něm malý zbytkový úbytek napětí u_{CEsat} a teče jím maximální kolektorový proud. Ve stavu vypnuto je na jeho kolektoru napětí zdroje a teče jím zanedbatelný proud i_{C0} . V rozepnutém stavu je ztrátový výkon tranzistoru zanedbatelný, v sepnutém stavu je mnohonásobně vyšší v závislosti na zbytkovém saturačním napětí tranzistoru. Při přepínání dosahuje tranzistor maximálních ztrátových hodnot a jsou charakteru špičkových nárůstů v době přechodu pracovního bodu aktivní oblastí výstupní charakteristiky, jak je zobrazeno na (obr. 1.15).

Pro celkový ztrátový výkon tranzistoru můžeme psát podle [2]:

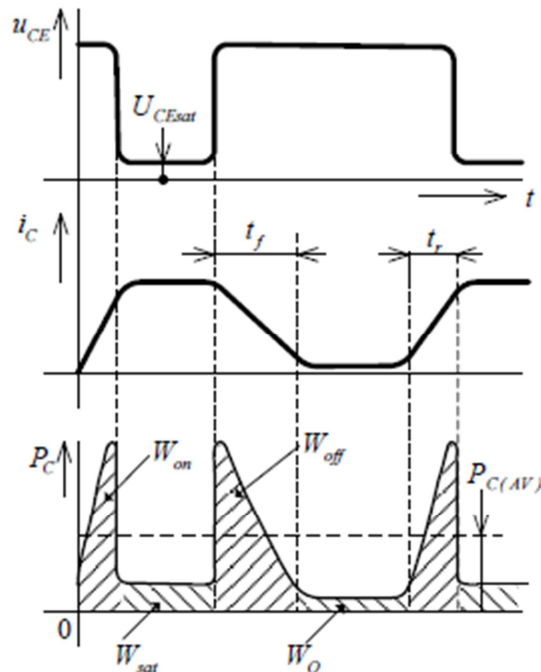
$$P_C = \frac{1}{T} \int P_C dt \approx P_{C_{sat}} + P_{C_{pr}}, \quad (1.28)$$

kde saturace je

$$P_{C_{sat}} = \frac{U_{CC}}{R_C} \cdot U_{CEsat} \cdot \frac{t_i}{T}, \quad (1.29)$$

a přepínání

$$P_{C_{pr}} = \frac{1}{6} \cdot \frac{U_{CC}^2}{R_C} \cdot (t_r + t_f). \quad (1.30)$$



Obr. 1.15 Časové průběhy výkonových ztrát tranzistoru [3].

1.2 Unipolární tranzistory

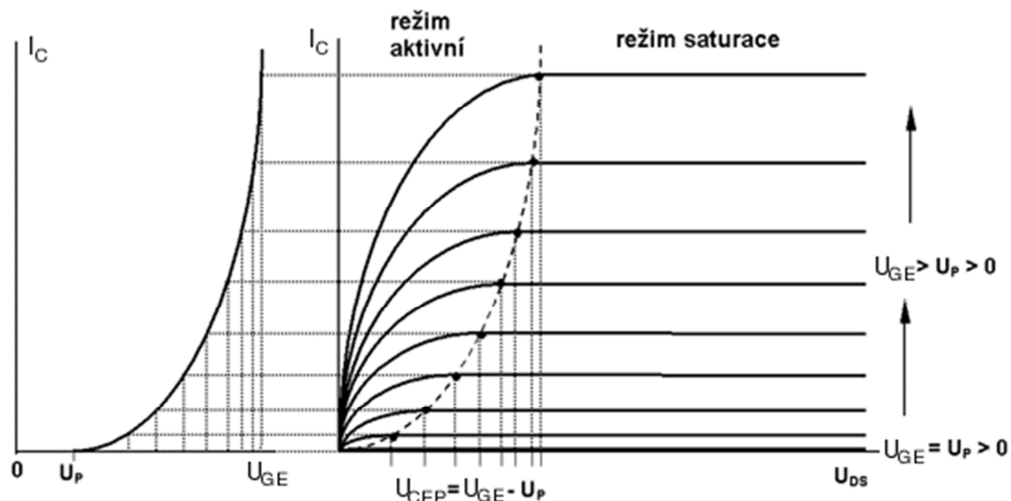
V této kapitole si popíšeme charakteristické vlastnosti unipolárních tranzistorů JFET a MOSFET. Zaměříme se na jejich statické charakteristiky, linearizovaný malosignálový model a setrvačné vlastnosti.

Nejpoužívanější zapojení unipolárního tranzistoru (JFET i MOSFET) je opět jako u bipolárního tranzistoru zapojení se společným emitorem, v případě unipolárního tranzistoru se společným hradlem source (SS). Přípravek pro měření dynamických parametrů je navrhnut v zapojení (SS), proto se budeme popisu tranzistoru věnovat výhradně v tomto zapojení. Dále rozdělujeme unipolární tranzistory podle typu jejich vodivosti kanálu na tranzistory s vodivostí typu N a vodivostí typu P. Rozdíl mezi oběma typy vodivosti je v polaritě řídicího napětí hradla gate. Především z technologického hlediska se více uplatily tranzistory s vodivostí kanálu typu N, a tomuto typu se při popisu tranzistoru budeme věnovat i my.

1.2.1 Statické charakteristiky tranzistoru JFET a MOSFET

Charakteristiky tranzistoru řízeným polem FET (Field Effect Transistor) jsou oproti bipolárnímu tranzistoru jednodušší, protože hradlem gate tranzistoru neprotéká téměř žádný proud (přechod GS je polarizován v závěrném směru u tranzistoru JFET a u tranzistoru MOSFET je přechod izolovaný tenkou vrstvou izolantu (oxidu)). U těchto tranzistorů zobrazujeme převodní a výstupní charakteristiky, nebo jen výstupní (převodní se z nich dají odvodit).

Nejpoužívanějšími pracovními režimy unipolárních tranzistorů jsou aktivní režim (odporová oblast) a režim saturace (oblast saturační). Obvyklí průběh převodní a výstupní charakteristiky MOSFETu s indukovaným kanálem typu N je na (obr. 1.16).



Obr. 1.16 Převodní a výstupní charakteristiky tranzistoru MOSFET s indukovaným kanálem typu N [7].

V případě tranzistoru MOSFET s indukovaným kanálem musí polarita hradla splňovat podmínky inverzní vrstvy, aby došlo k otevření tranzistoru. Pro vznik indukovaného kanálu typu N, musí být hradlo kladné, aby přitahovalo elektrony z hradel D a S. Pro $U_{GS} \leq U_p$ není inverzní vrstva vytvořena a tranzistor je uzavřený. Při dosažení $U_{GS} = U_p > 0$ se tranzistor začne otevírat a začne protékat proud. Velikost prahového napětí je dána v závislosti na použitém typu tranzistoru. Typicky se pohybuje pro $U_p = 2 \div 6 V$. U MOSFETu s trvalým kanálem je již při výrobě vytvořen vodivý kanál a proud jím teče i při nulovém napětí na hradle G. Dalšímu rozšíření kanálu dosáhneme kladným napětím na hradle G a naopak zúžení kanálu, až uzavření tranzistoru dosáhneme záporným napětím hradla G.

Přechod GS (P+N) pro NJFET musí být polarizovaný v závěrném směru - na hradlo G přivádíme záporné napětí. Hradlem teče pouze zanedbatelný závěrný stejnosměrný proud. Při $U_{GS} = 0$ je vodivý kanál zcela otevřen. Při $U_p < U_{GS} < 0$ dochází k přiškrcení kanálu, a dalším zvyšování dojde k úplnému zániku, kdy je záporné napětí na G rovno prahovému napětí $U_{GS} = U_p < 0$. Mějme $U_{GS} = 0$, při zvyšování napětí $U_{DS} > 0$ začne tranzistorem protékat proud. Při dosažení $U_{DS} = -U_p$ tranzistor přejde do stavu saturace a proud se dále nezvyšuje.

Nyní si uvedme nejdůležitější rovnice pro proud i_D v jednotlivých režimech [1]:

Vztah pro velikost proudu v **aktivním režimu** pro tranzistor JFET s kanálem typu N

$$\frac{i_D}{I_{Dsat0}} = 3 \frac{u_{DS}}{U_P} - 2 \left[\left(\frac{u_{GS} - u_{DS}}{U_P} \right)^{\frac{3}{2}} - \left(\frac{-u_{GS}}{-U_P} \right)^{\frac{3}{2}} \right], \quad (1.31)$$

kde I_{Dsat0} je saturační proud při $U_{GS} = 0 V$

$$I_{Dsat0} = -\frac{2Zq\mu_n N_D a U_P}{3L}, \quad (1.32)$$

kde L je délka kanálu, Z šířka kanálu, μ_n je pohyblivost nosičů náboje a N_D koncentrace donorů.

Aktivní režim končí při

$$u_{DS} = U_{DSsat} = u_{GS} - U_P. \quad (1.33)$$

Vztah pro velikost proudu v **saturačním režimu** dostaneme dosazením (1.30) do (1.29)

$$\frac{i_D}{I_{Dsat0}} = 1 - 3 \cdot \frac{-u_{GS}}{-U_P} + 2 \left(\frac{u_{GS}}{U_P} \right)^2, \quad (1.34)$$

a v praktických výpočtech lze vztah (1.34) s dobrou přesností nahradit jednodušším vztahem

$$i_D = I_{Dsat0} \left(1 - \frac{u_{GS}}{U_P} \right)^2. \quad (1.35)$$

Pro tranzistor MOSFET s indukovaným kanálem typu N v **aktivním režimu** platí

$$\frac{i_D}{I_{Dsat0}} = 2 \frac{u_{DS}}{U_P} \left(\frac{u_{GS}}{U_P} - 1 \right) - \left(\frac{u_{DS}}{U_P} \right)^2, \quad (1.36)$$

kde I_{Dsat0} je saturační proud při $U_{GS} = 0 V$

$$I_{Dsat0} = \frac{Z \mu_n C_i U_P^2}{2L}, \quad (1.37)$$

kde L je délka kanálu, Z šířka kanálu a C_i kapacita izolantu na jednotku plochy.

Proud v **režimu saturace** je obdobně jako u JFET

$$i_D = I_{Dsat0} \left(\frac{u_{GS}}{U_P} - 1 \right)^2, \quad (1.38)$$

1.2.2 Linearizovaný malosignálový model tranzistoru JFET a MOSFET

Charakteristické veličiny pro sestavení náhradního obvodu tranzistoru JFET i MOSFET převzaté z [1]:

Kolektorová (výstupní vodivost)

$$g_d = \left. \frac{\partial i_D}{\partial u_{DS}} \right|_{u_{GS} = konst.}. \quad (1.39)$$

Strmost hradla (transkonduktance). Závísí na poloze pracovního bodu a vzrůstá při $u_{GS} \rightarrow 0$. Dosahuje hodnot až 3,5 mA/V

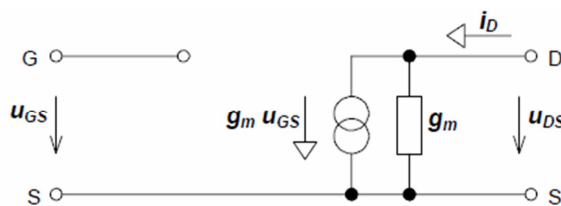
$$g_m = \left. \frac{\partial i_D}{\partial u_{GS}} \right|_{u_{DS}=\text{konst.}} \quad (1.40)$$

Napětový zesilovací činitel

$$\mu_g = - \left. \frac{\partial u_{DS}}{\partial u_{GS}} \right|_{i_c=\text{konst.}} = \frac{g_m}{g_d} \quad (1.41)$$

Strmost hradla v saturačním režimu

$$g_m = \frac{2 \cdot I_{Dsat0}}{U_p} \left(\frac{u_{GS}}{u_p} - 1 \right) \quad (1.42)$$



Obr. 1.17 Linearizovaný malosignálový model tranzistoru JFET a MOSFET pro nízké kmitočty [1].

1.2.3 Dynamické vlastnosti unipolárních tranzistorů

Mezní kmitočty unipolárního tranzistoru

Oproti bipolárním tranzistorům jsou unipolární struktury použitelné do mnohem vyšších frekvencí a dosahují tak větších mezních frekvencí f_β pro pokles o 3 dB a tedy i tranzitního kmitočtu f_T , kdy je proudový zesilovací činitel roven jedné. Tranzistory JFET a MOSFET jsou použitelné cca do frekvencí 1 GHz. Dosahují tomu díky malé délce kanálu (několik $[\mu m]$) což zkracuje čas průchodu nosičů náboje hradlem. Struktury tranzistorů MESFET a HEMT umožňují zkrátit délku kanálu pod 1 μm a zvýšit pohyblivost nosičů náboje použitím hradla vytvořeného Shottkyho bariérovou diodou, což umožňuje použití až do frekvencí cca 10 GHz.

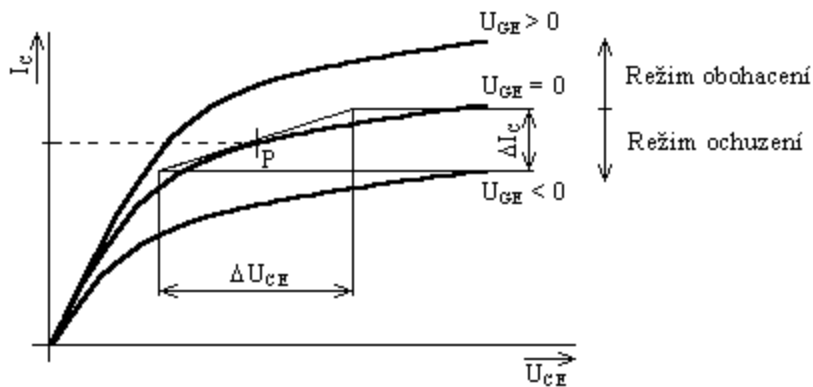
Admitanční parametry tranzistoru pro střídavý signál

Unipolární tranzistory jsou popsány admitančními parametry. Jejich tvar je stejný jako u bipolárních tranzistorů, avšak parametry y_{11} a y_{12} zde nemají žádný význam, protože hradlem gate teče pouze zanedbatelný proud. V případě MOSFETu je svodový proud přes izolovanou bránu gate v řádech $[10^{-9} \div 10^{-15} A]$.

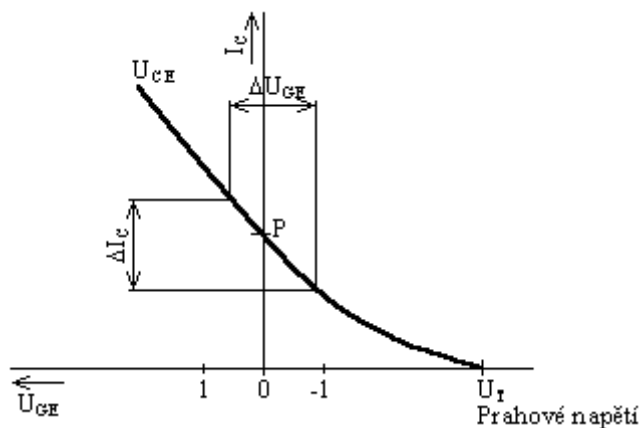
Strmost tranzistoru při výstupu nakrátko:
$$y_{21s} = \frac{\Delta i_D}{\Delta u_{GS}} \Big|_{U_{DS}=\text{konst.}; \Delta u_{DS}=0} \cdot \quad (1.43)$$

výstupní vodivost při vstupu nakrátko:
$$y_{22s} = \frac{\Delta i_D}{\Delta u_{DS}} \Big|_{U_{GS}=\text{konst.}; \Delta u_{GS}=0} \cdot \quad (1.44)$$

Odečet parametru y_{22} z výstupní charakteristiky je na (obr. 1.18) a odečet parametru y_{21} z převodní charakteristiky je na (obr. 1.19).



Obr. 1.18 Grafické znázornění pro odečet parametru y_{22} z výstupní charakteristiky, v tomto případě pro MOSFET s trvalým kanálem.



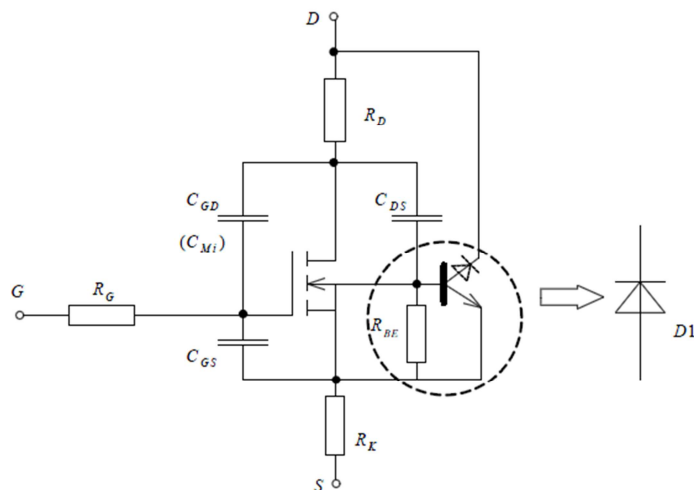
Obr. 1.19 Grafické znázornění pro odečet parametru y_{21} z převodní charakteristiky.

Činitel harmonického zkreslení (Total Harmonic Distortion)

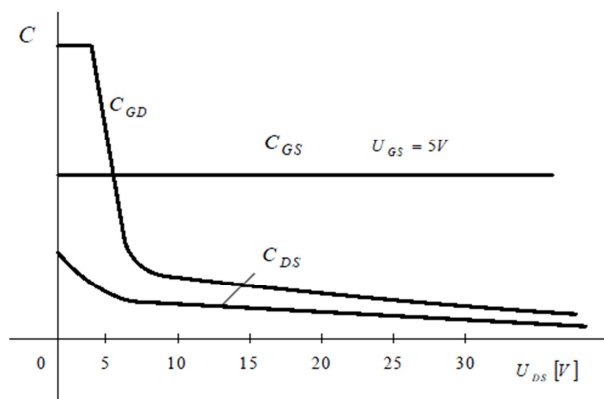
Měření THD je obdobné jako u bipolárního tranzistoru. Výstupní charakteristika unipolárního tranzistoru je téměř lineární a tranzistor proto vykazuje malé nelineární zkreslení.

Unipolární tranzistor jako spínač

Náhradní schéma tranzistoru pro zobrazení jeho dynamických vlastností je na (obr. 1.20). Podobně jako u bipolárních tranzistorů má unipolární tranzistor parazitní kapacity mezi hrady C_{DS} , C_{GS} a C_{GD} . V katalogu pro spínací tranzistory se setkáme s pojmy $C_{is} = C_{GS} + C_{GD}$ a $C_{oss} = C_{DS} + C_{GD}$ značící velikost vstupní a výstupní kapacity tranzistoru. Největší vliv na dynamické vlastnosti má tzv. Millerova kapacita formálně shodná s C_{GD} . Její závislost na napětí U_{DS} je na (obr. 1.21)

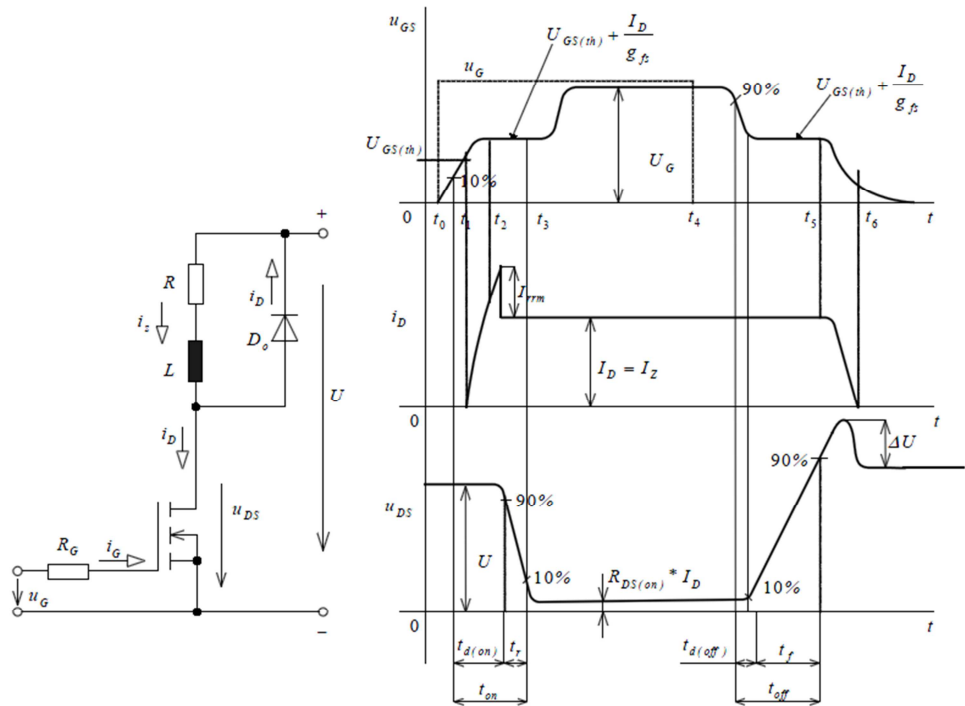


Obr. 1.20 Náhradní schéma pro dynamické vlastnosti MOSFET [3].



Obr. 1.21 Změna kapacity tranzistoru MOSFET [3].

Napětiovým vstupním impulzem u_G sepneme tranzistor. Přes odpor R_G se začne nabíjet vstupní kapacita a vzrůstá napětí u_{GS} a po dosažení prahového napětí začne protékat proud I_D . Při rozepínání je děj opačný. Kapacity se vybíjí přes odpor R_G a proud I_D zaniká. Průběhy modelu spínače MOSFET a schéma zapojení jsou na (obr. 1.22). Doby sepnutí a vypnutí MOSFET bývají v řádech desítek ns a bývají mnohem kratší než u bipolárních tranzistorů. Snížením vstupního odporu R_G lze dosáhnout většího nabíjecího a vybíjecího proudu kapacit a zrychlení tak procesu spínání a vypínání.



Obr. 1.22 Model spínače MOSFET s induktivní zátěží [3].

2 NÁVRH UNIVERZÁLNÍHO PŘÍPRAVKU

Přípravek byl navržen i jako laboratorní úloha. Z tohoto důvodu bylo použito konstrukční řešení pro snadné připojení jednotlivých přístrojů a pro snadnou výměnu tranzistorů a přišroubování na chladič. Otevřená konstrukce zajišťuje tepelnou výměnu chladiče a výkonových odporů s okolím.

Dále byl navržen pro měření dynamických parametrů bipolárních a unipolárních tranzistorů v zapojení (SE, SS). Přípravek je dimenzován pro měření ve dvou módech. Pro výkonové tranzistory (např. TO220), umožňuje první mód (Mode1) měření zhruba až do $I_C = 825 \text{ mA}$. Pro tranzistory s malým ztrátovým výkonem (např. pouzdro TO92) a pro měření při malých kolektorových proudech, umožňuje druhý mód (Mode2) měření asi do $I_C = 290 \text{ mA}$.

2.1 Ochrana přípravku a maximální zatížení

Přípravek je napájen z laboratorního zdroje, jehož maximální výstupní napětí a proud je $25 \text{ V} / 1 \text{ A}$. Odporů zapojené v obvodu kolektoru omezují maximální výstupní proud na $I_{c\text{max}} = 825 \text{ mA}$. Otevření tranzistoru řídí laboratorní zdroj v obvodu báze s parametry $6 \text{ V} / 5 \text{ A}$. Odporů v obvodu báze omezují maximální proud bází na $I_{b\text{max}} = 80 \text{ mA}$. Zvolené výkonové odpory spolu s chladičem zajišťují, že i při maximálním výstupním napětí na svorkách obou zdrojů, nedojde k přetížení přípravku ani tranzistoru a jejich případnému zničení.

POZOR! Výše uvedená ochrana je splněna pouze v případě měření výkonových

tranzistorů připojených ke chladiči. Vybrané tranzistory pro měřicí úlohu tyto podmínky splňují pro případ, že by došlo k chybnému nastavení výstupního napětí napájecích zdrojů, nebo nebylo nastaveno proudové omezení apod. Na přípravku je možné měřit i tranzistory s nízkým ztrátovým výkonem neupevněných na chladič. V tomto případě je třeba dbát na správné nastavení proudového omezení a maximálního ztrátového výkonu tranzistoru, aby nedošlo k jeho zničení. Dále je programově zavedená teplotní stabilizace, která v případě zvýšení proudu kolektorem vlivem vzrůstu teploty tranzistor přivře, proud kolektorem poklesne, a tranzistor se stabilizuje.

2.2 Kompatibilita s tranzistorovými pouzdry

Tranzistor se na chladič pokládá do horizontální polohy a je upevněn šroubem. Tato metoda je použitelná pro pouzdra TO220, TO126 a další podobné modifikace s otvorem pro upevnění ke chladiči. Pouzdra nízkovýkonových tranzistorů jako TO92, nebo TO18 se zasunou přímo do dutinkové lišty na DPS a může na ně být dodatečně připevněn chladič určený pro tato pouzdra. Dutinková lišta má 4 konektory a je do DPS připojena následovně: zleva E – B – C – E. (Tab. 2.1) popisuje zapojení pouzder do dutinkové lišty.

Tab. 2.1 Připojení pouzder tranzistorů do zdířek dutinkové lišty.

Zdířka	1	2	3	4
Dutinková lišta v DPS	E	B	C	E
Pouzdra TO220, TO126...		B	C	E
Pouzdra TO92, TO18...	E	B	C	

Pouzdra, která mají uspořádání vývodů odlišná od posloupnosti EBC, nebo BCE, se musí nejprve připojit do přídatné lišty. Na přídatnou lištu jsou připájeny drátky, které se zkříží tak, aby splnily jednu z posloupností dané tabulkou a mohly se zasunout do lišty na DPS.

2.3 Chladič

Jak bylo řečeno v předchozí kapitole, na přípravku je možné měřit tranzistory v různých typech pouzder. Jednotlivá pouzdra a v nich použitý typ tranzistoru se liší svým vnitřním tepelným odporem $R_{\vartheta_{jc}}$ (junction – case). Z tohoto důvodu je tepelný odpor chladiče $R_{\vartheta_{sa}}$ zvolen tak, aby vyhovoval i tranzistorům s velkým $R_{\vartheta_{jc}}$.

Byl zvolen hliníkový chladič s rozměry 90x25x60 mm, s tepelným odporem $R_{\vartheta_{sa}} = 3,6 \text{ K/W}$ [8]. Vzorec pro výpočet celkového tepelného odporu R_{ϑ} podle [9]:

$$R_{\vartheta} = \frac{(\vartheta_j - \vartheta_a)}{P_z}, \quad (2.1)$$

kde ϑ_j je teplota přechodu, ϑ_a je teplota okolí a P_z je ztrátový výkon v pracovním

režimu.

Výpočet odporu chladiče $R_{\vartheta sa}$ podle [9]:

$$R_{\vartheta sa} = R_{\vartheta} - R_{\vartheta jc} - R_{\vartheta cs}, \quad (2.2)$$

kde $R_{\vartheta jc}$ je vnitřní tepelný odpor a $R_{\vartheta cs}$ je tepelný odpor styku s chladičem.

Výpočet teploty přechodu ϑ_j a teploty chladiče ϑ_c podle [9]:

$$\vartheta_j = \vartheta_a + R_{\vartheta ja} \cdot P_z, \quad (2.3)$$

$$\vartheta_c = \vartheta_a + R_{\vartheta sa} \cdot P_z, \quad (2.4)$$

kde

$$R_{\vartheta ja} = R_{\vartheta jc} + R_{\vartheta cs} + R_{\vartheta sa}. \quad (2.5)$$

Nyní uvedeme příklad výpočtu teploty přechodu a teploty chladiče pro tranzistory BD135-16 (TO126) a TIP48 (TO220).

Přípravek je napájen z laboratorního zdroje $U_{cc} = 25 V$. Maximální proud kolektorem je odpory R_c omezen na $I_c = 825 mA$. Maximální ztrátový výkon vypočítáme jako:

$$P_z = \frac{1}{2} U_{cc} \cdot \frac{1}{2} I_c = 12,5 \cdot 0,4125 = 5,16 W.$$

Zvolíme teplotu okolí s rezervou na $\vartheta_a = 30 C^\circ$. Tranzistor BD135-16 má podle katalogových údajů maximální teplotu přechodu $\vartheta_{jmax} = 150 C^\circ$, vnitřní tepelný odpor $R_{\vartheta jc} = 10 K/W$ a je od chladiče izolován slídovou destičkou s odporem $R_{\vartheta cs} = 0,4 K/W$. Nyní můžeme podle vztahu (2.1) vypočítat celkový tepelný odpor:

$$R_{\vartheta} = \frac{(\vartheta_j - \vartheta_a)}{P_z} = \frac{(150 - 30)}{5,16} = 23,26 K/W.$$

Pomocí všech známých hodnot můžeme vypočítat tepelný odpor chladiče podle (2.2):

$$R_{\vartheta sa} = R_{\vartheta} - R_{\vartheta jc} - R_{\vartheta cs} = 23,26 - 10 - 0,4 = 12,86 K/W.$$

Kdybychom použili chladič s tepelným odporem např. $9 K/W$, bude pomocí vztahu (2.3) a (2.4) vnitřní teplota přechodu a teplota chladiče:

$$\vartheta_j = \vartheta_a + R_{\vartheta ja} \cdot P = 30 + 19,4 \cdot 5,16 = 130,1 C^\circ,$$

$$\vartheta_c = \vartheta_a + R_{\vartheta_{sa}} \cdot P = 30 + 9 \cdot 5,16 = 76,44 \text{ C}^\circ.$$

Pro naše účely je vhodné provádět měření při mnohem nižších teplotách, a proto musíme použít chladič s nižším tepelným odporem. Zkontrolujeme velikost teplot tranzistoru BD135-16 s naším použitým chladičem $R_{\vartheta_{sa}} = 3,6 \text{ K / W}$:

$$\vartheta_j = \vartheta_a + R_{\vartheta_{ja}} \cdot P = 30 + 14 \cdot 5,16 = 102,2 \text{ C}^\circ,$$

$$\vartheta_c = \vartheta_a + R_{\vartheta_{sa}} \cdot P = 30 + 3,6 \cdot 5,16 = 48,6 \text{ C}^\circ.$$

Nakonec porovnáme teploty s tranzistorem TIP48, který má vnitřní tepelný odpor $R_{\vartheta_{jc}} = 3,13 \text{ K / W}$:

$$\vartheta_j = \vartheta_a + R_{\vartheta_{ja}} \cdot P = 30 + 7,13 \cdot 5,16 = 66,8 \text{ C}^\circ,$$

$$\vartheta_c = \vartheta_a + R_{\vartheta_{sa}} \cdot P = 30 + 3,6 \cdot 5,16 = 48,6 \text{ C}^\circ.$$

Vypočítané teploty jsou maximální teploty, kterých může přechod tranzistoru a chladič dosáhnout. Jsou počítány pro pracovní bod nastavený ve středu výstupní charakteristiky tranzistoru (třída A), kde je ztrátový výkon nejvyšší.

3 MĚŘENÍ NA PŘÍPRAVKU

Přípravek byl navržen pro automatizované měření řízené počítačem. Zásah do přípravku je omezen pouze na připojení napájecích zdrojů, měřících přístrojů a výměnu měřeného tranzistoru. Veškeré úkony spojené s měřením jsou prováděny pomocí PC.

Přípravek byl navržen a program sestaven pro měření následujících dynamických parametrů:

- dynamické hybridní parametry ($h_{11}, h_{21}, h_{12}, h_{22}$) v závislosti na frekvenci;
- dynamické hybridní parametry ($h_{11}, h_{21}, h_{12}, h_{22}$) v závislosti na kolektorovém proudu (pracovním bodě);
- dynamické admitanční parametry (y_{21}, y_{22}) v závislosti na frekvenci;
- dynamické admitanční parametry (y_{21}, y_{22}) v závislosti na proudu drainem (pracovním bodě);
- dynamický rozsah (DR);
- činitel harmonického zkreslení a šum (THD+N & SINAD);
- poměr signálu k šumu (S/N).

3.1 Měřicí přístroje a napájecí zdroje

GP-IB

Všechny přístroje jsou řízeny počítačem a komunikace probíhá přes paralelní sběrnici GP-IB. Přístroje jsou propojeny síťovou topologií typu kruh (ring).

Maximální rychlost sběrnice je 1 MB/s. Je definována standardy IEEE 488.1 a IEEE 488.2.

Měřicí systém se dle IEEE 488.1 skládá z funkčně samostatných zařízení (přístrojů, PC, apod.) propojených standardizovanou paralelní sběrnici [14].

- Maximální počet připojených funkčních jednotek 15;
- celková maximální délka sběrnice 20 m;
- max. vzdálenost mezi dvěma funkčními jednotkami 2 m.



Obr. 3.1 Propojení PC se sběrnici GP-IB konvertorem 82357B USB/GPIB [14].

E3631A

Trojité napájecí laboratorní zdroj 80W [10]:

Výstup 1: 0 až 6 V, 0 až 5 A.

Výstup 2: 0 až +25 V, 0 až 1 A.

Výstup 3: 0 až -25 V, 0 až 1 A.

33220A

Funkční generátor 20 MHz [11].

54621A

Dvoukanálový osciloskop s šířkou pásma 60 MHz [12].

R&S®UPV Audio Analyzer

Audio analyzátor s vlastním generátorem signálu, který je použit pro měření THD+N & SINAD [13].

3.2 Agilent VEE (Visual Engineering Environment)

Agilent VEE je grafické vývojové prostředí pro programování a řízení měřicích přístrojů a systémů prostřednictvím sběrnice GP-IB, sériové lince RS-232, USB, nebo sítě LAN. Naměřená data lze dále zpracovat přímo ve VEE, nebo je zpracovat externími programy jako je např. MATLAB nebo Excel, které jsou do prostředí VEE implementovány.

Pro naše účely jsme zvolili toto programovací prostředí, protože díky svému grafickému provedení a metodě tvorby programu pomocí spojování bloků, umožňuje rychlejší tvorbu a odladění samotného programu oproti vyšším programovacím jazykům jako např. C/C++.

3.3 Funkce mikrokontroléru a tranzistorů MOSFET v měřicím přípravku

Měření dynamických parametrů uvedených na začátku třetí kapitoly, vyžaduje přepínání vstupních/výstupních svorek měřicích přístrojů mezi jednotlivými body univerzálního přípravku. Místo mechanických přepínacích prvků vyžadujících obsluhu operátora, byl použit mikrokontrolér řízený počítačem.

3.3.1 Mikrokontrolér ATmega

Byl zvolen mikrokontrolér architektury AVR - ATmega16A-AU od firmy Atmel. Jeho funkcí je spínat unipolární tranzistory MOSFET, jejichž sepnutím jsou následně fyzicky propojeny svorky měřicích přístrojů s určitými body univerzálního přípravku.

Brány (pin G) MOSFET tranzistorů jsou připojeny na výstupní porty mikrokontroléru. Naplněním jeho registrů určitou hodnotou (binární, dekadickou, nebo hexadecimální), uvedeme jednotlivé piny výstupních portů do logických úrovní „0“, nebo „1“. Vysoká úroveň na výstupním pinu je rovna napětí $U_{„1“} = 5V$.

V našem případě využíváme dva porty mikrokontroléru s názvy PA a PB, pro spínání celkem jedenácti MOSFET tranzistorů.

3.3.2 Unipolární spínací tranzistory MOSFET

IRFD110

Maximální odpor tranzistoru v sepnutém stavu je $R_{DS(on)} = 0,54 \Omega$, což zajišťuje jeho zanedbatelný ztrátový výkon. Při $U_{GS} = 5V$ může tranzistorem protékat proud o velikosti až $I_c = 1A$.

QC1 a QC2 slouží k připojení výkonových odporů RC1, nebo RC2 do obvodu kolektoru a zajišťují tím přepínání mezi měřicími módy Mode1 a Mode2:

QC1 – sepnutím je do obvodu kolektoru zařazen do série odpor RC1 pro měření v Mode1 (QC2 je rozepnut).

QC2 – sepnutím je do obvodu kolektoru zařazen do série odpor RC2 pro měření v Mode2 (QC1 je rozepnut).

MMFTN123

Maximální prahové napětí je $U_{GSth} = 2V$, což zajišťuje spolehlivé sepnutí tranzistoru mikrokontrolérem do vodivého stavu. Díky unipolární struktuře, která zajišťuje přenos vysokých frekvencí, je střídavý signál o maximální frekvenci cca 5 MHz věrně přenesen.

Q2 – v sepnutém stavu zajišťuje výstup nakrátko pro měření parametrů h_{11} a h_{21} . Při

měření UPV analyzátozem, nebo měření parametrů h_{12} a h_{22} , kdy je generátor signálu připojen na výstup, je tranzistor Q2 rozepnut.

Q3, Q4 – zajišťují připojení kanálu X osciloskopu. Při sepnutém Q4 je kanál X připojen do obvodu kolektoru (Q3 je rozepnut). Naopak při sepnutém Q3 je kanál X připojen do obvodu báze (Q4 je rozepnut).

Q5, Q6 - zajišťují připojení kanálu Y osciloskopu. Při sepnutém Q5 je kanál Y připojen do obvodu kolektoru (Q6 je rozepnut). Naopak při sepnutém Q6 je kanál Y připojen do obvodu báze (Q5 je rozepnut).

Q7, Q8 – zajišťují přepínání výstupu funkčního generátoru mezi vstupem a výstupem. Při sepnutém Q7 je funkční generátor, nebo generátor UPV analyzátozem připojen na vstup měřeného obvodu pro měření h_{11} a h_{21} parametrů (Q8 je rozepnut). Naopak při sepnutém Q8 je generátor připojen na výstup měřeného obvodu pro měření h_{12} a h_{22} parametrů.

Q9 a Q10 slouží k připojení odporů RB1, nebo RB2 do obvodu báze a zajišťují tím přepínání mezi měřicími módy Mode1 a Mode2:

Q9 – sepnutím je do obvodu báze zařazen do série odpor RB1 pro měření v Mode1 (Q10 je rozepnut).

Q10 – sepnutím je do obvodu báze zařazen do série odpor RB2 pro měření v Mode2 (Q9 je rozepnut).

Následující stavové tabulky zobrazují nastavení výstupních portů pro jednotlivá měření v módech 1 a 2.

Tab. 3.1 Stavová tabulka pro Mode1.

Mode1 (Rc=27R, Rb=75R, I _{cmax} =825 mA)													
S	PA5	PA4	PA3	PA2	PA1	PA0	PB4	PB3	PB2	PB1	PB0	DEC	
	QC2	QC1	Q2	Q9	Q10	Q4	Q8	Q7	Q6	Q5	Q3	PA	PB
1	0	1	1	1	0	1	0	0	0	1	0	29	2
2	0	1	0	1	0	0	0	1	0	0	0	20	8
3	0	1	1	1	0	0	0	1	1	0	1	28	13
4	0	1	1	1	0	1	0	1	0	1	0	29	10
5	0	1	0	1	0	1	1	0	0	1	0	21	18
6	0	1	0	1	0	0	1	0	1	0	0	20	20

Tab. 3.2 Stavová tabulka pro Mode2.

Mode2 (Rc=82R, Rb=6k, I _{cmax} =293 mA)													
S	PA5	PA4	PA3	PA2	PA1	PA0	PB4	PB3	PB2	PB1	PB0	DEC	
	QC2	QC1	Q2	Q9	Q10	Q4	Q8	Q7	Q6	Q5	Q3	PA	PB
1	1	0	1	0	1	1	0	0	0	1	0	43	2
2	1	0	0	0	1	0	0	1	0	0	0	34	8
3	1	0	1	0	1	0	0	1	1	0	1	42	13
4	1	0	1	0	1	1	0	1	0	1	0	43	10
5	1	0	0	0	1	1	1	0	0	1	0	35	18
6	1	0	0	0	1	0	1	0	1	0	0	34	20

Tab. 3.3 Tabulka popisující použití jednotlivých stavů výstupních portů.

S	Typ měření
1	Nastavení pracovního bodu.
2	Měření UPV analyzátozem.
3	Měření parametrů h_{11} , h_{21} , y_{21} v závislosti na frekvenci, nebo pracovním bodě. Kanály osciloskopu XY jsou připojeny v obvodu kolektoru na odporu RBO.
4	Měření parametrů h_{11} , h_{21} , y_{21} v závislosti na frekvenci, nebo pracovním bodě. Kanály osciloskopu XY jsou připojeny v obvodu kolektoru na odporu RCO.
5	Měření parametrů h_{22} , h_{12} , y_{22} v závislosti na frekvenci, nebo pracovním bodě. Kanály osciloskopu XY jsou připojeny v obvodu kolektoru na odporu RCO.
6	Měření parametrů h_{22} , h_{12} , v závislosti na frekvenci, nebo pracovním bodě. Kanály osciloskopu XY jsou připojeny v obvodu kolektoru na odporu RBO.

PA5-PA0 – čísla pinů portu A.

PB4-PB0 – čísla pinů portu B.

DEC – dekadická hodnota portů PA a PB pro každý stav S.

S – číslo stavu portů. Každý stav je využit pro měření některého z dynamických parametrů.

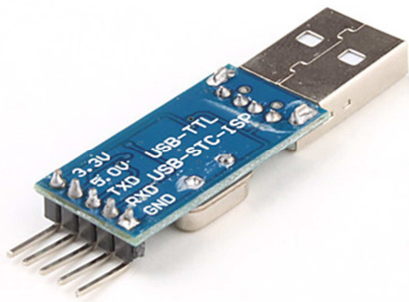
3.3.3 Řízení mikrokontroléru pomocí USART

USART (*Universal Synchronous / Asynchronous Receiver and Transmitter*). Jde o zařízení pro sériovou komunikaci, které lze nastavit buď pro asynchronní režim (SCI - např. pro linky RS232 resp. RS485), anebo pro synchronní režim (běžně označovaný jako SPI). Rozšířenou implementací byl např. integrovaný obvod USART 8251 firmy Intel, jako jeden ze sériových I/O modulů je USART implementován v některých mikrokontrolérech řady PICmicro® MCU a většině MCU firmy Atmel [15].

Dnešní počítače komunikují se zařízeními pomocí rozhraní USB. Abychom mohli s mikrokontrolérem komunikovat pomocí USART, musíme použít převodník. K tomu nám poslouží na trhu běžně dostupný PL2303 převodník USB to RS232 TTL.

Převodník má 5 pinů:

- Pin pro napájení zařízení 3.3 V,
- pin pro napájení zařízení 5 V,
- pin TXD (transmit) pro vysílání dat,
- pin RXD (recieve) pro příjem dat,
- pin GND (uzemění).



Obr. 3.2 PL2303HX USB to RS232 TTL Converter [16].

V naší aplikaci využíváme výstupní napětí 5V převodníku pro napájení mikrokontroléru a piny TX a RX pro komunikaci. Pro případ využití jiného způsobu komunikace, jsou na přípravku svorky VCC-D a GND-D pro připojení externího napájení pro mikrokontrolér.

Ke komunikaci s mikrokontrolérem využíváme přímo v prostředí VEE funkce programu MATLAB. Nastavení výstupních portů PA a PB je definováno pomocí dvouřádkové proměnné $s[2]=[PA \ PB]$ vyslané přes USART do mikrokontroléru. Pole proměnné s , naplňujeme dvěma dekadickými čísly podle (tab. 3.1) a (tab. 3.2). Bude-li proměnná $s=[29 \ 2]$, budou výstupní porty nastaveny podle tabulky: stav **S1** pro **nastavení pracovního bodu** v módu **Mode1**. Mikrokontrolér poté pošle potvrzení v podobě skutečných hodnot nastavených na portech PA a PB, které jsou porovnány se zadanými hodnotami pro kontrolu správného nastavení.

Zdrojový kód inicializace komunikace a nastavení portů PA a PB pomocí USART v bloku MATLAB:

```
s=serial('COM4');           // definice komunikačního portu USB
s.BaudRate=57600;          // symbolová rychlost
s.TimeOut=0.5;             // rychlost odezvy
fopen(s);                   // otevření komunikace

fwrite(s,[29 2]);          // zápis dekadických čísel do MCU
A=fread(s);                 // čtení skutečných hodnot na
                             // portech PA a PB do pomocné proměnné
if A(1) ~=29 || A(2) ~=2   // kontrola správného nastavení
error=true;                 // detekce chyby
end
```

3.4 Metoda měření hybridních parametrů bipolárních tranzistorů

V kapitole 1.1.3 jsou definovány vztahy pro výpočet h -parametrů pomocí střídavých vstupních, nebo výstupních proudů a napětí. Měření je prováděno při frekvencích až do cca 5 MHz. Měření napětí lze snadno provádět pomocí jednonábového osciloskopu, ale měření proudu o dané frekvenci je poněkud složitější. Vhodný by byl multimetr s komunikačním rozhraním pro komunikaci s PC a schopností měřit proudy o zmiňovaných frekvencích, nebo osciloskopická proudová sonda s dostatečným frekvenčním rozsahem a citlivostí.

Z hlediska dostupných přístrojů, jednoduchosti a redukci počtu použitých přístrojů, byla zvolena **nepřímá metoda měření** proudu pomocí osciloskopu.

3.4.1 Měření parametrů h_{11} a h_{21}

Definice parametrů z kapitoly 1.1.3:

vstupní impedance při výstupu nakrátko:
$$h_{11e} = \left. \frac{\Delta u_{BE}}{\Delta i_B} \right|_{U_{CE}=\text{konst.}; \Delta u_{CE}=0} \quad [\Omega],$$

proudový zesilovací činitel při výstupu nakrátko:
$$h_{21e} = \left. \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B} \right|_{U_{CE}=\text{konst.}; \Delta u_{CE}=0} \quad [-].$$

Funkční generátor je připojen na vstupu přípravku v obvodu báze měřeného tranzistoru, jak je naznačeno na (obr. 3.3). Střídavý signál z generátoru, je superponován na stejnosměrnou složku, která tvoří nastavený klidový pracovní bod. Při kladné půlvlně signálu vzroste proud báze, tranzistor se více otevře, vzroste proud kolektorem a napětí na kolektoru klesne. Při záporné půlvlně se tranzistor přivře, proud kolektorem klesne a napětí na kolektoru vzroste. Grafický odečet napětí a proudů pro výpočet h_{11} z druhého a třetího kvadrantu a pro h_{21} z prvního a druhého kvadrantu je na (obr. 3.4).

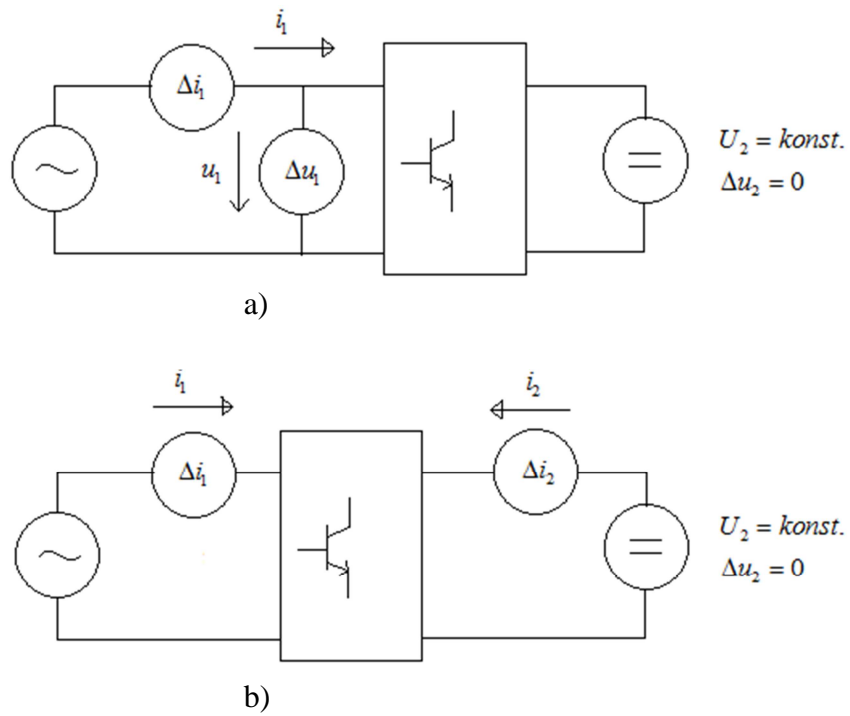
Osciloskop má na vstupu kanálů zapojenou střídavou vazbu AC – v cestě signálu je zapojen kondenzátor a osciloskop tak měří pouze střídavou složku (ss složka je odfiltrována). Střídavou vazbu není vhodné používat pro nízké frekvence (do 300 kHz), protože dochází k útlumu střídavého signálu a tím pádem nepřesnému měření. V průběhu měření je programově střídavá vazba zapnuta až při frekvenci vyšší jak 300 kHz.

Při měření Δu_{BE} je kanál Y osciloskopu připojen přímo na bázi měřeného tranzistoru. Diferenční hodnota je získána pomocí režimu měření napětí špička – špička (U_{pp}). Pro měření Δi_B je zvolena zmíněná nepřímá metoda měření pomocí úbytku napětí na odporu o známé hodnotě. Kanály osciloskopu XY jsou připojeny na odporu RBO, a pomocí funkce matematické operace je osciloskopem změřen rozdíl napětí mezi kanály X a Y. V programu VEE je výsledné napětí poděleno hodnotou odporu RBO. Měření proudu na výstupu tranzistoru Δi_C je prováděno obdobně jako u Δi_B s rozdílem, že je měřen úbytek napětí na odporu RCO.

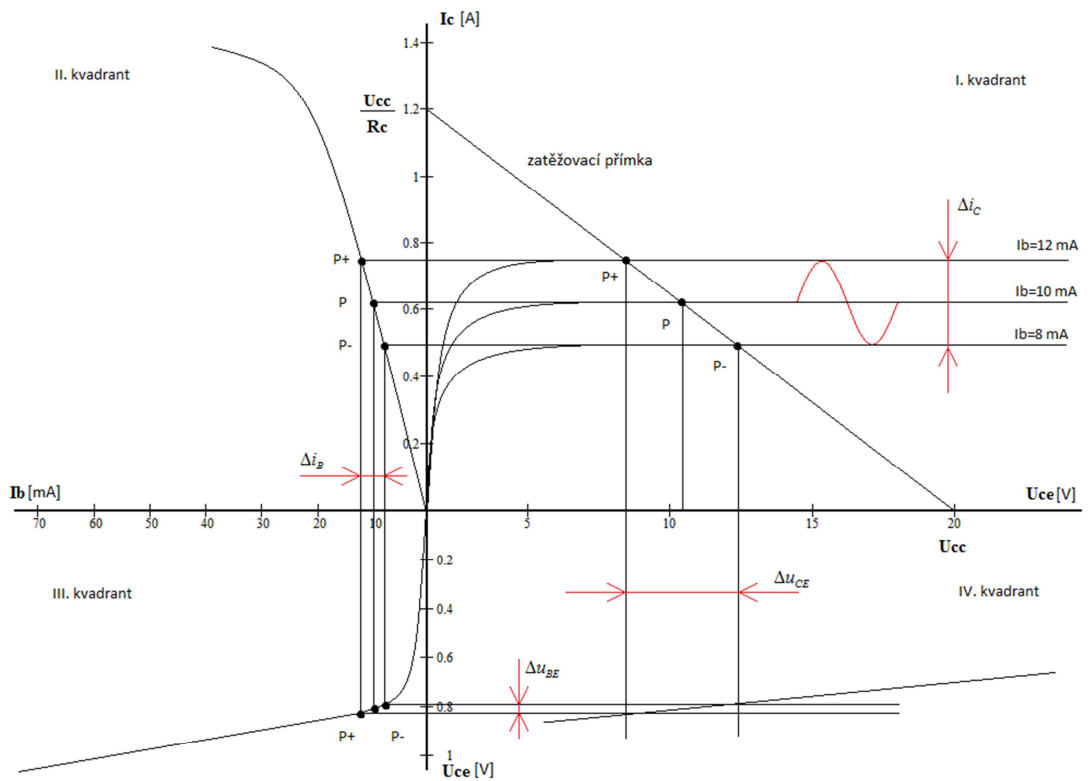
V programu VEE jsou naměřené hodnoty matematicky zpracovány, a výsledkem jsou vstupní impedance tranzistoru pro střídavý signál v Ohmech a zesilovací činitel β udávající zesílení střídavého signálu.

S rostoucím kmitočtem klesá reaktance parazitní kapacity tranzistoru mezi bází a emitorem C_{be} . Vstupní impedance tranzistoru h_{11} tak pro střídavý signál s rostoucí frekvencí také klesá.

Omezenou pohyblivostí nosičů náboje a dobou průchodu nosičů kanálem tranzistoru, klesá také s rostoucím kmitočtem proudový zesilovací činitel h_{21} . Díky zakřivení výstupních charakteristik v oblasti vyšších proudů kolektorem, které je způsobeno Earlyho jevem, s rostoucím proudem kolektoru I_C mírně vzroste také zesílení h_{21} jak je naznačeno na (obr. 3.6.).



Obr. 3.3 a) vstupní veličiny parametru h_{11} , b) vstupní a výstupní veličiny parametru h_{22} [18].



Obr. 3.4 Grafické znázornění h_{11} a h_{21} parametrů.

3.4.2 Měření parametrů h_{22} a h_{12}

Definice parametrů z kapitoly 1.1.3:

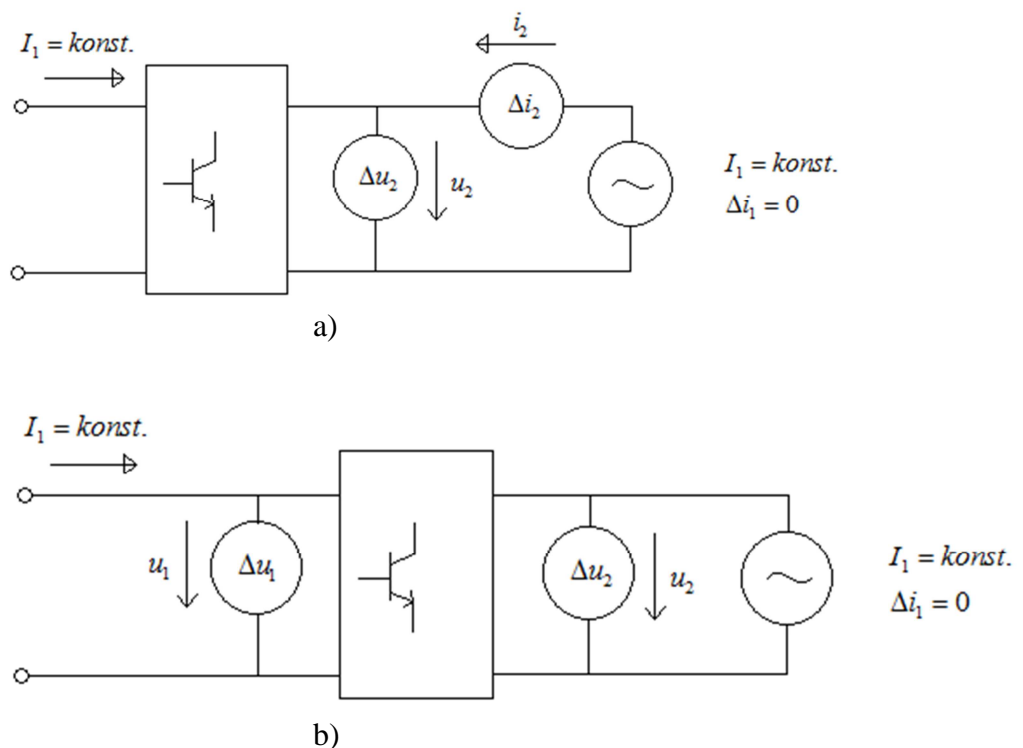
zpětný napěťový činitel při vstupu naprázdno:
$$h_{12e} = \left. \frac{\Delta u_{BE}}{\Delta u_{CE}} \right|_{I_B = konst.; \Delta i_B = 0} \quad [S],$$

výstupní admitance při vstupu naprázdno:
$$h_{22e} = \left. \frac{\Delta i_C}{\Delta u_{CE}} \right|_{I_B = konst.; \Delta i_B = 0} \quad [-].$$

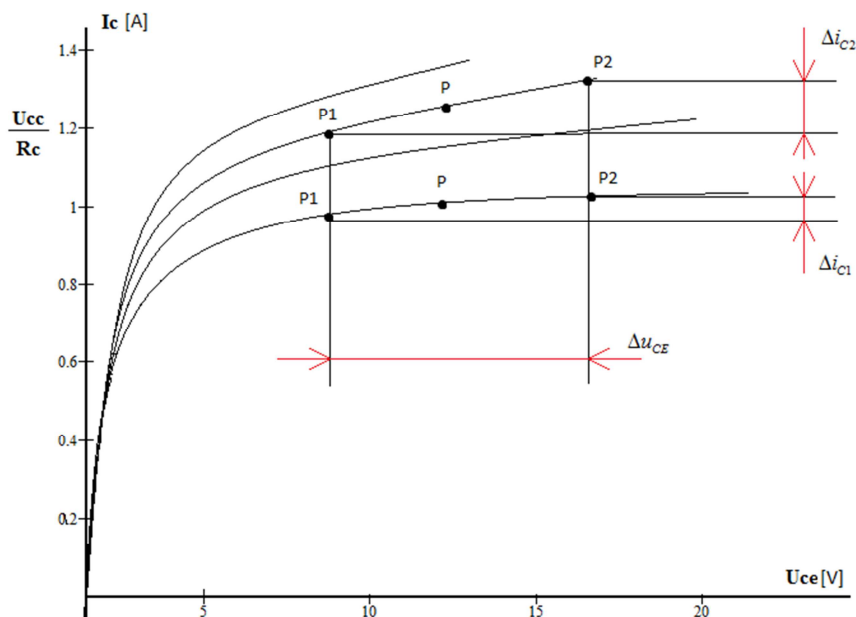
Měření probíhá obdobně jako u h_{11} a h_{21} parametrů. Generátor je však připojen na výstup přípravku (obr. 3.5), kde způsobuje změnu napětí U_{CE} . Při měření Δu_{CE} je kanál Y osciloskopu přímo připojen na kolektor měřeného tranzistoru a Δi_C je měřena opět nepřímou metodou pomocí obou kanálů osciloskopu.

S rostoucím kmitočtem klesají reaktance parazitních kapacit C_{ce} a C_{cb} a výstupní vodivost tranzistoru roste. Vlivem Earlyho jevu se zvyšujícím se kolektorovým proudem vodivost tranzistoru také roste. Důkaz je naznačen na (obr. 3.6).

Zpětný napěťový činitel h_{12} udává velikosti napětí na vstupu, které se převedlo z výstupu, v poměru k napětí výstupnímu. Tento parametr se začne projevovat až při kmitočtu jednotek MHz, kdy klesající reaktance parazitní kapacity C_{cb} začne propouštět signál z výstupu na vstup do obvodu báze.



Obr. 3.5 a) výstupní veličiny parametru h_{22} , b) vstupní a výstupní veličiny parametru h_{12} [18].



Obr. 3.6 Vliv Earlyho jevu na výstupní vodivost tranzistoru a pohyb pracovního bodu při měření parametrů h_{12} a h_{22} .

3.5 Metoda měření admitančních parametrů unipolárních tranzistorů

Jak již bylo zmíněno, izolovanou bránou tranzistoru FET neteče téměř žádný proud. O to je měření admitančních parametrů jednodušší a měříme pouze parametry definované v kapitole 1.2.3:

Strmost tranzistoru při výstupu nakrátko:
$$y_{21s} = \left. \frac{\Delta i_D}{\Delta u_{GS}} \right|_{U_{DS} = \text{konst.}; \Delta u_{DS} = 0} \quad [mA/V],$$

výstupní vodivost při vstupu nakrátko:
$$y_{22s} = \left. \frac{\Delta i_D}{\Delta u_{DS}} \right|_{U_{GS} = \text{konst.}; \Delta u_{GS} = 0} \quad [S].$$

Měření je totožné jako u hybridních parametrů. Strmost tranzistoru udává, o kolik mA vzroste výstupní proud při zvýšení vstupního napětí o 1 V. Měření výstupní vodivosti je obdobné jako na (obr. 3.6) s generátorem na výstupu.

3.6 Popis funkce programu ve VEE

Program se skládá ze čtyř hlavních částí:

- Měření na UPV audio analyzátoru;
- měření h_{11} , h_{21} a y_{21} parametrů v závislosti na pracovním bodě;
- měření h_{12} , h_{22} a y_{22} parametrů v závislosti na pracovním bodě;
- měření h_{12} , h_{22} a y_{22} parametrů v závislosti na frekvenci;
- měření h_{11} , h_{21} a y_{21} parametrů v závislosti na frekvenci.

3.6.1 DC current setting

V každé hlavní části je využit blok pro nastavení pracovního bodu. Vstupní hodnoty bloku jsou:

- Napájecí napětí +Vcc;
- požadovaná hodnota proudu kolektorem I_c ;
- krok, s jakým se bude napětí, nebo proud budícího zdroje báze; zvyšovat, dokud nebude dosažena požadovaná hodnota proudu I_c ;
- tolerance, se kterou může být proud kolektorem nastaven.

Tranzistor se s určitým krokem začíná otevírat a proud kolektorem roste. V každém cyklu je proud I_c měřen a porovnáván s požadovanou hodnotou. V případě, že dojde k překročení požadované hodnoty nad horní mez tolerance, začne se hodnota budícího zdroje báze snižovat s polovičním krokem, aby došlo s jemnějším krokem k nastavení proudu s danou tolerancí. Pokud i při snižování opět dojde k překročení tentokrát spodní toleranční meze, je obsluha požádána o snížení nastavovacího kroku, nebo snížení požadavku na toleranci. Když je proud kolektorem nastaven, je pomocí jeho hodnoty vypočítána teoretická vnitřní teplota přechodu a teplota chladiče pomocí vztahů uvedených v kapitole 2.3. V případě měření parametru v závislosti na pracovním bodě, je poslední nastavená hodnota budícího zdroje uložena do pomocné proměnné a v následujícím kroku se pokračuje od ní.

Bipolární tranzistory se liší velikostí proudového zesílení, unipolární tranzistory zase svým prahovým napětím. Tyto odlišnosti společně s technickými parametry budícího zdroje, vyžadují různé požadavky na velikost nastavovacího kroku a na toleranci s jakou může být pracovní bod nastaven.

Vývojový diagram nastavení pracovního bodu je uveden v příloze D.1.

3.6.2 Měření h -parametrů i y -parametrů v závislosti na pracovním bodě

Vstupní parametry určeny obsluhou jsou následující:

- Velikost napětí a frekvence výstupního signálu generátoru;
- počáteční a koncová hodnota proudu kolektorem a krok, se kterým se bude závislost na proudu měřit.

V každém cyklu se vyvolá blok DC current setting a provede se nastavení pracovního bodu. S řízeným přepínáním pomocí mikrokontroléru se změní potřebné obvodové veličiny. Data jsou následně zpracována programem Excel tabulkově i graficky.

Vývojový diagram programu VEE je v příloze D.2.

3.6.3 Měření h -parametrů i y -parametrů v závislosti na frekvenci

Vstupní parametry určeny obsluhou jsou následující:

- Velikost výstupního signálu generátoru;
- počáteční a koncová hodnota frekvence a krok, se kterým se bude závislost na frekvenci měřit;
- velikost proudu kolektorem.

Opět se v každém cyklu provede nastavení frekvence a s řízeným přepínáním pomocí mikrokontroléru se změní potřebné obvodové veličiny. Při každé změně frekvence je kontrolována hodnota výstupního napětí generátoru. Data jsou následně zpracována

programem Excel tabulkově i graficky.

Vývojový diagram programu VEE je uveden v příloze D.3.

3.6.4 Měření pomocí UPV audio analyzátoru

Vstupní parametry určeny obsluhou jsou následující:

- Velikost výstupního signálu generátoru;
- vstupní hodnoty pro frekvenční rozmítání;
- název souboru, do kterého budou výsledky měření uloženy.

Před měřením je mikrokontrolérem připojen generátor analyzátoru na vstup přípravku a vstupní kanál analyzátoru na výstup přípravku. Analyzátor pak provede měření podle zadaných příkazů. Data jsou zpracována a uložena do souboru přímo audio analyzátořem.

3.7 Chyby a přesnost měření

Jako u každého měřicího systému, i zde je důležité zmínit se o chybách měřicí metody a přesnosti měření.

Přípravek byl navržen jako prototyp a naznačuje způsob a možné řešení při měření vybraných dynamických parametrů tranzistorů. K realizaci obvodového zapojení byly využity běžně dostupné součástky a komponenty. S ohledem na menší parazitní kapacity a indukčnosti, jejichž výhodou disponují SMD součástky oproti vývodovým, byly využity SMD součástky tam, kde to dovoloval maximální ztrátový výkon a dostupné technologie. Použité přístroje byly vybrány v rámci možností, které poskytoval ústav radioelektroniky.

Přesnost měření nepřímou metodou přes úbytky napětí na odporu, je ovlivněna tolerancí hodnoty odporu, na kterém je měření prováděno. Tolerance hodnoty odporu v bázi RBO, kde jsou měřené vstupní proudy 10x až 100x menší než v obvodu kolektoru, byla zvolena $\pm 0,1\%$. Tolerance výkonového odporu RCO v obvodu kolektoru je omezena výrobní technologií na $\pm 5\%$. Nevýhodou nepřímé metody měření je nutnost vložení měřících odporů do obvodu a vlivem jejich přidavného odporu jsou tak výsledky zatíženy chybou.

Nutno je vzít v potaz i minimální citlivost kanálu osciloskopu. Neodstranitelný vliv, který ovlivňuje měření je vlastní tepelný šum součástek a celého systému. Použitý osciloskop 54621A má minimální citlivost 1 mV/dílek. Čím větší úbytek napětí na odporu nad úroveň šumu vyvolá protékající proud, tím přesnější bude měření tohoto napětí. Velikost odporu RCO musí mít dostatečnou hodnotu, aby byl signál z generátoru osciloskopem měřitelný. Další chybu měření způsobuje osciloskop a připojené koaxiální kabely svojí vlastní kapacitou, kde svým připojením do určité míry zatěžují a ovlivňují měřený obvod. Vhodné je použití osciloskopické sondy 1:10, které 10x snižují kapacitu a 10 zvyšují odpor kanálu osciloskopu, což snižuje zatížení měřeného obvodu. Sondy jsou však limitovány svým frekvenčním rozsahem a jejich cena se od tohoto rozsahu značně odvíjí. Pro naše účely je použití koaxiálních kabelů naprosto vyhovující.

K zajištění definovaných podmínek u h a y parametrů, jako je měření naprázdno, nebo nakrátko, je třeba dbát na použití správných zdrojů k buzení tranzistoru v obvodu báze (gate). Z definice o ideálních zdrojích je známo, že ideální napěťový zdroj se chová pro střídavý signál jako zkrat, a naopak ideální zdroj proudu se chová pro

střídavý signál jako nekonečný odpor. Proto je vhodné při měření parametrů h_{12} a h_{22} , které vyžadují vstup naprázdno, použít k nastavení pracovního bodu proudový zdroj. Reálné zdroje se však od ideálních liší, zejména pak minimálním možným krokem nastavování proudu/napětí, který v případě nedostatečné jemnosti nastavování omezuje počet nastavitelných pracovních bodů pro měření.

4 ZÁVĚR

Původní návrh, řešený v rámci semestrálního projektu, nebyl zcela vyhovující původnímu zadání bakalářské práce. Příčinou bylo pojetí projektu spíše jako samostatné práce, a ze strany autora práce, nedostatečnou komunikací s vedoucím práce. Při řešení samotné bakalářské práce, byl proto příspěvek znovu navržen a sestaven.

Přípravek byl sestaven pro měření dynamických hybridních parametrů bipolárních tranzistorů a dynamických admitančních parametrů unipolárních tranzistorů. Dále je možné měřit dynamický rozsah a činitel harmonického zkreslení. V prostřední agilent VEE byl sestaven program pro automatizované měření parametrů pomocí počítače. Digitální část s mikrokontrolérem je plně funkční, a byla zajištěna komunikace pomocí PC z prostředí agilent VEE. Postup práce byl opožděn z důvodu ožívování digitální části. Původní návrh se při programování a komunikaci ukázal v určitých částech nevhodný a vysoký nárok na preciznost při ručním osazení mikrokontroléru s sebou přinesl nahodilé, těžko odhalitelné chyby. Z důvodů opětovného návrhu, výskytu ojedinělých obtíží s mikrokontrolérem, a organizačních důvodů v laboratoři na ústavu radioelektroniky v době stěhování, nebyly dosud dynamické parametry změřeny.

Námětem pro přesnější měření, by bylo použití jiné měřící metody, než měření pomocí úbytků napětí. S použitím měřících ampérmetrů s dostatečnou citlivostí a kmitočtovým rozsahem, by bylo dosaženo přesnějšího měření proudů v obvodu. Další vylepšení by představoval návrh přípravku pro vysoké kmitočty. Impedanční přizpůsobení, zajištění vstupu a výstupu nakrátko, a měření admitančních parametrů i pro vysokofrekvenční tranzistory. Mikrokontrolér ATmega16 lze rozšířit o další funkce, jako např. použití teplotní sondy připevněné na chladič, a zpracování měřených hodnot mikrokontrolérem.

LITERATURA

- [1] BOUŠEK, J., Elektronické součástky. Elektronický učební text. Brno: FEKT, VUT v Brně.
- [2] KOLOUCH, J., BIOLKOVÁ, V., Impulzová a číslicová technika. Elektronický učební text. Brno: FEKT, VUT v Brně.
- [3] CHLEBIŠ, P., Výkonová Elektronika I. Elektronický učební text. Vysoká škola báňská, Technická univerzita Ostrava.
- [4] Tranzistory. *Za odbornými znalostmi evropsky a interaktivně* [online]. © 2012 - 2013 [cit. 2013-05-15]. Dostupné z: <http://zoei.sssebrno.cz/tranzistory/>
- [5] Přednášky. ADÁMEK, Milan. *Ústav elektrotechniky a měření* [online]. © 2007 [cit. 2013-05-17]. Dostupné z: http://www.mikroelektro.utb.cz/e107_files/downloads/pr4.pdf
- [6] BIOLEK, D., Analogové elektronické obvody. Elektronický učební text. Brno: FEKT, VUT v Brně.
- [7] Statické charakteristiky tranzistoru. *Unipolární tranzistory na WWW stránkách* [online]. [cit. 2013-05-18]. Dostupné z: <http://bcprace.sweb.cz/charakteristika/index.htm>
- [8] CHLADIČE PRO POLOVODIČE. GM Electronic [online]. © 1990–2013 [cit. 2013-05-20]. Dostupné z: <http://www.gme.cz/dokumentace/620/620-072/dsh.620-072.1.pdf>
- [9] Výpočty chlazení elektronických součástí. *SOU technické CHOTĚBOŘ* [online]. © 2013 [cit. 2013-05-27]. Dostupné z: <http://www.souch.cz/dok/e/chlazení.pdf>
- [10] Agilent E3631A: Triple Output DC Power Supply. *Agilent Technologies, Inc.* [online]. © 2000-2012 [cit. 2013-05-21]. Dostupné z: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/E3631-90002.pdf>
- [11] Agilent 33220A: 20 MHz Waveform Generator. *Agilent Technologies, Inc.* [online]. © 2003, 2005, 2007 [cit. 2013-05-21]. Dostupné z: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/33220-90002.pdf>
- [12] Agilent 54621A: Mixed-Signal Oscilloscopes. *Agilent Technologies, Inc.* [online]. © 2000-2002 [cit. 2013-05-21]. Dostupné z: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/54622-97036.pdf>
- [13] R&S@UPV: Audio Analyzer. *ROHDE&SCHWARZ* [online]. © 2012 [cit. 2013-05-21]. Dostupné z: http://www.rohde-schwarz.cz/file_2551/UPV_User_Manual_e.pdf
- [14] Radioelektronická měření. *Jirka Dřínovský* [online]. © 2013 [cit. 2013-05-21]. Dostupné z: http://www.urel.feec.vutbr.cz/~drinovsky/?download=MREM_2010_P_01.pdf
- [15] USART. In: *Wikipedia: the free encyclopedia* [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, © 2013 [cit. 2013-05-22]. Dostupné z: <http://cs.wikipedia.org/wiki/USART>
- [16] PL2303HX USB to RS232 TTL Converter Adapter Module. *DX: deal extreme* [online]. © 2006-2013 [cit. 2013-05-23]. Dostupné z: <http://dx.com/p/pl2303hx-usb-to-rs232-ttl-converter-adapter-module-164590>
- [17] Agilent, VEE Pro User's Guide [online]. Agilent Technologies, USA [cit. 15. 5. 2010]. Dostupné na www: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/W1140-90036>.
- [18] DOLEČEK, J., Moderní učebnice elektroniky - 2. díl. 1. vyd. Praha : BEN, 2005. 208 s. ISBN 80-7300-161-6.

- [19] FROHN, M., OBERTHUR, W., SIEDLER, H.-J., WIEMER, M., ZASTROW, P. Elektronika: Polovodičové součástky a základní zapojení. 1. vyd. Praha: BEN, 2006. 480 s. ISBN 80-7300-123-3.
- [20] DIETMEIER, Ulrich. *Vzorce: Pro elektroniku*. 1 vyd. Praha: BEN, 1999. 256 s. ISBN 80-86056-53-8.

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

C	Kolektor
B	Báze
E	Emitor
SE	Společný emitor
SB	Společná báze
SC	Společný kolektor
NPN	Negative-positive-negative
$P_{C_{max}}$	Maximální ztrátový výkon kolektoru
$I_{C_{max}}$	Maximální proud kolektorem
$U_{CE_{max}}$	Maximální napětí mezi kolektorem a emitorem
U_E	Earlyho napětí
C_{ce}	Kapacita mezi kolektorem a emitorem
C_{be}	Kapacita mezi bází a emitorem
C_{cb}	Kapacita mezi kolektorem a bází
f_β	Mezní kmitočet pro pokles o 3 dB pro zapojení SE
f_α	Mezní kmitočet pro pokles o 3 dB pro zapojení SB
f_T	Tranzitní kmitočet
h_{11E}	Statická vstupní impedance
h_{21E}	Statický proudový zesilovací činitel
h_{12E}	Statický zpětný napěťový činitel
h_{22E}	Statická výstupní admitance
h_{11e}	Dynamická vstupní impedance
h_{21e}	Dynamický proudový zesilovací činitel
h_{12e}	Dynamický zpětný napěťový činitel
h_{22e}	Dynamická výstupní admitance
y_{21s}	Dynamická strmost tranzistoru
y_{22s}	Dynamická výstupní vodivost

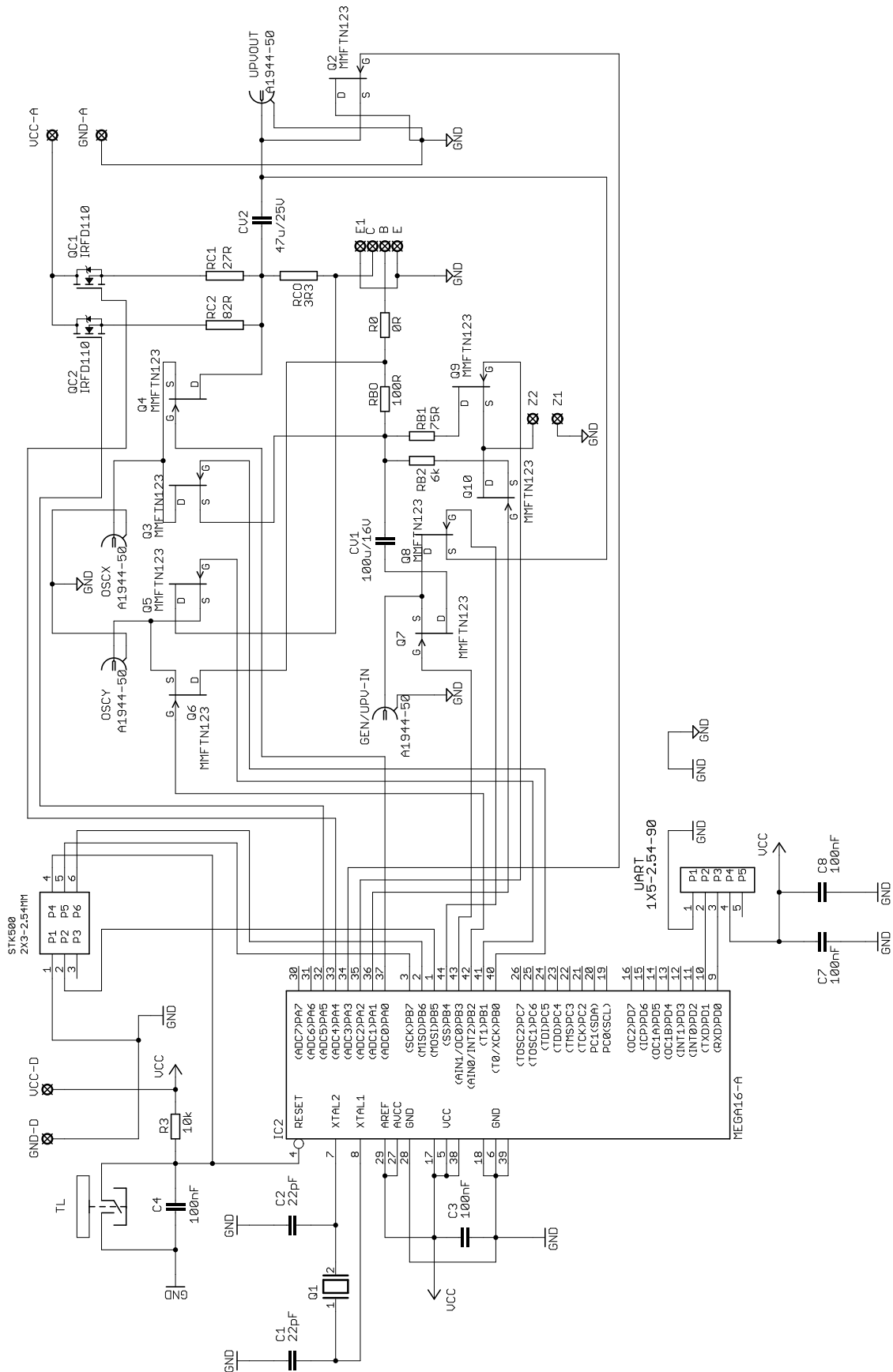
DR	Dynamický rozsah
THD	Total Harmonic Distortion
SINAD	Signal to Noise And Distortion ratio
MOS	Metal oxid semiconductor
FET	Field effect transistor
USART	Universal Synchronous / Asynchronous Receiver and Transmitter
MCU	Micro control unit
SMD	Surface-mount device
$R_{\vartheta jc}$	Vnitřní tepelný odpor (junction – case)
$R_{\vartheta sa}$	Tepelný odpor chladiče
ϑ_j	Teplota přechodu
ϑ_a	Teplota okolí
P_z	Ztrátový výkon
ϑ_j	Teploty přechodu
ϑ_c	Teplota chladiče
$R_{\vartheta cs}$	Tepelný odpor styku s chladičem

SEZNAM PŘÍLOH

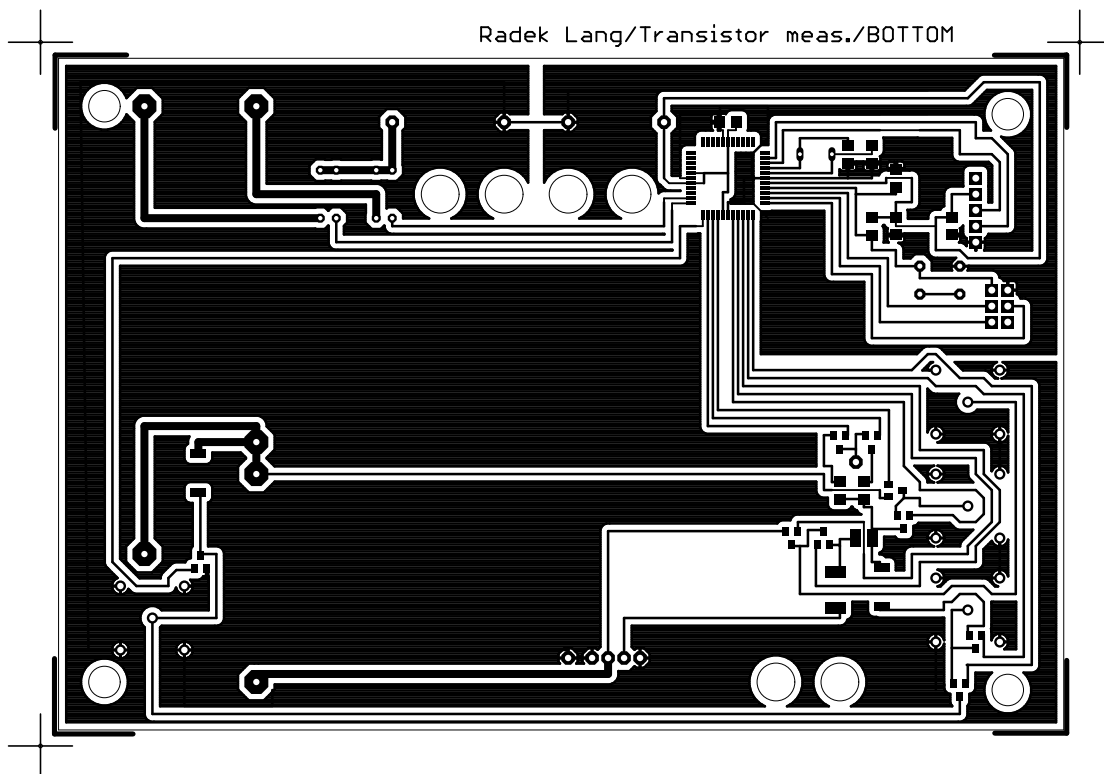
A	Návrh zařízení	43
A.1	Schéma zapojení	43
A.2	Deska plošného spoje – bottom	44
A.3	Deska plošného spoje – osazení součástek (bottom)	44
A.4	Deska plošného spoje – osazení součástek (top)	45
B	Seznam součástek	46
C	Zdrojový kód pro řízení MCU	47
D	Vývojové diagramy	48
D.1	Nastavení pracovního bodu (DC current setting)	48
D.2	Měření h -parametrů i y -parametrů v závislosti na frekvenci	49
D.3	Měření h -parametrů i y -parametrů v závislosti na pracovním bodě	50
E	Protokol pro laboratorní úlohu	51
F	Fotodokumentace přípravku	58

A NÁVRH ZAŘÍZENÍ

A.1 Schéma zapojení

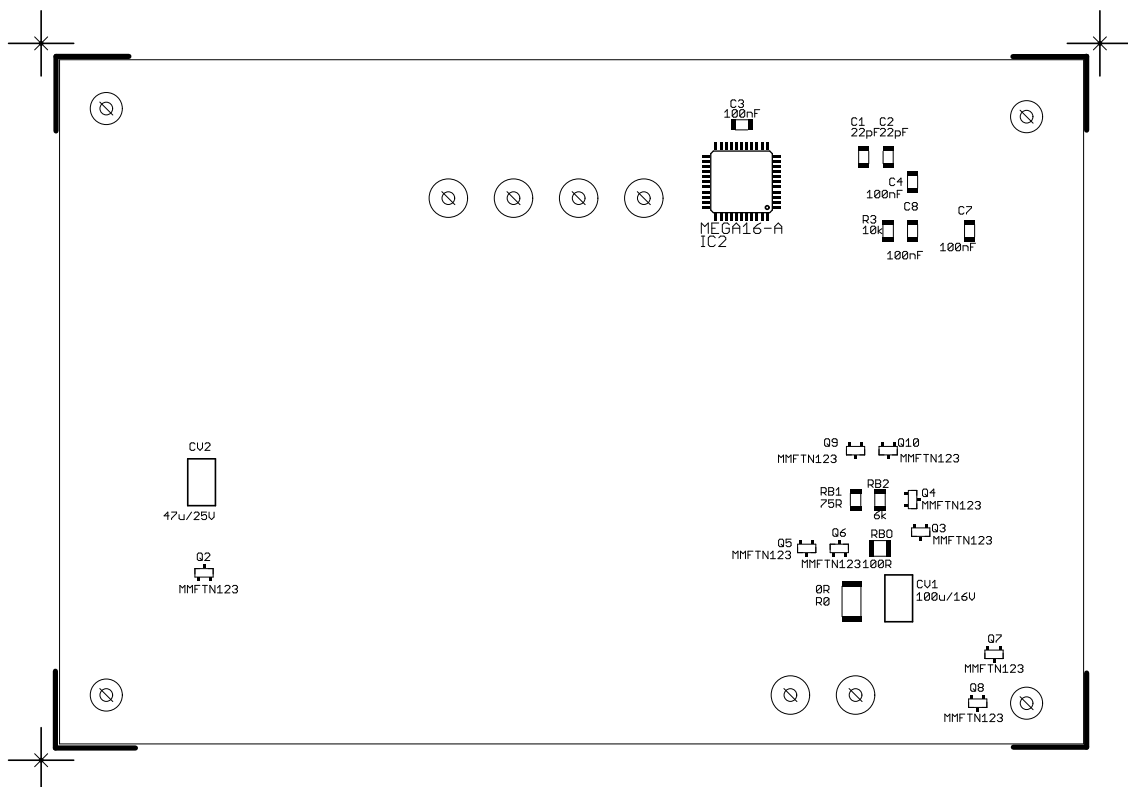


A.2 Deska plošného spoje – bottom



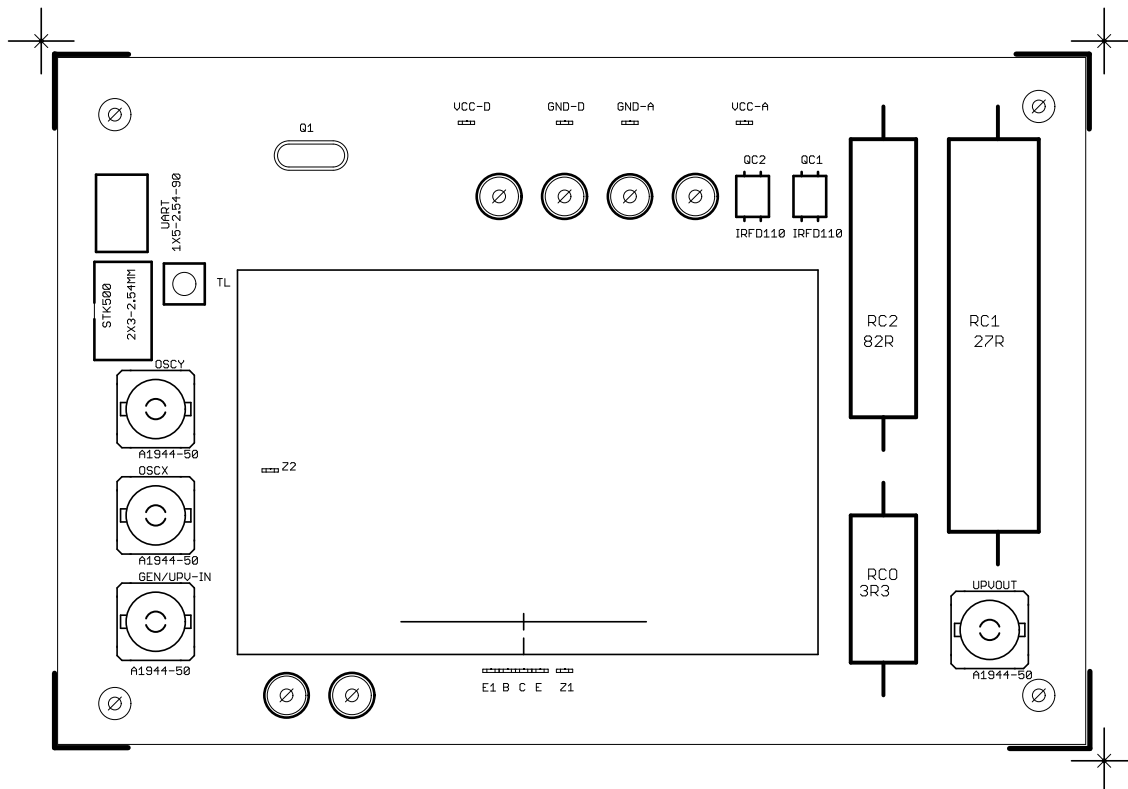
Rozměr desky 160 x 106 [mm], měřítko M1:1,18

A.3 Deska plošného spoje – osazení součástek (bottom)



Rozměr desky 160 x 106 [mm], měřítko M1:1,18

A.4 Deska plošného spoje – osazení součástek (top)



Rožměř desky 160 x 106 [mm], měřítko M1:1,18

B SEZNAM SOUČÁSTEK

Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
C			Svorka
B			Svorka
E			Svorka
E1			Svorka
C1	22pF	C-1206	Keramický kondenzátor
C2	22pF	C-1206	Keramický kondenzátor
C3	100nF	C-1206	Keramický kondenzátor
C4	100nF	C-1206	Keramický kondenzátor
C7	100nF	C-1206	Keramický kondenzátor
C8	100nF	C-1206	Keramický kondenzátor
CV1	100u/16V	D	Tantalový kondenzátor
CV2	47u/25V	D	Tantalový kondenzátor
GEN/UPV-IN		A1944	BNC konektor 50 Ohm
OSCX		A1944	BNC konektor 50 Ohm
OSCY		A1944	BNC konektor 50 Ohm
UPVOUT		A1944	BNC konektor 50 Ohm
IC2	MEGA16-A	TQFP44	Mikrokontrolér
Q1	16 MHz	HC49US	Krystal
Q2	MMFTN123	SOT23	N-kanál MOSFET
Q3	MMFTN123	SOT23	N-kanál MOSFET
Q4	MMFTN123	SOT23	N-kanál MOSFET
Q5	MMFTN123	SOT23	N-kanál MOSFET
Q6	MMFTN123	SOT23	N-kanál MOSFET
Q7	MMFTN123	SOT23	N-kanál MOSFET
Q8	MMFTN123	SOT23	N-kanál MOSFET
Q9	MMFTN123	SOT23	N-kanál MOSFET
Q10	MMFTN123	SOT23	N-kanál MOSFET
QC1	IRFD110	DIP4	N-kanál MOSFET
QC2	IRFD110	DIP4	N-kanál MOSFET
R0	0R	R2512	Nulový rezistor
R3	10k	R1206	SMD rezistor
RB1	75R	R1206	SMD rezistor
RB2	6k	R1206	SMD rezistor
RBO	100R	R1210	SMD rezistor
RC1	27R	KERAM	Výkonový rezistor
RC2	82R	KERAM	Výkonový rezistor
RCO	3R3	KERAM	Výkonový rezistor
STK500		2X3-2.54MM	Konektor MLW06G
TL		P-B1720A	Tlačítko
UART		1X5-2.54MM-90	Dutinková lišta BLW05G
VCC-A			Svorka
VCC-D			Svorka
GND-A			Svorka
GND-D			Svorka
Z1			Svorka
Z2			Svorka
CHL255A/60			Hliníkový chladič 90x25x60
AMASS red, blue			Přístrojová zdířka 2mm

C ZDROJOVÝ KÓD PRO ŘÍZENÍ MCU

```
#define F_CPU 16000000UL // frekvence jádra
#include <util/delay.h> // funkce pro zpoždění
#include <stdio.h> // knihovna standard I/O
#include <avr/io.h> // popis mikrokontroléru
#include <avr/interrupt.h> // funkce pro přerušení

volatile unsigned char n=0;
volatile unsigned char s[2]={0xff,0xff};
void sendc (char data)
{
    while(bit_is_clear( UCSRA,UDRE));
    UDR=data;
}
void vin_init()
{
    UBRR1L=16; // symbolová rychlost 57600
    UCSRB |= (1<<RXCIE) | (1<<RXEN) | (1<<TXEN);
    UCSRC |= (1<<URSEL) | (0<<UPM1) | (0<<USBS) | (1<<UCSZ1) |
    (1<<UCSZ0); // parita (off), 1 stop-bit, 8bit data
}

int main (void)
{
    vin_init();
    DDRB=0xff; // definice výstupního portu B
    DDRA=0xff; // definice výstupního portu B

    sei();

    PORTB=0x00; // definice stavu portu B
    PORTA=0x00; // definice stavu portu A

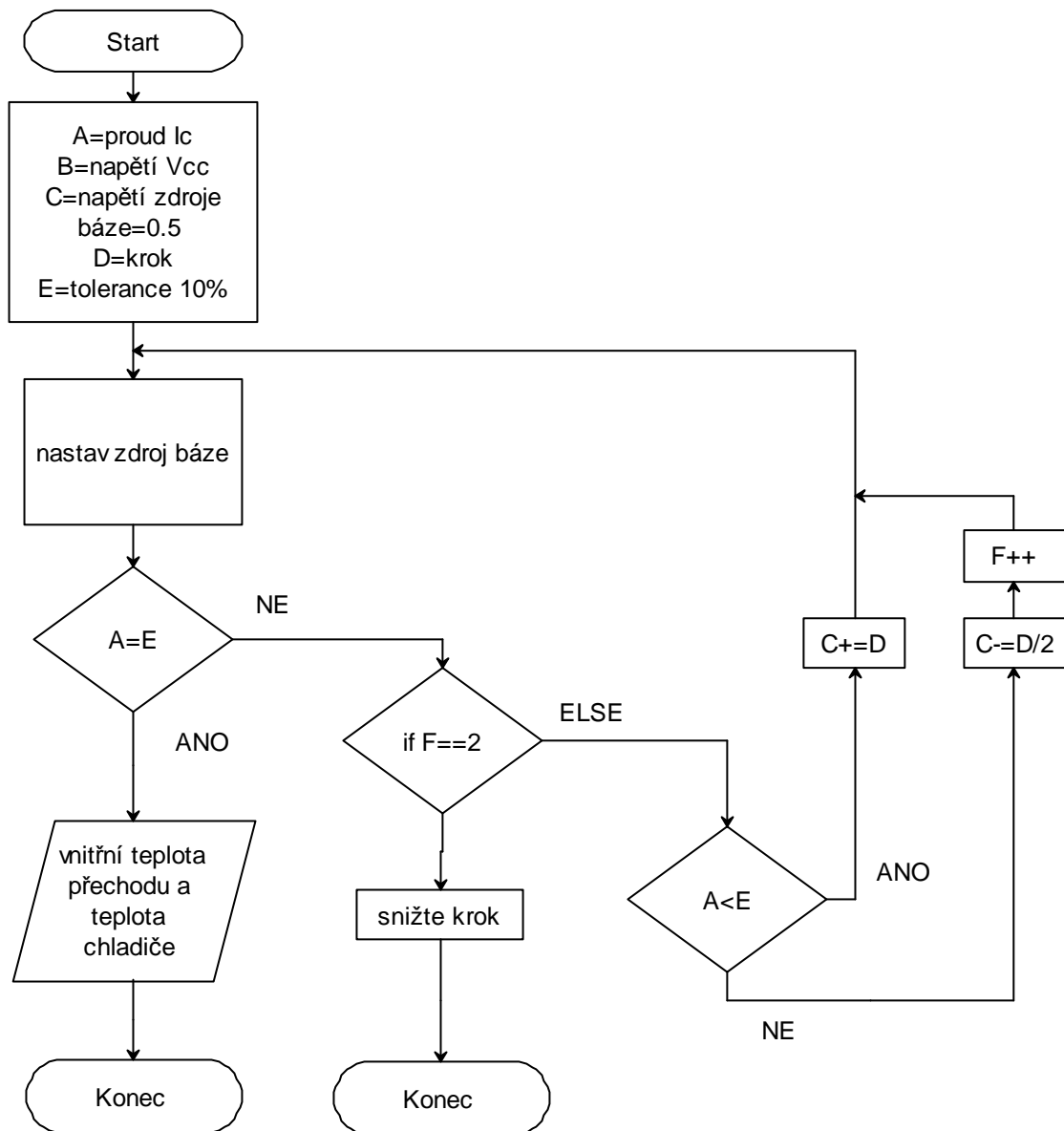
    while(1) // nekonečná smyčka
    {
        if(n==2) // data zapsána
        {
            UCSRB |= (0<<RXCIE); // zákaz přerušení z USART
            n=0; // nulování proměnné n
            PORTA=s[0]; // nastavení portu A proměnnou s[0]
            PORTB=s[1]; // nastavení portu B proměnnou s[1]

            sendc(PINA);
            sendc(PINB);

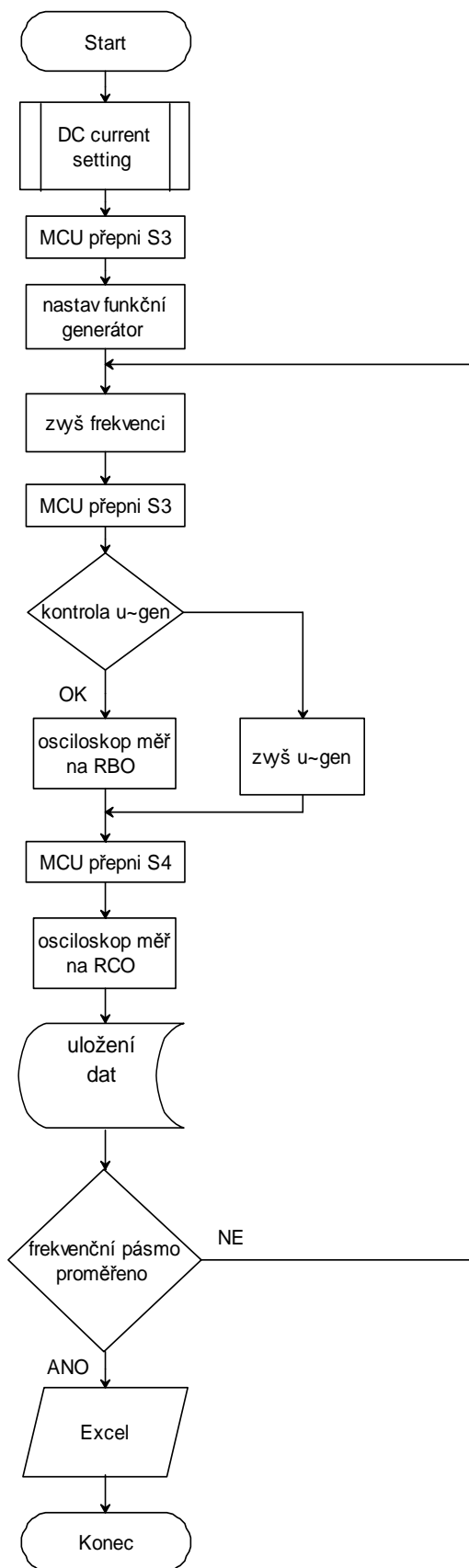
            UCSRB |= (1<<RXCIE);
            s[0]=0xff;
            s[1]=0xff;
        }
    }
}
ISR( USART_RXC_vect )
{
    s[n]=UDR; // zápis dat z USART do proměnné s
    n++; // inkrementace proměnné n
}
```

D VÝVOJOVÉ DIAGRAMY

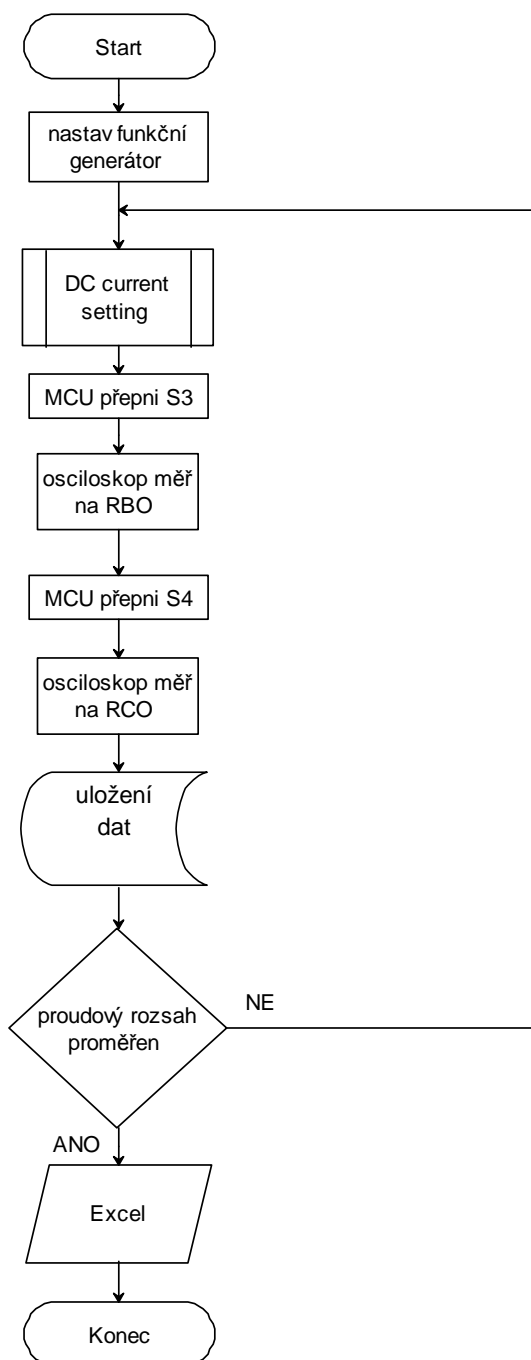
D.1 Nastavení pracovního bodu (DC current setting)



D.2 Měření h -parametrů i y -parametrů v závislosti na frekvenci



D.3 Měření h -parametrů i y -parametrů v závislosti na pracovním bodě



E PROTOKOL PRO LABORATORNÍ ÚLOHU

Měření dynamických vlastností bipolárních a unipolárních tranzistorů

Zadání laboratorní úlohy

- 1) Seznamte se se zapojením měřicích přístrojů, komunikací s mikrokontrolérem pomocí UART a připojením k přípravku pro měření hybridních a admitančních parametrů tranzistoru.
- 2) Sestavte program pro měření hybridních parametrů tranzistoru v závislosti na frekvenci. K nastavení pracovního bodu využijte funkci v uživatelském panelu. K vykreslení charakteristik využijte připraveného uživatelského objektu, který slouží k exportu do Excelu.
- 3) Seznamte se s měřením pomocí UPV audio analyzátoru a změřte činitel harmonického zkreslení (THD+N).

Teoretický úvod

Při použití tranzistoru jako zesilovače pracujícím se střídavým signálem o malé amplitudě, lze k jeho popisu využít linearizovaného obvodu - *lineárního čtyřpólu* (dvojhranu). S využitím klasické teorie čtyřpólů můžeme tranzistor popsat hybridními, nebo admitančními parametry. V případě, kdy je na vstup tranzistoru (zesilovače) připojen vstupní střídavý signál, jsou definovány tzv. dynamické *h*-parametry:

vstupní impedance při výstupu nakrátko:
$$h_{11e} = \left. \frac{\Delta u_{BE}}{\Delta i_B} \right|_{U_{CE}=\text{konst.}; \Delta u_{CE}=0}, \quad (1.1)$$

zpětný napěťový činitel při vstupu naprázdno:
$$h_{12e} = \left. \frac{\Delta u_{BE}}{\Delta u_{CE}} \right|_{I_B=\text{konst.}; \Delta i_B=0}, \quad (1.2)$$

proudový zesilovací činitel při výstupu nakrátko:
$$h_{21e} = \left. \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B} \right|_{U_{CE}=\text{konst.}; \Delta u_{CE}=0}, \quad (1.3)$$

výstupní admitance při vstupu naprázdno:
$$h_{22e} = \left. \frac{\Delta i_C}{\Delta u_{CE}} \right|_{I_B=\text{konst.}; \Delta i_B=0}. \quad (1.4)$$

Delta značí výchylku napětí nebo proudu způsobenou střídavým signálem. Malá písmena označují střídavý signál a velká písmena označují stejnosměrný (konstantní) pracovní bod. $\Delta u_{CE} = 0$ označuje výstup nakrátko pro střídavý signál realizovaný např. kondenzátorem a $\Delta i_B = 0$ označuje vstup naprázdno pro střídavý signál realizovaný rozpojenými vstupními svorkami.

K měření uvedených obvodových veličin je využit dvoukanálový osciloskop 54621A. Vstupní signál je získán z funkčního generátoru 33220A.

Měření parametrů h_{11} a h_{21}

Při měření Δu_{BE} je kanál Y osciloskopu připojen přímo na bázi měřeného tranzistoru. Diferenční hodnota je získána pomocí režimu měření napětí špička – špička (U_{pp}). Pro měření Δi_B je zvolena zmíněná nepřímá metoda měření pomocí úbytku napětí na odporu o známé hodnotě. Kanály osciloskopu XY jsou připojeny na odporu RBO, a pomocí funkce matematické operace je osciloskopem změřen rozdíl napětí mezi kanály X a Y. V programu VEE je výsledné napětí poděleno hodnotou odporu RBO. Měření proudu na výstupu tranzistoru Δi_C je prováděno obdobně jako u Δi_B s rozdílem, že je měřen úbytek napětí na odporu RCO.

Měření parametrů h_{22} a h_{12}

Měření probíhá obdobně jako u h_{11} a h_{21} parametrů. Generátor je však připojen na výstup přípravku. Při měření Δu_{CE} je kanál Y osciloskopu přímo připojen na kolektor měřeného tranzistoru a Δi_C je měřena opět nepřímou metodou pomocí obou kanálů osciloskopu.

K přepínání svorek generátoru mezi vstupem a výstupem a k přepínání kanálů osciloskopu mezi jednotlivými měřícími odpory, je využit mikrokontrolér ATmega16. Mikrokontrolér je řízen pomocí převodníku z USB na komunikaci UART. Příkazy jsou zadávány z prostředí VEE z implementovaného bloku MATLAB Script. Zdrojový kód inicializace komunikace a nastavení předdefinovaného stavu S pro měření pomocí UART je následovný:

Inicializace:

```
s=serial('COM4'); // definice komunikačního portu USB
s.BaudRate=57600; // symbolová rychlost
s.TimeOut=0.5; // rychlost odezvy
fopen(s); // otevření komunikace
```

Nastavení stavu S:

```
fwrite(s,[29 2]); // zápis dekadických čísel do MCU
A=fread(s); // čtení skutečných nastavených
hodnot do proměnné A - kontrola
```

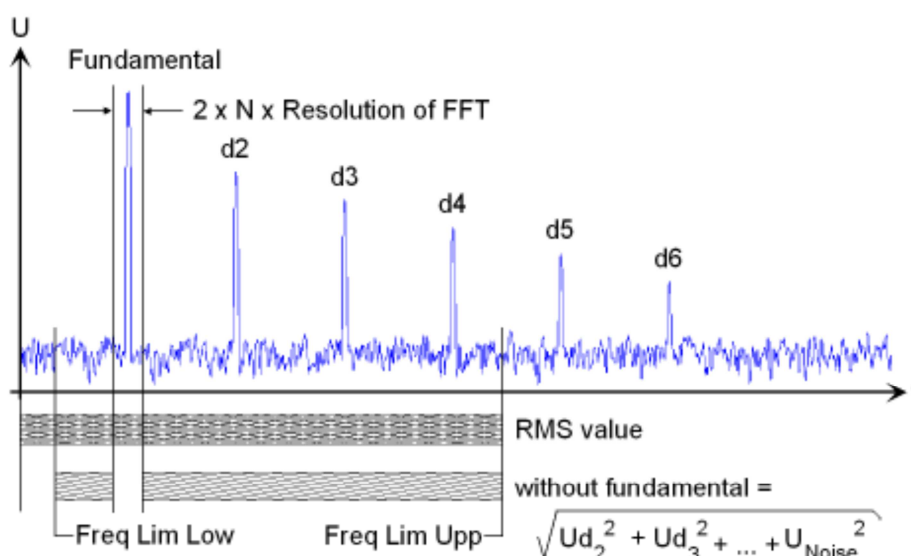
Po naše měření využijeme následující stavy uvedené v tabulce:

S	Dekadická hodnota pro UART	Typ měření
1	s[20 8]	Měření UPV analyzátořem.
2	s[28 13]	Měření parametrů h_{11} , h_{21} v závislosti na frekvenci. Kanály osciloskopu XY jsou připojeny v obvodu kolektoru na odporu RBO.
3	s[29 10]	Měření parametrů h_{11} , h_{21} v závislosti na frekvenci. Kanály osciloskopu XY jsou připojeny v obvodu kolektoru na odporu RCO.
4	s[21 18]	Měření parametrů h_{22} , h_{12} , v závislosti na frekvenci. Kanály osciloskopu XY jsou připojeny v obvodu kolektoru na odporu RCO.
5	s[20 20]	Měření parametrů h_{22} , h_{12} , v závislosti na frekvenci. Kanály osciloskopu XY jsou připojeny v obvodu kolektoru na odporu RBO.

Činitel harmonického zkreslení (Total Harmonic Distortion + Noise)

Po průchodu harmonického signálu nelineárním členem (např. diodou, tranzistorem, zesilovačem) dojde k tzv. obohacení spektra. Z původní jedné spektrální čáry základního vstupního harmonického signálu, dojde po průchodu nelineárním prvkem k rozšíření spektra o další postranní spektrální čáry. K efektivním hodnotám amplitud vyšších harmonických je navíc přičtena energie širokopásmového šumu. Základní harmonická (fundamental) není měřena. K odfiltrování základní harmonické a zaznamenání spektra a jeho energie je použita rychlá Fourierova transformace (FFT). Měření THD+N pomocí UPV analyzátořu je popsáno v návodu (str. 475-481).

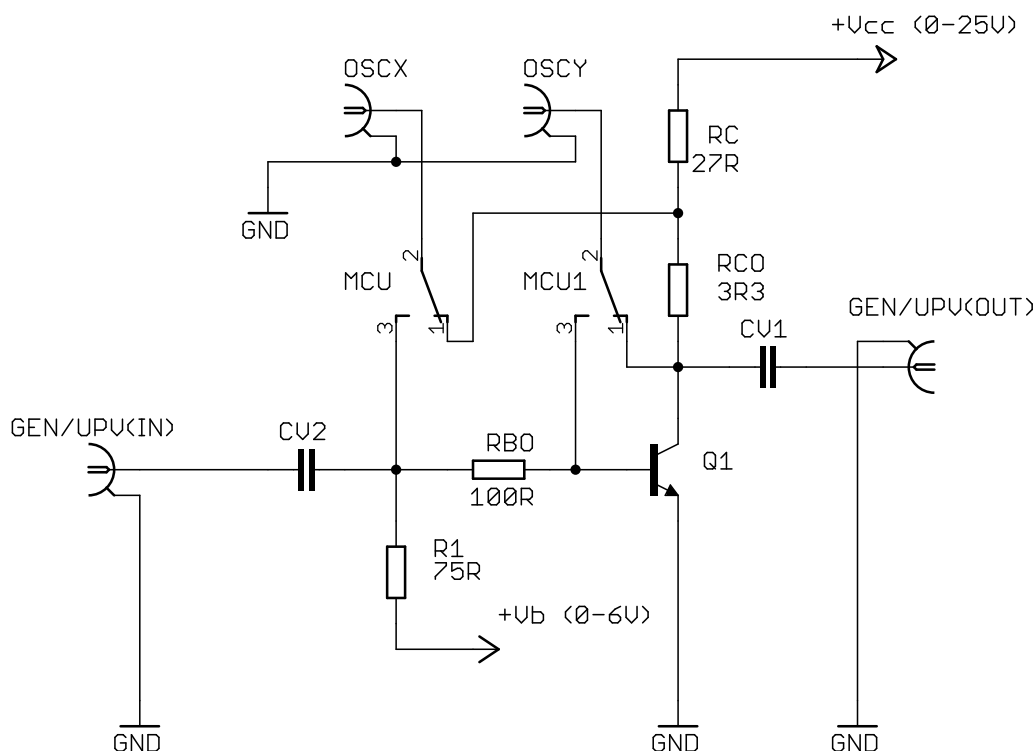
$$THD + N = 20 \log \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_{noise}^2}}{TotalRMS} \quad [dB]. \quad (1.5)$$



Obr. 1 Kmitočtové spektrum při měření THD+N [1].

Přípravek je napájen z laboratorního zdroje E3631A, jehož maximální výstupní napětí a proud je $25\text{V}/1\text{A}$. Odpor R_c omezuje maximální výstupní proud na $I_{c\max} = 825\text{mA}$. Otevření tranzistoru řídí laboratorní zdroj v obvodu báze s parametry $6\text{V}/5\text{A}$. Odporů v obvodu báze omezují maximální proud bázi na $I_{b\max} = 80\text{mA}$. Zvolené výkonové odpory spolu s chladičem zajišťují, že i při maximálním výstupním napětí na svorkách obou zdrojů, nedojde k přetížení přípravku ani tranzistoru a jejich případnému zničení.

Schéma zapojení pro měření je naznačeno na (Obr. 1).



Obr. 1 Schéma zapojení pracoviště

Postup měření

- 1) Zkontrolujte připojení UART modulu k přípravku. Provedte inicializaci komunikace s mikroprocesorem zadáním posloupnosti příkazů popsanych v úvodu. Inicializaci provedeme ve VEE v bloku **MATLAB Script**. Při zadání dekadických hodnot dvourozměrnou proměnnou $s[A\ B]$, mikrokontrolér tyto hodnoty pro kontrolu vrátí. Necháme si vrácené hodnoty uložené v proměnné vypsát např. do pole **AlphaNumeric**. Shodují-li se hodnoty s námi zadanými, potom komunikace proběhla v pořádku.
- 2) Pomocí **Instrument manageru**, který je umístěn v menu **I/O**, zkontrolujte, zdali jsou správně připojeny všechny měřící přístroje (napájecí zdroj E3631A, funkční generátor 33220A, osciloskop 54621A, R&S[®]UPV Audio Analyzer). Pro

realizaci zadání a měření parametrů tranzistoru, bude třeba využít následujících příkazů:

Funkční generátor 33220A:

- *RST – restartuje měřicí přístroj;
- *IDN? – vrátí inicializační řetězec měřicího přístroje;
- *WAI – vyšle do měřicího přístroje dotaz, který je potvrzen po dokončení operace (čekej a pokračuj, wait and continue);
- FUNC SIN – výstupní signál generátoru tvaru sinus;
- FREQ +A – nastaví frekvenci signálu podle proměnné A;
- VOLT:UNIT VPP – nastavení výstupního napětí v hodnotě peak-to-peak;
- VOLT +B - nastavení výstupního napětí podle proměnné B;
- OUTP ON – zapne výstupní svorky.

Osciloskop 54621A:

- Autoscale – automatické vykreslení signálu na obrazovku;
- MEAS:VPP CHAN1 – měření napětí peak-to-peak na kanálu 1;
- CHAN:MATH – matematická operace mezi kanály;
- CHAN1:COUP AC – nastaví kanál pro střídavou vazbu;
- X REAL 64 – vrátí hodnotu typu REAL 64 na výstup X.

K nastavení pracovního bodu využijeme připraveného bloku **DC current setting**. K rozmitání frekvence cca 100 Hz – 5 MHz využijeme cyklu **For Long Range**. K měření h_{11} a h_{21} využijeme podle tabulky stavu S2 a S3. Po provedení příkazu S2 mikrokontrolérem, osciloskopem pomocí kanálu Y změříme Δu_{BE} . Pomocí matematické operace rozdílu kanálů **MATH 1-2**, změříme úbytek napětí na odporu RBO a následným podělením hodnotou odporu RBO pomocí objektu **Formula**, získáme hodnotu Δi_B . Hodnotu Δi_C získáme přepnutím osciloskopu na odpor RCO pomocí zadání stavu S3 do mikrokontroléru. Opět provedeme matematickou operaci rozdílu napětí mezi kanály a výslednou hodnotu podělíme odporem RCO. Pomocí dílčích změřených hodnot vypočítáme objektem **Formula** h_{11} a h_{21} parametry podle definice v úvodu. Měření h_{12} a h_{22} je obdobné, využijeme k tomu stavu S3 a S4. Ke sběru hodnot (h-parametr a frekvenci) v každém cyklu měření využijte bloky **Collector**, který vytvoří pole (zvolte jednorozměrné pole 1 Dim Array) z načítaných (sesbíraných) hodnot ze vstupu. Po ukončení posledního cyklu aktivujte řídicí vstup **XEQ**, který hodnoty odešle do předpřipraveného bloku **Export to Excel**. Vstupem tohoto bloku je pole naměřených hodnot h-parametru a pole frekvencí, při kterých byl h-parametr měřen. Třetím vstupem je počet změřených hodnot (vstup num. of Dim.), který lze získat pomocí čítače **Counter**, který bude inkrementovat o 1 v každém cyklu měření. Pro zvýšení přesnosti měření, je vhodné zavést podmínku **If/Then/Else**, která bude kontrolovat výstupní napětí generátoru, a v případě poklesu z důvodu zvyšování frekvence, hodnotu napětí zvýší zpět na požadovanou. Pro odstranění ss složky nastaveného pracovního bodu nastavte na kanálech osciloskopu střídavou vazbu AC. Pro zvýšení přesnosti měření opět podmínkou **If/Then/Else** zajistěte, aby byla vazba využita až od frekvencí vyšších jak cca 300 kHz.

- 3) Popíšeme si příkazy použité v přednastaveném bloku pro nastavení UPV analyzátoru k měření činitele zkreslení THD+N. K nastavení pracovního bodu využijte opět blok **DC current setting** a mikrokontrolérem přepněte měření do stavu S2.

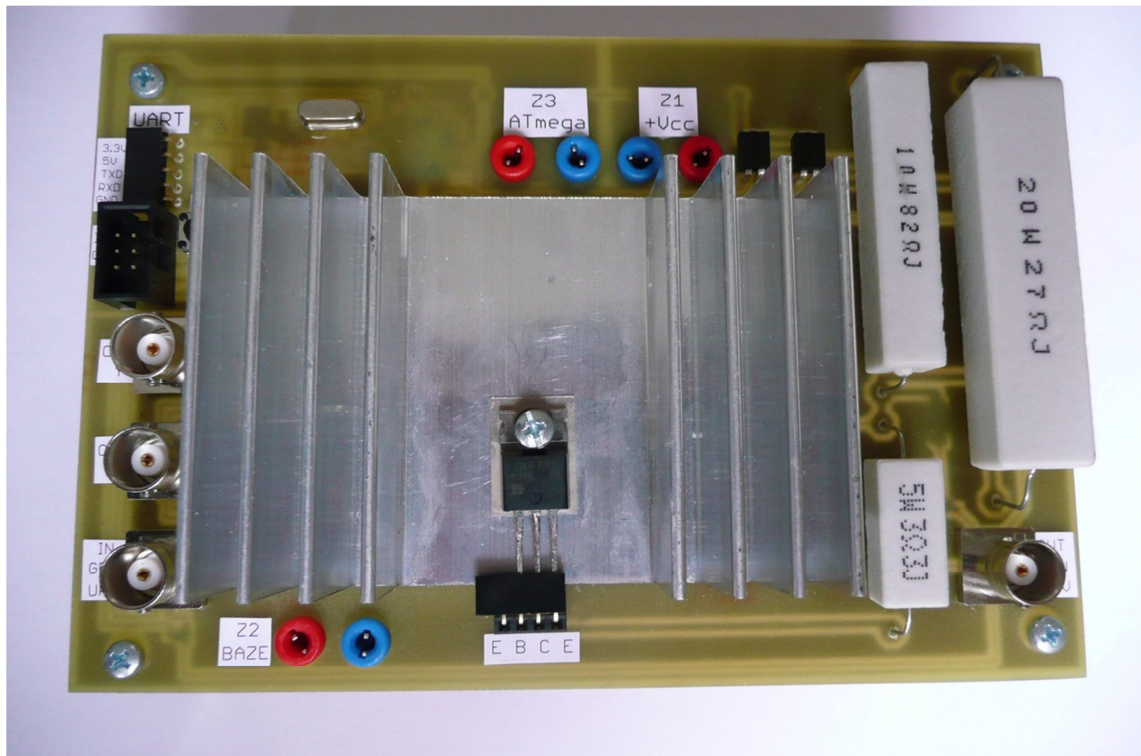
R&S®UPV Audio Analyzer:

- INSTRument[1] – volba analogového generátoru;
- OUTPut:CHANnel CH1 – výstup generátoru na kanálu 1;
- OUTPut:TYPE UNBalanced – výstupní impedance generátoru je 5 ohmů, umožňuje připojení komerčně využívaných BNC kabelů;
- OUTPut:LOW GROund – generátor je galvanicky připojen k zemi zařízení;
- OUTPut:BANDwidth:MODE B80 – maximální frekvence generátoru je 80 kHz;
- SOURce:VOLTag:e:RANGe AUTO – automatické řízení a úprava signálu pro optimální šumové hodnoty a hodnoty zkreslení;
- SOURce:FUNCTion SINusoid – výstupní signál tvaru sinus;
- SOURce:LOWDistortion ON – zvolen generátor s velice “čistým“ výstupním signálem s minimální hodnotou šumu pro měření THD, S/N apod.;
- SOURce:VOLTag:e[1] +A – nastavení úrovně výstupního signálu (singlewave);
- SOURce:SWEEP:CONTRol ASWEEP – mód rozmítání aktivován. Krokování je počítáno automaticky na základě zadané počáteční a koncové hodnoty a velikosti kroku;
- SOURce:SWEEP:XAXis FREQuency – na ose X je rozmítána frekvence;
- SOURce:SWEEP:FREQuency:SPACing LINSteps - Rozsah rozmítání je rozdělen na intervaly do dané lineární velikosti kroku;
- SOURce:SWEEP:FREQuency:STARt +A – hodnota počáteční frekvence načtena z proměnné A;
- SOURce:SWEEP:FREQuency:STOP +B - hodnota koncové frekvence načtena z proměnné B;
- SOURce:SWEEP:FREQuency:STEP +C – krok nastavování z proměnné C;
- SENSE[1]:FUNCTion THDN – specifikace měření – THD+N;
- SENSE:FUNCTion:APERture:MODE MEDium – určuje s jakou okolní šířkou pásma je odfiltrována nosná pomocí FFT. V tomto případě 120 Hz na každé straně nosné. Je to kompromis mezi délkou měření a ztrátou energie postranního odfiltrovaného pásma;
- SENSE:VOLTag:e:FUNDamental:MODE AUTO – automatické určení frekvence nosné prostřednictvím interního měření;
- SENSE:FILTer[1] OFF – v módu měření THD nejsou využity žádné digitální filtry;
- MMEMory:LOAD:FREQuency +E – uložení měření do souboru s názvem uloženým v proměnné E.

- [1] R&S@UPV: Audio Analyzer. *ROHDE&SCHWARZ* [online]. © 2012 [cit. 2013-05-21]. Dostupné z: http://www.rohde-schwarz.cz/file_2551/UPV_User_Manual_e.pdf
- [2] Agilent 54621A: Mixed-Signal Oscilloscopes. *Agilent Technologies, Inc.* [online]. © 2000-2002 [cit. 2013-05-21]. Dostupné z: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/54622-97036.pdf>
- [3] Agilent 33220A: 20 MHz Waveform Generator. *Agilent Technologies, Inc.* [online]. © 2003, 2005, 2007 [cit. 2013-05-21]. Dostupné z: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/33220-90002.pdf>
- [4] Agilent E3631A: Triple Output DC Power Supply. *Agilent Technologies, Inc.* [online]. © 2000-2012 [cit. 2013-05-21]. Dostupné z: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/E3631-90002.pdf>

F FOTODOKUMENTACE PŘIPRAVKU

Pohled shora:



Pohled zespoda:

