

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

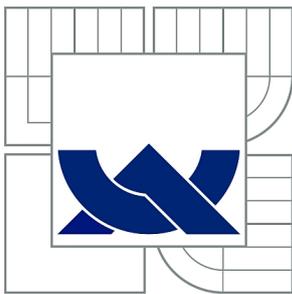
MĚŘENÍ HARMONICKÉHO ZKRESLENÍ TRANZISTOROVÉHO
ZESILOVAČE

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

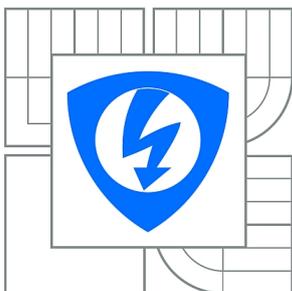
LUKÁŠ DRBOHLAV

BRNO 2010



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 HARMONICKÉHO ZKRESLENÍ TRANZISTOROVÉHO ZESILOVAČE

MEASUREMENT OF THE TOTAL HARMONIC DISTORTION

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

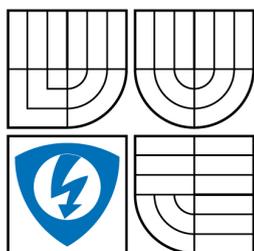
LUKÁŠ DRBOHLAV

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. JIŘÍ DŘÍNOVSKÝ, Ph.D.

BRNO 2010



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Lukáš Drbohlav

ID: 109646

Ročník: 3

Akademický rok: 2009/2010

NÁZEV TÉMATU:

Měření harmonického zkreslení tranzistorového zesilovače

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Podrobně se seznámte s vlastnostmi a třídami tranzistorových audio zesilovačů. Zejména se zaměřte na možnosti měření parametrů těchto zesilovačů. Dále prostudujte metody měření kmitočtových charakteristik aktivních dvojbranů. Na základě tohoto studia navrhnete jednoduchý tranzistorový audio zesilovač. Realizujte vámi navržený audio zesilovač, alespoň jako první vzorek na desce kontaktního pole a ověřte základní funkčnost vámi navrhovaného řešení.

Provedte realizaci audio zesilovače na DPS. Celou konstrukci opatřete vhodnou krabičkou. S vámi realizovaným audio zesilovačem navrhnete laboratorní úlohu. Dále navrhnete automatizované měření v prostředí VEE, pomocí kterého bude možné proměřit přenosovou charakteristiku tohoto audio zesilovače a hlavně jeho harmonické zkreslení. Jako hlavní měřicí zařízení použijte akviziční jednotku Agilent U2351A.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] BOUŠEK, J., Elektronické součástky. Elektronický učební text, 240 stran, www.feec.vutbr.cz.

[2] Agilent technologies. Agilent U2300A Series Multifunction USB Data Acquisition, Programming Guide [online], [cit. 8.5.2009], dostupné na <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/U2351-90202.pdf>

Termín zadání: 8.2.2010

Termín odevzdání: 28.5.2010

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

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida
Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

LICENČNÍ SMLOUVA

POSKYTOVANÁ K VÝKONU PRÁVA UŽÍT ŠKOLNÍ DÍLO

uzavřená mezi smluvními stranami:

1. Pan/paní

Jméno a příjmení: Lukáš Drbohlav
Bytem: Gagarinova 610, Hradec Králové 500 03
Narozen/a (datum a místo): 1. října 1987 v Chlumci nad Cidlinou

(dále jen „autor“)

a

2. Vysoké učení technické v Brně

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
se sídlem Údolní 53, Brno, 602 00
jejímž jménem jedná na základě písemného pověření děkanem fakulty:
prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida, předseda rady oboru Elektronika a sdělovací technika
(dále jen „nabyvatel“)

Čl. 1

Specifikace školního díla

1. Předmětem této smlouvy je vysokoškolská kvalifikační práce (VŠKP):

- disertační práce
 - diplomová práce
 - bakalářská práce
 - jiná práce, jejíž druh je specifikován jako
- (dále jen VŠKP nebo dílo)

Název VŠKP: Měření harmonického zkreslení tranzistorového zesilovače

Vedoucí/ školitel VŠKP: Ing. Jiří Dřínovský, Ph.D.

Ústav: Ústav radioelektroniky

Datum obhajoby VŠKP: _____

VŠKP odevzdal autor nabyvateli*:

- v tištěné formě – počet exemplářů: 2
- v elektronické formě – počet exemplářů: 2

2. Autor prohlašuje, že vytvořil samostatnou vlastní tvůrčí činností dílo shora popsané a specifikované. Autor dále prohlašuje, že při zpracovávání díla se sám nedostal do rozporu s autorským zákonem a předpisy souvisejícími a že je dílo dílem původním.

3. Dílo je chráněno jako dílo dle autorského zákona v platném znění.

4. Autor potvrzuje, že listinná a elektronická verze díla je identická.

* hodící se zaškrtněte

Článek 2

Udělení licenčního oprávnění

1. Autor touto smlouvou poskytuje nabyvateli oprávnění (licenci) k výkonu práva uvedené dílo nevýdělečně užít, archivovat a zpřístupnit ke studijním, výukovým a výzkumným účelům včetně pořizování výpisů, opisů a rozmnoženin.
2. Licence je poskytována celosvětově, pro celou dobu trvání autorských a majetkových práv k dílu.
3. Autor souhlasí se zveřejněním díla v databázi přístupné v mezinárodní síti
 - ihned po uzavření této smlouvy
 - 1 rok po uzavření této smlouvy
 - 3 roky po uzavření této smlouvy
 - 5 let po uzavření této smlouvy
 - 10 let po uzavření této smlouvy
(z důvodu utajení v něm obsažených informací)
4. Nevýdělečné zveřejňování díla nabyvatelem v souladu s ustanovením § 47b zákona č. 111/ 1998 Sb., v platném znění, nevyžaduje licenci a nabyvatel je k němu povinen a oprávněn ze zákona.

Článek 3

Závěrečná ustanovení

1. Smlouva je sepsána ve třech vyhotoveních s platností originálu, přičemž po jednom vyhotovení obdrží autor a nabyvatel, další vyhotovení je vloženo do VŠKP.
2. Vztahy mezi smluvními stranami vzniklé a neupravené touto smlouvou se řídí autorským zákonem, občanským zákoníkem, vysokoškolským zákonem, zákonem o archivnictví, v platném znění a popř. dalšími právními předpisy.
3. Licenční smlouva byla uzavřena na základě svobodné a pravé vůle smluvních stran, s plným porozuměním jejímu textu i důsledkům, nikoliv v tísní a za nápadně nevýhodných podmínek.
4. Licenční smlouva nabývá platnosti a účinnosti dnem jejího podpisu oběma smluvními stranami.

V Brně dne: 28. května 2010

.....
Nabyvatel

.....
Autor

ABSTRAKT

Tato bakalářská práce se zabývá návrhem automatizovaného měření parametrů jednoduchého tranzistorového zesilovače pomocí akviziční jednotky Agilent Technologies U2351A v programu Agilent VEE. Součástí práce je návrh jednoduchého tranzistorového zesilovače pracujícího v audio frekvenčním pásmu. Dále je zde uveden rozbor jednotlivých tříd a parametrů těchto zesilovačů, možností jejich měření, zejména pak možností měření jejich harmonického zkreslení. Práce také obsahuje návrh měřicí úlohy s akviziční jednotkou pro laboratorní výuku předmětu Radioelektronická měření.

KLÍČOVÁ SLOVA

Parametry zesilovačů, zkreslení zesilovačů, návrh zesilovače, akviziční jednotka, Agilent U2351A, Agilent VEE, THD+N.

ABSTRACT

This thesis deals with the automated measurement of parameters of a simple transistor amplifier using the acquisition unit Agilent U2351A in the program Agilent VEE. Part of this work is to design a simple transistor amplifier operating in the audio frequency band. There is described the analysis of individual classes and parameters of these amplifiers, the possibilities of their measurement, especially the possibility of measuring the harmonic distortion. The work also includes a proposal to the measuring task with data acquisition unit for laboratory exercise of the subject Radioelectronics measurements.

KEYWORDS

Parameters of amplifiers, distortion of amplifiers, design of amplifiers, the acquisition unit, Agilent U2351A, Agilent VEE, THD+N, DAQ.

DRBOHLAV, L. *Měření harmonického zkreslení tranzistorového zesilovače*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2010. 40 s. a 10 s. příloh. Vedoucí bakalářské práce Ing. Jiří Dřínovský, Ph.D.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Měření harmonického zkreslení tranzistorového zesilovače 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.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

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

V Brně dne

.....

(podpis autora)

OBSAH

Seznam obrázků	ix
Seznam tabulek	x
Úvod	1
1 Parametry a třídy zesilovačů	2
1.1 Parametry nízkofrekvenčních zesilovačů.....	2
1.2 Zkreslení zesilovače	6
1.2.1 Harmonické zkreslení.....	6
1.2.2 Intermodulační zkreslení	8
1.3 Třídy zesilovačů	9
1.3.1 Analogové třídy zesilovačů.....	9
1.3.2 Spínané (digitální) třídy zesilovačů.....	12
2 Návrh tranzistorového zesilovače	13
2.1 Nastavení stejnosměrného pracovního bodu.....	13
2.2 Střídavé parametry zesilovače.....	15
2.2.1 Výpočet parametrů pro střední kmitočty.....	15
2.2.2 Výpočet parametrů pro nízké kmitočty	18
2.2.3 Výpočet parametrů pro vyšší kmitočty	19
3 Konstrukce zesilovače	20
4 Automatizované měření v prostředí VEE	21
4.1 Program pro zobrazení spektra výstupního signálu	21
4.2 Program pro měření amplitudové přenosové charakteristiky	26
4.3 Program pro měření THD+N	28
4.3.1 Program pro měření THD+N v závislosti na frekvenci	29
4.3.2 Program pro měření THD+N v závislosti na vstupním napětí.....	32
4.4 Program pro měření převodní charakteristiky.....	33
4.5 Program pro měření SNR.....	35
4.5.1 Program pro měření závislosti SNR na frekvenci.....	35
4.5.2 Program pro měření závislosti SNR na vstupním napětí	36
Závěr	38
Literatura	40

Seznam symbolů, veličin a zkratk	41
Seznam příloh	42

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1.1: Základní zapojení přístrojů pro měření většiny parametrů zesilovačů.	2
Obr. 1.2: Zapojení přístrojů pro měření amplitudové i kmitočtové charakteristiky.....	3
Obr. 1.3: Zapojení přístrojů pro měření výstupní impedance.	5
Obr. 1.4: Blokové schéma pro měření THD po jednotlivých harmonických.	7
Obr. 1.5: Blokové schéma zapojení analyzátoru měřícího THD+N.	8
Obr. 1.6: a) Pracovní bod u zesilovačů třídy A; b) Základní schéma zapojení.....	10
Obr. 1.7: a) Pracovní bod u zesilovačů třídy B; b) Základní schéma zapojení.....	10
Obr. 1.8: a) Pracovní bod u zesilovačů třídy AB; b) Základní schéma zapojení.	11
Obr. 1.9: a) Pracovní bod u zesilovačů třídy C; b) Základní schéma zapojení.....	11
Obr. 2.1: Schéma zapojení dvoustupňového zesilovače s kapacitní vazbou.....	13
Obr. 2.2: Náhradní schéma zapojení prvního stupně pro stejnosměrný signál.	14
Obr. 2.3: Náhradní schéma zapojení pro výpočet parametrů na středních kmitočtech.....	16
Obr. 3.1: Finální konstrukce zesilovače	20
Obr. 4.1: Základní nastavení akviziční jednotky - začátek programu.....	22
Obr. 4.2: Cyklus pro ověřování dokončení digitalizace	23
Obr. 4.3: Ukázka posloupnosti dat vyčtených po digitalizaci	23
Obr. 4.4: Převod binárního pole na pole reálných hodnot	24
Obr. 4.5: Generování frekvenční osy kmitočtového spektra výstupního signálu	25
Obr. 4.6: Změřené frekvenční spektrum výstupního signálu zesilovače	26
Obr. 4.7: Cyklus pro logaritmickou změnu frekvence vstupního signálu.....	27
Obr. 4.8: Výpočet přenosu napětí z pole vzorků výstupního signálu	27
Obr. 4.9: Porovnání přenosové char. měřené akviziční jednotkou a UPV Analyzátozem.....	28
Obr. 4.10: Filtr, který odstraní základní harmonickou ze spektra výst. signálu zesilovače.....	30
Obr. 4.11: Závislost činitele harmonického zkreslení na frekvenci pro první zesilovací stupeň	31
Obr. 4.12: Závislost činitele harmonického zkreslení na frekvenci pro druhý zesilovací stupeň	31
Obr. 4.13: Závislost THD+N vstupním napětí zesilovače pro první zesilovací stupeň.....	32
Obr. 4.14: Závislost THD+N vstupním napětí zesilovače pro druhý zesilovací stupeň	33
Obr. 4.15: Převodní charakteristika zesilovače měřené akviziční jednotkou	35
Obr. 4.16: Grafická závislost odstupu signál/šum na frekvenci vstupního signálu	36
Obr. 4.17: Závislost SNR na velikosti vstupního napětí	37

SEZNAM TABULEK

Tab. 2.1: H parametry zvoleného tranzistoru BC547B (vypsané z katalogu[7]).....	15
Tab. 2.2: Vypočtené parametry pro druhý zesilovací stupeň.....	18
Tab. 2.3: Tabulka vypočtených hodnot vazebních kondenzátorů.....	19

ÚVOD

Tato bakalářská práce je rozdělena do tří stěžejních částí. První část se zabývá teoretickými poznatky problematiky měření a návrhu audio zesilovačů. Druhá část je zaměřena na návrh automatizovaného měření vlastností audio zesilovačů v programu Agilent VEE. A konečně poslední část bakalářské práce je určena návrhu laboratorní úlohy pro předmět Radioelektronická měření – MREM.

Kapitola první obsahuje souhrn teoretických poznatků. V tomto místě je možné nalézt přehled základních parametrů nízkofrekvenčních zesilovačů, zejména pak obsáhlejší náhled na měření harmonického zkreslení audiozesilovačů. Dále je zde uveden rozbor analogových i digitálních tříd zesilovačů. Uvedené informace byly získány s využitím dostupné literatury, především pak publikace Audio Measurement Handbook [5] a trilogie NF Zesilovače [4] [6]. Celá následující kapitola je věnována podrobnému rozboru návrhu dvoustupňového tranzistorového zesilovače. Obsahuje výpočet nastavení stejnosměrného pracovního bodu a střídavých parametrů zesilovače pro různé části přenosové charakteristiky. Třetí kapitola je zaměřena na konstrukci zesilovače. Jedná se o jednoduchý popis základních konstrukčních prvků zesilovače.

Jedním z hlavních cílů této bakalářské práce byl návrh automatizovaných měření v prostředí Agilent VEE. Danou problematikou se zabývá kapitola čtvrtá. V ní jsou popsány programy pro měření vlastností audiozesilovačů s pomocí akviziční jednotky Agilent U2351A. Rozsah původně zadaných dvou programů – pro měření přenosové charakteristiky a pro měření harmonického zkreslení navrženého zesilovače, byl rozšířen o programy pro měření dalších parametrů laboratorního vzorku. Je to program pro měření převodní charakteristiky a bodu 1dB komprese a program pro měření odstupů signál/šum v závislosti na vstupním kmitočtu a na vstupním napětí. Součástí návrhu programu jsou i výsledky měření pomocí vytvořených programů. Ty jsou uvedeny vždy v závěru každé podkapitoly.

Návrh laboratorní úlohy s navrženým zesilovačem byl zařazen do druhé přílohy této bakalářské práce. V ní se podle zadání stala hlavním měřicím prostředkem akviziční jednotka, která zajišťuje jak napájení zesilovače, tak generaci vstupních signálů a měření výstupních signálů zesilovače. Pouze v jedné části měřicí úlohy byl nahrazen interní generátor akviziční jednotky za funkční generátor Agilent 33220A, protože akviziční jednotkou byla vnášena do měření značná chyba. Automatizovaná úloha, ve které byl použit funkční generátor, se nazývá měření harmonického zkreslení v závislosti na vstupním kmitočtu, což je část laboratorní úlohy č.4A.

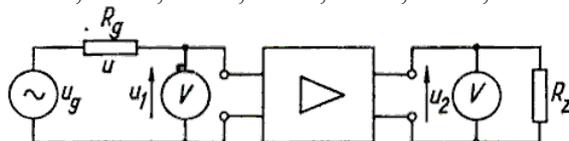
1 PARAMETRY A TŘÍDY ZESILOVAČŮ

Zesilovač je elektronické zařízení, které se používá k zesílení nebo utlumení amplitudy elektrických veličin, kterými jsou např. napětí, proudy a výkony. V audio technice se téměř výhradně používají **nízkofrekvenční zesilovače**, což jsou zesilovače pracující v kmitočtovém rozsahu od jednotek Hz do desítek kHz.

Audio zesilovače se skládají ze tří základních částí – předzesilovače, korekčního zesilovače a výkonového zesilovače. **Předzesilovač** je zesilovač napětí, jehož hlavním úkolem je zesílení signálu zdroje, úrovnňové a impedanční přizpůsobení, případně provedení frekvenční korekce. Musí mít velký odstup signál/šum – SNR a být odolný proti přebuzení. **Korekční zesilovač** se používá pro korekce signálů (úprava výšek, hloubek, vyvážení, ...), ale i k napěťovému zesílení vstupního signálu pro další zpracování ve výkonovém zesilovači. **Výkonový zesilovač** pracuje s vyššími úrovněmi vstupního signálu, který výkonově zesiluje. Dodává velký výkon při dostatečném napájecím napětí a velkých hodnotách kolektorového proudu, z tohoto pohledu musí být jeho součástky navrženy pro dostatečné proudové zatížení a ve většině případů je nutné, aby aktivní prvek tohoto zesilovače byl osazen vhodným chladičem. Hlavními požadavky na výkonový zesilovač jsou zesílení s dostatečnou účinností, lineární frekvenční charakteristika, minimální nelineární zkreslení a velký odstup cizích napětí.

1.1 Parametry nízkofrekvenčních zesilovačů

Definice a tolerance jednotlivých parametrů audio zesilovačů jsou uvedeny v normě DIN 45500, což je německá norma pro Hi-Fi zařízení (High Fidelity), původně z roku 1973. Metody měření a stanovení vlastností audio zesilovačů jsou uvedeny také v české normě ČSN EN 61305, což je norma pro Hi-Fi zařízení a systémy z roku 1998, která je členěna na pět částí, dále jen norma. Veškeré parametry nízkofrekvenčních zesilovačů je možné ověřit měřením. Základní zapojení přístrojů pro měření většiny parametrů zesilovačů je uvedeno na obr. 1.1. Detaily je možné nalézt v [1]. Při měření frekvenčně závislých parametrů upřednostňujeme kmitočty ležící ve středu třetinooktávových pásem pokrývajících celý rozsah, jsou to: 16; 20; 25; 31,5; 40; 50; 63; 80; 100; 125; 160; 200; 250; 315; 400; 630; 800; 1000; 1250; 1600; 2000; 2500; 3150; 4000; 5000; 6300; 8000; 10000; 12500 a 16000 Hz.



Obr. 1.1: Základní zapojení přístrojů pro měření většiny parametrů zesilovačů.

Přenosová kmitočtová charakteristika

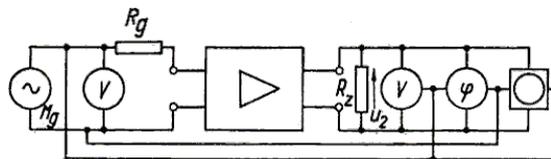
Je rozdělena na amplitudovou a fázovou kmitočtovou charakteristiku. **Amplitudová charakteristika** zobrazuje přenos (zesílení), který je dán poměrem hodnoty výstupní veličiny ku veličině vstupní při výstupu naprázdno nebo nakrátko a je frekvenčně závislý. Přenosová charakteristika je tedy závislost zesílení na frekvenci

$$A[\text{dB}] = 20 \cdot \log\left(\frac{X_2}{X_1}\right), \quad (1.1)$$

kde X_1 je vstupní a X_2 výstupní veličina pro kterou přenos počítáme. Dolní mezní kmitočet je ovlivněn konečnými kapacitami vazebních a blokovacích kondenzátorů, horní mezní kmitočet pak parazitními kapacitami spojů a také poklesem zesilovacích vlastností tranzistorů na vysokých kmitočtech. Oba mezní kmitočty jsou určeny poklesem zesílení o 3 dB oproti lineární části. Šířka pásma audiozesilovače by měla být nejméně 40 Hz – 16 kHz a referenční kmitočet 1 kHz, pro který se udává zmiňovaný pokles zesílení.

Při jejím měření je výstup zatížen jmenovitou zátěží, na vstupy jsou připojeny náhradní vstupní impedance jednotlivých vstupů (univerzální vstup – 47 kΩ/250 pF). Např. pro napěťovou přenosovou charakteristiku je na vstup zesilovače připojen sinusový generátor a je měřeno napětí pomocí voltmetrů (osciloskopu) na jeho vstupu a výstupu. Dále je možné pro měření použít také vhodný spektrální analyzátor, který měří výstupní úroveň signálů buď v dBm (výkon) či dBμV (napětí). Napětí na vstupu, nebo výstupu musí být udržováno konstantní v celém kmitočtovém rozsahu a měřeno je tedy jen výstupní, nebo vstupní napětí v jednom.

S přenosovou kmitočtovou charakteristikou je spojena i **fázová kmitočtová charakteristika**. Protože vstupní a výstupní veličiny jsou střídavé a tedy obecně komplexní, je tato charakteristika definována jako závislost rozdílů mezi fázovým posuvem výstupní a vstupní veličiny na kmitočtu. Fázový posuv je také závislý na způsobu zapojení tranzistoru, např. zapojení se společným emitorem SE vykazuje fázový posuv 180° výstupního signálu oproti vstupnímu. K měření této charakteristiky se používají fázoměry, nebo osciloskopy. U více kanálových zesilovačů musí být fázový posuv ve všech kanálech stejný. Jedna z možností zapojení přístrojů pro měření obou charakteristik zároveň je uvedena na obr. 1.2, který je převzat z [1].



Obr. 1.2: Zapojení přístrojů pro měření amplitudové i kmitočtové charakteristiky.

Vstupní citlivost

Citlivost udává velikost vstupního napětí, které je nutné k dosažení jmenovitého napětí, nebo výkonu na výstupu zesilovače [2]. Tato hodnota se pohybuje od jednotek po stovky milivoltů. Při nedodržení vstupní citlivosti dochází ke značnému zhoršení odstupu signálu od šumu.

Dynamický rozsah

Zesilovač nedokáže zpracovat neomezeně velký signál, slabé signály zaniknou v šumu, případně brumu a velké signály jsou omezeny napájecím napětím zesilovače, parametry a zapojením aktivních prvků. Dynamický rozsah je tedy podíl maximální a minimální hodnoty vstupního napětí, při kterých ještě nedojde k nedovolenému zkreslení na výstupu [3]:

$$DR[\text{dB}] = 20 \cdot \log\left(\frac{U_{1\text{max}}}{U_{1\text{min}}}\right). \quad (1.2)$$

Vstupní impedance

Tento parametr je nutné znát pro optimální přizpůsobení zdroje signálu ke vstupu zesilovače, protože přetížení zdroje vede ke snížení dodávaného napětí a tím i zhoršení poměru SNR, je definován jako

$$Z_1 = \frac{U_1}{I_1}, \quad (1.3)$$

kde U_1 je napětí na vstupu zesilovače, I_1 je proud tekoucí do zesilovače. Tyto veličiny jsou kmitočtově závislé, ale tuto závislost ve většině teoretických výpočtů zanedbáváme. I když jsou obecně napětí a proud komplexní, téměř vždy převládá reálná složka vstupní impedance označovaná jako vstupní odpor. Normovaná vstupní impedance vysokoohmových vstupů je 47 k Ω /250 pF. Ve většině případů se používá připojení „naprázdno“, tzn., že zdroj by neměl být vstupem zesilovače podstatněji zatěžován, proto je doporučeno, aby byla vstupní impedance 5-10 krát vyšší než výstupní impedance připojeného zdroje signálu.

Pro měření vstupní impedance lze použít několik metod. Ke vstupu zesilovače je připojen funkční generátor a pomocí něho nastavené určité výstupní napětí. V dalším kroku tento generátor připojíme na vstup zesilovače, přes sériově zapojený proměnný odpor. Pomocí tohoto odporu snížíme velikost výstupního napětí na polovinu a změříme hodnotu nastaveného odporu, což odpovídá vstupnímu odporu zesilovače.

Druhá možnost je například ta, že zesilovač zapojíme podle obr. 1.2. Hodnota odporu R_g by se měla rovnat 1/10 očekávaného vstupního odporu. Výstupní napětí je opět nastaveno na určitou hodnotu a měřeno je napětí na odporu R_g a napětí na vstupu zesilovače, z toho lze vstupní odpor vypočítat jako

$$|Z_1| = \frac{|u_1|}{|u|} \cdot R_g, \quad (1.4)$$

kde u_1 odpovídá napětí na vstupu zesilovače a u napětí na odporu R_g .

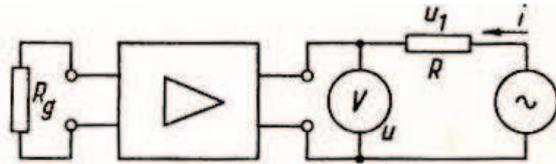
Výstupní impedance

Optimální výkonové přizpůsobení nastane tehdy, když výstupní impedance zdroje je stejně velká jako impedance zátěže. V katalogích jsou udávány výstupní výkony zesilovačů pro určitou zatěžovací impedanci. Typické velikosti zátěže v audio technice jsou 4, 8, 16 nebo 100 Ω [2].

Měření probíhá obdobně, jako měření vstupní impedance s tím rozdílem, že funkční generátor je připojen k výstupu zesilovače. Je možné tedy použít obě předchozí uvedené metody. Mezi vstupní svorky zesilovače je zapojen normovaný vstupní odpor. Připojíme funkční generátor k výstupu zesilovače s rezistorem R v sérii, viz obr. 1.3 použitý z literatury [1]. Na generátoru je nastaveno určité napětí a odečítáme napětí na výstupu zesilovače a napětí na rezistoru R . Pro výpočet výstupní impedance lze použít podobný vzorec jako pro vstupní impedanci

$$|Z_2| = \left(\frac{u}{u_1} \right) \cdot R, \quad (1.5)$$

kde u je napětí na výstupu zesilovače a u_1 napětí na odporu R .



Obr. 1.3: Zapojení přístrojů pro měření výstupní impedance.

Vnitřní odpor (impedance)

Vnitřní odpor (impedance) je dán zápornými zpětnými vazbami zesilovače. Pokud je vnitřní odpor menší jsou více ztlumovány reproduktory, což má příznivý dopad na jakost reprodukce. Podle normy může být vnitřní odpor zesilovače maximálně 1/3 impedance zátěže.

S tímto parametrem je spojen **činitel tlumení** zesilovače, což je poměr zatěžovací a vnitřní impedance zesilovače. A podle normy musí být činitel tlumení maximálně 3.

Měření vnitřního odporu se provádí tak, že je připojen funkční generátor, který zesilovač vybudí na jmenovité výstupní napětí „naprázdno“. Následně je připojena zátěž a změřeno výstupní napětí se zátěží. Výsledný vnitřní odpor je dán vztahem

$$Z_i = \frac{U_{20} - U_2}{U_2} \cdot R_Z, \quad (1.6)$$

kde je U_{20} napětí při výstupu naprázdno, U_2 napětí při zatíženém výstupu a R_Z zatěžovací odpor zesilovače [4].

Odstup cizích napětí

Udává poměr jmenovitého výstupního napětí a napětí zbytkového – rušení vyjádřený většinou v decibelech. U zesilovačů s malým poměrem SNR může být slabý signál zcela znehodnocen. Musí být známa také vstupní citlivost, vstupní impedance a vstupní napětí, při kterých je tato hodnota uvedena. Předzesilovače by měly mít SNR větší než 50 dB, výkonové zesilovače potom více než 60 dB.

Při měření by měla být zařazena pásmová propust (například 32,5 až 20 000 Hz), aby byly vyloučeny vlivy z mimoakustické oblasti, ovšem v naprosté většině případů jsou rozdíly oproti měření bez pásmové propusti zanedbatelné. Na vstup tedy přivedeme signál, který odpovídá minimálnímu vstupnímu signálu daného vstupu. Pro korekční zesilovače by měly být regulátory hlasitosti nastaveny tak, aby napětí na výstupu odpovídalo vybuzení 2×50 mW (stereo) nebo 100 mW (mono).

Dále je udáván parametr odstup **rušivých napětí**. Tento parametr je v principu shodný s odstupem cizích napětí, ale před měřič zbytkového napětí se váhový filtr A, který respektuje vlastnosti lidského sluchu při malých hlasitostech [4].

Jmenovitý výstupní výkon a výkonová šířka pásma

Jmenovitý výstupní (trvalý) výkon je výkon, který může zesilovač dodávat do zátěže po dobu alespoň 10 minut, při vstupním signálu o frekvenci 1 kHz a při dodržení činitele harmonického zkreslení, který nesmí překročit hodnotu 0,7 % pro koncové zesilovače a 1 % pro výkonové zesilovače. Výstupní výkon lze vypočítat podle vzorce

$$P_2 = \frac{U_2^2}{R_Z}, \quad (1.7)$$

kde je U_2 napětí na zátěži a R_Z je zatěžovací impedance.

Výkonová šířka pásma je frekvenční rozsah, ve kterém poklesne výstupní výkon zesilovače na polovinu – o 3 dB, za podmínky dodržení jmenovité hodnoty činitele harmonického zkreslení. Podle normy je stanoveno, že minimální výkonová šířka pásma je od 40 do 12500 Hz. Měří se shodně se jmenovitým výkonem a stanovují se mezní kmitočty poklesu výstupního výkonu na polovinu.

1.2 Zkreslení zesilovače

Při průchodu signálu zesilovačem může docházet ke dvěma základním druhům zkreslení, lineární zkreslení a nelineární zkreslení.

Zařízení s absolutně lineární přenosovou charakteristikou vytvoří na výstupu signál se stejným tvarem, jako je vstupní signál, pouze amplitudově upravený, případně fázově posunutý. **Lineární zkreslení** se tedy projevuje tak, že amplitudy nejsou věrně reprodukovány, ale frekvenční obsah signálu zůstává nezměněn. Je to mnohem méně častý druh zkreslení signálu po průchodu zesilovačem.

Častější je tedy **nelineární zkreslení**. Přenosová funkce takového zařízení je nelineární a proto dojde k odchýlení výstupního tvaru od vstupního. Nelinearity zesilovače jsou důsledkem nelineárních charakteristik aktivních prvků zesilovačů (tranzistorů), dále vznikají špatným nastavením pracovních bodů zesilovačů nebo jejich přebuzením. Po přivedení sinusového signálu na vstup zesilovače bude nelineární zkreslení zobrazeno jako energie vyšších harmonických složek, které jsou dány násobky základní harmonické, nebo v případě přivedení dvou či více signálů na vstup zesilovače jsou dány jejich součty, rozdíly a násobky. Hodnocení důsledků nelineárního zkreslení spočívá v měření a srovnání amplitudy nežádoucích vyšších harmonických složek se základní harmonickou. Existuje mnoho způsobů měření a druhů nelineárního zkreslení. Nejvýznamnějšími zástupci jsou harmonické a intermodulační zkreslení.

1.2.1 Harmonické zkreslení

Na vstup zesilovače přivádíme čistě sinusový signál, to je takový signál, který má ve spektrální oblasti pouze jednu spektrální složku (čáru), ležící na kmitočtu právě tohoto sinusového signálu. Při průchodu signálu zesilovačem, ale vlivem jeho nelineární převodní charakteristiky dojde k harmonickému zkreslení, tvar signálu v časové oblasti na výstupu zesilovače již neodpovídá tvaru signálu na jeho vstupu, i když to nemusí být vždy pouhým okem patrné. Toto zkreslení se ve spektrální oblasti projevuje jako spektrální složky vyšších harmonických, které leží na kmitočtech odpovídajících násobkům základního kmitočtu. Činitel harmonického zkreslení se vypočítá podle jednoho ze dvou základních vzorců

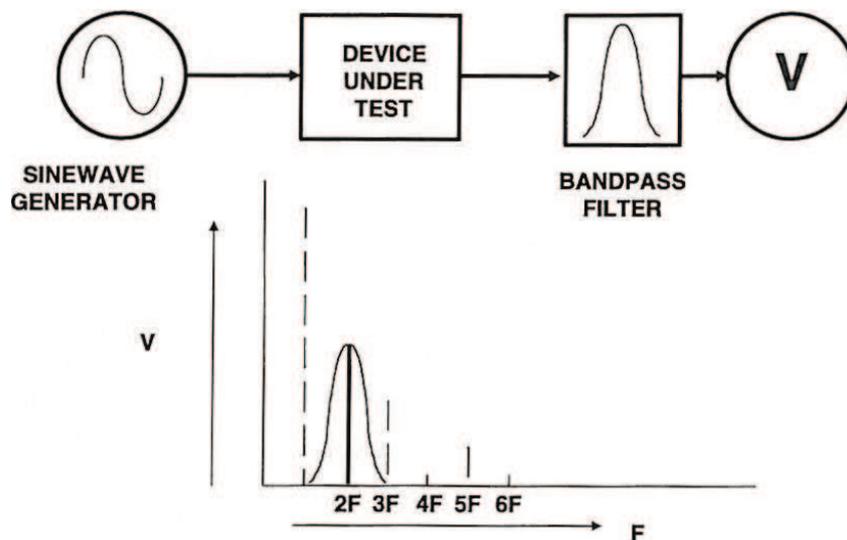
$$K = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_1} \cdot 100, \quad (1.8)$$

$$K = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}} \cdot 100, \quad (1.9)$$

kde je U_1 napětí vstupního sinusového signálu (napětí základní harmonické složky), U_2, U_3, \dots, U_n napětí vyšších harmonických složek generovaných při průchodu zesilovačem. Harmonické zkreslení se vyjádří v procentech, a pak udává, kolik procent užitečného signálu představuje směs vyšších harmonických složek, nebo v dB pod úrovní signálu. Některé analyzátoři zobrazují údaje v absolutních jednotkách (V, dBV, dB μ V, ...), toto vyjádření zvýrazňuje šum (konstantní a nezávislý na amplitudě). Činitel harmonického zkreslení je závislý na vstupním napětí a frekvenci. Každý člen přenosového řetězce přispívá ke zkreslení signálu a potom je celkové zkreslení dáno geometrickým součtem zkreslení jednotlivých členů.

Pro měření harmonického zkreslení existuje mnoho metod, které však mají společný koncept: Vybudit zařízení čistě sinusovým signálem, takže na vstupu nebude prakticky žádná jiná energie než energie vstupního harmonického signálu. Měření energie po oddělení základní harmonické složky, tedy měření jen vyšších harmonických složek, nebo měření energie celého výstupního signálu, tzn. základní harmonické a všech vyšších harmonických.

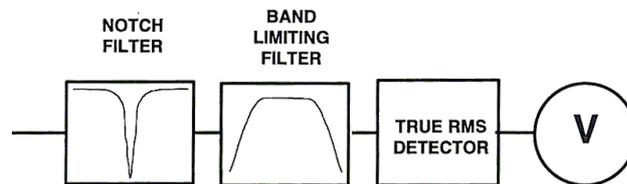
Při měření jednotlivých harmonických zkreslení jsou kladeny velké požadavky na vysoce selektivní laditelný filtr typu pásmová propust. Je to měření, kdy se vybírají jednotlivé harmonické a měří se jejich úrovně, jak je patrné z obr. 1.4. Podrobnosti lze nalézt v [5]. Některé spektrální analyzátoři dosahují tohoto efektu používáním směšovače, vnitřního oscilátoru a pevných vysoce selektivních filtrů na střední frekvenci, některé analyzátoři využívají rychlou fourierovu transformaci – FFT. Používají se také filtry s konstantním činitelem jakosti Q (konstantní procentní šířkou pásma), avšak pro vyšší útlumy je potřeba vyšší činitel jakosti. Pak nastává problém s konstantní šířkou pásma při měření vyšších harmonických, které jsou obklopeny harmonickými s vyšší úrovní, takže prakticky nikdy nelze odfiltrvat dokonale pouze jedinou harmonickou složku bez jakéhokoli šumu, nebo sousední harmonické. Celkové harmonické zkreslení – THD je tedy výpočet činitele harmonického zkreslení ze série jednotlivých harmonických zkreslení. Pro obvodovou náročnost to není běžně využívaná metoda.



Obr. 1.4: Blokové schéma pro měření THD po jednotlivých harmonických.

V dnešní době nejpoužívanější metoda měření harmonického zkreslení se nazývá **Total Harmonic Distortion plus Noise (THD+N)**, neboli činitel celkového harmonického zkreslení a šumu. Hlavní rozdíl v obvodovém zapojení je ve vložení pásmové zádrže na začátek měřicího řetězce viz obr. 1.5 [5]. Notch filtr je nastavován na základní harmonickou, kterou utlumí, ale musí být navržen tak, aby další harmonické již tlumeny nebyly. A tak je

do výpočtu zahrnut i šum zesilovače, brum, šum na kmitočtu síťového rozvodu 50/60 Hz, a další interferující signály. Je jednodušší a praktičtější navrhnout pásmovou zádrž, která utlumí základní harmonickou o 100 až 120 dB s malými ztrátami na druhé a dalších vyšších harmonických, než velice strmou pásmovou propust, které je zapotřebí pro měření jednotlivých harmonických zkreslení. Pak nám nízká hodnota THD+N říká i to, že šum zesilovače a další interferující signály jsou pod měřitelnou úrovní.



Obr. 1.5: Blokové schéma zapojení analyzátoru měřícího THD+N.

Šumová část výstupního signálu může být zanedbatelná, pokud je např. šum a brum více jak 90 dB pod úrovní výstupního signálu měřeného zařízení. Naměřené THD+N pak souhlasí s výpočtem harmonického zkreslení pomocí jednotlivých harmonických. Avšak v případě, že má měřené zařízení nízké harmonické zkreslení – šum může být velice rušivý faktor. Potom se do blokového zapojení měření THD+N vloží ještě pásmová propust, která omezí vliv šumu na vyšších kmitočtech, než je maximální pracovní kmitočet měřeného zesilovače. Typické horní mezní frekvence takovýchto filtrů bývají 22 kHz, 30 kHz nebo 80 kHz. Dalším omezujícím parametrem při měření THD+N mohou být indukované signály, nejčastěji to bývá brum. Pokud například výstupní signál zesilovače bude 1 V a brum bude 10 mV, bude výsledné harmonické zkreslení 1 % i přesto, že samotný zesilovač má zkreslení 0,01 % - to bude ovšem zakryto šumem. V takovém případě se nastaví pásmová zádrž i na kmitočet indukovaného šumu.

Zařízení pro měření THD+N musí splňovat určité požadavky, abychom získali, co možná nej přesnější hodnoty činitele harmonického zkreslení. Generátor musí mít velmi nízké zbytkové zkreslení, protože není metoda, která by oddělila generátor od měřeného zařízení, a proto musí být zkreslení generátoru alespoň 10x menší než zkreslení měřeného zařízení. Rozdílové (zbytkové) zkreslení vstupních obvodů a pásmové zádrže analyzátoru musí být menší než nejnižší měřená hodnota. Vstupní obvody analyzátoru by měly mít velký koeficient potlačení souhlasného rušení – CMRR. Kvalita analyzátorů je určena i počtem pásmových filtrů, které slouží k ovládnání šumové šířky pásma. Významným zrychlením měření THD+N je automatické přepínání vstupních obvodů analyzátoru, kdy si analyzátor samotný nastavuje a nuluje pásmové zádrže [5]. Měření provádíme nejčastěji na kmitočtech 40, 100, 400, 1000 a 6300 Hz a podle normy by nemělo harmonické zkreslení předzesilovače přesáhnout 0,7 % v pásmu 40 – 4000 Hz při plném vybuzení vstupním signálem. U výkonových zesilovačů je nejvyšší povolené harmonické zkreslení pak 1 %.

1.2.2 Intermodulační zkreslení

Všechny typy měření intermodulačního zkreslení – IMD (Intermodulation Distortion) využívají složitější vstupní signál než jeden signál o jedné harmonické. Běžně se používají dva sinusové signály s frekvencemi F_1 a F_2 . Vlivem nelinearit obsahuje spektrum výstupního signálu měřeného zařízení dvě složky na frekvencích vstupních signálů a nekonečně mnoho intermodulačních složek daných vzorcem

$$m.F_1 \pm n.F_2, \quad (1.10)$$

kde F_1 a F_2 jsou kmitočty dvou vstupních signálů, m a n jsou celá čísla. Řád intermodulačního produktu je dán součtem m a n , takže například $2F_1+F_2$ je produkt třetího řádu (lichý). Obecně platí, že lichý intermodulační produkt vznikne, pokud se v přenosové funkci měřeného zařízení vyskytnou symetrické nelinearity a sudý produkt, pokud se v přenosové funkci měřeného zařízení vyskytnou nesymetrické lineariry.

Měření probíhá tak, že na vstup měřeného zesilovače přivedeme dva sinusové signály, podle normy o frekvencích 250 Hz a 8000 Hz, přičemž signál s nižším kmitočtem má mít 4x vyšší úroveň a zesilovač jím má být vybuzen na 80 % jmenovitého výstupního napětí. Při této metodě je nutný spektrální analyzátor pomocí, kterého vyhodnocujeme úrovně jednotlivých intermodulačních složek.

Intermodulační zkreslení se projevuje nepříjemněji než zkreslení harmonické. Větší hodnoty tohoto zkreslení způsobí chraplavou reprodukci s četnými sykavkami. Maximální povolené intermodulační zkreslení je 2 %. Intermodulační a harmonické zkreslení jsou ve vzájemném vztahu. Pokud je v přípustné mezi jedno z nich, bude v přípustných mezích i druhé.

1.3 Třídy zesilovačů

Základní analogové třídy zesilovačů jsou A, B, AB a C. Jsou to třídy zesilovačů, které závisí na umístění klidového pracovního bodu ve výstupních charakteristikách tranzistoru. Jsou však používány ještě další analogové třídy zesilovačů G, H, I, které upravují zapojení třídy zesilovačů AB, tak aby bylo dosaženo nižších teplotních ztrát. Dále jsou používány spínané třídy zesilovačů D, T, E, F, které zpracovávají analogový signál tak, že nízkofrekvenční signál přemění na vysokofrekvenční obdélkový signál s proměnnou střídou, ten je zesílen a filtr před zátěží propustí pouze nízkofrekvenční analogový signál.

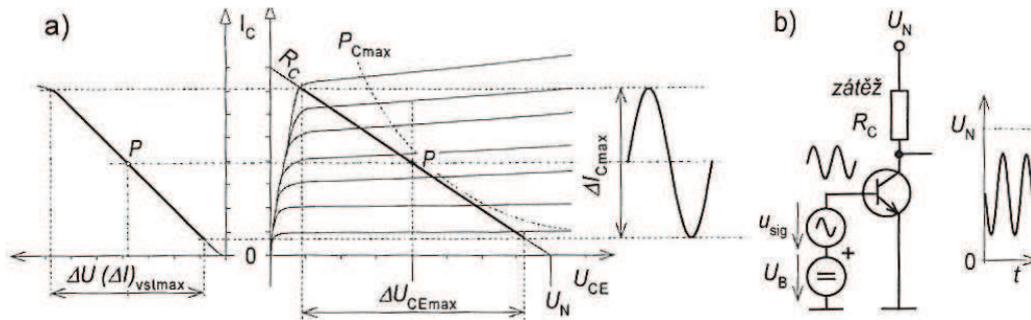
1.3.1 Analogové třídy zesilovačů

Třída A

Klidový pracovní bod je nastaven uprostřed lineární části dynamické převodní charakteristiky, takže aktivní součástkou protéká velký klidový proud a tranzistor je stále v aktivním režimu viz obr. 1.6 [3]. Teoreticky může zesilovač dosahovat účinnosti až 25 %, v praxi je to asi 20 %. Zlepšení účinnosti by bylo možné dosáhnout použitím transformátorové vazby, asi až na 50 %, toto řešení se však v praxi nepoužívá, protože transformátor nemá pro stejnosměrný signál dobré vlastnosti. Výhodou takto nastaveného pracovního bodu je malé zkreslení i při největším rozkmitu vstupního signálu a jednoduché obvodové zapojení. Protože, ale protéká tranzistorem proud i v době, kdy není přítomen signál, dochází k velkým výkonovým ztrátám, a to také vyplývá z definice ztrátového výkonu

$$P_C = U_{CE} \cdot I_C, \quad (1.11)$$

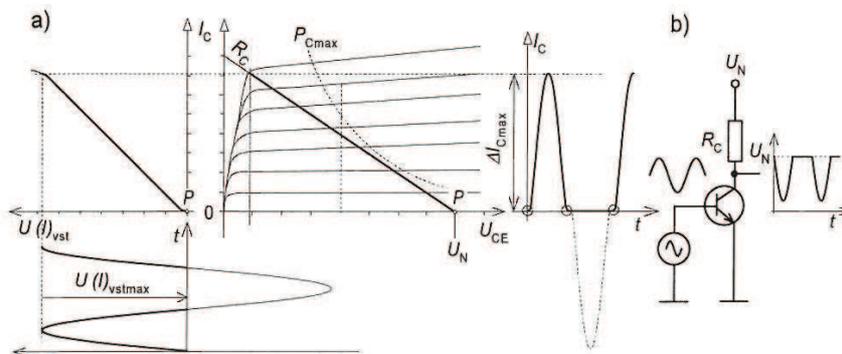
kde U_{CE} je napětí na přechodu kolektor-emitor tranzistoru a I_C je kolektorový proud. Pokud by byl zátěží reproduktor, docházelo by k jeho přemagnetování procházejícím klidovým proudem tranzistoru, proto se používá jen v obvodech předzesilovačů.



Obr. 1.6: a) Pracovní bod u zesilovačů třídy A; b) Základní schéma zapojení.

Třída B

Klidový pracovní bod je nastaven do zániku kolektorového proudu, takže tranzistor je v aktivním režimu (protéká jím proud) pouze v jedné polovině periody (tzn. úhel otevření $\Theta = \pi$ [rad]) a pracuje bez předpětí, jak je vidět na obr. 1.7 podle [3]. V základním zapojení ho lze považovat za jednocestný usměrňovač. V praxi se ale většinou používají aktivní součástky v dvojčinném zapojení se symetrickým napájením, takže je v každé půlperiodě jeden tranzistor v aktivním režimu a druhý je zahrazen, tzv. zapojení push-pull. Protože tranzistorem neteče proud stále, ale jen když je otevřen, tedy v době jedné půlvlny, můžeme dojít k teoretické účinnosti až 78,5 %. Vinou chybějícího předpětí, což má za následek nelineární převodní charakteristiku především v oblasti nízkých napětí, dochází při malých signálech k velkému nelineárnímu zkreslení – přechodovému zkreslení. Při velmi vysokých frekvencích může dojít ke stavu, že budou oba komplementární tranzistory otevřeny a tak dojde k jejich zničení, proto se používají v této třídě ochranné obvody pro vyšší kmitočty.



Obr. 1.7: a) Pracovní bod u zesilovačů třídy B; b) Základní schéma zapojení.

Třída AB

Je to nejpoužívanější třída v konstrukci nízkofrekvenčních zesilovačů. Klidový pracovní bod je volen na dynamické převodní charakteristice mezi pracovním bodem třídy A, a třídy B (v aktivní oblasti), čehož je docíleno připojením předpětí na přechod báze-emitor, viz obr. 1.8, z literatury [3]. Tím se podstatně sníží přechodové zkreslení výstupního signálu, ale není potlačeno úplně. Tranzistorem ale prochází určitý klidový proud, takže dochází ke snížení účinnosti asi na 70 %, což je hodnota nižší než ve třídě B, ale stále větší než ve třídě A. Také je nutné použít komplementární dvojici aktivních součástek k zesílení celé periody. Aby byla funkce obou tranzistorů symetrická, dochází při výrobě k jejich párování, tj. výběru z většího množství tranzistorů obou vodivostí, přičemž se sleduje proudové zesílení nakrátko – β a to pro dva pracovní body (pro malý a velký proud kolektorového obvodu I_C). Nevýhodou

ztráty při zesilování malých signálů až o 50 %. Dalšími výhodami jsou vyšší účinnost oproti třídě AB a menší rozměry zesilovače. To vše, ale za cenu složitějšího návrhu zapojení [3].

Třída H

Tato třída zesilovačů zdokonaluje funkci třídy G a to tak, že napájecí zdroj dodává vyšší napájecí napětí, které je modulováno vstupním signálem. Napájecí napětí se tedy nemění skokově, ale přesně sleduje audio vstup a dodává napětí o velikosti potřebné pro optimální buzení výstupních zařízení. Největším problémem je zajistit hladké přepnutí bez zákmitů z nízkonapěťové části do vysokonapěťové a naopak. Účinnost je srovnatelná se třídou G, opět ale složitější návrh celkového zapojení [3].

1.3.2 Spínané (digitální) třídy zesilovačů

Třída D

Je to zástupce spínaných (digitálních) tříd zesilovačů. Základním principem těchto zesilovačů je převod analogového nízkofrekvenčního signálu na PWM modulované impulzy a jejich následné zpracování impulzními výkonovými zesilovači.

Komparátor porovnává analogový signál s trojúhelníkovým, který má několikanásobně vyšší kmitočet. Na jeho výstupu je vysoká úroveň pokud je analogový signál větší, nebo v opačném případě nízká úroveň, tedy pravoúhlé impulzy s proměnnou střídou (princip PWM modulace). Výstupní signál z komparátoru jde na řídicí obvod, který je řízen pomocí výkonových spínacích MOSFET komplementárních tranzistorů. Zesílený impulzní signál přichází na LC filtr typu dolní propust minimálně 4. řádu a za ním je již nízkofrekvenční analogový signál.

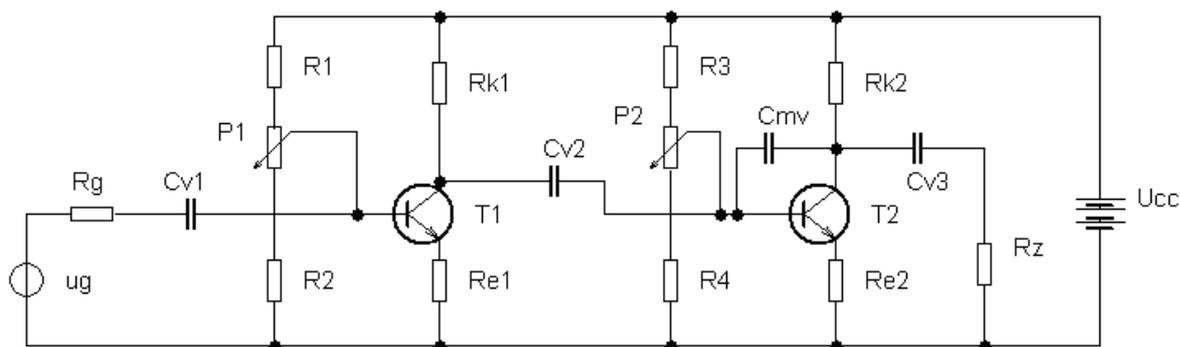
Třída D dosahuje velkých účinností – 80 % a vyšších, ale také vykazuje velké harmonické zkreslení THD > 1 %. Pro snížení tohoto jevu, je zaváděna zpětná vazba z výstupu výkonových spínaných tranzistorů na analogový vstup, což zlepšuje THD v řádu desetin procenta.

Třída T

Je to varianta třídy D, kterou zdokonalila firma Tripath Technology, Inc. Hlavní rozdíl oproti třídě D je v tom, že kmitočet PWM modulovaného signálu se mění v závislosti na velikosti analogového signálu, pro malé signály se zvyšuje (až 1,5 MHz), pro velké signály se snižuje (min 200 kHz) a průměrný kmitočet se pohybuje mezi 600 až 700 kHz. Hlavními parametry těchto zesilovačů je účinnost srovnatelná s třídou D, asi 90 %, a linearita srovnatelná s třídou AB, harmonické zkreslení dosahuje hodnot pod 0,1 %, dále pak nižší elektromagnetické vyzařování oproti třídě D, malé nároky na chlazení a také lze použít menší a levnější indukční filtry do výstupního filtru.

2 NÁVRH TRANZISTOROVÉHO ZESILOVAČE

Protože je tento zesilovač určen pro laboratorní měření harmonického zkreslení, bylo zvoleno zapojení dvoustupňového tranzistorového zesilovače s kapacitní vazbou, se stabilizací pracovního bodu pomocí odporového děliče a zpětnovazebním emitorovým odporem zajišťujícím stabilizaci pracovního bodu při teplotních změnách, viz obr. 2.1. Toto zapojení je výhodné, protože je možné měřit harmonické zkreslení jednotlivých stupňů zesilovače a dále pomocí změny poměru odporového děliče měřit harmonické zkreslení při jiném pracovním bodu, ve kterém může být signál zkreslen.



Obr. 2.1: Schéma zapojení dvoustupňového zesilovače s kapacitní vazbou.

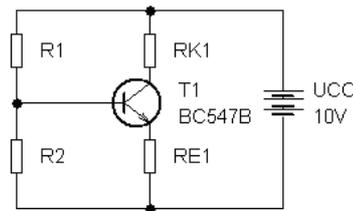
Na vstup zesilovače je přivedeno střídavé napětí malých hodnot (v rozmezí 100 až 500mV), ve většině případů 350mV, střídavý signál prochází rezistorem R_g , který představuje vnitřní odpor zdroje, až k prvnímu zesilovacímu stupni. Zesilovač se skládá ze dvou kaskádně zapojených identických zesilovacích stupňů, které jsou navzájem odděleny vazebními kondenzátory. Tyto kondenzátory separují střídavou (signálovou) a stejnosměrnou (pracovní bod) část zesilovače. V každém stupni je stabilizován pracovní bod pomocí odporového děliče $R_1(R_3)$ a $R_2(R_4)$, který zavádí i určité předpětí na přechod báze-emitor. Dále je v zesilovacím stupni zavedena sériová proudová záporná zpětná vazba v podobě emitorového odporu R_E , který plní funkci teplotní stabilizace pracovního bodu. Pokud dojde ke zvětšení proudu I_C tranzistoru, vlivem teploty například, zvětší se i úbytek napětí na rezistoru R_E , zmenší se napětí přechodu báze-emitor U_{BE} a to vede k přivření tranzistoru a snížení proudu báze I_B na původní hodnotu. Zátěž zesilovače byla zvolena 100 k Ω a celý zesilovač je napájen stejnosměrným napětím 10 V proti zemi.

2.1 Nastavení stejnosměrného pracovního bodu

Vzhledem k tomu, že v zapojení zesilovače je použita kapacitní vazba mezi jednotlivými stupni a tak nedochází k jejich stejnosměrnému ovlivňování, je možné řešit nastavení pracovního bodu pro každý stupeň samostatně. Dále je pro nastavení pracovního bodu při lineárním zpracování signálu (pro malé signály ve třídě A) nutno polarizovat přechod kolektor-báze v závěrném směru, čehož dosáhneme tím, že potenciál kolektoru bude alespoň o řád vyšší než potenciál báze a přechod báze-emitor polarizovat v propustném směru, takže se úbytek na tomto přechodu pohybuje v rozsahu (0,4 až 0,8 V). Je také nutné, aby byl kolektorový proud pracovního bodu daleko vyšší, než zbytkový proud kolektoru, který je značně teplotně závislý, což je u křemíkových tranzistorů většinou splněno. A při nastavování

pracovního bodu nesmějí být pochopitelně překročeny mezní parametry tranzistoru.

Pracovní bod byl zvolen ve středu výstupní charakteristiky tranzistoru, tedy ve třídě A, tzn. $U_{CE} = 5 \text{ V}$ a $I_C = 2 \text{ mA}$, protože při takovém to napětí přechodu kolektor-emitor je možné dosáhnout nejvyššího rozkmitu výstupního napětí, a dále byla použita hodnota z katalogového listu zvoleného tranzistoru **BC547B** [7] $U_{BE} = 0,66 \text{ V}$. Napájecí napětí bylo zvoleno $U_{CC}=10 \text{ V}$, proto napětí na $U_{RK1} = 4 \text{ V}$ a $U_{RE1} = 1 \text{ V}$. Při výpočtu stejnosměrného pracovního bodu je v obvodu zesilovacího stupně zapojen pouze stejnosměrný zdroj a zdroj střídavého signálu je rozpojen viz obr. 2.2.



Obr. 2.2: Náhradní schéma zapojení prvního stupně pro stejnosměrný signál.

Protože proud kolektoru je daleko vyšší než proud báze, $I_C \gg I_B$, můžeme odpor kolektorového obvodu vypočítat pomocí vztahu

$$R_{K1} = \frac{U_{RK1}}{I_C} = \frac{4}{2 \cdot 10^{-3}} = 2 \text{ k}\Omega, \quad (2.1)$$

kde U_{RK1} je napětí na kolektorovém odporu a I_C je proud kolektorem tranzistoru. A je také možné vypočítat emitorový odpor, protože po zavedení zjednodušujícího předpokladu $I_C \gg I_B$ jím protéká stejný proud jako kolektorovým odporem. A platí tedy

$$R_{E1} = \frac{U_{RE1}}{I_C} = \frac{1}{2 \cdot 10^{-3}} = 500 \Omega, \quad (2.2)$$

kde U_{RE1} je napětí na emitorovém odporu a I_C je proud kolektorem tranzistoru. Rezistory R_1 a R_2 pak tvoří odporový dělič napětí, který lze vypočítat podle základního vzorce pro výpočet výstupního napětí odporového děliče napětí, však s tím rozdílem, že vstupní napětí děliče je celé napájecí napětí a výstupní napětí je dáno součtem napětí na přechodu báze-emitor a úbytkem napětí na emitorovém rezistoru.

$$U_{BE} + U_{RE1} = U_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}, \quad (2.3)$$

kde U_{BE} je napětí na přechodu báze-emitor, U_{RE1} je úbytek napětí na emitorovém rezistoru, U_{CC} je napájecí napětí a R_1 , R_2 jsou hodnoty rezistorů v odporovém děliči napětí. Z tohoto vztahu po úpravách dostaneme vztah pro výpočet R_2

$$R_2 = \frac{(U_{RE1} + U_{BE1})}{(U_{CC} - U_{RE1} - U_{BE1})} \cdot R_1, \quad (2.4)$$

a po zvolení hodnoty rezistoru $R_1 = 56 \text{ k}\Omega$ získáme hodnotu rezistoru R_2 podle

$$R_2 = \frac{(1 + 0,66)}{(10 - 1 - 0,66)} \cdot 56 \cdot 10^3 = 11,1 \text{ k}\Omega, \quad (2.5)$$

Protože jsou oba stupně zesilovače totožné, platí vypočtené hodnoty rezistorů i pro rezistory druhého stupně, tzn. $R_1=R_3$, $R_2=R_4$, $R_{K1}=R_{K2}$ a $R_{E1}=R_{E2}$. Z důvodů přesného nastavení

pracovního bodu na přípravku, byl vložen do vstupního děliče každého stupně odporový potenciometr, kterým je možno měnit poměr odporového děliče napětí. Aby nedošlo ke změně celkového odporu, byla snížena hodnota rezistorů R_1 , R_3 o asi $5\text{ k}\Omega$, která je nahrazena vloženým potenciometrem. A tak při zvětšení výstupního napětí odporového děliče dojde ke zvětšení úbytku na rezistoru R_E a tím se sníží napětí U_{CE} tranzistoru. Při snižování napětí U_{CE} dochází k otevírání tranzistoru, které způsobí, že tranzistor více zesiluje vstupní signál, ale vlivem konečného napájecího napětí je oříznut a proto je výstupní signál zkreslen, naopak při zvyšování napětí U_{CE} dochází k zavírání tranzistoru, a proto tranzistor již nezesiluje celý vstupní signál, ale jen jeho část, dojde ke zkreslení vstupního a tím i výstupního signálu zesilovače. Po dokončení tohoto výpočtu a úvahy byly hodnoty rezistorů vzaty z výrobních řad takto: $R_1=51\text{ k}\Omega$; $R_2=13\text{ k}\Omega$; $R_{K1}=2,2\text{ k}\Omega$; $R_{E1}=560\ \Omega$; $R_g=1\text{ k}\Omega$; $R_Z=100\text{ k}\Omega$ a $R_{P1}=R_{P2}=4,7\text{ k}\Omega$ (hodnota odporového potenciometru).

2.2 Střídavé parametry zesilovače

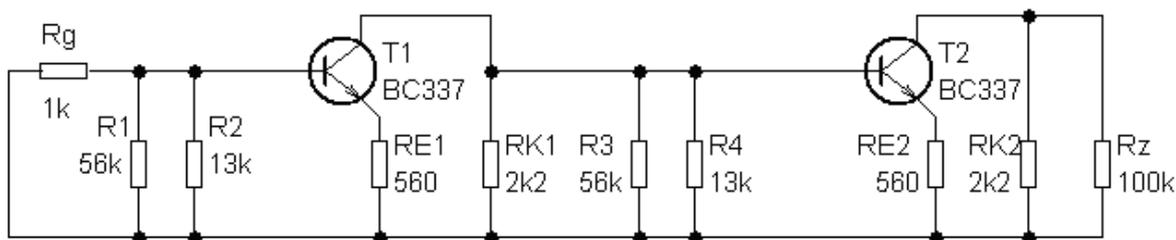
Při výpočtu střídavých parametrů zesilovače, zejména napěťového zesílení, je nejčastěji počítáno odděleně zesílení při náhradním schéma zapojení pro střední kmitočty, jako jmenovitá hodnota zesílení, dolní mezní kmitočet při náhradním schéma zapojení pro nízké kmitočty a horní mezní kmitočet při náhradním schéma zapojení pro vyšší kmitočty. V náhradních schématech zapojení jednotlivých kmitočtových pásem jsou zahrnovány jen ty parametry obvodu, které v té dané oblasti mají vliv na funkci zesilovače. Pro výpočet těchto parametrů bylo zvoleno náhradní schéma tranzistoru ve tvaru T článku, které počítá s parametry r , které lze vypočítat z h parametrů tranzistoru. Při výpočtu vícestupňového zesilovače je nutné samotný zesilovač rozdělit na jednotlivé stupně, podle směru výpočtu. Pro směr výpočtu shodný se směrem signálu je soustava členěna tak, že je rozpojena vždy těsně před vstupní elektrodou následujícího stupně. Tím případnou její napájecí a polarizační obvody k výstupnímu obvodu předchozího stupně.

2.2.1 Výpočet parametrů pro střední kmitočty

Výpočet střídavých parametrů zesilovače na středních kmitočtech nezahrnuje vazební, blokovací kondenzátory ani vysokofrekvenční vlastnosti tranzistoru. Náhradní schéma zapojení pro střední kmitočty je zobrazena na obr. 2.3. Modul přenosu je na kmitočtu nezávislý a rovněž argument přenosu se s kmitočtem nemění (pro zapojení SE je fázový posuv vstupního a výstupního signálu 180°). V tab. 3.1 jsou h parametry použitého tranzistoru BC547B.

Tab. 2.1: H parametry zvoleného tranzistoru BC547B (vypsané z katalogu[7]).

$h_{11e} = 4,5\text{k}\Omega$	$h_{12e} = 2 \cdot 10^{-4}$	$h_{21e} = 330$	$h_{22e} = 30\ \mu\text{S}$
-------------------------------	-----------------------------	-----------------	-----------------------------



Obr. 2.3: Náhradní schéma zapojení pro výpočet parametrů na středních kmitočtech.

Nejprve vypočteme r parametry z h parametrů podle daných vzorců [8]

$$r_e = \frac{h_{12e}}{h_{22e}} = \frac{2 \cdot 10^{-4}}{30 \cdot 10^{-6}} = 6,67 \Omega, \quad (2.6)$$

$$r_c = \frac{1 + h_{21e}}{h_{22e}} = \frac{1 + 330}{30 \cdot 10^{-6}} = 11,03 \text{M}\Omega, \quad (2.7)$$

$$r_m - r_c = \frac{1 - h_{12e}}{h_{22e}} = \frac{1 - 2 \cdot 10^{-4}}{30 \cdot 10^{-6}} = 33,3 \text{k}\Omega, \quad (2.8)$$

$$r_m = r_c - 33,3 \text{k}\Omega = 11,03 \cdot 10^6 - 33,3 \cdot 10^3 = 11 \text{M}\Omega, \quad (2.9)$$

$$r_b = h_{11e} - h_{12e} \cdot r_c = 4500 - 2 \cdot 10^{-4} \cdot 11,03 \cdot 10^6 = 2,29 \text{k}\Omega, \quad (2.10)$$

kde r_e , r_b a $r_c - r_m$ jsou pomocné r parametry jednotlivých elektrod v náhradním schématu tranzistoru, h_{11e} je vstupní odpor při výstupu nakrátko, h_{12e} je zpětný napěťový zesilovací činitel při vstupu naprázdno, h_{21e} je proudový zesilovací činitel při výstupu nakrátko a h_{22e} je výstupní vodivost při vstupu naprázdno. Tyto parametry jsou stejné pro oba zesilovací stupně. Nejprve je zde uveden výpočet parametrů prvního tranzistoru T_1 . Protože obecně impedance Z_n je vnější impedance jednotlivých elektrod v náhradním schématu tranzistoru, můžeme vnější impedanci báze Z_{b1} určit jako paralelní kombinaci vnitřního odporu zdroje a odporového děliče, který nastavuje pracovní bod tranzistoru. Vnější impedance emitoru Z_{e1} je rovna přímo rezistoru v emitorovém obvodu a vnější impedance kolektoru Z_{c1} je určena paralelním součtem kolektorového rezistoru a rezistorů v bázi následujícího zesilovacího stupně nastavujících pracovní bod druhého tranzistoru.

$$Z_{b1} = \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_g} \right)^{-1} = \left(\frac{1}{56 \cdot 10^3} + \frac{1}{13 \cdot 10^3} + \frac{1}{1 \cdot 10^3} \right)^{-1} = 913,4 \Omega, \quad (2.11)$$

$$Z_{e1} = R_{E1} = 560 \Omega, \quad (2.12)$$

$$Z_{c1} = \left(\frac{1}{R_{K1}} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right)^{-1} = \left(\frac{1}{2,2 \cdot 10^3} + \frac{1}{56 \cdot 10^3} + \frac{1}{13 \cdot 10^3} \right)^{-1} = 1820,4 \Omega, \quad (2.13)$$

kde Z_{b1} , Z_{e1} a Z_{c1} jsou celkové impedance jednotlivých elektrod tranzistoru, R_1 a R_2 jsou rezistory odporového děliče v prvním stupni, R_g je vnitřní odpor zdroje signálu, R_{E1} je emitorový odpor prvního stupně, R_3 a R_4 jsou rezistory odporového děliče druhého stupně a R_{K1} je kolektorový odpor prvního stupně. Parametr D prvního stupně, nutný k výpočtu

napětového zesílení, je dán vzorcem [8]

$$D_1 = (Z_{b1} + r_b)(Z_{c1} + r_c - r_m + Z_{c1} + r_e) + (Z_{c1} + r_e)(Z_{c1} + r_c) = 6365,92k\Omega^2. \quad (2.14)$$

Z této hodnoty je následně vypočteno napětové zesílení prvního zesilovacího stupně, které je určeno vzorcem dle [8]:

$$A_{Ubc1} = -\frac{Z_{c1} \cdot (r_m - Z_{c1} - r_e)}{D_1} = -\frac{1,820 \cdot (11 \cdot 10^3 - 0,560 - 0,0067)}{6365,92} = -3,145. \quad (2.15)$$

Z náhradního schéma je patrné, že vstupní odpor prvního stupně je složen z paralelní kombinace rezistorů odporového děliče a vnitřního odporu báze prvního tranzistoru. Vnitřní odpor báze je dán podle vzorce [8]

$$R_{ib1} = r_b + \frac{(Z_{c1} + r_e)(Z_{c1} + r_c)}{Z_{c1} + r_c - r_m + Z_{c1} + r_e} = 2290 + \frac{(560 + 6,67)(1820,4 + 11,03 \cdot 10^6)}{1820,4 + 33,3 \cdot 10^3 + 560 + 6,67} = 177,3k\Omega, \quad (2.16)$$

$$R_{VST1} = \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_{ib1}} \right)^{-1} = \left(\frac{1}{56 \cdot 10^3} + \frac{1}{13 \cdot 10^3} + \frac{1}{177,3 \cdot 10^3} \right)^{-1} = 9958,1\Omega, \quad (2.17)$$

kde R_{ib1} je vnitřní odpor báze a R_{VST1} je vstupní odpor prvního stupně zesilovače. Výsledný vstupní odpor celého zapojení je určen sériovým spojením vstupního odporu prvního stupně a vnitřního odporu zdroje signálu

$$R_{VST} = R_{VST1} + R_g = 9958,1 + 1000 = 10958,1\Omega, \quad (2.18)$$

kde R_{VST1} je vstupní odpor prvního stupně a R_g je vnitřní odpor zdroje, který je součástí zapojení zesilovače. Pro další výpočet je nutné znát výstupní odpor prvního stupně zesilovače. Ten je dán paralelní kombinací vnitřního odporu kolektoru a vnějšího odporu kolektoru z náhradního schématu. Vnitřní odpor kolektoru je dán [8]

$$R_{ic1} = r_c - r_m + \frac{(Z_{c1} + r_e)(Z_{b1} + r_b + r_m)}{Z_{b1} + r_b + Z_{c1} + r_e} = 1,686M\Omega. \quad (2.19)$$

Protože je hodnota vnitřního odporu kolektoru o několik řádů vyšší než hodnota vnější impedance kolektoru, nemá vnitřní kolektorový odpor na výstupní odpor téměř žádný vliv jak je vidět z následujícího výpočtu

$$R_{VYST1} = \frac{R_{ic1} \cdot Z_{c1}}{R_{ic1} + Z_{c1}} = \frac{1,686 \cdot 10^6 \cdot 1820,4}{1,686 \cdot 10^6 + 1820,4} = 1818,14\Omega, \quad (2.20)$$

kde R_{ic1} je vnitřní odpor kolektoru prvního stupně a Z_{c1} je vnější odpor kolektoru prvního stupně. Jelikož jsou oba stupně identického zapojení, lze tedy obdobným způsobem vypočítat i parametry na středních kmitočtech pro druhý zesilovací stupeň. Vnější impedance kolektoru druhého stupně je paralelním součtem kolektorového rezistoru a zatěžovacího odporu. Vnější impedance emitoru druhého stupně je stejně jako v případě prvního stupně rovna přímo emitorovému zpětnovazebnímu rezistoru. Výsledný vstupní odpor druhého stupně je paralelní kombinací rezistorů odporového děliče napětí druhého stupně a vnitřního odporu báze. Následně je možné vypočítat vnější impedanci odporu báze, která je určena paralelní kombinací výstupního odporu prvního zesilovacího stupně a vstupního odporu druhého. A výstupní odpor druhého stupně je dán paralelním spojením vnitřního a vnějšího odporu kolektoru. Jak je z tabulky tab. 2.2 patrné, hodnoty parametrů druhého stupně zesilovače se liší od prvního stupně jen minimálně.

Tab. 2.2: Vypočtené parametry pro druhý zesilovací stupeň.

$Z_{C2}[\Omega]$	$Z_{E2}[\Omega]$	$R_{ib2}[k\Omega]$	$R_{VST2}[\Omega]$	$Z_{B2}[\Omega]$	$D_2[-]$	$A_{Ubc2}[-]$	$R_{ic2}[M\Omega]$	$R_{VYST2}[\Omega]$
2152,6	560	175,7	9953,1	1537,5	6389,68	-3,706	1,451	2149,4

Celkové zesílení navrhovaného zesilovače je pak dáno součinem zesílení jednotlivých stupňů a pro poměrové vyjádření je zesílení vypočteno v decibelech pomocí

$$A_U = 20 \cdot \log(A_{Ubc1} \cdot A_{Ubc2}) = 21,3 \text{ dB}, \quad (2.21)$$

kde A_U je celkové zesílení, A_{Ubc1} je dílčí zesílení prvního stupně a A_{Ubc2} je dílčí zesílení druhého stupně zesilovače. Z bezrozměrného vzorce pro napěťové zesílení je tedy jasné, že zesilovač zesiluje o trochu více než $10\times$.

2.2.2 Výpočet parametrů pro nízké kmitočty

V této oblasti musíme uvažovat v náhradním schématu zapojení velikosti vazebních a blokovacích kondenzátorů, které mají rozhodující vliv na přenos nízkofrekvenčních signálů, takže zde dochází ke stanovení dolního mezního kmitočtu amplitudové frekvenční charakteristiky. Při přesném řešení by bylo nutné uvažovat změny vstupních i výstupních impedancí v závislosti na reaktanci vazebních a blokovacích kondenzátorů. Pro praktické účely však postačí předpoklad, že jsou tyto veličiny stejné jako na středních kmitočtech.

Při návrhu dolního mezního kmitočtu je nutné znát počet akumulacních prvků, které tento parametr ovlivňují. V navrhovaném zapojení jsou tři kondenzátory a na každém z nich je nutné stanovit úbytek napětí, tak aby ve výsledném součtu byl pokles o 3 dB na daném kmitočtu. Na prvním kondenzátoru C_{V1} je tedy zvolen úbytek -1,5 dB ($n_1=0,641$), úbytek na C_{V2} -0,5 dB ($n_2=0,335$) a na C_{V3} -1,0 dB ($n_3=0,479$). Hodnoty n v závorkách jsou určeny poměrem

$$n = \frac{\omega_n}{\omega_d}, \quad (2.22)$$

kde ω_n je kmitočet závislý na tom, jak velký je úbytek na daném akumulacním prvku a ω_d je dolní mezní kmitočet. Pro základní úbytky na jednotlivých akumulacních prvcích jsou hodnoty poměru n již vypočteny v literatuře [9]. Při návrhu je zvolen dolní mezní kmitočet $f_d \sim 10 \text{ Hz}$. Pro první kondenzátor je kmitočet, na němž je daný úbytek napětí, určen vzorcem

$$\omega_{n1} = n_1 \cdot \omega_d = 0,641 \cdot 62,83 = 40,27 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}, \quad (2.23)$$

kde ω_d je dolní mezní kmitočet a n_1 je daný poměr určený z tabulek. Pomocí tohoto kmitočtu lze již určit velikost kapacity prvního kondenzátoru, která je určena derivačním článkem (horní propust), který tvoří se sériovou kombinací vnitřního odporu zdroje a vstupního odporu prvního zesilovacího stupně, což lze vypočíst pomocí

$$C_{V1} = \frac{1}{\omega_{n1}(R_g + R_{VST1})} = \frac{1}{40,27(1000 + 9958,1)} = 2,27 \mu\text{F}, \quad (2.24)$$

kde ω_{n1} je kmitočet závislý na tom, jak velký je úbytek na daném akumulacním prvku, R_g je vnitřní odpor zdroje signálu a R_{VST1} je vstupní odpor prvního zesilovacího stupně. Obdobným způsobem určujeme hodnoty dalších kondenzátorů s tím rozdílem, že kapacita kondenzátoru C_{V2} závisí na vstupním odporu druhého stupně a výstupním odporu prvního stupně a kapacita kondenzátoru C_{V3} je určena mezi výstupním odporem druhého stupně a zatěžovacím odporem

zesilovače. Vypočtené hodnoty jsou seřazeny v tab. 2.3.

Tab. 2.3: Tabulka vypočtených hodnot vazebních kondenzátorů.

$\omega_{n1}[\text{rad.s}^{-1}]$	$C_{V1}[\mu\text{F}]$	$\omega_{n2}[\text{rad.s}^{-1}]$	$C_{V2}[\mu\text{F}]$	$\omega_{n3}[\text{rad.s}^{-1}]$	$C_{V3}[\text{pF}]$
40,27	2,27	21,05	4,04	30,10	325

Následně byly vypočtené hodnoty vazebních kondenzátorů vloženy do simulačního softwaru Orcad Capture, ve kterém byla doladěna jejich hodnota, a pomocí takto vypočtených údajů jsou zvoleny hodnoty prvků ve vyráběných řadách: $C_{V1}=2,2 \mu\text{F}$; $C_{V2}=6,8 \mu\text{F}$ a $C_{V3}=220 \text{nF}$.

2.2.3 Výpočet parametrů pro vyšší kmitočty

V této oblasti se již neuplatňují vazební ani blokové kapacity, protože se v této oblasti kmitočtů jeví prakticky jako zkrat. Naopak se zde projeví vysokofrekvenční vlastnosti tranzistoru, jako například kapacity mezi jednotlivými elektrodami C_{BE} , C_{CE} a C_{BE} . Dále má také vliv na pokles zesílení tzv. Millerova kapacita, což je přetransformovaná kapacita přechodu kolektor-báze mezi bází tranzistoru a zemí. Spolu s výstupním odporem prvního zesilovacího stupně tvoří integrační článek, který významně snižuje horní mezní kmitočet přenosové charakteristiky.

V návrhu je požadován pokles přenosové charakteristiky na horním mezním kmitočtu $f_h \sim 30 \text{ kHz}$. Protože přetransformovaná Millerova kapacita tvoří s výstupním odporem prvního stupně integrační článek (dolní propust) je možné z následujícího vzorce získat přetransformovanou kapacitu C'_M mezi bází tranzistoru a zemí, která však obsahuje i paralelně sečtenou kapacitu přechodu báze-emitor tranzistoru a ta se musí v následujícím kroku odečíst, pro získání Millerovy kapacity.

$$C'_M = \frac{1}{2\pi \cdot f_h \cdot (R_{K1} // R_{ic1})} = \frac{1}{2\pi \cdot 30 \cdot 10^3 \cdot \left(\frac{2200 \cdot 1,686 \cdot 10^6}{2200 + 1,686 \cdot 10^6} \right)} = 2414,6 \text{ pF}, \quad (2.25)$$

kde je f_h požadovaný horní mezní kmitočet, $R_{K1} // R_{ic1}$ je přibližný vzorec pro výpočet výstupního odporu prvního zesilovacího stupně pomocí rezistoru v kolektorovém obvodu a vnitřního odporu kolektoru R_{ic1} . Výsledná Millerova kapacita je pak dána vztahem

$$C_M = C'_M - C_{BET} = (2414,6 - 9) \cdot 10^{-12} = 2406 \text{ pF}, \quad (2.26)$$

kde C'_M je přetransformovaná kapacita mezi bází a zemí druhého stupně, C_{BET} je kapacita mezi bází a emitorem použitého tranzistoru BC547B[7]. Pro snížení horního mezního kmitočtu je tedy nutno vložit mezi bází a kolektor druhého stupně zesilovače kapacitu C_{MV} , jejíž hodnotu lze zjistit podle

$$C_{MV} = \frac{C_M}{1 - A_U} - C_{CB} = \frac{2406 \cdot 10^{-12}}{1 - (-3,706)} - 3,5 \cdot 10^{-12} = 507 \text{ pF}, \quad (2.27)$$

kde C_M je Millerova kapacita daného zapojení druhého zesilovacího stupně, A_U je napěťové zesílení druhého zesilovacího stupně a C_{CB} je kapacita mezi kolektorem a bází tranzistoru daná katalogem [7]. Přibližná hodnota vyšla přes 500 pF, pomocí simulačního softwaru Orcad Capture bylo zjištěno, že kondenzátor vkládaný mezi bází a kolektor druhého tranzistoru s hodnotou $C_{MV}=470 \text{ pF}$ splňuje podmínky horního mezního kmitočtu mnohem lépe.

3 KONSTRUKCE ZESILOVAČE

Při návrhu rozložení součástek bylo nutné respektovat funkci zesilovače. Protože je to laboratorní přípravek, nevadí větší rozměry celkové konstrukce. Krabíčka byla zvolena tak, aby bylo možné na přední a zadní stranu umístit zdičky, konektory a potenciometry. V přední části jsou vyvedeny tři BNC konektory a dva potenciometry. BNC konektory slouží k přivedení vstupního střídavého signálu do zesilovače a k odběru výstupního zesíleného signálu z prvního i druhého zesilovacího stupně. Potenciometry pak k nastavení pracovního bodu obou stupňů tak, že se pomocí nich mění poměr odporového děliče nastavujícího proud bázi obou tranzistorů. Na zadní stranu bylo nutné vyvést několik zdiček pro banánky. Dvě zdičky pro napájecí napětí zesilovače proti zemi. Další dvakrát dvě zdičky slouží pro měření pracovního bodu, tedy napětí mezi kolektorem a emitorem, obou zesilovacích stupňů. Krabíčka byla vybrána ze sortimentu krabiček distributorů součástek. Protože byla její velikost předem dána, je i celkové rozmístění malého počtu součástek ve velkém prostoru velmi vzdušné. Součástky jsou zapájeny do jednostranné desky plošných spojů. Z důvodů rychlé vyměnitelnosti obou tranzistorů, byly tranzistory umístěny do lámací kontaktní lišty pro integrované obvody a lze je tedy snadno vyjmout, bez nutnosti pájení. Celá krabíčka je pak zobrazena na obr 3.1.

Seznam součástek, rozložení součástek na desce plošného spoje a také strana spojů na DPS jsou uvedeny v příloze A.



Obr. 3.1: Finální konstrukce zesilovače

4 AUTOMATIZOVANÉ MĚŘENÍ V PROSTŘEDÍ VEE

Prostředí VEE (Visual Engineer Environment) je jednoduchý avšak výkonný grafický programovací software od firmy Agilent Technologies. Jedná se o programovací jazyk vysoké úrovně, který používá grafické zobrazení podobné vývojovému diagramu. Umožňuje komunikaci mezi PC a měřicími přístroji. Přístroje mohou být ovládány pomocí GP-IB, RS-232, USB a LAN. Princip programování vychází z grafických vazeb mezi výkonnými obdélníkovými objekty. Každý objekt má 4 přípojných body. Body v horizontálním směru slouží pro přenos dat (vstup vlevo, výstup vpravo), body ve vertikálním směru slouží pro řízení posloupnosti programu (vstup nahoře, výstup dole). V programu je obsažena široká škála objektů různých vlastností a funkcí, ale také grafické objekty nebo různé softwarové přepínače. Také lze přepínat mezi uživatelským rozhraním a stromem programu.

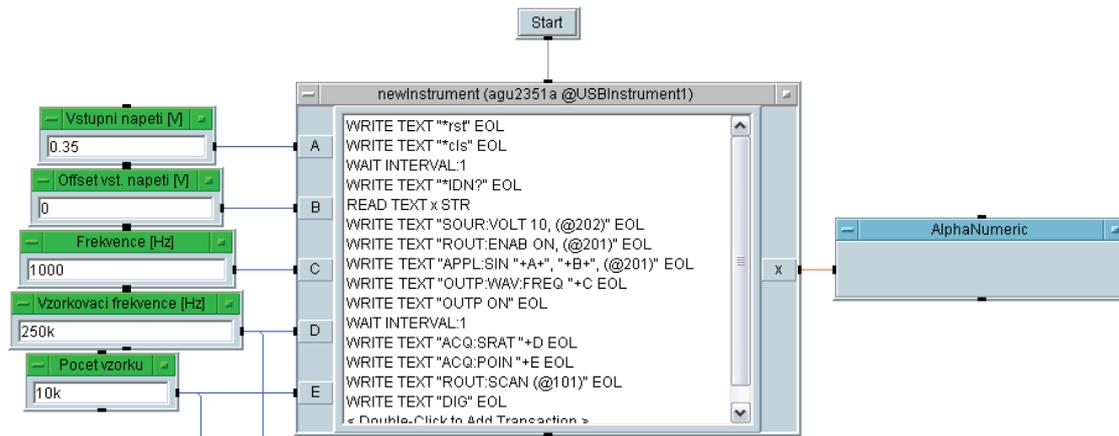
Protože pro měření střídavého signálu akviziční jednotkou je prakticky vždy nutný A/D převod, mají všechny navržené automatizované měřicí programy stejný základ. Každý program obsahuje digitalizaci, což znamená vzorkování, kódování a kvantování, a nutné převedení vzorků z dvojkové soustavy na reálné hodnoty. Dále podle měřené veličiny je častěji použita i fourierova transformace FFT, protože veličiny jako je měření harmonického zkreslení, měření odstupe signál/šum se určují přímo z poměrů ve spektru. Proto se první navržený program zabývá právě vytvořením frekvenčního spektra výstupního signálu z měřeného zesilovače.

Během návrhu automatizovaných měření v prostředí VEE bylo zjištěno, že akviziční jednotka generuje zároveň s užitečným signálem větší množství šumu. Pokud byl generován kmitočet například 1 kHz, spektrum bylo čárové, podle teoretických předpokladů. Ovšem v případě změny kmitočtu i o jednu desetinu od této hodnoty, spektrum bylo zaplaveno šumem, který vystoupil i 1000× výše. Proto při zobrazení spektra docházelo se změnou kmitočtu k dramatickému poklesu SNR a zhoršovalo se tedy i měřené harmonické zkreslení zesilovače. Problém byl vyřešen použitím funkčního generátoru Agilent 33220A pro měření činitele harmonického zkreslení v závislosti na vstupní frekvenci měřeného zesilovače, protože na tuto závislost měl šum generovaný akviziční jednotkou největší vliv.

4.1 Program pro zobrazení spektra výstupního signálu

Na vstup měřeného zesilovače je přiveden sinusový signál, který má jednu spektrální čáru právě na hodnotě jím generované frekvence. Po průchodu měřený zesilovačem je podle teoretických předpokladů na výstupu zesilovače spektrum také čárové. Ovšem k základní harmonické vstupního signálu přibudou ještě spektrální čáry vzniklé na nelineárních součástkách v zesilovači, tedy tranzistorech. Tyto spektrální čáry by měly být podle očekávání na celistvých násobcích kmitočtu základní harmonické.

Měřený zesilovač je připojen k akviziční jednotce vstupem i výstupem. Jelikož má zesilovač malý příkon, je možné ho i napájet přímo z výstupního kanálu akviziční jednotky napájecím napětím 10 V proti zemi. Z druhého výstupního kanálu akviziční jednotky je přiveden na vstup zesilovače sinusový signál s amplitudou nejčastěji 0,35 V a frekvencí 1 kHz. Na výstupu zesilovače je signál odebírán a přiveden na vstupní kanál akviziční jednotky. Základní objekt programující akviziční jednotku, a začátek programu pro zobrazení frekvenčního spektra výstupního signálu zesilovače je uveden na obr. 4.1.



Obr. 4.1: Základní nastavení akviziční jednotky - začátek programu

Akviziční jednotku je nutné nejprve restartovat a vymazat její registry událostí. Případně si ověřit správné připojení a komunikaci s PC, žádostí o inicializační řetězec. Příkazy uvedené v programu:

```
WRITE TEXT"*RST" EOL           //restartuje akviziční jednotku a vrátí ji
                               //do továrního nastavení
WRITE TEXT"*CLS" EOL           //vynuluje registry událostí
WAIT INTERVAL:1                //počká 1 s než bude pokračovat v činnosti
WRITE TEXT"*IDN?" EOL          //akviziční jednotka vrátí inicializační
                               //řetězec, který obsahuje název, číslo modelu,
                               //sériové číslo a datum vydání firmware
READ TEXT x STR                 //přečte data z akviziční jednotky a uloží je
                               //do proměnné x typu string (textový řetězec)
```

Inicializační řetězec je zobrazen v objektu ALPHANUMERIC, který zobrazuje vždy poslední přečtenou hodnotu. Nyní je akviziční jednotka připravena ke generování a zpracování dat. V další části programu proto dochází k nastavení hodnot vstupních signálů, pomocí následujících příkazů:

```
WRITE TEXT"SOUR:VOLT 10, (@202)" EOL //na výstupní kanál
                                       //akviziční jednotky číslo 202
                                       //bude přivedeno stejnosměrné
                                       //napětí 10 V ihned
                                       //po provedení tohoto příkazu
WRITE TEXT"ROUT:ENAB ON, (@201)" EOL //aktivuje výstupní
                                       //analogový kanál 201, tento
                                       //kanál je připojen k paměti
                                       //D/A převodníku jednotky
WRITE TEXT"APPL:SIN 0.35, 0, (@201)" EOL //připraví SINusový průběh o
                                       //amplitudě 0,35 V a napětovém
                                       //ofsetu 0 V na výstupní kanál
                                       //201
WRITE TEXT"OUTP:WAV:FREQ 1000" EOL //nastaví frekvenci
                                       //předdefinovaných průběhů
                                       //na 1000 Hz
WRITE TEXT"OUTP ON" EOL //připojí fyzický výstup
                                       //k D/A převodníku, takže se
                                       //na nastavených kanálech
                                       //objeví nastavený signál
WAIT INTERVAL:1 //vyčká 1 s než bude
                                       //pokračovat v činnosti
```

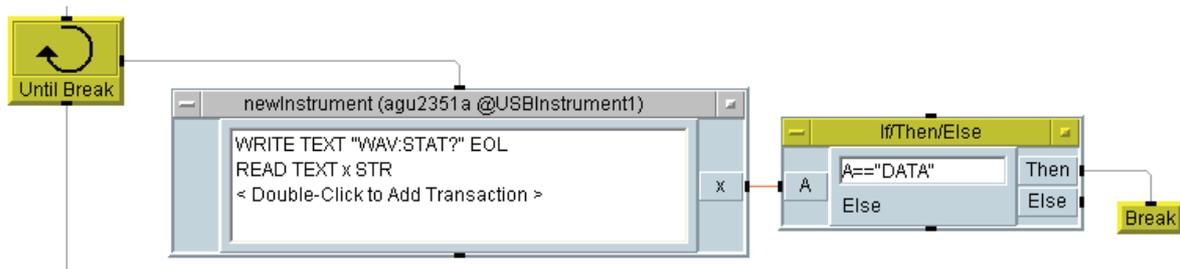
Poslední příkaz WAIT INTERVAL slouží k ustálení výstupního napětí z akviziční jednotky. Po provedení uvedených příkazů je na vstup zesilovače přiveden signál a

zesilovačem zesílen. Z výstupu zesilovače je odebírán signál a přiváděn na vstupní kanál akviziční jednotky. Zde je signál nutné převést do digitální podoby pomocí vstupního A/D převodníku. Nastavuje se tedy vzorkovací kmitočet a počet vzorků. Protože je FFT obecně komplexní a skládá se z reálné a imaginární části skutečný počet vzorků spektra bude tedy poloviční, viz následující příkazy:

```
WRITE TEXT"ACQ:SRAT 40k" EOL //nastaví vzorkovací frekvenci
                               akviziční jednotky na 40 kSa/s
WRITE TEXT"ACQ:POIN 10k" EOL //nastaví počet odebíraných vzorků
                               na 10000 hodnot
WRITE TEXT"ROUT:SCAN (@101)" EOL //akviziční jednotka začne
                               s měřením průběhů z analogového
                               vstupního kanálu 101
```

Po nastavení všech parametrů následuje samotná digitalizace, proces, při kterém je signál vzorkován, kvantován a kódován A/D převodníkem. Pomocí cyklu UNTIL BREAK, viz obr. 4.2, dochází k ověření dokončení digitalizace, tedy naplnění všech předdefinovaných paměťových míst. Uvnitř cyklu se pak neustále vyčítá stav jednotky a pomocí podmínky IF dojde k jeho ukončení v momentě, kdy se jednotka dostane do stavu ukončené digitalizace. Program poté pokračuje dalším objektem následujícím za UNTIL BREAK.

```
WRITE TEXT"DIG" EOL //jednotka začne s digitalizací měřeného
                    signálu
WRITE TEXT"WAV:STAT?" EOL //jednotka vrací řetězec určující stav
                    digitalizace, FRAG - akvizice stále
                    probíhá, DATA - akvizice je ukončena
```



Obr. 4.2: Cyklus pro ověřování dokončení digitalizace

Po dokončení digitalizace jsou data vyčtena z paměti. Jsou uložena v jednom slově, viz obr. 4.3, kde prvních 10 znaků udává hlavičku. Akviziční jednotka pracuje s 16 bitovým rozlišením vzorků a každý vzorek je tedy reprezentován dvěma byty. Za hlavičkou jsou seřazeny jednotlivé dvojice bytů avšak v obráceném pořadí, vždy LSB a MSB.

#800000200	<byte>	<byte>	<byte>	<byte>	<byte>	<byte>	<byte>	<byte>	...
Data length indicator, The next 8 bytes (0000 0200) specifying the actual data length only, not actual data. Data length (200 bytes long)	1st data LSB	1st data MSB	2nd data LSB	2nd data MSB	3rd data LSB	3rd data MSB	4th data LSB	4th data MSB	...
	CH 201/202		CH 201/202		CH 201/202		CH 201/202		...

Obr. 4.3: Ukázka posloupnosti dat vyčtených po digitalizaci

Nejprve jsou vyčteny znaky hlavičky a další znaky jsou pak uloženy do binárního pole o velikosti dvojnásobku počtu vzorků, podle následujících příkazů:

```
WRITE TEXT"WAV:DATA?" EOL //přečte bloky dat ze všech
                           skenovaných kanálů
```

```

READ TEXT hlav CHAR:10 //vyčte 10 znaků do proměnné hlav
                        typu char(řetězec)
READ BINARY x BYTE ARRAY:2*N //vyčte 2*N znaků, kde N je počet
                              vzorků, do pole x typu byte

```

Hlavička je zobrazena objektem ALPHANUMERIC totožně jako při přečtení inicializačního řetězce akviziční jednotky. Na obr. 4.4 je naznačen postup programu při převodu binárního pole na pole reálných vzorků. Akviziční jednotka ukládá vzorky v podobě dvojkového doplňku. Proto je nejprve nutné upravit pořadí MSB a LSB v každém, 16 bitovém slově. Toho lze dosáhnout posunutím každého MSB o osm řádů výš a přičtením k LSB. Je však nutné sčítat vždy první a druhý, třetí a čtvrtý byte atd., což lze vyřešit vzorcem

$$A[2.B] + (256.A[(2.B)+1]), \quad (4.1)$$

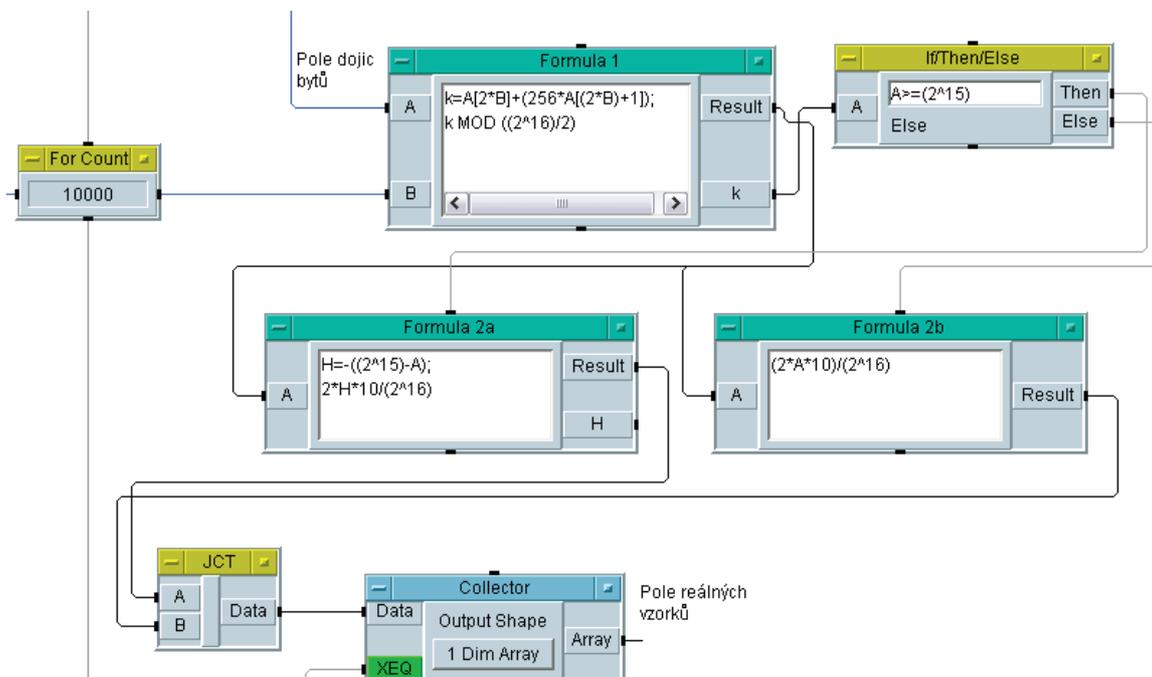
kde A je pole hodnot vzorků v dvojkové soustavě a B je počet vzorků zadaných na začátku programu. Dvojkový doplněk se skládá ze znaménkového bitu a bitů určující absolutní hodnotu. Zpracování vzorků však musí být rozděleno pomocí cyklu IF na zpracování kladných a záporných vzorků. Záporná čísla mají znaménkový bit roven 1, proto čísla větší než 2^{15} jsou záporná. Následně musí být znaménkový bit odstraněn a převedena zvlášť absolutní hodnota vzorku. Znaménkový bit odstraníme pomocí matematické funkce modulo, tedy celočíselný zbytek po dělení:

$$k.MOD(2^{15}), \quad (4.2)$$

kde k , je hodnota vzorku v dvojkovém doplňku (se znaménkovým bitem). Nyní se již zpracování kladných a záporných vzorků liší pouze v tom, že pro záporné vzorky je vložen vztah, který přidává znaménko mínus a zajišťuje otočení absolutní hodnoty vzorku, proto čím vyšší je absolutní hodnota, tím více roste hodnota záporného vzorku k nule. Tento vztah je

$$-(2^{15} - A), \quad (4.3)$$

kde A je absolutní hodnota záporného vzorku, tedy hodnota bez znaménkového bitu.



Obr. 4.4: Převod binárního pole na pole reálných hodnot

Poslední úpravou převodu čísla v dvojkovém doplňku na reálnou hodnotu napětí je použití

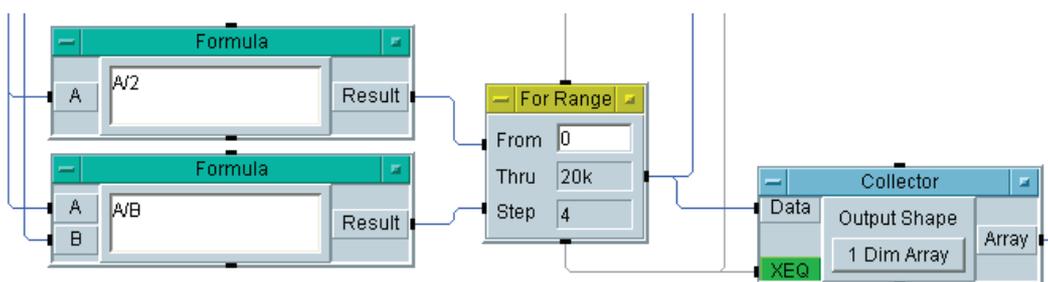
následujícího vzorce ve větvích pro zpracování kladných i záporných vzorků

$$U = \frac{2 \cdot H}{2^{16}} \cdot R, \quad (4.4)$$

kde U je hodnota napětí vypočítaná z hodnoty vzorku, H je přechtená hodnota vzorku z akviziční jednotky v dekadické soustavě, R je nastavený rozsah kanálu. Pokud není uvedeno jinak, je nastavena na $R=10$. Tato úprava je provedena se zápornými i kladnými vzorky.

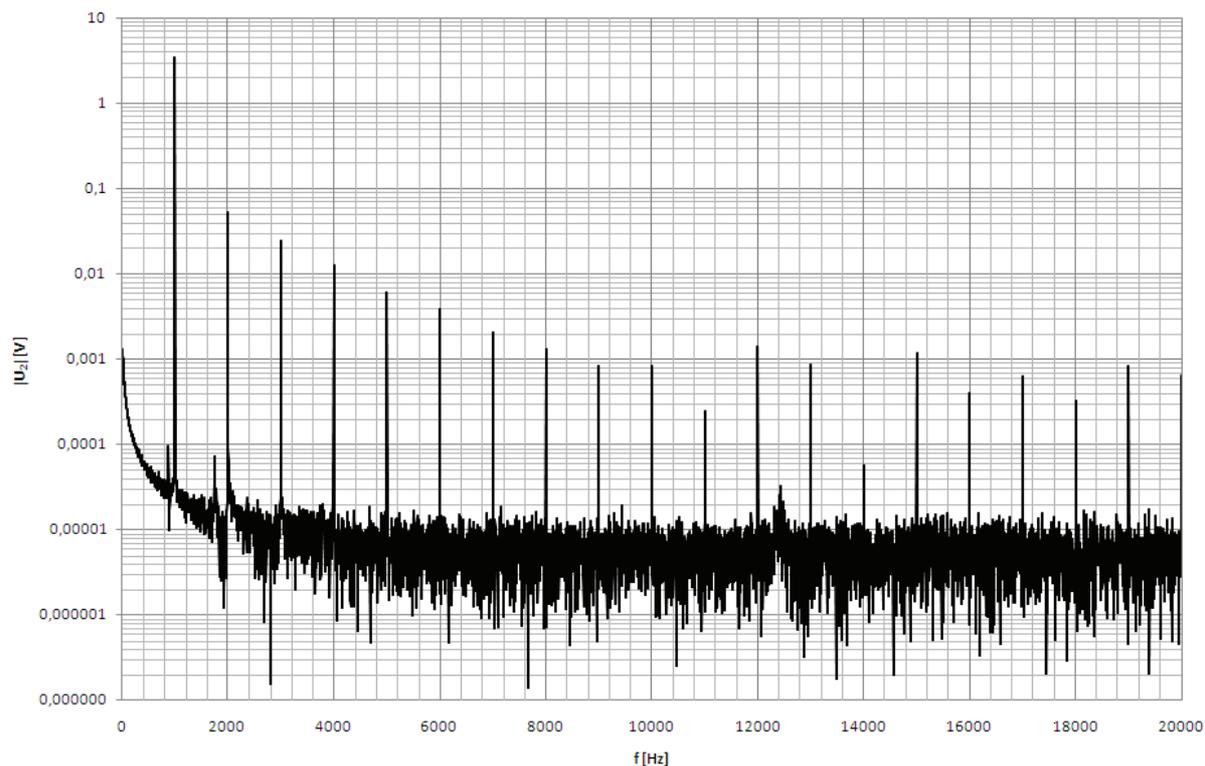
Rozvětvení programu cyklem IF je opět sloučeno pomocí objektu JUNCTION, který slouží v prostředí VEE ke spojení dvou větví programu. Data jsou následně složena do jednorozměrného pole s využitím objektu COLLECTOR. Na takto připravená data již lze aplikovat FFT. Při výpočtu FFT je použita absolutní hodnota, protože je zobrazena amplitudová část frekvenčního spektra výstupního signálu zesilovače. Pro korektní zobrazení hodnot je nutné ještě vynásobit celé spektrum dvěma a podělit počtem vzorků, protože FFT vrací amplitudy jednotlivých složek spektra s poloviční velikostí a úměrné počtu odebíraných vzorků.

Poslední částí tohoto programu je zobrazení výsledků. Časový průběh výstupního signálu měřeného zesilovače je odebírán z objektu COLLECTOR, ve kterém je umístěno pole s hodnotami vzorků výstupního sinusového napětí, ještě před vykonáním FFT. A je zobrazen objektem XY TRACE. Ten zobrazuje pouze hodnoty přivedené na jeho vstup na osu y a pořadí vzorku na osu x. Amplitudové spektrum výstupního signálu daného zesilovače je pak odebíráno za objektem vykonávající FFT. Zobrazí se pomocí XvsY PLOT. Zde je nutné přivést hodnoty na x-ovou osu, což je počet vzorků přepočítaný na frekvenci, to je zajištěno souborem objektů z obr. 4.5. Hodnota A v tomto obrázku je vzorkovací kmitočet a hodnota B je počet odebraných vzorků. Osa x je generována cyklem FOR RANGE, kde první objekt FORMULA slouží k výpočtu maximální hodnoty osy x. Protože se spektrum opakuje po násobcích vzorkovacího kmitočtu, bude mít maximální hodnota frekvenční osy velikost poloviny vzorkovacího kmitočtu. Druhý objekt FORMULA určuje kmitočtový krok, vzdálenost mezi jednotlivými vzorky spektra. Z výstupu objektu FOR RANGE je pomocí objektu COLLECTOR vytvořeno lineární pole s rozestupem vzorků o velikosti frekvenčního kroku a o stejném počtu vzorků jako bude pole frekvenčních vzorků vypočteného spektra, přiváděné na osu y.



Obr. 4.5: Generování frekvenční osy kmitočtového spektra výstupního signálu

Frekvenční spektrum naměřené pomocí tohoto programu je zobrazené na obr. 4.6. Na obrázku je podle teoretických předpokladů patrné, že při vstupním signálu o kmitočtu 1 kHz budou na celistvých násobcích tohoto kmitočtu zobrazeny další spektrální čáry. Ty představují vyšší harmonické generované nelinearitami způsobenými zesilovačem, respektive tranzistory obsaženými v zesilovači. Dále je na obrázku vidět šum zesilovače a kvantizační šum akviziční jednotky, ten má v tomto případě mnohonásobně nižší úroveň než ostatní harmonické složky.



Obr. 4.6: Změřené frekvenční spektrum výstupního signálu zesilovače

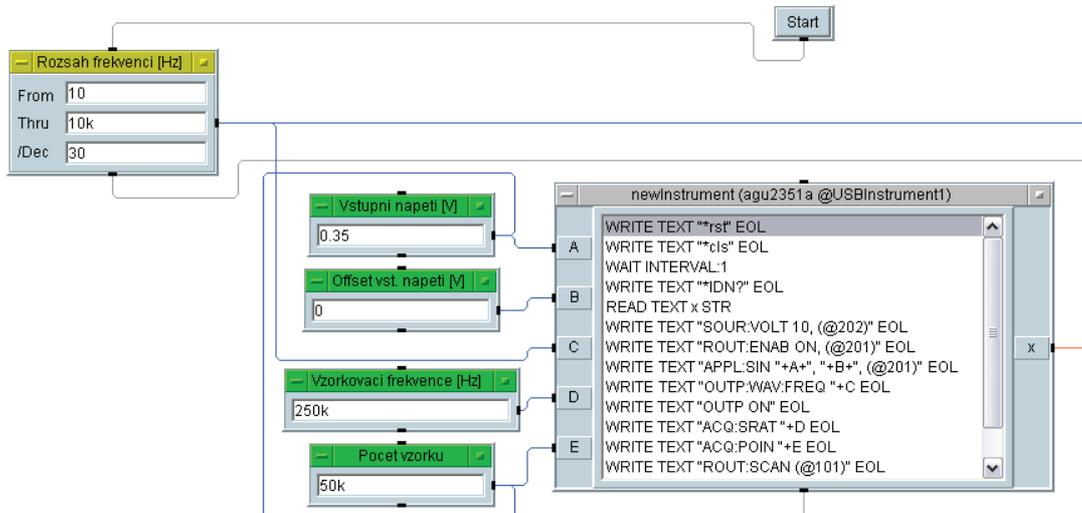
Uživatelské rozhraní programu je rozděleno do dvou částí. První část obsahuje nastavení programu a druhá pak zobrazení grafů. V zelené části se nejprve nastavuje amplituda vstupního napětí, offset vstupního napětí, frekvence vstupního signálu, dále vzorkovací frekvence a počet vzorků. Následně v modré části je prostor pro poznámky a výběr cesty pro uložení hodnot měření. Vstupní části jsou ve všech programech totožné. Části výstupní se pak liší v počtu grafů, nebo v zobrazení aktuální hodnoty dané veličiny. Oranžová část je výstupní. Vpravo nahoře se nachází objekt pro výpis amplitudy na požadované frekvenci ve spektru. Pro správnou funkci je nejprve nutné nastavit vedle umístěným otočným potenciometrem frekvenci a po skončení programu zde bude odpovídající amplituda zobrazena. V dolní části jsou zobrazeny dva grafy. První vlevo dole je zobrazení časového průběhu výstupního signálu, druhý vpravo dole je zobrazení frekvenčního spektra výstupního signálu zesilovače.

4.2 Program pro měření amplitudové přenosové charakteristiky

Zesilovač je zapojen shodně jako v předchozím případě. Program je jednoduchou modifikací programu v kap. 4.1. Obsahuje tytéž části jako nastavení akviziční jednotky, digitalizaci měřeného signálu, převod vzorků v binární soustavě na vzorky dekadické a uložení všech naměřených vzorků do jednorozměrného pole.

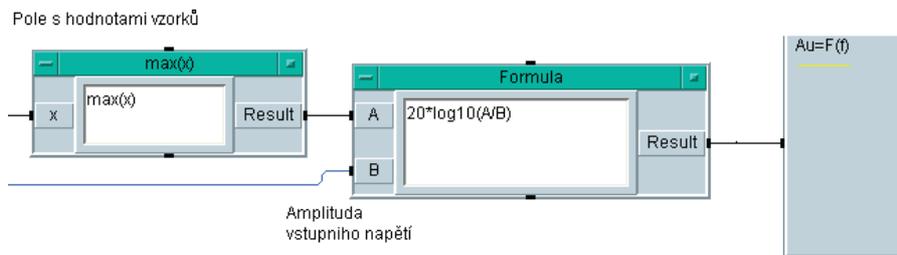
Zesilovač je napájen opět z akviziční jednotky napětím 10 V proti zemi. Na vstup zesilovače je přiveden střídavý signál s amplitudou 0,35 V. Jelikož je frekvence proměnný parametr je nutné ji nastavovat pomocí cyklu FOR LOG RANGE. Do tohoto cyklu je uzavřen celý program. Tento objekt mění hodnotu svého výstupu od počáteční do koncové meze s určitým počtem kroků na dekádu, jak je naznačeno na obr. 4.7. Frekvence je tedy logaritmicky rozmítána v rozsahu od 10 Hz do 10 kHz, protože akviziční jednotka umí

vytvořit na svém výstupu pouze signál v tomto frekvenčním rozmezí. Vzorkovací frekvence byla nastavena na 250 kSa/s a počet odebíraných vzorků na 50000, to proto, aby byl i signál s nejnižším kmitočtem dostatečně vzorkován.



Obr. 4.7: Cyklus pro logaritmickou změnu frekvence vstupního signálu

Výstup z objektu COLLECTOR, který ukládá do pole všechny vzorky výstupního sinusového signálu v čase, je připojen na objekt MAX(X), viz obr. 4.8. Ten určí maximální vzorek obsažený ve vstupním poli hodnot, což je amplituda výstupního signálu zesilovače. V případě sinusového vstupního signálu je to hodnota amplitudy základní harmonické složky výstupního signálu. Takto získanou hodnotu amplitudy lze použít pouze za předpokladu, že je v signálu dostatečný odstup SNR. Pokud by nebyla tato podmínka splněna, může dojít k záměně amplitudy vstupního signálu s amplitudou šumové složky a výsledné hodnoty by pak nebyly pravdivé.



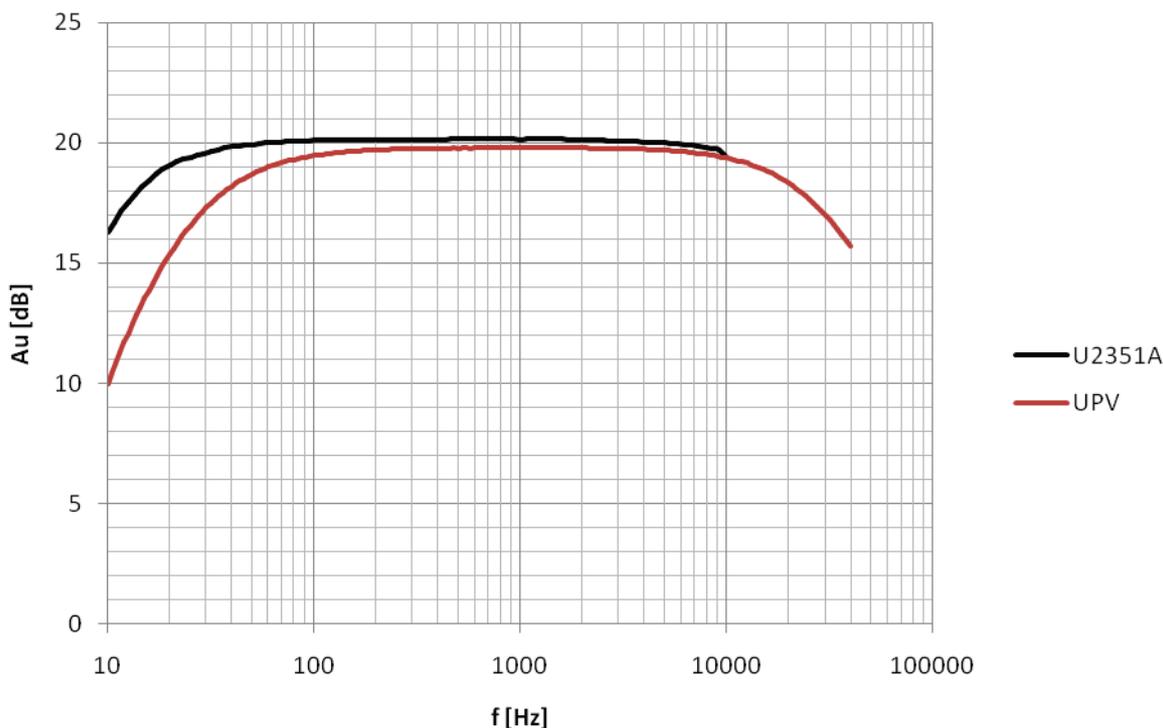
Obr. 4.8: Výpočet přenosu napětí z pole vzorků výstupního signálu

Dále je umístěn blok FORMULA, který vykonává matematické operace se vstupními hodnotami. V tomto případě realizuje výpočet vzorce pro přenos napětí

$$A_U = 20 \cdot \log \left(\frac{U_2}{U_1} \right), \quad (4.5)$$

kde U_2 je amplituda výstupního napětí zesilovače a U_1 je amplituda vstupního napětí přivedeného na měřený zesilovač. Na výstupu tohoto objektu bude tedy přenos napětí v [dB]. Tato hodnota je pak přivedena na vstup zobrazovače grafu XvsY PLOT a tvoří pole hodnot na ose y. Na osu x je přivedena frekvence z objektu FOR LOG RANGE, který je umístěn na začátku programu a zajišťuje rozmítání frekvence.

Výsledkem měření přenosové charakteristiky napětí na akviziciční jednotce je pak graf zobrazený na obr. 4.9 černou barvou. Druhá charakteristika, červená, udává celou přenosovou charakteristiku změřenou pomocí UPV Audio analyzátoru R&S.



Obr. 4.9: Porovnání přenosové char. měřené akviziciční jednotkou a UPV Analyzátořem

UPV Analyzátoř je moderní výkonný měřicí přístroj pro měření parametrů audio techniky. Průběh naměřený na tomto přístroji, lze brát za referenční. Frekvenční pásmo navrženého zesilovače je 26 Hz až 31,6 kHz. Protože akviziciční jednotka je schopna generovat signál pouze do 10 kHz, lze s ní naměřit pouze dolní mezní kmitočet, který je asi 15Hz. Tato hodnota se liší od hodnoty změřené referenčním přístrojem, ale to je také způsobeno rozdílnou metodou měření přenosu UPV analyzátořem a navrženého automatizovaného měření. A zřejmě i přesností generovaného signálu s určitou amplitudou o určité frekvenci.

4.3 Program pro měření THD+N

Program pro měření činitele harmonického zkreslení byl rozdělen do dvou částí. V prvním programu dochází k měření činitele harmonického zkreslení v závislosti na frekvenci vstupního signálu zesilovače. Druhý program se zabývá měřením činitele harmonického zkreslení v závislosti na amplitudě vstupního napětí zesilovače, tedy při konstantním kmitočtu.

Oba programy jsou založeny na stejném principu výpočtu činitele harmonického zkreslení. Využívají vzorce uvedeného již v kap. 1.2.1.

$$K = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}} \cdot 100 \quad (4.6)$$

kde je U_1 napětí vstupního sinusového signálu (napětí základní harmonické složky), U_2 ,

U_3, \dots, U_n jsou napětí vyšších harmonických obsažených ve výstupním signálu zesilovače. Tento princip odpovídá metodě měření THD+N. Tedy měření činitele harmonického zkreslení a šumu. Pro účely měření harmonického zkreslení pomocí akviziční jednotky dochází přímo k výpočtu podílu vzorků spektra bez základní harmonické ku všem vzorkům obsaženým ve spektru.

4.3.1 Program pro měření THD+N v závislosti na frekvenci

Jak již bylo uvedeno, při měření činitele harmonického zkreslení v závislosti na kmitočtu vstupního signálu zesilovače bylo nutné využít funkční generátor firmy Agilent 33220A, který dodává sinusový signál, s lepším odstupem signál/šum než akviziční jednotka a s nižším vlastním činitelem harmonického zkreslení. Generátor je zapojen na vstupní konektor zesilovače a výstup zesilovače je připojen na vstupní kanál akviziční jednotky. Napájení zesilovače zůstává stejné jako v předchozích měřeních.

Tento program se poněkud liší od úvodního programu pro měření frekvenčního spektra výstupního signálu zesilovače. Program začíná restartováním akviziční jednotky, vyčištěním registrů událostí a její inicializací. Ještě v této části programu je nutné přivést napájecí napětí zesilovače z výstupního kanálu akviziční jednotky. Program pokračuje restartováním a inicializací funkčního generátoru. Příkazy zajišťující tyto povely jsou stejné jako pro akviziční jednotku. Protože má zesilovač velký vstupní odpor, musí být výstup generátoru přepnut na vysokou impedanci. Jinak dodává generátor napětí jako do 50 ohmové zátěže a hodnota napětí nastaveného by se mohla lišit od hodnoty požadované až o polovinu. To lze zajistit příkazem

```
WRITE TEXT"OUTP:LOAD INF" EOL //výstup z generátoru je nastaven
                             na nekonečný vstupní odpor, pokud není
                             zapnuto, je výstup nastaven na 50Ω
```

Na vstup zesilovače je přiveden sinusový průběh s amplitudou 0,175 V a proměnnou frekvencí. Frekvence je nastavována cyklem FOR RANGE, tedy lineárně. To vychází z diskrétní fourierovy transformace DFT harmonického signálu. Aby bylo spektrum harmonického signálu čárové, musí být poměr

$$\frac{f \cdot n}{f_{vz}} = \text{celé(sudé) číslo}, \quad (4.7)$$

kde f je kmitočet vstupního signálu, n je počet vzorků a f_{vz} je vzorkovací kmitočet výstupního signálu zesilovače. V nejlepší případě sudé, což by znamenalo celočíselný počet period vzorkovaného signálu.

```
WRITE TEXT"APPL:SIN "+A+" Hz, 0.35 VPP, 0 V" EOL //připraví na výstup
                                                generátoru sinusové
                                                napětí daných
                                                parametrů s proměnným
                                                kmitočtem
WRITE TEXT"OUT ON" EOL //připojí fyzický
                        výstup ke generátoru
```

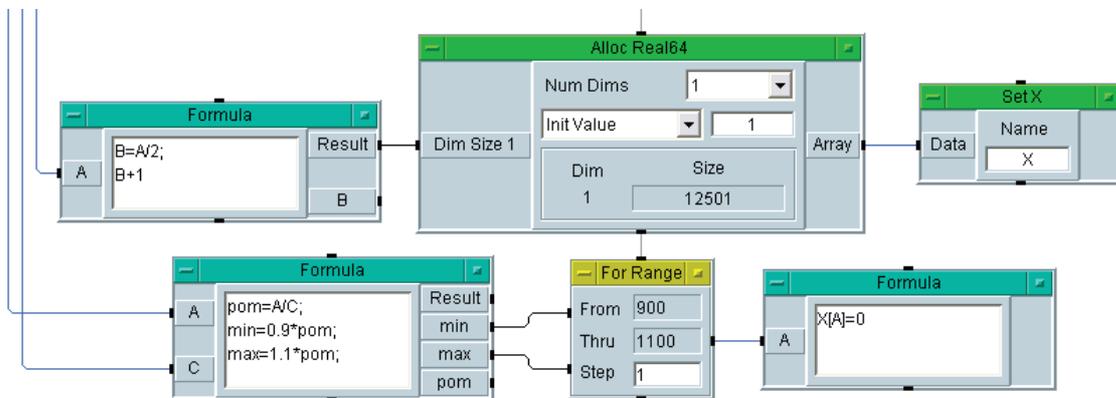
Po vykonání příkazů je vložen vteřinový interval pro ustálení vstupního signálu zesilovače a dochází k nastavení akviziční jednotky. Ta je nastavena tak jako v předchozích případech jen není zapnut výstupní kanál. Nastaví se vzorkovací frekvence na 250 kSa/s, počet odebíraných vzorků na 50 k, spustí se měření výstupního napětí zesilovače a digitalizace. Následuje část programu, která je popsána již v kap. 4.1. Ta čeká na dokončení digitalizace, zpracovává vzorky a vypočítá rychlou fourierovu transformaci FFT.

Po dokončení FFT je spuštěn výpočet obdélníkového „filtru“, který vynuluje vzorky

nesoucí základní harmonickou složku. Blokové schéma z programu VEE vykonávající funkci filtru je na obr. 4.10. V podstatě je to vytvoření dynamické proměnné – jednorozměrného pole. Velikost tohoto pole musí být stejná jako počet vzorků po FFT, proto se vypočítá podle vzorce

$$Dim = \left(\frac{A}{2}\right) + 1, \quad (4.8)$$

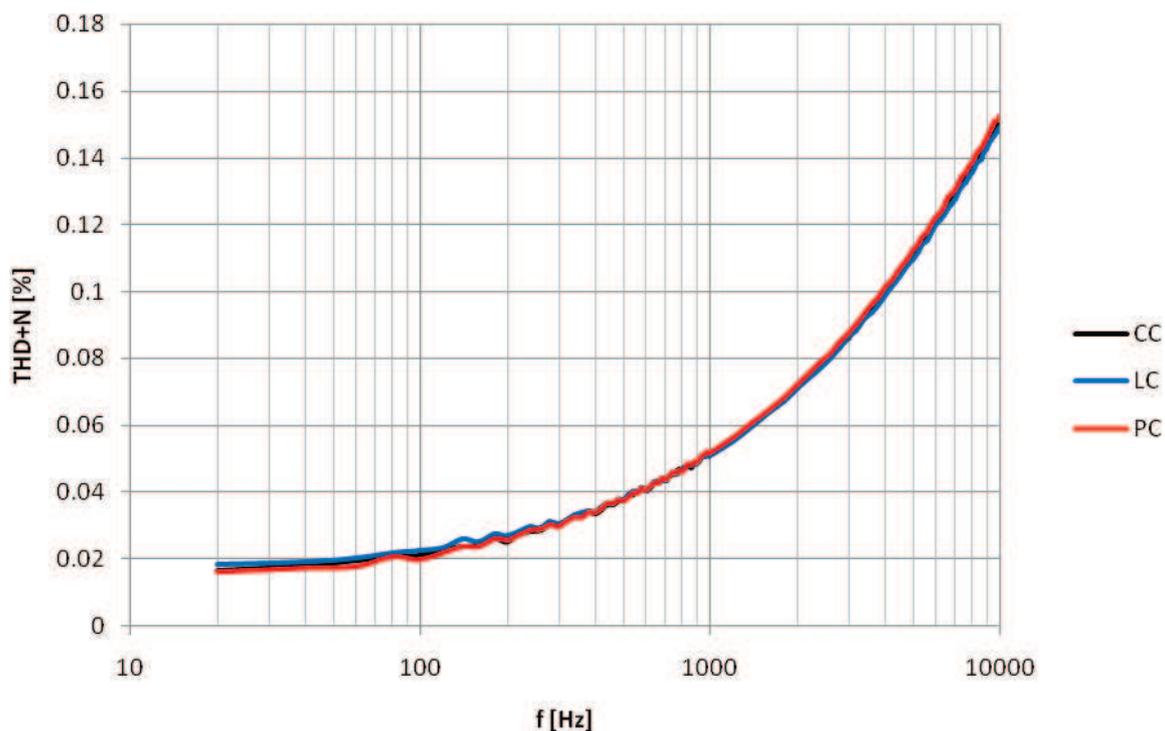
kde A je počet odebíraných vzorků. Přičtení jedničky má pak význam stejnosměrné složky obsažené ve spektru. Toto pole je po vytvoření ihned naplněno jedničkami. Následně v cyklu FOR RANGE dochází k vynulování určitého počtu koeficientů, vypočteného z nastavené frekvence a frekvenčního kroku. Frekvenční krok byl vypočten již dříve, jako podíl vzorkovacího kmitočtu a počtu vzorků. Z tohoto výrazu dostaneme počet vzorků odpovídající danému kmitočtu. Filtr je potom vytvořen tak, že se jeho šířka pásma zvětšuje s rostoucí vstupní frekvencí zesilovače. Takže počáteční hodnota cyklu pro nulování koeficientů je nastavena na $0,9$ respektive $1,1$ *počet vzorků odpovídajících danému kmitočtu.



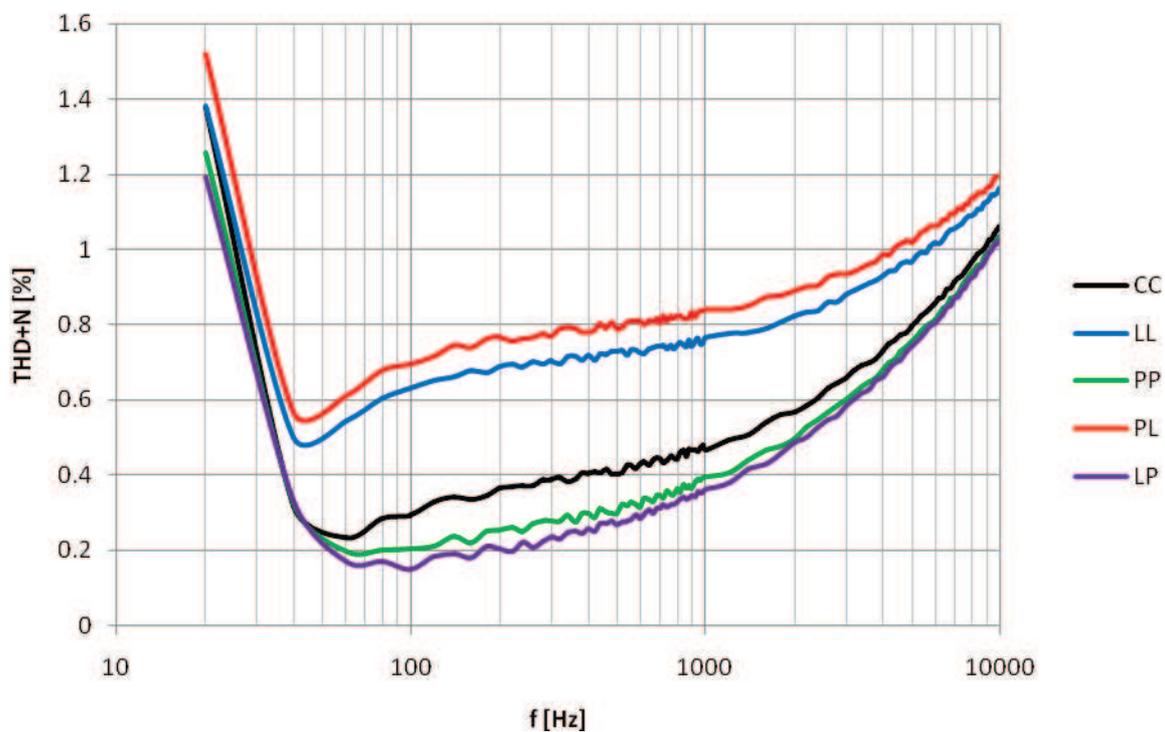
Obr. 4.10: Filtr, který odstraní základní harmonickou ze spektra výst. signálu zesilovače

V této chvíli je možné vypočítat činitel harmonického zkreslení podle vzorce (4.6) uvedeného výše. Po vytvoření obdélníkového filtru je čítec vzorce vytvořen vynásobením filtru se spektrem výstupního signálu zesilovače. Jmenovatel je přímo výstupní spektrum. Při měření THD+N na výstupu prvního zesilovacího stupně bylo nutné ještě odfiltrovat (vynulovat) stejnosměrnou složku. Ta vznikla ve spektru výstupního zesilovače vyvedením měřícího bodu z napěťového děliče následujícího zesilovacího stupně. Protože nastavená hodnota pracovního bodu byla srovnatelná s amplitudou základní harmonické na výstupu zesilovače, docházelo k nesmyslnosti výsledků harmonického zkreslení.

Změřené závislosti pro různé pracovní body a pro oba zesilovací stupně jsou zobrazeny na obr. 4.11 a obr. 4.12. Z prvního grafu je patrné, že první zesilovací stupeň nevnáší do výstupního signálu zesilovače téměř žádné harmonické zkreslení. To je dáno tím, že pro daný vstupní signál zesilovač ještě neomezí výstupní amplitudu. Druhý graf ukazuje, jak se mění harmonické zkreslení celého zesilovače s rostoucím kmitočtem. Na nízkých kmitočtech ještě zesilovač nezsiluje a proto je zde vidět větší hodnota harmonického zkreslení a směrem k vyšším kmitočtům hodnota harmonického zkreslení roste, ale ne do nějak výrazných hodnot zkreslení.



Obr. 4.11: Závislost činitele harmonického zkreslení na frekvenci pro první zesilovací stupeň



Obr. 4.12: Závislost činitele harmonického zkreslení na frekvenci pro druhý zesilovací stupeň

Jednotlivá písmena v legendě obou grafů znamenají pozici prvního a druhého potenciometru nastavujících pracovní body obou stupňů (C – uprostřed, L – levá krajní poloha, P – pravá krajní poloha). Z obrázku 4.12 je patrné, že při změně pracovního bodu dochází ke zkreslení

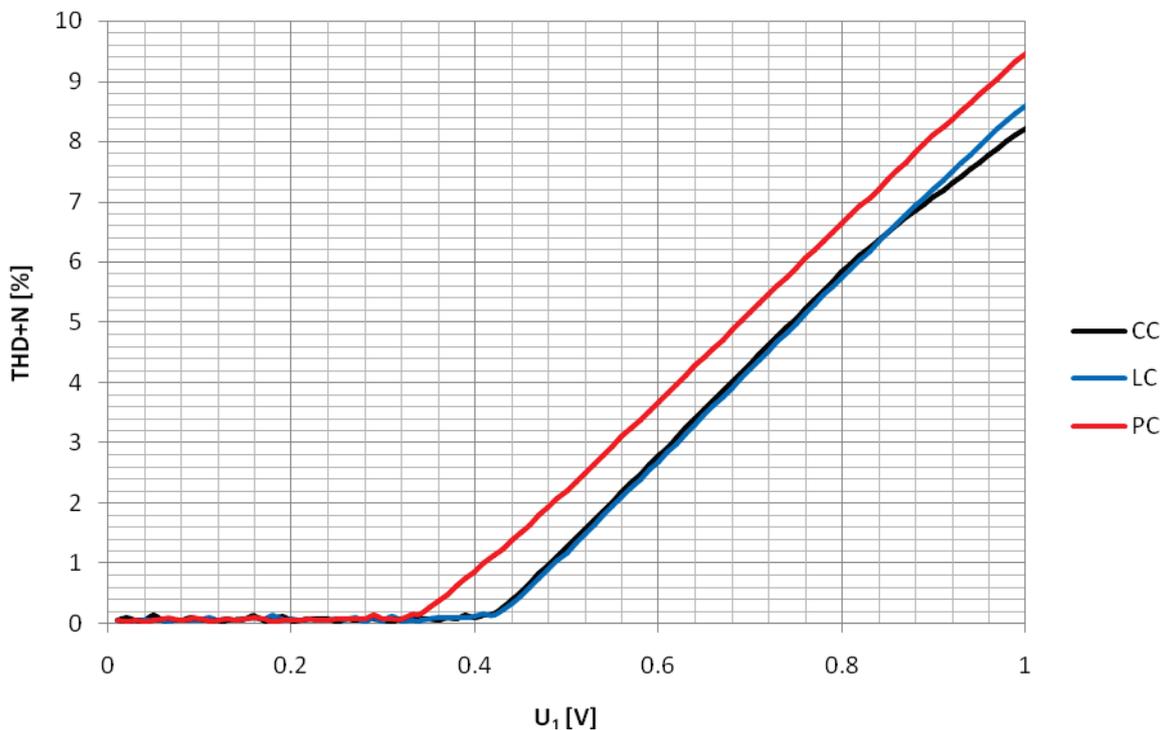
tvaru výstupního napětí, což se projevilo seřazením charakteristik směrem nahoru.

4.3.2 Program pro měření THD+N v závislosti na vstupním napětí

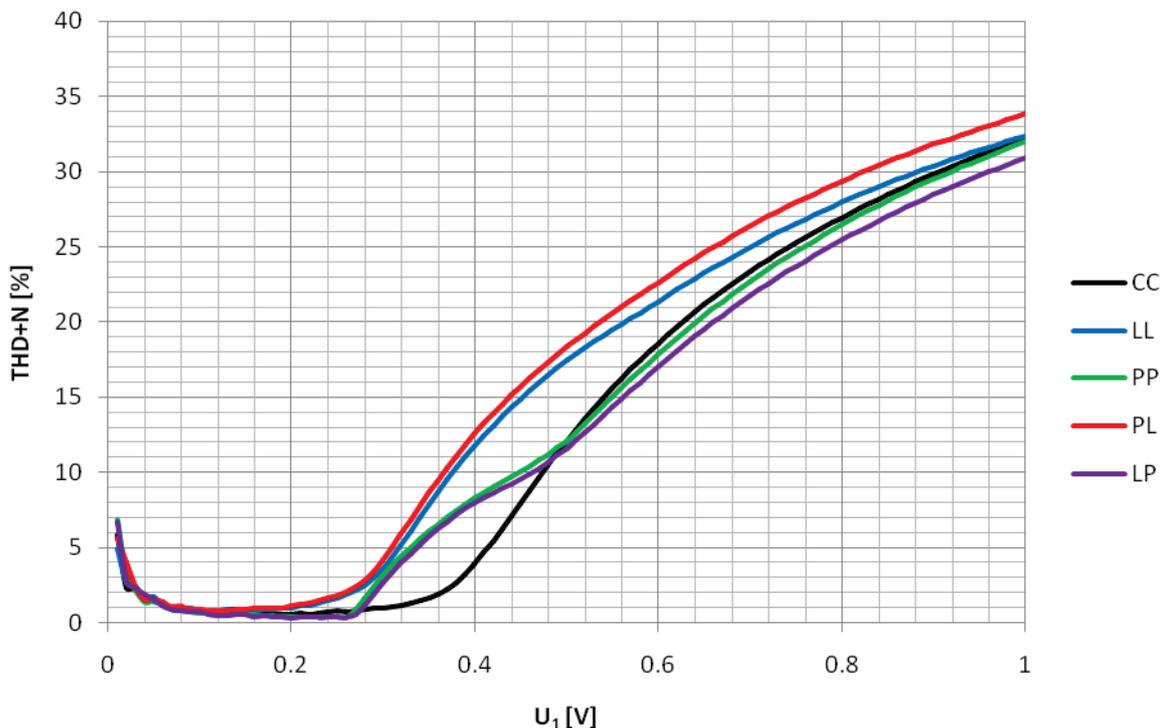
Tento program se hodí pro měření závislosti činitele harmonického zkreslení na změně vstupní amplitudy signálu, zejména při referenčním kmitočtu ($f=1$ kHz). Přípravek je zapojen jako v kap. 4.1. Na vstup zesilovače je přivedeno sinusové napětí rozmítané pomocí cyklu FOR RANGE od 0 do 1V po 10 mV. Protože je zvolen vstupní signál s kmitočtem 1 kHz stačí vzorkovat výstupní signál s rychlostí 250 kSa/s a odebírat 10 k vzorků.

Program pokračuje již výše popsányi částmi – digitalizace, výčet digitalizovaných dat, převod dat z dvojkového doplňku na vzorky reálných hodnot a FFT. Dále program zajišťuje výpočet vzorce (4.6). V tomto případě je filtrace základní harmonické složky zajištěna tak, že pomocí funkce MAX(X) je základní harmonická nalezena a z pole je jednoduše vynulována „filtrována“ pomocí objektu FORMULA. V případě, že by nebyla dodržena podmínka plynoucí ze vztahu (4.7), bylo by nutné filtr rozšířit na více vzorků, protože by došlo k rozprostření základní harmonické složky na další frekvence. V programu pro měření zkreslení prvního stupně je ještě nutné upravit obsah objektu FORMULA filtrujícího základní harmonickou tak, že bude nulovat i stejnosměrnou složku, tedy vzorek s indexem nula. Z výše popsaných důvodů umístění výstupu z prvního zesilovacího stupně.

Závislosti měřeného činitele harmonického zkreslení na vstupním napětí pro jednotlivé výstupy a pracovní body zesilovače jsou zobrazeny na obr. 4.13 a 4.14.



Obr. 4.13: Závislost THD+N vstupním napětí zesilovače pro první zesilovací stupeň



Obr. 4.14: Závislost THD+N vstupním napětí zesilovače pro druhý zesilovací stupeň

Jednotlivá písmena v legendě obou grafů znamenají pozici prvního a druhého potenciometru nastavujících pracovní body obou stupňů (C – uprostřed, L – levá krajní poloha, P – pravá krajní poloha). Z uvedených charakteristik je patrné, že první zesilovací stupeň nezpůsobí téměř žádné harmonické zkreslení až do amplitudy okolo 0,4 V. Od tohoto bodu dochází ke zkreslení signálu s lineární závislostí na napětí. Zatímco u druhého zesilovacího stupně dochází k výraznějšímu zkreslení pro velmi nízká napětí. Od okamžiku amplitudy vstupního napětí 0,05 V se zkreslení pohybuje kolem 1%. Od amplitudy vstupního napětí 0,3 V dochází k dramatickému vzrůstu harmonického zkreslení až k hranici 35%. V této části druhého grafu je patrné takové vstupní napětí, které již zesilovač výrazně omezuje vlivem svých parametrů.

4.4 Program pro měření převodní charakteristiky

Převodní charakteristika je závislost výstupního napětí na napětí vstupním. Protože skutečná převodní charakteristika není lineární od určité velikosti vstupního napětí, je možné měřit i tzv. bod 1dB komprese. Tento bod určuje, kdy rozdíl ideální (lineární) převodní charakteristiky od té skutečné bude 1 dB. Měřený zesilovač je zapojen stejně jako v kap 4.1. Začátek programu je opět shodný jako při měření předchozích veličin s tím rozdílem, že nyní je rozmítána amplituda napětí vstupního sinusového signálu měřeného zesilovače. K tomuto rozmítání je vložen, do části programu z obr. 4.7, objekt FOR RANGE místo původního FOR LOG RANGE pro rozmítání frekvence. Je to záměna cyklu vytvářejícího hodnoty s lineárním krokem za původní cyklus s krokem logaritmickým.

Nejprve je zobrazena celá převodní charakteristika v mezích rozmítání vstupního napětí. Toho je dosaženo tak, že za objekt COLLECTOR, ve kterém je uloženo jednorozměrné pole hodnot vzorků, je umístěn blok MAX(X). Ten stejně jako v kap. 4.2 slouží pro zjištění

maximální hodnoty pole vzorků, tedy amplitudy výstupního signálu z měřeného zesilovače. Převodní charakteristika měřeného zesilovače je pak zobrazena pomocí objektu XvsY PLOT.

Po zobrazení celé skutečné převodní charakteristiky přichází čas pro výpočet ideální charakteristiky. Hodnoty vstupních a výstupních napětí reálné převodní charakteristiky jsou uloženy do dvou jednorozměrných polí. Z prvních vzorků (0-5) je vypočtena směrnice ideální převodní charakteristiky

$$k = \frac{U_2[5] - U_2[0]}{U_1[5] - U_1[0]}, \quad (4.9)$$

kde $U_2[n]$ je amplituda výstupního napětí v n -tém bodě měření a $U_1[n]$ je amplituda vstupního napětí v n -tém bodě měření. Ideální převodní charakteristika je pak sestrojena jako

$$U_2 = k \cdot U_1, \quad (4.10)$$

kde U_2 je výstupní napětí, U_1 vstupní napětí a k je směrnice ideální převodní charakteristiky. Hodnoty ideální převodní charakteristiky jsou pak uloženy do pole objektem COLLECTOR a charakteristika je zobrazena pomocí objektu XvsY PLOT.

K určení komprese bylo využito vztahu:

$$COMP = 20 \cdot \log\left(\frac{U_i[n]}{U_r[n]}\right), \quad (4.11)$$

kde $U_i[n]$ je hodnota výstupního napětí ideální převodní charakteristiky, $U_r[n]$ je hodnota výstupního napětí skutečné převodní charakteristiky a n je počet rozmítaného napětí. Počet hodnot rozmítaného vstupního napětí je dán vztahem

$$n = \frac{THRU - FROM}{STEP}, \quad (4.12)$$

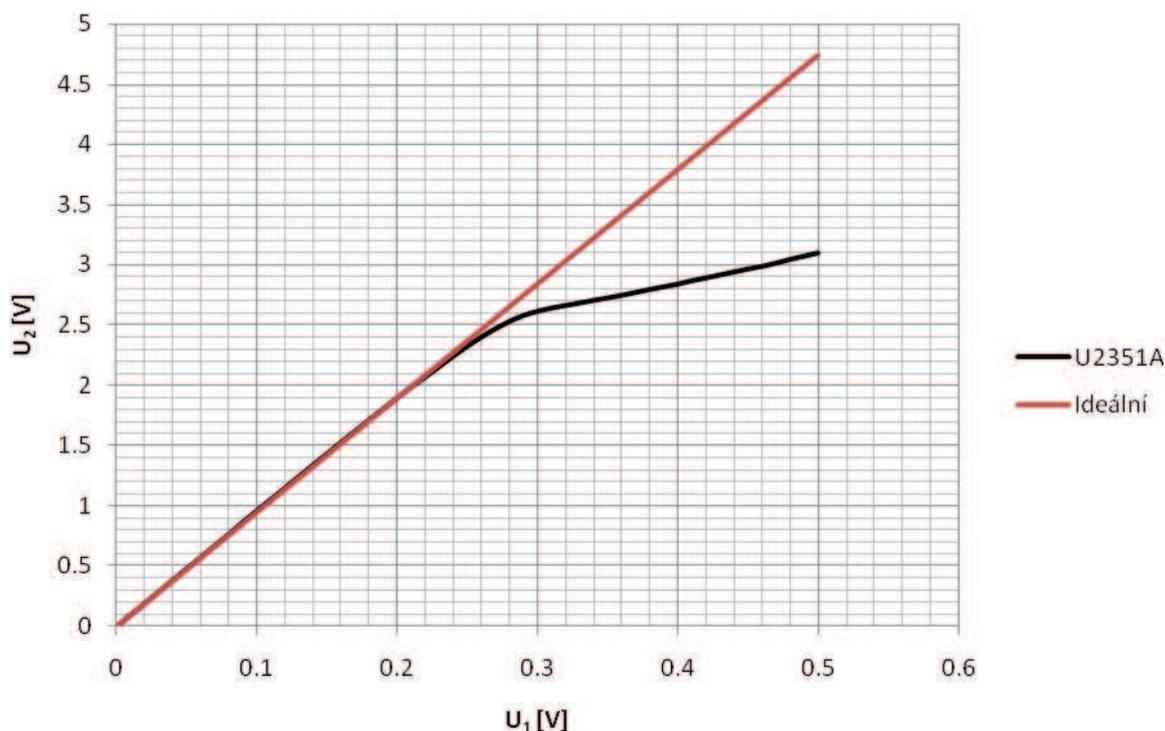
kde $THRU$ je konečná hodnota rozmítání, $FROM$ je počáteční hodnota rozmítání a $STEP$ je krok rozmítání vstupního napětí do měřeného zesilovače. Takto program vypočítá rozdíly mezi ideální a převodní charakteristikou v [dB]. Pro nalezení bodu 1 dB komprese pak byl opatřen výstup z objektu FORMULA, počítajícího rovnicí (4.11), podmínkou IF. Tato podmínka vyhodnocuje, zda je ještě výstupní komprese menší než 1 dB. Ve chvíli zvýšení komprese dojde k automatickému ukončení programu.

Bod 1 dB komprese je pak určen hodnotami vstupního a výstupního napětí měřeného zesilovače. Tyto hodnoty jsou zjištěny pomocí vzorců

$$U_1 = STEP \cdot (n + 1), \quad (4.13)$$

$$U_2 = U_2[n + 1], \quad (4.14)$$

kde $STEP$ je krok rozmítání amplitudy vstupního napětí do zesilovače, $U_2[n]$ je hodnota v poli uložených výstupních napětí, n je počet hodnot rozmítaného vstupního napětí. Vstupní a výstupní amplituda je zobrazena objektem ALPHANUMERIC. Hodnoty se tedy budou v tomto objektu v průběhu programu měnit, po jeho ukončení podmínkou IF však zobrazené hodnoty odpovídají poloze bodu 1 dB komprese. Průběhy naměřené pomocí tohoto programu akviziční jednotkou jsou zobrazeny na obr. 4.15.



Obr. 4.15: Převodní charakteristika zesilovače měřeného akviziční jednotkou

Pomocí tohoto automatizovaného měření byl naměřen bod 1 dB komprese: $C_{1dB}=[U_1;U_2]=[0,32;2,66]$ V.

4.5 Program pro měření SNR

Vzhledem rozšíření počtu navrhovaných úloh byly zahrnuty do této práce i dva programy pro měření odstupů signál/šum. Jeden měří SNR v závislosti na vstupní frekvenci zesilovače a druhý v závislosti na velikosti vstupního napětí zesilovače. Pro obě měření je zesilovač zapojen pouze k akviziční jednotce.

4.5.1 Program pro měření závislosti SNR na frekvenci

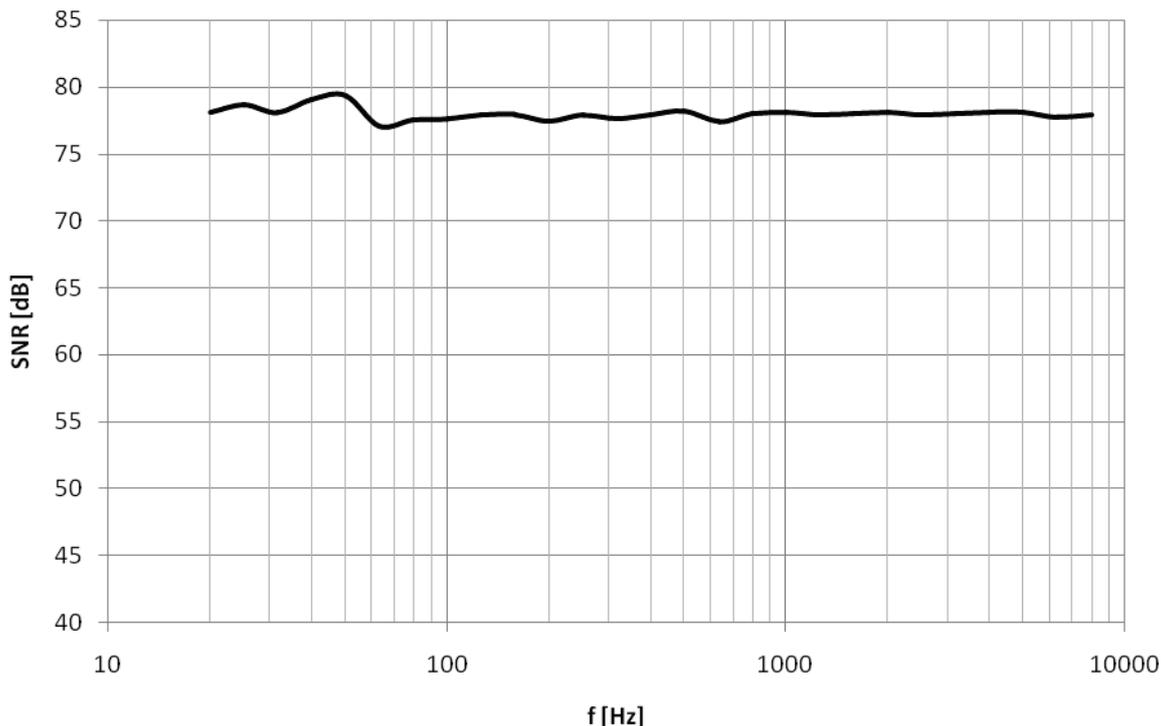
V prvním případě je amplituda vstupního napětí nastavena na 0,35 V. Frekvence vstupního signálu je rozmítána od 20 Hz do 10 kHz. Vzorkovací kmitočet byl nastaven na 250 kSa/s a počet odebíraných vzorků na 25 k.

Program je uzavřen do dvou cyklů. První cyklus FOR LOG RANGE nastavuje frekvenci vstupního signálu s logaritmickým krokem. Následující cyklus FOR RANGE způsobuje změnu amplitudy vstupního napětí. Druhý cyklus je uzavřen v cyklu prvním. Využití dvou cyklů má za následek změnu frekvence a pro každou frekvenci dojde k nastavení nulové amplitudy – šumu a následně amplitudy užitečného signálu. V programu je dále využita globální proměnná typu pole představující filtr. Na začátku programu dojde k naplnění tohoto filtru nulami a následně se v cyklu změní na jedničky ty vzorky pole, které odpovídají kmitočtu 20 Hz až 20 kHz. Odpovídající vzorky pole jsou jednoduše vypočteny z frekvenčního kroku. Tak je zajištěno, že pro výpočet SNR budou brány v potaz pouze šумы z audiopásmu. Pro úroveň šumu, tj. přivedení nulového napětí na měřený zesilovač, i

pro úroveň užitečného signálu je v dalším průběhu programu vynásobeno spektrum výstupního signálu filtrem a nalezena maximální hodnota v omezeném spektru. Maximální hodnota šumu a maximální hodnota užitečného signálu jsou uloženy pomocí objektu COLLECTOR do dvouprvkového pole a v objektu FORMULA je z těchto prvků vypočteno SNR s využitím vzorce

$$SNR = 20 \cdot \log\left(\frac{S}{N}\right), \quad (4.15)$$

kde S je maximální hodnota napětí signálu a N je maximální hodnota napětí šumu. Grafická závislost odstupe signál/šum na frekvenci je zobrazena objektem XvsY PLOT. Tato závislost naměřená uvedeným programem je uvedena na obr. 4.16.



Obr. 4.16: Grafická závislost odstupe signál/šum na frekvenci vstupního signálu

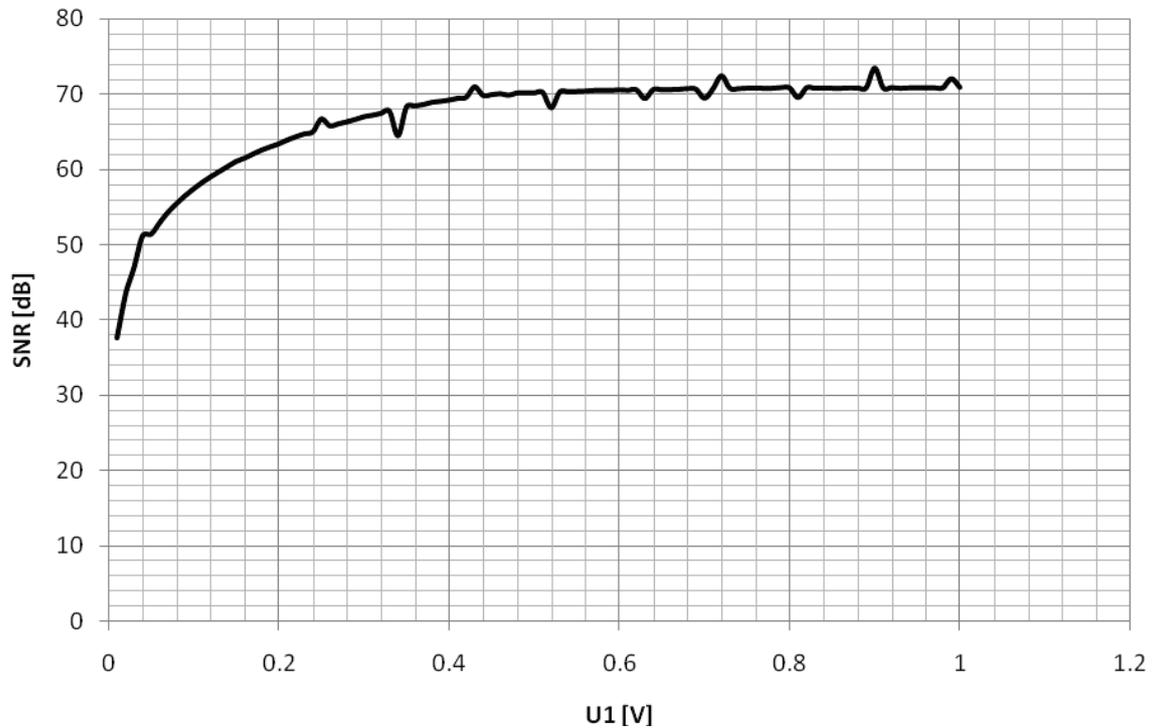
Z naměřené charakteristiky je patrné, že odstup signál šum je v celém rozsahu měření téměř konstantní a pohybuje se okolo 77 dB.

4.5.2 Program pro měření závislosti SNR na vstupním napětí

V druhém případě je napětí rozmítáno od 0 do 1 V s krokem 10 mV. Frekvence vstupního signálu je nastavena na konstantní hodnotu 1 kHz. Vzorkovací kmitočet je jako v předchozím případě 250 kSa/s a počet odebíraných vzorků 10 k.

Toto automatizované měření je téměř identické jako v předchozím případě. Jediný rozdíl v obou programech nastává ihned na začátku programu. Cyklus pro rozmítání frekvence je nahrazen cyklem FOR RANGE pro lineární rozmítání amplitudy vstupního napětí. Počáteční hodnota rozmítání je 10 mV, koncová 1 V a krok 10 mV. V dalším pokračování programu dochází k vykonávání stejných úkonů jako při měření závislosti SNR na frekvenci – vytvoření filtru, filtrování výstupního spektra zesilovače, uložení hodnoty šumu a užitečného signálu

do dvouprvkového pole a výpočet vzorce (4.14). Grafická závislost SNR na vstupním napětí je zobrazena na obr. 4.17. Z tohoto obrázku je patrné, že pro nižší úrovně signálů je odstup SNR malý s hodnotami od 38 dB. Po zvýšení vstupního napětí dochází ke zlepšení odstupu signál/šum až k hodnotám přes 70 dB.



Obr. 4.17: Závislost SNR na velikosti vstupního napětí

ZÁVĚR

Pomocí náhradního schéma zapojení tranzistoru, jako článku T, jsem teoreticky navrhl hodnoty součástek nízkofrekvenčního dvoustupňového tranzistorového zesilovače. Ten jsem sestavil z diskretních součástek na zkušební desce kontaktního pole a měřením ověřil jeho vypočítané parametry. Hodnoty těchto parametrů se nijak výrazně nelišili od hodnot vypočítaných, zanesené chyby byly dány zjednodušujícími předpoklady některých parametrů. Pracovní body jsou umístěny uprostřed převodní charakteristiky, tedy ve třídě A. Navržený zesilovač tedy zesiluje asi o 20 dB, jeho dolní mezní kmitočet je 26 Hz a horní mezní kmitočet je 31,6 kHz, vstupní odpor asi 10 k Ω a výstupní odpor asi 2,5 k Ω .

Dále jsem se rozhodl vložit do zapojení zesilovače dva potenciometry, kterými bude možné nastavovat pracovní body obou zesilovacích stupňů a tak měřit harmonické zkreslení i pro více či méně zkreslený signál. Zesílený signál je pak možné odebrat z prvního i z druhého zesilovacího stupně, což ještě zvýšilo četnost měření jednotlivých parametrů zesilovače. Nakonec jsem navrhl jednoduchou desku plošných spojů, která je opatřena BNC konektory pro vstupní a výstupní signál a banánky pro napájení a měření hodnot pracovních bodů.

V další části bakalářské práce byla postupně navrhována automatizovaná měření parametrů měřeného zesilovače. Prvním měřením byl program pro měření kmitočtového spektra výstupního signálu. Tento program byl zařazen, protože jeho část je součástí všech automatizovaných měření. Obsahuje nastavení akviziční jednotky, digitalizaci výstupního signálu zesilovače, převod vzorků z dvojkového doplňku na reálná čísla a vytvoření spektra pomocí FFT. Ostatní programy jsou určitou úpravou či nadstavbou tohoto měření. Při vlastním měření spektra výstupního signálu zesilovače pomocí vytvořeného programu byl ověřen teoretický předpoklad, protože zkreslující složky vzniklé v zesilovači byly vzdáleny o celé násobky od základní harmonické.

Jednoduchou úpravou byla provedena změna na měření přenosové charakteristiky zesilovače. Protože akviziční jednotka neumí generovat signál s kmitočtem vyšším než 10 kHz, byla naměřena pouze část charakteristiky. Dolní mezní kmitočet byl naměřen na 15 Hz a zesílení pro referenční kmitočet (1 kHz) 20,1 dB. Na obr. 4.9 se nabízí srovnání s celou přenosovou charakteristikou naměřenou pomocí profesionálního audio analyzátoru UPV od firmy Rhode&Schwarz. Dolní mezní kmitočet se liší asi od 10 Hz a zesílení o 0,5 dB. Tyto rozdíly jsou zřejmě způsobeny nepřesností generovaného signálu akviziční jednotkou a odlišností metody měření obou přístrojů.

Program pro měření harmonického zkreslení v závislosti na vstupním kmitočtu je specifický záměnou interního generátoru akviziční jednotky za funkční generátor Agilent 33220A, který má přesnější výstupní signál a menší vlastní harmonické zkreslení. Pro toto měření jsem byla zvolena metoda THD+N, čili měření poměru vyšších harmonických ku všem harmonickým se započtením šumu. Pomocí softwarového filtru dochází k odfiltrování základní harmonické složky. Grafické závislosti pro oba zesilovací stupně jsou zobrazeny na obr. 4.11 a 4.12, pro základní polohy pracovního bodu. THD+N na kmitočtu 1 kHz se pohybovalo okolo 0,05 % pro první stupeň a od 0,35 % do 0,85 % pro druhý zesilovací stupeň. To dokazuje vnášení vyššího harmonického zkreslení druhým stupněm, který zesiluje již zesílený signál a ten pak může být omezen vlastnostmi navrženého zesilovače.

Program pro měření převodní charakteristiky měří nejprve skutečnou charakteristiku,

kteřá se při určitém vstupním napětí začíná odklánět od ideální (lineární). Následně ze směrnice skutečné převodní charakteristiky vypočte charakteristiku ideální. Obě charakteristiky jsou porovnány a je zjištěn bod, kdy jejich rozdíl nabývá 1 dB. Z grafického porovnání ideální a skutečné převodní charakteristiky, viz obr. 4.15, tento bod nastal pro navržený zesilovač při vstupním napětí s amplitudou 0,32 V. Proto je vhodná volba pro měřicí úlohy nastavit amplitudu vstupního napětí na 0,35 V, aby bylo pozorovatelné zkreslení zesilovačem ve spektru výstupního signálu.

Poslední navrhované měření se zabývá měřením poměru signál/šum. Pro tento program byl vytvořen další softwarový obdélníkový filtr, který způsobuje ořezání spektra výstupního signálu pouze do rozsahu 20 Hz až 20 kHz. To zabrání ovlivňování výsledků vlivy z mimoakustické oblasti. Výslední SNR zobrazené na obr. 4.16 je v měřeném rozsahu téměř konstantní a při referenčním kmitočtu nabývá SNR 78 dB.

Z naměřených hodnot je celkem patrné, že takováto měřicí sestava má pouze informativní charakter. Výsledky jsou velmi závislé na počtu vzorků a na vzorkovací frekvenci, případně na jejich poměru. Pro zlepšení a zpřesnění výsledků je buď nutný malý krok, tím ale vzroste doba měření až na násobky původní hodnoty, nebo využití akvizitční jednotky jako modulárního přístroje spolu s přesným funkčním generátorem, nebo analyzátořem.

LITERATURA

- [1] ČERMÁK, J.; JURKOVIČ, K. *Návrh a konstrukce nízkofrekvenčních tranzistorových zesilovačů*. SNTL – Nakladatelství technické literatury. Praha. 1974. 324s.
- [2] WIRSUM, S. *Abeceda NF techniky*. BEN – technická literatura. Praha. 1998. 192s. ISBN 80-86056-26-0.
- [3] DOLEČEK, J. *Moderní učebnice elektroniky 4. díl*. BEN – technická literatura. Praha. 2006. 296s. ISBN 80-7300-185-3.
- [4] KOTISA, Z. *NF Zesilovače – 1. díl Předzesilovače*. BEN – technická literatura. Praha. 2001. 96s. ISBN 80-7300-030-X.
- [5] METZLER, B. *Audio Measurement Handbook*. Audio Precision, Inc. Beaverton, Oregon, USA. 1993. 178s.
- [6] KOTISA, Z. *NF Zesilovače – 3. díl tranzistorové výkonové zesilovače*. BEN – technická literatura. Praha. 2003. 96s. ISBN 80-7300-065-2.
- [7] GM electronic, *Sortiment nabídky GM electronic* [online]. [cit. 1. 12. 2009], Dostupný z WWW: <www.gme.cz>.
- [8] KELLNER, P. *Základy NF techniky – Střídavé parametry tranzistorů*. *Amatérské rádio*, 1973, č. 3, s. 92-94.
- [9] KELLNER, P. *Základy NF techniky – Mezní kmitočty*. *Amatérské rádio*, 1973, č. 4, s. 131-132.

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

A	Gain, zesílení – veličina
A/D	Analog to Digital Converter, analogově digitální převodník
BNC	Bayonet Neill-Concelman, slouží pro přivedení signálu do měřicího zařízení
C	Capacity, kapacita – veličina
CMRR	Common-mode Rejection Ratio, koeficient potlačení souhlasného rušení
ČSN	Česká norma
D/A	Digital to Analog Converter, digitálně analogový převodník
DFT	Discrete Fourier Transform, diskrétní Fourierova transformace
DIN	Deutsches Institut für Normung, německý institut pro normalizaci
DPS	Deska plošných spojů
DR	Dynamic Rate, dynamický rozsah
EN	Evropská norma
F	Frequency, kmitočet – veličina
FFT	Fast Fourier Transform, rychlá Fourierova transformace
GP-IB	General Purpose Interface Bus, digitální sběrnice
I	Current, proud – veličina
IMD	Intermodulation Distortion, intermodulační zkreslení
Hi-fi	High Fidelity, vysoká jakost reprodukováného zvuku
K	Činitel harmonického zkreslení – veličina
LAN	Local Area Network, lokální síť
LSB	Least Significant Bit/Byte, nejméně významný bit nebo byte
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor, polem řízený tranzistor
MSB	Most Significant Bit/Byte, nejvíce významný bit nebo byte
NF	Nízkofrekvenční
P	Power, výkon – veličina
PC	Personal Computer, počítač
PWM	Pulse Width Modulation, pulzně šířková modulace
R	Resistance, odpor – veličina
RS-232	Sériový port
SE	Zapojení tranzistoru se společným emitorem
SNR	Signal to Noise Ratio, odstup signálu od šumu
THD	Total Harmonic Distortion, harmonické zkreslení
THD+N	Total Harmonic Distortion and Noise, harmonické zkreslení a šum
TTL	Transistor-Transistor Logic, tranzistorově tranzistorová logika
U	Voltage, napětí – veličina
USB	Universal Serial Bus, univerzální sériová sběrnice
VEE	Visual Engineer Environment, vývojové prostředí automatizovaných měření
ω	Úhlový kmitočet – veličina
Z	Impedance, impedance – veličina

SEZNAM PŘÍLOH

A	Návrh zařízení	43
A.1	Seznam součástí.....	43
A.2	Deska plošného spoje – bottom (strana spojů).....	44
A.3	Rozložení součástí – top	44
B	Návrh laboratorní úlohy	45
B.1	Zadání.....	45
	Použité měřicí přístroje:.....	45
	Akviziční jednotka Agilent U2351A.....	45
	Měřený zesilovač	45
B.2	Postup měření	46
	Literatura.....	50

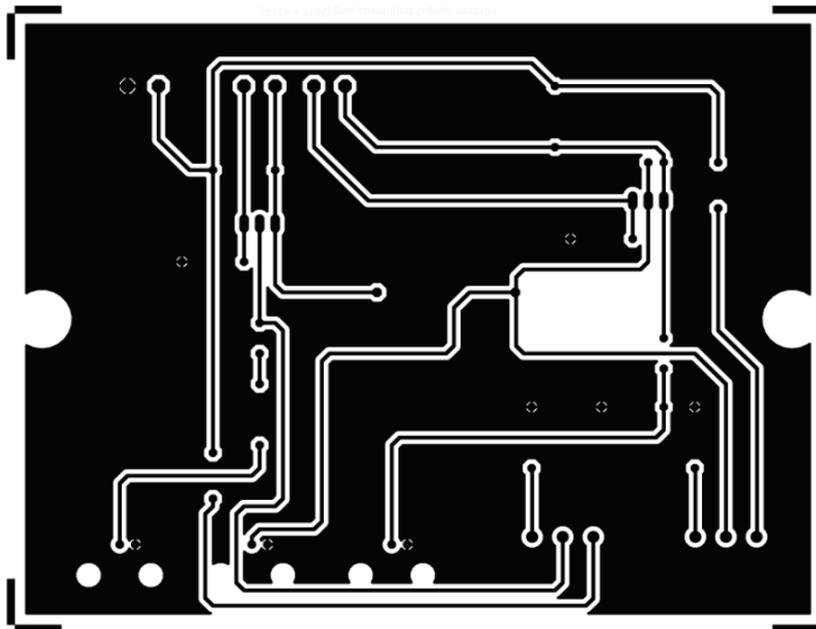
A NÁVRH ZAŘÍZENÍ

A.1 Seznam součástek

Název součástky	Hodnota	Pouzdro
Rg	1k	RM0207
R1, R3	51k	RM0207
R2, R4	13k	RM0207
RK1, RK2	2k2	RM0207
RE1, RE2	560	RM0207
RZ	100k	RM0207
P1, P2	4k7	P4M-LIN
CV1	2 μ 2	FOIL 50V/10% MKT RM5
CV2	6 μ 8	FOIL 63V/10% MMK RM22,5
CV3	220n	KER 50V/20% Z5U RM5
CMV	470p	KER 500V/10% RM5
2x Tranzistor	BC547B	SOT54

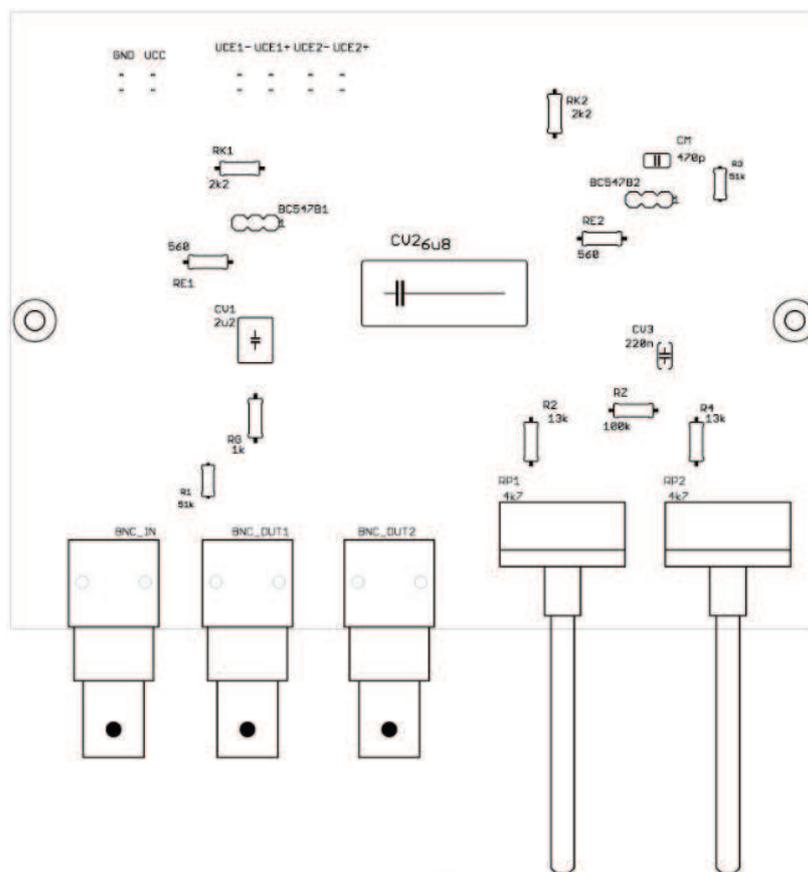
Název součástky	Hodnota	Pouzdro
3x Konektor		BNC-Z
3x Zdíčka		BTK4/0
3x Zdíčka		BTK4/2
Kontaktní lišta		SPL 10
Krabička		KP6

A.2 Deska plošného spoje – bottom (strana spojů)



Rozměry desky 130 x 105 [mm], není v měřítku 1:1.

A.3 Rozložení součástek – top



Rozměry desky 130 x 105 [mm], není v měřítku 1:1.

B NÁVRH LABORATORNÍ ÚLOHY

B.1 Zadání

1. Seznamte se s manuály k akviziční jednotce a aplikačním konektorem.
2. Zobrazte výstupní signál zesilovače v časové a frekvenční oblasti.
3. Změřte přenosovou charakteristiku předloženého zesilovače.
4. Změřte činitel harmonického zkreslení zesilovače v závislosti
 - A) na frekvenci.
 - B) na vstupním napětí.
5. Změřte převodní charakteristiku daného zesilovače, určete ideální převodní charakteristiku tohoto zesilovače a nalezněte bod 1 dB komprese mezi těmito charakteristikami.
6. Změřte poměr užitečného signálu k šumu – SNR v audiofrekvenčním pásmu v závislosti
 - A) na frekvenci.
 - B) na vstupním napětí.

Použité měřicí přístroje:

- Akviziční jednotka Agilent U2351A
- Funkční generátor Agilent 33220A
- PC s vývojovým prostředím Agilent VEE

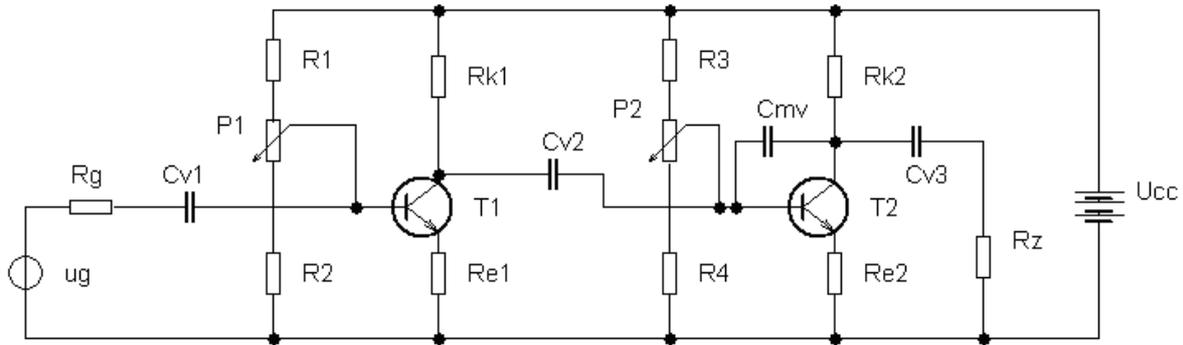
Akviziční jednotka Agilent U2351A

Akviziční jednotka Agilent Technologies U2351A je modulární multifunkční zařízení sloužící ke sběru dat s vysokou hustotou kanálů. Obsahuje analogové i digitální vstupy a výstupy, dále například digitální čítač pro všeobecné účely. Analogových vstupů je 16SE/8DI (Single ended/Difirencial), které mohou být vzorkovány vzorkovací frekvencí až 250 kSa/s s rozlišením 16 bitů bez ztráty kódu. Dále dva analogové vstupy opět s 16 bitovým rozlišením a maximální četností obnovení 1 MSa/s. Digitální vstupy /výstupy jsou 24 bitové, programovatelné s rozhodovací úrovní TTL. A konečně 2 nezávislé čítače nahoru a dolů s možností čítání až do $2^{31}-1$ a dostupnou časovou základnou 48 MHz.

Měřený zesilovač

Jedná se o dvoustupňový tranzistorový zesilovač zapojený podle obr. 1. Oba stupně jsou v zapojení se společným emitorem, takže každý stupeň otáčí fází o 180° . Protože je mezi jednotlivými stupni kapacitní vazba, pracovní body se navzájem neovlivňují. Pracovní body jsou v obou zesilovacích stupních teplotně stabilizovány pomocí odporového děliče R1, R2 respektive R3, R4. Pro pohodlnější a přesnější nastavení pracovního bodu každého stupně je v děliči umístěn odporový potenciometr, kterým je možno ovládat poměr obou děličích

rezistorů. V emitorech obou stupňů je umístěna sériová proudová záporná zpětná vazba v podobě rezistoru R_e , který snižuje hodnotu zesílení každého stupně. Dále se zde nachází záporná zpětná vazba v podobě kondenzátoru C_{mv} , který ovlivňuje přenosovou charakteristiku na vyšších kmitočtech. Zesilovač je navržen pro napájecí napětí $U_{cc} = 10\text{ V}$ a vstupní střídavý sinusový signál $u_g = 350\text{ mV}$. Pokud není v měřicí úloze uvedeno jinak.



Obr. 1: Schéma zapojení měřeného zesilovače.

B.2 Postup měření

1. Podrobné informace o funkci akviziční jednotky a také o příkazech pro její naprogramování naleznete v [1], což je uživatelská příručka akviziční jednotky, nebo v [2], což je programátorská příručka, která obsahuje syntaxe příkazů ovládající celou akviziční jednotku. Akviziční jednotka je k PC připojena prostřednictvím USB rozhraní a v **Instrument Manageru** je definována jako zařízení **agu3251a@UsbInstrument1**. Na obr. 2 je pak zapojení aplikačního konektoru, ke kterému jsou připojeny jednotlivé vstupy a výstupy akviziční jednotky.

AI101 (AIH101)	1	35	(AIL101)	AI109
AI102 (AIH102)	2	36	(AIL102)	AI110
AI103 (AIH103)	3	37	(AIL103)	AI111
AI104 (AIH104)	4	38	(AIL104)	AI112
AI_SENSE	5	39	AI_GND	
AI105 (AIH105)	6	40	(AIL105)	AI113
AI106 (AIH106)	7	41	(AIL106)	AI114
AI107 (AIH107)	8	42	(AIL107)	AI115
AI108 (AIH108)	9	43	(AIL108)	AI116
A0201	10	44	EXTD_AO_TRIG	
AO_GND	11	45	EXTD_AI_TRIG	
A0202	12	46	RESERVED	
AO_EXT_REF	13	47	GND	
COUNT301_CLK	14	48	RESERVED	
COUNT301_GATE	15	49	RESERVED	
COUNT301_UPDOWN	16	50	GND	
COUNT301_OUT	17	51	RESERVED	
COUNT302_CLK	18	52	RESERVED	
COUNT302_GATE	19	53	EXTA_TRIG	
COUNT302_UPDOWN	20	54	EXT_TIMBASE	
COUNT302_OUT	21	55	GND	
Bit-7	22	56	Bit-6	
Bit-5	23	57	Bit-4	
Bit-3	24	58	Bit-2	
Bit-1	25	59	Bit-0	
Bit-3	26	60	Bit-2	
Bit-1	27	61	Bit-0	
D_GND	28	62	D_GND	
Bit-3	29	63	Bit-2	
Bit-1	30	64	Bit-0	
Bit-7	31	65	Bit-6	
Bit-5	32	66	Bit-4	
Bit-3	33	67	Bit-2	
Bit-1	34	68	Bit-0	

Obr. 2: Zapojení aplikačního konektoru k akviziční jednotce.

Také je dobré udělat si přehled o funkcích ovládající nastavení generátoru Agilent 33220A, který je použit v úloze 4A. Podrobnosti naleznete v [3], což je uživatelská příručka tohoto generátoru.

2. Nejprve je nutné si na plochu umístit startovací tlačítko **START** z nabídky **FLOW**. Následně si přes nabídku **I/O – INSTRUMENT MANAGER...** na pracovní plochu umístit základní okno pro vkládání příkazů pro akviziční jednotku Agilent U2351A. Nyní už je možná komunikace s akviziční jednotkou. Pro základní inicializaci a vynulování akviziční jednotky jsou k dispozici tyto příkazy:

***RST** – restartuje akviziční jednotku a vrátí ji do továrního nastavení

***CLS** – vynuluje registry událostí

***IDN?** – akviziční jednotka vrátí inicializační řetězec, který obsahuje název, číslo modelu, sériové číslo a datum vydání firmware

Před každým začátkem programování akviziční jednotky je dobré ji resetovat a vynulovat registry událostí. Nyní je již akviziční jednotka připravena k programování jednotlivých vstupů a výstupů. Jednotka analogových vstupů a výstupů umožňuje měření a generování napětí. Každý analogový vstup nebo výstup je definován příslušným kanálem (vstupy AI101 ..., výstupy AO201 ...), do příkazů se zadává jen číslo kanálu. Zesilovač je navržen pro **napájecí napětí 10 V** proti zemi, jelikož má zanedbatelný odběr, je možné ho napájet přímo akviziční jednotkou. **Vstupní sinusové napětí má amplitudu 350 mV**. Pro jejich nastavení jsou k dispozici následující příkazy:

SOUR:VOLT VVV, (@CCC) – na výstupní kanál CCC se nastaví stejnosměrné napětí VVV, tímto příkazem lze nastavit na výstupní kanál napětí v rozsahu -10 až +10 V, toto napětí se objeví na výstupním kanále ihned po provedení tohoto příkazu

ROUT:ENAB:ON, (@CCC) – aktivuje výstupní analogový kanál CCC, tímto kanálem může nyní procházet signál

APPL:PPP AAA, OOO, (@CCC) – připraví průběh PPP (SIN sinusový průběh, SQU obdélníkový, TRI trojúhelníkový, SAWT pilovitý, NOIS pro průběh bílého šumu, USER pro uživatelský průběh) na výstupní kanál CCC nastaví amplitudu AAA V a ofset OOO V, tento průběh se však na výstupním kanále objeví až po provedení příkazu **OUTP ON**, viz dále

OUTP:WAV:FREQ FFF – nastaví frekvenci předdefinovaných průběhů na FFF Hz v rozsahu 10 – 10 000 Hz

OUTP ON – připojí fyzický výstup k D/A převodníku

OUTP OFF – odpojí fyzický výstup od D/A převodníku

Z výstupu zesilovače následně odebíráme jeho výstupní napětí, které přivedeme na analogový vstupní kanál akviziční jednotky. Analogový signál je pro číslicové zpracování nutné digitalizovat. Pomocí následujících příkazů nastavíme parametry digitalizace:

ACQ:SRAT FFF – nastaví vzorkovací frekvenci vstupních kanálů na hodnotu FFF Hz

ACQ:POIN NNN – nastaví počet odebíraných vzorků na hodnotu NNN, ale každý vzorek se skládá ze dvou bytů, paměť je tedy alokována na dvojnásobek hodnoty NNN

ROUT:SCAN (@CCC) – nastaví měření průběhů z analogového vstupního kanálu

DIG – začne s digitalizací (akvizicí) skenovaného signálu

Po provedení posledního příkazu dochází k digitalizaci vstupního signálu a je nutné provádět

kontrolu dokončení digitalizace (naplnění všech předdefinovaných paměťových míst). Tuto kontrolu lze provést následujícími příkazy uzavřenými do cyklu **UNTIL BREAK** a **BREAK**:

WAV:STAT? – vrací řetězec určující stav akvizice, pokud vrátí **FRAG**, akvizice stále probíhá, pokud vrátí **DATA** akvizice je ukončena

WAV:DATA? – přečte bloky dat ze všech skenovaných kanálů

Data jsou vyčtena z paměti ve formátu patrném z obr. 3, nejprve 10 znaků hlavičky a pak následují jednotlivé byty v daném pořadí. Je tedy nutné nejprve vyčíst hlavičku (nastavením formátu **CHAR** s počtem čtených znaků 10). Následně přečteme data jako jednorozměrné pole v módu **BINARY**, formátu **BYTE** s počtem prvků odpovídající dvojnásobku počtu vzorků. Dále musíme pomocí cyklu spojit MSB a LSB ve správném pořadí (256*MSB+LSB) a tím dostaneme vzorky reprezentovány 16 bity uložené ve dvojkovém doplňku. Proto musíme vzorky z našeho pole rozdělit na kladné a záporné (v dvojkovém doplňku jsou záporná čísla reprezentována 1 na pozici MSB). Nyní je třeba odstranit znaménkový bit a hodnotu vzorku můžeme zpracovávat v absolutní hodnotě ($kMOD(2^{16}/2)$). Posledním krokem převodu z dvojkového doplňku je určení hodnoty napětí ze vzorků podle následujícího vzorce:

$$U = \frac{2 \cdot H}{2^{16}} \cdot R,$$

kde H je hodnota vzorku přečtená z pole a R je nastavený rozsah kanálu, který pokud není nastaven $R=10$. Je možné využít objekt **JUNCTION** ze záložky **FLOW**, který spojuje dvě větve programu do jedné. Data následně spojte pomocí objektu **COLLECTOR**, ze záložky **DATA**, do jediného pole.

#80000200	<byte>	<byte>	<byte>	<byte>	<byte>	<byte>	<byte>	<byte>	...
Data length indicator, The next 8 bytes (0000 0200) specifying the actual data length only, not actual data. Data length (200 bytes long)	1st data LSB	1st data MSB	2nd data LSB	2nd data MSB	3rd data LSB	3rd data MSB	4th data LSB	4th data MSB	...
	CH 201/202		CH 201/202		CH 201/202		CH 201/202		...

Obr. 3: Data vyčtená z paměti po digitalizaci akviziční jednotkou.

Nyní prvky pole zobrazte jako časový průběh a také jako spektrum pomocí rychlé fourierovy transformace $fft(x)$.

3. V kmitočtovém rozsahu 0 až 10 kHz zobrazte amplitudovou přenosovou charakteristiku při 30 měřených bodech na dekádu. **Napájecí napětí** bude nastaveno na **10V** proti zemi a **na vstup** zesilovače přiveďte sinusový signál o amplitudě **350 mV**. Automatizované měření přenosové charakteristiky je možné dostat jednoduchou modifikací předchozího zadání. Přenos v dB se vypočítá pomocí vztahu:

$$A_U = 20 \cdot \log\left(\frac{U_2}{U_1}\right),$$

kde U_2 je napětí na výstupu zesilovače a U_1 je napětí na vstupu zesilovače.

4. Pro toto měření je nutné přivést na vstup zesilovače signál z generátoru Agilent 33220A místo signálu z akviziční jednotky. Na vstup přivedeme napětí s amplitudou 175mV. K nastavení generátoru slouží příkazy

***RST** – restartuje generátor

***IDN?** – vrátí inicializační řetězec generátoru

OUTP:LOAD INF – nastaví zátěž výstupu generátoru z 50Ω na Hi-Z

APPL:SIN AAA Hz, BBB VPP, CCC V – nastaví na výstup generátoru sinusové napětí s frekvencí AAA Hz, velikostí BBB Vpp a napěťový offset CCC V

OUTP ON – aktivuje výstup z generátoru

OUTP OFF – deaktivuje výstup z generátoru

Nejprve je však nutné nastavit napájecí napětí z akviziční jednotky na hodnotu 10 V proti zemi. Pro rozmítání frekvence je nutné použít cyklus FOR RANGE s lineárním krokem. Je totiž nutné splnit podmínku

$$\frac{f \cdot n}{fvz} = \text{celé(sudé)číslo},$$

kde f je kmitočet na vstupu zesilovače, n je počet vzorků a fvz je vzorkovací kmitočet. Tato podmínka vychází z diskretní Fourierovy transformace DFT. Poměr musí být celé číslo proto, aby bylo spektrum vzorkovaného periodického signálu čárové a sudé číslo z důvodu vzorkování celého počtu period. Harmonické zkreslení je určeno poměrem amplitud vyšších harmonických k amplitudám všech harmonických obsažených v měřeném signálu, tedy podle vzorce:

$$THD + N = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots + U_N^2}}{\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots + U_N^2}} \cdot 100,$$

kde U_1 je základní harmonická měřeného signálu a U_2 až U_N jsou amplitudy vyšších harmonických. Měření samotného THD je velmi náročné pro nutnost zjištění amplitud pouze harmonických složek bez šumu. Proto lze snadno pomocí programu VEE měřit THD+N, kdy jednotlivé harmonické ze vzorce budou vzorky spektra našeho výstupního signálu.

Vytvořte tedy programy pro automatizované měření harmonického zkreslení daného zesilovače v závislosti na měnícím se kmitočtu resp. napětí vstupního signálu. V obou případech je tedy nutné vyfiltrovat spektrální čáru představující vstupní harmonický signál a podle výše uvedeného vzorce vypočítat THD+N.

Filtr lze jednoduše vytvořit pomocí globální proměnné. Globální proměnná je alokována přivedením jejího obsahu na objekt **SET VARIABLE** ze záložky **DATA – VARIABLE**. Pro naplnění globální proměnné typu pole např. samými jedničkami je možné s výhodou použít objekt **ALLOC REAL64** ze záložky **DATA – ALLOCATE ARRAY**.

5. Nyní je pracoviště zapojeno opět jako v prvních dvou bodech zadání. Generátor je tedy odpojen a vstupní signál zesilovače je opět přiváděn z výstupního kanálu akviziční jednotky. Převodní charakteristika zesilovače je závislost výstupního napětí na napětí vstupním. V ideálním případě je tato charakteristika lineární. Vlivem omezujících parametrů zesilovače, jako je nastavení pracovního bodu, napájecí napětí atd., dochází ke ztrátě linearity této charakteristiky. Bod 1 dB komprese je pak bod, ve kterém se liší ideální převodní

charakteristika od té naměřené o 1 dB, podle vzorce:

$$KOMP[dB] = I[dB] - S[dB],$$

kde I [dB] je hodnota ideální převodní charakteristiky v decibelech a S [dB] je skutečná hodnota převodní charakteristiky v decibelech. Při návrhu automatizovaného měření je tedy nejprve nutné změřit skutečnou převodní charakteristiku zesilovače **v rozsahu vstupního napětí od 0 do 0,5 V** s dostatečně jemným krokem. Dále z lineární části odečíst směrnici převodní charakteristiky, z ní vykreslit ideální převodní charakteristiku zesilovače. V těchto operacích lze s výhodou využít objekt **COLLECTOR** ze záložky **DATA**. A nakonec nalézt bod, ve kterém nabývá rozdíl ideální od skutečné převodní charakteristiky 1 dB, čehož lze dosáhnout s použitím cyklu **IF/THEN/ELSE** a **BREAK** ze záložky **FLOW**.

6. Odstup signál/šum (SNR) udává poměr aktuálního užitečného signálu k množství šumu na výstupu zesilovače. Udává se v decibelech. Čím větší je odstup SNR tím je větší rozdíl mezi užitečným signálem a nežádoucím šumem. Pro návrh automatizovaného měření této veličiny lze s výhodou použít část programu pro zobrazení spektra výstupního signálu zesilovače. Nejprve je nutné změřit úroveň šumu, toho lze dosáhnout tak, že na výstupní kanál akviziční jednotky přivedeme signál o nulové amplitudě a změříme jeho maximální hodnotu. Dále přivedeme vstupní signál s určitou amplitudou například **350 mV** a změříme velikost spektrální čáry představující vstupní signál o určité frekvenci. Protože chceme zjistit SNR v audiofrekvencím pásmu je nutné omezit výstupní spektrum (filtrovat) v rozsahu **20 Hz až 20 kHz**. K tomuto účelu můžete použít podobný filtr používaný při měření THD+N. Nyní můžeme poměr signálu k šumu určit ze vztahu:

$$\frac{S}{N} = 20 \cdot \log\left(\frac{S}{N}\right),$$

kde S je velikost napětí výstupního užitečného signálu a N je velikost šumu. Vykreslete poměr v závislosti na frekvenci a následně na amplitudě vstupního signálu zesilovače. Vždy je nutné využít dva do sebe vnořené cykly **FOR RANGE** ze záložky **FLOW**.

Literatura

- [1] Agilent Technologies, *U2300A Series Multifunction USB Data Acquisition, User's Guide*. [online], [cit. 2010-4-21]. Dostupné z <<http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/U2351-90002.pdf>>.
- [2] Agilent Technologies, *U2300A Series Multifunction USB Data Acquisition, Programming Guide*. [online], [cit. 2010-4-21]. Dostupné z <http://www.home.agilent.com/upload/cmc_upload/All/U2300AProgrammingGuide.pdf>
- [3] Agilent Technologies, *Agilent 33220A 20MHz Function / Arbitrary Waveform Generator, User's Guide*. [online], [cit. 2010-4-21]. Dostupné z <<http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/33220-90002.pdf>>