

---

**TECHNICKÁ UNIVERZITA V LIBERCI**  
Fakulta mechatroniky a mezioborových inženýrských studií

Studijní program: M 2612 – Elektrotechnika a informatika  
Studijní obor: 3902T005 – Automatické řízení a inženýrská informatika

**Širokopásmový laboratorní zesilovač s digitálním  
řízením parametrů**

**The wideband laboratory amplifier with  
digitally controlled parameters**

**Diplomová práce**

Autor: **Martin Novotný**  
Vedoucí práce: Ing. Jan Václavík  
Konzultant: Ing. Miroslav Novák, Ph.D.

**V Liberci 16. 5. 2007**

zadání....

## Prohlášení

Byl jsem seznámen s tím, že na mou diplomovou práci se plně vztahuje zákon č. 121/2000 o právu autorském, zejména § 60 (školní dílo).

Beru na vědomí, že TUL má právo na uzavření licenční smlouvy o užití mé DP a prohlašuji, že **s o u h l a s í m** s případným užitím mé diplomové práce (prodej, zapůjčení apod.).

Jsem si vědom toho, že užití své diplomové práce či poskytnout licenci k jejímu využití mohu jen se souhlasem TUL, která má právo ode mne požadovat přiměřený příspěvek na úhradu nákladů vynaložených univerzitou na vytvoření díla (až do jejich skutečné výše).

Diplomovou práci jsem vypracoval samostatně s použitím uvedené literatury a na základě konzultací s vedoucím diplomové práce a konzultantem.

Datum

Podpis

## **Poděkování**

Velmi rád bych poděkoval a vyslovil uznání všem, kteří mi pomáhali při vzniku této práce. Především Ing. Janu Václavíkovi, mému vedoucímu, za trpělivé řízení, odbornou pomoc a čas, který mé práci věnoval. Dále bych chtěl poděkovat rodičům za podporu, které se mi od nich dostávalo po celou dobu studia.

## **Abstrakt**

Tato práce se zabývá návrhem a konstrukcí laboratorního širokopásmového zesilovače o výkonu 100 W. Vzhledem k požadované rychlosti, je zesilovač řešen proudovou zpětnou vazbou. Dále je navrhnout a sestaven obvod pro digitální řízení zisku, offsetu, vstupní impedance a stejnosměrné resp. střídavé vazby. Samotné ovládání tohoto obvodu vykonává mikrokontrolér ATmega16 patřící do rodiny AVR firmy ATMEL. S uživatelským PC komunikuje pomocí univerzálního asynchronního rozhraní UART. Program mikrokontroléru je napsán v jazyce C ve vývojovém prostředí AVR Studio 4. Program pro PC je vytvořen ve vývojovém prostředí LabVIEW. Celé zařízení je napájeno klasickým transformátorovým zdrojem, který je ošetřen softstartem. Funkčnost celého zařízení je ověřena změřením vlastností feromagnetických materiálů, což je poslední bod diplomové práce.

Klíčová slova: zesilovač, ATmega16, Labview

## **Abstract**

This diploma thesis deals with a design and a construction of the wideband laboratory amplifier with output power of 100 W. According to its desired speed, the amplifier has a current feedback. Other designed and constructed circuits are controlled gain, offset, input impedance, direct and alternating coupling. This circuit is controlled by microcontroller ATmega16 which belongs to AVR family by ATMEL. It communicates with user PC through universal asynchronous interface UART. The microcontroller's program is written in the C programming language and is developed in the development environment AVR Studio 4. Program for PC is developed in the development environment LabVIEW by National Instruments. Equipment is fed from a general transformer power supply with softstart. Functionality equipment is verified by measurement of magnetic parameters of ferromagnetic materials.

Keywords: amplifier, ATmega16, Labview

## Obsah

Prohlášení.....	3
Poděkování.....	4
Abstrakt.....	5
Obsah.....	6
Seznam ilustrací.....	7
Seznam použitých termínů a zkratek.....	9
Úvod.....	10
1 Teorie zesilovačů.....	11
1.1 Rozdělení zesilovačů.....	11
1.2 Základní zapojení (třídy) zesilovačů.....	11
1.3 Základní technické parametry zesilovačů.....	14
1.4 Obvodová řešení výkonového zesilovače.....	15
1.5 Zpětná vazba a stabilita.....	20
1.6 Zesilovače VFA a CFA.....	21
2 Návrh zařízení.....	23
3 Číslicově řízený obvod.....	24
3.1 Vstupní impedance, dělič a zesilovač OZ.....	24
3.2 D/A převodník (-72 dB až 0 dB).....	25
3.3 Offset.....	28
3.4 Diferenciální OZ.....	28
3.5 SS a střídavá vazba.....	29
3.6 ATmega16 – zapojení.....	30
3.7 ATmega16 – software.....	31
3.8 Celkové schéma řídicí části.....	31
3.9 Charakteristiky číslicově řízeného obvodu.....	33
4 Software pro PC.....	35
5 Výkonový zesilovač.....	38
5.1 Rozdílový a napět'ový zesilovač.....	38
5.2 Obvod pro nastavení klidového proudu.....	43
5.3 DC servo.....	44
5.4 Proudový (výstupní) zesilovač.....	44
5.5 Ochrana výstupních tranzistorů (VI limiter).....	46
5.6 Celkové zapojení zesilovače.....	48
5.7 Modul odpojení zátěže.....	50
5.8 Charakteristiky výkonového zesilovače.....	50
6 Napájecí zdroj.....	52
7 Celkové frekvenční charakteristiky a vlastnosti.....	54
8 Měření magnetických vlastností feromagnetických materiálů.....	56
8.1 Postup měření.....	56
8.2 Hysterézní smyčky feritu h21 ( $r = 27 \text{ mm}$ , $S = 84 \text{ mm}^2$ ).....	57
8.3 Hysterézní smyčky permalloye ( $r = 65 \text{ mm}$ , $S = 225 \text{ mm}^2$ ).....	58
Závěr.....	60
Použitá literatura.....	61
Přílohy.....	62
A Fotodokumentace.....	63
B Desky plošných spojů.....	65
C Výpis programu mikrokontroléru ATmega16.....	68
D Obsah přiloženého CD.....	72

## Seznam ilustrací

obr 1.1 – třída A .....	12
obr 1.2 – třída B .....	12
obr 1.3 – třída AB .....	13
obr 1.4 – třída C .....	13
obr 1.5 – blokové schéma výkonového zesilovače .....	15
obr 1.6 – napěťový režim .....	17
obr 1.7 – proudový režim .....	17
obr 1.8 – paralelní řazení .....	19
obr 1.9 – sériové řazení .....	19
obr 1.10 – blokové schéma systému se zpětnou vazbou .....	20
obr 1.11 – Nyquistův diagram .....	21
obr 1.12 – CFA .....	21
obr 1.13 – VFA .....	22
obr 2.1 – celkové blokové schéma zařízení .....	23
obr 3.1 – blokové schéma číslicově řízeného obvodu .....	24
obr 3.2 – vstupní část .....	24
obr 3.3 – zapojení D/A převodníku AD5449 s OZ .....	26
obr 3.4 – SPI komunikace v režimu Standalone .....	27
obr 3.5 – 16bitové slovo .....	27
obr 3.6 – MAX541 v unipolárním módu .....	28
obr 3.7 – diferenciální zesilovač .....	29
obr 3.8 – Horní propust' .....	29
obr 3.9 – Zapojení u-procesoru ATmega16 .....	30
obr 3.10 – vývojový diagram programu řízení .....	31
obr 3.11 – celkové schéma řídicí části .....	32
obr 3.12 – odezva na obdélníkový signál $A_u = 1/10$ (vst. dělič - 1/10) .....	34
obr 3.13 – odezva na obdélníkový signál $A_u = 5$ (vst. dělič - 1) .....	34
obr 4.1 – Front Panel programu Zesilovac .....	35
obr 4.2 – přepočítání pro zesílení $< 1$ .....	36
obr 4.3 – přepočítání pro zesílení $> 1$ .....	37
obr 4.4 – sériová komunikace .....	37
obr 5.1 – diferenciální a napěťový stupeň .....	39
obr 5.2 – CCII .....	40
obr 5.3 – schéma vstupní části zesilovače (CCII) .....	41
obr 5.4 – nastavení klidového proudu .....	43
obr 5.5 – DC servo .....	44
obr 5.6 – schéma výstupní části zesilovače .....	45
obr 5.7 – zapojení VI limiteru .....	46
obr 5.8 – schéma výkonového zesilovače .....	48
obr 5.9 – obvod pro odpojení zátěže .....	50
obr 5.10 – odezva zesilovače na obdélníkový signál ( $f = 100$ kHz) .....	51
obr 5.11 – odezva zesilovače na obdélníkový signál ( $f = 1$ MHz) .....	51
obr 6.1 – schéma napájecího zdroje .....	53
obr 7.1 – sériové zapojení .....	54
obr 7.2 – odezva na obdélníkový signál $A_u = 20$ (vst. dělič - 1) .....	55
obr 7.3 – odezva na obdélníkový signál $A_u = 2$ (vst. dělič - 1/10) .....	55
obr 7.4 – odezva na obdélníkový signál $A_u = 50$ (vst. dělič - 1) .....	55
obr 8.1 – měření hysterézní smyčky .....	56

obr A.1 – výkonový zesilovač .....	63
obr A.2 – napájecí zdroj.....	63
obr A.3 – top strana řídicí části.....	64
obr A.4 – buttom strana řídicí části.....	64
obr A.5 – celkový pohled na zařízení .....	64
obr B.1 – deska plošných spojů výkonového zesilovače, strana buttom.....	65
obr B.2 – deska plošných spojů výkonového zesilovače, strana top .....	65
obr B.3 – deska plošných spojů řídicí části, strana buttom.....	66
obr B.4 – deska plošných spojů řídicí části, strana top.....	66
obr B.5 – deska plošných spojů napájecího zdroje, strana buttom .....	67
obr B.6 – deska plošných spojů ochrany zátěže, strana buttom .....	67
tab 3.1 – výpočet vstupní impedance.....	25
tab 3.2 – popis pinů AD5449 .....	26
tab 3.3 – kontrolní bity DACu .....	27
tab 3.4 – unipolární mód AD5449 .....	27
tab 3.5 – unipolární mód MAX541 .....	28
tab 4.1 – vysílané byty v závislosti na změně parametru.....	36
graf 3.1 – frekvenční charakteristika $A_u = 1/10$ (vst. dělič – $1/10$ ).....	33
graf 3.2 – frekvenční charakteristika $A_u = 1$ (vst. dělič - 1).....	33
graf 3.3 – fázová charakteristika po kompenzaci .....	33
graf 5.1 – frekvenční charakteristika diferenciálního a napěťového stupně.....	39
graf 5.2 – frekvenční charakteristika CCII se zpětnou vazbou.....	42
graf 5.3 – graf závislosti $U_{sd1}+U_{sd2}$ na $I_{ra} + I_{rb}$ .....	47
graf 5.4 – amplitudová frekvenční charakteristika zesilovače.....	50
graf 5.5 – fázová frekvenční charakteristika zesilovače .....	51
graf 7.1 – amplitudová charakteristika $A_u = 100$ (vst. dělič - 1).....	54
graf 7.2 – amplitudová charakteristika $A_u = 2$ (vst. dělič - 1).....	54
graf 7.3 – fázové charakteristiky ( $A_u = 2, A_u = 100$ ).....	54
graf 8.1 – $f = 50$ Hz, $N_1/ N_2 = 36 / 16$ .....	57
graf 8.2 – $f = 1$ kHz, $N_1/ N_2 = 36 / 16$ .....	57
graf 8.3 – $f = 10$ kHz, $N_1/ N_2 = 16/ 36$ .....	57
graf 8.4 – $f = 100$ kHz, $N_1/ N_2 = 2 / 5$ .....	58
graf 8.5 – $f = 50$ Hz, $N_1/ N_2 = 31 / 31$ .....	58
graf 8.6 – $f = 100$ Hz, $N_1/ N_2 = 31 / 31$ .....	59
graf 8.7 – $f = 500$ Hz, $N_1/ N_2 = 31 / 31$ .....	59
graf 8.8 – $f = 1$ kHz, $N_1/ N_2 = 31 / 31$ .....	59



## Seznam použitých termínů a zkratk

UART	–	univerzální asynchroní přijímač a vysílač
DPA	–	výkonová řada zesilovačů
OZ	–	operační zesilovač
TID	–	intermodulační zkreslení
TIM	–	tranzientní zkreslení
THD	–	harmonické zkreslení
SR	–	slew rate, rychlost přeběhu
HEXFET	–	unipolární tranzistory s šestiúhelníkovou strukturou
VI limiter	–	napětí-o-proudová pojistka
SC	–	zapojení tranzistoru se společným kolektorem
SOAR	–	bezpečná pracovní oblast tranzistoru
ZV	–	zpětná vazba
VFA	–	zesilovač s napětíovou zpětnou vazbou
CFA	–	zesilovač s proudovou zpětnou vazbou
USB	–	univerzální sériová sběrnice
RS232	–	komunikační sériová linka
BNC	–	konektor pro širokopásmové signály
SPI	–	komunikační sériové rozhraní
MSB	–	bit s nejvyšší vahou
LSB	–	bit s nejnižší vahou
RISC	–	architektura mikroprocesoru s omezenou sadou instrukcí
GCC	–	překladač programovacího jazyka C, C++, Fortran...
ASCII	–	standardní znaková řada
CCII	–	univerzální blok, current conveyor druhé generace
TTL	–	tranzistorově tranzistorová logika, 0 V – 5 V
SMD	–	součástky zabudované povrchovou montáží

## Úvod

Elektronické zesilovače se staly běžnou součástí našeho života. Nejčastěji se s nimi setkáváme v telekomunikačních zařízeních jako jsou např. rádiové a televizní přijímače a vysílače nebo telefonní aparáty. Další uplatnění najdou v audiotechnice, analogových počítačích, v měřicích přístrojích a zkrátka všude tam, kde je zapotřebí výkonového zesílení elektrického signálu.

Hlavním cílem této diplomové práce je sestavení zesilovače, který bude sloužit k měřicím účelům ve školní laboratoři. Zejména pak k měření magnetických vlastností feromagnetických materiálů, k měření piezoelektrických motorů a ke zkoumání možností napájení světelných zdrojů. Všechna tato nebo jim podobná měření vyžadují budící signál většího výkonu, než-li dosahuje běžný funkční generátor, a tudíž použití zesilovacího členu je nezbytné. Kmitočet budícího signálu nemusí být nijak velký a proto šířka pásma zesilovače 1 MHz je zcela postačující.

Stavba zesilovačů představuje obecný problém. Existuje proto na našem i světovém trhu mnoho literatury věnující se tomuto tématu. V Česku je asi nejznámější seriál „Moderní výkonové zesilovače řady DPA“ od Pavla Dudka vycházející v roce 1992 v časopise Amatérské rádio a z novější doby je to čtyřdílná edice knih „NF zesilovače“ od Z. Kotisi a V. Voráčka. Jak názvy napovídají, všichni tři autoři se zabývají stavbou pouze nízkofrekvenčních zesilovačů s šířkou pásma 20 kHz až 100 kHz tzv. audiozesilovačů. Nicméně to poslouží jako základ ke stavbě rychlejšího výkonového zesilovače. Ke zvýšení rychlosti je pak vhodné využít znalostí vnitřních struktur moderních OZ. Jejich analogie se strukturami výkonových zesilovačů je dobře známa.

Dalším cílem této práce je vytvoření řídicí části umožňující počítačové řízení některých parametrů zesilovače. Na základě toho bude později možné postavit automatické měřicí stanoviště.

Práce je rozdělena do několika částí – kapitol. První kapitola se věnuje obecné teorii a problematice při konstrukci zesilovačů. Následují dvě hlavní části, návrh číslicově řízeného obvodu a výkonového zesilovače. Zbylé kapitoly popisují softwarové řešení ze strany PC, návrh síťového zdroje a praktickou ukázkou – měření feromagnetických materiálů.

## 1 Teorie zesilovačů

### 1.1 Rozdělení zesilovačů

Zesilovače jsou aktivní dvojbrany, které jsou s elektrotechnického hlediska rozděleny do různých kategorií. Podle použitého zesilovacího prvku se dělí zesilovače na *tranzistorové*, *elektronkové*, *magnetické*, *parametrické atd.* Podle velikosti vstupního signálu se dělí na zesilovače *velkých signálů*, *malých signálů* a *velmi malých signálů*. Podle šířky pásma na *úzkopásmové* (šířka pásma tvoří jen několik procent ze středního kmitočtu) a *širokopásmové* (šířka pásma je přinejmenším středního kmitočtu a je podstatně větší než u úzkopásmových).

Rozdělení podle budící frekvence:

*nízkofrekvenční* – obvykle se používají jen v akustické technice s frekvenčním pásmem 0 až desítky Mhz.

*vysokofrekvenční* – vyskytují se hlavně v radiové technice, vstupní a výstupní obvody jsou tvořeny rezonančními obvody a pracují tak jen s kmitočty blízké rezonanční.

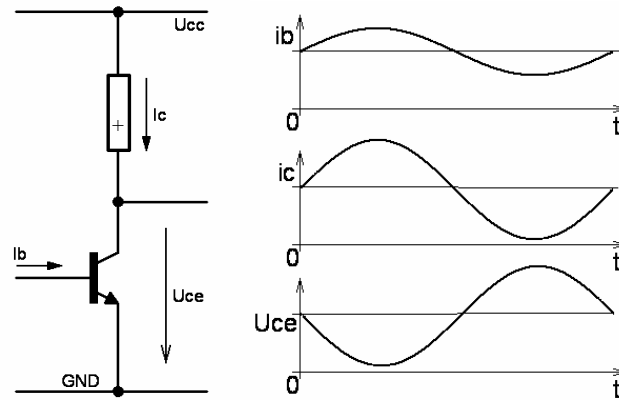
*stejnoseměrné* – zesilovače s dolní mezní frekvencí 0 Hz, např. operační zesilovače, používají se především v lékařství, v chemii, v analogových počítačích atd.

### 1.2 Základní zapojení (třídy) zesilovačů

Podle úhlu otevření  $\Theta$  zesilovacího prvku jsou zesilovače rozděleny do několika tříd. Je-li sinusový signál, pak periodě  $T$  odpovídá úhel o velikosti  $\Theta = 360^\circ$ .

#### ***Třída A ( $\Theta = 360^\circ$ )***

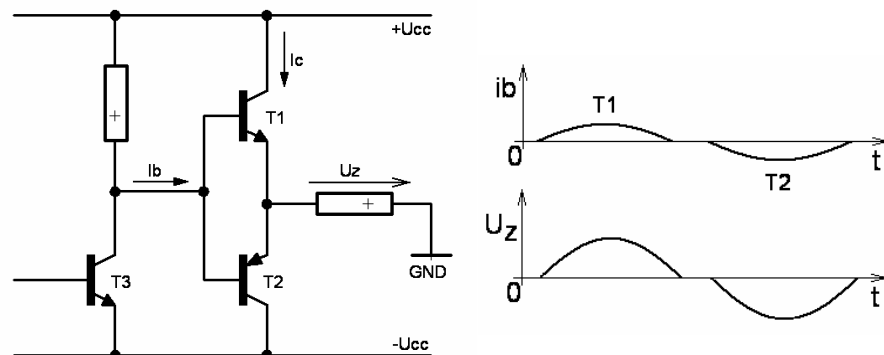
Ve třídě A (obr 1.1) tranzistor pracuje v celé periodě signálu, což znamená, že tranzistorem prochází užitečný signál po celou dobu periody. Pracovní bod je nastaven přibližně v polovině lineární části charakteristiky ( $U_{CE} = 0,5 \times U_{CC}$ ), proto maximální výstupní proud nemůže být větší než klidový. Klidový proud je takový proud, který teče tranzistorem při nulovém vstupním signálu. Ten je v tomto případě veliký a díky němu má zesilovač ve třídě A velmi malou energetickou účinnost. Jeho zdroj potřebuje mnohem větší síťové transformátory a filtrační kondenzátory. Výstupní tranzistory zase potřebují rozměrnější chladiče. Z toho plyne vysoká cena takovýchto zesilovačů. Velkou výhodou je, že obvod pracuje v lineární části a proto má také nejmenší zkreslení.



obr 1.1 – třída A

### **Třída B ( $\Theta \leq 180^\circ$ )**

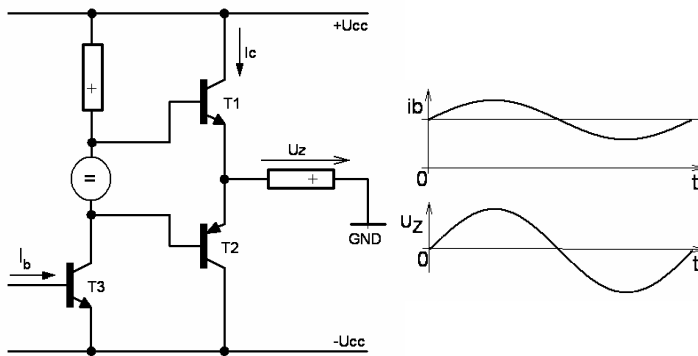
Tranzistory prochází proud pouze necelou půlperiodou signálu, úhel otevření je přibližně  $180^\circ$ . Nejčastěji se používá dvojčinného zapojení emitorových sledovačů (obr 1.2). Jeden tranzistor zesiluje kladnou a druhý zápornou půlvlnu. Na výstupu se obě půlvlny sečtou a výstupní signál „odpovídá“ vstupnímu. Při odpojené zátěži se klidový proud výstupních tranzistorů nastaví na nulu a dosahuje se tak výrazně lepší účinnosti oproti třídě A. Nevýhodou je velké přechodové zkreslení, které vzniká chybějícím předpětím obou tranzistorů.



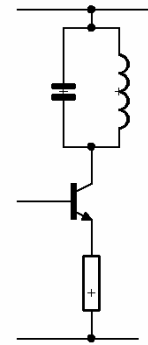
obr 1.2 – třída B

### **Třída AB ( $\Theta \geq 180^\circ$ )**

Podobná situace jako ve třídě B. V této třídě se předpětím tranzistorů T1 a T2 (obr 1.3) určuje taková hodnota klidového proudu, aby bylo co nejvíce potlačeno přechodové zkreslení a zároveň bylo dosaženo slušné účinnosti. Je to kompromis mezi třídou A a B. Úhel otevření je o něco málo větší než  $180^\circ$  a mění se v závislosti na klidovém proudu, který se nastavuje u bipolárních tranzistorů řádově na desítky miliampér a u tranzistorů řízených polem i více jak stovky miliampér.



obr 1.3 – třída AB



obr 1.4 – třída C

### **Třída C ( $\Theta < 180^\circ$ )**

Ve třídě C (obr 1.4) mají zesilovače nastaven pracovní bod za bod zániku klidového proudu a jenom vyšší amplituda vstupního signálu otevírá tranzistor. Úhel otevření je menší jak  $180^\circ$  a díky tomu je zkreslení veliké, signál obsahuje velké množství vyšších harmonických. Rezonanční obvod zapojený jako zátěž vybere užitečnou 1. harmonickou, chová se jako selektivní filtr. Účinnost zesilovače je ještě vyšší než u třídy B a použití najdou ve vysokofrekvenční technice hlavně jako koncové stupně vysílačů.

### **Třída D**

Zde se využívá pulsně šířková modulace. Na vstupu je signál převeden na sled pulsů o různé šířce a stejné opakovací frekvenci. Tranzistory tak pracují v pulsním režimu, signál výrazně zkreslují a zanášejí do signálu vyšší harmonické. Na výstupu jsou pak tyto frekvence potlačeny dolní propustí. Teoreticky se dosahuje účinnosti 100 %, prakticky však něco přes 90 %. Tepelná ztráta je zanedbatelná a lze takto realizovat zesilovače velkých výkonů. Velkou nevýhodou jsou problémy s odstíněním nežádoucích vyšších harmonických složek, které pronikají do rozhlasového pásma. Další nevýhodou je pak i velké zkreslení na vyšších kmitočtech.

### **Třída G**

Používá se hlavně v audio zesilovačích, přičemž se vychází ze špičkové a ze střední hodnoty signálu. Vyskytují-li se špičky v signálu v menším množství je zbytečné dimenzovat zesilovač na sinusový výkon úrovně špičkového signálu. Napájecí zdroje a koncové tranzistory jsou zapojeny do série. Při nižší amplitudě signálu se tak využije zdroje menšího napětí a „spodního“ tranzistoru. Vyšší amplituda pak otevře i „horní“ tranzistor, který je napájen zdrojem vyššího napětí. Tranzistory pracující jen při vyšší amplitudě svým sepnutím zapříčiní vznik zkreslení, které se podobá přechodovému.

### 1.3 Základní technické parametry zesilovačů

#### **Zkreslení**

Důsledkem různých vlivů dochází v zesilovači ke zkreslení signálu. Zkreslení může být různého druhu a ty základní jsou:

*zkreslení přechodové* – Je způsobeno nelinearitou zesilovacích prvků (tranzistorů) v počátku jejich charakteristiky. Vzniká u zesilovačů pracujících ve třídě AB a B. Při nízké frekvenci je zkreslení potlačeno zpětnou vazbou, při vyšší frekvenci se eliminuje posunutím pracovní oblasti do lineárnější části a to nastavením klidového proudu.

*zkreslení intermodulační TID* – Na výstupu zesilovače se objevují různé kombinace (sčítání, odečítání...) frekvencí vstupujících do zesilovače. Opět způsobeno nelinearitou zesilovacích prvků.

*zkreslení tranzientní TIM* – Podmínkou vzniku TIM je zpětná vazba, která zapříčiní zvýšení budícího napětí, které je ale limitováno napájecím napětím zesilovače. Dojde k limitaci a tím i k TIM. Vzniká při vyšším kmitočtu a amplitudě.

*zkreslení harmonické THD* – Opět způsobené nelinearitou zesilovacích prvků. Vlivem nelinearity vznikají k sinusovému signálu vyšší harmonické složky. Jsou vždy celočíselným násobkem základní frekvence.

#### **Vstupní impedance**

Vysoká vstupní impedance způsobuje větší citlivost na brum a průnik vysokofrekvenčního signálu. Je proto vhodnější a doporučené používat hodnoty od jednotek až po desítky kiloohmů. Samozřejmě důležitým hlediskem je schopnost „předobvodu“ zesilovače pracovat s danou impedancí.

#### **Výstupní impedance**

Výstupní impedance by měla být vždy co nejmenší. Tranzistorové zesilovače ji mají až řádově jednotky miliohmů. U elektronkových zesilovačů může být až jednotky ohmů. V souvislosti s výstupní impedancí se někdy udává hodnota činitele tlumení, která udává poměr mezi výstupní a zatěžovací impedancí.

#### **Selektivita**

Je dána strmostí frekvenční charakteristiky (dB/dek) a vyjadřuje schopnost zesilovače potlačit vyšší nebo nižší frekvence vzhledem k šířce pásma.

### ***Rychlost přeběhu (Slew Rate)***

Rychlost přeběhu vyjadřuje změnu výstupního napětí za minimální možnou dobu. Nepřímo také udává šířku pásma zesilovače. Nejčastěji se měří na obdélníkovém signálu od 10 % do 90 % náběžné nebo závěrné hrany a nejběžněji udávaná jednotka je V/uS.

### ***Odstup signál / šum (SNR)***

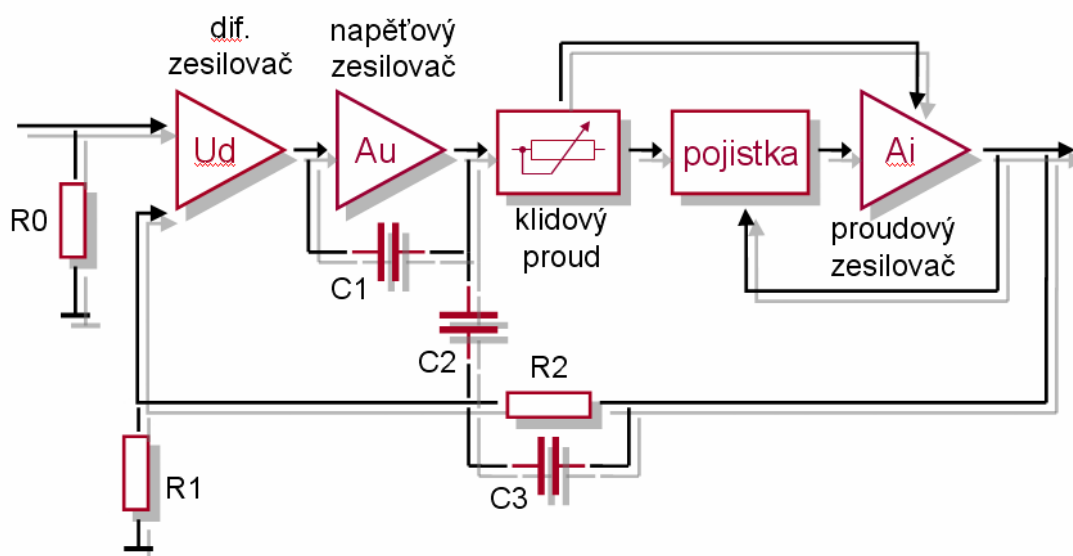
$$SNR = 20 \log \frac{U_{\text{signál}}}{U_{\text{šum}} + U_{\text{brum}}} [dB]$$

Šum se vyskytuje v signálu hned v několika formách jako např. výstřelový šum, blikavý šum, tepelný šum, odporový šum... Brum je určen hlavně konstrukčním uspořádáním zesilovače. Je to vlastně indukované rušivé napětí v signálu a nejčastěji se jedná o rušení síťovou frekvencí 50Hz. Brum se dá výrazně potlačit kroucením párových vodičů, které se jinak chovají jako anténa.

### ***Limitace***

Stav kdy zesilovač není schopen přenést signál v plném rozsahu na výstup, protože je limitován napájecím napětím. V tomto stavu jsou přesyceny přechody tranzistorů nosiči nábojů. Jejich rekombinace pak trvá různou dobu, nejdéle pak u výstupních tranzistorů. Na krátký okamžik přestane fungovat zpětná vazba a signál je výrazně zkreslen. Chování v limitaci se zjišťuje přebuzením zesilovače sinusovým signálem a pozorováním překmitů těsně za maximem sinusovky.

## **1.4 Obvodová řešení výkonového zesilovače**



obr 1.5 – blokové schéma výkonového zesilovače

Obecně známé blokové schéma běžného výkonového zesilovače, tak jak jej uvedl P. Dudek v [5], je znázorněno na obr 1.5. Signál je na přiveden do vstupního zesilovače, který je většinou řešen jako diferenciální. Následuje napěťový zesilovač a obvod pro nastavení klidového proudu. Napěťově velký, ale výkonově slabý signál je pak zesílen v proudovém zesilovači. Pojistka kontroluje a případně omezuje výstupní proud. Z výstupu na vstup je pak zavedena zpětná vazba. Může být jak proudová tak napěťová. Kapacity C1 až C3 jsou korekční a přispívají ke stabilitě celého systému. Odporů R1 a R2 je nastaveno zesílení.

### ***Vstupní zesilovač***

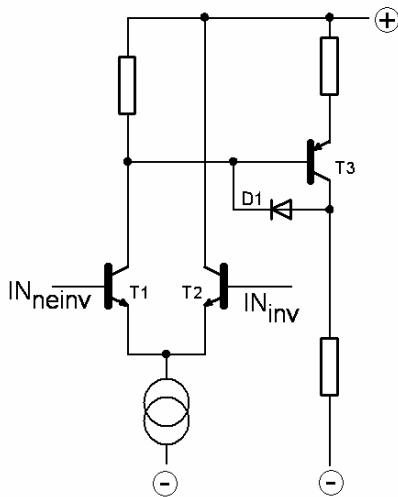
Vstupní zesilovač nemá příliš velké zesílení, jeho hlavním úkolem je odvodit rozdíl vstupních signálů. Může být řešen nízkošumovým operačním zesilovačem nebo častěji používanými diskrétními prvky – tranzistory. Vstupní zesilovač určuje šumové vlastnosti celého zesilovače. Měl by dobře potlačovat součtové napětí, mít dobrou linearitu, velkou rychlost a teplotní stabilitu. Výstupní odpor by měl být co nejmenší, aby se v dalším stupni mohl jeho vliv zanedbat. Nejčastěji se používá diferenciální zapojení bipolárních tranzistorů. Sice mají oproti tranzistorům řízený polem horší šumové vlastnosti, ale šumově se lépe přizpůsobí běžným generátorům. Lepších vlastností tranzistorů řízených polem se dá tak využít pouze u zdrojů s velkým odporem v řádu stovek k $\Omega$ . Vstupní tranzistory by měly mít velké proudové zesílení, co nejmenší vstupní odpor, klidové napětí kolektor–emitor menší jak 1 V a nemělo by překročit hranici 5 V, kde se začne zvyšovat šum. Vše je dobře vysvětleno a popsáno v [6]. Moderní výkonové zesilovače jsou postaveny na tzv. celosymetrickém zapojení, což znamená, že je tak zapojen i vstupní zesilovač. Výhoda je v použití prvků se stejnými parametry na odpovídajících zrcadlových místech obou větví. Vzniklé zkreslení v jedné větvi je pak potlačeno zkreslením opačné polarity v druhé větvi.

### ***Napěťový (rozkmitový) zesilovač***

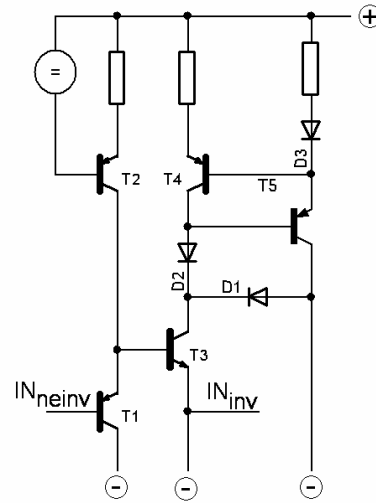
Jeho hlavním úkolem je signál napěťově zesílit na žádanou úroveň, bez zpětné vazby na maximální možnou. Dále se totiž signál zesiluje pouze proudově. Hlavními požadavky na tento stupeň je zejména dobrá linearita, vysoké zesílení na prázdko, velká rychlost přeběhu a malá výstupní impedance. Ukázka zjednodušeného používaného rozkmitového stupně spolu se vstupním zesilovačem je na obr 1.6 v „napěťovém“ módu a na obr 1.7 v „proudovém“ módu. Kapacitní složka vstupní impedance následujícího stupně, kapacita plošného spoje a také Millerova kapacita samotného napěťového



stupně přispívá k poklesu zesílení na vyšších frekvencích a tím i k rychlosti a zkreslení. Největší měrou se na poklesu podílí Millerova kapacita, která je v „napětovém“ módu zvětšována díky Millerovu jevu. V „proudovém“ režimu tomu tak není a rychlost rozkmitového zesilovače je tak podstatně větší.



obr 1.6 – napětový režim



obr 1.7 – proudový režim

Důležitou součástí rozkmitového stupně jsou antisaturační diody, které brání saturaci tohoto stupně a tím i saturaci výstupního obvodu. Možností jak zabránit limitaci výstupu je více, další je např. napájení výstupu větším napětím než napětového zesilovače.

### **Obvod pro nastavení klidového proudu**

Tento obvod má za úkol udržovat předpětí na výstupních zesilovacích prvcích, čímž je udržuje otevřené ve třídě AB. Návrh obvodu vždy závisí na použití těchto výstupních prvků. Závisí-li na jejich teplotě klidový proud, je potřeba obvod s koncem teplotně svázat. Bipolární tranzistory mají kladný teplotní koeficient což znamená, že zvyšováním teploty tranzistoru roste i proud jim protékající a naopak. Bez použití teplotní vazby by pak proud stoupl až do zničení tranzistoru.

U tranzistorů řízených polem je situace podobná. Při malých proudech je teplotní koeficient záporný, při větších kladný a ještě při větších proudech je pak opět záporný. Proud při kterém se mění teplotní koeficient z kladného na záporný je u většiny typů jiný. Např. u starších typů Hitachi je tento proud  $I_{SD} = 100 \text{ mA}$  a odpadá tak nutnost teplotní stabilizace. U novějších typů vyráběné technologií HEXFET se mění teplotní koeficient až při 5–25 A a teplotní stabilizace je nutná. U většiny ostatních výstupních zesilovacích prvků jako jsou např. elektronky není potřeba teplotní svázanosti.

Jako teplotní čidlo se nejběžněji používají tranzistory umístěné s výstupem na stejném chladiči. Dále se mohou použít např. sériově řazené diody, termistor... Stále by ale mělo platit, že teplotní koeficient by měl být podobný koeficientu výstupních prvků.

### ***Proudová pojistka (VI limiter)***

Při přetížení zesilovače, při zkratu výstupu nebo při komplexní zátěži může dojít vlivem velkého proudu (výkonu) ke zničení výstupních zesilovacích prvků. Proto by měl zesilovač obsahovat obvod, který při přetížení omezí výstupní proud. Jednoduchá situace je u elektronkových zesilovačů. V důsledku své konstrukce mají omezený výstupní proud a jedinou pojistkou je tavná pojistka proti překročení anodové ztráty.

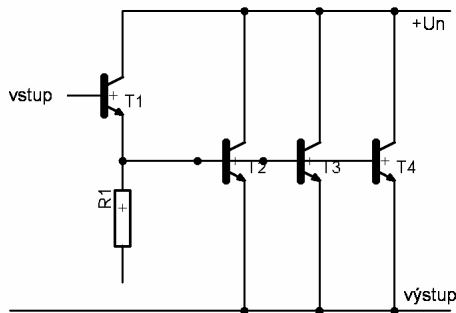
Složitější situace nastává u bipolárních a unipolárních tranzistorů. Díky jejich velké strmosti je nutné zařadit na výstup obvod, který bude proud (výkon) limitovat. Obvod vyhodnocuje výstupní proud a při překročení jisté meze limituje budící napětí. Při čistě odporové zátěži je výkon úměrný proudu, ale při komplexní zátěži už tomu tak není a proto je nutné, aby obvod vyhodnocoval i napětí na koncových tranzistorech.

### ***Proudový zesilovač***

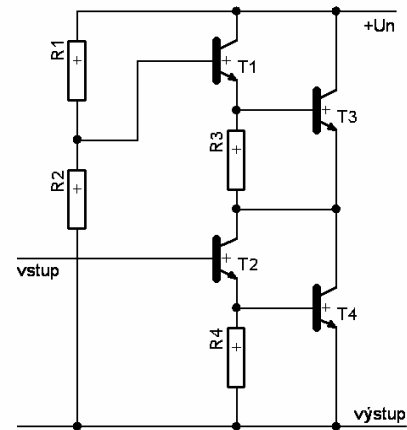
Proudový zesilovač je výstupním obvodem celého výkonového zesilovače. Výkonově zesiluje napětí dodávané rozkmitovým stupněm. Návrh této části obvodu je asi nejproblematictější. Výkonové součástky pracují s velkými proudy a napětími. Zároveň na nich vzniká podstatná část výkonové ztráty zesilovače – potřeba chlazení. Výkonové prvky zdaleka nedosahují takových parametrů jako jejich nízkovýkonové ekvivalenty. Proto připojení výstupního stupně k budící části zesilovače značně destabilizuje celý systém, který se potom musí složitě kompenzovat.

Proudový zesilovač je vlastně napěťový sledovač, v tranzistorovém zapojení známý jako emitorový sledovač (SC). V praxi se používá výhradně toto zapojení. Výkon se většinou zvyšuje paralelním řazením součástek (obr 1.8). Součástky pak musejí mít přibližně stejné charakteristiky, aby se nestalo, že při stejném budícím napětí jimi poteče několikaampérový rozdílový proud. V případě tranzistorů se klidové proudy dají vyvážit zmenšením strmosti tranzistoru malým emitorovým odporem.

Výstupní výkon se dá zvýšit také sériovým řazením výstupních součástek (obr 1.9). Používá se zejména při velkých napájecích napětích, kdy samotné zesilovací prvky nemohou pracovat v oblasti takových napětí. U bipolárních tranzistorů má zapojení jednu velkou výhodu a to posun pracovního bodu do nižší oblasti SOAR.



obr 1.8 – paralelní řazení



obr 1.9 – sériové řazení

Nejběžněji používanými výkonovými prvky jsou tranzistory a elektronky.

*elektronky – výhody* – vlastním omezením proudu, při daném výkonu dobré frekvenční vlastnosti, prakticky žádný šum a nemožnost rušení.

*nevýhody* – velké rozměry, potřeba žhavení, vyšší provozní napětí, tepelné ztráty, nízká účinnost a hlavně malý max. anodový proud.

*tranzistory – výhody* – menší velikost, nižší pořizovací náklady, vyšší spolehlivost a životnost, schopnost řízení velkých proudů

*nevýhody* – nenulový teplotní koeficient, větší šum, horší vlastnosti vzhledem k řízení.

Bipolární tranzistory jsou řízené proudem. Při větším kolektorovém proudu je tak potřeba i velký budící proud. Velkou nevýhodou je malá pracovní oblast SOAR, ze které lze určit proudovou zatížitelnost tranzistoru při daném napětí. Při větších napětích je totiž povolený proud menší než vypočtený z katalogové hodnoty výkonu. Ještě větší nevýhodou je doba zavření tranzistoru. Jak již bylo zmíněno, v zesilovačích se používá symetrického zapojení. Při průchodu signálu nulou by se měl tranzistor z jedné větve pomalu otevírat a tranzistor z druhé větve pomalu uzavírat. Jelikož doba otevření je mnohem menší než doba uzavření, nastane stav, kdy jsou oba tranzistory otevřeny zároveň (už od 10 kHz), důsledkem čehož jimi teče velký proud tzv. „příčný proud“. Tento proud je úměrný frekvenci a může mít za následek zničení výkonových tranzistorů.

Oproti tomu tranzistory řízené polem mají velmi malé rozpínací a spínací časy, nevzniká tak příčný proud a tranzistory mohou být použity ve výkonových zesilovačích s horní frekvencí řádově stovky MHz. Další výhodou je velká vstupní impedance, která má ale kapacitní složku a při větší frekvenci je pak paradoxně nutné tranzistory spínat

minimálně stejným proudem jako „bipoláry“. Důležitým parametrem je odpor  $R_{DSON}$ , což je odpor mezi sourcem a drainem při sepnutém stavu. Některé tranzistory jej mají větší než  $1 \Omega$  a vzniká tak na nich při sepnutí velká výkonová ztráta.

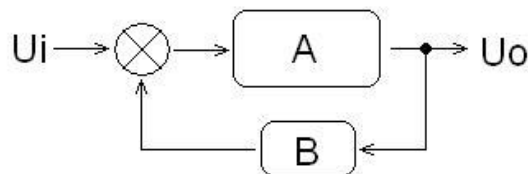
### ***Další obvody v zesilovači***

Obvodem, který může být použit v jakémkoliv zesilovači, je tzv. DC servo. Jeho úkolem je nulovat offset. Je založený na operačním zesilovači s malým offsetem (Chopper OZ) a velmi velkým vstupním odporem (OZ se vstupními unipolárními tranzistory). OZ je pak zapojen jako integrátor a výstup integrátoru řídí jeden ze vstupů výkonového zesilovače.

Co se týče napájení, mají výkonové zesilovače značně velké filtrační kapacity. V momentě zapojení tečou ze sítě do takového zdroje až desítky ampér, což je nežádoucí. Způsobí vyhození síťového jističe a ani použité součástky ve zdroji nejsou na takový proud stavěné. Aby proudový náraz nebyl tak velký, přidává se často do primárního vinutí transformátoru odpor, který je po náběhu zkratován relém. Dalším řešením může být použití fázově řízeného triaku, který je postupně otevírán a po otevření je stejně jako odpor v předchozím zkratován pomocí relé.

## **1.5 Zpětná vazba a stabilita**

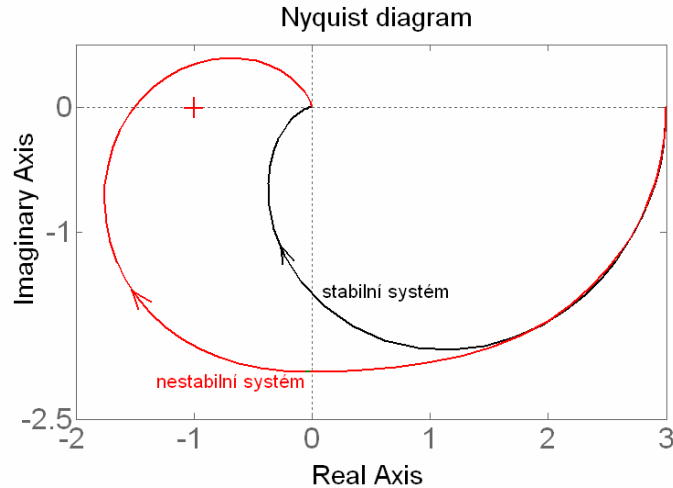
Zpětnou vazbou (ZV) se míní zapojení, v němž je část výstupní energie přiváděna na vstup zesilovače (obr 1.10). Je-li fáze stejná jde o kladnou ZV, je-li opačná jde o zápornou ZV. Žádný systém není ideální a zesilovač už vůbec ne. Obsahuje parazitní kapacity (hlavně použité tranzistory). Tím se stává přenos zesilovače a i celé zpětnovazební smyčky frekvenčně závislý. Pro některé frekvence se tak záporná ZV mění na kladnou a naopak, což má zásadní vliv na stabilitu systému. Vzhledem k zesilovači je rozhodující záporná ZV. Stabilizuje, zmenšuje napěťové zesílení, zvětšuje šířku pásma a potlačuje zkreslení.



obr 1.10 – blokové schéma systému se zpětnou vazbou

Přenos uzavřeného systému je dán vztahem  $F = A/(1 - AB)$ , kde  $A$  je přenos zesilovače a  $B$  je činitel zpětné vazby. Přenos otevřeného systému je pak součin  $AB$ . Pro zjištění stability takového systému existují různé kritéria.

Nejznámější a nejpoužívanější je zjednodušené Nyquistovo kritérium stability: Je-li otevřený obvod s přenosem  $AB$  stabilní, pak uzavřený obvod s přenosem  $F$  bude stabilní, bude-li při procházení Nyquistova diagramu (obr 1.11) ve směru rostoucí frekvence bod  $(1, j0)$  po levé straně.

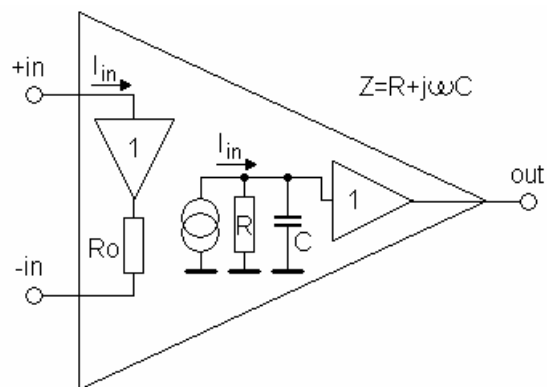


obr 1.11 – Nyquistův diagram

To znamená, že při fázovém posuvu  $180^\circ$  nesmí být přenos systému větší jak jedna, jinak je obvod nestabilní. Stabilita systému se zajišťuje různými kompenzacemi. V případě zesilovače jsou to korekční kapacity, které posouvají frekvenční charakteristiku do bezpečné (stabilní) oblasti.

## 1.6 Zesilovače VFA a CFA

*Zesilovače s proudovou zpětnou vazbou CFA (Current Feedback Amplifier)*



obr 1.12 – CFA

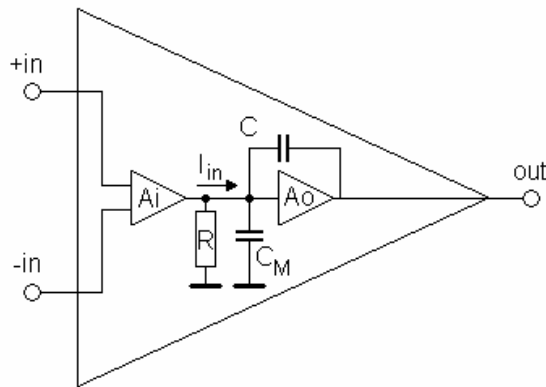
Vstupní část je tvořena jednotkovým zesilovačem, zapojeným mezi svorky  $+in$  a  $-in$ . Vstup s vysokou impedancí na kladné a výstup s nízkým odporem  $R_o$  na záporné svorce. Jak je vidět z obr 1.12, vstupní „chybový“ proud  $I_{in}$  je zrcadlen do výstupní části tzv. transimpedančního zesilovače, kde platí:

$$u_{out} = i_{in} \cdot Z$$

Transimpedanční zisk  $Z$  dosahuje vysokých hodnot, ideálně nekonečno, a proto na něm vzniká vysoký úbytek napětí. Tady vzniká veškeré zesílení obvodu. Odpor  $R$  reprezentuje vstupní odpor výstupního sledovače a kapacita  $C$  reprezentuje rozptylové kapacity obvodu. Výstupní sledovač má zesílení rovno jedné a nedochází tak k výraznému zvětšování rozptylových kapacit díky Millerovu jevu. To je hlavní důvod proč CFA dosahují výrazně vyšších frekvencí a rychlostí přeběhu oproti VFA. Analýzou v časové oblasti podle Punčocháře [12] lze dokázat, že rychlost přeběhu není teoreticky ničím omezena.

Proud  $i_{in}$  je na vstupu nejčastěji snímán proudovými zrcadly zapojenými ve výstupním obvodu spolu s výstupním sledovačem napětí. Přenos signálu ze vstupu na výstup je tedy spíše na úrovni proudů.

*Zesilovače s napěťovou zpětnou vazbou VFA (Voltage Feedback Amplifier)*

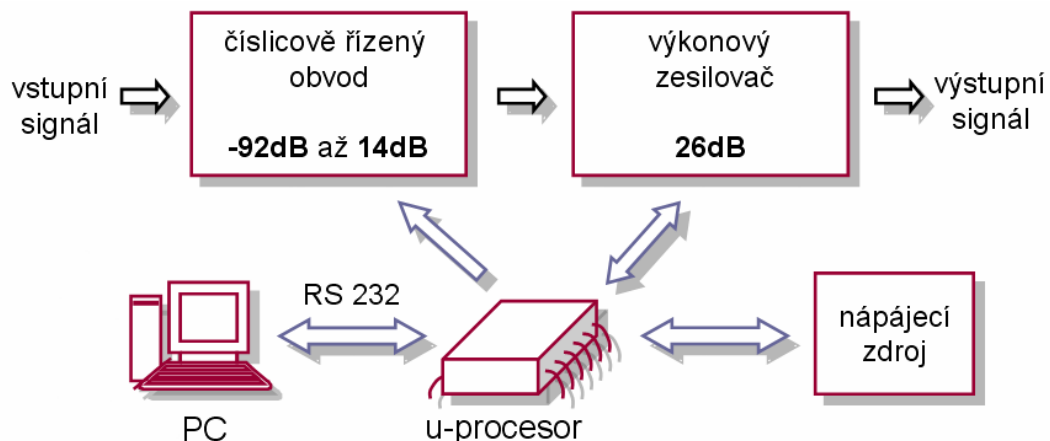


obr 1.13 – VFA

Vstupní část tvoří rozdílový zesilovač  $A_i$ . Vyhodnocuje napětí na kladné a záporné svorce a rozdíl pak převede na proud  $I_{in}$ . Chová se tak jako převodník  $U/I$ . Proud teče do impedance  $R$  a kapacity  $C_M$  a spolu s rozdílovým zesilovačem tvoří vstupní část o zesílení  $A_i$ . Signál je dále napěťově zesílen zesilovačem se ziskem  $A_o$ . Z důvodu zajištění stability je kondenzátorem  $C$  vytvořena záporná zpětná vazba. Tento korekční kondenzátor rozhoduje o velikosti Millerovy kapacity  $C_M$  a to ve vztahu  $C_M = (1 + A_o) \cdot C$ . Vzhledem k vysoké hodnotě impedance  $R$  tvoří převodník  $U/I$  a kapacita  $C_M$  integrátor proudu. Protože tento proud nemůže být nekonečný, je omezený, je i odezva integrátoru omezená. Tím se vysvětluje konečná teoretická rychlost samotného zesilovače s napěťovou zpětnou vazbou.

## 2 Návrh zařízení

Dle zadání mají být některé parametry zesilovače ovládány počítačem. V první řadě je nutné zvážit, kde a jakým způsobem se budou tyto parametry řídit. K vzhledem k umístění není u offsetu, vstupní impedance a stejnosměrné resp. střídavé vazby na výběr a nastavení se provádí před samotným výkonovým zesilovačem. U zisku už není situace tak jednoznačná. Existuje možnost měnit zisk přímo ve zpětné vazbě zesilovače, stejně jak se to dělá u OZ. To ale není vhodné. Maximální požadovaný zisk 40 dB a mezní frekvence 1 MHz by vedl k sestrojení „superzesilovače“, nehledě na to, že při změně zesílení se mění dynamika systému, což by následně vyžadovalo změnu korekčních kapacit. Proto je vhodnější řídit zisk před zesilovačem a to v rozmezí uvedeném na obr 2.1. Větší zesílení výkonového zesilovače snižuje jeho horní mezní kmitočet a menší zesílení zhoršuje stabilitu. Požadovaný zisk se pohybuje od -20 dB do 40 dB. To při součtu zisků obou částí, kudy protéká signál, je splněno a ve skutečnosti je spodní hranice zesílení ještě o něco menší (-92 dB), dáno násobícím D/A převodníkem v číslicově řízeném obvodu.



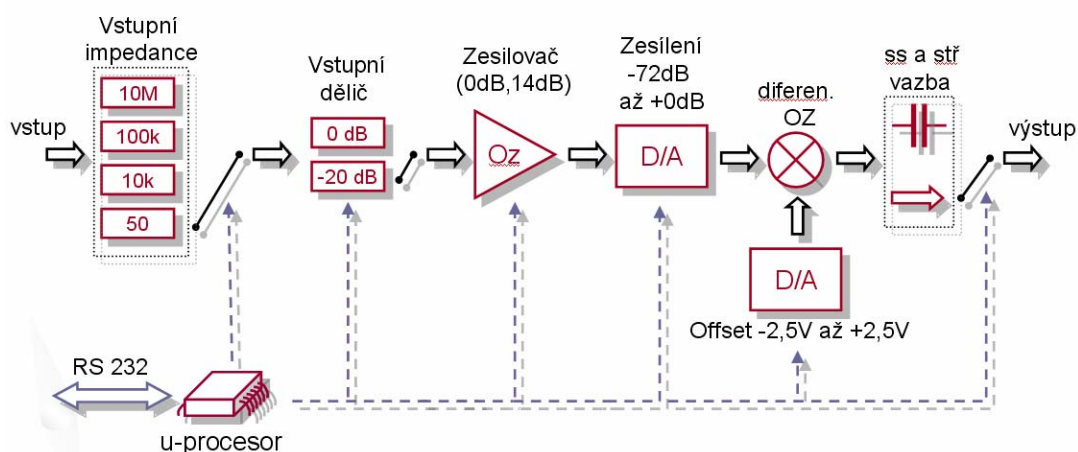
obr 2.1 – celkové blokové schéma zařízení

Řízení je realizováno mikroprocesorem, který komunikuje s uživatelským PC přes rozhraní RS232. Od tohoto rozhraní se již pomalu ustupuje a v novějších počítačích se vyskytovat nemusí, přesto toto řešení má jistou výhodu. V mnoha případech (laboratoře, dílny...) je ještě bohužel možné narazit na starší PC bez USB a připojení k takovému PC by byl problém. V opačné případě je situace snazší. Existuje totiž spousta jednoduchých redukcí „USB to RS232“.

Všechny části, tak jak jsou zakresleny na obr 2.1, jsou dále dostatečně popsány a vzhledem k délce vývoje je pak nejvíce popsán výkonový zesilovač.

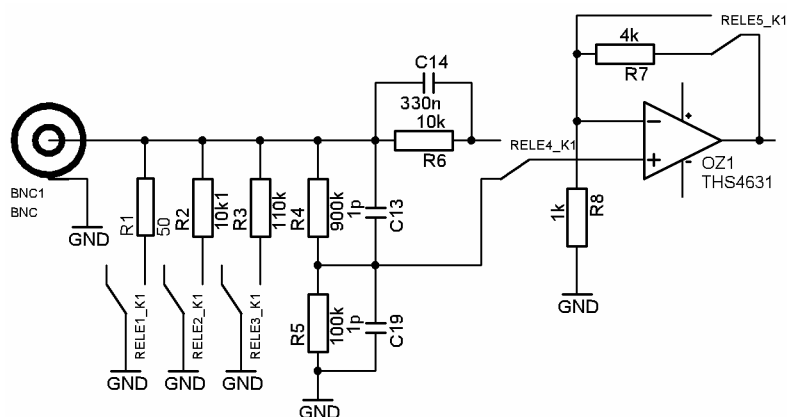
### 3 Číslicově řízený obvod

Úkolem tohoto obvodu je poskytnout uživateli vlastní úpravu signálu. K přizpůsobení vstupnímu signálu slouží přepínatelná vstupní impedance v rozsahu uvedeném na obr 3.1. Následuje odporový dělič, který spolu se zesilovačem a s D/A převodníkem umožňuje měnit zesílení tohoto obvodu v rozmezí -92 dB až 14 dB. K signálu je pak možné přičíst žádanou offsetovou hodnotu (-2,5 V až +2,5 V). Možná filtrace stejnosměrné složky je pak provedena na výstupu, což je vlastně zároveň vstup výkonového zesilovače. Všechny tyto části jsou řízeny mikroprocesorem ATmega16.



obr 3.1 – blokové schéma číslicově řízeného obvodu

#### 3.1 Vstupní impedance, dělič a zesilovač OZ



obr 3.2 – vstupní část

Signál je přiveden koaxiálním kabelem přes konektor BNC. Jsou-li relé 1 až 3 ve stejném stavu jako na obr 3.2, je vstupní impedance dána součtem odporů R5 a R4. Je to výchozí nastavení po spuštění přístroje. Tabulka tab 3.1 ukazuje stavy relé1 až relé3 pro požadovanou vst. impedanci. Stav „sep“ = sepnut, stav „roz“ = rozepnut. Čtvrté relé (relé4) určuje, bude-li signál před dalším zpracováním deseti-násobně zeslaben odporovým děličem R5–R4. Tuto odporovou síť je nutné impedančně oddělit.



rele1	rele2	rele3	výpočet vstupní impedance
sep	roz	roz	$R1 // (R4 + R5) = (50.1M) / (50 + 1M) \doteq 50\Omega$
roz	sep	roz	$R2 // (R4 + R5) = (10,1k.1M) / (10,1k + 1M) \doteq 10k\Omega$
roz	roz	sep	$R3 // (R4 + R5) = (110k.1M) / (110k + 1M) \doteq 100k\Omega$
roz	roz	roz	$R4 + R5 = 900k + 100k = 1M\Omega$

tab 3.1 – výpočet vstupní impedance

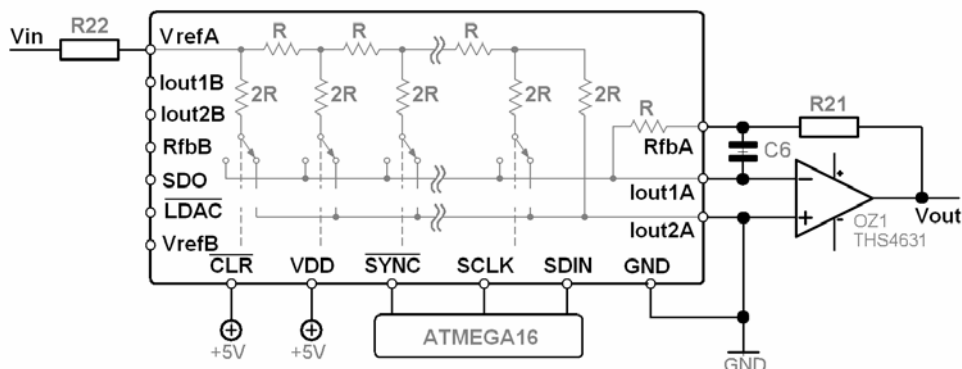
To zajišťuje operační zesilovač zapojený jako neinvertující, který má navíc nastavitelné zesílení 1 nebo 5 a spolu s výkonovým zesilovačem určuje maximální celkové zesílení. Velkou pozornost si zaslouží výběr OZ. Musí mít velkou vstupní impedanci, malý vstupní proud a ještě ke všemu musí být dostatečně rychlý. Takové parametry splňují operační zesilovače se vstupními tranzistory typu JFET, jako např. zde použitý THS4631. Jeho impedance na vstupu je  $Z_{vst} = 10^9 \parallel 3,9 \text{ pF}$ , vstupní proud pouhých 100 pA a rychlost přeběhu 1000 V/us. Bohužel kapacitní složka vstupní impedance OZ je v kombinaci s odpory R4, R5 a R6 příliš velká a je potřeba provést její kompenzaci kondenzátory C13, C14 a C19. Paralelní kombinace  $R6 \parallel C14$  a vstupní impedance  $Z_{vst}$  tvoří dělič napětí a pro zachování dělicího poměru je potřeba, aby měli podobné časové konstanty tzn.  $R6 \times C14 \approx 10^9 \times 3,9 \times 10^{-12}$ . Obdobná situace nastává i pro kombinace  $R4 \parallel C13$  a  $R5 \parallel C19$ . Tvoří zatížený dělič se zátěží  $Z_{vst}$  a časové konstanty by měli přibližně být  $R4 \times C13 \approx (R5 + 10^9) \times (3,9 \times 10^{-12} + C19)$ . V obvodu byly nakonec použity kondenzátory trochu jiných hodnot, než by odpovídalo výpočtům časových konstant, byly určeny experimentální cestou, viz. kapitola 3.9.

### 3.2 D/A převodník (-72 dB až 0 dB)

Měnit zisk v rozsahu -72 dB až 0 dB umožňuje násobící dvoukanálový D/A převodník AD5449. Je to jeden z mála převodníků použitelných pro 1MHz signály a jak název napovídá, jde o produkt firmy Analog Devices. Jeho šířka pásma je 10 MHz. Hodnota R bývá v rozmezí 8 kΩ – 12 kΩ, typicky pak 10 kΩ. Obsahuje dva na sobě nezávislé kanály A a B, které je možno řídit přes 50Mhz sériovou linku SPI. Rozlišení obou kanálů je 12 bitů. Napájecí napětí je 5 V a vstupní i výstupní napětí by nemělo přesáhnout  $\pm 10 \text{ V}$ . Zajímavým údajem je také jeho spotřeba, která se pohybuje kolem 0,5 uA.

AD5449 je možné provozovat ve dvou základních režimech „Standalone“ a „Daisy-Chain“. Druhý zmíněný režim „Daisy-Chain“ je používán pro řízení více D/A převodníků, které jsou připojeny sériově k výstupu SD0, což prakticky znamená, že

k ovládání až 16-ti takovýchto převodníků může být použito pouhých 4 vodičů. V této aplikaci je použit druhý „Standalone“ režim a to znamená, že AD5449 je řízený klasickým způsobem jako většina komponent využívajících linku SPI. Komunikaci s mikroprocesorem a zapojení v tomto režimu ukazují obr 3.3 a obr 3.4.



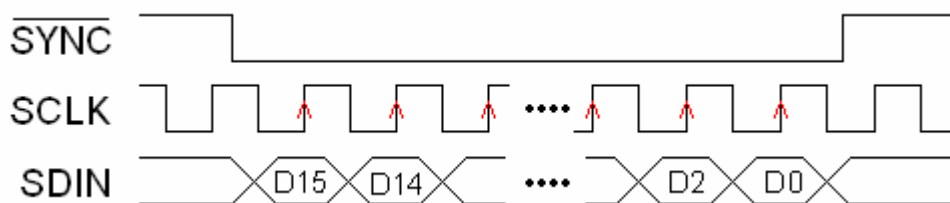
obr 3.3 – zapojení D/A převodníku AD5449 s OZ

Z výše uvedeného obrázku je vidět, že AD5449 je vlastně „jen“ odporová síť R-2R připojená ke vstupu invertujícího OZ. Jde takzvaně o zapojení v unipolárním módu, kdy polarita výstupního napětí  $V_{out}$  závisí pouze na polaritě vstupu  $V_{in}$ . Odporů R21 a R22 nejsou ve skutečnosti zapojeny, jsou vyvedeny na desce plošného spoje kvůli možnosti pozdějšího připojení. Těmito odporů je možné zvýšit resp. snížit zesílení D/A převodníku.

Iout1A, Iout1B	Proudový výstup kanálu A a kanálu B
Iout2A, Iout2B	Analogová zem
RfbA, RfbB	Zpětnovazební odpor převodníku, typicky zapojený na výstup OZ.
VrefA, VrefB	Referenční napětí obou kanálů
GND	GND
VDD	Napájecí napětí
$\overline{LDAC}$	Výběr asynchronního a synchronního režimu. Výstup A/D je asynchronně nastavován sestupnou hranou tohoto signálu. Je-li držen na nule, je výstup nastaven při šestnáctém hodinovém impulsu SCLK ve Standalone režimu nebo náběžnou hranou vstupu $\overline{SYNC}$ v Daisy-Chain režimu.
SCLK	Hodinový vstup. Data jsou načtena do posuvného registru řídicí hranou tohoto signálu.
SDIN	Datový vstup.
SDO	Datový výstup. Používá se v Daisy-Chain režimu. 16bitová slova jsou nahrávána jak do vstupního registru D/A tak i na výstup SDO.
$\overline{SYNC}$	Řídicí vstup.
$\overline{CLR}$	„Nulování“. Při „0“ je výstup D/A nastaven na nulu nebo na polovinu referenčního napětí.

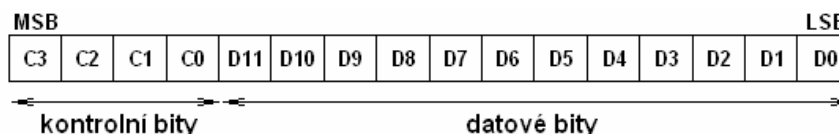
tab 3.2 – popis pinů AD5449

Význam jednotlivých pinů je popsán v předchozí tabulce (tab 3.2). Protože je použit poměrně rychlý OZ je do jeho zpětné vazby zapojena kompenzační kapacita C6 s hodnotou 1 pF (doporučeno výrobcem). Nároky na vlastnosti operačního zesilovače jsou stejné jako v případě vstupního OZ (rychlost, vstupní proud i impedance). Proto je použit stejný typ THS4631.



obr 3.4 – SPI komunikace v režimu Standalone

Do posuvného registru jsou načítána 16bitová slova s každou řídicí hranou hodinového signálu SCLK. Implicitně po power-up (připojení napájení) je řídicí hrana sestupná. Protože jsou v celém obvodu použity dva D/A převodníky (MAX541, AD5449), je vhodné jim nastavit stejný komunikační protokol. U MAX541 protokol měnit nelze a u AD5449 se natavení provádí kontrolními bity. Tvar 16bitového slova a význam některých kontrolních bitů ukazuje obr 3.5 a tab 3.3.



obr 3.5 – 16bitové slovo

C3	C2	C1	C0	funkce
0	0	0	1	načtení D11 – D0 a update výstupu kanálu A
1	0	0	1	zakázání Daisy-Chain režimu
1	0	1	0	data jsou načtená s náběžnou hranou SCLK
1	1	0	1	kontrolní slovo

tab 3.3 – kontrolní bity DACu

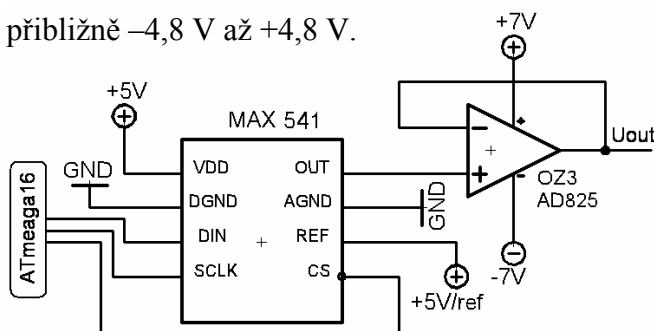
Bity C3 – C0 jde nastavit samozřejmě mnohem více, tabulka ukazuje jenom funkce v aplikaci užité. Následuje tab 3.4, z které je patrný vztah mezi datovými bity D11 – D0, vstupním napětím Vin a výstupem Vout .

bity D11 – D0		Výstupní napětí Uout
MSB	LSB	
1111	1111 1111	$-V_{ref} \cdot [(2^{12} - 1) / 2^{12}]$
1000	0000 0000	$-V_{ref} \cdot (2^{11} / 2^{12})$
0000	0000 0001	$-V_{ref} \cdot (1 / 2^{12})$
0000	0000 0000	0 V

tab 3.4 – unipolární mód AD5449

### 3.3 Offset

Offset je nastavován pomocí 16b D/A převodníku MAX541. Díky jeho velké výstupní impedanci, je použito typického zapojení s OZ v unipolárním módu (obr 3.6). Polarita výstupu je vždy kladná ( $U_{ref} = +5V$ ). Bipolární mód by byl vhodnější bohužel ho tento převodník nepodporuje. Stejně jako ostatní operační zesilovače použité v číslicově řízeném obvodu (THS4631), musí mít i tento OZ malý vstupní proud a velkou vstupní impedanci. Nemusí být již tak rychlý a proto zcela vyhoví pomalejší typ AD825. Tento zesilovač je zde použit ještě z jednoho důvodu – při napájení  $\pm 7V$  je rozmezí vstupního i výstupního napětí přibližně  $-5,5V$  až  $+5,5V$ , což vyžaduje D/A převodník, jehož výstupní napětí je max.  $5V$ . THS4631 by pracovalo při stejném napájení s napětím přibližně  $-4,8V$  až  $+4,8V$ .



obr 3.6 – MAX541 v unipolárním módu

K nastavení výstupního napětí slouží opět 16bitový posuvný registr D/A převodníku do kterého jsou data nahrávána pomocí sériového kanálu SPI. Načtení dat probíhá podobným způsobem jako u AD5449 a je naznačeno na obr 3.4. Logická „0“ na vstupu  $\overline{CS}$  znamená čtení bitů s každou náběžnou hranou hodinového impulsu SCLK. První bit D15 je MSB. Update výstupu proběhne automaticky s náběžnou hranou signálu  $\overline{CS}$ . Vztah mezi 16bitovým načteným slovem, referenčním napětím  $U_{ref}$  a výstupem  $U_{out}$  je znázorněn v tabulce tab 3.5.

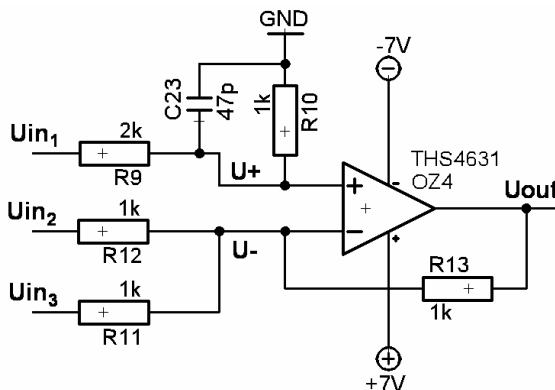
16b datové slovo		Výstupní napětí $U_{out}$
MSB	LSB	
1111	1111 1111 1111	$U_{ref} \cdot [(2^{16} - 1) / 2^{16}]$
1000	0000 0000 0000	$U_{ref} \cdot (2^{15} / 2^{16})$
0000	0000 0000 0001	$U_{ref} \cdot (1 / 2^{16})$
0000	0000 0000 0000	0 V

tab 3.5 – unipolární mód MAX541

### 3.4 Diferenciální OZ

Tímto obvodem se sčítá původní signál z AD5449 ( $U_{in1}$ ) s offsetem z MAX541 ( $U_{in2}$ ). Jelikož MAX541 pracuje pouze v unipolárním režimu, je od jeho výstupního

napětí odečteno ještě 2,5 V ( $U_{in3}$ ). Offset je tak možné nastavovat v rozmezí -2,5 V až +2,5 V. Schéma diferenciálního zesilovače (sumátoru) je na obr 3.7.



obr 3.7 – diferenciální zesilovač

Součet vstupních proudů na inv. vstupu je roven zpětnovazebnímu ( $U_+ = U_-$ ):

$$\frac{U_{in3} - U_+}{R11} + \frac{U_{in2} - U_+}{R12} = \frac{U_+ - U_{out}}{R13} \quad \text{Rce 3.1}$$

napětí  $U_+$  se spočte  $U_+ = \frac{U_{in1}}{R9 + R10} \cdot R10$

po dosazení  $U_+$  do Rce 3.1:

$$\frac{U_{in3}}{R11} + \frac{U_{in2}}{R12} - \frac{U_{in1} \cdot R10}{R9 + R10} \left( \frac{1}{R11} + \frac{1}{R12} + \frac{1}{R13} \right) = \frac{-U_{out}}{R13} \quad \text{Rce 3.2}$$

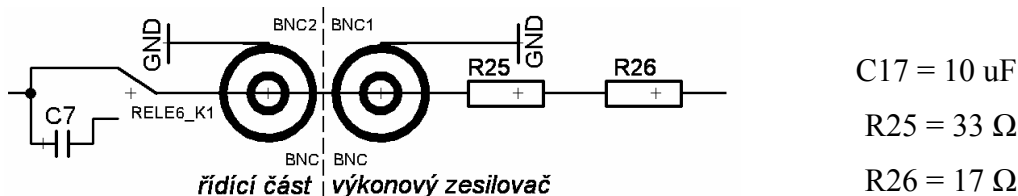
pro  $R10, R11, R12, R13 = 1 \text{ k}\Omega$  a  $R9 = 2 \text{ k}\Omega$  je rovnice Rce 3.2 následující:

$$U_{in3} + U_{in2} - U_{in1} = -U_{out} \dots\dots\dots \text{výsledná rovnice diferenciálního zesilovače}$$

Kondenzátor C23 se pro nízké kmitočty nemusí uvažovat, jeho funkce v obvodu je vysvětlena v kapitole 3.9.

### 3.5 SS a střídavá vazba

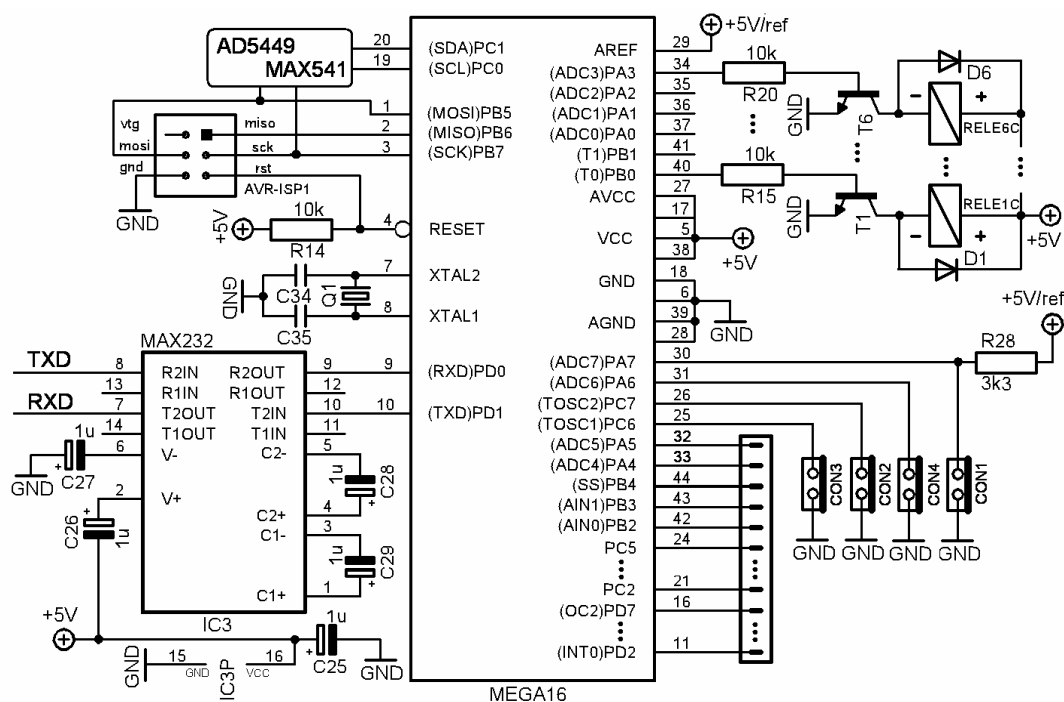
Uživatel si může připojením resp. odpojením kondenzátoru C7 v signálové cestě určit, bude-li zesilovač přenášet na výstup i stejnosměrnou nebo jenom střídavou složku. Kondenzátor C7 vytváří spolu s odpory R25 a R26 na vstupu výkonového zesilovače horní propust s dolní mezní frekvencí 318 Hz.



obr 3.8 – Horní propust

$$\text{dolní mezní frekvence: } f_d = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (R_{25} + R_{26}) \cdot C7} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 10 \cdot 10^{-6}} = 318 [\text{Hz}]$$

## 3.6 ATmega16 – zapojení



obr 3.9 – Zapojení mikroprocesoru ATmega16

Tento mikroprocesor řídí všechny uživatelem nastavitelné parametry. Je také zároveň využit k ovládání ochranných prvků zdroje i samotného výkonového zesilovače. Jde o 8bitový procesor architektury RISC. Obsahuje 16 kB programové paměti FLASH a 512 Bytů EEPROM paměti.

Jak je vidět z obr 3.9 je nutné ke komunikaci s PC po sériové lince RS232 použít obousměrný převodník logických úrovní. Zde je to obvod MAX232, který umožňuje připojení dvou vstupů a dvou výstupů. Oscilátor připojený ke vstupům XTAL1 a XTAL2 je vyveden pouze na desce plošného spoje. V aplikaci je použit vnitřní RC oscilátor s frekvencí 1 MHz. Porty PD2–PD7, PC2–PC5, PB2–PB4, PA4 a PA5 jsou vyvedeny na kolíkový konektory. Pouze PB2 je z nich využit a to k odpojení zátěže při náběhu zdroje.

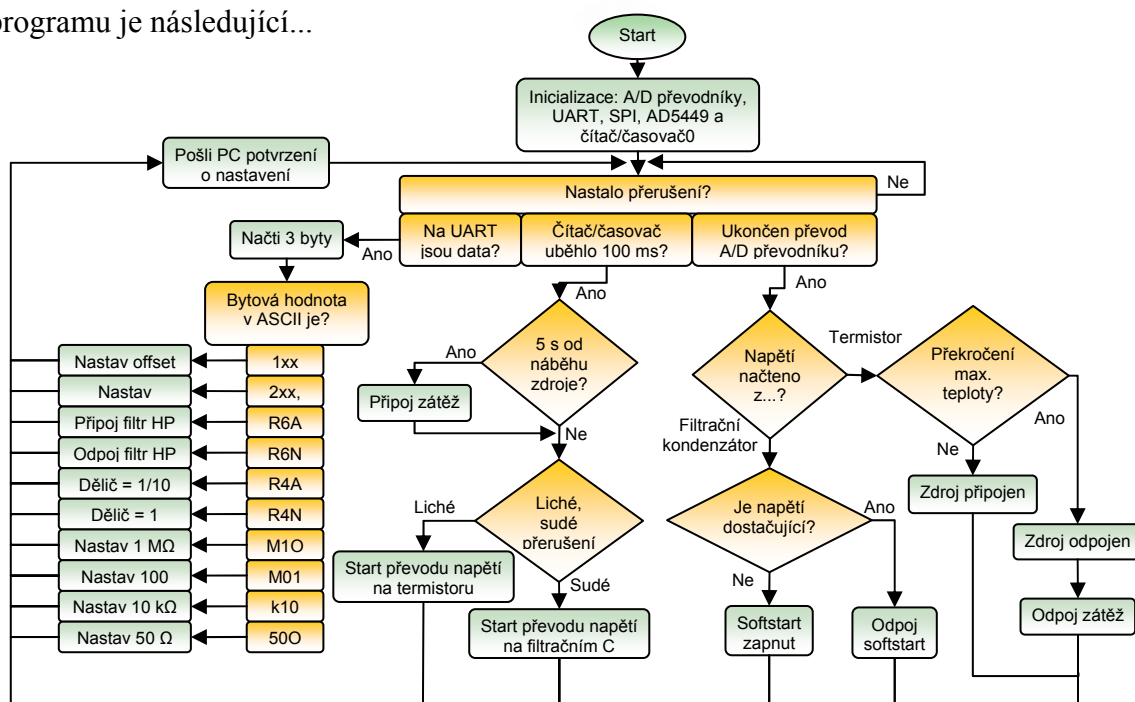
Konektor AVR-ISP1 slouží k připojení sériového rozhraní programátoru PonyProg, jehož popis a schéma zapojení je uvedeno na stránkách [8]. Tento programátor a D/A převodníky AD5449, MAX541 mají společné SPI rozhraní. Porty PC0 a PC1 v režimu Master určují, jaký z obou převodníků je adresován. PC0 adresuje MAX541 a PC1 adresuje AD5449. Vnitřní 10bitový A/D převodník ADC6 (PA6) slouží jako snímač napětí na filtračním kondenzátoru výkonového zesilovače, kdy při překročení jisté hodnoty výstup PC6 sepne relé a odpojí tak softstart zdroje. Ke konektoru CON1 je připojen spínací termistor, který je zároveň přimontován

na chladič koncových tranzistorů výkonového zesilovače. Z termistoru je snímáno napětí dalším 10bitovým převodníkem ADC7. Při teplotě 100 °C termistor sepne a na vstupu PA7 se objeví 0 V. To aktivuje teplotní pojistku (relé připojené na výstup PC7) a výkonový zesilovač je dočasně odpojen od zdroje.

K poslední šesti portů PB0, PB1, PA0–PA3 jsou připojena relé ovládajících vstupní impedanci, vstupní dělič, OZ a druh vazby (stejnoseměrnou nebo střídavou). Jejich cívkou protéká v sepnutém stavu přibližně 25 mA, proto musí být použito zapojení s tranzistory. Výstupní proud portů je pak 0,43 mA ( $4,3 \text{ V} / 10 \text{ k}\Omega$ ). Ke každému relé je ještě paralelně zapojena ochranná dioda.

### 3.7 ATmega16 – software

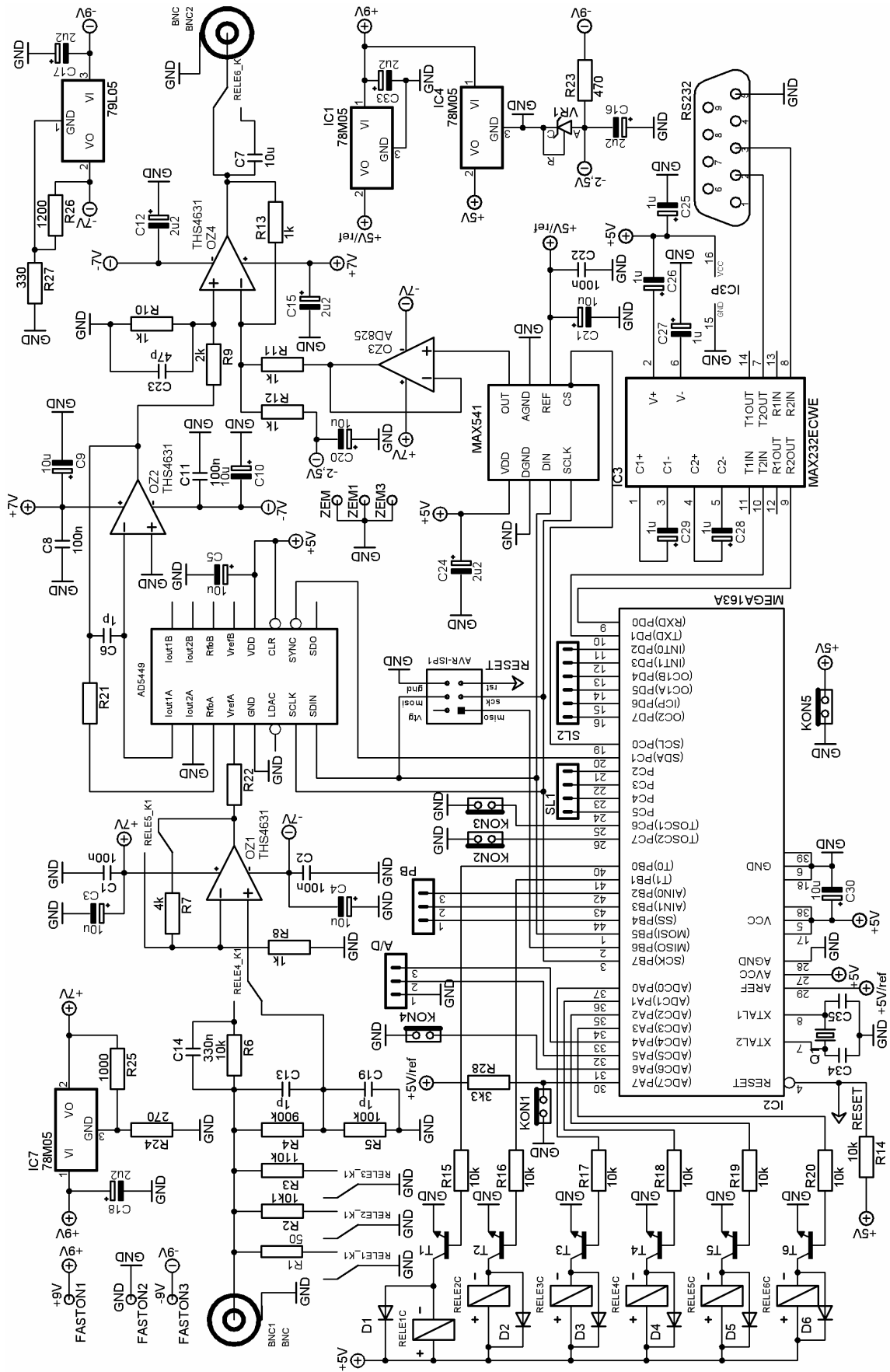
Výhodou ATmega16 stejně jako dalších mikroprocesorů řady AVR je možnost programování v jazyce C. Oproti assembleru je sice výsledný kód delší a pomalejší, program má ale kratší zápis a je mnohem přehlednější. I proto je program pro řízení zesilovače napsán v tomto jazyce. K vývoji a ladění posloužilo vývojové prostředí AvrStudio 4 s doinstalovaným kompilátorem GCC a k naprogramování samotné ATmega16ky byl použit programátor PonyProg. Vývojový diagram vytvořeného programu je následující...



obr 3.10 – vývojový diagram programu řízení

### 3.8 Celkové schéma řídicí části

Na další stránce je uvedeno celé schéma číslicově řízeného obvodu složeného z předcházejících částí a navíc obsahující zdroje napětí +5 V, ±7 V a -2,5 V.

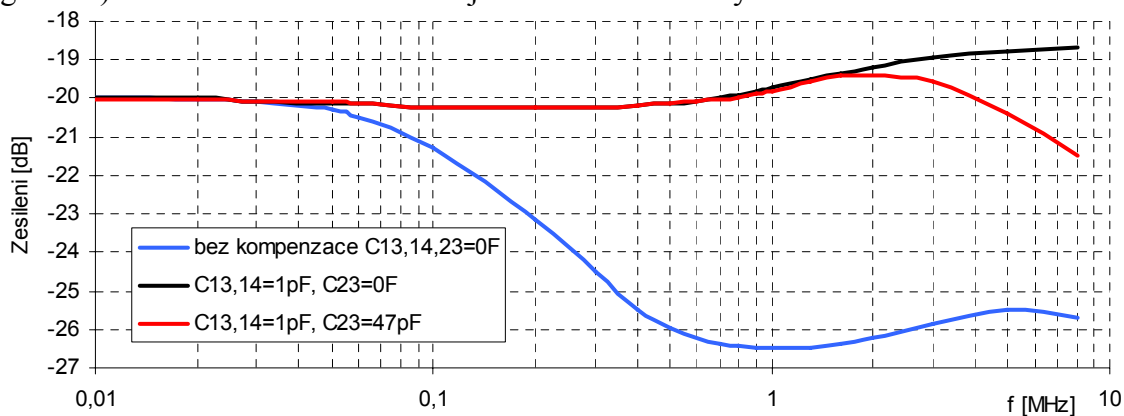


obr 3.11 – celkové schéma řídicí části



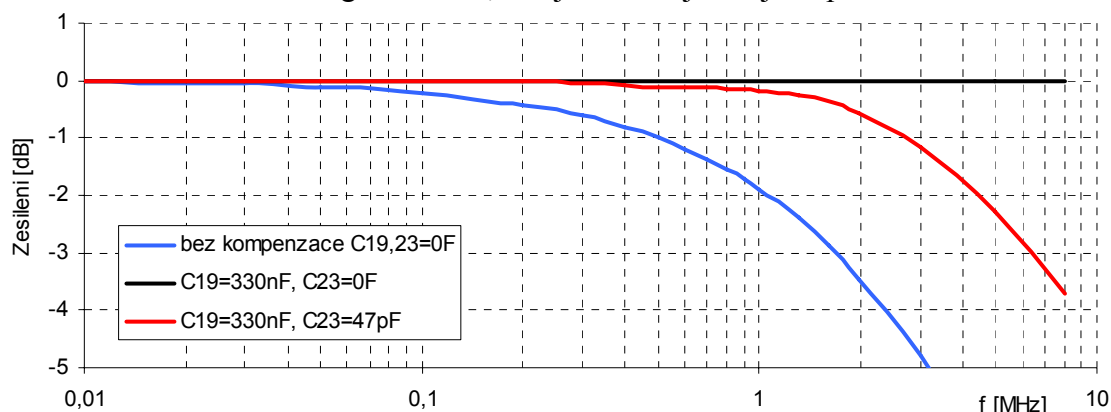
### 3.9 Charakteristiky číslicově řízeného obvodu

Následující grafy ukazují vliv kondenzátorů C13, C14, C19 a C23 na frekvenční vlastnosti obvodu. Všechny se v podstatě snaží o to, aby zesílení celého obvodu bylo do maximální možné frekvence pokud možno konstantní a poté se začalo zmenšovat. Je-li použit vstupní dělič (zesílení 1/10) kompenzaci vykonávají kondenzátory C13, C14 (graf 3.1) a kondenzátor C23 zabraňuje růstu zesílení na vyšších frekvencích.



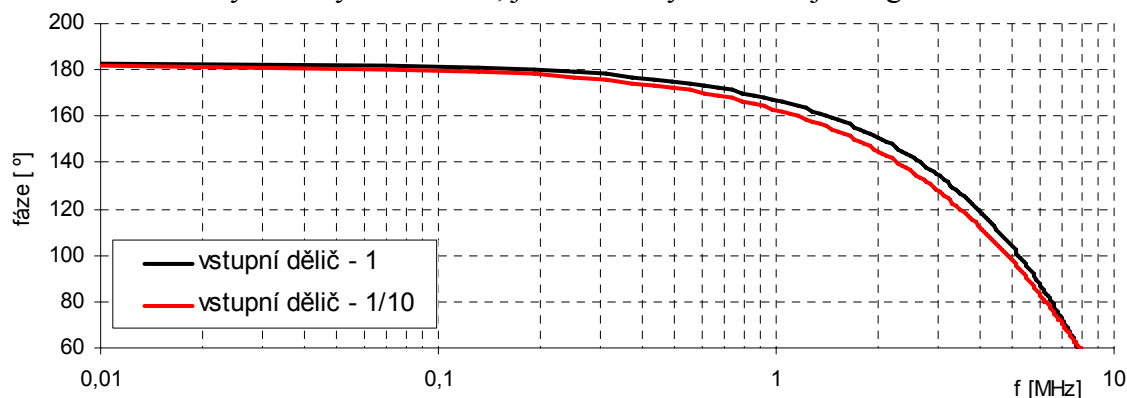
graf 3.1 – frekvenční charakteristika  $A_u = 1/10$  (vst. dělič – 1/10)

Není-li použit dělič, kompenzace je provedena kondenzátorem C19 (graf 3.2). Kondenzátor C23 má zde negativní vliv, což je ale v zájmu s jeho předchozí funkcí.



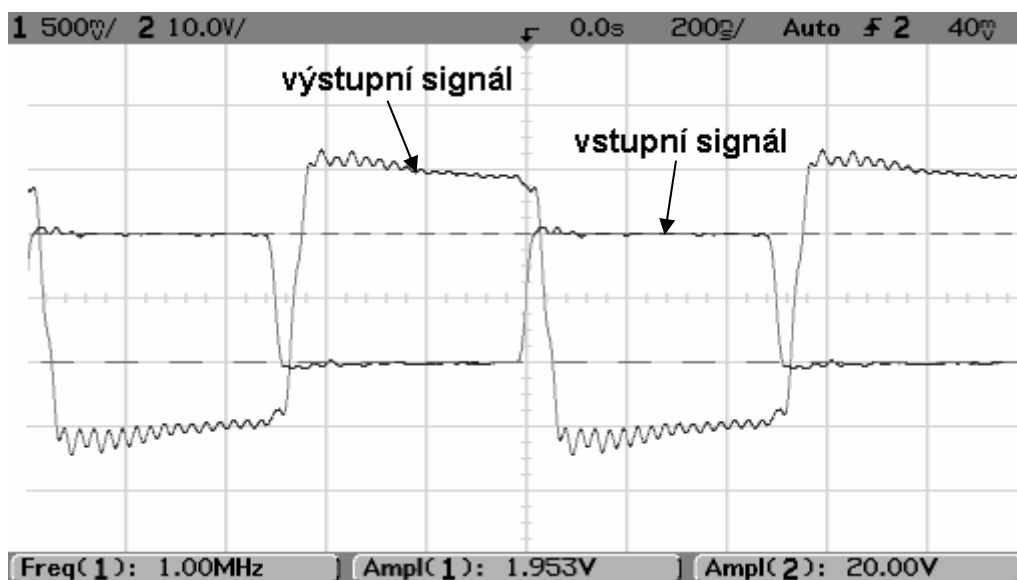
graf 3.2 – frekvenční charakteristika  $A_u = 1$  (vst. dělič – 1)

Fázové charakteristiky po kompenzaci, odpovídající předchozím výsledným charakteristikám vyznačených červeně, jsou uvedeny v následujícím grafu.

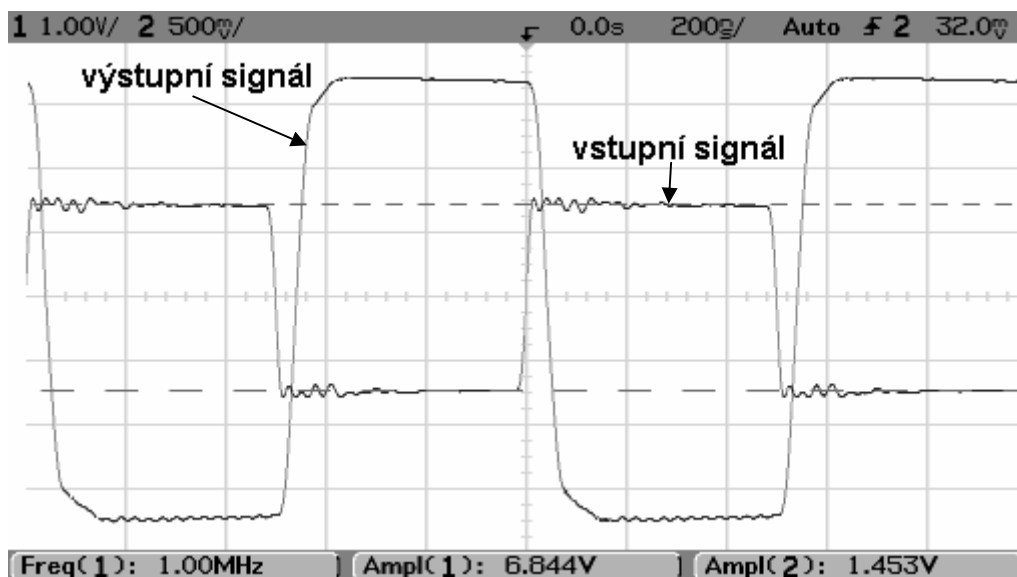


graf 3.3 – fázová charakteristika po kompenzaci

O dynamických vlastnostech obvodu taktéž hodně napoví odezva na skokový (obdélníkový) signál jako na obr. X a obr. Y. První obrázek ukazuje odezvu při nastaveném zesílení vstupního děliče na 1/10, kde kmitání výstupního signálu za náběžnou hranou způsobují korekční kapacity. Oproti tomu, je-li nastaveno zesílení vstupního děliče na 1, není vliv korekčních kapacit tolik patný.



obr 3.12 – odezva na obdélníkový signál  $A_u = 1/10$  (vst. dělič – 1/10)



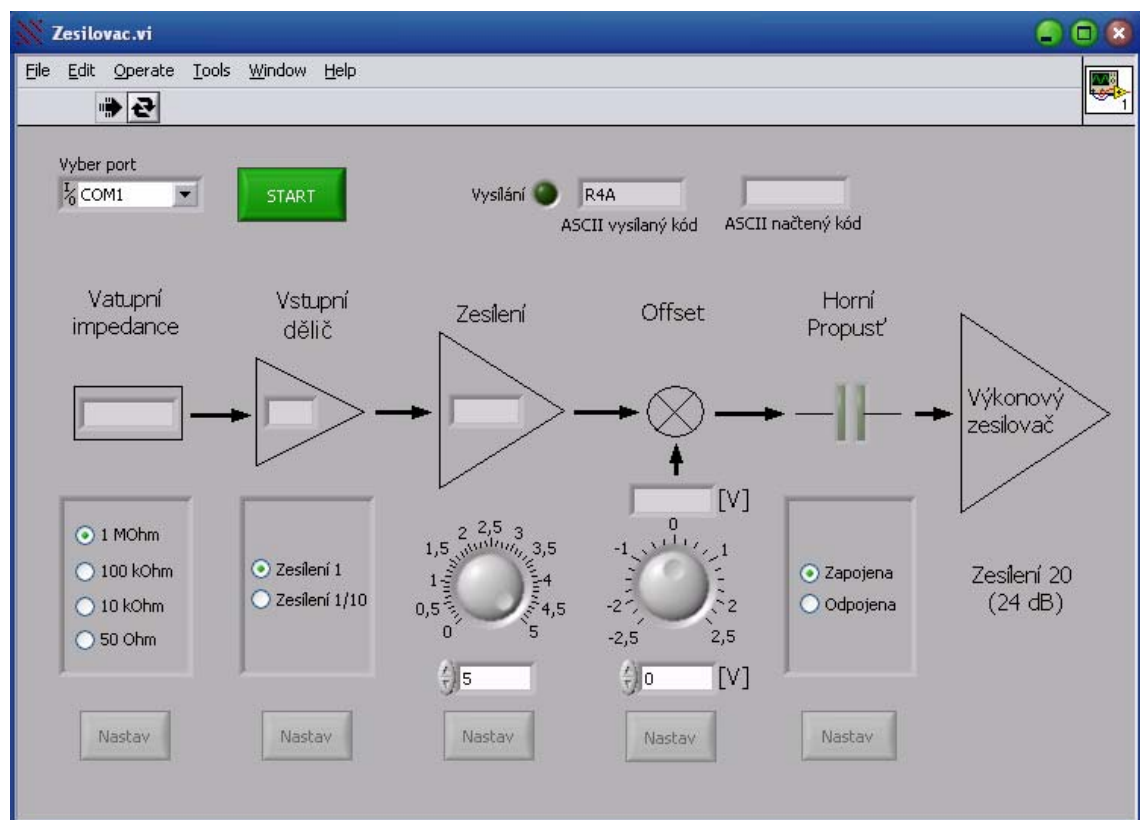
obr 3.13 – odezva na obdélníkový signál  $A_u = 5$  (vst. dělič – 1)

## 4 Software pro PC

Program ovládající zesilovač je vytvořen v moderním vývojovém prostředí LabVIEW od firmy National Instruments. Jde o grafické programování formou blokových diagramů, které je určeno především pro tvorbu měřících a řídicích aplikací. Výhodou je jednoduchost a rychlost vykonávání kompilátorem generovaného kódu, která je srovnatelná s aplikacemi vytvořených v jazyce C. Program je zpracováván na základě toku dat, nikoliv sekvenčním vykonáváním instrukcí. Uživatelské rozhraní tvoří panel s ovládacími prvky tzv. Front Panel a blokové schéma Block Diagram.

Na obrázku (obr 4.1) je vidět rozmístění ovládacích (dolní polovina panelu) a indikačních (horní polovina) prvků programu Zesilovac. Indikační prvky na rozdíl od ovládacích slouží pouze k zobrazení hodnoty a nedají se uživatelem nastavovat.

Tlačítko START slouží k otevření com portu a k zpřístupnění samotného řízení zesilovače. Stiskem jednoho z tlačítek Nastav, je na port odesláno 3znakové slovo (ASCII vyslaný kód), které odpovídá změně žádaného parametru (tab 4.1). Zpětným načtením stejného 3znakového slova (ASCII načtený kód) ze sériového portu (ATmega16) je potvrzeno úspěšné nastavení zesilovače a teprve poté je aktuální hodnota zobrazena v příslušném indikátoru.



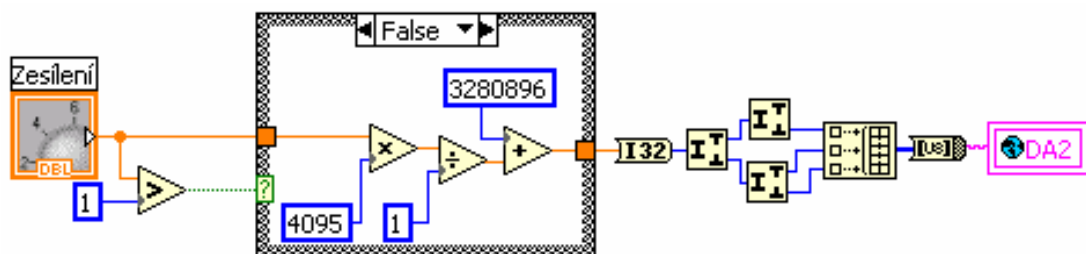
obr 4.1 – Front Panel programu Zesilovac

Změna parametru		3 ASCII znaky	Změna parametru	3 byty v hex. tvaru	
Vstupní impedance	1 MOhm	M1O	Zesílení	0 .. 1	321000 .. 321FFF
	100 kOhm	M01			
	10 kOhm	k10		1,001 .. 5	331000 .. 331FFF
	50 Ohm	50O			
Vstupní dělič	Zesílení 1	R4A	Offset	-2,5 V	310000
	Zesílení 1/10	R4N		...	...
Horní propust'	Zapojena	R6A		...	...
	Odpojena	R6N		+2,5 V	31FFFF

tab 4.1 – vysílané byty v závislosti na změně parametru

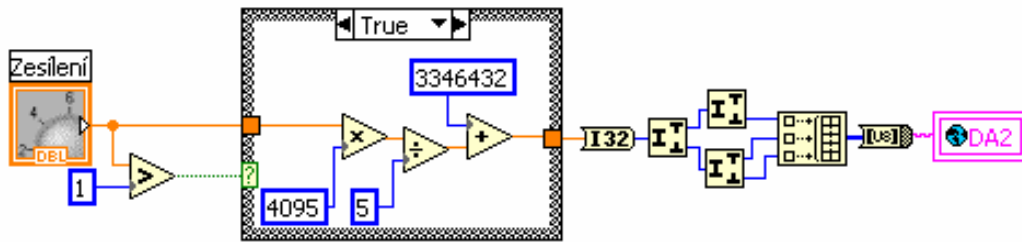
Pro lepší názornost jsou vysílané znaky zesílení a offsetu v hexadecimálním tvaru odpovídajícím třem ASCII hodnotám. První byte určuje, jaký D/A převodník bude mikroprocesor adresovat (31 – MAX541). Byty 32 a 33 adresují převodník AD5449 a navíc udávají zesílení vstupního operačního zesilovače buď 1 (32) nebo 5 (33). Následující 2 byty jsou pak přímo zapsány do adresovaného převodníku. K vysílaným znakům vstupní impedance, děliče a horní propusti snad není co dodat. Jejich hodnota určuje stav jednotlivých relé v číslicově řízeném obvodu.

Protože celé blokové schéma je poněkud větší, následují ukázky a popis pouze dvou důležitějších částí Block Diagramu.









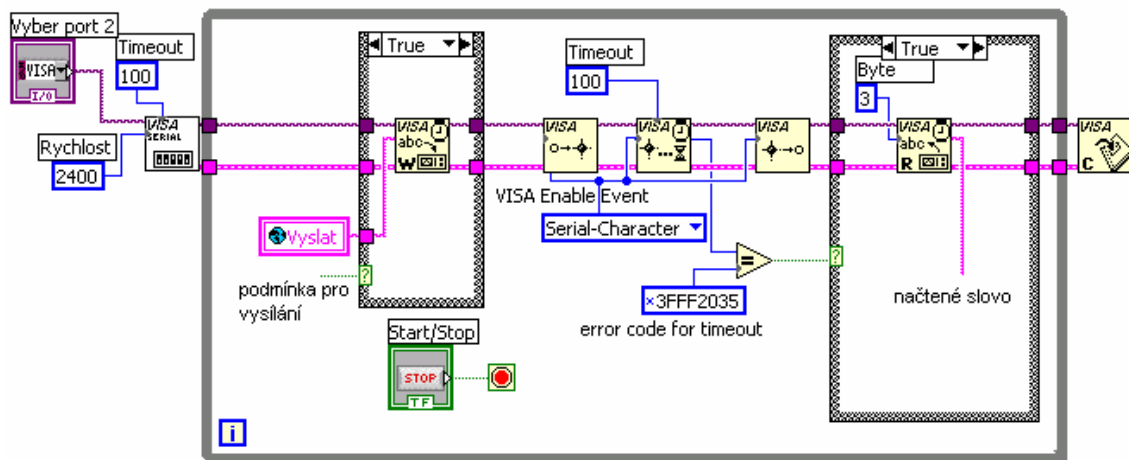
obr 4.2 – přepočítání pro zesílení &lt; 1

Výše uvedený obrázek ukazuje, jakým způsobem je hodnota zesílení převedena na 3 vysílané ASCII znaky. Je-li zesílení menší jak jedna vynásobí se konstantou 4095 (0xFFFF), což je maximální hodnota, kterou lze zapsat do 12bitového převodníku AD5449, aby jeho přenos byl roven jedné. K dosažení tabulkového tvaru trojice bytů musí být ještě přičtena konstanta 3280896 (0x321000). Dále se provede přetypování na Integer32 (I32) a rozdělení na 4 byty z nichž se do ASCII kódu převedou (U8) pouze spodní tři. Výsledek je uložen do lokální proměnné DA2, která je po stisku tlačítka Nastav zapsána na sériový port. Je-li zesílení větší jak jedna, vydělí se navíc vstupní hodnota pěti a přičte se k němu konstanta 3346432 (0x331000), přesně tak, jak je na obr 4.3.





obr 4.3 – přepočítání pro zesílení > 1

Následuje ukázka řešení sériové komunikace. Ještě před vykonáním smyčky while (  ) je potřeba nastavit port (  ). V tomto případě stačí zadat, jaký port bude otevřen (Vyber port 2), jaká bude přenosová rychlost (Rychlost 2400 b/s) a v jakém časovém intervalu je toto nastavení obnovováno (Timeout 0,1 s). Z proměnné Vyslat jsou data zapsána na sériovou linku (  ) tehdy, je-li splněna podmínka pro vysílání (True) (  ), která sleduje, jsou-li na vstupu příchozí data (Serial-Character). Jestli ano, je vrácena konstanta 3FFF2035, což je podmínka, pro načtení dat z portu (  ), konkrétně tři bytů. Smyčku while ukončuje stisk tlačítka Start/Stop. Hned poté se port zavře (  ) a zpřístupní se jiným aplikacím.



obr 4.4 – sériová komunikace

Porozumění oběma předchozím částem vede k pochopení celého Block Diagramu. Vysílané slovo offsetu je z číselné hodnoty získáno stejným způsobem jako u zesílení. U ostatních parametrů není použit žádný převod a data jsou vysílána jednoduše přímo na port. Čtení probíhá přesně opačným způsobem než zápis. Dále jsou v programu použita už jen drobná nastavení.

Na závěr je ještě dobré dodat, že program je možné spustit buď v režimu Run (  ) nebo v režimu Run Continuously (  ) a že pro správný běh programu je nutné použít ten druhý – Run Continuously.

## 5 Výkonový zesilovač

Při návrhu zesilovače je dobré nejprve pečlivě posoudit, jaké parametry by měl splňovat. Jedná se především o jeho výkon, šířku pásma, rozkmit výstupního napětí, zkreslení... Někdy je potřeba v zájmu jedné vlastnosti obětovat jinou. Na základě těchto vlastností se pak rozhoduje o topologii zesilovače – třída, typ zesilovacích prvků, CFA, VFA... Důležitý je také výběr použitých součástek, mnohdy jejich vlastnosti na danou aplikaci nestačí. Jejich parametry udávané v katalogích jsou zavádějící. Jsou dosažitelné jen za určitých podmínek, které v praxi většinou nejdou splnit. Dávat pozor je třeba i na levné plagiáty dodávané z východu. Mají stejné označení jako originály, jsou levnější, ale jejich vlastnosti jsou mnohem horší.

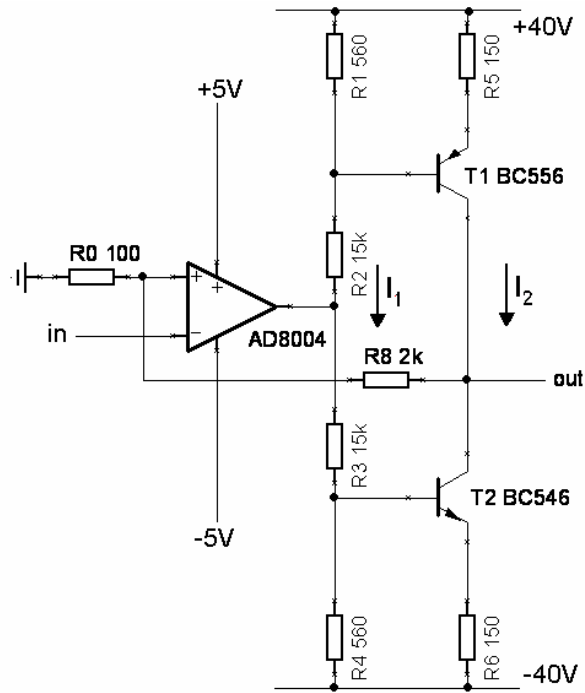
Základní myšlenkou pro konstrukci 100W zesilovače s šířkou pásma 1 MHz (dle zadání) je použití stejné koncepce používané ve výkonových nízkofrekvenčních zesilovačích (audio–zesilovačích). Je často používán a problémy při jeho návrhu jsou všeobecně známé. Blokové schéma je uvedeno v kapitole 1.4. Jednotlivé stupně zesilovače je pak dobré navrhovat a konstruovat ve stejném pořadí v jakém jimi prochází signál. Prvními částmi jsou rozdílový a napěťový zesilovač.

### 5.1 Rozdílový a napěťový zesilovač

Tomuto stupni je věnována největší pozornost, neboť jeho vývoj trval oproti ostatním nepoměrně dlouho. Bylo vyzkoušeno několik zapojení, bohužel se většina neosvědčila. To co funguje perfektně v simulátoru už tak dobře nefunguje v reálu.

#### *Vstupní část – verze 1*

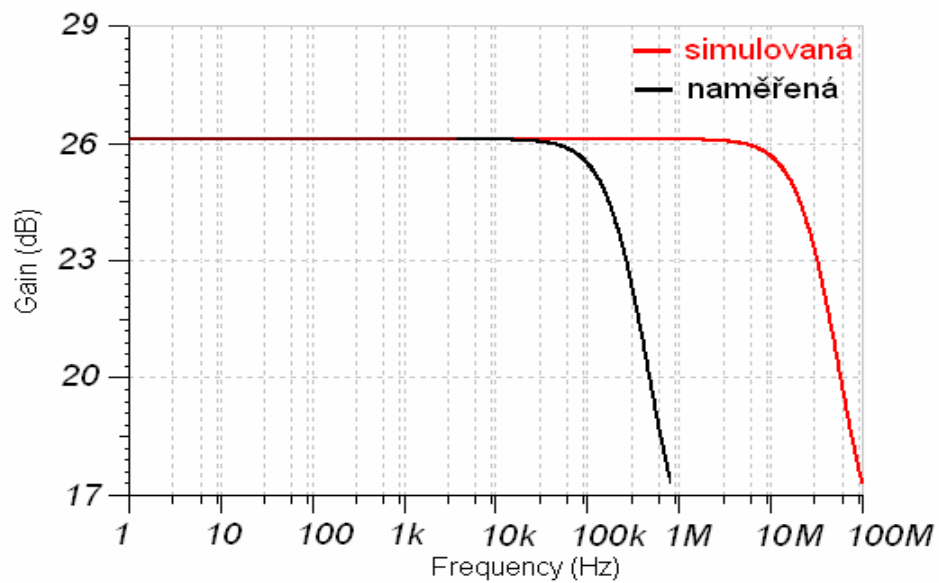
Tento obvod je založen na faktu, že klasický diferenciální zesilovač s tranzistorem zapojenými proti sobě může být nahrazen operačním zesilovačem. Ze znalosti vnitřní struktury OZ je to zcela zřejmé. OZ pak musí mít dobré šumové vlastnosti, neboť tato vstupní část je na šum nejvíce citlivá díky malému vstupnímu signálu. Rozkmitový (napěťový) zesilovač je tvořen tranzistorem T1, T2 a odpory R1–R6. Princip obvodu je patrný z obr 5.1. Vstupní signál – kladná půlvlna je operačním zesilovačem invertována, proud v horní kladné větvi se zvětší a úbytek na rezistoru R1 otevře tranzistor T1. Záporná půlvlna samozřejmě postupuje opačným směrem. Odpor R8 a R0 určují celkový zisk (26 dB). Fáze je otočena postupně o 360 ° a jde tedy o neinvertující zesilovač. Důležitým parametrem tohoto stupně je rychlost a tudíž jeho frekvenční charakteristika. Zpětná vazba (odpor R8), která je jinak zapojena do výstupu proudového stupně, zde slouží pouze k lepší názornosti rychlosti této části.



obr 5.1 – diferenciální a napěťový stupeň

Klidový proud  $I_1$  : 
$$I_1 = \frac{+U_n - (-U_n)}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} = \frac{80}{31120} \doteq 2,6mA$$

Klidový proud  $I_2$  : 
$$I_2 = \frac{I_1 \cdot R_1 - T_{1, BE}}{R_5} = \frac{2,6 \cdot 560 - 0,65}{150} = 9,7mA$$



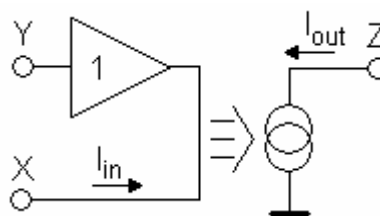
graf 5.1 – frekvenční charakteristika diferenciálního a napěťového stupně

Z grafu jsou dobře vidět frekvenční vlastnosti obvodu simulovaného programem a měřeného v reálu. Simulace je provedena v programu Tina Pro V.6. Bohužel na základě této simulace byl navrhnout kompletní zesilovač, samozřejmě podle simulačního programu bezchybně fungující. Byla vyrobena deska plošného spoje, která byla poté osazena. Výsledkem bylo velké zklamání. Zesilovač měl šířku pásma sotva 200 kHz a všechna práce tak přišla v niveč. To vše díky této vstupní části. Dalo se předpokládat, že simulace nebude nikdy stoprocentní, tady se ale výrazně nepovedla. „Verze 1“ je tedy jenom demonstračním příkladem o přesnosti simulačního programu.

Díky této zkušenosti byly další verze dif. a napěťového zesilovače zkoušeny a laděny na nepájivém poli. Vzhledem k vyšším kmitočtům, nedokonalosti spojů, delších spojových cest nebyl ani tento způsob zcela ideální, výsledné vlastnosti obvodů se ale zdály být reálnější a jak se později ukázalo na „verzi 2“, také reálnější byly.

### Vstupní část – verze 2

Na první pohled (obr 5.3) je patrný velký rozdíl oproti vstupní části „verze 1“. Celý obvod pracuje v „proudovém režimu“ a je nazýván Current conveyor druhé generace (CCII). Jde o univerzální blok na kterém jsou založeny zesilovače s proudovou zpětnou vazbou (CFA). Uplatnění však najde i v řadě jiných aplikací jako např. aktivní filtry. Jeho velkou výhodou je, že žádný jeho prvek nepracuje v napěťovém režimu, jak ukazuje blokové schéma (obr 5.2), a neprojeví se tudíž Millerova kapacita. Dosahuje se tak velké rychlosti a proto je vhodné CCII použít v realizovaném zesilovači.

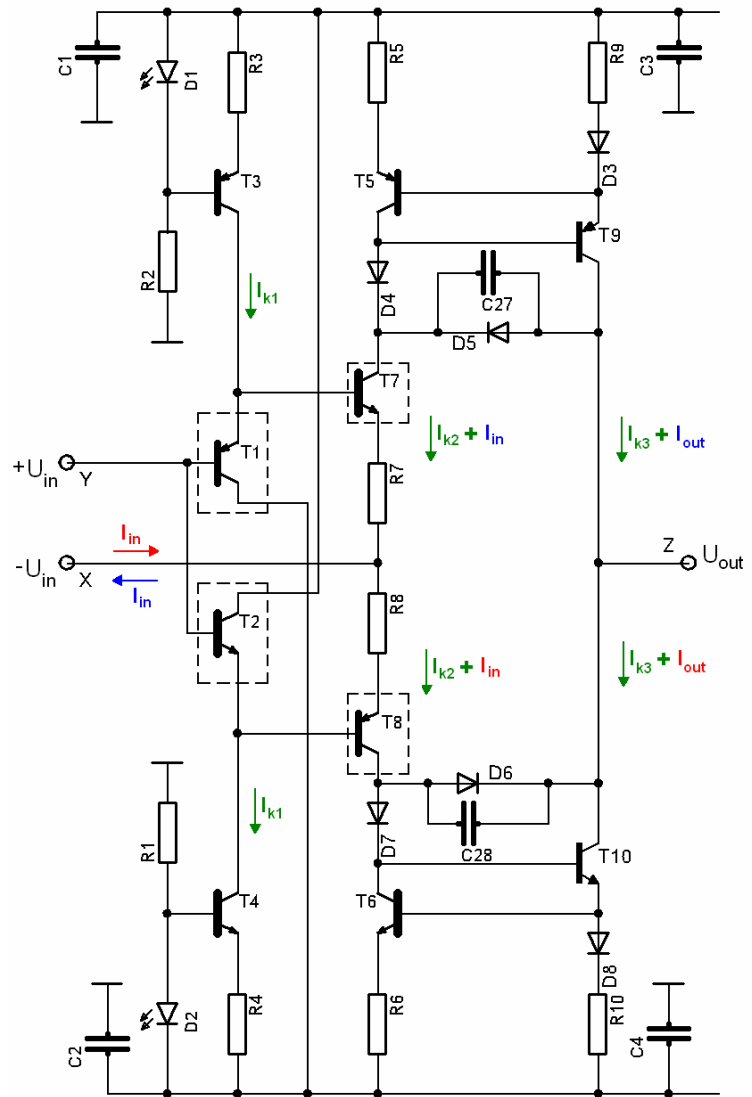


obr 5.2 – CCII

Podstata funkce obvodu je v řízení výstupního proudu proudem vstupním ve vztahu  $I_{out} = k \cdot I_{in}$ . K tomu je využito proudového zrcadla (obr 5.3 – T5, T6 a T9, T10) s přenosem  $k$ . Mezi neinvertujícím vstupem Y a invertujícím vstupem X je zařazen emitorový sledovač se zesílením jedna (T1, T2 a T7, T8). Proud  $I_{in}$  teče obvodem pouze při rozdílném napětí na vstupu X a Y. To znamená, že i proud  $I_{out}$  teče pouze při rozdílných vstupních napětí. Je-li k výstupu Z připojen napěťový sledovač s vysokou vstupní impedancí, je proud  $I_{out}$  převeden na napětí v ideálním případě nekonečně velký. A to je funkce každého vstupního obvodu výkonového zesilovače. Polarita vstupního proudu  $I_{in}$  určuje jakou částí (větví) signál prochází, přesně tak, jak je barevně vyznačeno na obrázku.



R1, R2	=	20 kΩ
R3, R4	=	600 Ω
R5, R6	=	1 kΩ
R7, R8	=	16 Ω
R9, R10	=	330 Ω
C1 – C4	=	100 nF
D1, D2	=	LED
D3 – D8	=	1N4148
C27, C28	=	2,2pF
T1, T3, T5, T8	=	2SA1145
T2, T4, T6, T8	=	2SC2705
T9	=	2SA1538
T10	=	2SC3953



obr 5.3 – schéma vstupní části zesilovače (CCII)

Klidové proudy  $I_{k1}, I_{k2}, I_{k3}$  se nastavují na hodnotu, která je kompromisem mezi dobrou linearitou, spotřebou a výkonovým omezením tranzistorů. Při shodných parametrech tranzistorů T3, T4, odporů R3, R4 a diod D1, D2 teče v horní i spodní větvi shodný proud  $I_{k1}$ , který se spočte:

$$I_{k1} = (U_{LED} - U_{BE,T4}) / U_{R4} = (1,45 - 0,65) / 600 = 1,33mA$$

Proud  $I_{k1}$  řídí napětí báze–emitor tranzistorů T1, T2 ( $U_{BE,T1}, U_{BE,T2}$ ). Jejich součet je předpětím tranzistorů T7 a T8 určující klidový proud  $I_{k2}$ . Ten se nedá díky odporům R7 a R8 jednoduše vypočítat (kdyby  $R7 = R8 = 0\Omega \Rightarrow I_{k2} = I_{k1}$ ). Dá se ale změřit a hodnota je  $I_{k2} = 1mA$ . Odporů R7 a R8 jsou velmi důležité, neboť zajišťují teplotní stabilitu obvodu. Vysvětlení je následující – při nulových odporech by

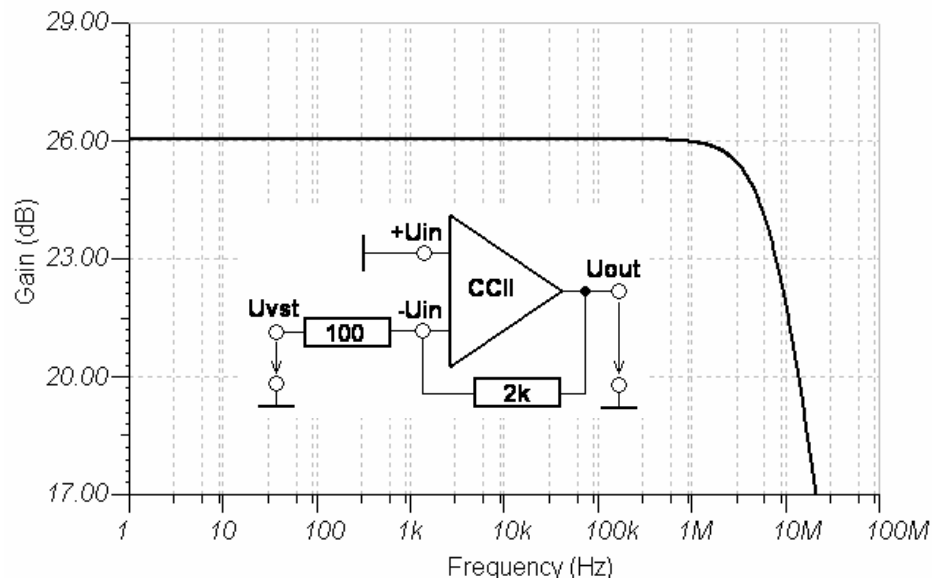
tranzistory T7 a T8 tekl proud přesně o  $I_{in}$  větší oproti  $I_{k1}$ . Ve spojení se zpětnou vazbou může proud  $I_{in}$  špičkově dosahovat i několik desítek miliampér. To má za následek zahřívání tranzistorů. Díky kladnému teplotnímu koeficientu a konstantního přepětí těchto tranzistorů se proud  $I_{k2}$  začne lavinovitě zvětšovat a zcela jistě dojde k jejich zničení. Odporů R7 a R8 maximální velikost proudu omezují na snesitelnou úroveň. Dále je vhodné tranzistory T7 a T8 teplotně svázat s T1 a T2. S teplotou se tak zmenšuje předpětí a v ideálním případě proud  $I_{k2}$  zůstane konstantní.

Funkce proudového zrcadla je zřejmá. Jak napovídá název, proud  $I_{k2} + I_{in}$  je zrcadlen do výstupní části v poměru  $R5 / R9$  respektive  $R6 / R10$ . Z toho plyne, že:

$$I_{k3} = I_{k2} \cdot R5 / R9 = 1.1000 / 330 \doteq 3mA$$

$$I_{out} = I_{in} \cdot R5 / R9$$

Do proudového zrcadla jsou zařazeny antisaturační diody D3 – D8. Zabraňují plnému otevření tranzistorů ve stavu limitace. Co se stane se zesilovačem v limitaci bez antisaturačních diod je popsáno v teoretické části. Kondenzátory C27 a C28 vytvářejí lokální zápornou zpětnou vazbu a přispívají ke stabilitě. Posledními prvky jsou blokovací kondenzátory C1 – C4. Zamezují průniku vysokofrekvenčního signálu do obvodu. K získání frekvenční charakteristiky (graf 5.2) je „verze 2“ (CCII) zapojena jako invertující OZ s hodnotami odporů 2 k $\Omega$  a 100  $\Omega$ .

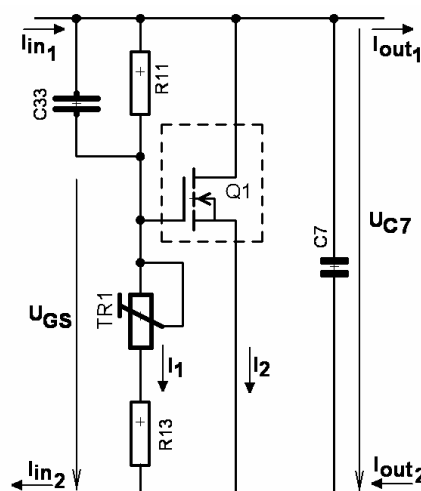


graf 5.2 – frekvenční charakteristika CCII se zpětnou vazbou

Zajímavé je, že obvod zapojený na nepájivém poli má stejnou charakteristiku jako obvod na tištěném spoji. To je právě způsobeno „proudovým režimem“.

## 5.2 Obvod pro nastavení klidového proudu

TR1	=	6,8 k $\Omega$
R13	=	0 k $\Omega$
R11	=	6,8 k $\Omega$
C33	=	1 uF
C7	=	100 nF
Q1	=	IRF640



obr 5.4 – nastavení klidového proudu

Funkce obvodu spočívá v nastavení předpětí koncových tranzistorů tak, aby jimi tekla klidový proud dostatečně potlačující vznik přechodového zkreslení. Předpětí je pak napětí  $U_{C7}$  zmenšené o přechody B-E tranzistorů v budícím stupni a je dáno vztahem:

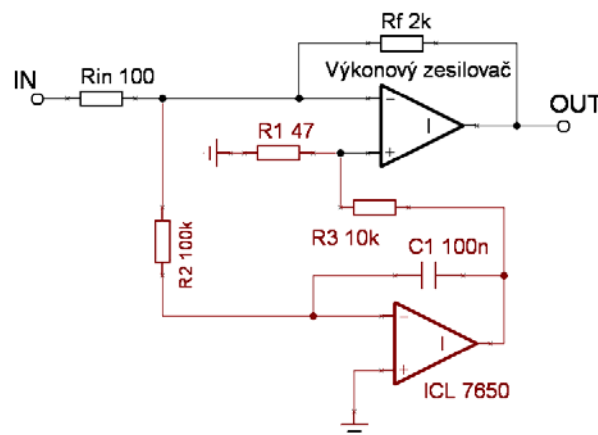
$$\bar{U}_{C7} = U_{GS} + I_1 \cdot R11 \parallel \bar{X}_{C33} = U_{GS} \cdot \left(1 + \frac{R11 \parallel \bar{X}_{C33}}{TR1 + R13}\right)$$

$$\text{kde } I_1 = \frac{U_{GS}}{R13 + TR1}, \quad \bar{X}_{C33} = \frac{1}{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C33}$$

Napětí  $U_{C7}$  je tedy závislé na třech proměnných parametrech. Na odporu trimru TR1, na napětí přechodu G-S tranzistoru Q1 ( $U_{GS}$ ) a na frekvenci. Trimrem se nastavuje napětí  $U_{C7}$  a tím i klidový proud po oživení zesilovače bez přítomnosti užitečného signálu na hodnotu cca 100 mA. Protože jsou na výstupu a v budícím stupni použity tranzistory s kladným teplotním koeficientem, je nutné na základě jejich teploty měnit velikost napětí  $U_{C7}$  a udržovat tak konstantní klidový proud. To má za úkol tranzistor Q1 umístěný na stejném chladiči jako výstupní a budící tranzistory. Zvýšením teploty se zmenšuje přechodové napětí  $U_{GS}$  a tím i napětí  $U_{C7}$ . Třetí a poslední proměnný parametr je frekvence. Při testování zesilovače bylo zjištěno, že zvýšením kmitočtu vstupního signálu se zvětší předpětí koncových tranzistorů. To je dáno jednak parazitními kapacitami a indukčnostmi jednotlivých prvků zesilovače, ale hlavně je to způsobeno příčnými proudy vznikajícími v celém zesilovači. Proto byl přidán k odporu R11 kondenzátor C33, který vzrůstající předpětí potlačuje. Jeho hodnota je zvolena experimentálně. Na výstupu obvodu je napětí vyhlazeno filtračním kondenzátorem C7, který zároveň umožňuje rychlejší uzavření tranzistorů proudového zrcadla.

### 5.3 DC servo

Jeho úkolem je nulování offsetu výkonového zesilovače. Jde vlastně o chopper-OZ zapojený jako invertující integrátor (obr 5.5) s nízkou horní mezní frekvencí, který prakticky vyhodnocuje jen stejnosměrnou složku. Aby mezní frekvence byla opravdu co nejnižší je potřeba zvýšit časovou konstantu integrátoru odporem R2 nebo kondenzátorem C1. Princip odstranění offsetu je v udržování nulového napětí na invertujícím vstupu výkonového zesilovače  $U_{in}$  pomocí napětí přivedeném na neinvertujícím vstupu. Jestliže se  $U_{in}$  vychýlí pod nebo nad 0 V, servo „naintegruje“ na odpor R1 takovou hodnotu napětí, které přes zpětnovazební odpor Rf výchylku odstraní.

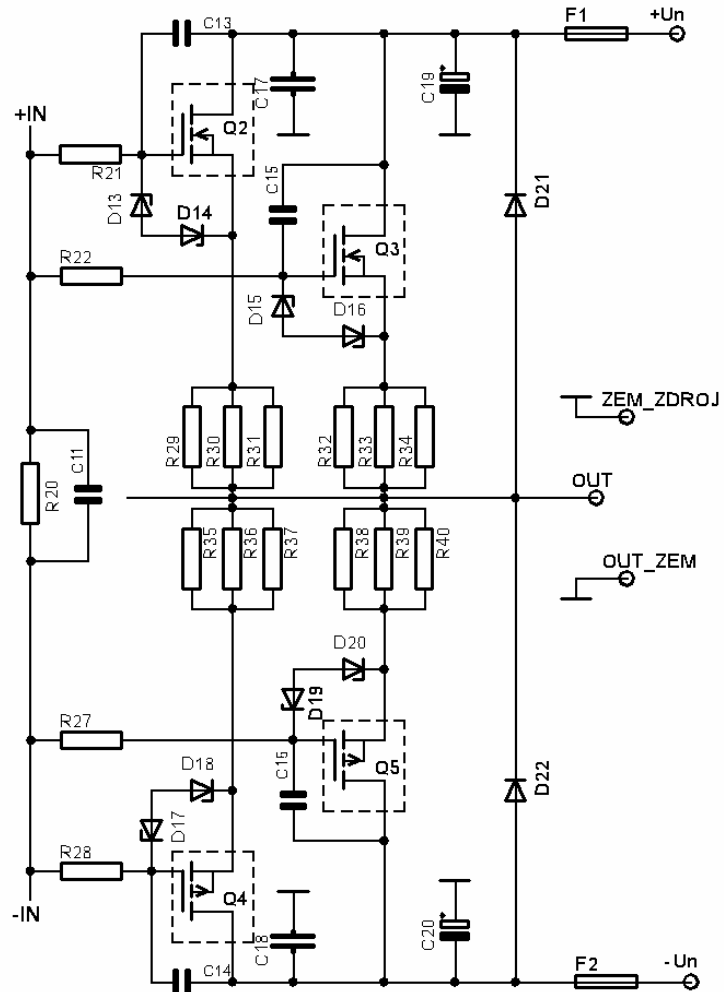


obr 5.5 – DC servo

### 5.4 Proudový (výstupní) zesilovač:

Proudový zesilovač je řešen klasicky emitorovým sledovačem. Výstupní tranzistory jsou řazeny paralelně, sériová kombinace nemá díky poměrně nízkému napájecímu napětí smysl. Protože šířka pásma dosahuje o něco více jak 1 MHz, jsou zde bipolární tranzistory kvůli vzniku příčných proudů nepoužitelné. Použity jsou proto MOSFETy s vertikální strukturou typu IRF. Jsou snadno dostupné, moderní, rychlé a levné s relativně malým  $R_{DS(on)}$  asi 0,15  $\Omega$ . Vstupní kapacita, která ve spojení s budícím stupněm omezuje rychlost otevření, je ve srovnání s ostatními FETy také na přijatelné úrovni. Jediný problém se jeví v kladném teplotním koeficientu, což se ale dá poměrně jednoduše ošetřit teplotní vazbou s obvodem nastavující klidový proud. Protože díky úbytku na přechodech P-N předcházejících tranzistorů je maximální možné napětí na gatu přibližně  $\pm 44$  V, jsou výstupní tranzistory napájeny menším napětím ( $\pm 40$  V) než předchozí stupně ( $\pm 48$  V). Při vyšším napájecím napětí by se totiž MOSFET nedokázal plně otevřít a vznikla by na něm velká napěťová ztráta.

R29 – R40	=	3,9 $\Omega$
R21, R22	=	100 $\Omega$
R27, R28	=	33 $\Omega$
R20	=	150 $\Omega$
D13 – D20	=	BZX83V12
Q2, Q3	=	IRF640
Q4, Q5	=	IRF9640
C13 – C16	=	10 pF
C17, C18	=	100 nF
C19, C20	=	2,2 mF
D21, D22	=	1N4007
C11	=	100 nF



obr 5.6 – schéma výstupní části zesilovače

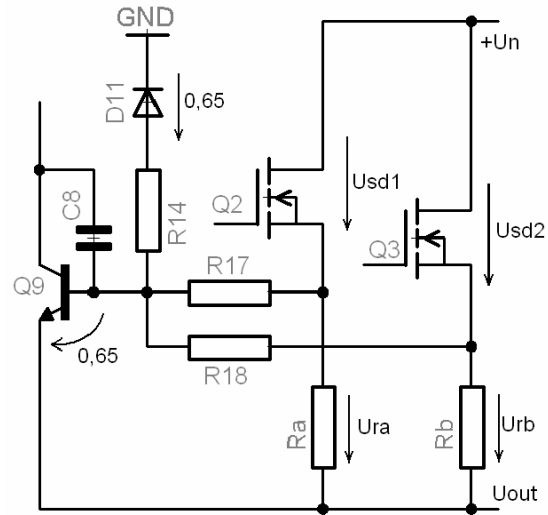
Maximální dovolené vstupní napětí tranzistorů IRF je podle katalogu 20 V. Překročení tohoto napětí zabrání antisériově zapojené zenerovy diody mezi gatem a sourcem. Jakýkoliv tranzistor typu MOSFET je velice náchylný ke kmitání, proto jsou mezi gate a drain přidány kondenzátory C13–C16. Odporů v gatech omezují vliv vstupní kapacity tranzistorů na předchozí budící stupeň a tím stabilizují obvod. Jejich velikost se určuje spíše experimentálně. IRF640 a IRF9640 mají rozdílné spínací a rozpínací časy, vzniká zkreslení. Největší rozdíl je v rozpínacích časech, IRF9640 ho má až několikanásobně vyšší. Tím, že se vstupní kapacita IRF640 vybíjí přes odpory 100  $\Omega$  a 150  $\Omega$  a kapacita IRF9640 jenom přes 33  $\Omega$ , se tyto časy částečně vyrovnávají. Kondenzátory C17–C20 mají funkci blokovací a filtrační. Diody D21 a D22 chrání zesilovač proti přepětí na výstupu.

Celá tato výkonová část je ze všech částí zesilovače nejpomalejší. V zájmu stability a zkreslení by měly být předchozí části přibližně stejně rychlé a proto se také „zpomalují“ korekčními kapacitami.

## 5.5 Ochrana výstupních tranzistorů (VI limiter)

Výkonové tranzistory IRF640/IRF9640 použité v zesilovači mají maximální výkonovou ztrátu 125 W a maximální povolený proud 18 A. To jsou hodnoty udávané při teplotě 25 °C. Předpokládá se, že při použití dostatečného chlazení, teplota na těchto tranzistorech nepřekročí hodnotu 115 °C. Podle datasheetu je při takové teplotě maximální výkonová ztráta 40 W a maximální proud 6 A. To jsou určující hodnoty pro návrh VI limiteru.

Q2, Q3	=	IRF640
D11	=	1N4148
C8	=	22 nF
Q9	=	BD139
Un	=	40 V



obr 5.7 – zapojení VI limiteru

Napětí na výstupních tranzistorech  $U_{sd1,2}$  se pohybuje přibližně v rozmezí 0,7 V (saturační napětí) až 76 V (symetrické napájecí napětí minus napětí na odporech  $R_{a,b}$  a saturační napětí na tranzistorech v druhé záporné větvi). Dále jsou uvažovány pro jednoduchost tyto přibližné hodnoty. Je-li na výstupu napětí 0 V až -38 V, dioda D11 „odpojí“ odpor R14 a obvod limituje výstup pouze v závislosti na výstupním proudu a na velikosti  $U_{sd1,2}$  nezáleží. Při max. napětí přibližně  $U_{sd1,2} \approx 76$  V a při maximálním možném výkonu 40 W je tak max. povolený proud každého tranzistoru cca 0,5 A. Při vyšším proudu v celé oblasti  $U_{sd1,2} \approx 38$  V až 76 V vznikne na odporech  $R_{a,b} = 1,3 \Omega$  úbytek vyšší jak 0,65 V, tranzistor T1 se otevírá a obvod začíná limitovat.

Je-li výstupní napětí 0 V až +38 V obvod limituje jak v závislosti na výstupním proudu tak v závislosti na napětí  $U_{sd1,2}$ . V této oblasti se odpory R14, R17 a R18 počítají následovně:

Odpor R17 a R18 se volí stejné hodnoty, v tomto případě 470  $\Omega$ . Dále se dá vypočítat a graficky znázornit (graf 5.3) závislost výkonu  $((U_{sd1}+U_{sd2})(I_{Ra}+I_{Rb}))$  na odporu R14. Odpor R14 pak volíme tak aby v celé oblasti výkon nepřekročil

hranici 160W. 160W protože je-li  $UI = P$  pak  $(U+U)(I+I) = 4P$ , tedy čtyřnásobek max. výkonu. Výkon se snímá z obou výstupních tranzistorů z důvodu jejich různých strmostí.

Proud tekoucí odporem R17 a R18 se vypočte:

$$I_{R17} = \frac{I_{Ra} \cdot Ra - 0,65}{R17} \qquad I_{R18} = \frac{I_{Rb} \cdot Rb - 0,65}{R18}$$

Dále platí že:

$$(I_{R17} + I_{R18}) \cdot R14 + 0,65 + R17 \cdot I_{R17} = Un - Usd1 \qquad \text{Rce 5.1}$$

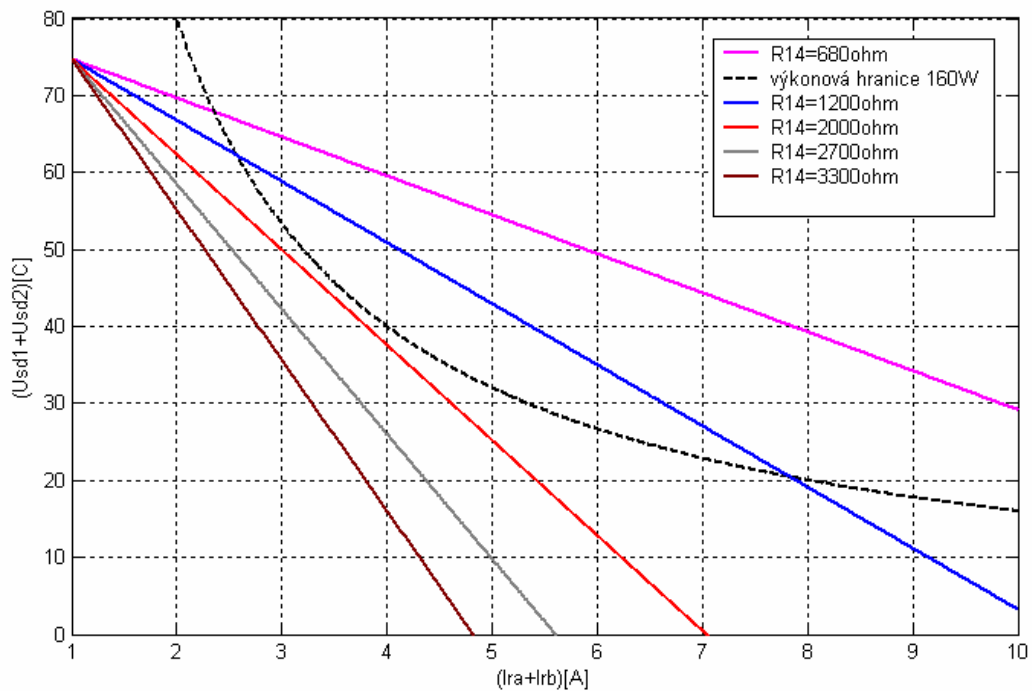
$$(I_{R17} + I_{R18}) \cdot R14 + 0,65 + R18 \cdot I_{R18} = Un - Usd2 \qquad \text{Rce 5.2}$$

Po sečtení rovnic (Rce 5.1) a (Rce 5.2):

$$2(I_{R17} + I_{R18}) \cdot R14 + 1,3 + R17 \cdot I_{R17} + R18 \cdot I_{R18} = 2Un - (Usd1 + Usd2) \qquad \text{Rce 5.3}$$

Po dosazení  $I_{R17}$  a  $I_{R18}$  do (Rce 5.3) a za předpokladu že  $R17 = R18$ ,  $Ra = Rb$ :

$$(Usd1 + Usd2) = 2Un - \frac{(I_{Ra} + I_{Rb}) \cdot Ra - 1,3}{R17} (2R14 + R17) - 1,3$$

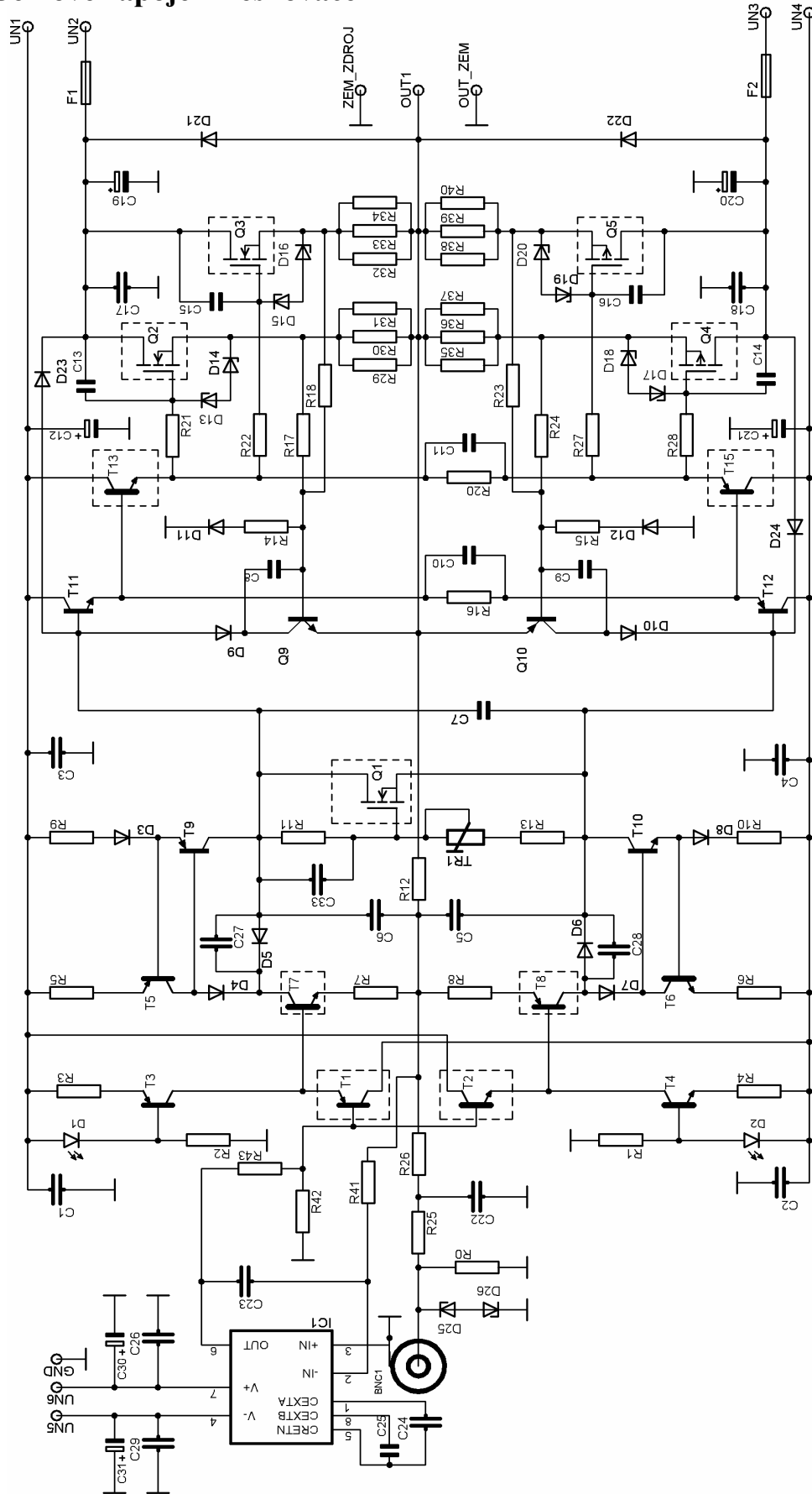


graf 5.3 – graf závislosti Usd1+Usd2 na Ira + Irb

Z grafu je patrné, že pro limitaci při překročení 40W na každém tranzistoru nejlépe vyhoví i s malou rezervou odpor  $R14 = 2000\Omega$ . Kondenzátor C8 VI limiter zpomaluje, protože při přetížení nebo zkratu by se obvod rozkmital. Výsledné hodnoty VI limiteru jsou:

$$\mathbf{R14 = 2000\Omega, R17 = R18 = 470\Omega, Ra = Rb = 1,3\Omega}$$

### 5.6 Celkové zapojení zesilovače



obr 5.8 – schéma výkonového zesilovače



Ke kompletnímu popisu celého zesilovače zbývá ještě vysvětlení funkcí tří části... budícího stupně, vstupního obvodu a kondenzátorů C5, C6.

Jak už bylo vysvětleno v teoretické části, koncové tranzistory IRF640/IRF9640 musí být při vyšších frekvencích buzeny poměrně velkým proudem. To zajišťuje budící stupeň, který je zapojen jako napěťový sledovač a je tvořený tranzistory T11...T13 a R-C články R16-C10, R20-C11 (obr 5.8). Právě díky velkému proudu jsou tranzistory T13, T14 výkonové (25 W) a jsou přimontovány na stejný chladič jako tranzistory koncové. Odporů R16 a R20 určují klidový proud budícího stupně. Důležitou úlohu mají kondenzátory C10 a C11, který stejně jako kondenzátor C7 v obvodu pro nastavení klidového proudu umožňují rychlejší uzavření tranzistorů v příslušné větvi. Vznikají tak menší příčné proudy, které jinak nepřímo způsobují zvětšování klidového proudu koncových tranzistorů. Mezi budičem a napájením výkonové části jsou zapojeny diody D23 a D24, které teoreticky zabraňují saturaci výstupních tranzistorů. Se zvyšováním frekvence (nad 20 kHz) se totiž v saturaci začne rychle zvětšovat i klidový proud, což má za následek zničení výstupních tranzistorů. Měřením se ukázalo, že tato ochrana z nezjištěných důvodů funguje jen částečně, je dostačující, ale i tak vzniká při maximálním buzení poměrně velký klidový proud. Proto byly do vstupního obvodu zesilovače zapojeny antisériově dvě zenerovy diody D25, D26, které omezují vstupní signál v rozsahu  $\pm 3,5$  V a tím omezují ještě více budící signál (napětí na gatech) výstupních tranzistorů než diody D23 a D24.

Vstupní obvod se skládá z již zmíněných zenerových diod a z dolní propusti (R25, C22). Její mezní frekvence  $f_m$  činí 1,4 MHz a počítá se následovně:

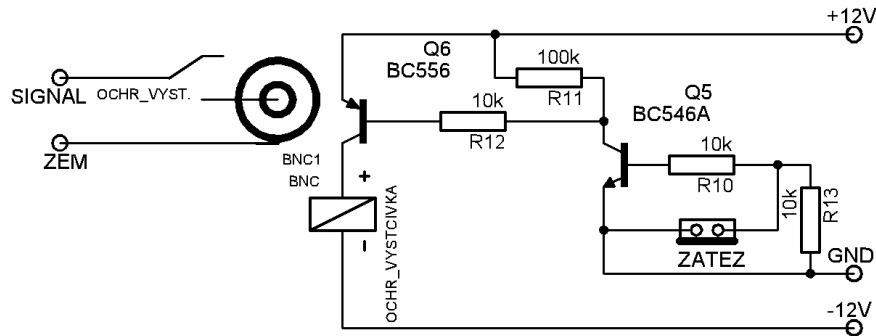
$$\frac{R_{25} \cdot R_{26}}{R_{25} + R_{26}} \cdot C_{22} = \tau = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_m} \quad \Rightarrow \quad f_m = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \tau} = 1,4 \text{ MHz}$$

Ve výpočtu musí být uvažován zatěžovací odpor R26. Kondenzátory C5 a C6 tvoří lokální zápornou zpětnou vazbu, zpomalují rozkmitový stupeň a tím přispívají ke stabilitě celého zesilovače. Zbývající hodnoty součástek a napětí, které nebyly nikde v této kapitole uvedeny jsou...

UN5	...	+ 7 V	R0, R43	...	10 k $\Omega$
UN6	...	- 7 V	R16	...	2 k $\Omega$
C30, C31	...	10 uF	R25	...	33 k $\Omega$
C23, C24, C25, C26, C29, C10	...	100 nF	R26	...	17 k $\Omega$
IC1	...	ICL7650	R41	...	100 k $\Omega$

R42	...	47 $\Omega$	T12	...	2SA1538
C5, C6	...	10 pF	T13	...	2SC2238
T11	...	2SC3953	T15	...	2SA968
C12, C21	...	2,2 mF	C22	...	10 nF
D23, D24	...	1N4007	D25, D26	...	BZX83V03

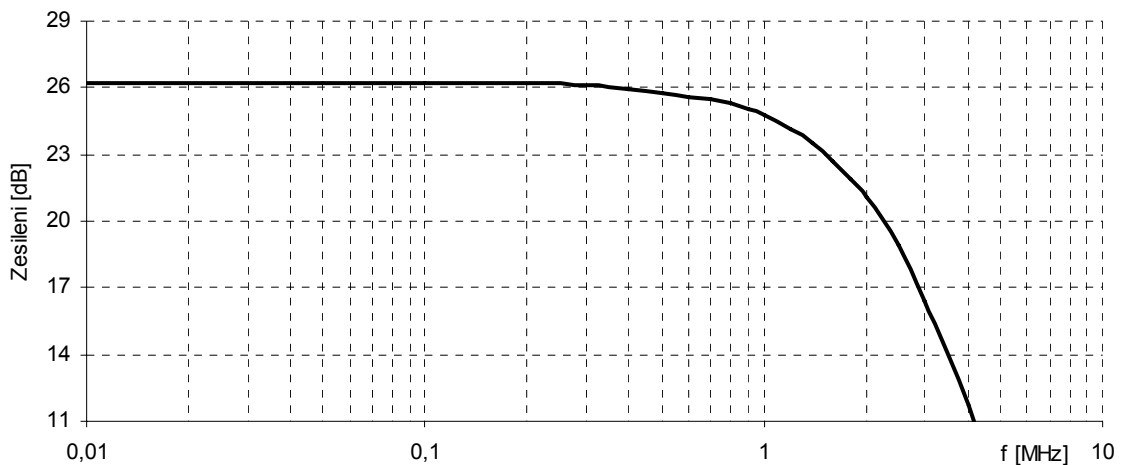
### 5.7 Modul odpojení zátěže



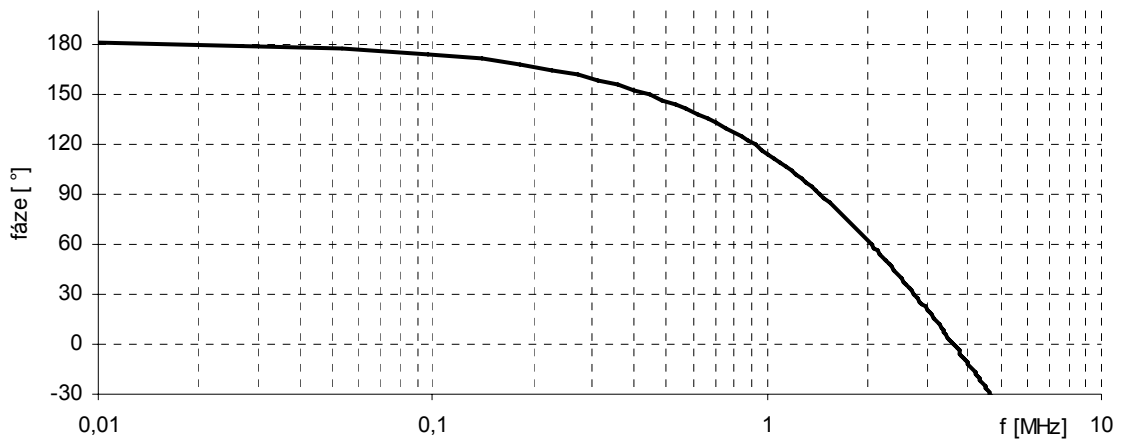
obr 5.9 – obvod pro odpojení zátěže

Zesilovač je doplněn obvodem pro zpožděné připojení a rychlé odpojení zátěže při zapnutí respektive vypnutí zdroje. K připojení dojde asi po 5 vteřinách a k odpojení prakticky hned, kdy jsou ještě zvětší části nabitě filtrační kondenzátory napájecího napětí koncových tranzistorů. Obvod je umístěn logicky na výstupu zesilovače a je pro něj vyrobena samostatná deska plošného spoje. Relé OCHR\_VYST je spínáno stejným tranzistorovým zapojením jako v případě softstartu nebo teplotní pojistky.

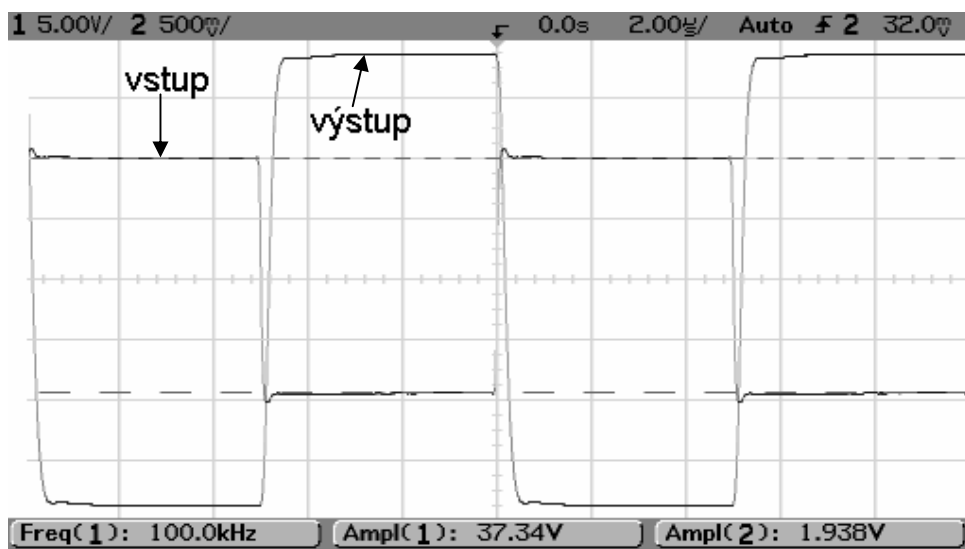
### 5.8 Charakteristiky výkonového zesilovače



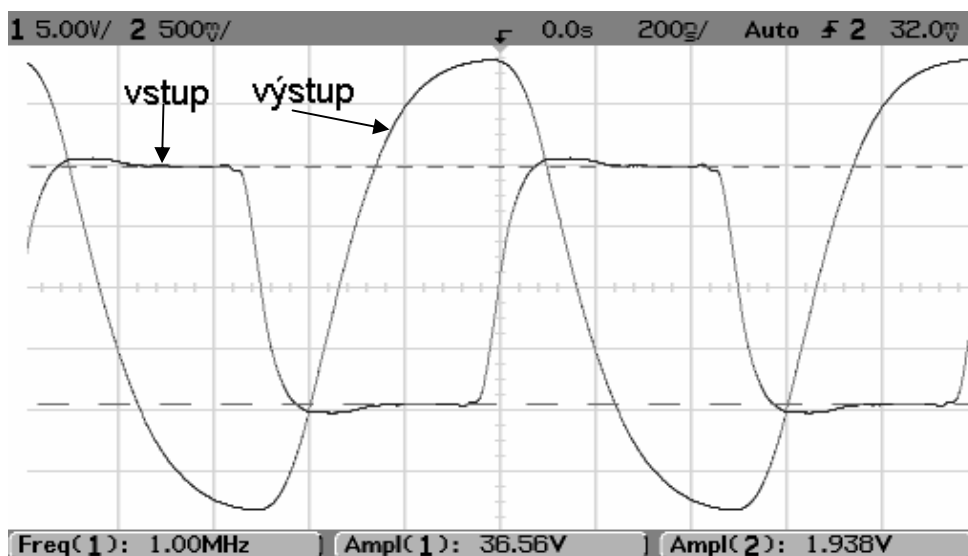
graf 5.4 – amplitudová frekvenční charakteristika zesilovače



graf 5.5 – fázová frekvenční charakteristika zesilovače



obr 5.10 – odezva zesilovače na obdélkový signál ( $f = 100 \text{ kHz}$ )



obr 5.11 – odezva zesilovače na obdélkový signál ( $f = 1 \text{ MHz}$ )

## 6 Napájecí zdroj

Pro celé zařízení jsou vyrobeny celkem tři transformátorové zdroje. Každý zdroj je postaven z transformátoru s dvěma sekundárními vinutími z jednoho nebo dvou usměrňovačů a ze dvou filtračních kondenzátorů (obr 6.1).

Řídící obvod je napájen napětím  $\pm 12$  V. Jeho maximální odběr proudu je přibližně 250 mA z kladné větve (+12 V) a 50 mA ze záporné (-12 V). K záporné větvi jsou ještě připojeny ventilátory chladiče výkonového zesilovače (VETR1 a VETR2). Oba dohromady odebírají 200 mA. Tím je dán výkon použitého transformátoru  $2 \times 3$  VA a efektivní hodnota napětí sekundárních vynutí  $2 \times 9$  V. Filtrační kondenzátor pak určuje velikost zvlnění usměrněného napětí. Má-li být zvlnění 1 V jako v tomto případě, hodnota kondenzátoru se vypočte:

$$C = \frac{I \cdot \Delta t}{U_{zv}} = \frac{0,25 \cdot 0,007}{1} = 1,75 mF \Rightarrow C_5, C_6 = 2,2 mF$$

$I$  ... odebíraný proud

$\Delta t$  ... přibližná doba, kdy je obvod napájen pouze z kondenzátoru

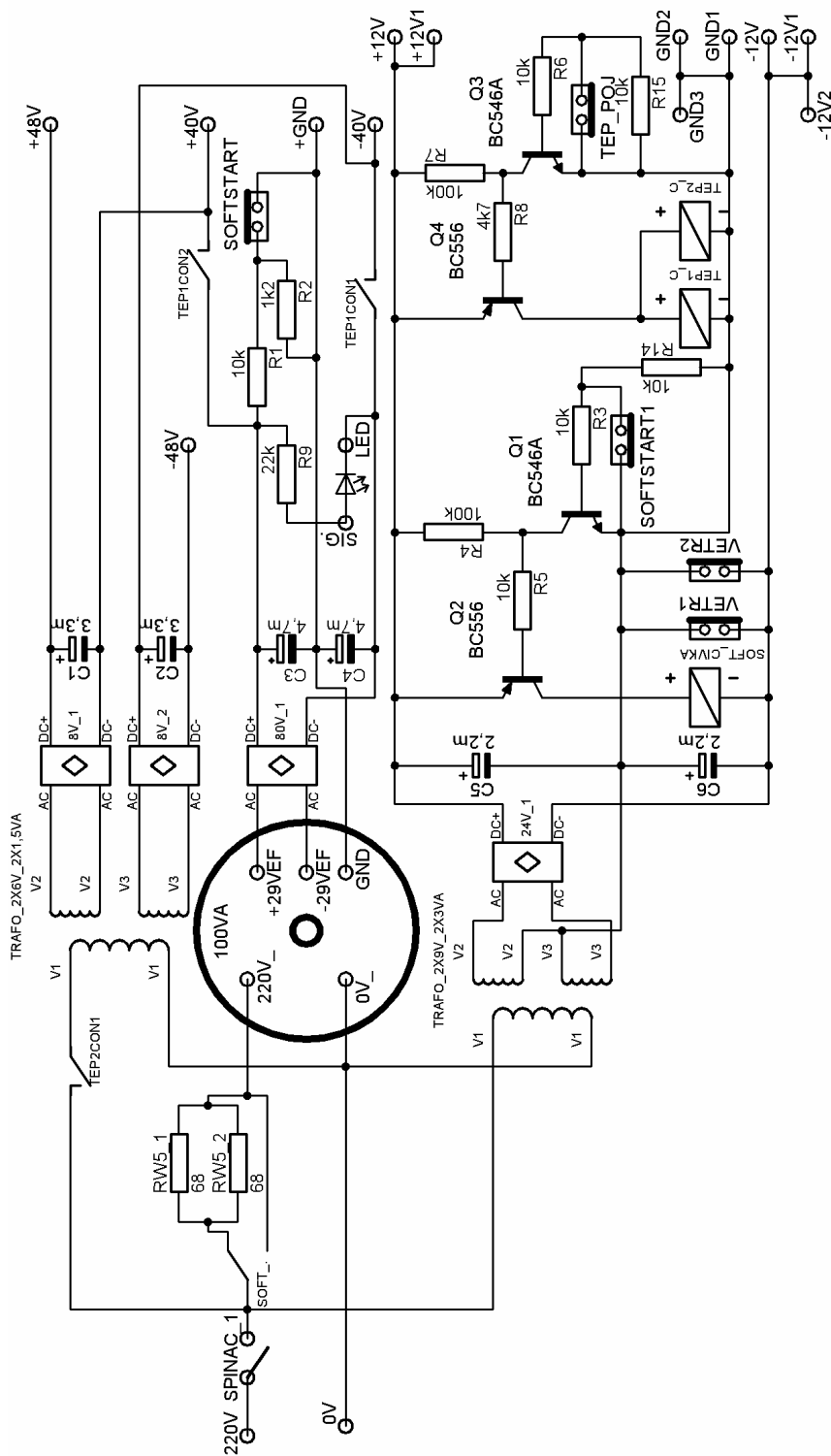
$U_{zv}$  ... přípustné zvlnění usměrněného napětí.

Koncové tranzistory zesilovače jsou napájeny napětím  $\pm 40$  V. Dle zadání má být výkon zesilovače 100 W. Při jeho maximální účinnosti, která se pohybuje kolem 60 %, by měl být výkon zdroje alespoň 160 W. Bohužel pro tento zdroj byl k dispozici pouze 100VA toroidní transformátor, který byl nakonec také použit. Výkon zesilovače může tedy dosáhnout maximálně 60 W a výstupní proud může být až 2,5 A. Filtrační kondenzátory jsou vypočteny pro 5V zvlnění:

$$C = \frac{I \cdot \Delta t}{U_{zv}} = \frac{2,5 \cdot 0,007}{5} = 3,25 mF \Rightarrow C_3, C_4 = 4,7 mF$$

Tento zdroj je doplněn softstartem, kdy se snímá děličem R1–R2 na kondenzátoru C3 napětí, které je vyhodnocováno uprocesorem ATmega16 (konektor SOFTSTART) a kdy při překročení asi 30 V jsou zkratovány (relé SOFT) 5W odpory primárního vinutí (RW5\_1, RW5\_2). 24V relé je spínáno signálem s konektoru SOFTSTART1, které je TTL úrovně a musí tak být zesíleno tranzistorovým zapojením (Q1, Q2). Podobným zapojením (Q3, Q4) jsou spínány relé teplotní pojistky (TEP1, TEP2), které při překročení teploty 100 °C koncových tranzistorů odpojí obě napájecí větve a primární vinutí transformátoru  $2 \times 6$  V (zesilovač je odpojen od obou zdrojů).

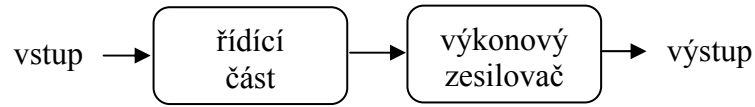
Třetí zdroj napájí zbylou část zesilovače, napětový a budící stupeň. Transformátor  $2 \times 6 \text{ V}$ ,  $2 \times 1,5 \text{ VA}$  je zapojen v sérii se zdrojem koncových tranzistorů, čímž je dosaženo napětí  $\pm 48 \text{ V}$ . Maximální proud při takovémto napětí může být  $0,2 \text{ A}$  a při zvoleném zvlnění  $0,5 \text{ V}$  mají kondenzátory  $C_1, C_2$  hodnotu  $3,3\text{mF}$ .



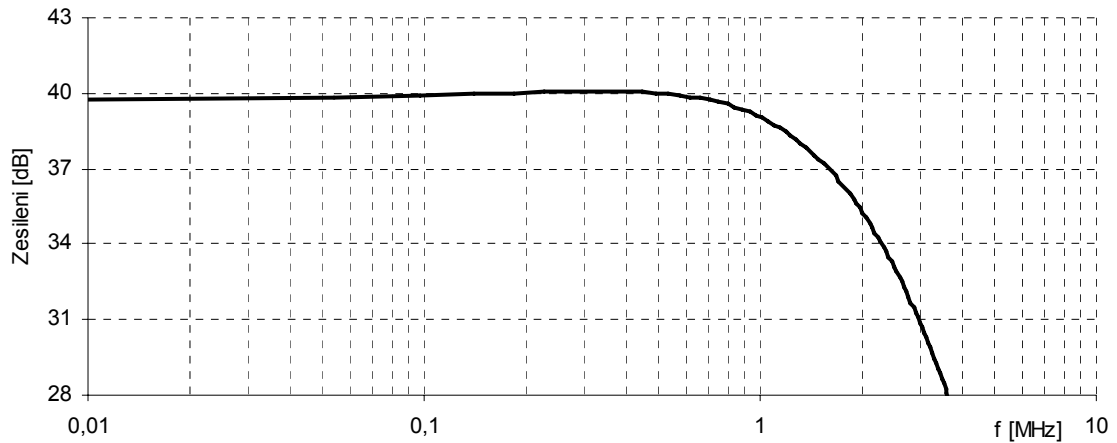
obr. 6.1 – schéma napájecího zdroje

## 7 Celkové frekvenční charakteristiky a vlastnosti

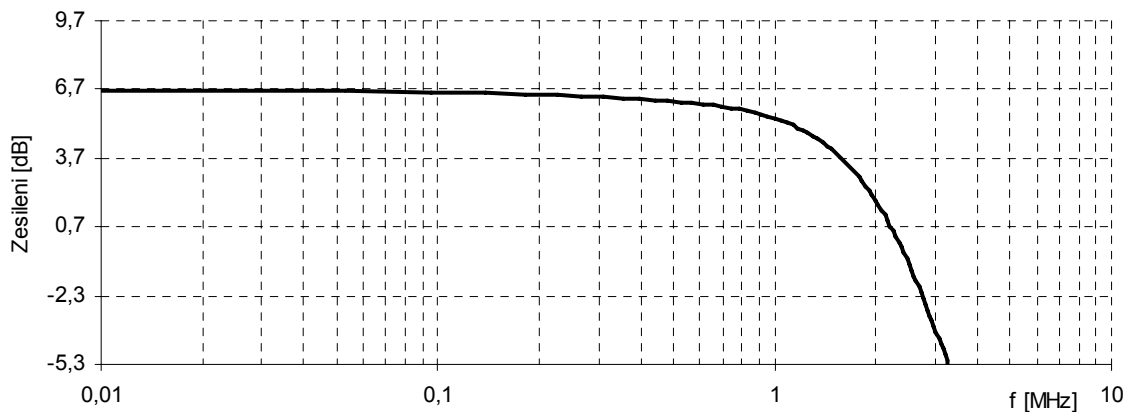
Následující obrázky a grafy ukazují frekvenční a dynamické vlastnosti zařízení vzniklé zapojením řídicí části a výkonového zesilovače do série (obr 7.1).



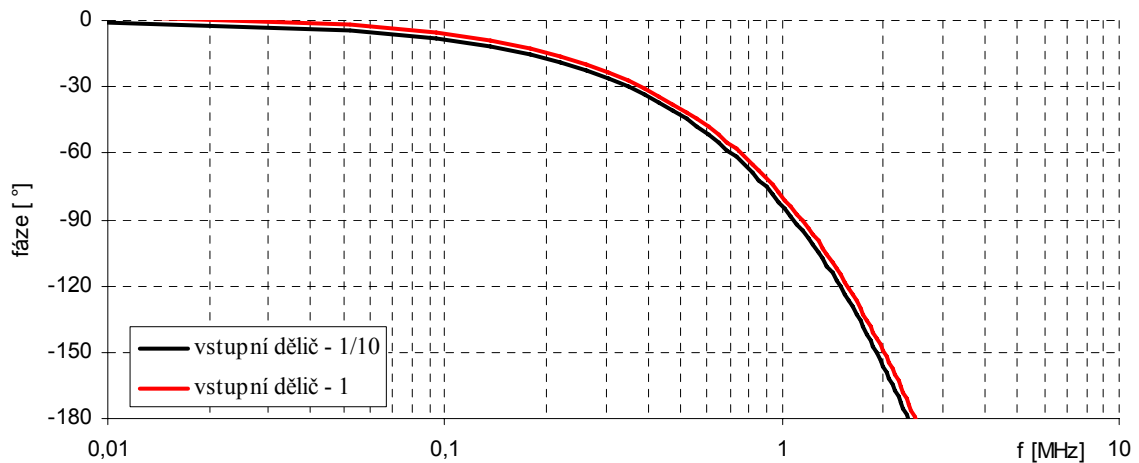
obr 7.1 – sériové zapojení



graf 7.1 – amplitudová charakteristika  $A_u = 100$  (vst. dělič - 1)

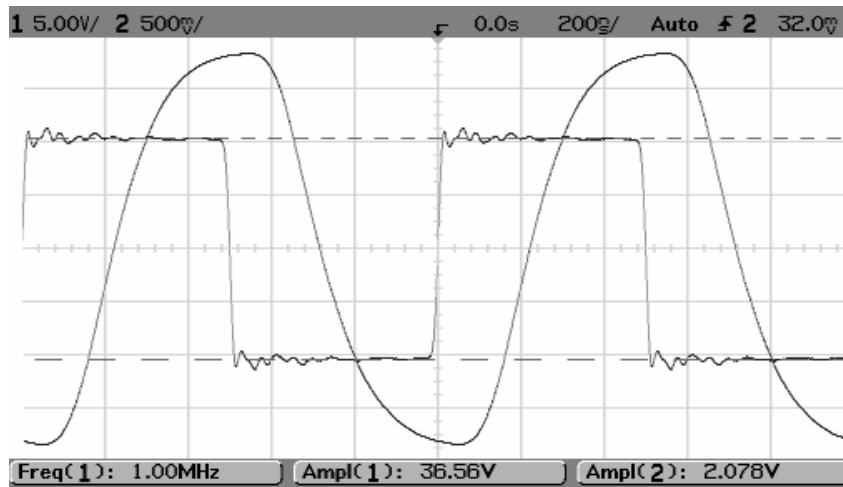


graf 7.2 – amplitudová charakteristika  $A_u = 2$  (vst. dělič - 1)

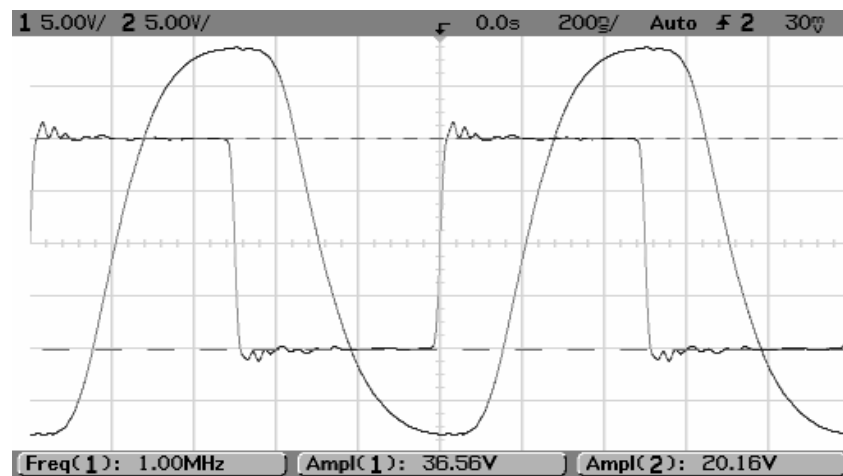


graf 7.3 – fázové charakteristiky ( $A_u = 2, A_u = 100$ )

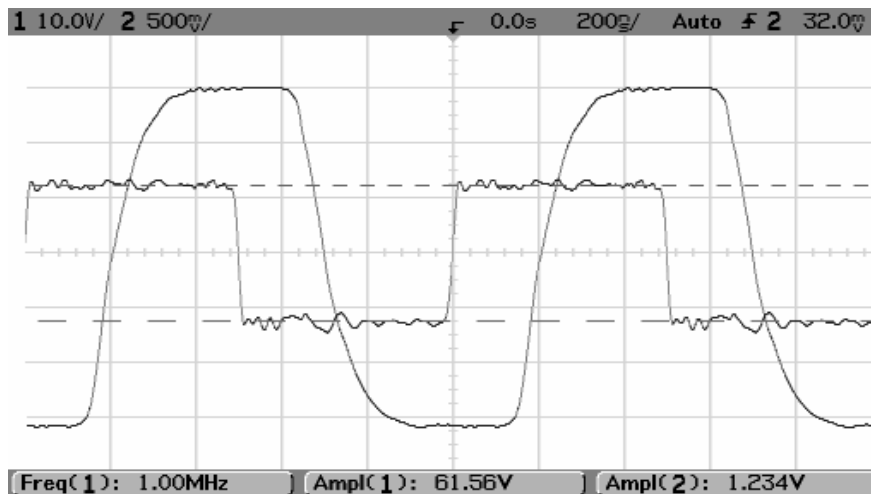
Stejně jako frekvenční charakteristiky jsou si i výstupní obdélníkové signály pro různé zesílení podobné.



obr 7.2 – odezva na obdélníkový signál  $A_u = 20$  (vst. dělič - 1)



obr 7.3 – odezva na obdélníkový signál  $A_u = 2$  (vst. dělič - 1/10)



obr 7.4 – odezva na obdélníkový signál  $A_u = 50$  (vst. dělič - 1)

## 8 Měření magnetických vlastností feromagnetických materiálů

Magnetické vlastnosti materiálů jsou dány bezrozměrnou fyzikální veličinou nazývanou relativní permeabilita  $\mu_r$ , která udává míru magnetizace v důsledku působení magnetického pole. Podle velikosti  $\mu_r$  se látky dělí do tří základních skupin:

- diamagnetické* –  $\mu_r < 1$ , zeslabují účinek mag. pole (vodík, zlato, rtuť...)
- paramagnetické* –  $\mu_r$  je nepatrně větší jak 1, mírně zesilují mag. pole (kyslík, hliník, platina...)
- feromagnetické* – značně zesilují mag. pole,  $\mu_r$  je mnohem větší jak 1 (železo, nikl, kobalt...)

Dle zadání mají být změřeny vlastnosti dvou materiálů... permalloye (slitina železa a niklu) a feritu h21. Oba měřené vzorky patří do skupiny feromagnetických materiálů, která se vyznačuje proměnou permeabilitou v závislosti na intenzitě magnetického pole. Magnetické vlastnosti feromagnetů tak nejlépe vystihuje hysterézní smyčka, kde je mag. indukce B funkcí intenzity mag. pole H.

### 8.1 Postup měření

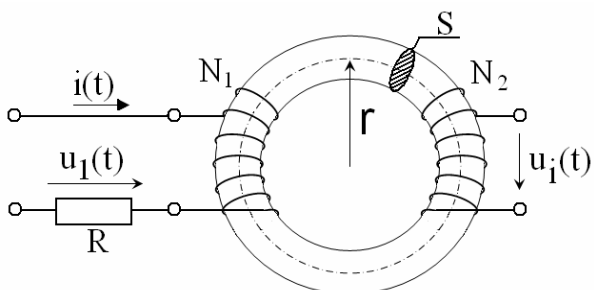
Měření charakteristik se většinou provádí na uzavřeném vzorku – toroidu, obsahující dvě vinutí, primární a sekundární (obr 8.1). Protéká-li primárním vinutím proud  $i(t)$ , je intenzita mag. pole  $H(t)$  v toroidu dána rovnicí (z Maxwellovy rce):

$$H(t) = \frac{N_1 i(t)}{2 \cdot \pi \cdot r} = \frac{N_1 u_1(t)}{2 \cdot \pi \cdot r \cdot R}$$

Mag. indukci lze získat pomocí Faradayova zákona a vztahu  $\Phi(t) = SB(t)$  z indukovaného napětí na sekundárním vinutí:

$$B(t) = \frac{1}{N_2 S} \int_{t_1}^{t_2} u_i(t) dt$$

R	...	měřicí odpor
$N_2$	...	počet závitů sekundáru
$N_1$	...	počet závitů primáru
r	...	střední poloměr toroidu
S	...	plocha průřezu toroidu

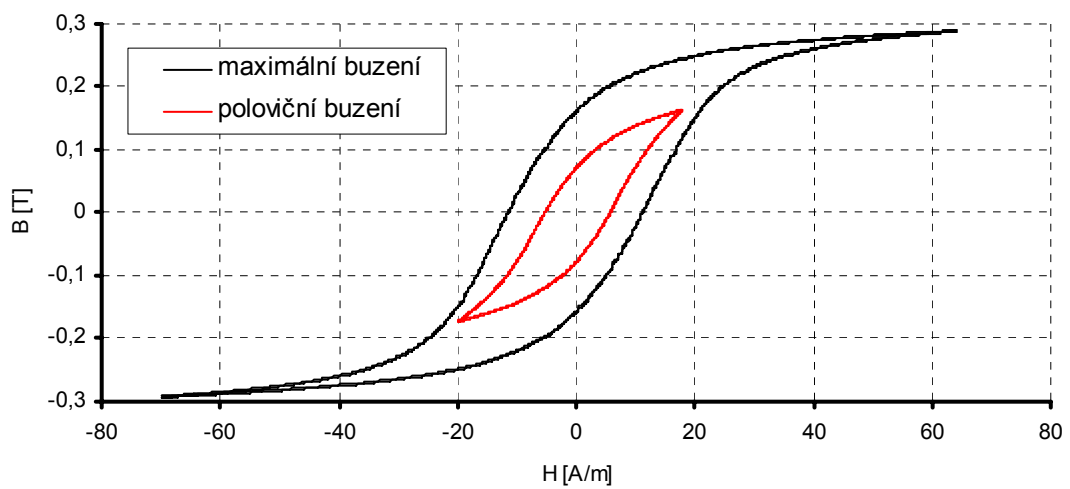
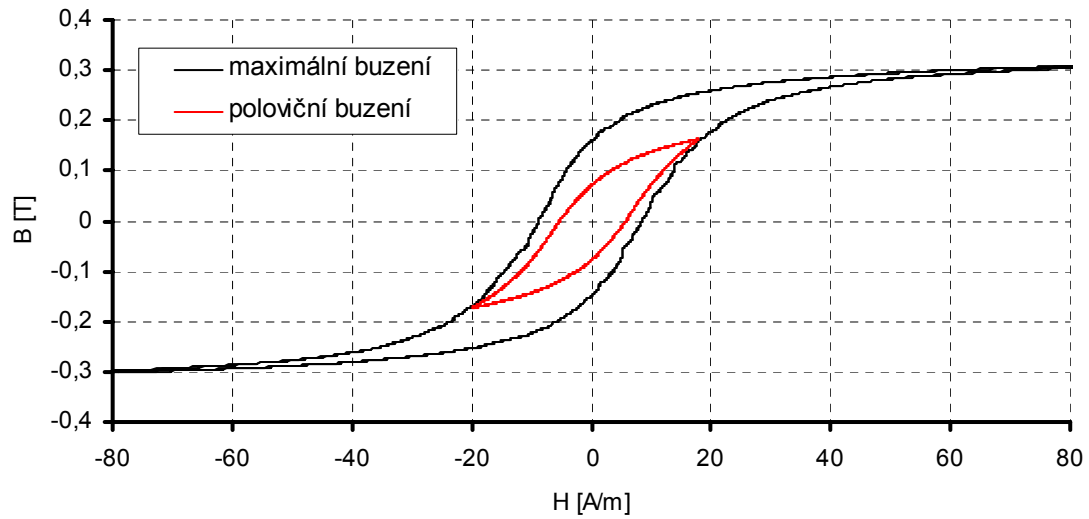
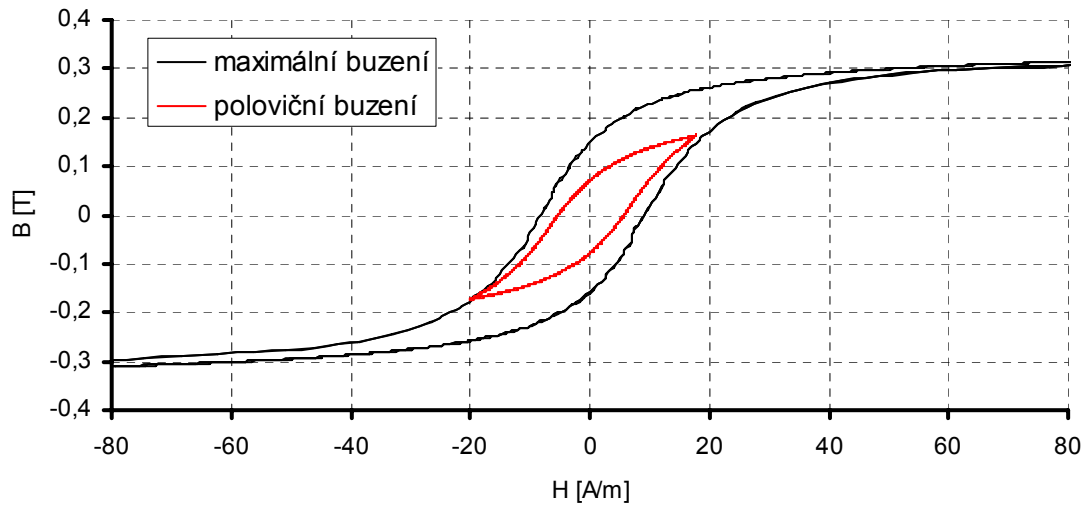


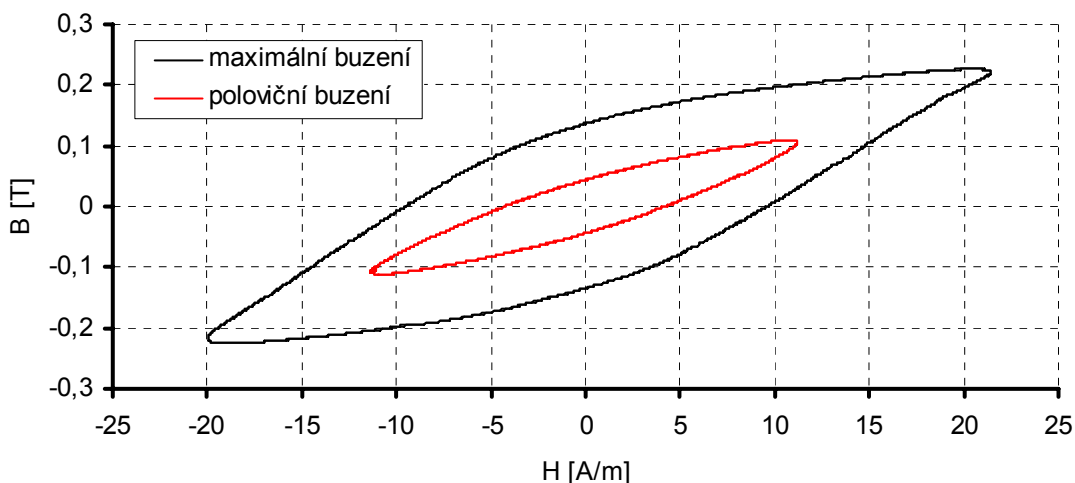
obr 8.1 – měření hysterézní smyčky

K získání hysterézní smyčky jsou potřeba tedy dvě veličiny... napětí  $U_1(t)$  a  $U_i(t)$ . Hodnoty obou napětí jsou zaznamenány osciloskopem.



## 8.2 Hysterézní smyčky feritu h21 ( $r = 27 \text{ mm}$ , $S = 84 \text{ mm}^2$ )

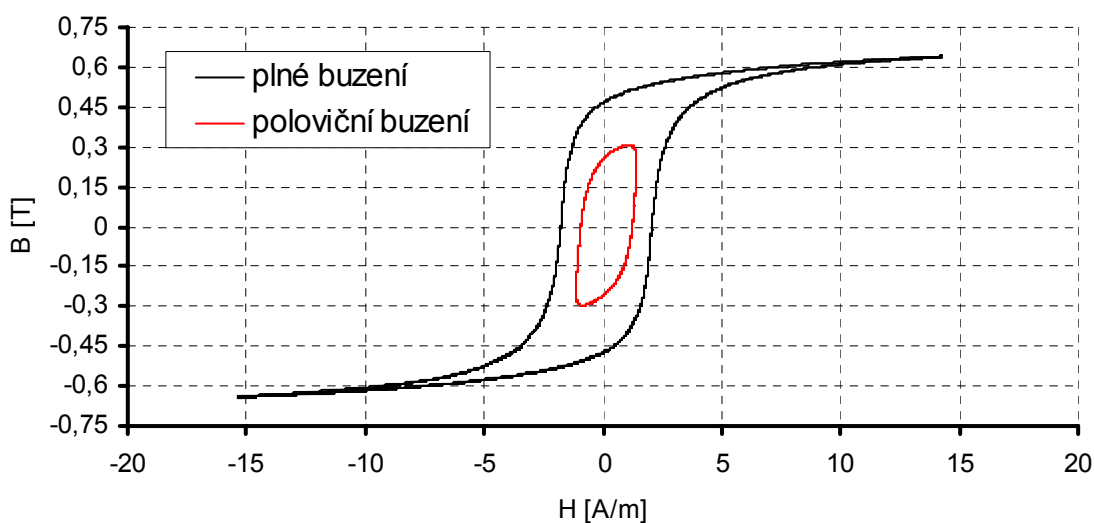


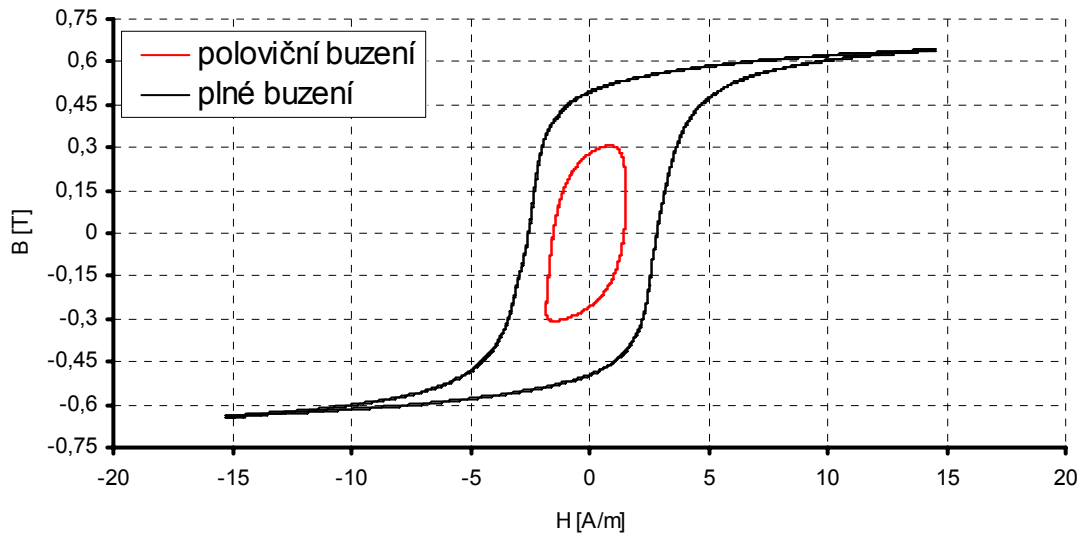

 graf 8.4 –  $f = 100 \text{ kHz}$ ,  $N_1/N_2 = 2/5$ 

Bohužel hysterézní smyčka na frekvenci 100 kHz nebyla změřena až do stavu nasycení, i přesto je ale dobře vidět z ostatních grafů, že se hysteréze, díky malým ztrátám vířivými proudy, s frekvencí zvětšuje jen málo. Ferity z hmoty h21 tak mají uplatnění v širokém spektru kmitočtů.

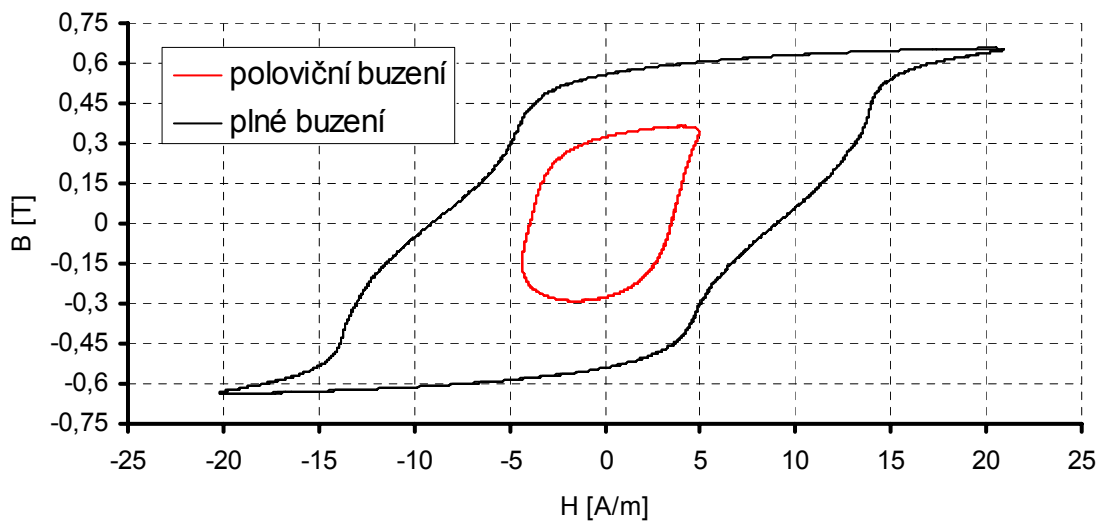
### 8.3 Hysterézní smyčky permalloye ( $r = 65 \text{ mm}$ , $S = 225 \text{ mm}^2$ )

Ve srovnání s feritem vykazuje neznámý vzorek permalloye pro nízké frekvence (50 Hz a 100Hz) o něco lepší magnetické vlastnosti... větší indukci a menší hysterézní plochu. S frekvencí však ztráty v permalloyi výrazně stoupají a brzy předčí i ztráty feritu h21, což dokazují následující grafy. Použití permalloye na vyšších kmitočtech tak není zcela vhodné.

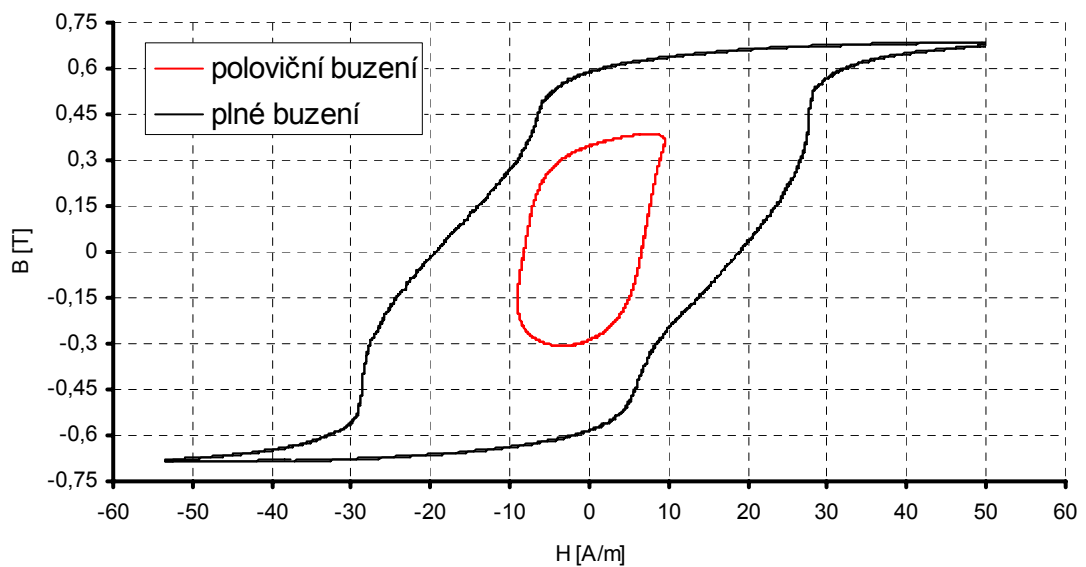

 graf 8.5 –  $f = 50 \text{ Hz}$ ,  $N_1/N_2 = 31/31$



graf 8.6 –  $f = 100 \text{ Hz}$ ,  $N_1/N_2 = 31/31$



graf 8.7 –  $f = 500 \text{ Hz}$ ,  $N_1/N_2 = 31/31$



graf 8.8 –  $f = 1 \text{ kHz}$ ,  $N_1/N_2 = 31/31$

## Závěr

Výsledkem této práce je návrh a realizace přístroje, který bude sloužit ve školní laboratoři pro měřicí účely. Zařízení se skládá ze tří částí... z výkonového zesilovače, z řídicí části a z transformátorového napájecího zdroje. Návrhem výkonového zesilovače byla zároveň otestována přesnost simulačních programů TINA a PSPICE. Ukázalo se, že ne vždy lze spoléhat na výsledky frekvenčních analýz, jako tomu bylo v případě rozkmitového stupně. I přesto se ale simulační program jeví jako dobrý pomocník při návrhu jakéhokoliv obvodu. Zesilovač je nakonec řešen jako invertující proudový s využitím univerzálního stavebního bloku Current conveyor II, který se např. používá v nejrychlejších operačních zesilovačích. Výstupními zesilovacími prvky jsou tranzistory typu MOSFET, které se ukázaly být vhodnějšími než bipolární tranzistory.

Ačkoliv se to nemusí zdát, nemalý problém představoval výběr jednotlivých elektronických součástek hlavně vzhledem k jejich rychlosti. Např. jako násobící D/A převodník vhodný pro řízení zisku zesilovače musel být použit typ AD5449 patřící do rodiny asi deseti 10Mhz převodníků firmy Analog Devices. Nikdo jiný jak na našem, tak i světovém trhu nezaručoval potřebnou šířku pásma. Podobná situace nastala i pro operační zesilovače.

Pro všechny tři části přístroje byly navrženy desky plošných spojů. Deska řídicí části je osazena SMD součástkami a jako jediná je oboustranná. Řízení zesilovače zajišťuje mikrokontrolér ATmega16, jehož volné porty jsou vyvedeny tak, aby mohli být později využity. Komunikace s PC probíhá po sériové sběrnici RS232. Uživatelský program pro PC byl vyvinut ve vývojovém prostředí Labview 8.0 také proto, že ve světě jde o nejpoužívanější nástroj k vytváření měřících a řídicích aplikací.

Zařízení je také doplněno ochrannými obvody, které by měli být v podobných případech použity. Jsou to softstart pro „měkký“ náběh zdroje, tepelná pojistka koncových výkonových tranzistorů a ochrana zátěže při náběhu zdroje. Tak jak byly jednotlivé obvody celého zařízení vyráběny, tak byly i testovány... Ten pravý a úspěšný test přišel až na závěr v podobě měření magnetických vlastností feromagnetických materiálů.

V budoucnu by mohly poznatky z této diplomové práce přispět k vývoji ještě rychlejších a výkonnějších zesilovačů pracujících ve třídě AB. Nutno ale dodat, že jsem se dodneška setkal pouze s jediným podobně rychlým výkonovým zesilovačem jehož autorem je Mark Alexander [1].

**Použitá literatura**

- [1] Alexander, Mark.: Alexander Current Feedback Amp. [online]. [cit. 2006-12-20]  
<URL <http://www.wdehaan.demon.nl/various/alexcurrentfb/index.html>>
- [2] Allison, Phill.: VI Limiters in Amplifiers. [online]. [cit. 2006-10-25].  
<URL <http://sound.westhost.com/vi.htm>>
- [3] Altan, Hazneci.: Current feedback Amps. [online]. [cit. 2007-1-25].  
<URL: <http://www.eecg.utoronto.ca/~kphang/papers1.htm>>
- [4] Drachler, W.: Two-stage Current-feedback Amplifier. [online]. [cit. 2006-11-11]  
<<http://www.analog.com/library/analogDialogue/archives/29-2/contents.html>>
- [5] Dudek, P.: Zesilovače řady DPA. Amatérské rádio A. 1992, č.1-11
- [6] Hejný, Josef.: Vstupní nízkofrekvenční korekční zesilovač. [Diplomová práce].  
Brno. 57 s. Vysoké učení technické v Brně. Fakulta elektrotechniky a  
komunikačních technologií. Vedoucí diplomové práce: Ing. Tomáš Kratochvíl.
- [7] Kollár, Dušan.: Elektronika a automatizácia 1. skripta MFFUK, 1990, str. 110-129
- [8] Lanconelli, Claudio.: SI Prog. [online]. [cit. 2007-3-20]  
<URL <http://www.lancos.com/siprogsch.html>>
- [9] Moravec, S.: Výkonové zesilovače. [online]. [cit. 2007-2-5].  
< URL <http://sweb.cz/slaboproud/elt2/index.htm>>
- [10] Patočka, M. a Vorel, P.: Řídící elektronika – aktivní obvody 2.díl.  
[PDF online]. Brno, 2004. [cit. 2007-2-18]  
<[www.uvee.feec.vutbr.cz/Predmety/Private/BREB/Ridici\\_elektronika\\_2dil\\_S.pdf](http://www.uvee.feec.vutbr.cz/Predmety/Private/BREB/Ridici_elektronika_2dil_S.pdf)>
- [11] Pavelek, T a Sedláček, V.: Výkonová elektronika KE. [PDF online]. Ostrava, 2005.  
[cit. 2006-12-20]. <URL [http://fe1.vsb.cz/kat448/kat\\_448.htm](http://fe1.vsb.cz/kat448/kat_448.htm)>
- [12] Punčochář, J.: Operační zesilovače v elektronice. 2. vydání. Technická literatura.  
Praha: BEN, 1996. ISBN 80-901984-3-0.
- [13] Vedral, J a Fischer, J.: Elektronické obvody pro měřicí techniku. 1. vydání.  
Technická literatura. Praha: ČVUT, 1999. ISBN 80-01-01950-0.
- [14] Votrubec, Radek.: LabVIEW for Windows. [PDF online]. TUL, 2000.  
[cit. 2007-5-5]. <URL <http://www.fm.vslib.cz/~krtsub/fm/tr1/LabView.pdf> l>
- [15] Vratislav, M.: Basic property of voltage and current mode circuits. [PDF online].  
[cit. 2007-1-30]. <URL: <http://www.postreh.com/vmichal/articles/articles.htm>>
- [16] Zesilovače. [seriál online]. [cit. 2007-1-28]. <<http://diyfans.org/>>

## **Přílohy**

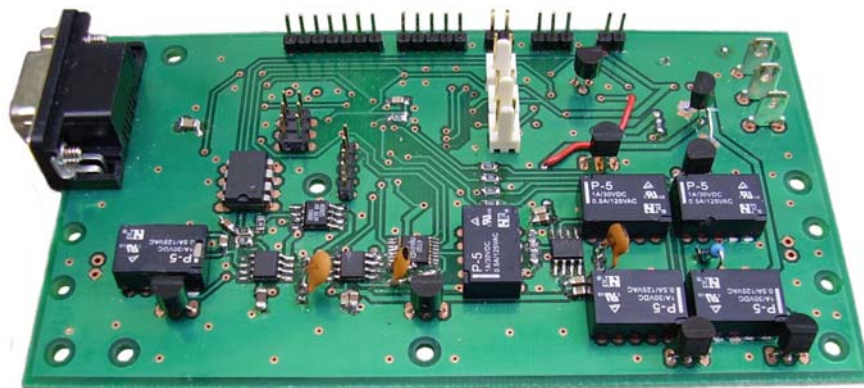
## A Fotodokumentace



obr A.1 – výkonový zesilovač



obr A.2 – napájecí zdroj



obr A.3 – top strana řídicí části



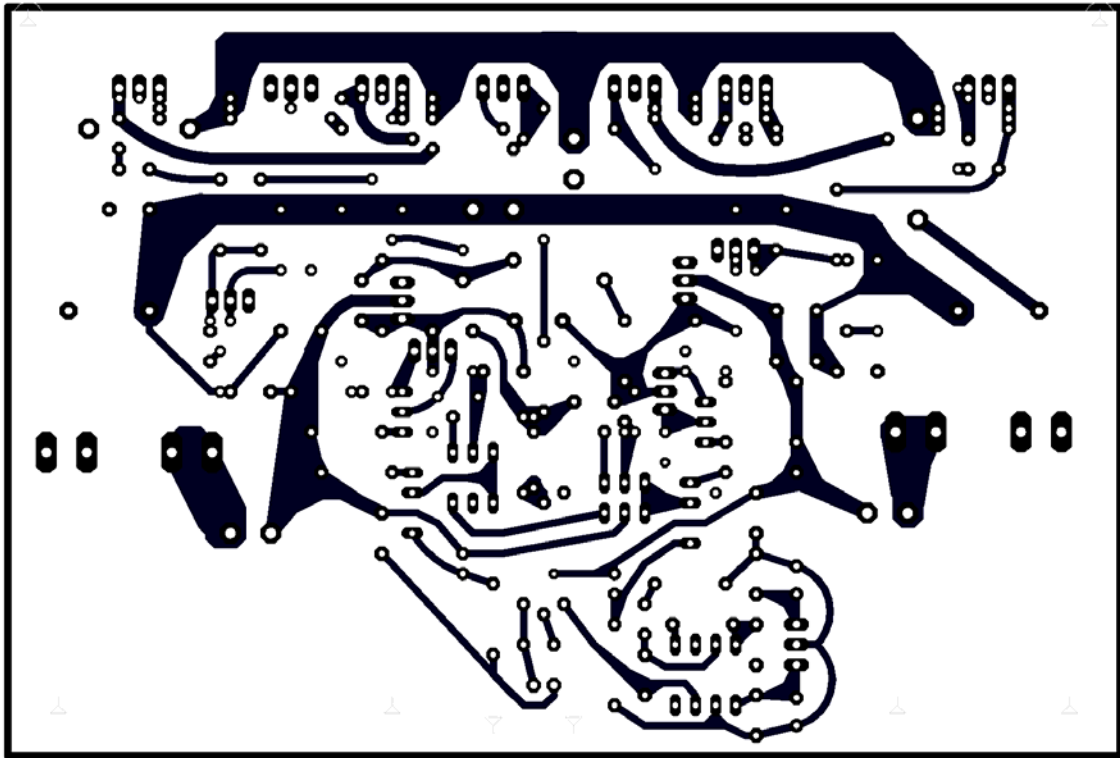
obr A.4 – bottom strana řídicí části



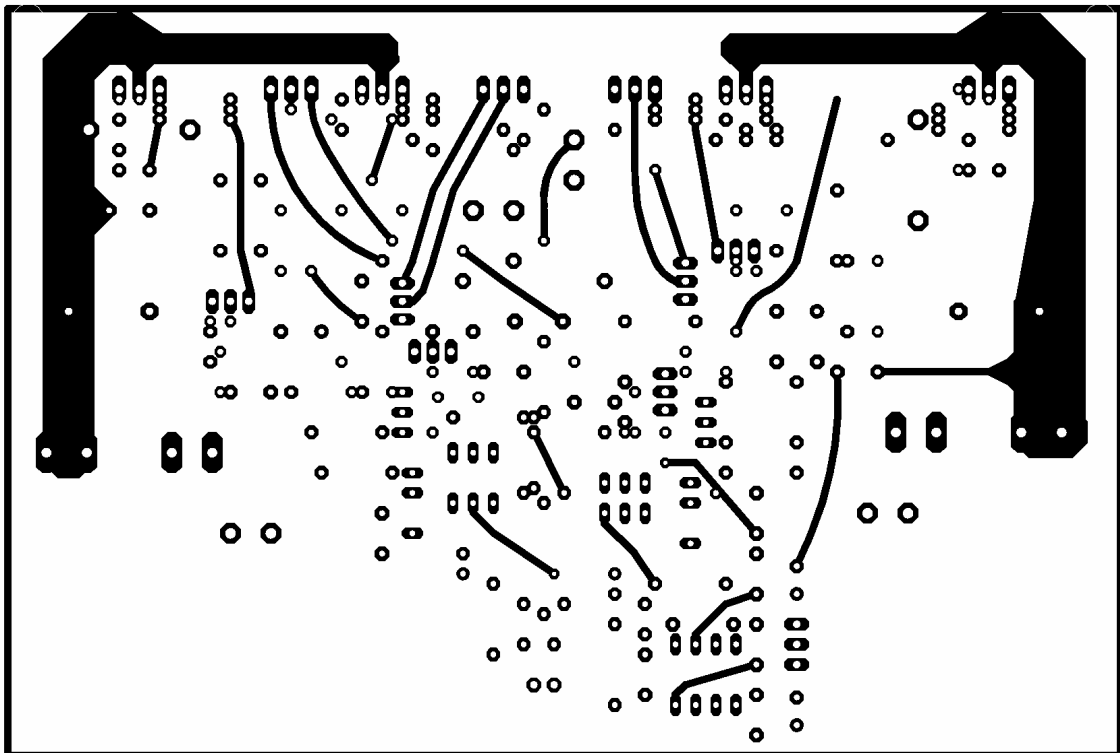
obr A.5 – celkový pohled na zařízení



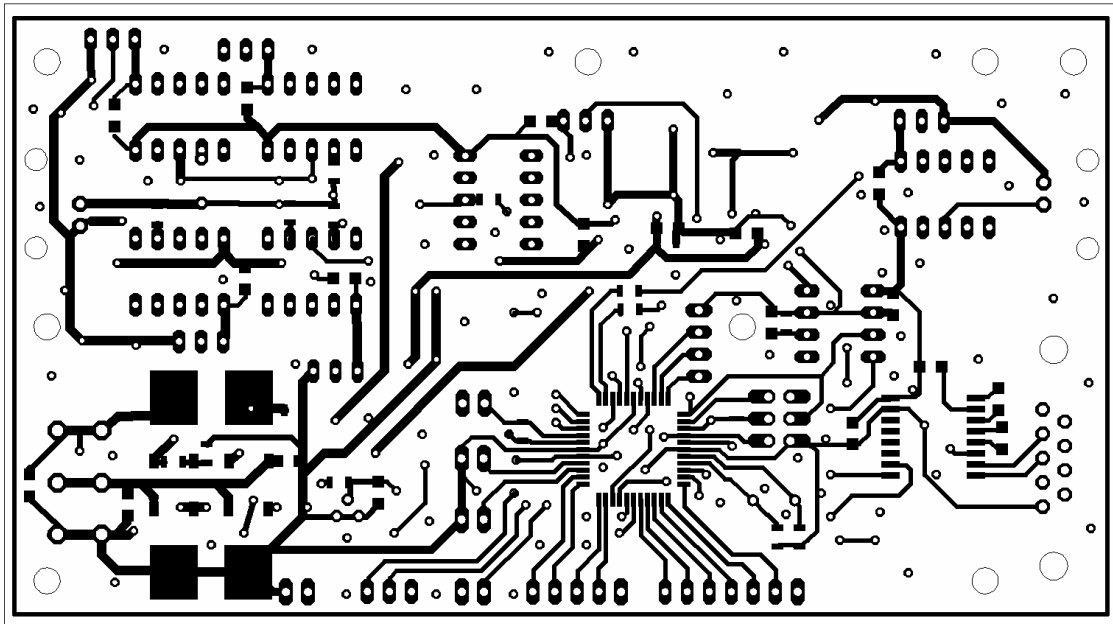
## B Desky plošných spojů



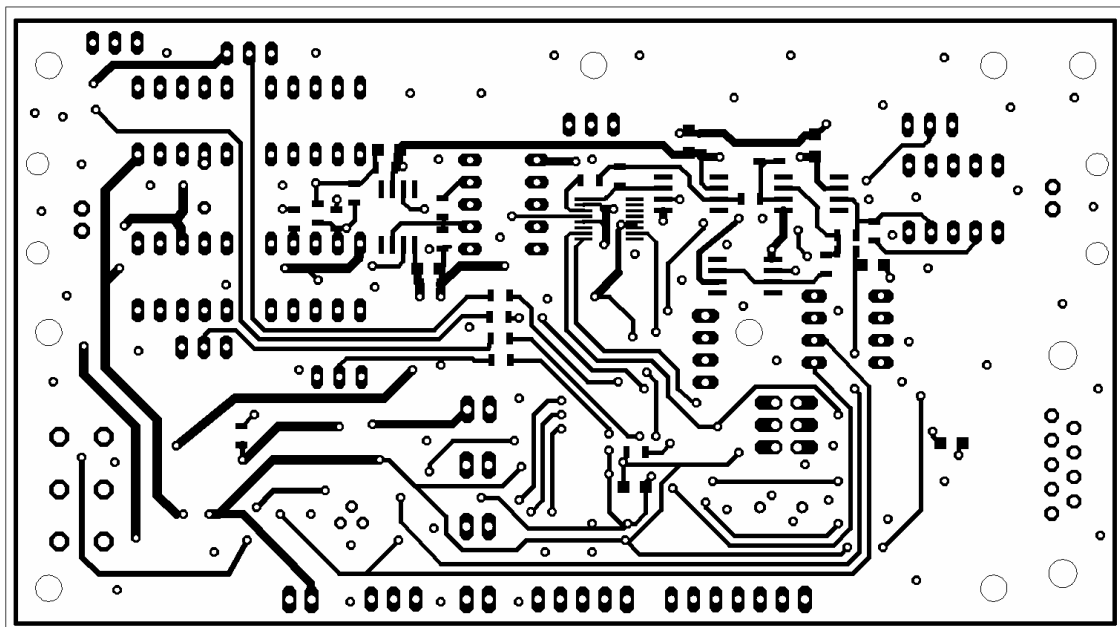
obr B.1 – deska plošných spojů výkonového zesilovače, strana bottom



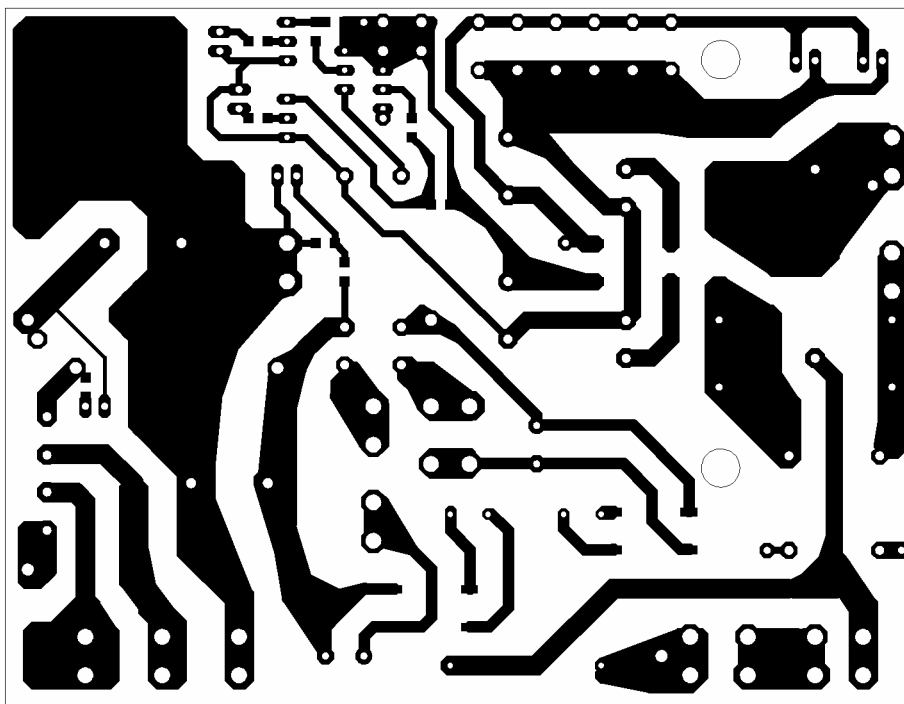
obr B.2 – deska plošných spojů výkonového zesilovače, strana top



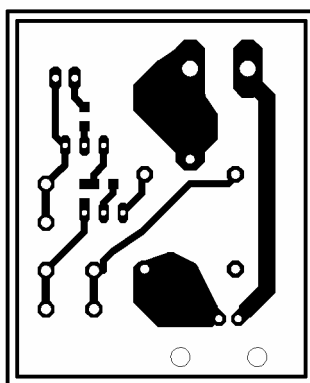
obr B.3 – deska plošných spojů řídicí části, strana bottom



obr B.4 – deska plošných spojů řídicí části, strana top



obr B.5 – deska plošných spojů napájecího zdroje, strana bottom



obr B.6 – deska plošných spojů ochrany zátěže, strana bottom

## C Výpis programu mikrokontroléru ATmega16

```
#include <inttypes.h>
#include <avr/io.h>
#include <stdio.h>
#include <avr/interrupt.h>
static int uart_putstring(char c, FILE *stream);
static FILE mystdout = FDEV_SETUP_STREAM(uart_putstring, NULL, _FDEV_SETUP_WRITE);
int Posli_1byte_SPI(char DA, char data, char data1);
int suda_licha=0; // suda je 0, lichá je 1
int Citac_0 = 0;
int nacistani_PA7=0; // je-li 0, nenačítá se napětí z PA7
int nacistani_PA6=0; // je-li 0, nenačítá se napětí z PA6
int ref_softstartu=750; // hodnota 0-1024 která charakterizuje, kdy se odpojí softstart
int ref_termistoru=500; // při menší načtené hodnotě se odpojí napájení
#define FOSC 1000000 // taktovací frekvence
#define BAUD 2400 // rychlost komunikace s PC
#define MYUBRR FOSC/16/BAUD-1 // výpočet hodnoty do registru UBRR pro rychlost 2400
int init_uart(int ubrr) //inicializace UART
{
    UBRRH = (unsigned char)(ubrr>>8); // nastavení rychlosti UBRR=(fosc/16/BAUD)-1
    UBRRL = (unsigned char)ubrr; // nastavení rychlosti UBRR=(fosc/16/BAUD)-1
    UCSRB = (1<<RXEN)|(1<<TXEN)|(1<<RXCIE); // vždy nastavovat najednou jinak nefunguje
    UCSRC = (1<<URSEL)|(3<<UCSZ0); //nastavení počtu bitu v ramci
    sei (); // povolení všeobecného přerušení
    return 0;
}
int init_SPI() //inicializace SPI rozhraní
{
    DDRB |= _BV(PB5); //mastavení MOSI jako výstup
    DDRB |= _BV(PB7); //mastavení CLK jako výstup
    DDRB |= _BV(PB4); //mastavení SS jako výstup,
    SPCR |= _BV(MSTR); //nastavení režimu master
    SPCR |= _BV(CPOL); //pri "1" klidový stav 1, první hrana je sestupná
    SPCR |= _BV(SPE); //povolení SPI
    SPCR |= _BV(SPR0); // nastavení clk na fosc/16
    DDRC |= _BV(PC0); //D/A převodník
    DDRC |= _BV(PC1); //D/A převodník
    PORTC |= _BV(PC0); //nastavení CS do jedničky, aby se zapisovalo při "0"
    PORTC |= _BV(PC1); //nastavení CS do jedničky, aby se zapisovalo při "0"
    return 0;
}
void ADinit (void) // inicializace A/D převodníku
{
    ADCSRA|= _BV(ADEN)|_BV(ADIF); // povolení činnosti a přerušení převodníku
    sei (); // povolení všeobecného přerušení
    ADMUX|= _BV(MUX2)|_BV(MUX1); // nastavení kanálu, ze kterého se bude převádět
}
void Timer_Counter_0_init(void) // inicializace čítače/časovače 0
{
    TCCR0|= _BV(CS00)|_BV(CS02); // čítá se s clk/1024
    TIMSK|= _BV(TOIE0); // povolení přerušení při přetečení
    TCNT0 = 157; // čítá od ... 255-0,1s/(1024/Fosc)
    sei (); // povolení všeobecného přerušení
}
void Timer_Counter_1_init(void)
{
    TCCR1B|= _BV(CS12); //čítá se s clk/256
    TIMSK|= _BV(TOIE1); // povolení přerušení při přetečení
    TCNT1 = 65535-3906; // čítá od nuly do FFFF(65535)...1/(256*1/Fosc)=3906
}
```

```

    sei (); // povolení všeobecného přerušení
}
ISR(USART_RXC_vect) //přerušení - příjem dat
{
    loop_until_bit_is_set(UCSRA, RXC); //čeká, než bude přenos dokončen
    char i = UDR; // načtený byte do proměnný i
    loop_until_bit_is_set(UCSRA, RXC); // čeká, než bude přenos dokončen
    char ii = UDR; // načtený byte do proměnný ii
    loop_until_bit_is_set(UCSRA, RXC); //načtení celkem 3 bytů
    char iii = UDR; // načtený byte do proměnný iii
    Posli_1byte_SPI(i, (int)ii, (int)iii); // poslání načtených tří bytů na SPI
}
int Posli_1byte_SPI(char typ, char data, char data1) //pošle byty na SPI ale taky na porty s rele
{
    if (typ=='1') // je-li první byte "1" pošle další bajty na MAX541
    {
        PORTC &= ~_BV(PC0); // CS signál je na PC0, nulou se začíná přenos
        SPDR = data; // vyslání 1. bytu
        while(!(SPSR & (1<<SPIF))){} //čeká se než se ukončí přenos (než SPIF = "1")
        SPDR = data1; // vyslání 2. bytu
        while(!(SPSR & (1<<SPIF))){} //čeká se než se ukončí přenos (než SPIF = "1")
        PORTC |= _BV(PC0); // jedničkou se končí přenos
        printf("%c%c%c",typ,data,data1); // potvrzení PC, že proběhlo nastavení
    }
    if ((typ=='2')|(typ=='3')) // je-li první byte "2" pošle další bajty na AD5449
    {
        PORTC &= ~_BV(PC1); // CS signál je na PC1, nulou se začíná přenos
        SPDR = data; // vyslání 1. bytu
        while(!(SPSR & (1<<SPIF))){} //čeká se než se ukončí přenos (než SPIF = "1")
        SPDR = data1; // vyslání 2. bytu
        while(!(SPSR & (1<<SPIF))){} //čeká se než se ukončí přenos (než SPIF = "1")
        PORTC |= _BV(PC1); // jedničkou se končí přenos
        switch (typ)
        {
            case '2': PORTA |= _BV(PA2); // zesílení vstupního OZ na 1
                printf("%c%c%c",typ,data,data1); // potvrzení nastavení pro PC
            break;
            case '3': PORTA &= ~_BV(PA2); // zesílení vstupního OZ na 5
                printf("%c%c%c",typ,data,data1); // potvrzení nastavení pro PC
            break;
        }
    }
    if((typ=='R')&(data=='6')&(data1=='A')) // je-li přimjmuté slovo R6A
    {
        PORTA |= _BV(PA3); // sepne se relé na PA3
        printf("%c%c%c",typ,data,data1); // potvrzení o sepnutí pro PC
    }
    if((typ=='R')&(data=='6')&(data1=='N')) je-li přimjmuté slovo R6N
    {
        PORTA &= ~_BV(PA3); // rozepne se relé na PA3
        printf("%c%c%c",typ,data,data1); // potvrzení o rozepnutí pro PC
    }
    if((typ=='R')&(data=='4')&(data1=='A')) // je-li přimjmuté slovo R4A
    {
        PORTA |= _BV(PA1); // sepne se relé na PA1
        printf("%c%c%c",typ,data,data1); // potvrzení o sepnutí pro PC
    }
    if((typ=='R')&(data=='4')&(data1=='N')) // je-li přimjmuté slovo R4N
    {
        PORTA &= ~_BV(PA1); // rozepne se relé na PA1
    }
}

```

```

        printf("%c%c%c",typ,data,data1);           // potvrzení o sepnutí pro PC
    }
    if((typ=='M')&(data=='1')&(data1=='O'))      // je-li přijmuté slovo M1O
    {
        PORTB &= ~_BV(PB0);                       // rozepte se relé na PB0
        PORTB &= ~_BV(PB1);                       // rozepte se relé na PB1
        PORTA &= ~_BV(PA0);                       // rozepte se relé na PA0
        printf("%c%c%c",typ,data,data1);         // potvrzení o sepnutí pro PC
    }
    if((typ=='M')&(data=='0')&(data1=='1'))      // je-li přijmuté slovo M01
    {
        PORTB &= ~_BV(PB0);                       // rozepte se relé na PB0
        PORTB &= ~_BV(PB1);                       // rozepte se relé na PB1
        PORTA |= _BV(PA0);                       // sepne se relé na PA0
        printf("%c%c%c",typ,data,data1);         // potvrzení o sepnutí pro PC
    }
    if((typ=='k')&(data=='1')&(data1=='0'))      // je-li přijmuté slovo k10
    {
        PORTB &= ~_BV(PB0);                       // rozepte se relé na PB0
        PORTB |= _BV(PB1);                       // sepne se relé na PB1
        PORTA &= ~_BV(PA0);                     // rozepte se relé na PA0
        printf("%c%c%c",typ,data,data1);         // potvrzení o sepnutí pro PC
    }
    if((typ=='5')&(data=='0')&(data1=='O'))      // je-li přijmuté slovo 50O
    {
        PORTB |= _BV(PB0);                       // sepne se relé na PB0
        PORTB &= ~_BV(PB1);                     // rozepte se relé na PB1
        PORTA &= ~_BV(PA0);                     // rozepte se relé na PA0
        printf("%c%c%c",typ,data,data1);         // potvrzení o sepnutí pro PC
    }
}
ISR(ADC_vect)                                     // přerušení po načtení napětí na A/D převodníku
{
    int napeti=ADCW;                              // napětí je načteno do proměnný napětí
    if((nacistani_PA6==1)&(nacistani_PA7==0))      // zde se vykoná vše po načtení napětí na kondiku
    {
        if(napeti>ref_softstartu)                // je-li napětí na filtračním kondiku větší než ref
        {
            PORTC |= _BV(PC6);                  // je odpojen softstart
        }
        else                                     // je-li napětí menší, je odpor softstartu zase připojen
        {
            PORTC &= ~_BV(PC6);                // zapnutí softstartu
        }
        nacistani_PA6=0;                        // znamená, že skončil převod na PA6
    }
    if((nacistani_PA6==0)&(nacistani_PA7==1))      // zde se vykoná ve po načtení napětí termistoru
    {
        if(napeti>ref_termistoru)                // je-li napětí na termistoru vetsi než ref
        {
            PORTC |= _BV(PC7);                  // je napájení připojeno
        }
        else                                     // je-li napětí mení
        {
            PORTC &= ~_BV(PC7);                // je teplota špatná a napájení je odpojeno
            PORTB &= ~_BV(PB2);                // odpojí se zátěž
            Citac_0=0;                          // začne se čítat 5s
        }
        nacistani_PA7=0;                        // znamená, že skončil převod na PA7
    }
}
}

```

```

ISR(TIMER0_OVF_vect) // toto přerušení se vykoná každých 100mS
{
    if(suda_licha==0) // vykoná se každý první přerušení ze dvou
    {
        nacistani_PA6=1; // znamená, že se bude převádět napětí na PA6 (softstart)
        ADMUX&=~_BV(MUX0); // nastavení, že se čte (A/D) z PA6
        ADCSRA|=_BV(ADSC); // začne převod A/D
        suda_licha=1; // znamená, že poslední přerušení bylo sudé
    }
    else // vykoná se každý druhý přerušení ze dvou
    {
        nacistani_PA7=1; // znamená, že se bude převádět PA7
        ADMUX|=_BV(MUX0); // nastavení, že se čte (A/D) z PA7 (teplota chladiče)
        ADCSRA|=_BV(ADSC); // začne převod A/D
        suda_licha=0; // znamená, že poslední přerušení bylo liché
    }
    Citac_0++; // inkrementuje se každých 100mS
    if (Citac_0 >= 50) // po 5 sekundách se vykoná tenhle cyklus
    {
        PORTB |= _BV(PB2); // připojení zátěže po 5 sekundách
        Citac_0=50; // ukončení čítání, aby nedošlo k přetečení
    }
    TCNT0 = 157; // začne se čítat od 157 aby 100mS
    static int uart_putstring(char c, FILE *stream) //poslání jednoho znaku na UART
    {
        loop_until_bit_is_set(UCSRA, UDRE); // pustí dál je-li připraven vysílat
        UDR = c; // vysílaný znak do UDR
        return 0;
    }
}
int main (void)
{
    DDRC |= _BV(PC6); // nastavení pinu jako výstup pro relé softstartu
    DDRB |= _BV(PB2); // nastavení pinu jako výstup pro relé teplotní ochrany
    DDRB |= _BV(PB0); // relé pro připojení vstupní impedance 50 Ohm
    DDRB |= _BV(PB1); // relé pro připojení vstupní impedance 10 kOhm
    DDRA |= _BV(PA0); // relé pro připojení vstupní impedance 100 kOhm
    DDRA |= _BV(PA1); // relé pro nastavení rozsahu (zesílení) 1/10 nebo 1
    DDRA |= _BV(PA2); // relé pro nastavení zesílení vstupního OZ (1 nebo 5)
    DDRA |= _BV(PA3); // relé pro připojení horní propusti
    init_uart(MYUBRR); // inicializace UART s nastavením rychlosti
    init_SPI(); // inicializace SPI
    ADinit(); // inicializace AD převodníku
    Timer_Counter_0_init(); // inicializace čítače a časovače 0
    Timer_Counter_1_init(); // inicializace čítače a časovače 1
    stdout = &mystdout;
    Posli_1byte_SPI('2', 0x90, 0x00); // zakázání daisy-change modu
    Posli_1byte_SPI('2', 0xA0, 0x00); // data jsou v AD5449 načtena na náběžnou hranu
    Posli_1byte_SPI('2', 0xC0, 0x00); // nastavení na midscale, zeroscale je 0xB000
    Posli_1byte_SPI('1', 0x7F, 0xFF); // nastavení offsetu na 0, protože +2,5V + (-)2,5V = 0V
    while(1) {} // nekonečná smyčka
    return (0);
}

```

## D Obsah příloženého CD

- \ AVR \ Rizeni\_ATmega16 – projekt AVRStudia, obsahuje kód v jazyce C pro řídicí část i zkompileovaný hex soubor
  - \ Celková zpráva – tento dokument v elektronické podobě
  - \ Eagle \ Řídicí část – schéma a deska plošného spoje řídicí části
  - \ Eagle \ Výkonový zesilovač – schéma a deska plošného spoje zesilovače
  - \ Eagle \ Zdroj a modul – schéma a deska plošného spoje zdroje a modulu pro odpojení zátěže
  - \ Labview \ Zesilovač \ Exe – spustitelný exe soubor pro ovládání řídicí části
  - \ Labview \ Zesilovač \ Instal – instalační balíček obsahující podporu pro spuštění exe souboru vytvořeného v programovacím prostředí Labview – Run Time Engine
  - \ Měření hysteréze – soubory s naměřenými daty pro vyhodnocení hysterézní smyčky
- 
- \ Print\_13, Print\_15 – permalloy, 50 Hz,  $N1 / N2 = 31 / 31$ ,  $S = 225 \text{ mm}^2$
  - \ Print\_14, Print\_17 – permalloy, 100 Hz,  $N1 / N2 = 31 / 31$ ,  $S = 225 \text{ mm}^2$
  - \ Print\_18, Print\_19 – permalloy, 500 Hz,  $N1 / N2 = 31 / 31$ ,  $S = 225 \text{ mm}^2$
  - \ Print\_20, Print\_16 – permalloy, 1 kHz,  $N1 / N2 = 31 / 31$ ,  $S = 225 \text{ mm}^2$
  - \ Print\_21, Print\_22 – ferit h21, 50 Hz,  $N1 / N2 = 36 / 16$ ,  $S = 85 \text{ mm}^2$
  - \ Print\_23, Print\_24 – ferit h21, 1 kHz,  $N1 / N2 = 36 / 16$ ,  $S = 85 \text{ mm}^2$
  - \ Print\_25, Print\_26 – ferit h21, 10 kHz,  $N1 / N2 = 16 / 32$ ,  $S = 85 \text{ mm}^2$
  - \ Print\_00, Print\_02 – ferit h21, 100 kHz,  $N1 / N2 = 2 / 5$ ,  $S = 85 \text{ mm}^2$