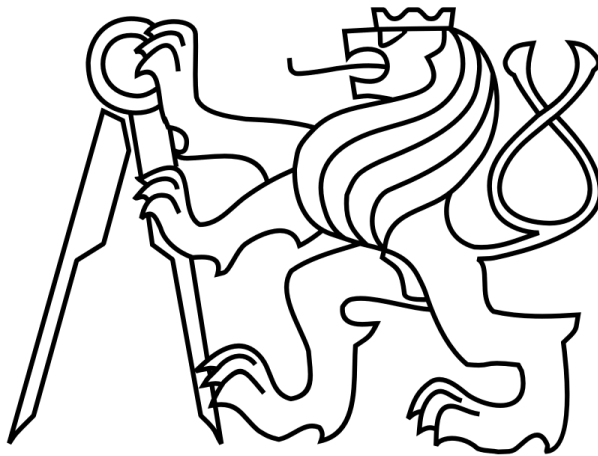


**České vysoké učení technické v Praze**  
**fakulta elektrotechnická**  
**katedra mikroelektroniky**



**Bakalářská práce**

**Akustický spínaný výkonový zesilovač**

**Autor:** Jan Chvojka

**Vedoucí práce:** Ing. Lubor Jirásek, CSc.

**2014**

## 1.1 ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

**Student:** Jan Chvojka  
**Studijní program:** Komunikace, multimédia a elektronika (bakalářský)  
**Obor:** Aplikovaná elektronika  
**Název tématu:** Akustický spínaný výkonový zesilovač

### Pokyny pro vypracování:

1. Prostudujte dostupnou literaturu týkající se vlastností spínaných výkonových zesilovačů a zaměřte se zejména na výběr vhodné metody pro odstranění rušivých signálů.
2. Na základě 1) navrhnete a realizujete výkonový spínaný audiozesilovač.
3. Proveďte ověřovací měření zesilovače.
4. Zhodnoťte dosažené výsledky.
5. Publikování výsledku dosažených v této práci je možné pouze se svolením zadavatele.

### Seznam odborné literatury:

[1] Štál P.: Výkonové audiozesilovače pracující ve třídě D. BEN, Praha 2008. ISBN: 978 80-7300-2

[2] Vobecký, J. - Záhlava, V.: Elektronika. Grada, Praha 2005

**Vedoucí:** Ing. Lubor Jirásek, CSc.

**Platnost zadání:** 31.8.2015

L.S.

Prof. Ing. Miroslav Husák,  
CSc.  
vedoucí katedry

prof. Ing. Pavel Ripka,  
CSc.  
děkan

V Praze dne 6. 2. 2013

## Čestné prohlášení

Prohlašuji, že jsem zadanou bakalářskou práci „Akustický spínaný výkonový zesilovač“ zpracoval sám s přispěním vedoucího práce a používal jsem pouze literaturu uvedenou na konci práce. Souhlasím se zapůjčováním práce a jejím zveřejňováním.

V Praze dne 23. 5. 2014.

Jan Chvojka

## **Poděkování**

Na tomto místě bych chtěl poděkovat svému vedoucímu bakalářské práce Ing. Luboru Jiráskovi, CSc. za jeho cenné rady a připomínky a rovněž za to, že pro mě měl pochopení v momentech, kdy mé pracovní výkony nebyly nikterak závratné.

Rovněž bych chtěl poděkovat i Doc. Ing. Pravoslavu Martínkovi, CSc. za velmi přínosné konzultace. Samozřejmě bych také rád poděkoval rodině, která mě během psaní práce podporovala.

Jan Chvojka

## **Anotace**

Cíl práce je porozumět dějům, které probíhají v akustických výkonových spínaných zesilovačích. První část je věnována obecnému popisu a dává prostor k diskuzi o možných řešeních spínaného zesilovače. Jsou popsány a porovnány způsoby realizace koncového stupně a výběr modulace. Jsou popsány jevy, které negativně ovlivňují parametry reálného zesilovače. S využitím metod používaných při analýze lineárních obvodů je zkoumán způsob implementace zpětné vazby ve spínaném zesilovači za účelem potlačení rušivých vlivů. Je kladen důraz na hledání nových, moderních cest, jakými je možné tyto zesilovače konstruovat. I proto je část práce věnována i poněkud nezvyklé topologii samokmitajícího spínaného zesilovače, který využívá nelineární vlastnosti zesilovače ve svůj prospěch.

Závěrečná část je věnována popisu zkonstruovaného přípravku, jehož funkce je simulována jednak systémově v prostředí SIMULINK s užitím ideálních prvků, jednak jako obvodová simulace s využitím modelů reálných součástek v prostředí OrCad PSPICE. Rovněž je provedeno měření fyzicky realizovaného přípravku. Na závěr jsou porovnány dosažené výsledky.

## **Abstract**

The goal of this thesis is to understand the processes that take place in switching mode power amplifiers. The first part is devoted to a general description of the problem, and opens up the possibility of discussing the ways, how can be the switching mode power amplifier constructed. Possibilities of output stage construction and modulation techniques are presented and compared. Various distortion mechanisms are presented. Possibilities of negative feedback implementation are discussed with the aid of methods used in linear circuit analysis to suppress the distortion. The stress is put on new, modern ways how to construct these amplifiers. Piece of work is therefore devoted to a rather uncommon topology of self-oscillating amplifier, that take advantage of the nonlinear behavior of switching mode amplifiers.

The final section of thesis is devoted to a constructed device. The functionality of the device is simulated as a system with ideal components in SIMULINK environment, afterwards it is also simulated as a real circuit using SPICE models in OrCad Pspice environment. Measurement of physical device is also presented. Finally, the achieved results are compared.

# Obsah

1.1 ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE .....	2
Čestné prohlášení.....	3
Poděkování .....	4
Anotace .....	5
Abstract .....	5
Seznam použitých zkratk a symbolů.....	8
1 Úvod.....	9
2 Zesilovač .....	10
2.1 Třídy tranzistorových zesilovačů .....	10
2.1.1 Třída A .....	10
2.1.2 Třída B/AB.....	10
2.1.3 Třída C, E, F .....	11
2.1.4 Třída G, H.....	11
2.1.5 Třída D .....	11
3 Zesilovač ve třídě D – blokové schéma.....	12
3.1 Modulace.....	16
3.1.1 PWM modulace .....	16
3.1.2 Modulační schéma a „filterless aplifier“ .....	18
3.1.3 PDM, Sigma Delta modulátor .....	20
3.2 Topologie koncového stupně .....	22
4 Rušivé vlivy.....	23
4.1 Nelinearita PWM modulátoru .....	23
4.2 Dead time a vedení substrátovou diodou .....	23
4.3 „Bus pumping“ efekt .....	25
4.4 Zkreslení v důsledku neideálního výstupního filtru.....	26
4.5 Rušení napájecím zdrojem .....	26
4.6 Chyby časování, další nedostatky .....	26
5 Zavedení záporné zpětné vazby .....	27
6 Zesilovač ve třídě D, samokmitající, se zpětnou vazbou za filtrem (Self-oscillating amplifier, globally modulated) .....	29
7 Návrh .....	31

7.1	Volba topologie a modulačního schématu.....	31
7.2	Napájení.....	31
7.3	Koncový stupeň a převodník úrovní.....	32
7.4	LC filtr .....	34
7.5	Předzesilovač.....	36
7.6	Zpětná vazba a modulátor.....	36
7.7	Plošný spoj.....	39
8	Měření .....	40
8.1	Měření harmonického zkreslení.....	40
8.2	Měření účinnosti .....	41
9	Poznámky k CD .....	42
10	Závěr.....	43
11	Seznam použité literatury .....	44
12	Přílohy.....	45
12.1	Model zesilovače s bloky A, B, I.....	45
12.2	Frekvenční charakteristiky.....	46
12.3	Realizace přenosů bloků A, B, I.....	48
12.4	Obvodové realizace přenosů bloků A, B, I.....	49
12.5	Graf harmonického zkreslení, varianta II .....	50
12.6	Graf účinnosti .....	51
12.7	Celkové schéma koncového stupně a modulátoru .....	52
12.8	Deska plošných spojů .....	53
12.9	Ukázkový průběh (Pspice) .....	54

## Seznam použitých zkratek a symbolů

B	T	magnetická indukce
C	F	kapacita ve výstupním LC filtru
L	H	indukčnost ve výstupním LC filtru
x		časový průběh vstupního signálu
X		Laplaceův obraz signálu x
e		časový průběh chybového signálu
E		Laplaceův obraz signálu e
n		časový průběh rušivého signálu
p		časový průběh spínacího signálu
P		Laplaceův obraz signálu p
$p_{dc}$		časový průběh nízkofrekvenční složky signálu p
$p_{ac}$		časový průběh vysokofrekvenční složky signálu p
$P_{dc}$		Laplaceův obraz signálu $p_{dc}$
$P_{ac}$		Laplaceův obraz signálu $p_{ac}$
K,H		Laplaceovy přenosy
$H_{fb}$		Laplaceův přenos bloku zpětné vazby
$H_{lc}$		Laplaceův přenos bloku LC filtru
$H_a$		Laplaceův přenos bloku A
$H_b$		Laplaceův přenos bloku B
$H_c$		Laplaceův přenos bloku C
$H_{pre}$		Laplaceův přenos bloku předzesilovače
$H_{int}$		Laplaceův přenos bloku integrátoru

Notace pro Matlab skript: (neumožňuje použití dolních indexů)

$H_{fb}$	Laplaceův přenos bloku zpětné vazby v
$H_{lc}$	Laplaceův přenos bloku LC filtru
$H_a$	Laplaceův přenos bloku A
$H_b$	Laplaceův přenos bloku B
$H_c$	Laplaceův přenos bloku C
$H_{pre}$	Laplaceův přenos bloku předzesilovače
$H_{int}$	Laplaceův přenos bloku integrátoru



# 1 Úvod

Hudba je velmi silný výrazový prostředek, který činí svět zajímavějším. Protože jsem muzikant a mám rád úsporná - avšak funkční řešení, rozhodl jsem se pro stavbu spínaného audiozesilovače. Výhody těchto zesilovačů jsou nesporné. Vedle vynikající kvality zvuku nabízejí sníženou spotřebu, velikost i hmotnost. Ještě v nedávné době byla ale jejich kvalita zvukového podání podstatně horší, než u konvenčních lineárních zesilovačů. Díky technologickému pokroku dnes nacházejí spínané audiozesilovače masivní uplatnění zejména v přenosných zařízeních. Výkonové varianty spínaných zesilovačů však pro konstruktéry stále představují určitou výzvu.

Kromě doporučené literatury jsem měl k dispozici diplomové práce kolegů S.Hugece a J.Hrabálka, které rovněž pojednávají o spínaném zesilovači. Nalezneme v nich množství praktických informací týkajících se fyzické realizace zesilovače, které spadají především do oblasti výkonové elektroniky. Kolega Hrabálek měl problém se zarušením výstupu zesilovače šumem. Přitom návrh záporné zpětné vazby byl zmíněn jen velmi okrajově. Kolega Hucec konstruoval zesilovač bez záporné zpětné vazby. Měl problém především s výstupní nesy-metrií a tudíž nutností před použitím zesilovač seřídít. Jsem toho názoru, že kvalitním návrhem záporné zpětné vazby lze zmíněné problémy odstranit.

## 2 Zesilovač

Zesilovač je zařízení, jehož výstupní výkon signálu odevzdaný do zátěže je větší než výkon vstupní, potřebný k buzení zesilovače. Přitom je snaha, aby zkreslení výstupu zesilovače bylo co nejmenší a frekvenční charakteristika zesilovače byla rovná.

Nejprve v krátkosti klasifikuji tranzistorové zesilovače z hlediska principu jejich funkce, výhod/nevýhod a samozřejmě vhodnosti jejich použití.

Poté se zaměřím na zesilovač ve třídě D a detailněji rozeberu možnosti jeho realizace.

### 2.1 Třídy tranzistorových zesilovačů

Ve většině případů používáme tranzistor tak, že definujeme jeho pracovní bod, stanovíme jeho lineární model a provozujeme tranzistor okolo jeho pracovního bodu. Pracovním bodem se rozumí množina napětí a proudů tranzistorem bez přítomnosti budicího signálu.

Třídy tranzistorových zesilovačů byly zavedeny právě na základě rozdílné polohy pracovního bodu koncových tranzistorů.

#### 2.1.1 Třída A

Pracovní bod je umístěn doprostřed lineární oblasti převodní charakteristiky, takže při nulovém budicím signálu teče tranzistorem stálý klidový proud. Z toho plyne nízká účinnost zapojení, naopak výhodou je jednoduchost řešení, napájení jediným zdrojem, nízké zkreslení a obecně dobré vysokofrekvenční vlastnosti v porovnání např. s třídou D. Kvůli nízké účinnosti se zapojení ve třídě A používá v koncových stupních již zřídka. Využití nachází spíše v předzesilovačích.

Důležité je uplatnění elektronek v zesilovačích třídy A. Elektronkové předzesilovače se např. používají v kondenzátorových studiových mikrofonech. Jednak kvůli jejich nízké vstupní impedanci, kterou kondenzátorové mikrofony vyžadují, jednak proto, že obohacují spektrum převážně jen o druhou a třetí harmonickou. V časové oblasti se to projeví jako schopnost „měkce limitovat“ a elektronka tak prakticky působí jako kompresor, na rozdíl od ostrého ořezávání, které produkuje přebuzený tranzistorový zesilovač. Více o této problematice např. v [1] Elektronkové zesilovače ve třídě A jsou rovněž používané v koncových stupních kytarových zesilovačů.

#### 2.1.2 Třída B/AB

Třída B má pracovní bod posunutý do nuly převodní charakteristiky, čímž se sice eliminuje klidový proud, ale vznikne jednak přechodové zkreslení a jednak zkreslení v důsledku polovičního úhlu otevření proti třídě A. Přechodové zkreslení je patrné v době, kdy je budicí signál menší než prahové napětí tranzistoru. Tranzistor je stále zavřený a na vstupní signál téměř nereaguje.

Pokud necháme druhý, komplementární tranzistor zpracovávat i druhou půlperiodu, dostaneme zesilovač ve třídě AB, který je v audiotechnice stále hojně používaný, neboť je

relativně jednoduchý a stále dosahuje přijatelné účinnosti (cca 78%). Přechodové zkreslení se často eliminuje připojením dvou diod mezi báze tranzistorů, čímž se vytvoří potřebné předpětí. Pokud je úbytek napětí na diodě přibližně roven prahovému napětí bipolárního tranzistoru, posune se pracovní bod těsně k prahovému napětí. Tím se přechodové zkreslení téměř eliminuje. I přes relativně vysokou účinnost třídy AB je tendence přecházet k účinnějším variantám, například třídě D, a to hlavně u výkonnějších zesilovačů. To proto, že absolutní hodnota ztrátového výkonu u velkých zesilovačů může dosahovat značných hodnot. Hlavním problémem se tedy stává chlazení takového zesilovače.

### 2.1.3 Třída C, E, F

Úhel otevření tranzistoru je menší, než  $\pi$ . Jeho pracovní bod je posunutý velmi nízko. Čím je pracovní bod níže proti prahovému napětí tranzistoru, tím je úhel otevření menší. Pokud vstupní signál překročí takto vytvořený práh, na výstupu se objeví zesílený signál. Je zřejmé, že takový zesilovač bude mít značné zkreslení. Z toho důvodu se tento zesilovač používá téměř výhradně v kombinaci s úzkopásmovým filtrem, který je naladěn na původní budicí frekvenci, kterou propustí a naopak odfiltruje přidané harmonické složky. Výhoda třídy C je vyšší účinnost nežli v případě třídy B.

Zesilovače ve třídě E a F vychází z třídy C. Využívá se spínání při nulovém napětí/proudu tranzistoru, tak, že výkonová ztráta na tranzistoru se blíží nule. Tím lze zvýšit účinnost zesilovače. Protože se tyto zesilovače používají především v radiotechnice, nebudu se jimi dále zabývat.

### 2.1.4 Třída G, H

Protože koncové tranzistory ve třídě A/AB pracují převážně v lineárním režimu, a tudíž při průchodu proudu je na nich nenulový úbytek napětí, spotřebovávají výkon. Čím vyšší je úbytek napětí při daném proudu, tím je ztrátový výkon vyšší. Zesilovače ve třídě G tento problém řeší minimalizací úbytku napětí na tranzistorech výběrem vhodného napájecího napětí pro danou úroveň vstupního signálu. Napájecích napětí může být hned několik. Cenou za zvýšenou účinnost je složitost zapojení.

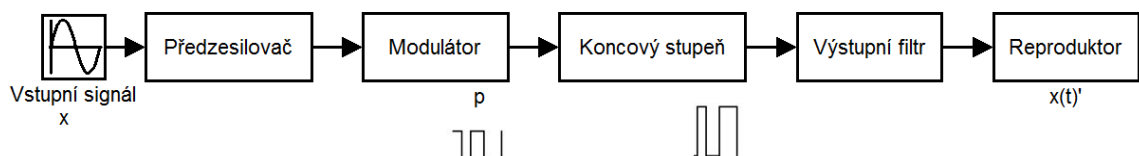
Zesilovače ve třídě H pracují na podobném principu, ale místo fixních napěťových úrovní využívají napájecí napětí, které dynamicky mění velikost na základě obálky vstupního signálu. Je zřejmé, že v tomto případě jsou kladeny vyšší nároky na napájecí zdroj, který musí mít dostatečně rychlou odezvu stejně tak, jako dostatečný rozsah výstupního napětí. Téměř vždy jsou zesilovače ve třídě G, H opatřeny zápornou zpětnou vazbou.

### 2.1.5 Třída D

Koncové tranzistory zesilovače ve třídě D pracují buďto v neaktivním režimu, nebo jsou plně otevřené. Převod analogového signálu na signál o několika málo stavech má obecně ve výkonových aplikacích výhodu v tom, že se dá podstatně zvýšit účinnost celého zařízení, protože je minimalizována doba, kdy výstupní tranzistory pracují v lineárním režimu. Nevýhoda proti lineárním zesilovačům je zvýšené elektromagnetického vyzařování, dané spektrem obdélníkových průběhů napětí a proudů v obvodu, o vysoké amplitudě.

### 3 Zesilovač ve třídě D – blokové schéma

Zjednodušené blokové schéma zesilovače ve třídě D bez zpětné vazby je vidět na obrázku obr.1.



obr.1 – základní blokové schéma zesilovače ve třídě D.<sup>1</sup>

#### Předzesilovač

Vstupní signál  $x$  je nejprve zesílen v nízkošumovém předzesilovači. Na předzesilovač není kladen zvláštní požadavek na zesílení. Předzesilovač by měl spíše vykazovat vysoký vstupní odpor a současně mít nízké zkreslení. V předzesilovači je signál  $x$  zbaven případné stejnosměrné složky a je frekvenčně omezen na slyšitelné (audio) pásmo. Poté je zpracován modulátorem.

#### Modulátor

Modulátor generuje signál  $p$  o několika málo úrovních (nejčastěji dvou) s frekvencí spínání podstatně vyšší, než je frekvence vstupního signálu  $x$ . Modulátor musí pracovat tak, aby se spektrum signálu  $p$  v audio pásmu shodovalo se spektrem signálu  $x$ . O možnostech realizace modulátoru pojednává blíže kapitola 3.1, dále pak kapitola 6, kde je vidět, jak lze využít nelineární vlastnosti spínaného zesilovače a zabudovat tak modulátor do smyčky zpětné vazby. Signálem z modulátoru se budí koncový stupeň zesilovače.

#### Koncový stupeň

Koncový stupeň má za úkol výkonově zesílit signál z modulátoru. Může být tvořen bipolárními tranzistory, jejichž charakteristiky jsou vhodné pro spínací režim. Takové tranzistory mají sice značně nelineární průběh proudového zesilovacího činitele, zato však mají nízké saturační napětí, což je pro spínací režim výhodné. Spínací tranzistory navíc rychle přechází přes lineární oblast. To rovněž snižuje ztráty. Řešení s bipolárními spínacími tranzistory se volí většinou tehdy, pokud je snaha o co nejjednodušší zapojení, často malého výkonu. Koncový stupeň pro velké výkony je nejčastěji tvořen výkonovými MOS-FET tranzistory s budičem. MOS-FET tranzistory mají proti spínacím bipolárním tranzistorům výhodu v tom, že jsou v současné době velmi levné, umožňují spínat větší proudy a často dosahují menších ztrát v sepnutém stavu.

---

<sup>1</sup>Ačkoli je v literatuře v naprosté většině případů prezentováno zapojení s trojúhelníkovým generátorem, takto obecné schéma je zvoleno zcela záměrně. Poukazuje na to, že spínaný zesilovač lze konstruovat bez generátoru trojúhelníkového signálu a to mnohdy i jednodušším způsobem.

Je však nutné připomenout, že vše závisí na konkrétních pracovních podmínkách. Parametry MOS-FET tranzistorů se mohou např. vlivem vysoké teploty značně zhoršit. Nevýhoda MOS-FET je nutnost použít budič, který zajišťuje korektní funkci tranzistorů a současně i jejich ochranu. Nejčastější způsoby zapojení koncových tranzistorů jsou popsány v kapitole 3.2.

### Výstupní filtr

Signál z koncového stupně je poté přiveden do rekonstrukčního filtru typu dolní propust. Úkol filtru je co možná nejvíce filtrovat harmonické složky spínacího kmitočtu, avšak propustit část spektra, spadající do audiopásmu beze změny v amplitudě. Amplitudová charakteristika filtru tudíž musí začít až za audio pásmem a na spínacím kmitočtu musí mít co největší útlum. Jako rekonstrukční filtr se většinou používá LC filtr druhého řádu, protože představuje dobrý kompromis mezi výkonem, složitostí a cenou. Nejčastěji je volena Butterworthova aproximace, kvůli její rovné amplitudové charakteristice v propustném pásmu. Ačkoli výraznější pokles fázové charakteristiky LC filtru začíná už o dekádu dříve, nežli pokles její amplitudové charakteristiky, nečiní to v případě audio zesilovače velký problém. To z toho důvodu, že lidské sluchové ústrojí je citlivé spíše na obsah harmonických složek a jejich vzájemnou amplitudu, nežli na jejich fázi. Fázová charakteristika představuje problém při implementaci zpětné vazby, to bude ale diskutováno v kapitole 4.6.

Frekvence signálu  $p$  se volí hned několikrát vyšší, než je minimální vzorkovací frekvence pro audio pásmo. To z toho důvodu, že výstupní filtr je většinou pouze druhého řádu. Pokud by spínací frekvence byla příliš nízká, bylo by na spínacím kmitočtu dosaženo nízkého útlumu. Harmonické složky spínacího kmitočtu by měly zbytečně velkou amplitudu, což by se v zátěži projevilo jako neužitečný - ztrátový výkon. To by se sice dalo vyřešit snížením zlomového kmitočtu výstupního filtru, jenže tím by se zcela určitě nedosáhlo ideálně rovné modulové frekvenční charakteristiky zesilovače v audio pásmu.

Protože se přes LC filtr přenáší téměř celý výkon do zátěže, je výhodné, že LC filtr ideálně nevykazuje činné ztráty. Ve skutečnosti LC filtr vykazuje ztráty v důsledku parazitních vlastností prvků  $L$  a  $C$ , dále ztráty ve vinutí a v jádře. Ztráty v jádře vznikají jednak v důsledku rychlého natáčení magnetických domén materiálu, jednak jako ztráty vířivé. Vířivé ztráty se u železoprachových jader eliminují izolačním pojivem. Tím, že se od sebe částice železa elektricky izolují se přerušují smyčky Foucaultových vířivých proudů. U feritů se vířivé ztráty příliš neuplatňují už z principu, protože ferity mají větší měrný odpor.

V kontextu ztrát a spínací frekvence, která se v dnešní době pohybuje cca. od stovek kHz do jednotek Mhz, je vhodné zmínit i tzv. skin efekt.

V důsledku rychle se měnícího magnetického pole se generují malé smyčky vířivých proudů v objemu sousedních závitů navinuté cívky. Tyto vířivé proudy představují ztráty, které rostou s průřezem vodiče a s rostoucí magnetickou indukcí. Orientace vířivých proudů je taková, že uprostřed vodiče působí proti směru původního proudu, zatímco na okraji působí ve směru. Tudíž dojde k nerovnoměrnému rozložení proudové hustoty ve vodiči.

Proud začne procházet převážně povrchem vodiče, čímž se zvýší jeho efektivní elektrický odpor. Z toho důvodu se povrch vodiče často postříbřuje, aby se snížil elektrický odpor v místě průchodu nejvyššího proudu.

K určení oblasti, kudy bude střídavý proud převážně procházet se používá parametr hloubka vniku:

$$\sigma = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot \frac{1}{\rho} \mu_0 \cdot f}} \quad (3.1)$$

$\rho$  ... měrný elektrický odpor

$\mu_0$  ... permeabilita vakua

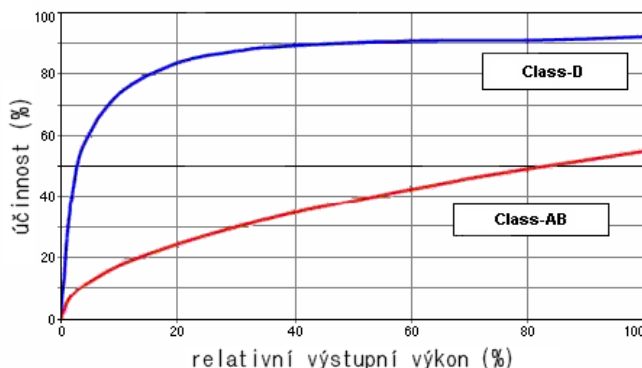
$f$  ... frekvence střídavého proudu

Dle [2] je zřejmé, že pro určitou frekvenci střídavého proudu existuje optimální průřez vodiče, který je roven asi  $3\sigma$ . Snížit vliv skin efektu lze snížením velikosti frekvence střídavého proudu cívkou, snížením počtu závitů, minimalizací odporu vodiče a volbou jeho optimálního průřezu.

Za určitých okolností je možné výstupní filtr vynechat. To s sebou přináší určité výhody, ale i jisté kompromisy. Více je uvedeno v podkapitole 3.1.2 u třístavové PWM modulace, která se v těchto zesilovačích používá.

## Účinnost

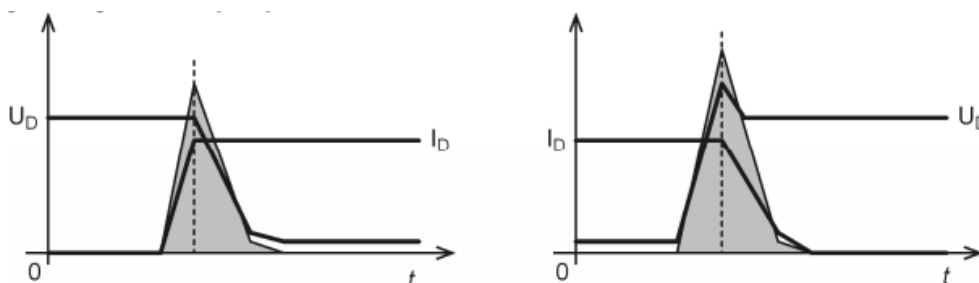
Typická závislost účinnosti zesilovače třídy D na výstupním výkonu je na obrázku obr.2. Snížená účinnosti při velmi nízkém výstupním výkonu je dána vlastní spotřebou zařízení v klidovém stavu. Při vyšším výkonu už tato vlastní spotřeba tvoří minoritní podíl z celkového výkonu a dominují spíše ztráty v koncovém stupni, které jsou ale nízké. Při vysokém buzení proto účinnost často dosahuje hodnot vyšších než 90 %.



obr.2 -- graf typické účinnosti zesilovače ve třídě D ve srovnání s třídou AB

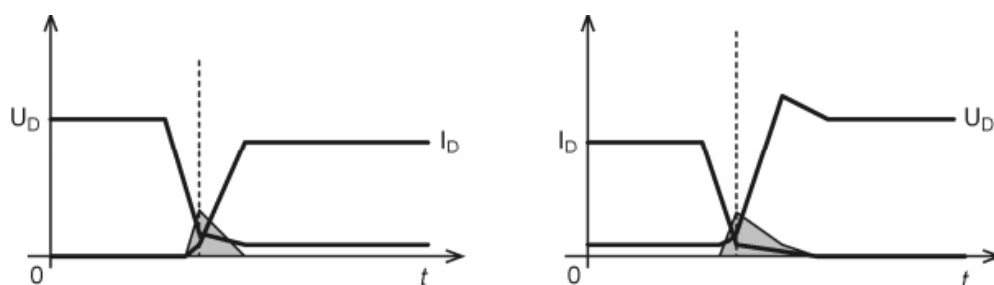
(převzato z: <http://sound.westhost.com/articles/pwm.htm>)

Na účinnost zesilovače má značný vliv typ použitých výkonových tranzistorů MOS-FET. Jejich odpor v sepnutém stavu vytváří ztráty vedením. Tyto ztráty jsou téměř nezávislé na frekvenci spínání. Vedle toho existují ztráty spínací, které s frekvencí rostou. Na obrázku obr.3 jsou vyobrazené zjednodušené průběhy napětí a proudu na tranzistoru při tzv. „tvrdém spínání“. Je vidět, že tranzistor přechází mezi stavy zapnuto/vypnuto plynule. Součin okamžitého proudu a na pětí na tranzistoru vytváří ztrátový výkon.



obr.3 – zjednodušené průběhy napětí a proudu při tvrdém spínání MOS (převzato z [3])

Možností, jak omezit spínací ztráty je využít „měkké spínání“ - princip využívaný v rezonančních zdrojích [4]. Koncový stupeň je doplněn vhodným rezonančním obvodem induktivního, či kapacitního charakteru a usměrňovačem. Rezonanční obvod fázově posune průběhy proudů a napětí tranzistorů tak, že buďto v nule proudu, či v nule napětí tranzistory spínají téměř bez ztrát.



obr.4 -- zjednodušené průběhy napětí a proudu při měkkém spínání MOS (převzato z [3])

Je ale otázka, zdali ztráty v přidaném rezonančním obvodu a usměrňovači nebudou srovnatelné, nebo dokonce nepřeváží nad ztrátami v důsledku tvrdého spínání. Potom by toto řešení postrádalo smysl.

Z výše uvedeného je vidět, že na účinnost zesilovače bude mít vliv velikost spínací frekvence koncového stupně. Příliš nízká frekvence bude vést ke zvyšování ztrát v reproduktoru vlivem nedostatečné filtrace spínacího kmitočtu. V krajním případě může dojít k výraznému nárůstu zkreslení v audio pásmu. Naopak příliš vysoká frekvence sice tyto ztráty sníží, avšak dojde k nárůstu spínacích ztrát v koncovém stupni a ve výstupním filtru. (Pojem „spínací frekvence“ je spíše vhodnější chápat jako průměrný počet sepnutí/vypnutí koncového stupně, protože existují modulace, které konstantní spínací frekvenci nemají, viz. podkapitola 3.1.3.)

### 3.1 Modulace

Budicí signál pro koncový stupeň může být získán několika způsoby. Budou popsány dva nejpoužívanější.

#### 3.1.1 PWM modulace

„Pulse width modulation“ neboli pulzně šířková modulace převádí analogový signál na posloupnost pulzů, jež je definovaná frekvencí, střídou, hloubkou modulace a amplitudou.

$$D = \frac{T_{on}}{T_{pwm}} \cdot 100 (\%) \quad (3.2)$$

$D$  ... *střída (duty cycle)*

$T_{on}$  ... *doba, po kterou je pwm signál ve vysoké úrovni*

$T_{pwm}$  ... *perioda pwm signálu*

$$M = \frac{U_{im}}{U_{tm}} \cdot 100 (\%) \quad (3.3)$$

$M$  ... *hloubka modulace*

$U_{im}$  ... *amplituda vstupního signálu*

$U_{tm}$  ... *amplituda trojúhelníkového signálu*

Pokud získáme pwm signál porovnáním vstupního signálu  $x(t)$  s trojúhelníkovým (nebo pilovitým) signálem, nazýváme signál  $p(t)$  NS-PWM („Naturally sampled PWM“). Pokud získáme pwm signál až z navzorkovaného průběhu, dostaneme signál US-PWM („Uniformly sampled PWM“) [5].



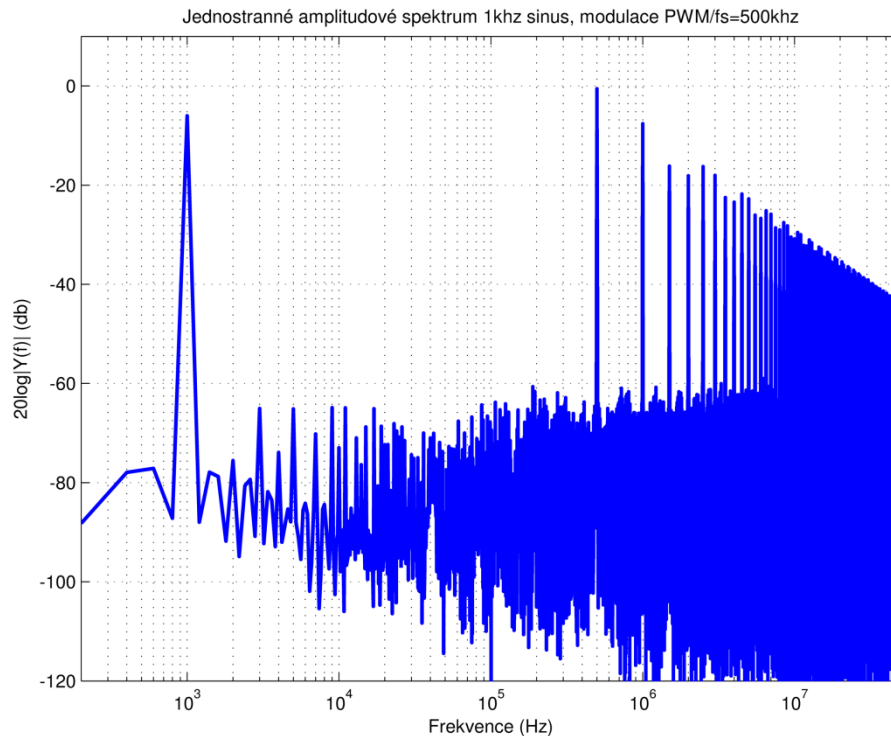
obr.5 – NS-PWM a US-PWM

(převzato z: <http://www.ijser.org/paper/Design-and-Analysis-of-Pulse-width-Modulator-PWM-using-Current-Comparator.html>)

Lze ukázat [5], že spektrum „NS-PWM“ signálu obsahuje jednak spínací kmitočty s jeho postranními pásmy, jednak původní spektrum nízkofrekvenčního signálu v nezměněné podobě. NS-PWM tudíž nepřidává slyšitelné harmonické zkreslení, pokud jsou složky spínacího kmitočtu dostatečně vzdálené od audio pásma. Z toho důvodu se PWM signál s výhodou získává analogovou metodou.



Na obrázku obr. 6 je vidět spektrum odezvy pwm modulátoru na sinusový signál o frekvenci 1kHz. Hloubka modulace je 50% - amplituda trojúhelníkového signálu je rovna jedné, amplituda nízkofrekvenčního sinusového signálu je rovna jedné polovině. Na frekvenci 1 kHz je vidět spektrální čára užitečného signálu, na frekvenci 500 kHz se nachází nejsilnější spektrální čára spínacího kmitočtu společně s dalšími složkami pwm signálu.



obr. 6 – spektrum odezvy pwm modulátoru na sinusový signál o frekvenci 1 kHz

Konstantní frekvence PWM signálu může představovat jak výhodu, tak nevýhodu. Z hlediska rušení může být žádoucí, že většina energie je soustředěna na spínací kmitočtu, neboť tato frekvence je předem známá. V některých situacích naopak oceníme, když je energie rušivého signálu rozprostřena do širšího pásma, a má tak i menší špičkovou energii. Tak je tomu u modulace PDM popsané v části 3.1.3.

**Výhody a nevýhody PWM modulátoru s trojúhelníkovým generátorem při použití ve výkonovém audio zesilovači:**

- + konstantní počet náběžných/sestupných hran za jednotku času – výhodna závisí na konkrétním použití
- + jednoduchý návrh

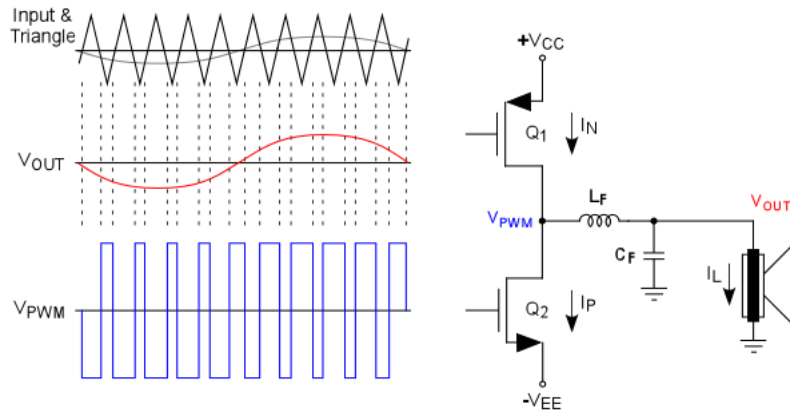
**Nevýhody:**

- konstantní spínací frekvence – výhoda závisí na konkrétním použití
- zvýšené vyzařování EMI, je vhodné použít výstupní filtr

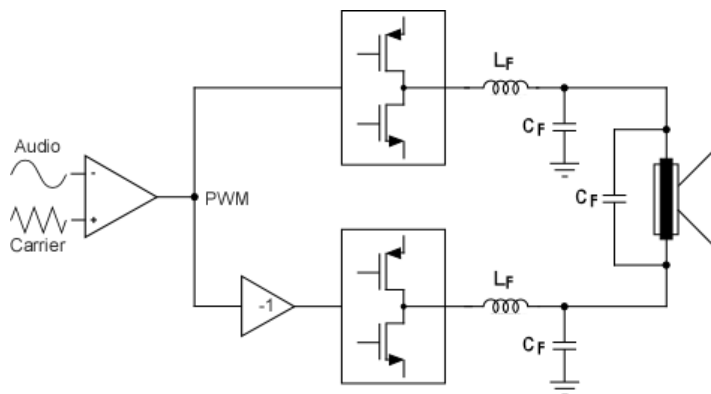
### 3.1.2 Modulační schéma, zesilovače bez výstupního filtru

#### 3.1.2.1 Dvoustavové (Class AD)

Dvoustavová PWM modulace se používá v zesilovačích opatřených výstupním filtrem. Nemůže být použita bez filtru, protože nulovému výstupnímu signálu zde odpovídá střída 50 %. Nepřítomnost filtru způsobí, že se celý výkon obdélníkového signálu bude při nulovém buzení přeměňovat v reproduktoru v neužitečné teplo.



obr. 7 – AD – PWM dvoustavová modulace, průběh a zapojení pro topologii polomost (half-bridge)



obr. 8 – AD – PWM dvoustavová modulace pro topologii plný most (full-bridge)

(obr. 7,8, převzato z: <http://sva.ti.com/AU/design/courses/224/del07/01del07.htm>)

#### Výhody použití dvoustavové PWM modulace ve spínaném audiozesilovači:

- + jednoduchá realizace, jeden modulátor
- + jednoduchý návrh výstupního filtru

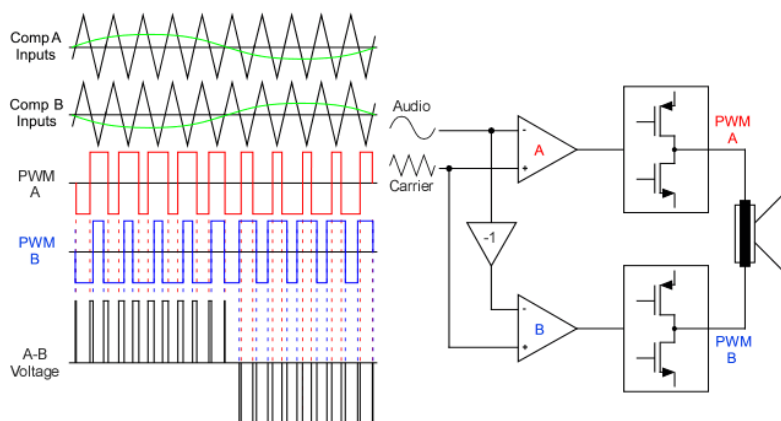
#### Nevýhody:

- pouze dva stavy, nelze použít bez filtru
- při nízké hloubce modulace cirkulují filtrem velké proudy  
=malá účinnost při nízkém vybuzení
- vyšší zvlnění

### 3.1.2.2 Třístavové (Class BD)

Vstupní signál je zpracováván dvěma samostatnými PWM modulátory v protifázi. Reproduktor je buzen rozdílem signálů z můstků A a B. Při nízkém stupni buzení se na výstupu neobjevují obdélníkové pulzy se střídou blízkou 50 % jako u dvoustavové PWM modulace, ale velmi jemné pulzy odpovídající aktuální polaritě vstupního signálu.

Návrh výstupního filtru pro třístavovou modulaci je složitější, neboť výstupní signál obsahuje značnou souhlasnou složku (návrh je uveden např. v [6]). Obvykle je ale takový filtr méně nákladný, nežli v případě dvoustavové PWM modulace. Výstupní filtr lze dokonce vynechat úplně. Takový zesilovač se nazývá „filterless amplifier“ a jeho použití je zvláště výhodné v přenosných zařízeních malého výkonu, kde se cení nízké hmotnosti a nízkých výrobních nákladů. Vynechání výstupního filtru klade zvýšené nároky na výkon reproduktoru. Ten musí mít dostatečnou rezervu, neboť i přes použití zmíněné třístavové modulace existují harmonické složky spínacího kmitočtu, které se budou v reproduktoru přeměňovat v teplo. Je žádoucí, aby použitý reproduktor měl vysokou indukčnost cívky. Z toho důvodu se používají spíše středotónové či basové reproduktory, nikoli výškové piezo měniče. Je třeba uvážit, jestli zvýšené elektromagnetické vyzařování nebude interferovat s dalšími zařízeními. Případně je tedy vhodné zesilovač dodatečně odstínit. Pro omezení vyzařování lze také implementovat rozmítání spínacího kmitočtu [2], čímž dojde k rozproštění spektra. Nebo lze použít přímo modulaci s rozprostřeným spektrem, která je popsána v následující části.



obr.9 - BD – PWM dvoustavová modulace, průběh a zapojení pro topologii plný most (full-bridge)

(převzato z: <http://sva.ti.com/AU/design/courses/224/del07/01del08.htm>)

#### Výhody použití třístavové PWM modulace ve spínaném audiozesilovači:

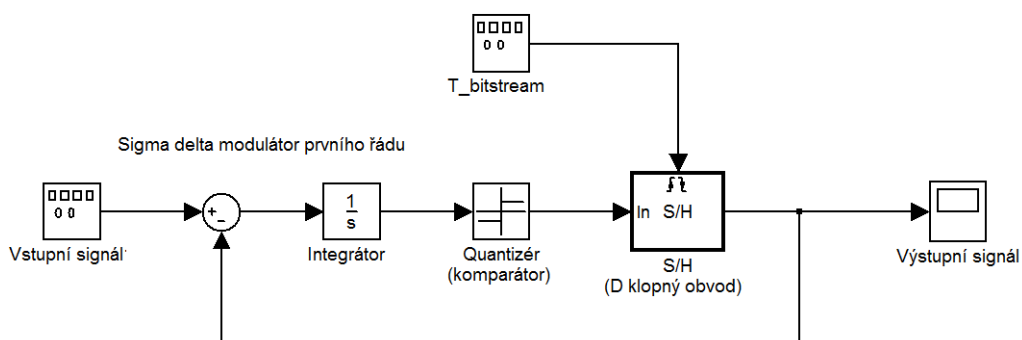
- + tři stavy, možnost konstrukce zesilovače bez výstupního filtru
- + dvojnásobná frekvence proti skutečné frekvenci, s jakou spínánají můstky.  
=možné snížení spínacích ztrát.
- + zvýšená účinnost při nízkém vybuzení proti dvoustavové modulaci.
- + nižší zvlnění

#### Nevýhody:

- více součástek (dva modulátory, pouze pro topologii plný most)
- složitější výstupní filtr
- zvýšené vyzařování (souhlasný signál)

### 3.1.3 PDM, Sigma Delta modulátor

PDM - „pulse density modulation“. Proti PWM modulaci není ve výstupní posloupnosti patrná konstantní spínací frekvence. Z toho důvodu se výstupní signál PDM nazývá „bitstream“ – proud bitů. Ke generování bitstreamu slouží sigma-delta modulátor. Schéma nejjednoduššího sigma-delta modulátoru je na obrázku obr. 10. Sigma delta modulátor se skládá z filtru, který si v nejjednodušším případě můžeme představit jako integrátor, dále z taktovaného kvantizéru a jednotkové záporné zpětné vazby. Dobu trvání jednoho bitu lze nastavit externím taktovacím signálem (na obrázku T\_bitstream). Modulátor využívá princip popsaný v kapitole 4.6 - potlačení rušivého signálu vysokým ziskem uvnitř zpětnovazební smyčky. Rušivý signál je v tomto případě kvantizační šum, který vznikne kvantizací spojitého signálu na omezený počet úrovní kvantizéru. Úrovní může být několik, nejčastěji se volí dvě (v tomto případě je jako kvantizér tudíž použitý komparátor). Lze ukázat [2], že pro kvantizační šum se systém chová jako horní propust, zatímco pro užitečný signál jako dolní propust. Se zvyšujícím se řádem filtru integračního charakteru se zvyšuje řád horní propusti, a tudíž se snižuje podíl šumu v pásmu užitečného signálu – tento efekt se nazývá „noise shaping“. Zároveň ale vzrůstá nebezpečí vzniku oscilací, což může modulátor činit nefunkčním. (Sigma delta modulátor prvního řádu je však vždy stabilní). Analýza stability u sigma-delta modulátorů vyšších řádů a obecně jejich návrh není triviální záležitost a je zcela nad rámec této práce. Více informací o problematice lze nalézt např. v [7] či [8].



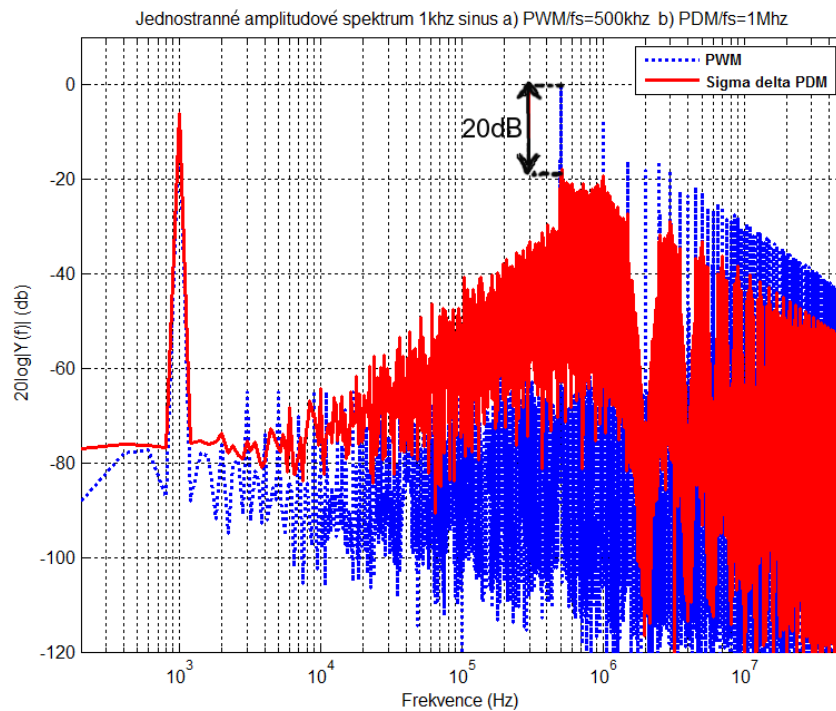
obr. 10 – základní zapojení sigma delta modulátoru prvního řádu

Pro sestavení zesilovače ve třídě D by bylo samozřejmě možné využít i tento nejjednodušší sigma delta modulátor prvního řádu. To ale není výhodné [9], protože modulátor prvního řádu dosahuje stále ještě nízkého potlačení kvantizačního šumu. Sigma-delta modulace obecně v porovnání s modulací PWM vykazuje podstatně vyšší počet změn výstupního signálu za jednotku času. Z toho plyne, že takový zesilovač by měl i nízkou účinnost, protože ztráty ve spínacích tranzistorech rostou s frekvencí spínání. Dle [9] se studentům podařilo vyrobit zesilovač o zkreslení menším, než 1 % teprve se sigma delta modulátorem druhého řádu, přičemž taktovací frekvence modulátoru se pohybovala v jednotkách MHz. To ovšem vyžaduje moderní tranzistory schopné na takové frekvenci pracovat – např. directFET MOS či podobné typy s nízkými parazitními kapacitami, což je ekonomicky nevýhodné.

Další problém by představoval efekt v anglické literatuře označovaný jako „idle tones“. Vzniká tehdy, když se v bitstreamu objeví limitní cykly (opakující se posloupnosti), spadající svojí periodou do audio pásma. Tam vytvářejí rušivé spektrální čáry, což se projeví jako slabě znějící tóny.

Tóny lze potlačit různými metodami (např. dither, bit-flipping [10]), které fungují velmi podobně - pokud v bitstreamu vzniknou dlouhé opakující se vzory, potom dojde k jejich „znáhodnění“, při současném zachování hustoty jedniček a nul v bitstreamu.

Na obrázku obr. 11 je porovnáno spektrum sigma delta modulátoru (z obr. 10) se spektrem pwm modulátoru. Je vidět, že PWM modulátor bude na spínací frekvenci vyzařovat o 20 dB více, než sigma delta modulátor.



obr. 11 – porovnání spekter výstupu a) PWM modulátoru b) sigma delta modulátoru na vstupní sinusový signál o frekvenci 1kHz.

#### Výhody a nevýhody SD modulátoru při použití ve výkonovém audio zesilovači:

- + nízké vyzařování EMI (rozprostřené spektrum proti PWM)
- + nízké nároky na rekonstrukční filtr
- + reproduktor může být buzen přímo („filterless amplifier“)

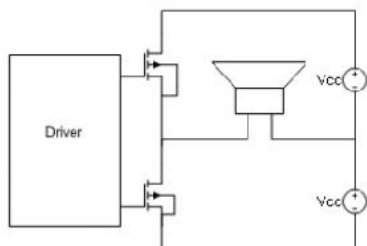
#### Nevýhody

- vysoká hustota náběžných/sestupných hran - vyžaduje rychlé spínací prvky
- složitý návrh pro dosažení přijatelné kvality zvuku

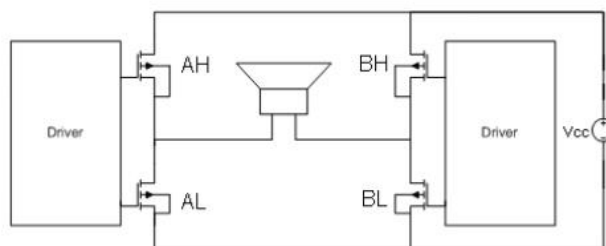
Sigma-delta modulátory, které jsou vyššího řádu (4. a 5.) se v současné době hojně používají. Uplatnění nachází například v AD převodnících. Výhodné je, že změnou taktovací frekvence lze dynamicky měnit rozlišení převodníku. Sigma delta modulátory vyššího řádu se rovněž používají v zesilovačích třídy D a dosahuje se s nimi vynikajících parametrů.

## 3.2 Topologie koncového stupně

Rozlišujeme dvě základní topologie, které nyní budou porovnány z hlediska výhod a nevýhod.



obr. 12 – a) topologie polomost (half bridge)



b) topologie plný most (full bridge)

### Polomost (Half bridge)

#### Výhody použití

- + méně součástek

#### Nevýhody

- dva napájecí zdroje
- „Bus pumping efekt“
- pouze dvoustavová modulace
- použití výhradně se zápornou zpětnou vazbou
- tranzistory musí být dimenzované na dvojnásobné  $U_{DS}$  proti topologii plný most

### Plný most (Full bridge)

#### Výhody použití

- + nemá „Bus pumping“ efekt
- + použití případně i bez zpětné vazby.
- + dvoustavová i třístavová modulace
- + jedno napájecí napětí

#### Nevýhody

- více součástek

Mohlo by se zdát, že topologie polomost vykazuje menší ztráty, neboť proud při sepnutí jedné větve vytváří úbytek napětí pouze na jednom odporu kanálu tranzistoru MOSFET místo dvou u topologie plný most. To je diskutabilní, protože tranzistory v topologii polomost musí být dimenzovány na dvojnásobné napětí proti topologii plný most. Vzhledem k tomu, že odpor kanálu roste s jeho délkou, je zřejmé, že tranzistory v topologii polomost musí mít nutně větší  $R_{dson}$ , a tím i vyšší ztrátový výkon.

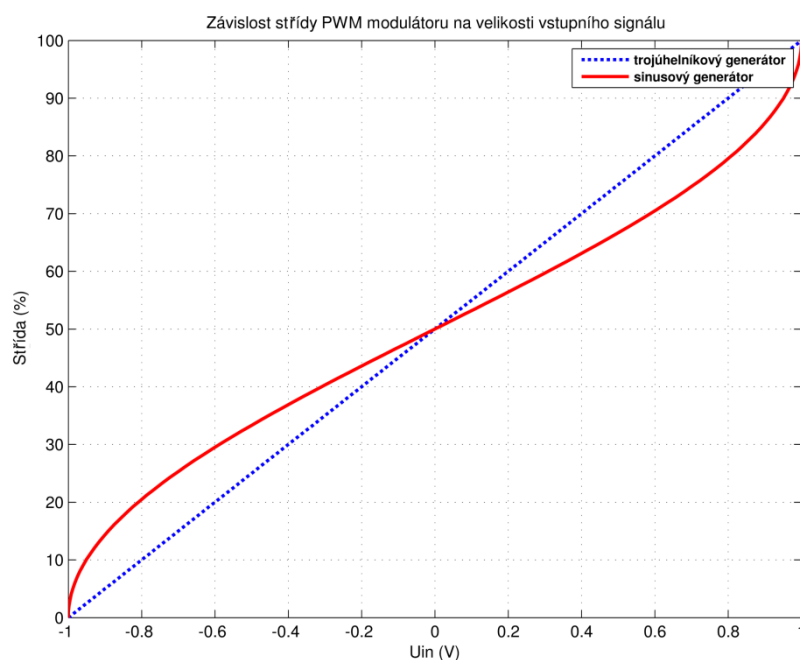
## 4 Rušivé vlivy

V reálném zapojení zesilovače ve třídě D nelze použít ideální prvky. Jeho fyzická realizace s sebou nese jisté kompromisy, které jsou důsledkem použití neideálních součástek. Nyní budou popsány jevy, které se na výstupu zesilovače projevují jako rušivé signály, a tudíž zhoršují jeho vlastnosti. Tyto jevy jsou buďto důsledkem fyzické realizace zapojení, nebo jsou přímo vlastností zapojení.

### 4.1 Nelinearita PWM modulátoru

V případě, že signál na vstupu pwm generátoru není přesně trojúhelníkový (nebo pilotový) dochází k tomu, že se průsečíky s nízkofrekvenčním vstupním signálem posunou v závislosti na míře zkreslení trojúhelníkového generátoru proti ideální situaci. Tím se na výstup zesilovače dostane rušivý signál.

Na obrázku obr. 13 je vidět převodní charakteristika velikosti vstupního signálu na střidu ideálního PWM modulátoru s trojúhelníkovým generátorem, která má lineární průběh. Pokud trojúhelníkový generátor vyměníme např. za sinusový, získá převodní charakteristika nelineární průběh, což bude způsobovat zkreslení výstupního signálu.

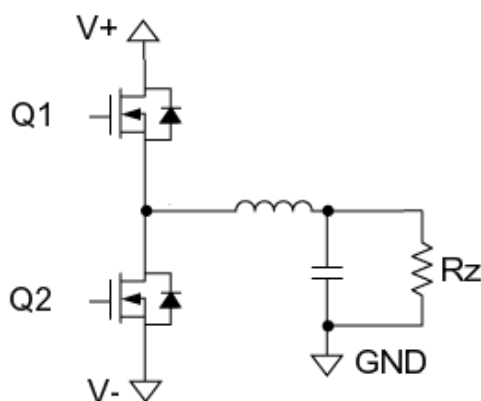


obr. 13 – srovnání PWM generátoru s a) trojúhelníkovým b) sinusovým průběhem

### 4.2 Mrtvá zóna a vedení substrátovou diodou

Pokud by byly oba spínací tranzistory v můstku sepnuty současně, začal by jimi téci zkratový proud zdroje. To by mělo za následek nadměrný vzrůst ztrátového výkonu, který by mohl vést až ke zničení tranzistorů (shoot-through). V důsledku konečné rychlosti sepnutí a rozepnutí MOS-FET tranzistorů je v momentě změny stavu PWM signálu nutné vždy počkat, než se právě otevřený tranzistor vypne. Ochranný časový interval k tomu určený se nazývá „mrtvá zóna“ (dead-time). Velikost mrtvé zóny bývá řádově desítky ns a závisí na volbě konkrétního tranzistoru MOS-FET.

Přítomnost mrtvé zóny způsobuje přídavné chyby v PWM signálu. Tyto chyby jsou navíc závislé na hloubce PWM modulace. Nevhodná délka mrtvé zóny navíc vede ke vzniku vysokofrekvenčního rušení. Velikost mrtvé zóny by se měla optimalizovat tak, aby pokud možno nedocházelo k jevu „shoot through“, ale ani k jevům, které jsou důsledkem příliš velké mrtvé zóny.



obr. 14 – zapojení pro demonstraci parazitních jevů vznikajících při spínání můstku

Předpokládejme nyní, že Q1 i Q2 jsou vypnuté. V případě sepnutí Q2 teče proud ve směru  $GND \gg V-$ . Následuje ochranný interval, kdy se Q2 vypíná. Cívka se snaží udržet původní proud, proto indukuje napětí tak, aby otevřela substrátovou diodu Q1. Proud prochází ve směru  $GND \gg V+$ . Substrátová dioda má propustné napětí větší, než jaký je úbytek napětí tranzistoru v sepnutém stavu. Dochází k výkonové ztrátě.

Po uplynutí mrtvé zóny se otevírá vrchní tranzistor Q1 a převezme proud I po dobu odpovídající PWM signálu. Poté opět následuje mrtvá zóna, a tudíž se opět otevírá substrátová dioda Q1.

Propustně polarizovanou substrátovou diodou protéká proud, tudíž její PN přechod obsahuje náboj  $Q_{rr}$ . V momentě, kdy se spodní tranzistor Q2 opět sepne a připojí tak výstup můstku na potenciál  $V-$ , dioda spatří značně veliké závěrné napětí, tudíž se začne zavírat. V důsledku přítomnosti náboje  $Q_{rr}$  proteče substrátovou diodou Q1 a spodním tranzistorem Q2 část tohoto náboje. Vzniká tak další ztrátový výkon. Tento ztrátový výkon je impulzního charakteru a proudové špičky, které jsou jeho příčinou generují elektromagnetické rušení. To může negativně ovlivnit citlivý vstup zesilovače. Při popisu se předpokládalo, že se směr proudu po celou dobu nemění. To odpovídá situaci při velké hloubce modulace, kdy je jeden z tranzistorů zapnutý po většinu doby, zatímco druhý jen po velmi krátký čas.

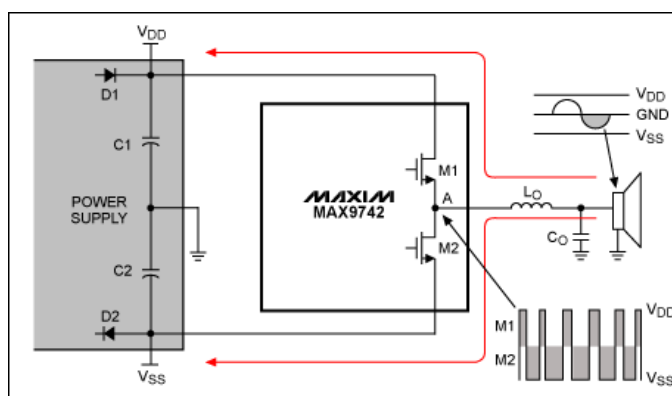
Je vidět, že prodlužování mrtvé zóny vede k nárůstu rušivých proudových špiček na substrátových diodách, naopak přílišné zkrácení ochranného intervalu vede ke vzniku proudových špiček v důsledku zkratování napájecího zdroje spínacími tranzistory.



### 4.3 „Bus pumping“ efekt

Jev, který se vyskytuje u topologie koncového stupně polomost (half-bridge). Nepříznivě se projevuje u spínaných audio zesilovačů, kdy je reproduktor připojen přes LC filtr. Jev je patrný především na nízkých frekvencích a při velké hloubce modulace, kdy je střída pulzů na výstupu můstku po dlouhou dobu (periodu nízkofrekvenčního signálu) velmi malá, nebo naopak velká.

Předpokládejme, že střída je velká a zdroj, který napájí můstek obsahuje usměrňovací diody následované vyhlazovacím kondenzátorem (tak je zapojena většina zdrojů). V rámci jedné spínací periody můstku prochází po dlouhou dobu v jednom směru proud reproduktorem a cívkou, ve které se hromadí energie ve formě pole. Ihned po přepnutí můstku se cívka snaží udržet původní proud, takže i poté teče proud stejným směrem. Pokud má cívka ve zbylém čase dostatek energie, nabíjí vyhlazovací kondenzátor na výstupu zdroje, který napájí můstek. Napětí na svorce tohoto zdroje se zvyšuje. Protože zisk koncového stupně závisí na velikosti napájecího napětí, dojde v lepším případě ke zkreslení reprodukce. V horším případě může dojít ke zničení zdroje, pokud vzroste napětí příliš. Napětí se zvyšuje s rostoucí spínací frekvencí a s klesající impedancí reproduktoru, neboť se zvyšuje proud cívkou.



obr. 15 – demonstrace „bus pumping“ efektu

(převzato z: <http://www.maximintegrated.com/app-notes/index.mvp/id/4260>)

#### Metody odstranění „bus pumping“ efektu

Pokud se koncový stupeň zapojí do plného mostu, potom bude cívka sice také nabíjet vyhlazovací kondenzátor, ale po přepnutí můstku se ten samý kondenzátor začne podílet rovněž na napájení reproduktoru a proto na něm napětí nebude vzrůstat. „Bus pumping“ efekt se tím odstraní.

Při zachování polomostu lze efekt potlačit připojením vyhlazovacích kondenzátorů o větší kapacitě, neboť jejich napětí bude vzrůstat pomaleji. Rovněž zvýšením reproduktované frekvence se jev potlačí, protože čas, po který cívka napájí jeden z kondenzátorů se zkrátí.

#### 4.4 Zkreslení v důsledku neideálního výstupního filtru

Výstupní LC filtr je značně proudově namáhán, neboť přes něj teče proud do zátěže. Z toho důvodu lze očekávat projevy teplotní závislosti součástek L, C. Rovněž se uplatní parazitní vlastnosti reálné cívky a kondenzátou, které budou zhoršovat filtrační schopnosti LC filtru.

Nejmarkantnější vliv na kvalitu výstupního filtru má bezesporu jádro použité cívky. V jádře cívky nelze dosáhnout libovolné hodnoty magnetické indukce. Vztah mezi intenzitou magnetického pole a magnetickou indukcí je nelineární a navíc vykazuje hysterezi. Hodnota indukčnosti L, která je v ideálním případě konstantní, je ve skutečnosti funkcí sycení jádra a tudíž se její hodnota snižuje se vzrůstajícím proudem cívku. Je to dáno snížením permeability jádra při vysokém stupni buzení. Pokud hodnota intenzity magnetického pole B v jádře cívky dosáhne hodnoty nasycení, dochází ke ztrátě permeability, a tudíž i ke ztrátě indukčnosti, což se projeví jako zkreslení.

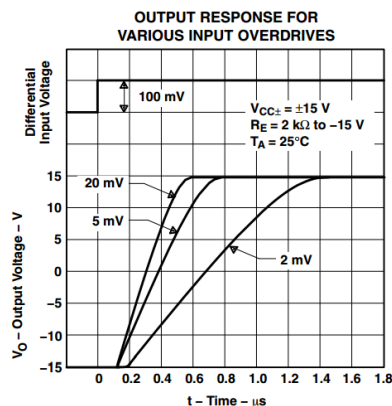
Obecně platí, že zavedením vzduchové mezery do jádra cívky se linearizuje hysterezní křivka daného materiálu. Po linearizaci výstupní filtr vykazuje menší zkreslení, současně se zvýší maximální hodnota proudu při nasycení. Hysterezní křivka je především u feritových materiálů značně nelineární, proto se feritová jádra používají často se zavedenou vzduchovou mezerou. Zavedení vzduchové mezery má ale i negativní efekt v tom smyslu, že nepřímo zvyšuje ohmické ztráty ve vodiči cívky. Snížení permeability jádra totiž znamená, že k dosažení stejné hodnoty indukčnosti bude potřeba navinout víc závitů, tudíž se zvýší ohmicý odpor cívky.

#### 4.5 Rušení napájecím zdrojem

Výstupní napětí je určeno střední hodnotou PWM signálu za periodu. Protože střední hodnota závisí jak na střídě, tak na amplitudě PWM signálu, je zřejmé, že fluktuace napětí napájecího zdroje se na výstupu zesilovače projeví jako rušení. Rušivá složka se může do napájecího zdroje dostat například nedostatečnou filtrací síťového kmitočtu. Spíše ale rušení vzniká v důsledku samotné činnosti zesilovače jako úbytek napětí na výstupním odporu napájecího zdroje. Pro omezení takového rušení je vhodné použít tvrdý a dobře regulovaný napěťový zdroj, což samozřejmě zvyšuje cenu zařízení.

#### 4.6 Chyby časování, další nedostatky

Chyby v časování mohou vzniknout mnoha způsoby. Jako důsledek zarušení přes induktivní nebo kapacitní vazbou, průchodem řídicích signálů různou dráhou na plošném spoji apod. U komparátoru může vzniknout chyba v časování v důsledku různě velkého signálu na jeho vstupu. Zpoždění komparátoru totiž závisí na velikosti změny vstupního signálu. To je ilustrováno na obrázku obr.16.



obr.16 – zpoždění komparátoru (převzato z [17])

## 5 Zavedení záporné zpětné vazby

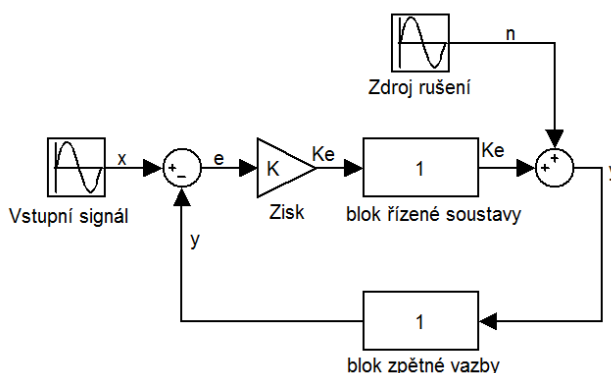
Z předchozí kapitoly je patrné, že realizace audio zesilovače ve třídě D bez jakéhokoli mechanismu pro potlačení rušivých signálů vede na vysoké zkreslení. S využitím byt' ideálního generátoru trojúhelníkového signálu bude výstupní PWM signál vždy modifikován parametrem dead time. I tehdy, když budou k dispozici ideální spínací tranzistory, výstup zesilovače bude snadno zarušitelný kolísáním napětí napájecího zdroje.

Záporná zpětná vazba je hojně využívaná v lineárních tranzistorových zesilovačích, operačních zesilovačích a v celé řadě dalších zapojení, protože snižuje vliv rušivých signálů. Na obrázku obr. 17 je znázorněno jednoduché zapojení skládající se z ideální soustavy s přenosem jedna, která je opatřena zápornou zpětnou vazbou s vysokým ziskem uvnitř zpětnovazební smyčky. V tomto případě je výstupní signál už z principu zatížen chybou velikosti  $e$ , neboť pro získání nenulového výstupu musí nutně existovat nenulový signál před blokem zisku, což je ale právě odchylka výstupu od vstupu soustavy. Mějme výstup z nějakého důvodu odlišný od signálu vstupního. To je na obrázku znázorněno generátorem, který se snaží výstup soustavy zarušit signálem  $n$ .

$$y = x - e, \quad e = \frac{y}{K} \quad (5.1)$$

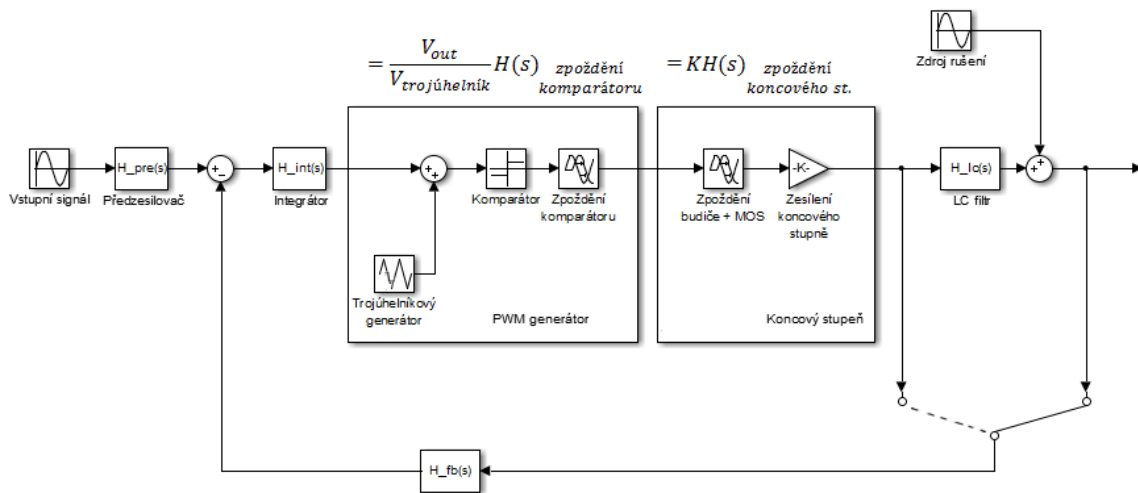
$$y|_{n=0} = \frac{x}{1 + \frac{1}{K}}, \quad y|_{x=0} = \frac{n}{1 + K}$$

Z rovnic (5.1) je ale zřejmé, že zvyšováním zisku  $K$  lze snížit chybu  $e$ , stejně tak i rušivý signál  $n$  limitně až k nule. Znamená to, že taková ideální soustava s nekonečně vysokým ziskem dokáže potlačit jakýkoli rušivý signál. Taková situace se ve skutečném světě nevyskytuje. Fyzická realizace zisku se neobejde bez saturace. Signál na své cestě bývá jednak zpožděn setrvačnými prvky a konečnou rychlostí šíření, jednak bývá frekvenčně omezen.



obr. 17 – nejjednodušší zapojení s jednotkovou zápornou zpětnou vazbou pro potlačení rušení

Dle [2] lze ideální PWM modulátor zjednodušeně modelovat jako podíl maximálního výstupního napětí PWM modulátoru a amplitudy trojúhelníkového generátoru. Zpoždění komparátoru a koncového stupně lze zjednodušeně modelovat frekvenční charakteristikou s jednotkovým přenosem a lineárně rostoucí fází. Celkový zjednodušený model zesilovače se zapojenou zápornou zpětnou vazbou je vidět na obrázku obr. 18.



obr. 18 – zjednodušený model zesilovače ve třídě D se zápornou zpětnou vazbou

Z (5.1) je vidět, že pro potlačení rušivých signálů je třeba dosáhnout co nejvyššího zisku uvnitř zpětnovazební smyčky. Proti soustavě na obrázku obr. 17 je ale před výstupem přenosová funkce druhého řádu  $H_{lc}$  a rovněž zpoždění komparátoru a koncového stupně.

Je zřejmé, že pokud budeme zvyšovat zisk podobně jako, v soustavě z obrázku obr. 17, tak už při nízké hodnotě tohoto zisku dosáhneme jednotkového zesílení při fázovém zpoždění  $-180$  stupňů a soustava se stane nestabilní. Tento stav je u audio zesilovače nežádoucí a je nutné mu předejít. Z toho důvodu se zpětná vazba odebrává nejčastěji před LC filtrem, jak je na obrázku naznačeno čárkovaně. Fázová charakteristika otevřené smyčky tak může vykazovat větší fázovou jistotu (phase margin). Blok  $H_{fb}$  je potom tvořen filtrem typu dolní propust, který odstraňuje spínací kmitočty.

Do bloku  $H_{int}$  je vhodné položit póly, které umožňují dosáhnout vysokého zisku. Přítomnost pólů na nízkých frekvencích ale způsobí nárůst fázové charakteristiky, tudíž se musí tento nárůst kompenzovat vhodně položenými nulami. Tímto způsobem lze natvarovat frekvenční charakteristiku otevřené zpětnovazební smyčky tak, aby měla vysoký zisk a zároveň byla po uzavření stabilní.

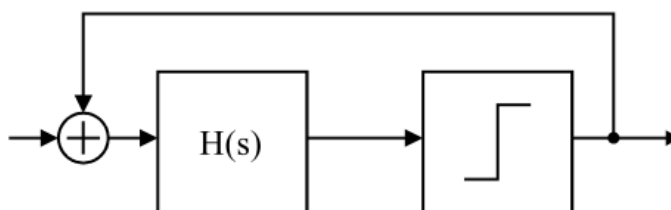
Takto zjednodušená analýza zesilovače ve třídě D však předpokládá, že signál vstupující do komparátoru neobsahuje přidané harmonické složky. Ve skutečnosti však frekvenční charakteristika kolem spínacího kmitočtu dosahuje konečného útlumu, tudíž se na vstup komparátoru dostanou i složky s frekvencí mimo „povolený“ rozsah vzorkovacím teoremem. Tyto složky se budou aliasovat do audio pásma. Je otázkou, jaký mechanismus bude hrát při tvorbě výsledného zkreslení zesilovače podstatnější roli. Jestli bude převládat zkreslení v důsledku nedostatečného potlačení rušivých signálů, nebo vlastní zkreslení vlivem aliasingu.

## 6 Zesilovač ve třídě D, samokmitající, se zpětnou vazbou za filtrem (Self-oscillating amplifier, globally modulated)

Z předchozí kapitoly je zřejmé, že záporná zpětná vazba je schopná potlačit rušivé signály na výstupu zesilovače, které mohou vzniknout v důsledku použití nekvalitního trojúhelníkového signálu v bloku PWM generátoru. Například pokud místo trojúhelníkového signálu použijeme signál sinusový, bude mít blok PWM nelineární převodní charakteristiku jak bylo uvedeno v kapitole 4.1 na obrázku obr. 13

Pokud vysoký zisk uvnitř smyčky tuto nelinearitu potlačí, nabízí se logicky otázka, zdali je možné využít ke generaci PWM signálu první harmonickou spínacího kmitočtu, která je přítomna za výstupním filtrem. Tím se ušetří generátor trojúhelníkového signálu. Pokud navíc ke tvarování frekvenční charakteristiky otevřené zpětnovazební smyčky využijeme pasivních prvků, lze spínaný audio zesilovač vyrobit pouze s využitím komparátoru, spínacích tranzistorů a pasivních prvků, což snižuje cenu celého zařízení. Takový přístup je možný a je popsán v [11] a [12].

Na obrázku obr. 19 je soustava se zápornou zpětnou vazbou připomínající sigma delta modulátor. Tentokrát je však přenosová funkce  $H$  navržena tak, že na určité frekvenci záměrně dosahuje fázového zpoždění  $-180$  stupňů.



obr. 19 – samokmitající zesilovač (převzato z: [12])

Pokud je na vstupu komparátoru v čase  $T=0$  hodnota např.  $0+$ , nebo jakákoli jiná kladná hodnota, komparátor se okamžitě dostane do kladné saturace. Protože fázová charakteristika funkce  $H$  představuje zpoždění, po určité době se do sumačního bodu dostane hodnota  $0-$  a komparátor se překlápí. Je zřejmé, že systém začne kmitat. Protože obdélníkový signál, který produkuje komparátor prochází filtrem typu dolní propust, jsou jeho vyšší harmonické funkce  $H$  značně utlumeny. Pro zjednodušení lze proto takový signál aproximovat pouze první harmonickou [11].

Protože komparátor produkuje obdélníkový signál o konstantní amplitudě, ať už má sinusový signál na jeho vstupu jakoukoli nenulovou amplitudu, lze tento sinusový signál pomyslně nahradit signálem s amplitudou první harmonické obdélníkového průběhu za komparátorem a funkce soustavy se nezmění. Jinými slovy, otevřená smyčka nyní dosahuje jednotkového zesílení s fázovým posunem  $180$  stupňů, což je Bodeho kritérium stability, kterým se analyzují lineární obvody. Frekvence oscilací soustavy byla tedy předpovězena užitím Bodeho kritéria aplikovaného na lineární model soustavy nelineární. Takto předpo-

věžená frekvence se mírně liší od skutečné frekvence, na které bude kmitat reálné zapojení [12]. To je způsobené užitím zmíněné aproximace.

Se změnou střídý PWM signálu se mění obsah jeho harmonických. Pro hodnoty střídý jiné než 50 % zmíněná aproximace první harmonickou přestává platit. Proto je v [12] odvozen přesný numerický výpočet skutečné frekvence oscilací i pro jiné hodnoty střídý. Výsledkem výpočtu jsou povolené kombinace střídý a frekvence, při kterých může soustava sama oscilovat. Vzájemnou závislost střídý a frekvence lze měnit funkcí  $H$ . Je vhodné zmínit, že změnou střídý mimo hodnotu 50 % se frekvence oscilací snižuje.

Nyní je třeba ukázat, že popsaná soustava, která byla záměrně rozkmitána, je schopna fungovat jako zesilovač. Předpokládejme, že na vstupu soustavy se nachází stejnosměrný signál  $x$  a na výstupu je PWM signál  $p$  o určité frekvenci a střídě. Na vstupu komparátoru se tedy nachází signál  $(x-p)$ .

$$(X - P) \cdot H = (X_{dc} - (P_{dc} + P_{ac})) \cdot H = (E - P_{ac}) \cdot H \quad (6.1)$$

Protože funkce  $H$  je typu dolní propust, je nízkofrekvenční signál  $e$  násoben vysokým ziskem  $H$  na nízkých frekvencích, zatímco vysokofrekvenční signál  $p_{ac}$  je funkcí  $H$  tlumen. V oblasti nízkých frekvencí tudíž dostáváme soustavu podobnou té na obr. 17, která, jak víme z předchozí kapitoly, potlačuje rušivé signály.

Bylo ukázáno, že nízkofrekvenční složka signálu před komparátorem je vlastně chybový signál násobený (pokud možno) co nejvyšším ziskem funkce  $H$ , zatímco vysokofrekvenční složka  $p_{ac}$  plní stejnou funkci, jako generátor trojúhelníkového průběhu v PWM generátoru. Složku  $p_{ac}$  lze nahradit ekvivalentním trojúhelníkovým signálem a tím komparátor linearizovat. Lze ukázat, že takto vypočtený zisk komparátoru závisí výhradně na útlumu funkce  $H$  na spíací frekvenci a je roven [11]:

$$A_{DC} = \frac{1}{2 \cdot H(j\omega_{sw})} \quad (6.2)$$

Z toho plyne, že otevřená zpětnovazební smyčka bude automaticky stabilní – její amplitudová jistota bude vždy -6 dB jak je vidět z rovnice (6.2).

Je ale nutné mít na paměti, že analýza samokmitajícího zesilovače byla provedena pouze na základě aproximace a tudíž vyvozené závěry platí pouze pro model zesilovače. Z toho důvodu byl takový zesilovač nejprve simulován v prostředí MATLAB –Simulink.

## 7 Návrh

Návrh zesilovače jsem koncipoval jako multifunkční přípravek, na kterém bych si ověřil získané teoretické poznatky. Rozhodle jsem se pro tři varianty:

1. Zesilovač s PWM modulátorem a zpětnou vazbou před výkonovým LC filtrem.
2. Zesilovač samokmitající (bez externího trojúhelníkového signálu) a zpětnou vazbou za výkonovým LC filtrem s využitím minimálního počtu součástek.
3. Zesilovač samokmitající (bez externího trojúhelníkového signálu) a zpětnou vazbou před výkonovým LC filtrem a zvýšeným potlačením rušivých signálů.

Všechny tři varianty mají společné napájení, koncový stupeň s budičem, výstupní LC filtr a předzesilovač. Proto bude nejprve popsán návrh těchto společných bloků, teprve potom bude popsán návrh zpětné vazby s modulátorem a nakonec návrh plošného spoje.

### 7.1 Volba topologie a modulačního schématu

Ačkoli jsem si vědom toho, že pro nejlepší zvukovou kvalitu zesilovače ve třídě D se hodí nejlépe topologie plný most s třístavovou modulací, zvolil jsem topologii polomost s dvoustavovou modulací z následujících důvodů. Polomost je sám o sobě sice konstrukčně jednodušší, zato však vyžaduje dvě napájecí napětí. Protože jsem měl k dispozici dvě výkonné baterie, řešení polomost nakonec vyšlo levněji. Dvoustavová modulace je jednodušší. Z kapitoly 4 je patrné, že je nutné vypořádat se s jevem „bus pumping“ a dalšími rušivými vlivy, což je vhodné pro ověření funkce záporné zpětné vazby.

### 7.2 Napájení

K napájení výkonového stupně měly sloužit dva stejnosměrné zdroje o napětí 24V realizované li-ion baterií s velmi nízkým výstupním odporem. Nakonec jsem je nestihl uplatnit a tak byly nahrazeny dvěma laboratorními zdroji stejného napětí.

Výkon sinusového signálu o amplitudě  $U_m=20V$  dodaný do  $4\Omega$  zátěže je:

$$P_{rms} = U_{ef} \cdot I_{ef} = \frac{U_{ef}^2}{R_z} = \frac{U_m^2}{2 \cdot R_z} = 50W \quad (7.1)$$

V místě maxima sinusového signálu ale zdroj dodává okamžitý výkon:

$$P_{max} = \frac{U_m^2}{R_z} = 100W \quad (7.2)$$

Z toho důvodu musí být do zesilovače dodán proud:

$$I_{\text{špičkový}} = \sqrt{\frac{P_{max}}{R_z}} = 5A \quad (7.3)$$

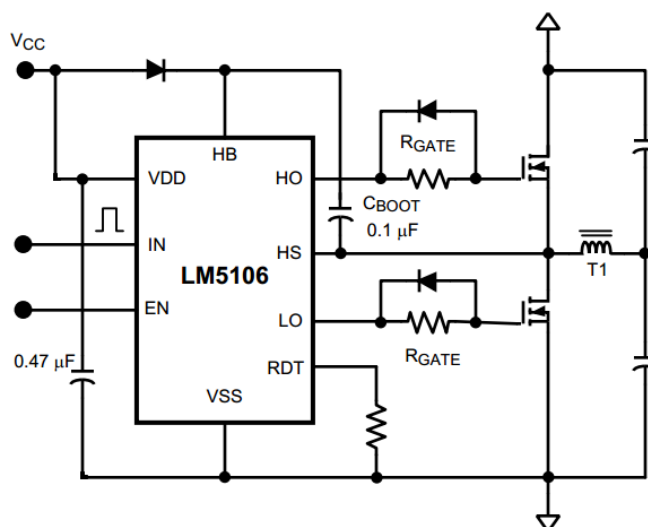
Toho lze dosáhnout buďto dimenzováním napájecího zdroje na dvojnásobný výkon, což je neekonomické, nebo přidáním velkých blokovacích kondenzátorů, které pokrývají špičkovou spotřebu zesilovače. Lze ukázat, že zvyšování parazitní impedance blokovacího kondenzátoru zvyšuje požadavek na špičkový proud, z toho důvodu by měly být v návrhu použity co nejvyšší (low ESR) kondenzátory o vysoké kapacitě.

Při napájení z baterie, která už tak má velmi nízký vnitřní odpor a má velkou proudovou zatížitelnost to není kritické, ale např. při napájení ze spínaného zdroje, který může mít proudovou pojistku, je vhodné se špičkovým proudem zabývat.

Napájení vstupní části modulátoru a výkonového budiče je řešeno lineárními stabilizátory s obvodem LM 317/337 ve standardním katalogovém zapojení. Lineární stabilizátory mají proti spínaným podstatně lepší dynamické i statické vlastnosti, jsou teplotně velmi málo závislé a jsou konstrukčně jednodušší. Lineární stabilizátor LM317 má tři vývody – vstup, výstup a speciální řídicí pin. Výstupní napětí z děliče je porovnáváno s vnitřní referencí a na základě vzniklé odchylky je řízeno výstupní napětí. Třívodkové lineární stabilizátory dosahují řádově lepších hodnot činitele stabilizace, výstupního odporu a mají nižší teplotní závislost proti stabilizátorům se zenerovou diodou.

### 7.3 Koncový stupeň a převodník úrovní

Koncový stupeň je tvořen dvojicí tranzistorů PSMN040-100MSE a budičem LM5106, ve standardním katalogovém zapojení. LM5106 je obvod určený pro buzení polomostu s nastavitelným dead time. Budič je napájen ze zdroje 12V a má jeden neinvertující vstup. Pin EN slouží k zapínání můstku, přičemž v logické nule jsou oba výstupy můstku vypnuté. Protože jeden z tranzistorů je plovoucí, tj. musí se zapínat napětím  $U_{gs}$ , které je vztažené k pinu HS, nikoli k zemi budiče, je nutné přidat tzv. „bootstrap“ kondenzátor s nízkou hodnotou ESR a to co nejbližší budiči. Z tohoto kondenzátoru se totiž čerpá proud do elektrody gate vrchního tranzistoru v případě, že napětí na elektrodě source (pinu HS) je vyšší, nežli napájecí napětí budiče.

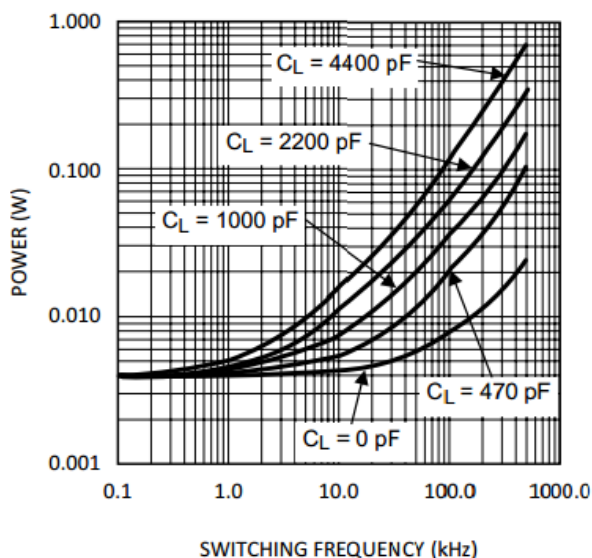


obr. 20 – katalogové zapojení budiče LM5106



Velikostí rezistoru mezi budičem a výkonovým tranzistorem se nastavuje rychlost sepnutí výkonových tranzistorů, paralelně připojené diody slouží k zrychlení vypnutí tranzistoru. Rezistorem na pinu RT se nastavuje velikost dead-time.

Při návrhu koncového stupně je třeba vybrat vhodnou dvojici budiče a tranzistorů a zvolit správně spínací frekvenci. Na obrázku obr. 21 je graf závislosti ztrátového výkonu budiče na frekvenci spínání při různých velikostech kapacity zátěže. Se dvěma tranzistory PSMN040-100MSE na frekvenci cca 400-500kHz má budič ještě dostatečnou výkonovou rezervu.

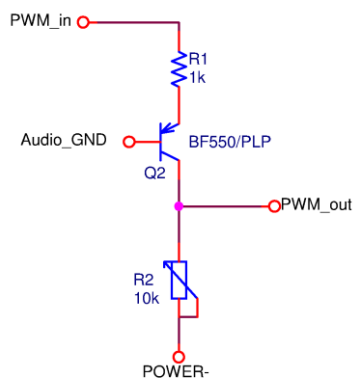


obr. 21 – graf závislosti ztrátového výkonu budiče na frekvenci pro různě veliké kapacitní zátěže

Použité tranzistory mají odpor v sepnutém stavu typicky 30mΩ, povolený trvalý proud 30A a dovolené napětí  $U_{ds}=100V$ . To je sice zbytečně vysoká hodnota, vzhledem ke koncepci univerzálního přípravku je ale celý koncový stupeň záměrně předdimenzovaný. Pokud by byl zesilovač konstruován jako koncová spotřební elektronika, zcela jistě bych zvolil napětí nižší, protože tranzistory s nižším  $U_{ds}$  mají i nižší odpor kanálu v sepnutém stavu. Tranzistory jsou v moderním pouzdru Lfpack33, které minimalizuje parazitní indukčnosti přívodů. Vzhledem k výstupnímu výkonu 50W a vysoké účinnosti zesilovače není použit chladič pro koncové tranzistory ani pro jejich budič.

### Převodník úrovní

Protože zem budiče LM5106 se nachází 24V pod zemí modulátoru, je nutné zajistit aby signál z výstupu komparátoru (vztahený k signálové zemi zesilovače) byl převeden na napěťové úrovní vstupu výkonového budiče. K tomu slouží převodník úrovní, tzv. „level shifter“, jehož schéma je na obrázku obr. 22.



obr. 22 – převodník úrovní s PNP tranzistorem

V případě sepnutí vnitřního tranzistoru v LM311 teče proud přes rezistor R1 do emitoru PNP tranzistoru. Velikost tohoto proudu je přibližně rovna  $I = (12 - 0,7) / R1$ , jen malá část vytéká jako bázevý proud. Protože je přechod báze-emitor polarizován propustně kdežto přechod báze-kolektor závěrně, odtéká téměř celý proud kolektorem přes potenciometr R2, na kterém je vytvořen úbytek napětí. Tento úbytek slouží jako řídicí napětí pro budič výkonových tranzistorů.

## 7.4 LC filtr

Výstupní filtr by měl být navržen tak, aby vykazoval požadované filtrační vlastnosti pokud možno nezávisle na ostatních parametrech obvodu a rovněž aby měl nízké ztráty. Pro odfiltrování spínacího kmitočtu se používá LC filtr realizovaný většinou fóliovým kondenzátorem s nízkou hodnotou ESR a cívkou s vhodným materiálem jádra, který zajistí potřebnou indukčnost a zároveň má minimální plochu hysterezní smyčky. Čím větší je plocha hysterezní smyčky, tím větší jsou i ztráty způsobené polarizací magnetických domén při střídavém magnetizování. Pro malé výkony se ve spínacích zesilovačích používají induktoři s feritovým jádrem, pro výkony cca. od desítek wattů výše se používají toroidní induktoři s železoprachovým jádrem. Feritová jádra se většinou používají v návrzích s nižšími hodnotami proudů, kde nehrozí přesycení jádra a kde si ceníme kompaktních rozměrů filtru.

Praktický návrh takového induktoru se může provést například s pomocí programu pro návrh výkonových filtrů od firmy Micrometals. Program simuluje chování induktoru při zadaných pracovních podmínkách a doporučí optimální materiál jádra a jeho potřebné rozměry. Rovněž lze zjistit přibližnou velikost ztrát, závislost indukčnosti na protékajícím proudu, teplotní závislost a další podstatné vlastnosti.

Výrobci odlišují materiál jádra barvou a číslem. Pro zapojení prezentované v této práci vychází jádro z materiálu „2“ (červená). Návrh poté pokračuje stanovením počtu závitů pro dosažení požadované hodnoty indukčnosti. Obyčejně program stanoví konstantu  $AI$ , ve které už jsou zahrnuté materiálové vlastnosti jádra včetně jeho rozměrů, takže požadovanou indukčnost a potřebný počet závitů pak spojuje jednoduchý vztah:

$$N = 100 \sqrt{\frac{L(\mu H)}{A_L(\mu H/100z)}} \quad (7.4)$$

Je ale nutné mít na paměti, že hodnota  $A_L$  charakterizuje jádro pouze v okolí výchozí navrhované indukčnosti – použití vzťahu (7.4) pro přepočítání na jinou hodnotu indukčnosti může být chybné, protože velká změna počtu závitů zpětně mění hodnotu  $A_L$ .

Z finančních důvodů jsem ale zvolil induktor s feritovým jádrem. Výrobce ITE inductors ho doporučuje pro využití ve spínaném zesilovači, tudíž by měl mít zvýšenou linearity a snížené ztráty v používané kmitočtové oblasti, stejně tak průřez vodiče by měl být volen optimálně tak, aby se příliš neprojevil vliv skin efektu. Velikost potřebné indukčnosti se vypočte následujícím způsobem.

Přenosová funkce dolní propusti 2.řádu je:

$$H(s) = \frac{A}{s^2 + s \cdot \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2} = \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + s \cdot \frac{1}{RC} + \frac{1}{LC}} \quad (7.5)$$

$$\omega_0 = \text{zlomový úhlový kmitočet (rad} \cdot \text{s}^{-1}\text{)}$$

$$\text{a pro } Q = \frac{1}{\sqrt{2}} \rightarrow \text{kritické tlumení, Butterworthova approx.}$$

Z rovnice (7.5) je vidět, že přenos výstupního filtru závisí na velikosti zátěže. Z toho důvodu není vhodné připojovat k zesilovači s tímto filtrem reproduktor o jiné impedanci, než na jakou byl filtr navrhnut. U zesilovačů bez zpětné vazby to tolik nevádí, v případě zesilovače se zpětnou vazbou by mohlo odtlumení výstupního filtru znemožnit funkci celého zesilovače.

Pro  $4\Omega$  zátěž tedy hodnoty součástek budou:

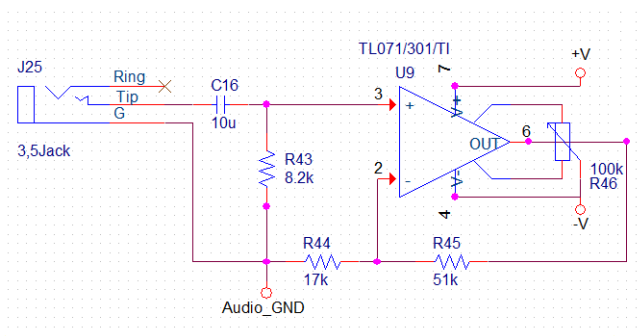
$$C = \frac{1}{\omega_0 R \sqrt{2}} \text{ (F)} \quad (7.6)$$

$$L = \frac{R \sqrt{2}}{\omega_0} \text{ (H)} \quad (7.7)$$

Nejčastější vyráběné hodnoty indukčnosti jsou 15, 22, 33 uH. Byla zvolena hodnota  $L=33\mu H$  a  $C=1\mu F$ , což vedena na zlomový kmitočet cca 27kHz.

## 7.5 Předzesilovač

Předzesilovač je tvořen obvodem TL071/72. Tento operační zesilovač se používá velmi často jako mikrofonní či sluchátkový zesilovač z toho důvodu, že je nízkošumový, má přijatelné zkreslení a jeho vstupy jsou tvořeny J-fet tranzistory. Z toho plyne jejich velká vstupní impedance.



obr. 23 – schéma předzesilovače

Poměr odporů R44, R45 je zvolen tak, aby měl předzesilovač zesílení 4. Pro plné vybudění z výstupu běžného mp3 přehrávače lze tudíž očekávat amplitudu výstupního signálu kolem 4 voltů. Potenciometrem R46 se koriguje výstupní offset předzesilovače. Vstupní RC člen odstraňuje stejnosměrnou složku.

## 7.6 Zpětná vazba a modulátor

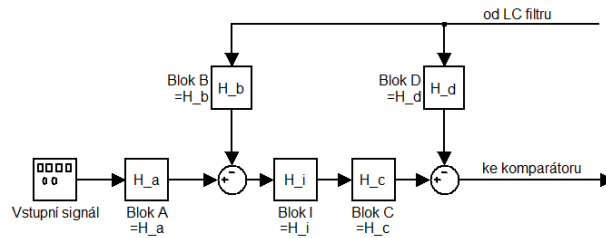
Pokud v soustavě z kapitoly 5 změním jednotkovou zpětnou vazbu za obecný přenos  $H_{fb}$ , potom bude pro výstupní signál platit:

$$Y = \frac{KX}{1 + KH_{fb}} = \frac{X}{\frac{1}{K} + H_{fb}} \quad (7.8)$$

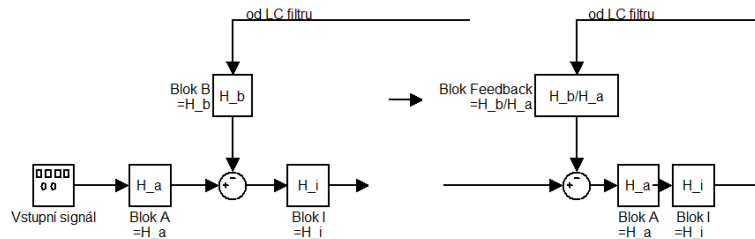
Pro dosažení výstupního výkonu 50W při amplitudě vstupního signálu 1V je zapotřebí amplitudy výstupního napětí 20V. Ze vzorce (7.8) je vidět, že zesílení soustavy pro vysoké hodnoty zisku K je dáno přenosem  $H_{fb}$ . Protože předzesilovač má zesílení 4, je nutné, aby zpětná vazba měla v audio psámu útlum rovný 1/5. Celý zesilovač tedy bude zesilovat 20x.

Poté byly navrženy přenosy otevřené smyčky pro všechny tři případy s ohledem na poznatky z kapitoly 5. Návrh byl proveden s využitím programu SISO tool v balíku Matlab. Bylo nutné se současně zamýšlet nad tím, zdali přenosy půjdou fyzicky vyrobit a jestli půjdou spočítat hodnoty součástek. V [11] je uvedeno zapojení samokmitajícího zesilovače, jehož přenosy lze rozložit do bloků A, B, I, C, D, jak je vidět na obrázku obr. 24. Pokud soustavu blokovou algebrou vhodně transformujeme a ptáme se, jak z navrženého přenosu otevřené smyčky spočítat hodnoty součástek, zjistíme, že je to prakticky nemožné, protože poloha nul a pólů otevřené smyčky se najednou stane funkcí hned několika parametrů obvodu.

Pravděpodobně existují způsoby, jak tento problém překonat. Vydal jsem se jednodušší cestou. Na obrázku obr.25 je zapojení samokmitajícího zesilovače složeného z bloků A, B, I.



obr. 24 – složitá varianta



obr.25 –jednoduchá varianta

Po rozepsání soustavy na přenos otevřené smyčky a přenos zpětné vazby jak je naznačeno na obrázku obr.25 se poloha nul a pólů nemění, tudíž je návrh triviální. Polohy nul, pólů a zisků se dají do rovnosti s odpovídajícími vztahy v obvodové realizaci a tím se vypočtou hodnoty součástek. Navržené přenosy, jejich obvodové realizace a polohy nul a pólů jsou uvedeny v příloze.

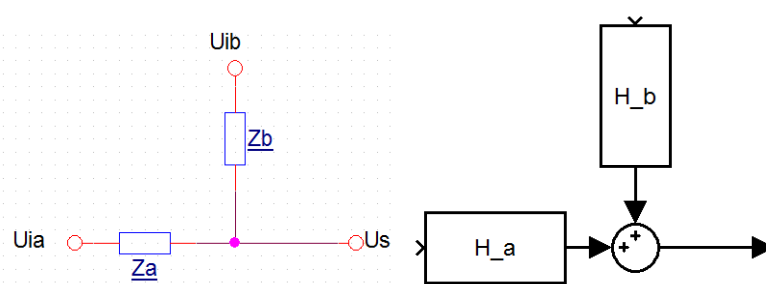
K nastavení spínací frekvence je dle [11] vhodné použít „lead kompenzátor“ s reálnou nulou a poblíž frekvence, kde se fázová charakteristika LC filtru blíží  $-180^\circ$ , čímž dojde k „nadzdvižení“ fázové charakteristiky. Následným položením pólu za tuto frekvenci fáze rychle klesá. Rozmístěním nuly a pólu „lead kompenzátoru“ lze tudíž pohodlně a přesně nastavit spínací frekvenci nezávisle na zpoždění, které vyzkazuje komparátor s koncovým stupněm. Navržené spínací frekvence pro jednotlivé varianty je vidět z jejich frekvenčních charakteristik v příloze.

Charakteristiky pro samokmitající varianty jsou vytvořeny s užitím linearizovaného komparátoru. Ve všech třech případech byla použita aproximace PWM modulátoru a koncového stupně ziskem rovným podílu výstupního napětí a amplitudy trojúhelníkového signálu. Přídavné zpoždění komparátoru a koncového stupně bylo zvoleno 220ns. Tato doba byla sice stanovena tipem, avšak za předpokladu, že skutečné zpoždění bude větší, nežli hodnota uvedená v datasheetu použitého komparátoru a budiče. (V závěru této práce se ukázalo, že tato doba byla pravděpodobně stanovena chybně a z toho důvodu fyzická realizace zesilovače fungovala mírně odlišně)

## Způsob napojování přenosů

V využitím operačního zesilovače v sumáčním zapojení lze navrhnout přenosy na vstupu operačního zesilovače nezávisle na sobě. Lze proto například realizovat přenos  $H_b$ , aniž by to ovlivnilo přenos  $H_a$ . U varianty II, kde je cílem snížit počet součástek a není tedy k dispozici operační zesilovač, nelze navrhnout přenosy  $H_a$  a  $H_b$  nezávisle na sobě. Jakmile jsou dány impedance  $Z_a$  a  $Z_b$ , jsou dány i oba přenosy  $H_a$  a  $H_b$ . V tomto konkrétním případě to však nevede. Přenosová funkce  $H_a$  je v celém audio pásmu téměř konstantní.

$$U_s = U_{ia} \frac{Z_b}{Z_a + Z_b} + U_{ib} \frac{Z_a}{Z_a + Z_b} = U_{ia} H_a + U_{ib} H_b \quad (7.9)$$



V obvodové realizaci je třeba brát v potaz povolené napěťové rozsahy. Například celkový zisk je nutné rozdělit mezi blok I a komparátor tak, aby nedošlo k saturaci operačního zesilovače. Nadruhou stranu příliš nízký signál před komparátorem by způsobil vzrůst jeho zpoždění. Příliš nízké napětí na vstupu komparátoru je navíc snadno zarušitelné všudypřítomným šumem na desce plošného spoje.

Teoreticky vypočítané hodnoty součástek byly zaokrouhleny na nejbližší běžně vyráběné. Je zřejmé, že zaokrouhlením se změní navržené charakteristiky, proto byla znovu ověřena jejich použitelnost. Výpočty lze najít ve skriptu „ABI\_nastaveni\_X.m“. Skript po spuštění navíc nastaví simulační parametry zesilovače v simulink. modelu. Ze simulace lze ověřit funkčnost návrhu a odečíst předpokládané zkreslení zesilovače.

Simulace je v tomto případě velmi důležitá, neboť analýza zesilovače je provedena s užitím zjednodušujících aproximací, které zkreslují skutečné chování systému.

Při sestavování obvodu je třeba dbát na správná znaménka, aby zpětná vazba byla záporná. Protože pin 7 na LM311 je otevřený kolektor, je vnitřní tranzistor sepnutý právě tehdy, když by měla být na výstupu logická nula, tj. když na invertujícím vstupu komparátoru je větší napětí, než na neinvertujícím. Vstup převodníku úrovní je ale připojen na emitor vnitřního tranzistoru. Komparátor a převodník úrovní tedy jako celek invertuje.

## 7.7 Plošný spoj

Návrh plošného spoje je v případě výkonového spínaného zesilovače netriviální záležitost. Příčinou potenciálních problémů jsou jednak velké proudy, které generuje koncový stupeň, jednak jejich vysoký kmitočet a s tím spojené strmé náběžné a sestupné hrany. Nejprve bych rozebral zemění.

V zapojení zesilovače se nachází analogová malosignálová část, kterou tvoří operační zesilovače modulátoru. Tou tečou malé proudy. Dále je v zapojení výkonová část koncového stupně, kterou tečou proudy velké. Je nutné zajistit, aby zem malosignálové části nebyla ovlivňována úbytky napětí, které potenciálně můžou vzniknout v důsledku průchodu velkého proudu odpory a parazitními indukčnostmi vodivých cest v koncovém stupni zesilovače. Vodivý spoj má kromě vlastního odporu mědi také parazitní indukčnost, která roste se snižujícím se průřezem vodiče a jeho rostoucí délkou, jednak má kapacitu vůči ostatním vodičům. Z toho důvodu je nutné navrhnout cesty protékané nejvyšším impulzním proudem co nejkratší s dostatečným průřezem a nedopustit, aby tyto vodiče byly vázány kapacitní vazbou na vodiče tvořící vstup do zesilovače. Nedodržení těchto pravidel může způsobit rušení vstupního signálu, nežádoucí zákmity v koncovém stupni nebo dokonce nefunkčnost zapojení.

Zvláštní pozornost musí být věnována připojení výkonového budiče ke koncovým tranzistorům. Ty musí být připojeny k budiči co nejkratšími vodiči. Případná parazitní indukčnost mezi elektrodou source a zemí budiče může v lepším případě způsobit nemožnost tranzistor zapnout či vypnout, v horším případě se může prorazit elektroda gate.

Strmé náběžné a sestupné hrany patrně při spínání koncových tranzistorů mají vysoký obsah harmonických složek na vysokých frekvencích. Čím jsou tyto frekvence vyšší, tím snáze se vážou kapacitní vazbou do ostatních částí zesilovače. To je velký problém v případě použití tranzistorů s pouzdrům vodivě spojeným s elektrodou drain, protože právě na elektrodě drain dochází k nejvyšším změnám velikosti napětí. V případě použití chladiče se zvětší plocha, kterou rušení může vyzařovat, v případě galvanického oddělení nevodivou pastou se rušení začne šířit zmíněnou kapacitní vazbou mezi pouzdrům tranzistoru a chladičem.

Z výše uvedeného plyne, že je výhodné použít především výkonové prvky SMD (surface mount device) a propojit je tak, aby byly minimalizovány proudové smyčky na desce plošného spoje, rovněž je vhodné použít rozlité zemnicí měděné plochy pro snížení rušení jak směrem ze zařízení, tak směrem do něj.

Desku plošného spoje jsem realizoval jako set modulů, které se vzájemně propojí. Je to výhodné z několika důvodů. Lze jednoduše identifikovat chybu otestováním každého modulu zvlášť. Lze moduly použít v jiném zapojení. Lze snáze vyměnit nefunkční součástku. Pokud dojde k neopravitelnému zničení nějaké části na desce, nemusí se celá dělat znovu. Tento přístup se vyplatil zejména při oživování a následně v průběhu měření, kdy došlo ke zkratování a následném zničení koncových tranzistorů, jejichž výměna byla snažší.

Deska plošného spoje je dvouvrstvá, vše se vešlo na rozměr 7,5x10cm. Desku jsem navrhl v programu Orcad Pcb Designer, což je metoda vhodná především pro profesionální tovární výrobu, ačkoli desku jsem vyrobil metodou fotocesty. Ukázalo se, metoda fotocesty je sama o sobě výhodná – podařilo se vyrobít desku dostatečně přesně a to s minimální roztečnou 0,5mm, avšak problém byl v kvalitě použitého fotocitlivého materiálu a neoptimální době leptání. Z toho důvodu se naprostá většina oprav při ožívování přípravku týkala poškozených spojů s nemenší šířkou. Motiv desky plošného spoje nalezneme v příloze.

## 8 Měření

Pro měření byla vyrobena umělá zátěž vhodným uspořádáním 10Ω rezistorů, které mají výsledný odpor 4ohm.

Při výrobě umělé zátěže z rezistorů je třeba dbát na to, aby jednotlivé rezistory nebyly výkonově přetížené jednak z hlediska maximálního povoleného ztrátového výkonu, jednak z hlediska dostatečného chlazení. Čím jsou od sebe rezistory dále, tím lépe se sice chladí, ale nadruhou stranu roste parazitní indukčnost přívodů, což je nežádoucí. Pro snížení parazitní indukčnosti bychom rovněž měli dát přednost vrstevným rezistorům, proti drátěným.

### 8.1 Měření harmonického zkreslení

Lidské sluchové ústrojí je citlivé především na nelineární zkreslení. Pokud soustavou s nelineárním zkreslením prochází harmonický signál, soustava jeho spektrum obohatí o vyšší harmonické kmitočty.

THD (Total harmonic distortion) neboli celkové harmonické zkreslení je důležitým parametrem zesilovače, protože vyjadřuje míru nelineárního zkreslení. THD se udává v procentech. Změřením efektivních hodnot vyšších harmonických lze THD vypočítat dle vztahu:

$$THD = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_1} \cdot 100(\%) \quad (8.1)$$

$U_1$  ... efektivní hodnota budicího signálu (V)

$U_{2...n}$  ... efektivní hodnoty vyšších harmonických složek (V)

Druhá a třetí harmonická obsahují většinou nejvíce energie. Hodnota THD pod jedno procento se považuje nerozlišitelnou běžným posluchačem. Je nutné ovšem zdůraznit, že THD nezohledňuje skutečný sluchový vjem, který lidské ucho působením různých vyšších harmonických získá. Je například známo, že přechodové zkreslení působí subjektivně více rušivě, nežli zkreslení způsobené limitací, přestože v obou případech naměříme stejnou hodnotu THD.



Spíše než hodnota THD se udává THD+N, což znamená, že se při výpočtu zohlední ještě efektivní hodnota šumu v audio pásmu.

$$THD + N = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2 + U_{\text{sum}}^2}}{U_1} \cdot 100(\%) \quad (8.2)$$

$U_{\text{sum}}$  ... efektivní hodnota šumu v audio pásmu (V)

Hodnotu harmonického zkreslení je nutné doplnit informací o frekvenci a amplitudě budícího signálu.

Při měření harmonického zkreslení spínaného zesilovače musíme uvážit, že na výstupu zesilovače je namodulován spínací kmitočet s dalšími spektrálními složkami. Tyto kmitočty mohou negativně ovlivnit měření a z toho důvodu se mezi výstup zesilovače a vstup spektrálního analyzátoru připojuje měřící filtr. Tento filtr je většinou RC článek se zlomovým kmitočtem cca 34kHz. Použití měřícího filtru je nutností především při měření „filter-less“ zesilovače.

Spektrální analyzátor ani měřící filtr jsem k dispozici neměl, tudíž bylo měření provedeno pouze osciloskopem. Je třeba uvážit, že osciloskop vzorkuje konečnou frekvencí a tudíž signály s kmitočtem vyšším než polovina vzorkovacího kmitočtu budou podléhat aliasingu. Je proto pravděpodobné, že bylo měření zatíženo chybou.

Pro výpočet spektra lze použít funkci fft, nebo doplněk Simulink kde lze předložit změřený průběh přímo bloku pro výpočet THD. Výpočet je uveden v příloženém skriptu „THDvs\_f.m“.

Graf závislosti účinnosti na výstupním výkonu zesilovače je uveden v příloze.

## 8.2 Měření účinnosti

Účinnost je poměr užitečného výkonu k celkovému dodanému výkonu - příkonu.

$$\eta = \frac{P_{\text{užitečný}}}{P_{\text{celk.příkon}}} \cdot 100(\%) \quad (8.3)$$

Užitečný výkon je v případě zesilovače výkon dodaný do zátěže (reproduktoru). Impedance reproduktoru není čistě ohmická. Cívka v reproduktoru má kromě odporu vinutí také indukčnost a parazitní mezizávitovou kapacitu, což způsobí posun napětí oproti proudu a tudíž snížený přenos výkonu. Abychom získali užitečný výkon přímo z hodnoty napětí na reproduktoru, musíme buďto připojit Zobelův filtr [2], který impedanci reproduktoru upraví tak, že reproduktor působí jako odporová zátěž, nebo lze místo reproduktoru připojit přímo umělou odporovou zátěž (dummy load) o známé hodnotě elektrického odporu.

Užitečný výkon se vypočte dle vztahu:

$$P_{out} = U_{ef} \cdot I_{ef} = \frac{U_{ef}^2}{R_{Load}} = \frac{U_{max}^2}{2R_{Load}} (W) \quad (8.4)$$

$U_{max}$  ... amplituda napětí na odporové zátěži (V)

Vzhledem k tomu, že na výstupním napětí je namodulován spínací kmitočet, nelze jednoduše odečíst maximální hodnotu napětí z naměřeného průběhu. Z toho důvodu jsem výpočet provedl v programu Matlab rozkladem do spektra a odečtením amplitudy napětí na měřené frekvenci. Při výpočtu je nutné dbát jednak na správné frekvenční rozlišení a jednak na to, že diskretní fourierova transformace z principu předpokládá periodicitu předloženého signálu. V případě necelistvého počtu period dochází vlivem ostrých přechodů mezi začátkem a koncem signálu k přidání „falešných“ spektrálních čar, což degraduje měření. Tento jev je v literatuře označován jako prosakování do spektra (spectral leakage).

Určení příkonu je obtížnější, neboť proud, který napájí zesilovač je pulzní. Proto je nutné měřit tento proud ohmovou metodou - jako úbytek napětí na rezistoru velmi malé hodnoty (desetiny  $\Omega$ ). Z takto získaného průběhu proudu lze při známé hodnotě napájecího napětí určit střední hodnotu výkonu během periody:

$$P_{stř} = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) \cdot i(t) dt \cong \frac{U}{T} \int_0^T i(t) dt \quad , \text{pro } u(t) \cong konst. \quad (8.5)$$

V případě navzorkovaného průběhu lze vztah (8.5) aproximovat vztahem (8.6):

$$\frac{U}{N \cdot \Delta t} \sum_{n=1}^N i[n] \cdot \Delta t = \frac{U}{N} \sum_{n=1}^N i[n] \quad (8.6)$$

kde  $N$  je počet vzorků a  $\Delta t$  je vzorkovací krok

Měřil jsem úbytek napětí na rezistorech o hodnotě  $0.25\Omega$ , které byly připojeny mezi napájecí zdroj a zesilovač. Změřené průběhy jsem poté zpracoval skriptem „Ucin-nost\_THDvs\_P.m“ a vypočítal účinnost.

Graf závislosti účinnosti na výstupním výkonu zesilovače je uveden v příloze.

## 9 Poznámky k CD

Na přiloženém CD se nachází soubor INFO.TXT, který odkazuje na důležité soubory použité při konstrukci zesilovače. Rovněž obsahuje informace o tom, jakým způsobem soubory použít.

## 10 Závěr

Podařilo se zkonstruovat spínaný audiozesilovač, který potlačuje rušivé signály a dosahuje nízkého harmonického zkreslení. Zesilovač byl konstruován v rámci multifunkčního přípravku, který ve skutečnosti obsahoval tři varianty spínaného audio zesilovače. První řešení vycházelo ze standardního zapojení s generátorem trojúhelníkového průběhu a komparátoru. Zbývá dvě řešení byla samokmitající – bez nutnosti generovat trojúhelníkový signál. Všechny tři varianty byly opatřeny zápornou zpětnou vazbou s cílem potlačit rušivé signály a minimalizovat tak zkreslení výstupního signálu. Byla ověřena jejich funkčnost nejprve pomocí simulace v programu Simulink, poté byla ověřena funkčnost zapojení pomocí obvodové simulace Pspice. Lze říci, že všechny tři varianty fungovaly v rámci simulace bez problému. Poté byl zkonstruován přípravek. Bohužel fyzicky naměřit se podařilo pouze variantu číslo 2, protože během prvního ožívování došlo k neplánovanému zničení části přípravku a poté už se podařilo dát do provozu pouze variantu číslo 2. Navíc se později ukázalo, že zapojení kmitalo na nižší frekvenci, než na jakou bylo navrženo. To mělo za následek zbytečné výkonové zatěžování reproduktoru nedostatečně filtrovanou spínací frekvencí. Možná právě tím, že se jednalo o samokmitající řešení, byl vliv na kvalitu zvuku i přesto minimální. Dokonce bylo změřeno nižší harmonické zkreslení, nežli u původního návrhu. Dle mého názoru se ale jedná o chybu měření. Výsledky měření účinnosti charakterem odpovídají zesilovači ve třídě D. Účinnost s rostoucím výstupním výkonem rychle roste, avšak měření pro výkony vyšší než 13W, vykazují nereálnou účinnost. Je zřejmé, že někde došlo k systematické chybě měření. Ta mohla být způsobena buďto chybou ve výpočtu, chybou použitého osciloskopu nebo například chybnou hodnotou odporu snímacího rezistoru.

Nicméně zkreslení není z časového průběhu harmonického signálu na výstupu zesilovače okem pozorovatelné, poslechový test mohu hodnotit také jako velmi dobrý. Měření harmonického zkreslení bylo provedeno pro prvních pět harmonických a dle očekávání vykazoval nejnižší zkreslení simulinkový model. Pokud bych měl odhadnout, co bylo příčinou neshody mezi původním návrhem a fyzickou realizací, odhadoval bych, že došlo k vzrůstu zpoždění uvnitř otevřené zpětnovazební smyčky zesilovače. Zřejmě jsem podcenil reálné vlastnosti součástek. Buďto způsobil ono přídavné zpoždění komparátor, nebo koncový stupeň, nebo se někde ve smyčce vytvořil další pól. Přidaná fáze posunula průsečík fázové charakteristiky otevřené smyčky s hodnotou  $-180^\circ$  na nižší frekvenci, což způsobilo snížení spínací frekvence.

V každém případě bylo ověřeno, že samokmitající řešení zesilovače ve třídě D je životaschopné a má smysl se mu dále věnovat. Je obzvláště výhodné pro komerční využití, neboť je konstrukčně jednodušší, nežli konvenční zesilovač opatřený precizním generátorem trojúhelníkového průběhu. Pro další práci by bylo vhodné změřit ještě další důležité parametry zesilovače, jako je intermodulační zkreslení, odstup signálu od šumu, výstupní odpor, změřit dynamické vlastnosti zesilovače, atd. Rovněž by bylo vhodné zjistit, čím přesně je tvořeno zkreslení, které bylo změřeno a podniknout další kroky k vylepšení zapojení. Ačkoli nezbyl čas na zprovoznění a podrobné změření první a třetí varianty, jsem toho názoru, že zadání této práce bylo splněno.

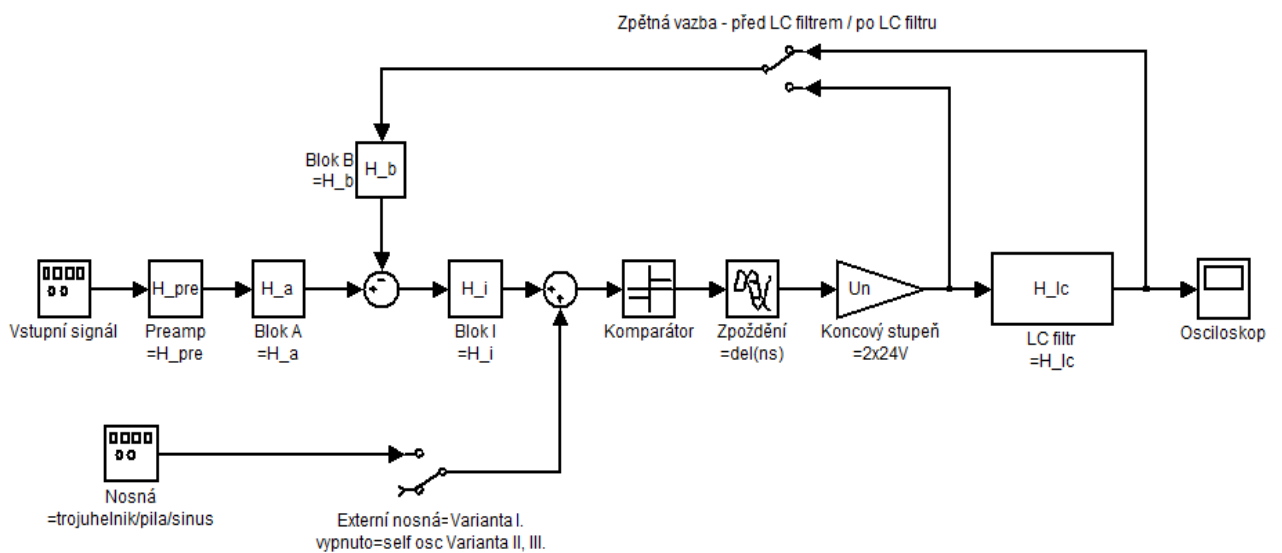
## 11 Seznam použité literatury

- [1]. **Schimmel, J. - Káňa, L.:** Nové typy digitálních hudebních efektů založené na vlastnostech elektronkových zesilovačů. [Online]  
<http://www.elektrorevue.cz/clanky/00010/index.html>.
- [2]. **Štál, P.:** *Výkonové zesilovače ve třídě D*. Praha : BEN, 2008.
- [3]. **Černík, M.:** Výkonová spínací technika. *Technická univerzita v Liberci*. [Online] 2008.  
[www.mti.tul.cz/files/elm/výkonová\\_elektronika.pdf](http://www.mti.tul.cz/files/elm/výkonová_elektronika.pdf).
- [4]. **Bém, M.:** *Rezonanční zdroje. Bakalářská práce*. Praha : ČVUT-FEL, 2011.
- [5]. **Nielsen, K.:** *A Review and Comparison of Pulse Width Modulation (PWM) methods*.  
München, Germany : AES 102nd, 1997.
- [6]. **Texas Instruments.:** Class-D LC Filter Design. [Online] Application Report.  
[www.ti.com/lit/an/sloa119a/sloa119a.pdf](http://www.ti.com/lit/an/sloa119a/sloa119a.pdf). (datum)
- [7]. **Bourdopolous, G., I., a kol.:** *Delta-Sigma Modulators, Modeling, Design and Applications*.  
: Imperial College Press, 2003.
- [8]. **Silva, Paulo G.R.:** *High-Resolution IF-to-Baseband SIGMA-Delta ADC for Car Radios*. :  
Springer, 2008.
- [9]. **Morey, B, Vasudevan, R a Woloschin, I, WORCESTER POLYTECHNIC INSTITUTE.:** The design of a live audio Class D audio amplifier with greater than 90%. [Online] 2008.  
<http://www.wpi.edu/Pubs/E-project/Available/E-project-041808-145643/unrestricted/report.pdf>.
- [10]. **Magrath, A.J a Sander, M.B.:** Efficient dithering of sigma-delta modulators with adaptive bit flipping. *IEEE paper*.
- [11]. **Putzeys, B.:** Simple Self-Oscillating Class D Amplifier with Full Output Filter Control.  
[Online] 118th AES Convention, Barcelona, Spain, 2005.  
<http://www.hypex.nl/docs/papers/AES118BP.pdf>.
- [12]. —. GLOBALLY MODULATED SELF-OSCILLATING AMPLIFIER WITH IMPROVED LINEARITY.  
[Online] AES 37th International Conference, Denmark, 2009.  
[www.hypex.nl/docs/papers/globally.pdf](http://www.hypex.nl/docs/papers/globally.pdf).
- [13]. **Hugec, Stanislav.:** *Zesilovač ve třídě D. Diplomová práce*. Praha : ČVUT-FEL, 2007.
- [14]. **Texas Instruments.:** *Katalogové listy LM311, LM5106*. [Online]
- [15]. **Honda, J a Cerezo, J.:** Class D Tutorial - Application note. [Online] October 2003.  
[www.irf.com/technical-info/appnotes/an-1071.pdf](http://www.irf.com/technical-info/appnotes/an-1071.pdf).
- [16]. **National Semiconductor.:** Audio Fundamentals Course 5 - All About Class D Audio Amplifiers. [Online] 2010. <http://sva.ti.com/AU/design/courses/>.
- [17]. **Trier, Stephen.:** How Delta-Sigma Works. [Online]  
<http://skywired.net/blog/tutorials/how-delta-sigma-works/>.

- [18]. **Záhlava, V.:** *Návrh a konstrukce desek plošných spojů – principy a pravidla praktického návrhu.* : BEN, 2010.
- [19]. **Norman S, Nise.:** *Control Systems Engineering, 4th Edition.* : Wiley, 2004.
- [20]. **Texas Instruments.:** [Online] [www.ti.com](http://www.ti.com).
- [21]. **Maxim Integrated.:** [Online] [www.maximintegrated.com](http://www.maximintegrated.com).
- [22]. **International Rectifier.** [Online] [www.irf.com](http://www.irf.com).
- [23]. **Hrabálek, Jaroslav.:** Výkonový impulzní audiozesilovač. Diplomová práce. Praha : ČVUT-FEL, 2003.
- [24]. **Vobecký, J a Záhlava, V.:** *Elektronika.* Praha : Grada, 2005.
- [25]. **RANE.:** Audio Specifications. [Online] <http://www.rane.com/note145.html>.
- [26]. **MAGNETICS.:** Learn More about Powder Cores. [Online] <http://www.mag-inc.com/products/powder-cores/learn-more-about-powder-cores>.
- [27]. **University of San Diego.:** Inductor Construction notes. [Online] <http://home.sandiego.edu/~ekim/otherjunk/inductor.pdf>.

## 12 Přílohy

### 12.1 Model zesilovače s bloky A, B, I



## 12.2 Frekvenční charakteristiky

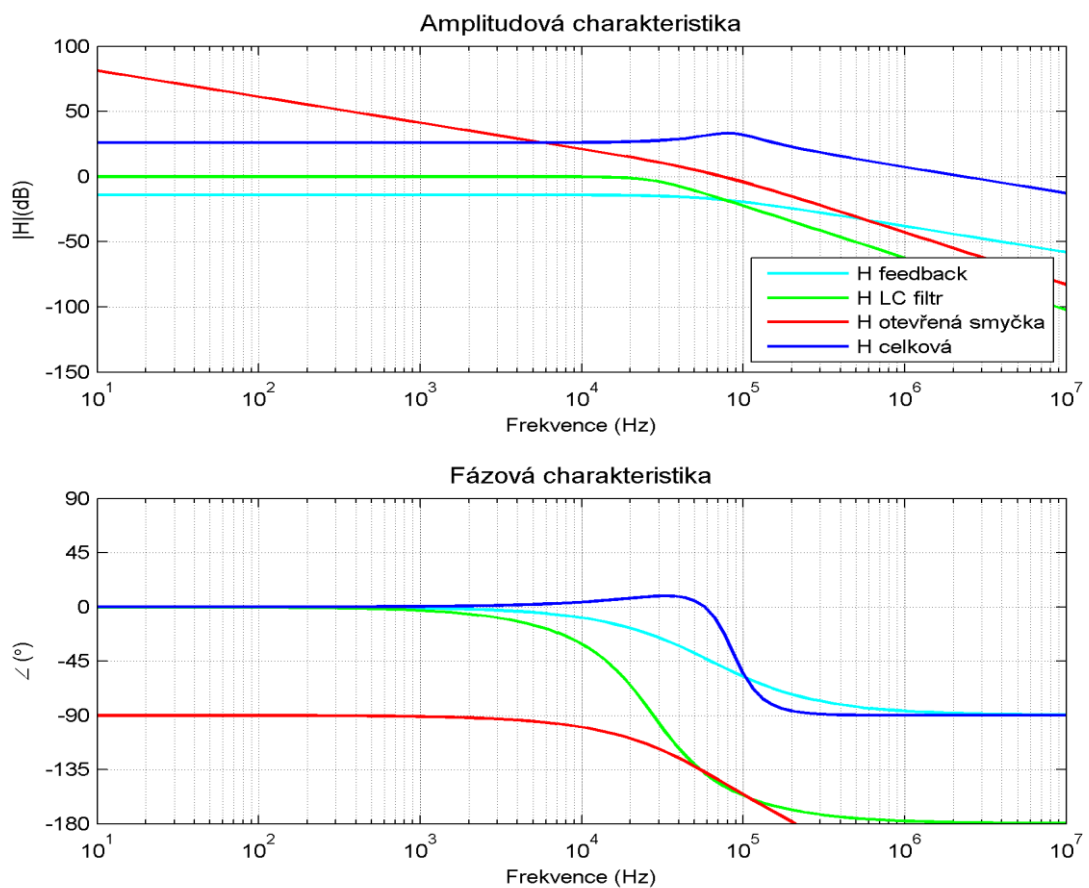
$H_{\text{celková}}$  ... celkový přenos zesilovače ze vstupu na výstup

$H_{\text{otevřená}}$  ... přenos otevřené smyčky bez předzesilovače

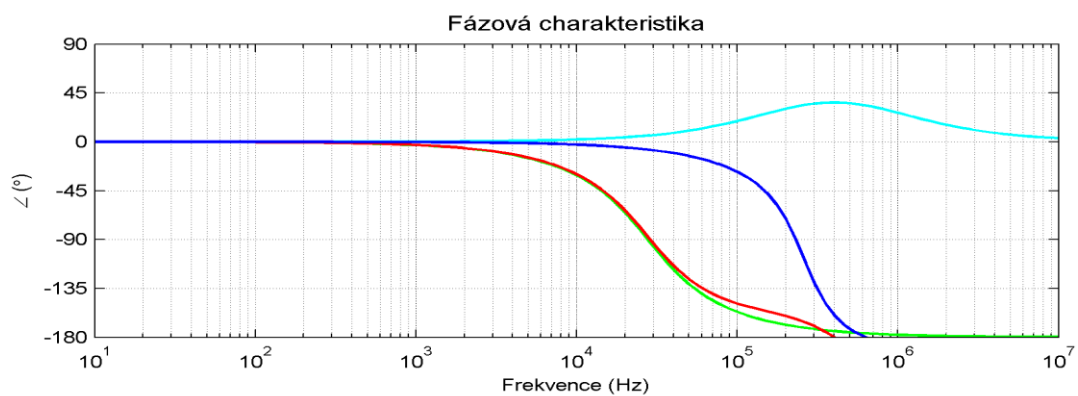
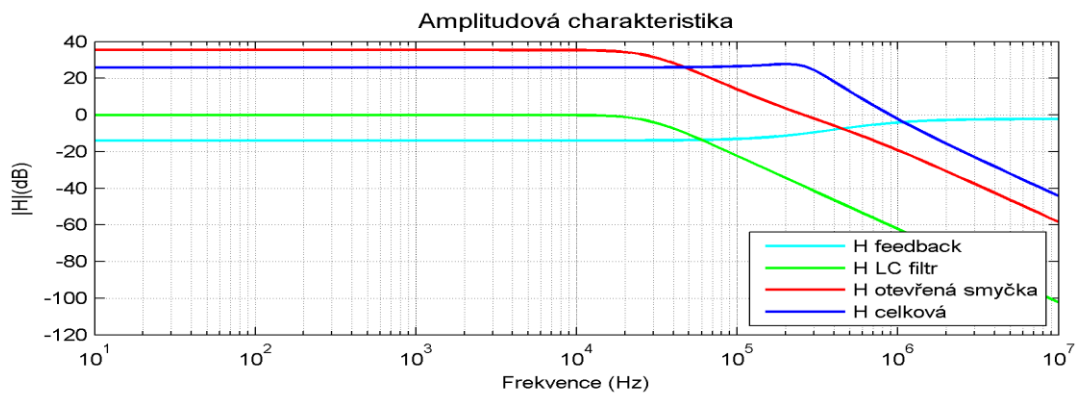
$H_{\text{LC}}$  ... přenos rekonstrukčního LC filtru

$H_{\text{feedback}}$  ... přenos  $H_b/H_a$

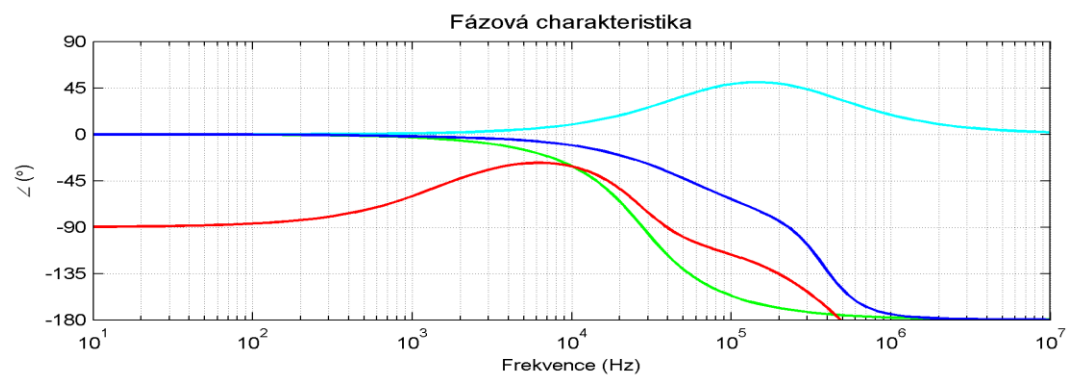
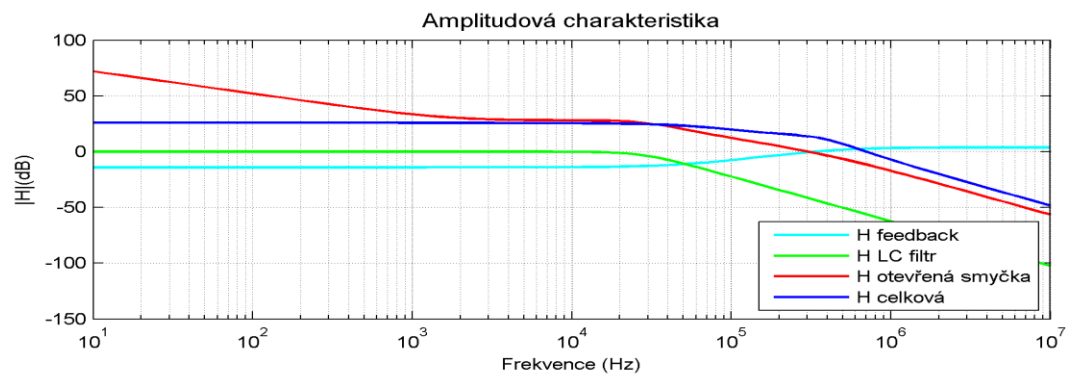
Varianta I a III obsahují aktivní integrátor. Průsečík fázové charakteristiky s hodnotou  $-180^\circ$  představuje zhruba předpokládanou spínací frekvenci. Přenos zpětné vazby má vždy útlum 14dB (zeslabení 5x).



obr. 26 –Varianta I – frekvenční charakteristika



**obr. 27 – Varianta II - frekvenční charakteristika**



**obr. 28. - Varianta III - frekvenční charakteristika**

## 12.3 Realizace přenosů bloků A, B, I

Varianta I.: (PWM, MOS)

$$H_a(s) = \frac{I_{oa}}{U_{ia}} = \frac{1}{R_{IN}}$$

$$H_b(s) = \frac{I_{ob}}{U_{ib}} = \frac{1}{R_F R_L C_L} \frac{1}{\left(s + \frac{R_F + R_L}{C_L R_F R_L}\right)} = \frac{1}{R_F + R_L} \frac{1}{1 + \frac{s}{\frac{R_F + R_L}{C_L R_F R_L}}}$$

$$H_i(s) = \frac{U_{oi}}{I_{ii}} = -\frac{1}{s C_I}$$

navržené hodnoty: pól=-9.8039e4 , zisk=4.54e9

Varianta II.: (self osc, pasivní):

$$H_a(s) = \frac{U_S}{U_{ia}} = \frac{R_F R_L}{R_F R_L + R_I (R_F + R_L)} \frac{s + \frac{1}{C_L R_L}}{s + \frac{(R_F + R_I)}{C_L (R_F R_L + R_I (R_F + R_L))}} = \frac{R_F}{R_F + R_I} \frac{1 + \frac{s}{\frac{1}{C_L R_L}}}{1 + \frac{s}{\frac{(R_F + R_I)}{C_L (R_F R_L + R_I (R_F + R_L))}}}$$

$$H_b(s) = \frac{U_S}{U_{ib}} = \frac{R_I (R_F + R_L)}{R_F R_L + R_I (R_F + R_L)} \frac{s + \frac{1}{C_L (R_F + R_L)}}{s + \frac{(R_F + R_I)}{C_L (R_F R_L + R_I (R_F + R_L))}} = \frac{R_I}{R_F + R_I} \frac{1 + \frac{s}{\frac{1}{C_L (R_F + R_L)}}}{1 + \frac{s}{\frac{(R_F + R_I)}{C_L (R_F R_L + R_I (R_F + R_L))}}}$$

$$(H_i(s) = \frac{U_S}{U_S} = 1)$$

navržené hodnoty: pól=-3.51e6 , nula=-1.338e6

Varianta III.: (self osc, aktivní)

$$H_a(s) = \frac{I_{oa}}{U_{ia}} = \frac{1}{R_{IN}}$$

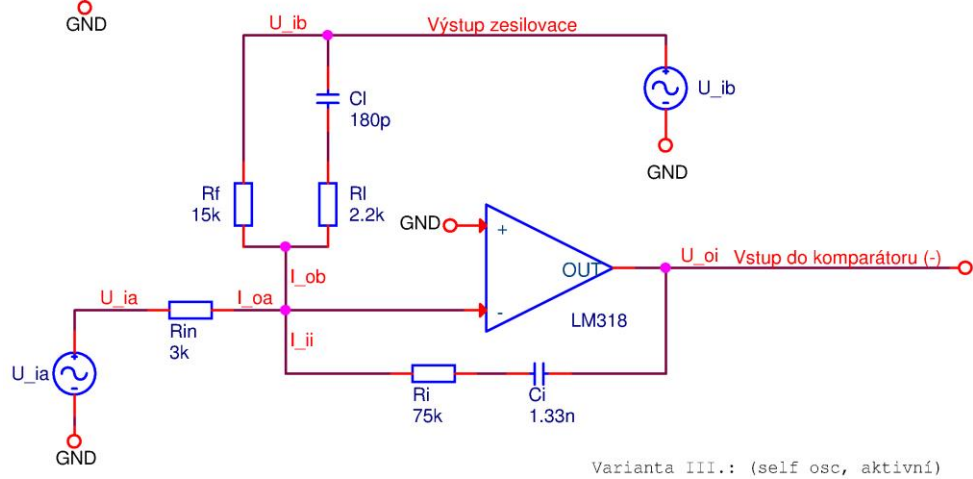
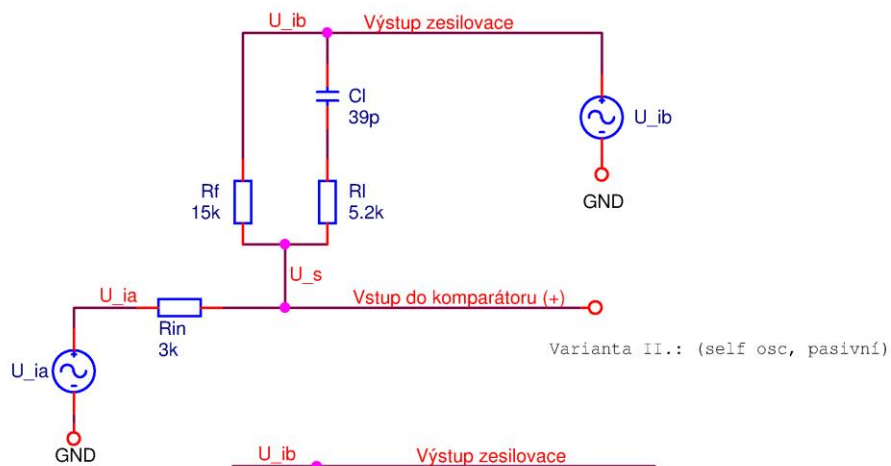
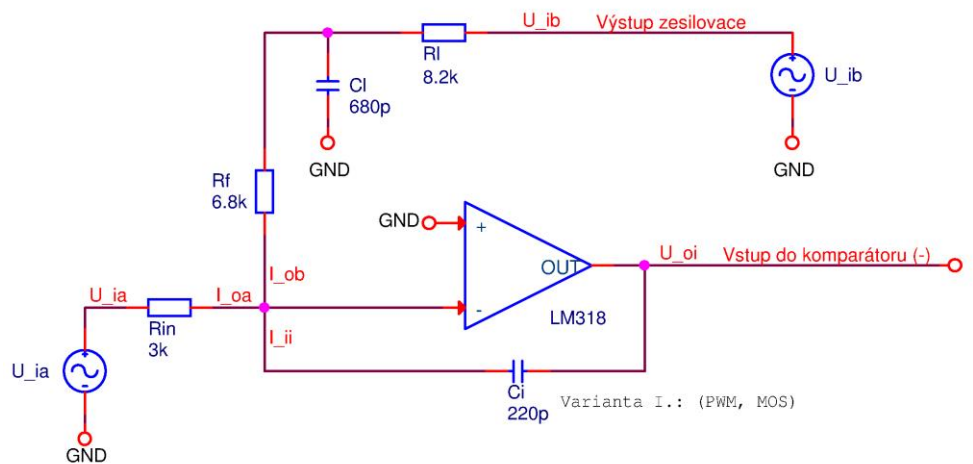
$$H_b(s) = \frac{I_{ob}}{U_{ib}} = \frac{R_F + R_L}{R_F R_L} \frac{s + \frac{1}{C_L (R_F + R_L)}}{s + \frac{1}{C_L R_L}} = \frac{1}{R_F} \frac{1 + \frac{s}{\frac{1}{C_L (R_F + R_L)}}}{1 + \frac{s}{\frac{1}{C_L R_L}}}$$

$$H_i(s) = \frac{U_{oi}}{I_{ii}} = -R_I \frac{s + \frac{1}{C_I R_I}}{s} = -\frac{1}{C_I} \frac{1 + \frac{s}{\frac{1}{C_I R_I}}}{s}$$

navržené hodnoty: pól= -2.5826e6 , nula= -3.3034e5 , nula integrátoru=-1e4, zisk=75e7

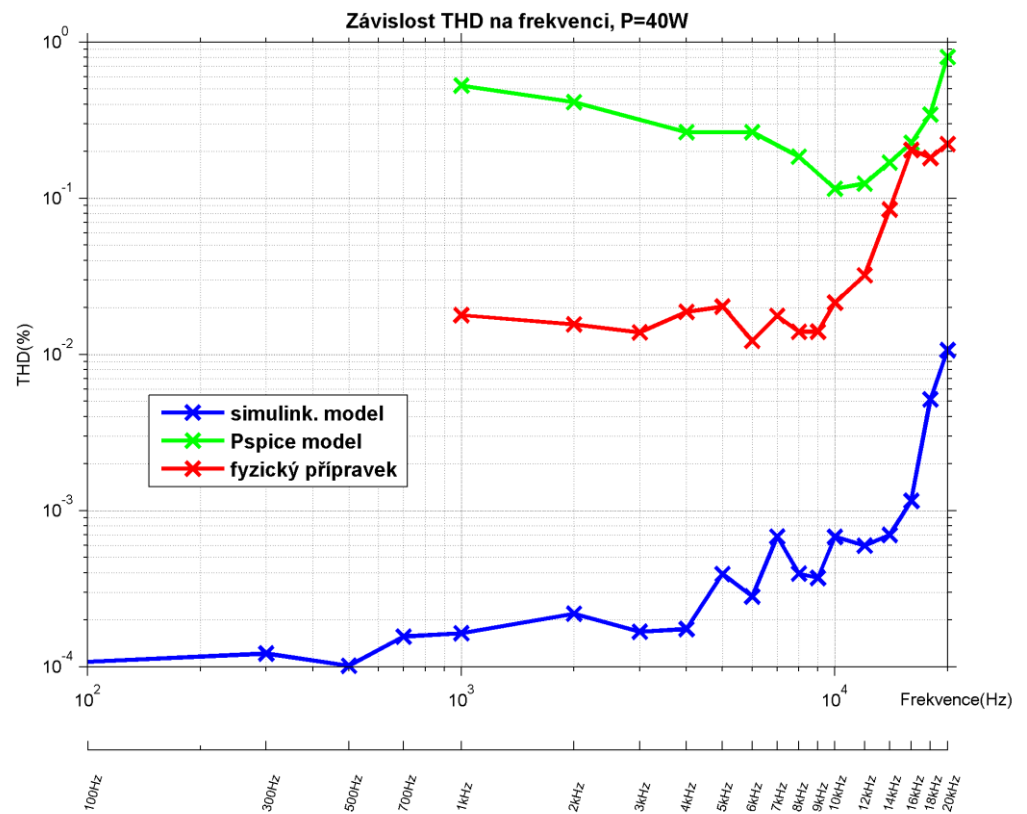
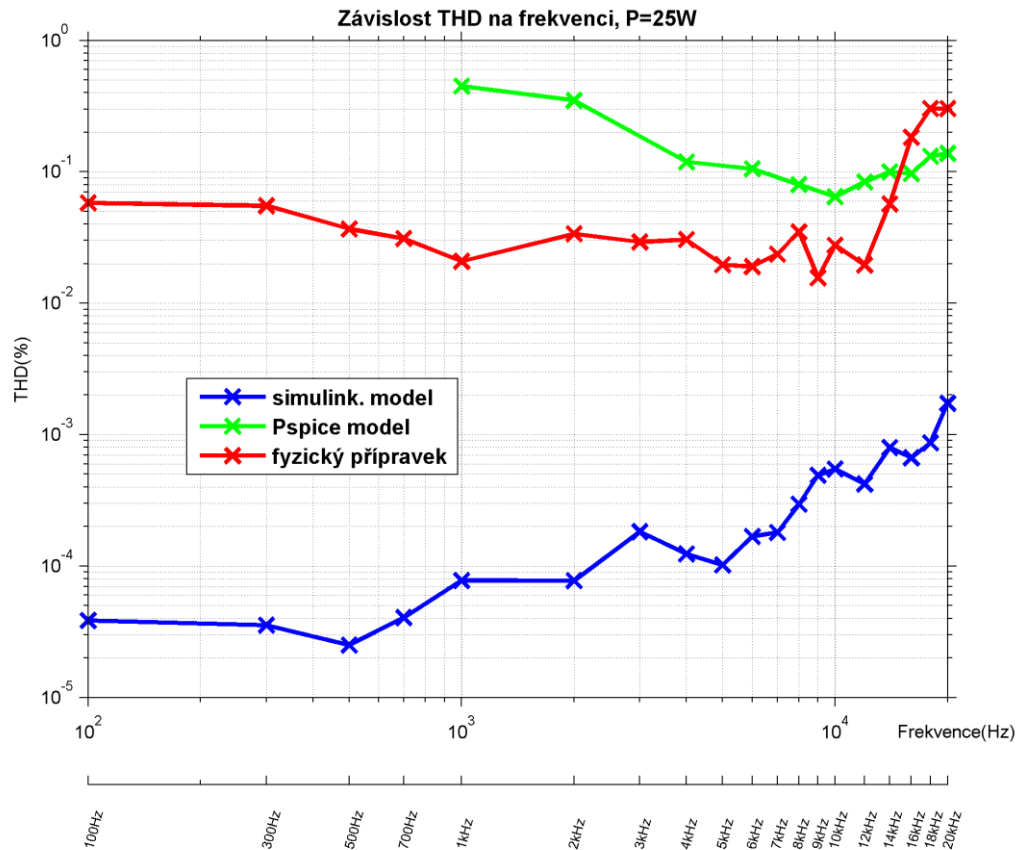


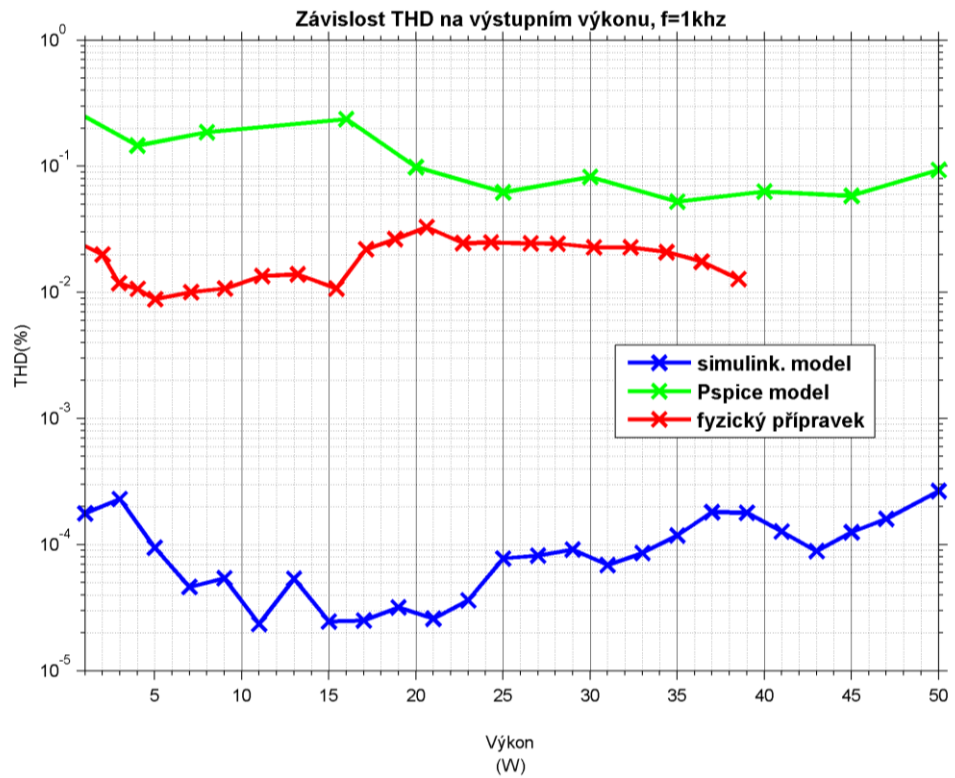
## 12.4 Obvodové realizace přenosů bloků A, B, I



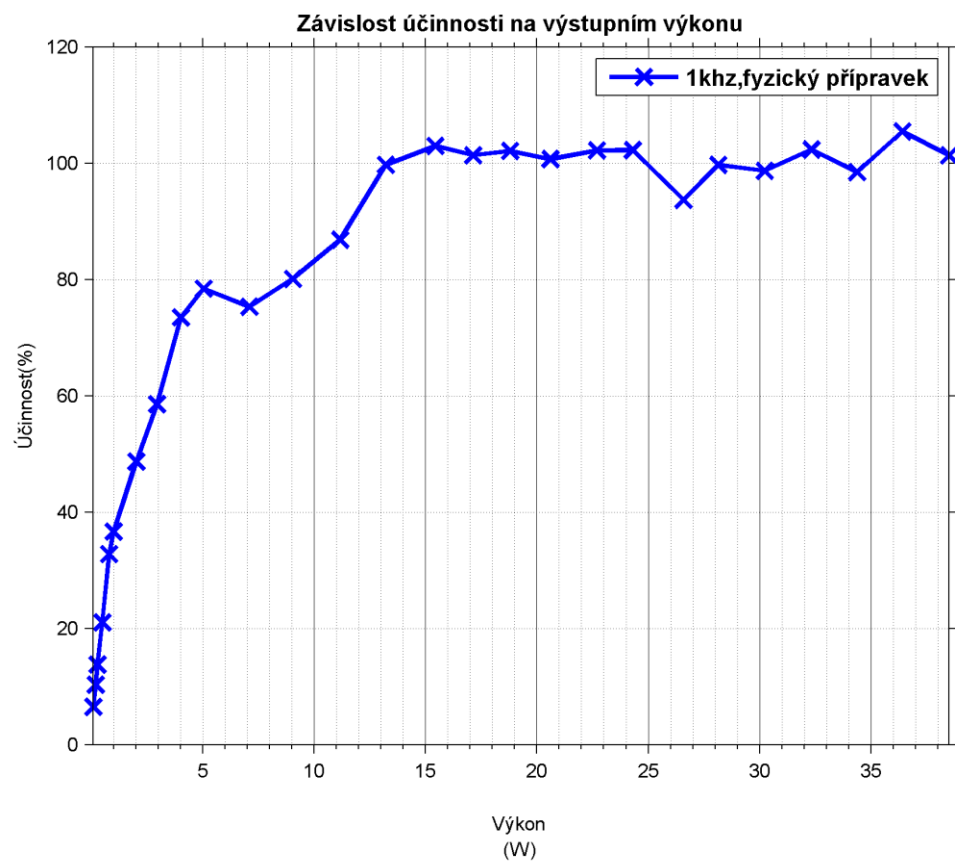
obr. 29 – obvodové realizace přenosů bloků A,B,I

## 12.5 Graf harmonického zkreslení, varianta II

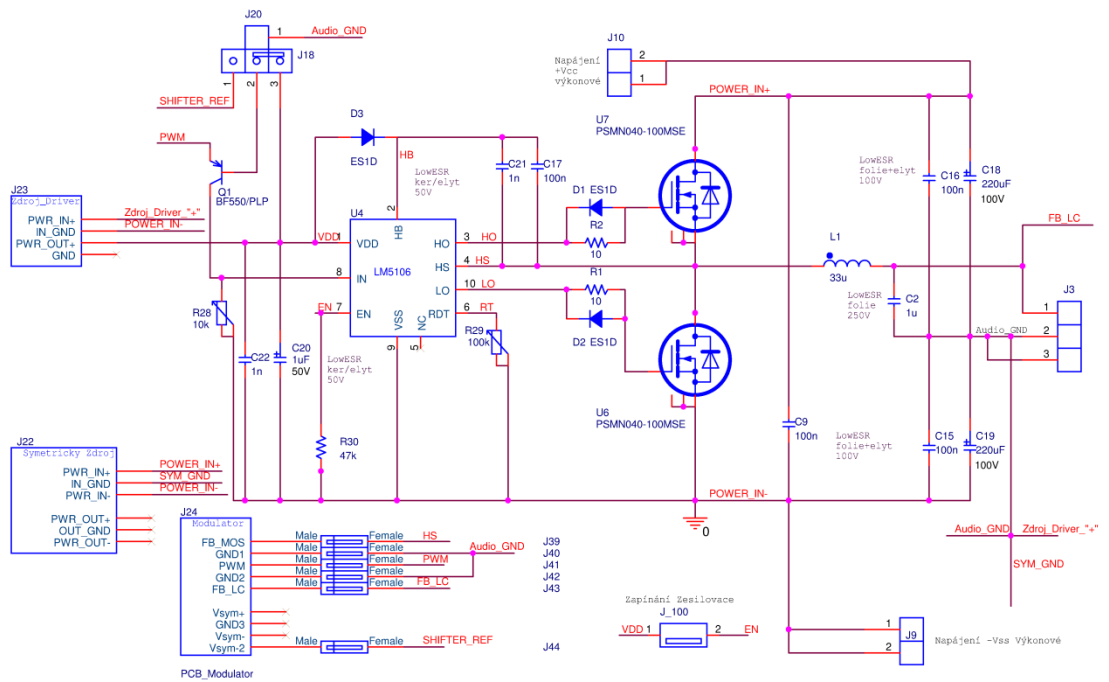




## 12.6 Graf účinnosti

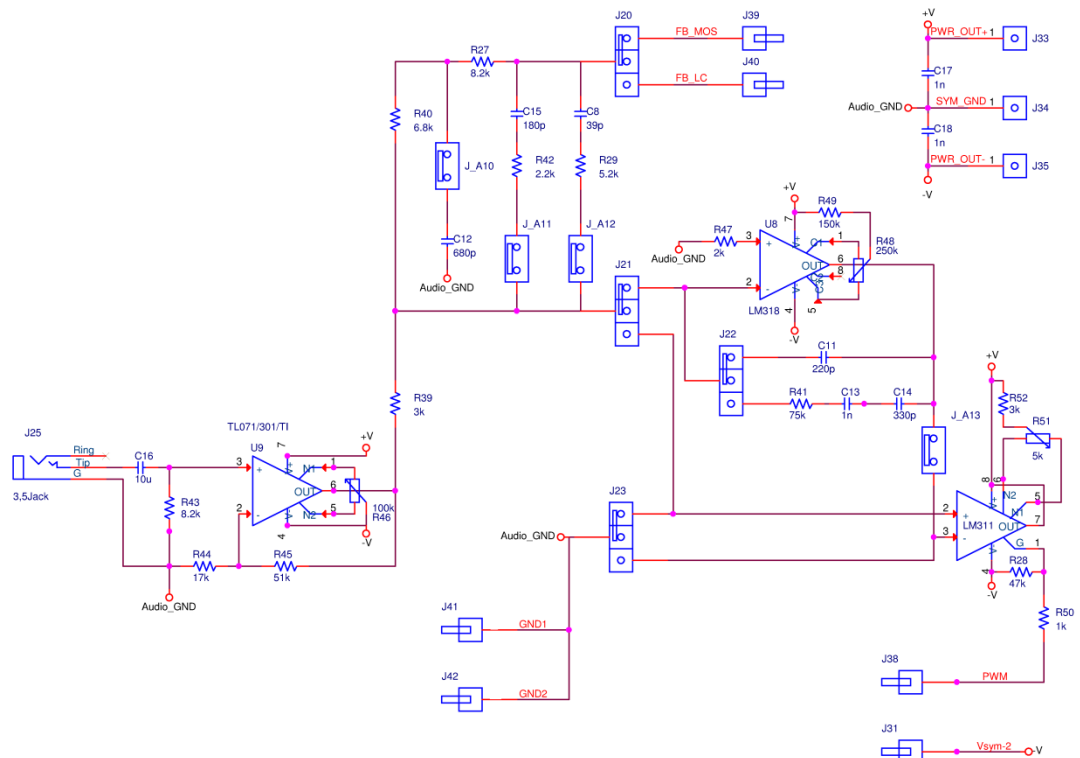


## 12.7 Celkové schéma koncového stupně a modulátoru



obr. 30 – schéma zapojení koncového stupně

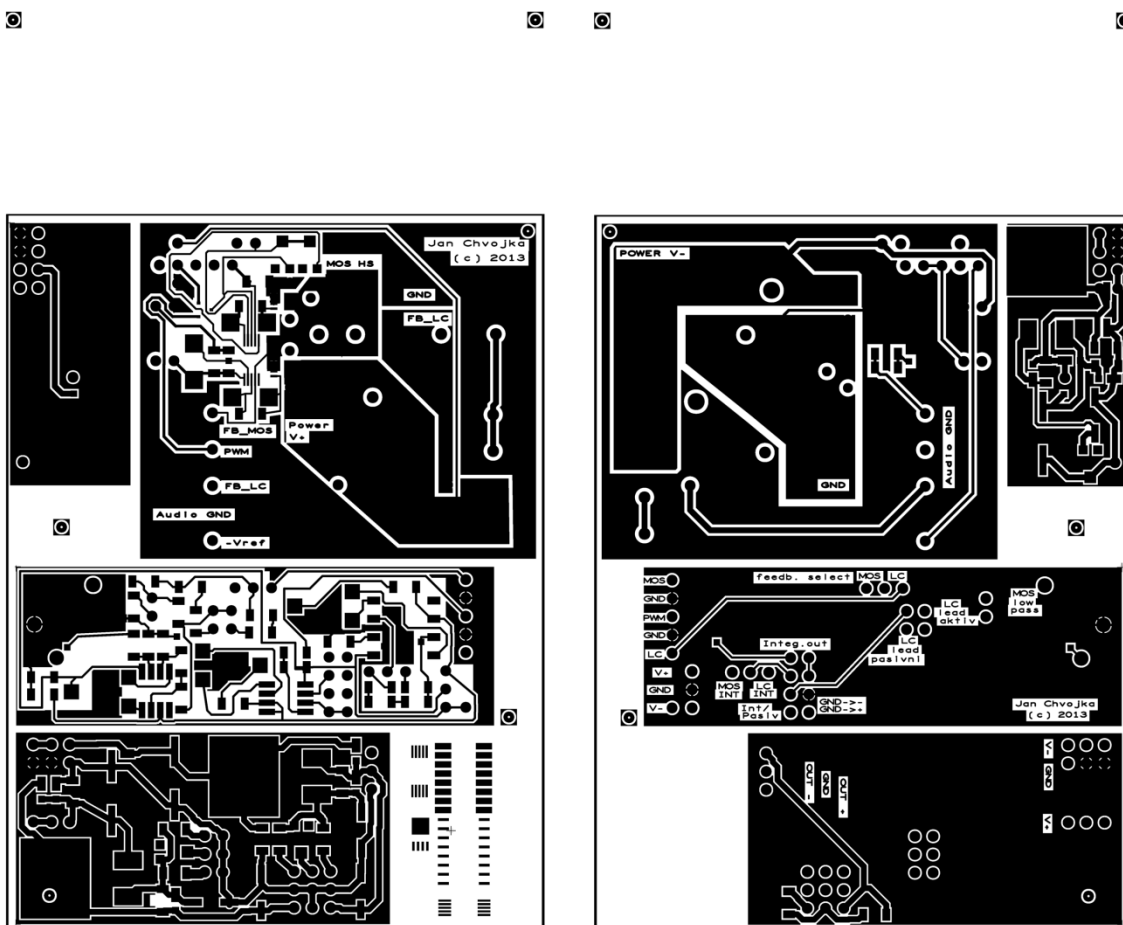
s vyznačeným propojením na ostatní desky plošných spojů



obr. 31 – schéma zapojení modulátoru včetně jumperů

a propojek na symetrický zdroj a na desku koncového stupně

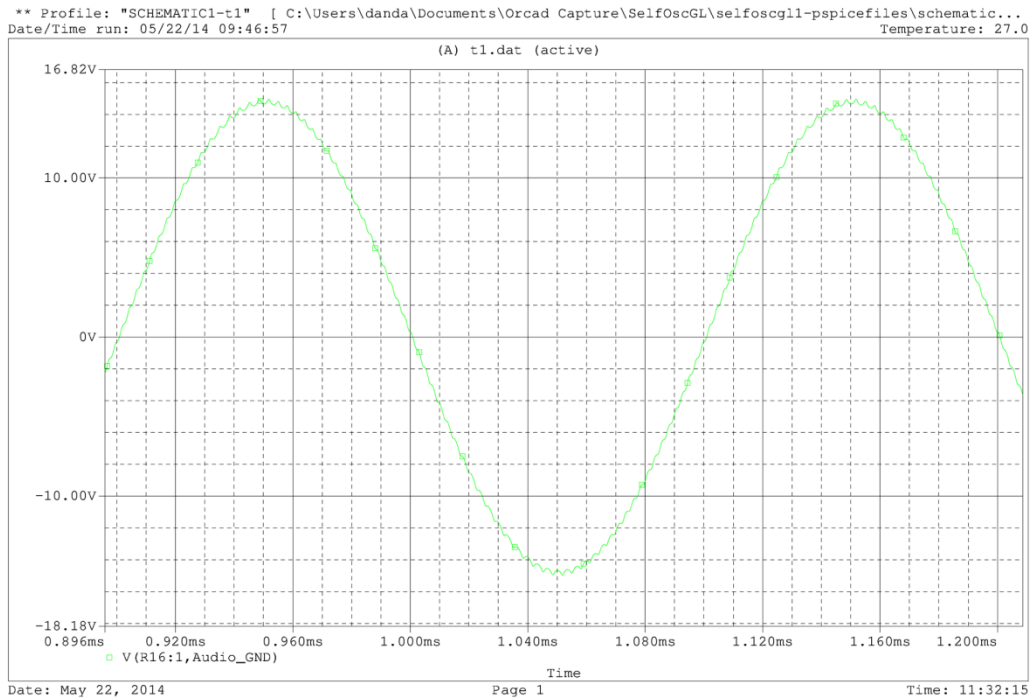
## 12.8 Deska plošných spojů



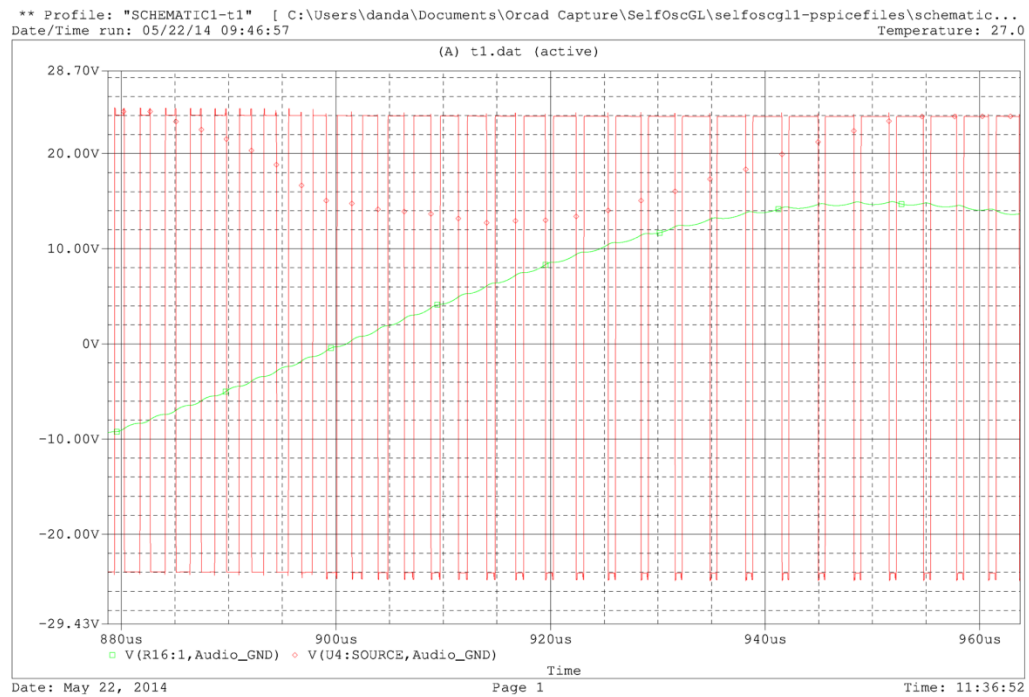
obr. 32 - DPS (zleva doprava a dolů) 1) zdroj 12V pro budič 2) koncový stupeň

3) modulátor 4) symetrický zdroj pro modulátor

## 12.9 Ukázkový průběh (Pspice)



obr. 33 – průběh výstupního napětí zesilovače ve variantě (II) při vstupním signálu o  $f=5\text{kHz}$



obr. 34 – průběh stejného signálu v detailu včetně průběhu napětí před výstupním filtrem