



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

ULTRAZVUKOVÝ SMĚROVÝ REPRODUKTOR

ULTRASONIC DIRECTIONAL SPEAKER

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Jiří Sedlák

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. Jan Mikulka, Ph.D.

BRNO 2017

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Elektronika a sdělovací technika**
Ústav radioelektroniky

Student: Bc. Jiří Sedlák

ID: 153128

Ročník: 2

Akademický rok: 2016/17

NÁZEV TÉMATU:

Ultrazvukový směrový reproduktor

POKyny PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte teorii šíření akustické vlny v nelineárním prostředí kapalin. Navažte na již realizované práce, které jsou zaměřené na pásmo 40 kHz a prostudujte možnosti realizace směrového reproduktoru v pásmu vyšších kmitočtů. Navrhněte hardwarové řešení sestávající se z diskrétního modulátoru a ultrazvukového zesilovače.

Prakticky realizujte navržené řešení diskrétního modulátoru, ultrazvukového zesilovače a parametrického reproduktoru sestávajícího se s dostatečného množství ultrazvukových měničů. Vytvořte funkční skripty softwarového modulátoru poskytujícího více typů amplitudových modulací. Na realizovaném systému změřte charakteristické parametry jako THD, prostorovou vyzářovací charakteristiku, úroveň potlačení nosné vlny ve vzdáleném poli a další. Srovnějte dosažené výsledky se závěry prezentovanými v odborných publikacích.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] WOON-SENG, G., J. YANG a K. TOMOO. A Review of Parametric Acoustic Array in Air. Applied Acoustics. 2012, roč. 12, s. 1211–1219. ISSN 0003-682X.

[2] MIKULKA, J., HLADKÝ, D., a J. SLIŽ. Parametric Array as a Source of Audible Signal. In Proceedings of the Progress in Electromagnetics Research Symposium 2016 in Shanghai. 2016.

Termín zadání: 6.2.2017

Termín odevzdání: 16.5.2017

Vedoucí práce: doc. Ing. Jan Mikulka, Ph.D.

Konzultant:

prof. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.
předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

ABSTRAKT

Obsahem diplomové práce je teoretický rozbor principu šíření akustických vln v nelineárním prostředí, návrh výkonového zesilovače třídy D a jeho realizace. V teoretické části je popsáno pět různých typů amplitudové modulace a jejich matematické vyjádření. Jejich funkčnost je doložena jejich implementací v programu Matlab. Dále je zde proměřena impedanční charakteristika vybraného PZT měniče a následně popsán návrh PWM modulátoru a celého výkonového zesilovače třídy D. V praktické části práce je realizován návrh parametrického reproduktoru sestávajícího se ze zesilovače třídy D a PWM modulátoru. Na závěr je navržený parametrický reproduktor proměřen a jednotlivé metody amplitudové modulace jsou porovnány z hlediska celkového harmonického zkreslení vysílaného užitečného signálu.

KLÍČOVÁ SLOVA

Amplitudová modulace, autodemodulace, nelineární prostředí, parametrické akustické pole, parametrický reproduktor, PWM modulace, PZT měnič, zesilovač třídy D

ABSTRACT

The master's thesis deals with theoretical research and practical application of the principle of spreading acoustic waves through nonlinear medium. The theoretical part describes five different types of amplitude modulation and their mathematic representation, which were verified by the program Matlab. Next, the impedance characteristic of ultrasound PZT transducer was measured and the design of PWM modulator and class D amplifier was described. The practical part of the master's thesis contains the realization of the parametric loudspeaker assembled from the class D amplifier and the PWM modulator. In conclusion, the designed parametric loudspeaker was measured and the individual types of amplitude modulation were compared with respect to the total harmonic distortion of transmitted useful signal.

KEYWORDS

Amplitude modulation, autodemodulation, class D amplifier, nonlinear medium, parametric acoustic array, parametric loudspeaker, PWM modulation, PZT transducer

SEDLÁK, J. *Ultrazvukový směrový reproduktor*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2017. 48 s., 2 s. příloh. Diplomová práce. Vedoucí práce: doc. Ing. Jan Mikulka, Ph.D.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svoji diplomovou práci na téma Ultrazvukový směrový reproduktor jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu diplomové práce doc. Ing. Janu Mikulkovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce a rovněž za čas, který mi věnoval při konzultačních schůzkách.

Děkuji také Ing. Davidu Hladkému za odborné konzultace.

OBSAH

Úvod	1
1 Teorie nelineární akustiky	2
1.1 Princip šíření akustických vln.....	2
1.2 Modulační techniky.....	5
1.3 Vyhodnocení kvality modulace	12
2 Návrh směrového reproduktoru	13
2.1 Implementace modulačních technik v programu Matlab	13
2.2 Parametrický reproduktor	17
2.3 Výkonový zesilovač	18
3 Experimentální část	28
3.1 Impedanční charakteristika UZ PZT měniče	28
3.2 Realizace návrhu výkonového zesilovače	29
3.3 Experimentální ověření zesilovače	32
3.4 Měření THD.....	35
Závěr	44
Literatura	46
seznam zkratk	47
Přílohy	48

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1.1: Demodulace modulované ultrazvukové vlny v nelineárním prostředí	2
Obr. 1.2: Princip parametrického akustického pole [1].....	3
Obr. 1.3: Porovnání vyzářovací charakteristiky konvenčního a parametrického reproduktoru.....	5
Obr. 1.4: Ukázka parametrických reproduktorů firmy Soundlazer.....	5
Obr. 1.5: Kmitočtové spektrum amplitudově modulovaného signálu	6
Obr. 1.6: Blokový diagram DSB AM.....	7
Obr. 1.7: Blokový diagram SRAM	8
Obr. 1.8: Blokový diagram SSB AM	9
Obr. 1.9: Blokový diagram MAM.....	10
Obr. 1.10: Blokový diagram IAM.....	11
Obr. 1.11: Závislost THD na modulačním indexu m [3].....	11
Obr. 2.1: Blokové schéma zapojení	13
Obr. 2.2: Kmitočtové spektrum DSBAM	14
Obr. 2.3: Kmitočtové spektrum SRAM.....	14
Obr. 2.4: Kmitočtové spektrum SSBAM (LSSB).....	15
Obr. 2.5: Kmitočtové spektrum SSBAM (USSB)	15
Obr. 2.6: Kmitočtové spektrum MAM	16
Obr. 2.7: Kmitočtové spektrum MAM (bez úpravy modulační obálky)	16
Obr. 2.8: Kmitočtové spektrum IAM	17
Obr. 2.9: Ultrazvukový PZT měnič MCUSD19A200B11RS.....	17
Obr. 2.10: Směrová charakteristika měniče MCUSD19A200B11RS dle [5]	17
Obr. 2.11: Blokový diagram zesilovače třídy D [4].....	18
Obr. 2.12: Komparátor s PWM výstupem.....	19
Obr. 2.13: Schéma PWM modulátoru realizovaného obvodem LT1715	20
Obr. 2.14: Zapojení tranzistorů do polovičního mostu	21
Obr. 2.15: Zapojení tranzistorů do plného mostu	21
Obr. 2.16: PWM modulátor LT1715.....	23
Obr. 2.17: Výstupní PWM signál o frekvenci 1,18 MHz.....	24
Obr. 2.18: Zapojení tranzistorů do plného mostu řízené drivery LTC4440	25

Obr. 2.19: Výstup tranzistorů M1 a M3	26
Obr. 2.20: Výstup zesilovače bez LC filtru	26
Obr. 2.21: Výstup zesilovače za LC filtrem	27
Obr. 3.1: Impedanční a fázová charakteristika PZT měniče MCUSD19A200B11RS ...	28
Obr. 3.2: Část schématu navrženého zesilovače – PWM modulátor	29
Obr. 3.3: Část schématu navrženého zesilovače – výkonová část	30
Obr. 3.4: DPS navrženého zesilovače třídy D	31
Obr. 3.5: Osazená DPS zesilovače třídy D	32
Obr. 3.6: Výstupní signál z PWM modulátoru	33
Obr. 3.7: Výstup zesilovače před LC filtrem	33
Obr. 3.8: Výstup navrhovaného zesilovače třídy D; nosná vlna 200 kHz, modulační signál 5 kHz, modulační technika SSB AM, modulační index $m = 1$	34
Obr. 3.9: Přijatý 1 kHz signál elektretovým mikrofonom	34
Obr. 3.10: Pole PZT měničů o rezonanční frekvenci 40 kHz	35
Obr. 3.11: Spektrum modulovaného signálu; typ SRAM, nosná 200 kHz, modulační signál 5 kHz, $m = 1$	36
Obr. 3.12: Závislost THD na hloubce modulace; k nosný signál 40 kHz, modulační signál 1 kHz, amplituda modulovaného signálu 2 V	38
Obr. 3.13: Závislost THD na hloubce modulace; k nosný signál 52 kHz, modulační signál 1 kHz, amplituda modulovaného signálu 2 V	40
Obr. 3.14: Pole čtyř UZ PZT měničů s rezonanční frekvencí 200 kHz	41
Obr. 3.15: Závislost THD na hloubce modulace; k nosný signál 200 kHz, modulační signál 5 kHz, amplituda modulovaného signálu 4 V	43

SEZNAM TABULEK

Tab. 2.1: Technické parametry tranzistoru IRF540NPbF [8].....	21
Tab. 3.1: Úrovně harmonických složek a hodnoty THD u metody SSBAM; nosný signál 40 kHz, modulační signál 1 kHz, amplituda modulovaného signálu 2 V	36
Tab. 3.2: Úrovně harmonických složek a hodnoty THD u metody DSBAM; nosný signál 40 kHz, modulační signál 1 kHz, amplituda modulovaného signálu 2 V	37
Tab. 3.3: Úrovně harmonických složek a hodnoty THD u metody IAM; nosný signál 40 kHz, modulační signál 1 kHz, amplituda modulovaného signálu 2 V	37
Tab. 3.4: Úrovně harmonických složek a hodnoty THD u metody MAM; nosný signál 40 kHz, modulační signál 1 kHz, amplituda modulovaného signálu 2 V	37
Tab. 3.5: Úrovně harmonických složek a hodnoty THD u metody SRAM; nosný signál 40 kHz, modulační signál 1 kHz, amplituda modulovaného signálu 2 V	37
Tab. 3.6: THD vybraných modulací na frekvenci nosného signálu 40 kHz	38
Tab. 3.7: Úrovně harmonických složek a hodnoty THD u metody SSBAM; nosný signál 52 kHz, modulační signál 1 kHz, amplituda modulovaného signálu 2 V	39
Tab. 3.8: Úrovně harmonických složek a hodnoty THD u metody SSBAM; nosný signál 52 kHz, modulační signál 1 kHz, amplituda modulovaného signálu 2 V	39
Tab. 3.9: Úrovně harmonických složek a hodnoty THD u metody IAM; nosný signál 52 kHz, modulační signál 1 kHz, amplituda modulovaného signálu 2 V	39
Tab. 3.10: Úrovně harmonických složek a hodnoty THD u metody MAM; nosný signál 52 kHz, modulační signál 1 kHz, amplituda modulovaného signálu 2 V	39
Tab. 3.11: Úrovně harmonických složek a hodnoty THD u metody SRAM; nosný signál 52 kHz, modulační signál 1 kHz, amplituda modulovaného signálu 2 V	40
Tab. 3.12: THD vybraných modulací na frekvenci nosného signálu 52 kHz.....	40
Tab. 3.13: Úrovně harmonických složek a hodnoty THD u metody SSBAM; nosný signál 200 kHz, modulační signál 1 kHz, amplituda modulovaného signálu 4 V	41
Tab. 3.14: Úrovně harmonických složek a hodnoty THD u metody DSBAM; nosný signál 200 kHz, modulační signál 1 kHz, amplituda modulovaného signálu 4 V	42
Tab. 3.15: Úrovně harmonických složek a hodnoty THD u metody IAM; nosný signál 200 kHz, modulační signál 1 kHz, amplituda modulovaného signálu 4 V ..	42
Tab. 3.16: Úrovně harmonických složek a hodnoty THD u metody MAM; nosný signál 200 kHz, modulační signál 1 kHz, amplituda modulovaného signálu 4 V	42
Tab. 3.17: Úrovně harmonických složek a hodnoty THD u metody SRAM; nosný signál 200 kHz, modulační signál 1 kHz, amplituda modulovaného signálu 4 V	42
Tab. 3.18: THD vybraných modulací na frekvenci nosného signálu 200 kHz.....	43

ÚVOD

Cílem této práce je sestavit soustavu úzce směrového ultrazvukového reproduktoru. Navazuje se na diplomovou práci Ing. Davida Hladkého *Realizace úzce směrového akustického měniče*. V rámci jeho práce byl teoreticky rozebrán a prakticky sestaven parametrický reproduktor s kmitočtem nosné vlny 40 kHz. Cílem této práce je využít vyšší frekvence ultrazvuku při využití měničů Ing. Hladkého (konkrétně 52 kHz) a frekvence 200 kHz s využitím měničů pro tento kmitočet. Parametrický reproduktor je speciální zařízení pro reprodukci zvuku zhotovený takovým způsobem, aby se dalo cílit vysílaný zvukový signál pouze jednomu člověku, případně skupině lidí. K dosažení tohoto cíle slouží sestava složená z amplitudového modulátoru, výkonového zesilovače a ultrazvukového PZT měniče, využívající autodemodulaci signálu při průchodu nelineárním prostředím.

Diplomová práce je rozdělena do 3 částí. V první části je rozebrána teorie nelineární akustiky. Je zde vysvětlen princip šíření akustických vln v nelineárním prostředí a popsány jednotlivé typy amplitudových modulací. Jednotlivé metody jsou znázorněny pro snazší pochopení do blokových diagramů. Každá z nich se liší modulační obálkou, ve výsledku to znamená poněkud jiné chování ve volném prostředí. Signály z různých metod se liší počtem harmonických složek, úrovní signálu, akustickým tlakem a v neposlední řadě náročností na zpracování.

Druhá část práce je věnována návrhu směrového reproduktoru. Je rozdělena podle jednotlivých bloků sestavy k vytvoření parametrického reproduktoru – amplitudová modulace akustického signálu pomocí programu Matlab v PC, výkonový zesilovač a samotný parametrický reproduktor. Jednotlivé amplitudové modulace jsou vždy prezentovány pomocí grafů kmitočtové charakteristiky modulačního signálu. V kapitole výkonového zesilovače je popsán návrh PWM modulátoru a výkonové části zesilovače v programu LTSpice.

Na závěr této práce je zařazena experimentální část, ve které je prakticky proměřeno pole 40 kHz a pole 200 kHz ultrazvukových PZT měničů a prezentována realizace návrhu výkonového zesilovače. Následně je ověřena funkčnost zhotoveného parametrického reproduktoru v podobě proměření výstupního signálu. V poslední podkapitole jsou zveřejněny výsledky měření celkového harmonického zkreslení vysílaného užitečného signálu na frekvenci 40 kHz, 52 kHz a 200 kHz.

1 TEORIE NELINEÁRNÍ AKUSTIKY

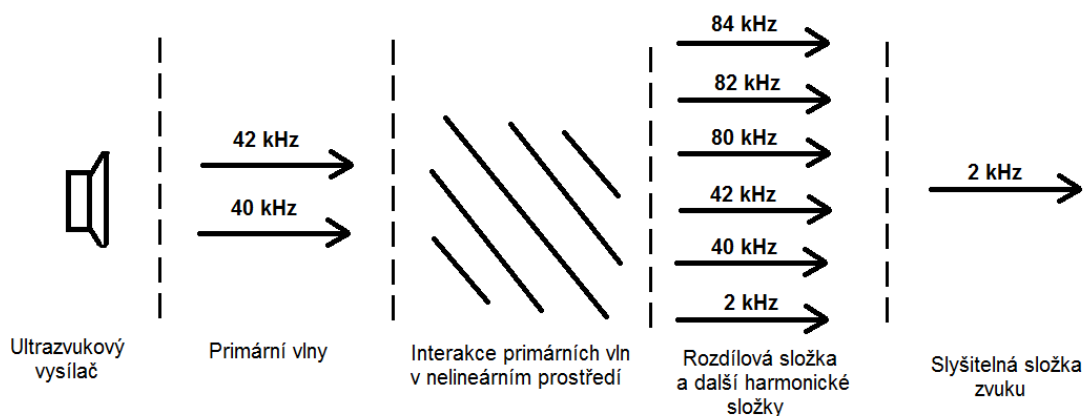
V následujícím textu je představen princip šíření akustických vln v nelineárním prostředí. Je zde popsáno parametrické prostředí a různé typy amplitudových modulací.

1.1 Princip šíření akustických vln

Nelineární akustika je část fyziky zabývající se rozбором vlastností akustických vln, které mají příliš vysokou amplitudu na to, aby se daly využít metody známé z lineární akustiky. Pojmem úzce spjatým je parametrické pole, které přímo vychází z principu nelineární akustiky.

Parametrické akustické pole (PAA–ParametricAcousticArray) bylo poprvé teoreticky popsáno v roce 1963 americkým fyzikem Peterem Westerveltem. Ve své analýze popsal vznik slyšitelného zvuku (resp. různých jeho složek) interakcí dvou ultrazvukových vln v nelineárním prostředí. Z jeho práce vyplývá několik užitečných charakteristik parametrického akustického pole, jako je vysoká směrovost či malé postranní laloky.

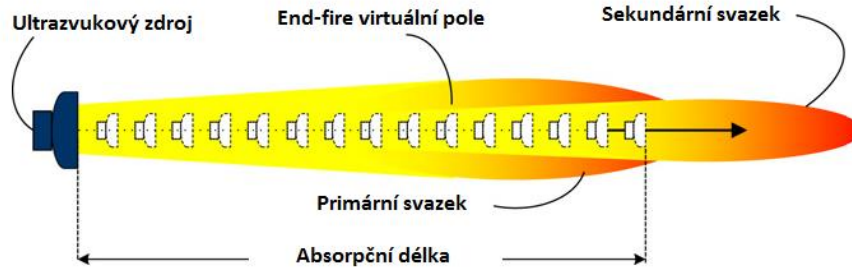
Podstatou PAA je interakce dvou ultrazvukových signálů a jejich tzv. autodemodulace. Když jsou z ultrazvukového zdroje vyslány dva sinusové signály o frekvenci f_1 a f_2 , přičemž platí $f_1 > f_2$, díky jejich interakci s nelineárním prostředím vzniknou další harmonické složky dané především součtem a rozdílem primárních vln obr. 1.1. Právě vlna rozdílové frekvence se šíří do prostoru nejlépe. Platí totiž, že s rostoucí frekvencí roste zvuková absorpce prostředí. Primární vlny označujeme jako primární svazek a soubor vzniklých rozdílových složek jako sekundární svazek.



Obr. 1.1: Demodulace modulované ultrazvukové vlny v nelineárním prostředí

Jak je zřejmé z předchozího odstavce, z primárního svazku vlivem interakce s nelineárním prostředím vznikne sekundární svazek, který se šíří ve stejném směru jako primární svazek. Společně se šíří pouze do určité vzdálenosti, tzv. absorpční délky, které když se dosáhne, zcela zanikne primární svazek a dále pokračuje pouze svazek sekundární. Princip vychází z end-fire polí z teorie anténní techniky. Popsaný děj je

znázorněn na obr. 1.2. Děje, které probíhají do vzdálenosti absorpční délky, se nazývají děje blízkého pole a děje, které probíhají za absorpční délkou, jako děje vzdáleného pole. Popsaný princip vzniku sekundárního svazku se nazývá parametrické akustické pole. Sekundární svazek, který vznikne tímto způsobem, má vysokou směrovost a malou rozbíhavost.



Obr. 1.2: Princip parametrického akustického pole [1]

Jak bylo výše popsáno, vygenerováním dvou ultrazvukových vln a jejich následnou interakcí s nelineárním prostředím vzniká sekundární svazek s určitou malou rozbíhavostí. Mezní úhel rozbíhavosti se značí řeckým písmenem θ_h . Tento úhel vymezuje prostor, za jehož hranicemi je intenzita zvuku rozdílové složky poloviční, tedy menší o 3 dB. Přibližně je tento vztah vyjádřen následnou rovnicí (1.1):

$$\theta_h \approx \sqrt{\frac{2 \cdot \alpha_T}{k}}. \quad (1.1)$$

Rovnice (1.1) vyjadřuje jakou má sekundární svazek rozbíhavost po absorpci primárního svazku nelineárním prostředím. k je vlnové číslo rozdílové spektrální složky, α_T představuje celkový absorpční koeficient. Pokud $f_1 \approx f_2$, platí $\alpha_T \approx 2 \cdot \alpha_1$, kde α_1 je absorpční koeficient primární vlny o frekvenci f_1 [1].

K přesnému modelování PAA slouží Khokhlov–Zabolotskaya–Kuznetsov rovnice (KZK rovnice). Tato rovnice popisuje šíření směrového svazku v nelineárním prostředí a kombinuje jevy jako je rozptyl a difrakce zvukového svazku. KZK rovnice je matematicky popsána jako:

$$\frac{\partial^2 p}{\partial z \partial t'} = \frac{c_0}{2} \nabla_{\perp}^2 \cdot p + \frac{\delta}{2c_0^3} \frac{\partial^3}{\partial t'^3} + \frac{\beta}{2\rho_0 c_0^3} \frac{\partial^2 p^2}{\partial t'^2}, \quad (1.2)$$

$$\nabla_{\perp}^2 = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2}, \quad (1.3)$$

$$t' = t - \frac{z}{c_0}. \quad (1.4)$$

V KZK rovnici (1.2) p představuje akustický tlak, c_0 je rychlost šíření zvuku, ρ_0 je hustota prostředí, δ je koeficient difuzivity zvuku, který se vztahuje k akustické absorpci a β značí koeficient nelinearity. Rovnice (1.3) popisuje Laplaceův operátor operující v rovině x – y , která je kolmá na osu z a kolem které se šíří

primární a sekundární svazek. Poslední rovnice (1.4) popisuje vztah pro retardovaný čas. Řešení této rovnice má smysl, pouze když je nelinearita prostředí malá, jinak je potřeba využít numerické metody, např. schéma konečné diference. [1]

Velice důležitým procesem, ke kterému dochází při interakci primárního svazku s nelineárním prostředím, je autodemodulace modulovaného signálu. Tento jev v roce 1965 dokázal turecký vědec H. O. Berktaş. Z ultrazvukového zdroje vyslal amplitudově modulovaný zvukový svazek do nelineárního prostředí. Jako nelineární prostředí byla v tomto případě zvolena voda. Z předpokladu o autodemodulaci svazku vychází následující rovnice (1.5):

$$p(t') \approx \frac{\beta p_0^2 a^2}{16 \rho_0 c_0^4 z \alpha_0} \frac{d^2}{dt'^2} E^2(t'), \quad (1.5)$$

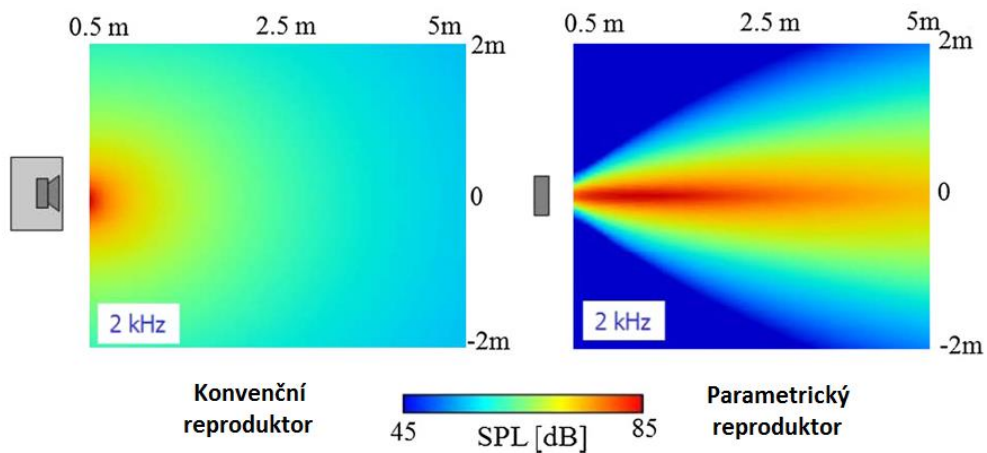
kde tlak modulovaného signálu $p(t')$ vyslaný ve směru osy z je úměrný druhé derivaci kvadrátu obálky amplitudové modulované ultrazvukové nosné.

V rovnici (1.5) p_0 představuje tlak nosného signálu generovaný ultrazvukový zdroj, a je průměr ultrazvukového zdroje, α_0 je absorpční koeficient ultrazvukové nosné, c_0 je rychlost šíření zvuku, hustota prostředí je značena symbolem ρ_0 , t' představuje retardovaný čas z rovnice (1.4) a $E(t')$ je obálka modulační funkce nosné.

Rovnice (1.5) ukazuje, že akustický tlak demodulovaného signálu je přímo úměrný velikosti apertury ultrazvukového zdroje, amplitudě tlaku primární vlny a obávkové funkci. Vyššího akustického tlaku, tedy lepší slyšitelnosti demodulovaného signálu lze dosáhnout změnou výše uvedených parametrů. Zvukový svazek se stává užším s rostoucím kmitočtem demodulovaného signálu. [1]

Princip parametrického akustického pole, resp. parametrického reproduktoru, by mohlo být v budoucnu široké využití. V současné době se s tímto způsobem reprodukce zvuku můžeme setkat například v nákupních centrech u obchodních výloh, případě u reklamních panelů. Postupně vznikají i mobilní reproduktory, které je možné připojit třeba pomocí klasického 3,5 mm „jack“ konektoru k mobilnímu telefonu. Příklad parametrických reproduktorů je na obr. 1.4.

Výhoda těchto reproduktorů oproti normálním je především ve velké směrovosti. Klasický reproduktor vyzařuje zvuk prakticky do 180° , zatímco parametrický pouze do úzké výseče. Tento jev je vykreslen na obr. 1.3. Velikost apertury u obou reproduktorů je 10 cm a vysílají zvuk o frekvenci 2 kHz. Na následujících obrázcích jsou ukázky dnes dostupných parametrických reproduktorů. Využívá se u nich ultrazvuku o frekvenci 40 kHz.



Obr. 1.3: Porovnání vyzářovací charakteristiky konvenčního a parametrického reproduktoru



Obr. 1.4: Ukázka parametrických reproduktorů firmy Soundlazer

1.2 Modulační techniky

Při zpracování signálu je velmi důležité dosáhnout co nejmenšího zkreslení THD (Total Harmonic Distortion). Navíc parametrický reproduktor je utvořen z matice ultrazvukových PZT měničů, které se vyznačují vysokým činitelem jakosti Q v rezonanci. Z tohoto důvodu je nejvhodnější metoda pro předzpracování amplitudová modulace (AM).

1.2.1 Amplitudová modulace

Amplitudová modulace je jedna z nejstarších modulací používaných při rádiovém přenosu. Principem tohoto procesu zpracování signálu je změna amplitudy nosného signálu sinusového průběhu druhým signálem, tzv. modulačním. Dojde k pomyslnému pospojování hodnot v každém okamžiku z obou signálů a vznikne modulovaný signál. Tento signál má stejnou frekvenci jako nosný signál. Pokud by se pospojovaly jednotlivé amplitudy modulovaného signálu, vznikla by křivka nazývaná modulační obálka, představující modulační signál. Rovnice (1.6) zobrazuje signál s nosnou frekvencí, (1.7) modulační signál a (1.8) a (1.9) signál modulovaný. U_n a U_m značí

amplitudu nosného a modulačního signálu, ω_n a ω_m představuje úhlový kmitočet každého ze signálů.

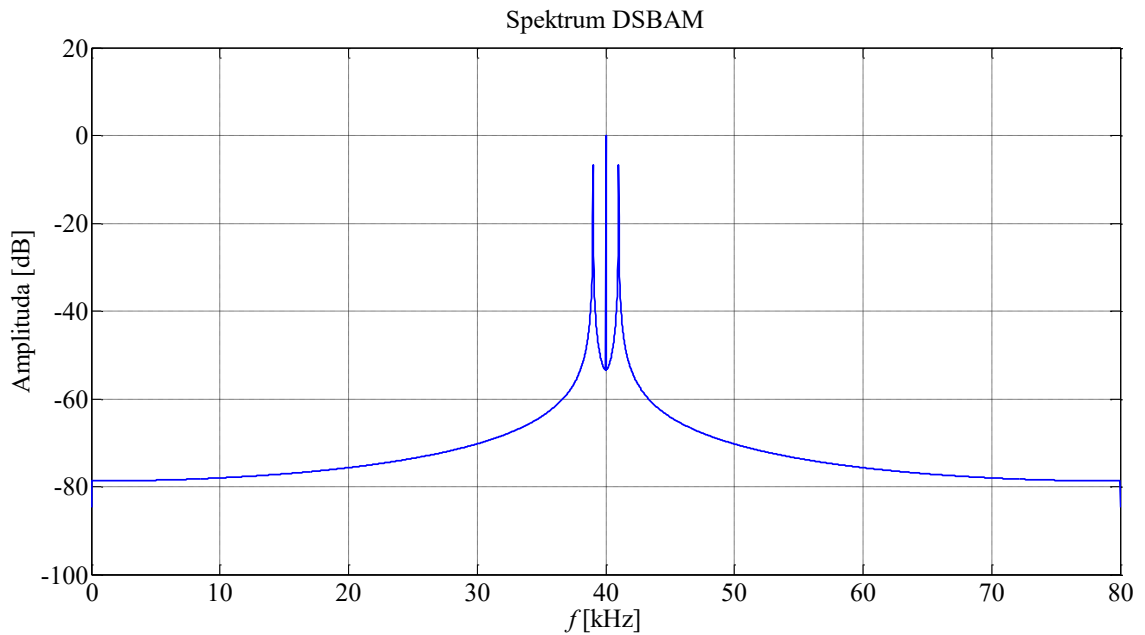
$$n(t) = U_n \cdot \sin(\omega_n t), \quad (1.6)$$

$$m(t) = U_m \cdot \sin(\omega_m t), \quad (1.7)$$

$$y(t) = (U_n + U_m \sin(\omega_m t)) \cdot \sin(\omega_n t), \quad (1.8)$$

$$y(t) = U_n \cdot \sin(\omega_n t) + \frac{U_m}{2} \cos((\omega_n - \omega_m)t) - \frac{U_m}{2} \cos((\omega_n + \omega_m)t). \quad (1.9)$$

Po úpravě rovnice (1.8) využitím trigonometrické identity dostaneme rovnici modulovaného signálu (1.9). Z té je vidět, že výsledkem amplitudové modulace je signál, u kterého můžeme krom nosné pozorovat také horní postranní pásmo (USSB) dané součtem nosného a modulačního signálu a dolní postranní pásmo (LSSB) dané jejich rozdílem. Znázorněno to je na kmitočtovém spektru obr. 1.5. Nosný kmitočet je v tomto případě 40 kHz, modulační signál je na frekvenci 2 kHz.



Obr. 1.5: Kmitočtové spektrum amplitudově modulovaného signálu

U amplitudové modulace je zapotřebí si všimnout důležitého parametru m , který představuje modulační index, resp. hloubku modulace. Ten udává poměr mezi amplitudou modulačního a nosného signálu. Pokud je tedy $m = 1$, dojde ke stoprocentní modulaci. Tento vztah je znázorněn rovnicí

$$m = \frac{U_m}{U_n}. \quad (1.10)$$

Po úpravách rovnice (1.8) a dosazením modulačního indexu m (1.10) dostaneme

rovnici (1.11), která je vyjádřena součinem nosného signálu a modulační obálky.

$$y(t) = U_n [1 + m \sin(\omega_m t)] \cdot \sin(\omega_n t). \quad (1.11)$$

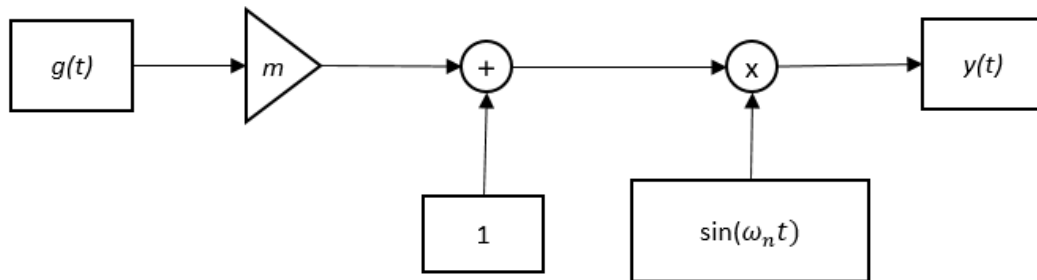
Právě modulační obálku vyjadřuje rovnice (1.12):

$$E(t) = 1 + m \sin(\omega_m t). \quad (1.12)$$

Amplitudových modulací je více typů, rozdělených především podle toho, jak pracují s modulační obálkou signálu. Některé vybrané typy jsou rozebrány na následujících stránkách. Jejich zobrazení ve spektru je prakticky realizováno pomocí programu Matlab ve druhé kapitole.

1.2.2 Konvenční (DSB) AM

Základním typem amplitudové modulace je konvenční modulace, resp. DSB AM (Double Side Band). Jak bylo popsáno v předchozích odstavcích, tato metoda zpracuje signál tak, že má kromě nosného kmitočtu také USSB a LSSB, jak je vidět na obr. 1.5. Blokový diagram této amplitudové modulace je zobrazen na obr. 1.6.



Obr. 1.6: Blokový diagram DSB AM

Pokud se dosadí vyjádření modulační obálky z rovnice (1.12) do (1.5), dostaneme řešení Berktayovy rovnice pro vzdálené pole (1.13). Modulačním signálem pro tento typ modulace je $\sin(\omega_m t)$.

$$p(t') \approx -\frac{\beta p_0^2 a^2 \omega_m^2}{8 \rho_0 c_0^4 z \alpha_0} [m \sin(\omega_m t) - m^2 \cos(2\omega_m t)]. \quad (1.13)$$

Rovnici (1.13) v podstatě můžeme rozdělit na dvě části – demodulovaný signál, který obsahuje $m \sin(\omega_m t)$ a část s $m^2 \cos(2\omega_m t)$, což představuje nežádoucí zkreslení.

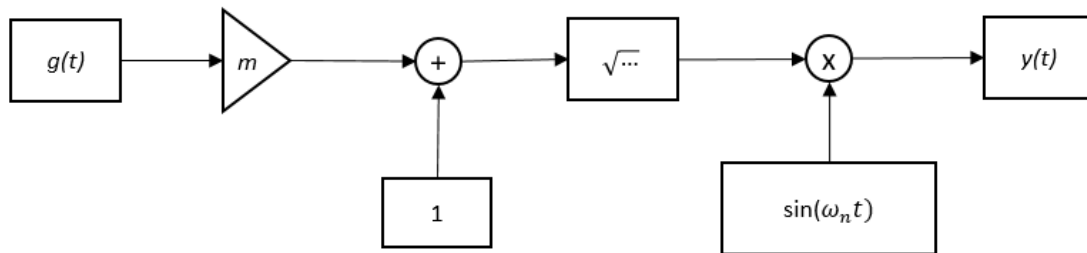
Směrodatným parametrem, jenž je sledován u všech typů těchto modulací, je celkové harmonické zkreslení THD. Určuje množství, resp. velikost harmonického zkreslení celého systému v porovnání se vstupním jednoduchým signálem. Pro konvenční AM je vzorec pro výpočet THD následující:

$$\text{THD} = \frac{m}{\sqrt{m^2 + 1}} \cdot 100\%. \quad (1.14)$$

Z rovnice (1.14) je zřejmé, že hodnota THD roste s rostoucím modulačním indexem m . Vzhledem k tomu, že je žádoucí, aby THD bylo malé, muselo by být malé i m . Pokud je ovšem malý modulační index, demodulovaný signál vyvolá malý akustický tlak.

1.2.3 Efektivní (Square-root) AM

Přímým řešením k odstranění zkreslení popsané u DSB AM je využití operace odmocnění v modulační obálce. [2]. S tímto řešením přišel v roce 1984 Kamakura a tento typ modulace byl pojmenován jednoduše Square-root AM (SRAM). Blokové schéma je vidět na obr. 1.7.



Obr. 1.7: Blokový diagram SRAM

Upravením rovnice (1.12) tedy dostaneme modulační obálku SRAM (1.15) a zpracování signálu je poté vyjádřeno rovnicí (1.16).

$$E(t) = \sqrt{1 + m \sin(\omega_m t)}, \quad (1.15)$$

$$y(t) = U_n \cdot \sqrt{1 + m \sin(\omega_m t)} \cdot \sin(\omega_n t). \quad (1.16)$$

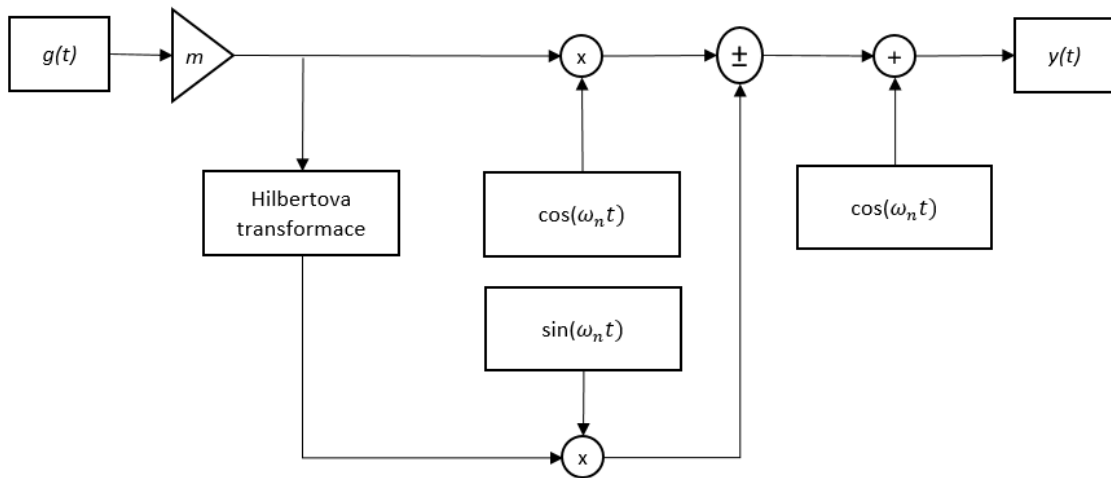
Jak bylo řečeno na začátku této podkapitoly, díky odmocnině se sníží harmonické zkreslení. Je důležité si však uvědomit, že tato operace použitá u obecného signálu vyprodukuje nekonečné množství harmonických složek. Aby nedošlo ke zkreslení demodulovaného signálu, je nutné všechny tyto harmonické složky přenést. V ideálním případě, tedy v případě, že máme PZT měnič s nekonečnou šířkou pásma, by to nebyl problém. K takové situaci máme ovšem s dnešními měniči daleko.

1.2.4 Jednostranná (SSB) AM

K vyřešení problému s nekonečným množstvím harmonických složek modulovaného signálu pomůže jednostranná amplitudová modulace. Je definovaná jako modulace, která využije pouze horní nebo dolní (USSB, LSSB) postranní pásmo. V podstatě jsou dva typy těchto modulací – s potlačenou nosnou (SC – Suppressed Carrier) a s plnou nosnou. Modulovaný signál ovšem v tomto případě půjde do ultrazvukového PZT měniče a ten má rezonanční kmitočet na frekvenci nosného signálu. Pro naše využití je tedy nutné využít SSBAM s plnou nosnou.

V rovnici (1.17), která představuje tuto modulaci, vyjadřuje $g(t)$ obecný signál, $\hat{g}(t)$ je obecný signál po Hilbertově transformaci. Operace \pm značí možnost výběru horního nebo dolního postranního pásma. Pokud by bylo zvoleno odečítání, vybráno by bylo USSB pásmo, při zvolení kladného znaménka naopak LSSB pásmo. Sčítací člen na konci rovnice vyjadřuje přičtení potřebné nosné signálu.[2] Kdyby tam tento člen nebyl, jednalo by se o SSBAM–SC, což je nežádoucí, jak bylo popsáno výše. Hilbertova transformace je lineární operace, která mění fázi signálu o $\pi/2$. Blokový diagram SSBAM je na obr. 1.8.

$$y(t) = m[g(t) \cos(\omega_n t) \pm \hat{g}(t) \sin(\omega_n t)] + \cos(\omega_n t)_n. \quad (1.17)$$



Obr. 1.8: Blokový diagram SSB AM

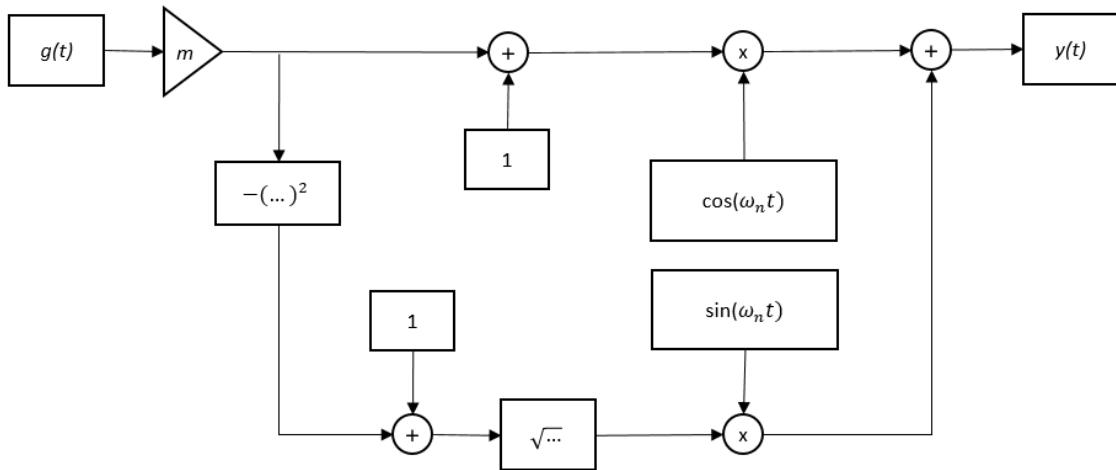
Tento typ modulace má velice podobnou modulační obálku jako SRAM, pouze neprodukuje nekonečný počet harmonických složek. Podle [2] je možné touto metodou dosáhnout velice nízké hodnoty THD – kolem 5 %. Šířka pásma modulovaného signálu je stejná jako má modulační signál.

1.2.5 Modifikovaná AM

Dalším způsobem, jak se zbavit harmonického zkreslení popsaného u DSB AM, je využití metody zvané modifikovaná AM (MAM). Tato metoda vychází z kvadraturní amplitudové modulace (QAM) – využívány jsou dva signály vzájemně posunuté o čtvrt periody, tedy o 90° (odtud odvozený název). Blokové schéma této metody je na obr. 1.9. U metody MAM jsou tyto dva signály následující:

$$g_1(t) = 1 + mg(t), \quad (1.18)$$

$$g_2(t) = \sqrt{1 - m^2 g^2(t)}. \quad (1.19)$$



Obr. 1.9: Blokový diagram MAM

U signálu $g_2(t)$ v rovnici (1.19) se vyskytuje odmocnina, stejně jako tomu bylo u SRAM. I v tomto případě to má za následek nekonečné množství harmonických složek. Tuto rovnici je možné přepsat pomocí Taylorova rozvoje [2]:

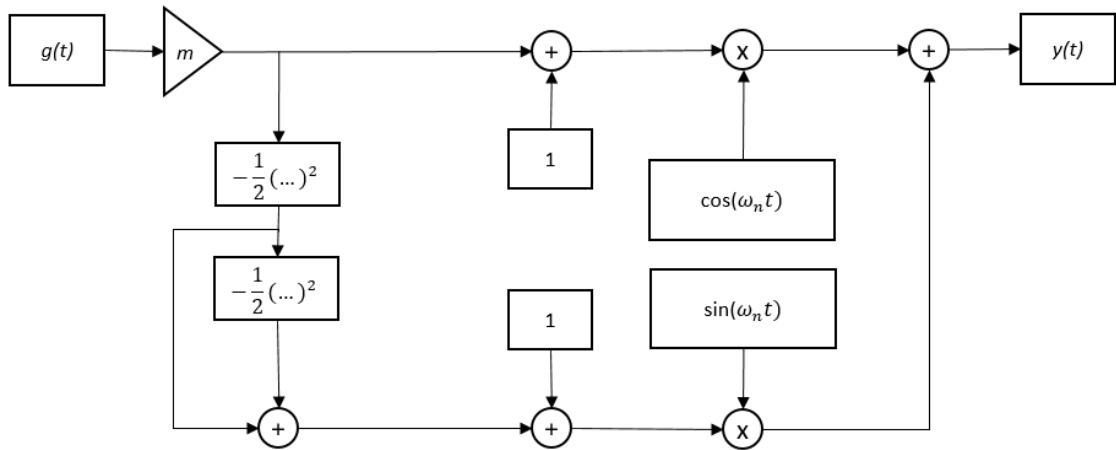
$$\sqrt{1 - m^2 g^2(t)} \approx \sum_{i=0}^q \frac{2(i)!}{(1-2i)! 2^i} m^{2i} g^{2i}(t), \quad (1.20)$$

$$E(t) = \sqrt{2} \sqrt{1 + m \sin(\omega_m t)}. \quad (1.21)$$

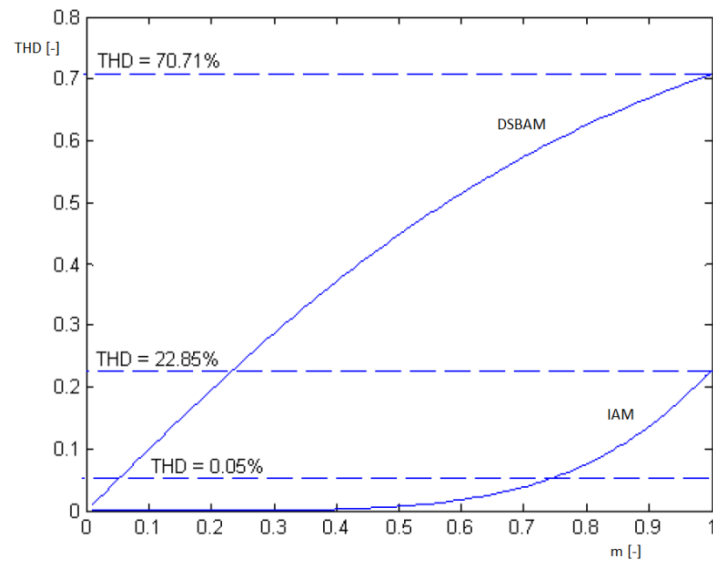
Díky této částečné aproximaci se dá snížit požadavek na šířku pásma. S rostoucím stupněm aproximace, v rovnici označen písmenem q , se sice zlepšuje aproximace modulační obálky (1.21), ale zároveň roste počet harmonických složek. Dle [2] postačí mít hodnotu q maximálně 3. S vyšší hodnotou již hodnota THD příliš neklesá, naopak roste požadavek na větší šířku pásma.

1.2.6 Pokročilá AM

Pokročilá amplitudová modulace – Improved AM (IAM) vychází stejně jako MAM z kvadrurní AM. Blokový diagram této metody je na obr. 1.10. Jak je uvedeno v článku [3], tato modulace dosahuje velice malého harmonického (obr. 1.11) a intermodulačního zkreslení. Například při hodnotě $m = 1$ je u metody IAM dosaženo THD necelých 23 %, zatímco u DSBAM téměř 71 %.



Obr. 1.10: Blokový diagram IAM



Obr. 1.11: Závislost THD na modulačním indexu m [3]

Modulační obálka IAM je dána rovnicí (1.22) a rovnice (1.23) popisuje celý modulovaný signál touto metodou.

$$E(t) = \sqrt{\left[1 - \frac{1}{2}m^2g^2(t) - \frac{1}{8}m^4g^4(t)\right]^2 + [1 + mg(t)]^2}, \quad (1.22)$$

$$y(t) = \left[1 - \frac{1}{2}m^2g^2(t) - \frac{1}{8}m^4g^4(t)\right] \sin(\omega_n t) + [1 + mg(t)] \cos(\omega_n t). \quad (1.23)$$

1.3 Vyhodnocení kvality modulace

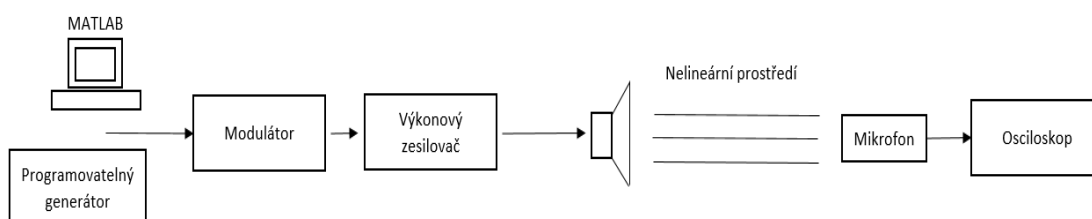
Hlavním parametrem pro hodnocení kvality modulace je harmonické zkreslení THD. Rovnice pro jeho výpočet je následující:

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{U_2^2 U_3^2 U_4^2 \dots U_N^2}}{U_1} \cdot 100, \quad (1.24)$$

kde $U_1 - U_N$ jsou napěťové úrovně jednotlivých harmonických složek. Podle teoretických předpokladů by s nejhorsími hodnotami THD měla vyjít metoda DSBAM. U ostatních metod se nedá bez praktické realizace s jistotou přisoudit nějaké širší hodnocení.

2 NÁVRH SMĚROVÉHO REPRODUKTORU

K sestavení funkčního modelu směrového parametrického reproduktoru je zapotřebí nejprve signál řádně zpracovat a provést amplitudovou modulaci. To bude zajištěné pomocí počítače a programu Matlab. Dalším krokem bude přivést modulovaný signál do výkonového zesilovače třídy D, ze kterého již půjde výsledný signál do reproduktoru. Blokové schéma tohoto zapojení je vidět na následujícím obrázku.



Obr. 2.1: Blokové schéma zapojení

2.1 Implementace modulačních technik v programu Matlab

Prvním krokem k realizaci parametrického reproduktoru je předzpracování akustického signálu, tj. jeho amplitudová modulace. K tomuto účelu je využit počítačový program Matlab. Pro každou z pěti vybraných modulačních technik je vytvořen m-skript v tomto programu. Vstupními parametry jsou kmitočet nosného a modulačního signálu a modulační index. Výstupem je výsledný modulovaný signál.

2.1.1 Syntaxe m-skript z Matlabu

Soubory m-file v programu Matlab mají vždy stejnou strukturu. Všechny navržené metody amplitudových modulací mají stejné vstupní parametry. U každé z metod se vychází z matematických zápisů uvedených v kapitole 1.2 a jejich následná implementace pomocí funkcí programu Matlab. Výsledný modulovaný signál je poté vykreslen do grafu jak s časovou, tak frekvenční závislostí. M-funkce pro generování modulovaného signálu je uveden jako příloha 2.

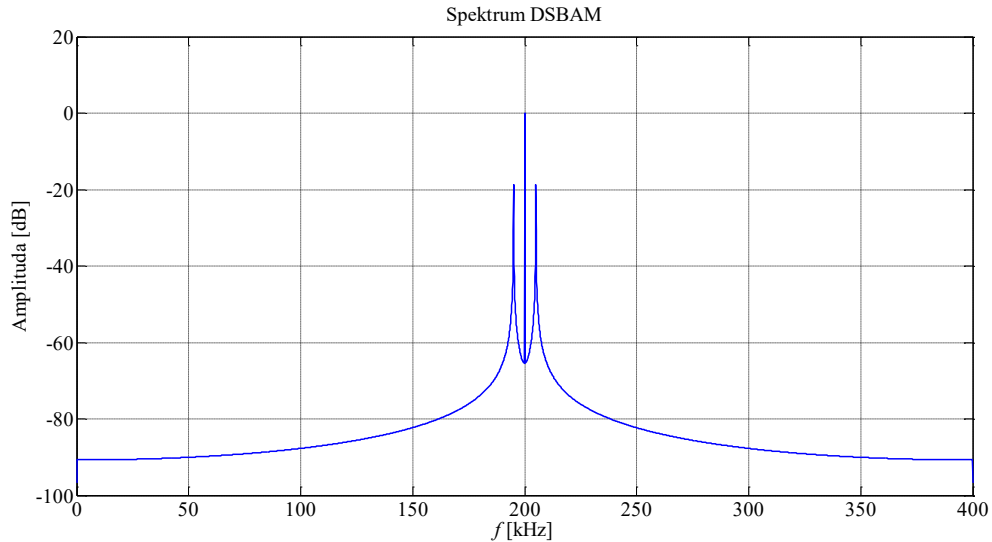
Vstupními parametry jsou vzorkovací frekvence, počet vzorků a amplitudy nosného a modulačního signálu. Vzorkovací frekvence je zvolena tak, aby při zobrazení modulovaného signálu v čase byly vidět alespoň dvě periody signálu.

Vstupní signály jsou nastaveny jako základní harmonické signály o dané frekvenci. Výsledný modulovaný signál je poté vypočten podle vzorců uvedených v kapitole 1.2. Výstupem m-skriptu Matlabu je následně vykreslení modulovaného signálu v čase i jeho kmitočtové spektrum.

2.1.2 Vybrané amplitudové modulace

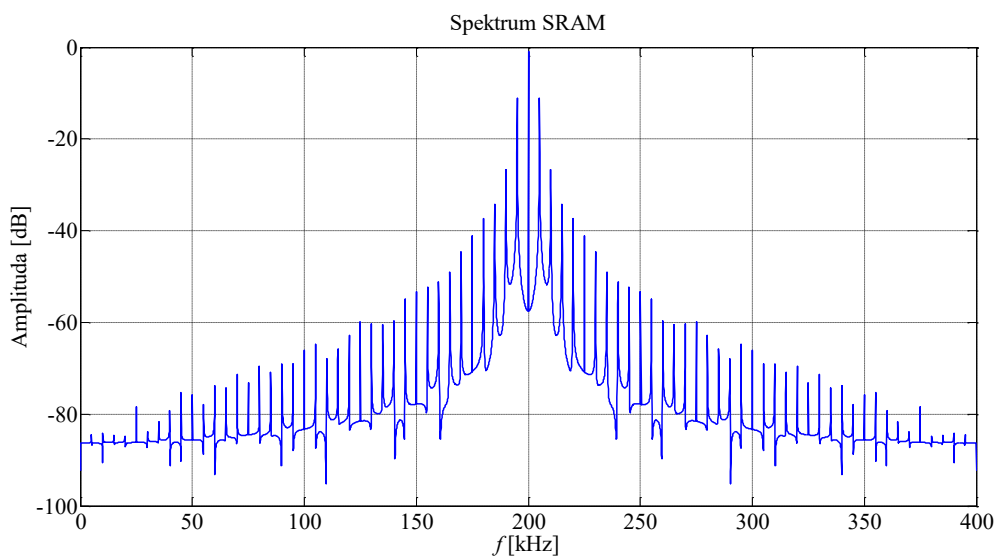
Základním typem amplitudové modulace je DSBAM. Vstupním parametrem je tedy kmitočet nosné nastavený na 200 kHz a kmitočet modulačního signálu na 5 kHz. Amplitudy obou signálů jsou jednotkové, tudíž modulační index m je roven 1.

Jak je vidět na obr. 2.2 ve spektru je na kmitočtu 200 kHz jedna nosná a na každé straně je jedna harmonická složka posunutá o 5 kHz (tj. 195 kHz a 205 kHz).



Obr. 2.2: Kmitočtové spektrum DSBAM

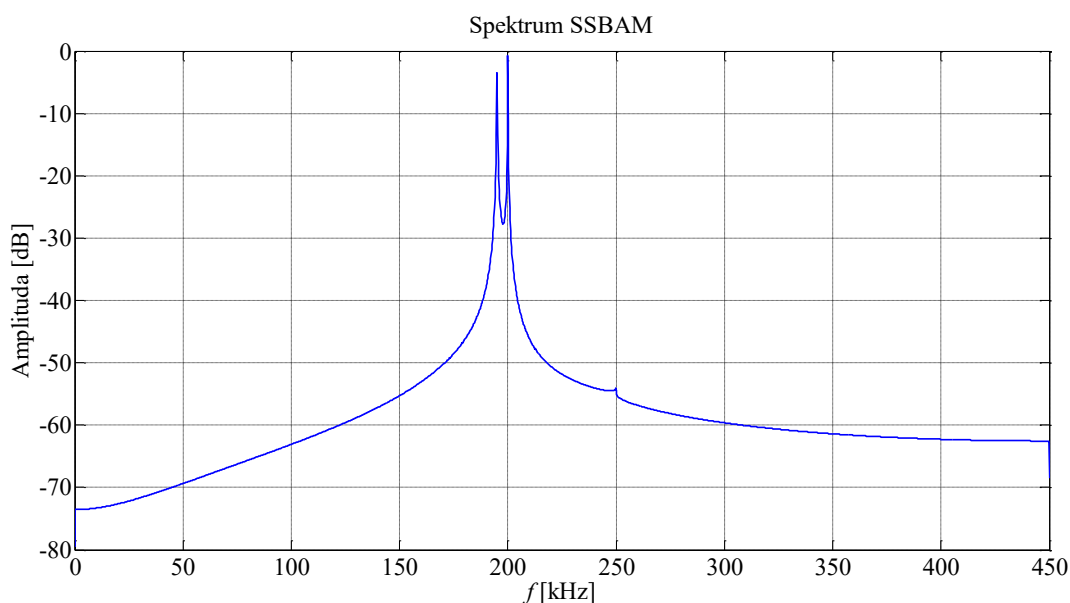
Dalším typem amplitudové modulace je SRAM. Jak bylo uvedeno v teoretické části, tato metoda se vyznačuje tím, že výstupní signál má nekonečný počet harmonických. Kmitočet nosné je na 200 kHz, modulačního signálu na 5 kHz a amplitudy obou signálů jednotkové. Modulační index je tedy 1. Spektrum je vidět na obr. 2.3.



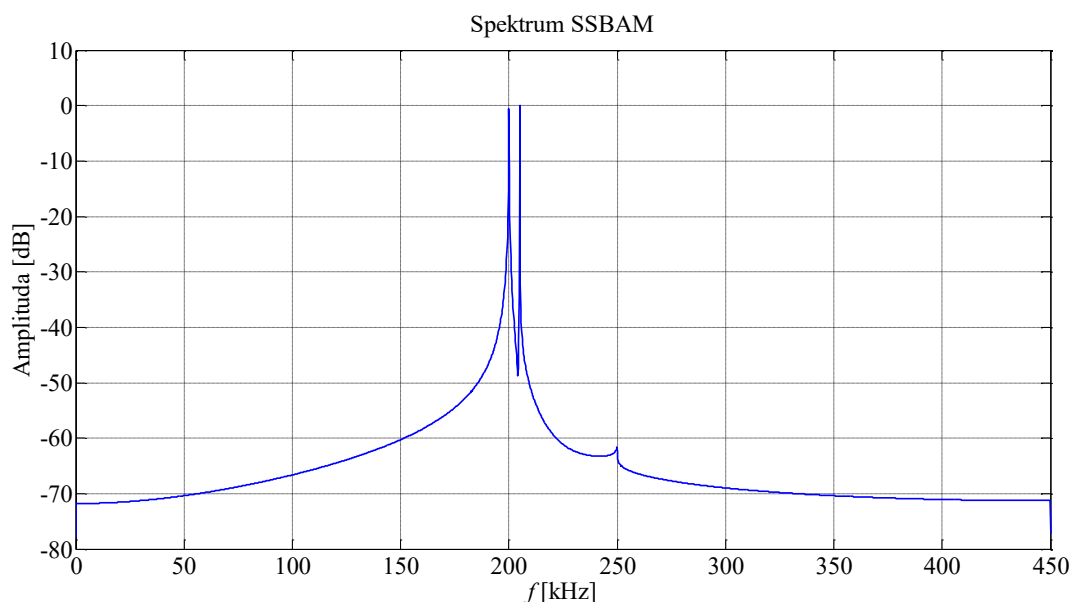
Obr. 2.3: Kmitočtové spektrum SRAM

U další metody – jednostranná AM (SSB AM) je hlavním úkolem zmenšit šířku pásma. Toho se docílí tak, že se vybere pouze jedna strana kmitočtového spektra – USSB nebo LSSB. Jak bylo rozebráno v teoretické části, výsledný signál přenáší i kmitočet nosné, díky které je možné signál reprodukovat pomocí PZT měničů.

Kmitočet nosné nastaven na 200 kHz, frekvence modulačního signálu na 5 kHz. Modulační index opět jednotkový, kvůli jednotkovým amplitudám. Na dvou spektrech obr. 2.4 a obr. 2.5 je ukázána SSBAM s různými vybranými stranami pásma.



Obr. 2.4: Kmitočtové spektrum SSBAM (LSSB)

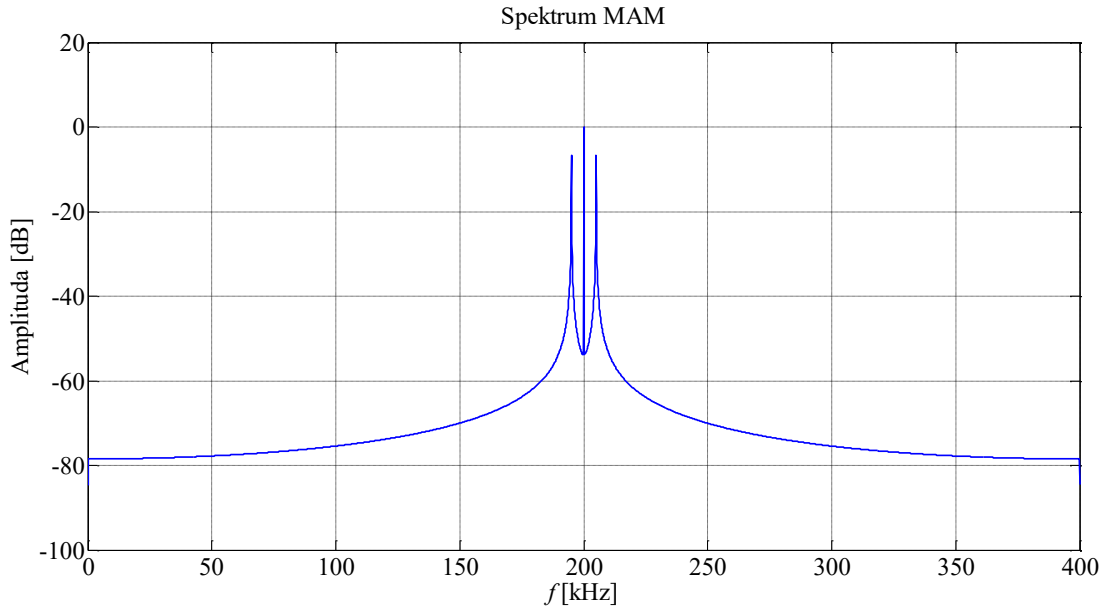


Obr. 2.5: Kmitočtové spektrum SSBAM (USSB)

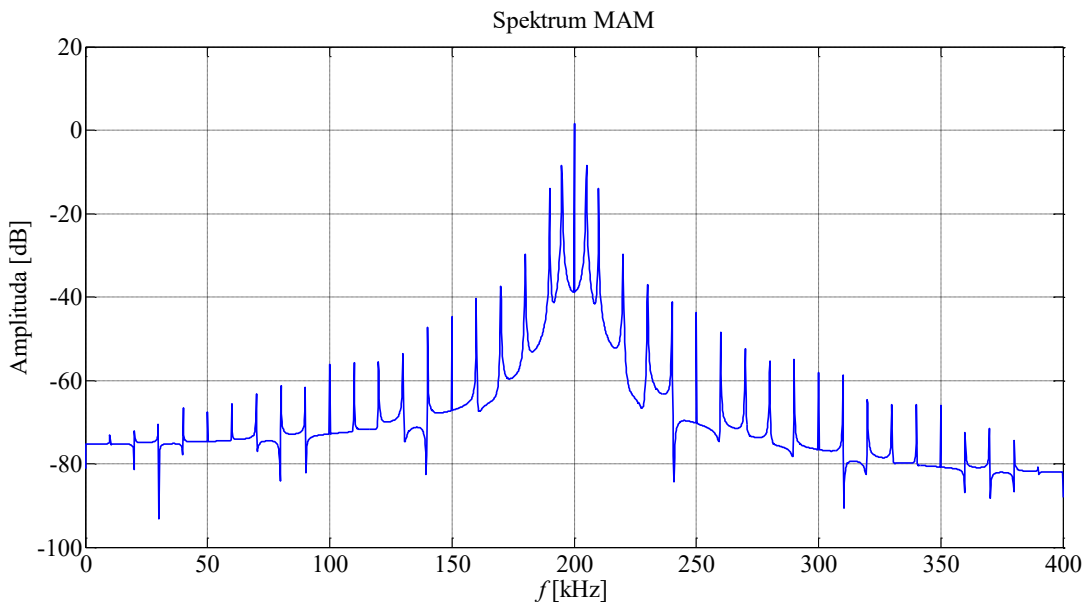
Modifikovaná AM je speciální případ QAM. Na obr. 2.6 můžeme vidět modulovaný signál touto metodou, na obr. 2.7 modulovaný signál tou samou metodou,

pouze modulační obálka je vyjádřena odmocninou. Ve druhém případě se tedy vyskytuje ve výstupním signálu nekonečný počet harmonických složek.

Frekvence nosného signálu je 200 kHz, modulačního signálu 5 kHz a modulační index roven 1.



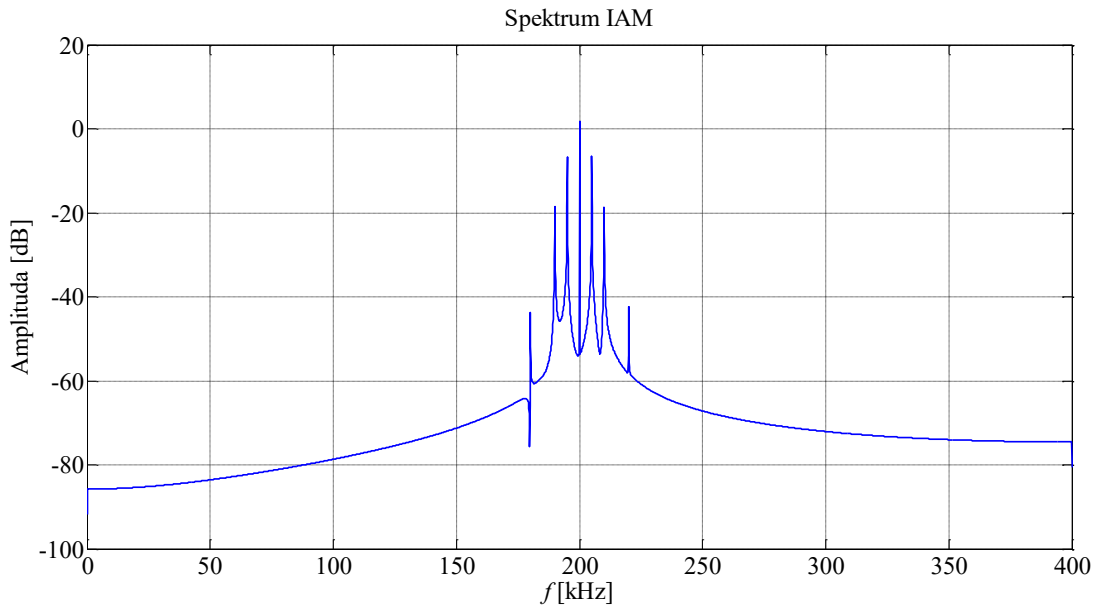
Obr. 2.6: Kmitočtové spektrum MAM



Obr. 2.7: Kmitočtové spektrum MAM (bez úpravy modulační obálky)

Na obr. 2.8 je vidět kmitočtové spektrum pokročilé amplitudové modulace (IAM). Kromě nosné je zde vidět na každé straně od nosného kmitočtu tři harmonické složky.

Nosný signál je opět nastaven na frekvenci 200 kHz, modulační signál na 5 kHz a amplitudy těchto signálů jako jednotkové.

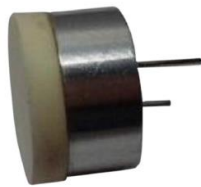


Obr. 2.8: Kmitočtové spektrum IAM

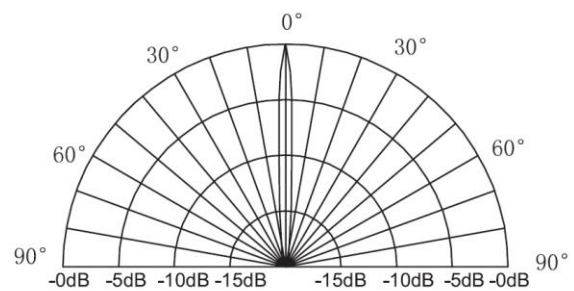
2.2 Parametrický reproduktor

Parametrický reproduktor vychází z teoretických poznatků v předešlých kapitolách. Oproti normálnímu reproduktoru má podstatně směrovější vyzářovací charakteristiku, jak již bylo uvedeno v kapitole 1.1.

Pro naše potřeby bude takový reproduktor realizován pomocí ultrazvukového PZT měniče MCUSD19A200B11RS, viz obr. 2.9. Jeho rezonanční kmitočet je podle technické zprávy [5] $200 \text{ kHz} \pm 10 \text{ kHz}$. Tento měnič by měl být díky této vysoké frekvenci velice směrový, viz obr. 2.10.



Obr. 2.9: Ultrazvukový PZT měnič MCUSD19A200B11RS



Obr. 2.10: Směrová charakteristika měniče MCUSD19A200B11RS dle [5]

2.3 Výkonový zesilovač

Výkonových zesilovačů je mnoho typů rozdělených do tříd, které se konstrukčně odlišují méně či více. Tyto třídy jsou A, B, AB, C, D, S, T a jiné. V audio oboru se uplatňují především třídy AB a D. Ve výsledku je pak pro výběr zesilovače určující účinnost a zkreslení zesilovače.

2.3.1 Výkonový zesilovač třídy AB

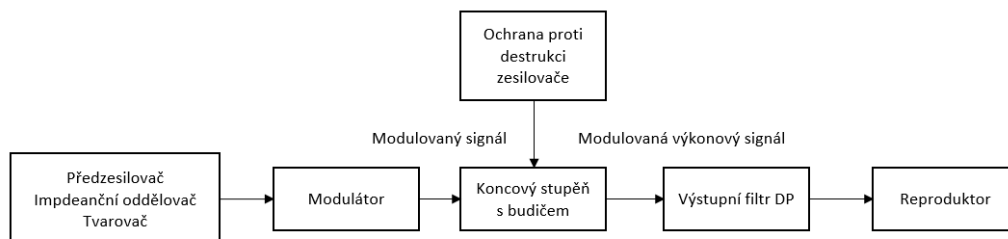
V oboru audio se dříve ve velké míře využívaly výkonové zesilovače ve třídě AB, neboť se vyznačují velkou účinností a malým zkreslením.

Výkonový zesilovač v této třídě je zapojen podobně jako zesilovač třídy B. Rozdíl je v nastavení klidového proudu. Ve třídě B je nastavený nulový klidový proud, takže při přechodu ze záporné části signálu do kladné, dochází ke značnému přechodovému zkreslení signálu. Oproti tomu zesilovače ve třídě AB mají klidový proud nenulový, takže při přechodu mezi kladným a záporným stavem nedochází k tak velkému zkreslení. Zesilovače této třídy jsou navíc energeticky méně náročné a účinnější než zesilovače ve třídě A. To jsou v kombinaci s menším přechodovým zkreslením hlavní výhody tohoto zesilovače.

2.3.2 Výkonový zesilovač třídy D

V dnešní době se ve velkém množství využívají, z důvodu vyšší účinnosti (až 80 %) a menších rozměrů, zesilovače třídy D.

Jedná se o zesilovače, které jsou často chybně označovány jako digitální. Ovšem zesilovače tohoto typu mohou být jak digitální, tak analogové. V angličtině se můžeme setkat s pojmem switching amplifiers (= spínací zesilovače). Tento název naznačuje, že zesilovače třídy D pracují ve spínaném režimu. Tranzistory jsou totiž přepínány mezi dvěma stavy, sepnuto a vypnuto. Poměr mezi dobami těchto stavů je určen modulací. Principiální blokové schéma je na obr. 2.11. Tím, že při vypnutém stavu tranzistory neprochází žádný proud, nevzniká na nich úbytek napětí, tedy nedochází k přeměně energie na teplo. Díky tomu není taková potřeba chlazení a je možné docílit podstatně menších rozměrů celého zesilovače.



Obr. 2.11: Blokový diagram zesilovače třídy D [4]

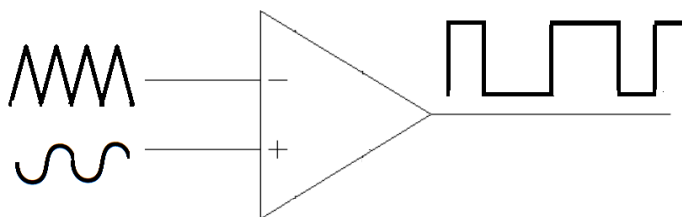
Velice zajímavé jsou další třídy zesilovačů, vycházející z principu zesilovače třídy D. Jedná se o třídy S a především T. Zesilovače třídy T se dostávají s účinností až na úroveň 90 %, čímž opět klesá potřeba na chlazení tranzistorů. U této třídy je ovšem

kladen veliký důraz na návrh desky plošných spojů, kde velkou roli hraje poloha jednotlivých součástek. Pro náš případ byl tedy zvolen zesilovač třídy D, který dosahuje účinnosti až 80 % a pro návrh bude méně komplikovaný, než výše zmiňovaný zesilovač třídy T.

2.3.3 PWM modulátor

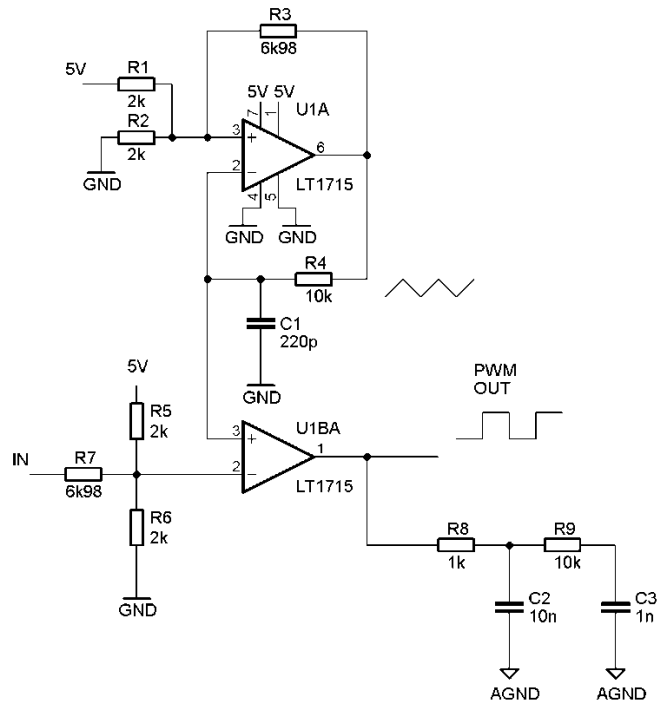
Velice důležitou částí zesilovače je modulátor. Hlavní funkcí tohoto bloku je upravit vstupní signál tak, aby pomocí něj bylo možné řídit spínací proces tranzistorů v koncovém stupni. K modulaci se využívá celá řada technik, jako je pulzně šířková modulace (PWM), delta modulace (DM) nebo sigma–delta ($\Sigma\Delta$) modulace. Kromě těchto uvedených typů někteří výrobci používají vlastní modulační techniky.

Pulzně šířková modulace je založena na operačním komparátoru (obr. 2.12). Operační zesilovač porovnává trojúhelníkový signál přivedený na jeden jeho vstup a sinusový průběh (resp. vybraný audiosignál), který je přiveden na druhý vstup. Důležité je dodržet vzorkovací teorém. Kmitočet trojúhelníkového signálu musí být alespoň dvakrát větší než frekvence druhého průběhu.



Obr. 2.12: Komparátor s PWM výstupem

Na trhu je několik variant integrovaných obvodů, které generují PWM signál. Pro naše potřeby byl vybrán PWM modulátor realizovaný integrovaným obvodem LT1715. Jeho schéma je vidět na obr. 2.13.



Obr. 2.13: Schéma PWM modulátoru realizovaného obvodem LT1715

PWM modulátor v zapojení s integrovaným obvodem LT1715 podle obr. 2.13, je realizován pomocí dvou operačních zesilovačů (OZ). První OZ U1A je zapojen jako Schmittův klopný obvod, který generuje obdélníkový signál. Ten je poté upraven na trojúhelníkový signál přes článek R₄ a C₁ díky nabíjení a vybíjení kapacitoru. Tento signál je přiveden na invertovaný vstup druhého OZ U1B. Na neinvertovaný vstup je přes odporový dělič přiveden vstupní signál a výstupem tohoto komparátoru je poté pulzně šířkový modulovaný signál. Celý obvod je napájen napětím 5 V.

Hodnoty odporu rezistorů R₁, R₂, R₃, R₅, R₆ a R₇ je možné zvolit stejně jako ve schématu v technické dokumentaci, protože rezistory jsou zde v zapojení odporových děličů k ochraně komparátorů. Pro účely této diplomové práce bude určující článek R₄ C₁, pomocí kterého se nastavuje frekvence obdélníkového signálu, resp. výsledného PWM signálu.

2.3.4 Výkonové tranzistory

Základním prvkem zesilovače jsou výkonové tranzistory. Výkonové tranzistory můžeme rozdělit na bipolární, MOSFET nebo IGBT. MOSFET tranzistory mají tu výhodu, že je na nich malý úbytek napětí při sepnutém stavu (oproti saturačnímu napětí u bipolárních tranzistorů). Bipolární tranzistory jsou řízeny proudem, tím pádem vyžadují při sepnutém stavu výkonově náročný zdroj. Oproti tomu MOSFET tranzistory jsou řízeny napětím pomocí nevýkonových zdrojů. U IGBT tranzistorů nelze dosáhnout vysoké spínací frekvence, a to je v našem případě naopak žádoucí. Nejvhodnějším typem tranzistoru pro zesilovače třídy D jsou tedy MOSFET tranzistory.

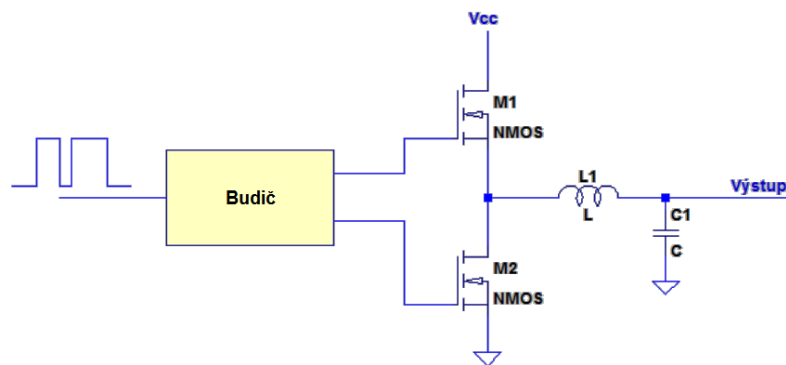
K danému měniči byl vybírán tranzistor, který bude stavěný na vyšší napětí (nad 50 V), jeho výstupní výkon bude alespoň 50 W a bude mít co nejmenší vstupní kapacitu. Jako nejvhodnější tranzistor byl zvolen výkonový MOSFET tranzistor

IRF540NPbF. Napětí mezi Drain a Source této součástky může být až 100 V. Další technické parametry jsou uvedené v tab. 2.1. V_{DSS} značí možné napájecí napětí (Drain – Source), P_D výstupní výkon, R_{DS} je zápis pro vnitřní odpor tranzistoru mezi piny Drain a Source, Q_G udává hodnotu náboje na pinu Gate a C_{in} udává vstupní kapacitu tranzistoru.

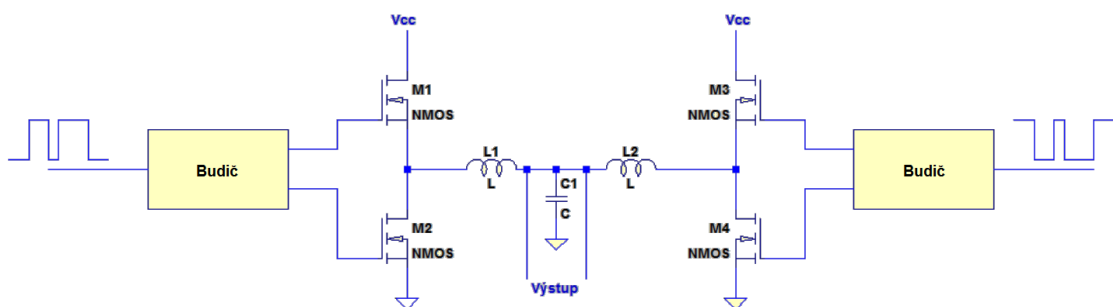
V_{DSS}	100 V
P_D	130 W
R_{DS}	44 m Ω
Q_G	71 nC
C_{in}	1,96 nF

Tab. 2.1: Technické parametry tranzistoru IRF540NPbF [8]

Tranzistory budou řízeny budičem. Zapojení tranzistorů může být v našem případě dvojí: do polovičního nebo do plného mostu. Principiální zapojení obou případů je na obr. 2.14 a obr. 2.15.



Obr. 2.14: Zapojení tranzistorů do polovičního mostu



Obr. 2.15: Zapojení tranzistorů do plného mostu

Výhodou zapojení do polovičního mostu je jeho jednoduchost. Na výstupu ovšem může vznikat stejnosměrná složka. Je to dáno nedokonalou symetrií napájení nebo také

kvůli tomu, že oba tranzistory nejsou zcela stejné a nemají naprosto totožné parametry. Aby nedošlo k poškození reproduktoru, dost často se z tohoto důvodu přidává zpětná vazba z výstupu. Dalším problémem, který vzniká u tohoto zapojení, je tzv. bus pumping. „Tento nežádoucí jev je způsoben snahou výkonového stupně zesilovače o rekuperaci komutačního proudu (z výstupního akumulárního filtru a induktivní zátěže zesilovače) zpět do napájecí sítě.“ [4] Předějit se tomu dá pomocí elektrolytických kondenzátorů na výstupu napájecího zdroje pro zesilovač. Výhodou zapojení do polovičního mostu je tedy určitě jednoduchost zapojení – jsou využity pouze dva tranzistory.

Problémy zapojení výkonových tranzistorů do polovičního mostu řeší druhý typ zapojení full bridge neboli zapojení do plného mostu. Nevzniká zde nežádoucí jev bus pumping ani stejnosměrná složka. Celý systém je navíc možno napájet nižším napětím. Na výstupu totiž vznikne signál souměrný kolem nuly s rozpětím od plus napájecího napětí do minus stejné hodnoty. Z těchto důvodů je pro náš případ zvoleno zapojení do plného mostu.

Je potřeba si uvědomit, že při rychlém spínání výkonových MOSFET tranzistorů, které jsou zapojeny pro vysokou pracovní frekvenci, dochází vždy při sepnutí a rozepnutí k injekci krátkodobého výkonového pulzu do elektrody Gate. Při sepnutí (rozepnutí) dochází totiž k nabíjení (vybíjení) parazitní kapacity tranzistoru. Proud do elektrody Gate pak může být velmi vysoký, špičkově může dosahovat až jednotky ampér. Je potřeba toto vést v patrnost při návrhu zapojení.

Dalším prvkem v zapojení zesilovače je řídicí obvod pro tranzistory. U takového obvodu je důležité dbát na určité parametry. Je potřeba, aby byl schopný co nejrychleji nabít a vybit parazitní kapacitu u tranzistorů – tj. aby měl malý vnitřní dynamický odpor. Dalším parametrem je klidový proud obvodem. Ten je potřeba co nejmenší z důvodu možného zvýšeného odvodu tepla z řídicího (budicího) obvodu a snižovalo by to účinnost celého zesilovače. V neposlední řadě se při výběru takového obvodu hledí také na fyzické parametry.

Je několik možností, jak takový budicí obvod realizovat: komplementární emitorový sledovač, využití impulzního transformátoru, integrovaný obvod budičů, případně integrovaný obvod „powerstage“ (budiče a výkonové tranzistory v jednom pouzdře) [4]. Integrované obvody „powerstage“ jsou dělány pro dost specifické případy, pro náš případ to tedy není příliš vhodné. Pro návrh bude nejvhodnější využít integrovaného obvodu budičů.

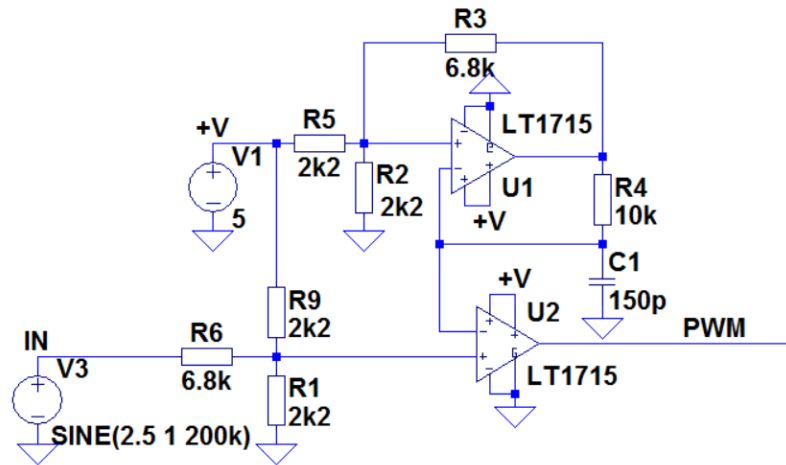
Jako budič (driver) MOSFET tranzistorů byl zvolen integrovaný obvod LTC4440. Je to rychle spínací budič, který může pracovat do 80 V vstupního napětí a je schopný redukovat vysokou vstupní kapacitu MOSFET tranzistorů [9].

Pro správný chod zesilovače je nezbytné zajistit správné spínání tranzistorů tak, aby nedocházelo ke zkratu. Je třeba předějit tomu, aby nedocházelo k současnému sepnutí dvou tranzistorů vzájemně propojených k zemi. Dle technické dokumentace vybraného budiče u něj dochází ke zpoždění signálu 30 ns (max. 60 ns). Tranzistor, který není připojený k driveru, je tedy potřeba zpozdít vhodným způsobem. Vzhledem k tomu, že v systému bude muset být invertor k inverzi signálu do druhé dvojice tranzistorů, může se využít zpoždění invertoru.

2.3.5 Celkový návrh zesilovače v LTSpice

Vzhledem k tomu, že zesilovač je složen z několika částí s různými požadavky na napájení, je třeba využít stabilizátoru. Na vstup zesilovače bude přiváděno napětí 12 V pro napájení budičů MOSFET tranzistorů a 70 V na napájení samotných unipolárních tranzistorů. Pomocí stabilizátoru UA78M05 se převede napětí 12 V na 5 V pro napájení modulátoru LT1715.

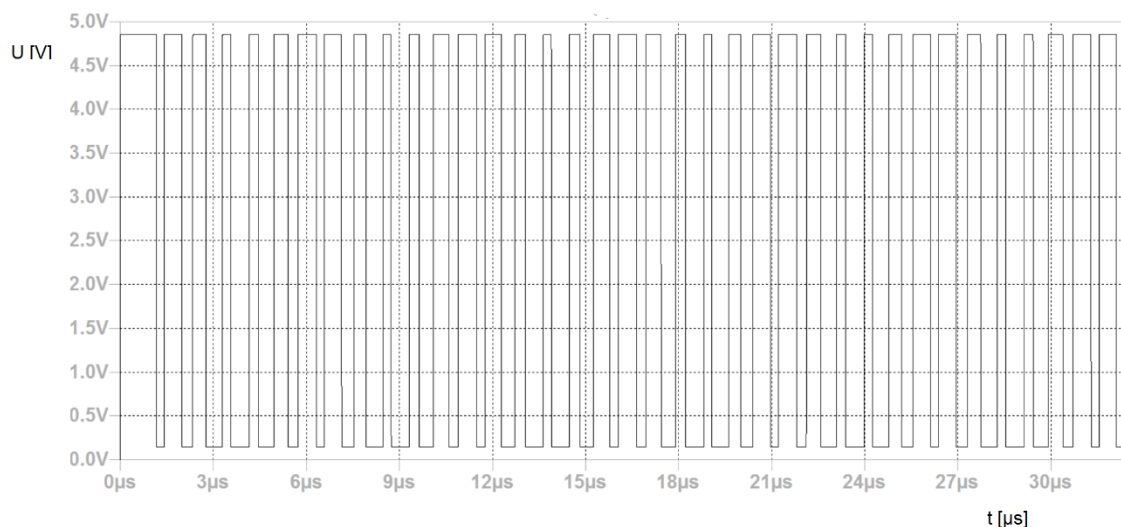
Nejprve bylo navrženo zapojení PWM modulátoru LT1715 dle technické dokumentace, viz obr. 2.16. Na vstupu (ve schématu označené jako IN) je v simulaci přiveden harmonický signál, který je porovnáván OZ U_2 s trojúhelníkovým signálem. Výstupem tohoto komparátoru, resp. celého modulátoru je PWM signál. Princip zapojení je popsán v kapitole 2.3.3. Důležitým prvkem je článek $R_4 C_1$. Při zachování hodnoty odporu 10 k Ω rezistoru R_4 , je třeba měnit hodnotu kapacity kondenzátoru C_1 . Pomocí něj se nastavuje frekvence obdélníkového signálu generován OZ U_1 , což ve výsledku určuje výstupní frekvenci pulzně šířkově modulovaného signálu. Hodnota kapacity 150 pF odpovídá výsledné frekvenci asi 1,18 MHz.



Obr. 2.16: PWM modulátor LT1715

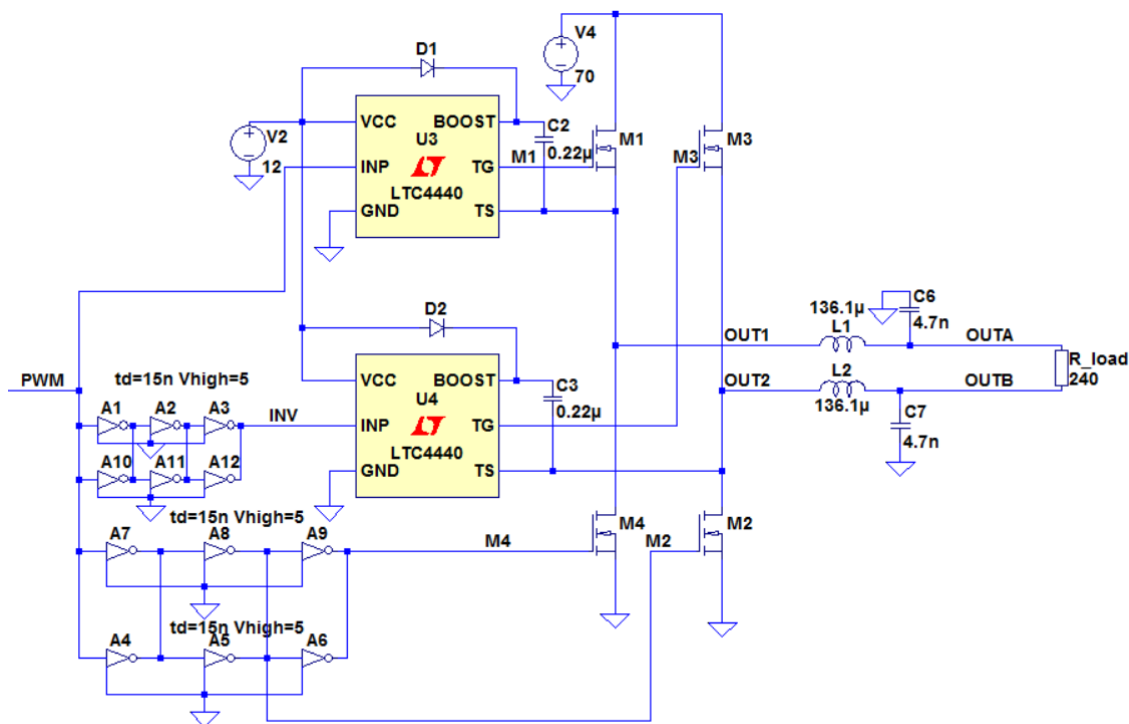
V simulaci je využit jako vstup harmonický signál o frekvenci 200 kHz, amplitudou 1 V a offsetem 2.5 V. Offset je zde z toho důvodu, že na vstup modulátoru je dle technické dokumentace možné přivést signál s amplitudou až 2,5 V. Pokud bychom takový signál přivedli na vstup modulátoru bez offsetu, během záporné části signálu by nám nevznikal PWM signál na výstupu.

Výstupem modulátoru nastavený dle obr. 2.16 je tedy PWM signál s frekvencí asi 1,18 MHz. Tento průběh je zachycen na obr. 2.17.



Obr. 2.17: Výstupní PWM signál o frekvenci 1,8 MHz

PWM signál z modulátoru LT1715 je dále třeba přivést do budičů na spínání výkonových tranzistorů. Jak již bylo popsáno dříve, je nutné tranzistory spínat tak, aby nedocházelo ke zkratům. To znamená zajistit, aby tranzistory vzájemně propojené se zemí nebyly ve stejnou chvíli sepnuté. Toho docílíme pomocí přidaného zpoždění dané invertory. Využit byl integrovaný obvod MC74HC04A, v jehož pouzdře je dohromady 6 invertorů. Každý z nich přitom zpozdí signál o přibližně 15 ns. Při využití třech sériově zapojených invertorů získáme potřebný invertovaný signál, který je navíc zpožděný přibližně 45 ns. Podle simulací v programu LTSpice to přibližně pokryje zpoždění signálu přicházející z driveru (viz kapitola 2.3.4). Nicméně je důležité si uvědomit fakt popsáný v kapitole 2.3.4, a to problém se špičkovým proudem do Gate tranzistoru při jeho sepnutí nebo rozepnutí. Takový odběr proudu by pouze jeden integrovaný obvod MC74HC04A nemusel podle technické dokumentace zvládnout. Pro jistotu tedy zařadíme dva tyto obvody paralelně, jak je vidět na schématu na obr. 2.18.



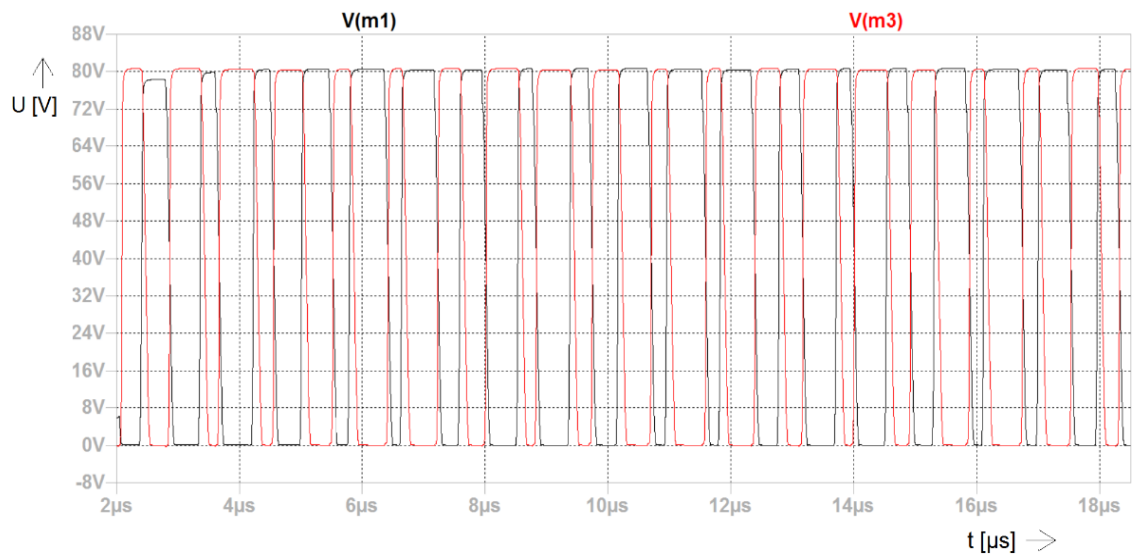
Obr. 2.18: Zapojení tranzistorů do plného mostu řízené drivery LTC4440

Důležitý je signál na výstupu (na pinu source) tranzistorů M1 a M3. Tyto signály jsou zobrazené na obrázku obr. 2.19. Výstup zesilovače by vypadal jako na obr. 2.20, je tedy vhodné upravit tento signál pomocí LC filtru.

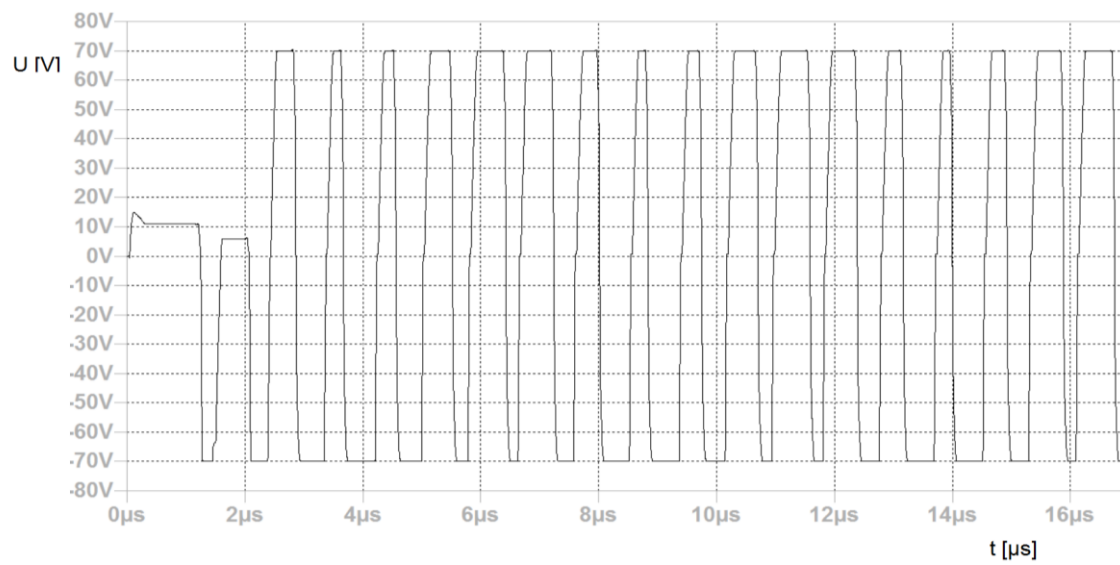
Je to filtr druhého řádu typu dolní propust nastavený na rezonanční kmitočet měniče. Abychom získali hodnoty indukce a kapacity, využijeme vzorec pro rezonanční obvod (2.1) při rezonanční frekvenci 200 kHz a zvolené hodnotě indukce cívky 136 μH. Podle vzorce pak vychází kapacita kondenzátoru na asi 4,7 nF. Výstup LC filtru je zobrazen na obr. 2.21.

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\cdot C}}, \quad (2.1)$$

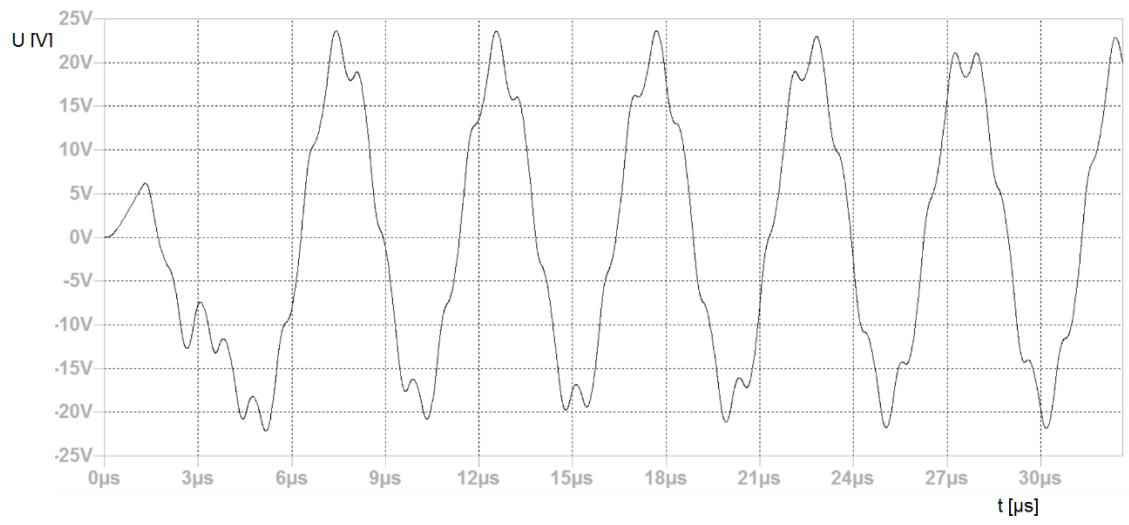
kde f značí frekvenci rezonančního obvodu, L hodnotu indukce a C hodnotu kapacity.



Obr. 2.19: Výstup tranzistorů M1 a M3



Obr. 2.20: Výstup zesilovače bez LC filtru



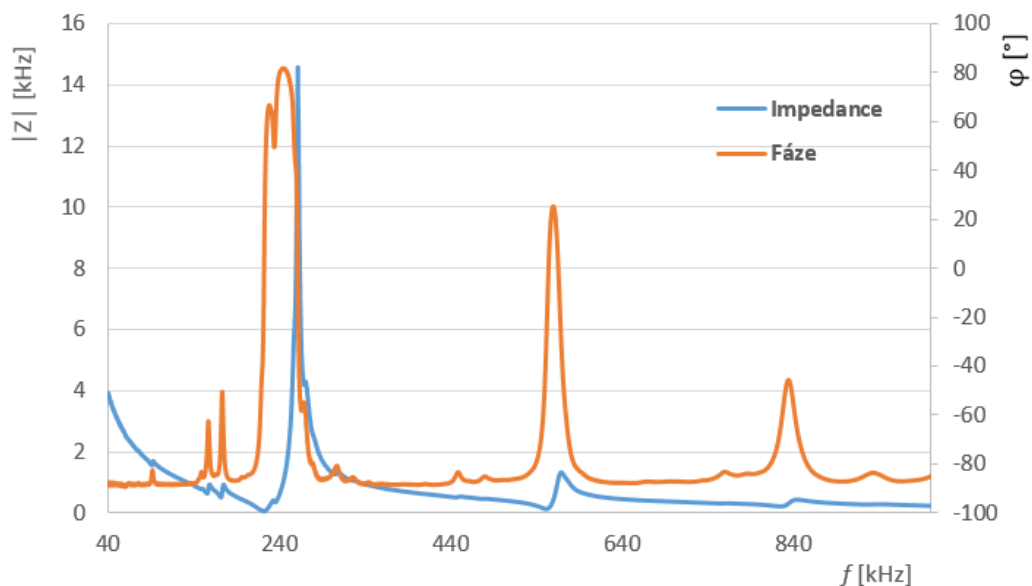
Obr. 2.21: Výstup zesilovače za LC filtrem

3 EXPERIMENTÁLNÍ ČÁST

V této části je prakticky sestaveno navržené zapojení výkonového zesilovače třídy D ze druhé kapitoly a následné proměření zhotoveného obvodu.

3.1 Impedanční charakteristika UZ PZT měniče

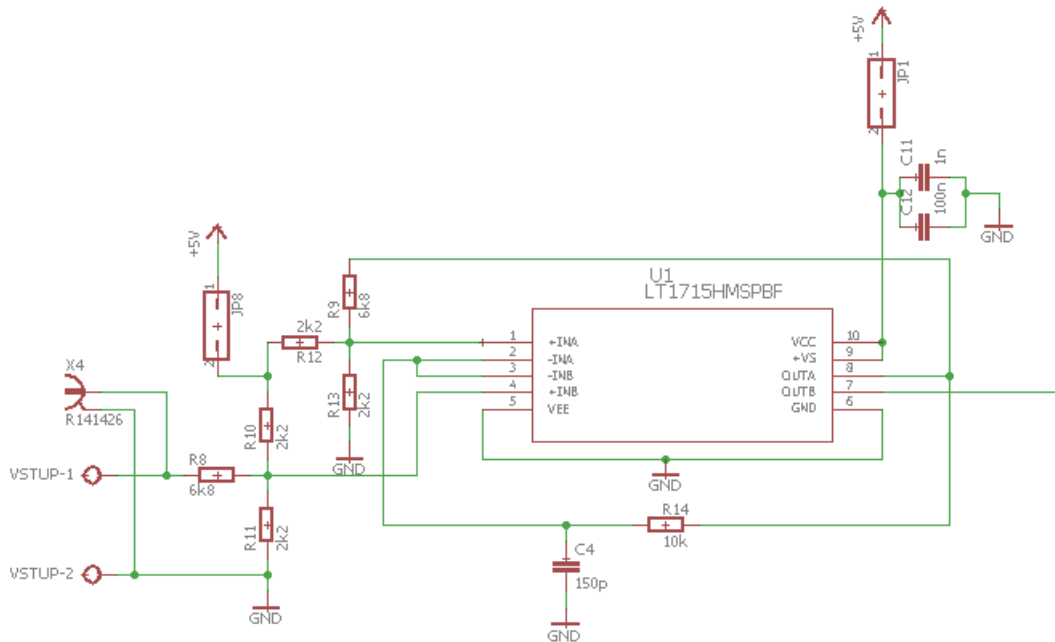
Aby bylo možné vhodně zvolit součástky pro celkové zapojení zesilovače (například výstupního LC filtru), je potřeba změřit impedanční charakteristiku PZT měniče. Jak vyplývá z grafu impedanční charakteristiky na obr. 3.1, měnič má více rezonančních kmitočtů. Pro nás je ale důležité, že jeden se nachází na blízké frekvenci 200 kHz. Na frekvenci 199,8 kHz je absolutní impedance asi 240 k Ω a fáze 0,7°.



Obr. 3.1: Impedanční a fázová charakteristika PZT měniče MCUSD19A200B11RS

3.2 Realizace návrhu výkonového zesilovače

Realizace výkonového zesilovače třídy D vychází z návrhu popsaného ve druhé kapitole. Návrh desky plošných spojů zesilovače je vytvořen v programu Eagle, viz obr. 3.2 a obr. 3.3.

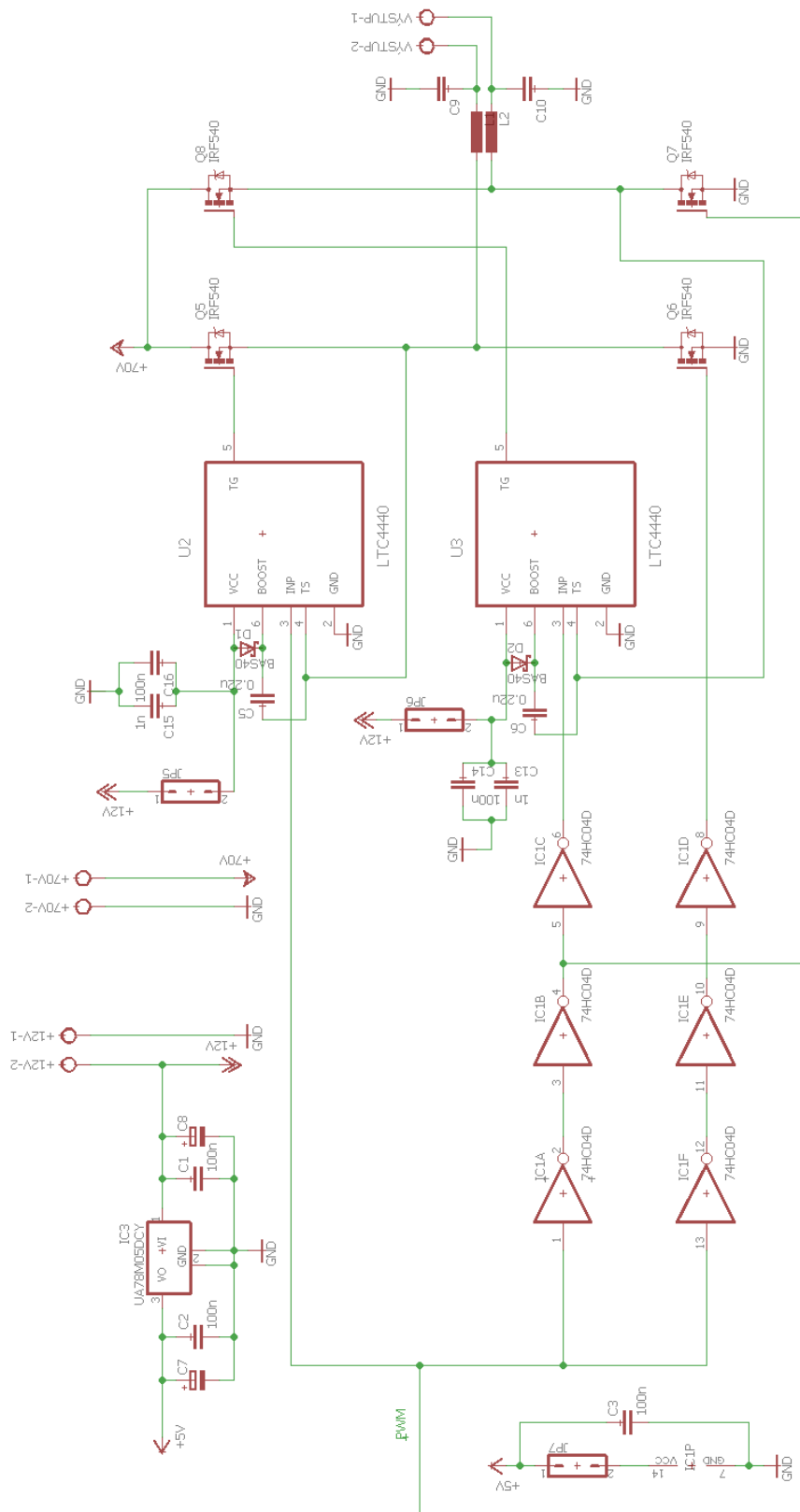


Obr. 3.2: Část schématu navrženého zesilovače – PWM modulátor

Schéma výkonového zesilovače je navrženo tak, aby při ožívování desky byly jednotlivé části vzájemně oddělené. Proto na napájení jednotlivých částí zesilovače jsou umístěny jumpery.

PWM modulátor je třeba napájet napětím 5 V. Protože budiče výkonových MOSFET tranzistorů jsou napájeny 12 V, na vstup zesilovače se přivede napětí 12 V a pomocí stabilizátoru UA78M05 se poté převede na napětí 5 V. Na napájecí vstup integrovaných obvodů LT1715 a LTC4440 jsou navíc paralelně zapojeny ochranné kondenzátory, které chrání obvod před proudovými špičkami při sepnutí zdroje Statron 2228.1 a také zajišťují dostatečnou zásobu energie pro zajištění proudových špiček na výstupech těchto obvodů. Napájení výkonových tranzistorů je řešeno samozřejmě odděleným vstupem na svorkovnici.

Namodulovaný signál bude přiváděn z generátoru Agilent 33521A, proto je vstup vyřešen nejen svorkovnicí, ale také BNC konektorem. Na výstup zesilovače je zařazen ještě LC filtr, jak bylo popsáno v kapitole 2.3.5.

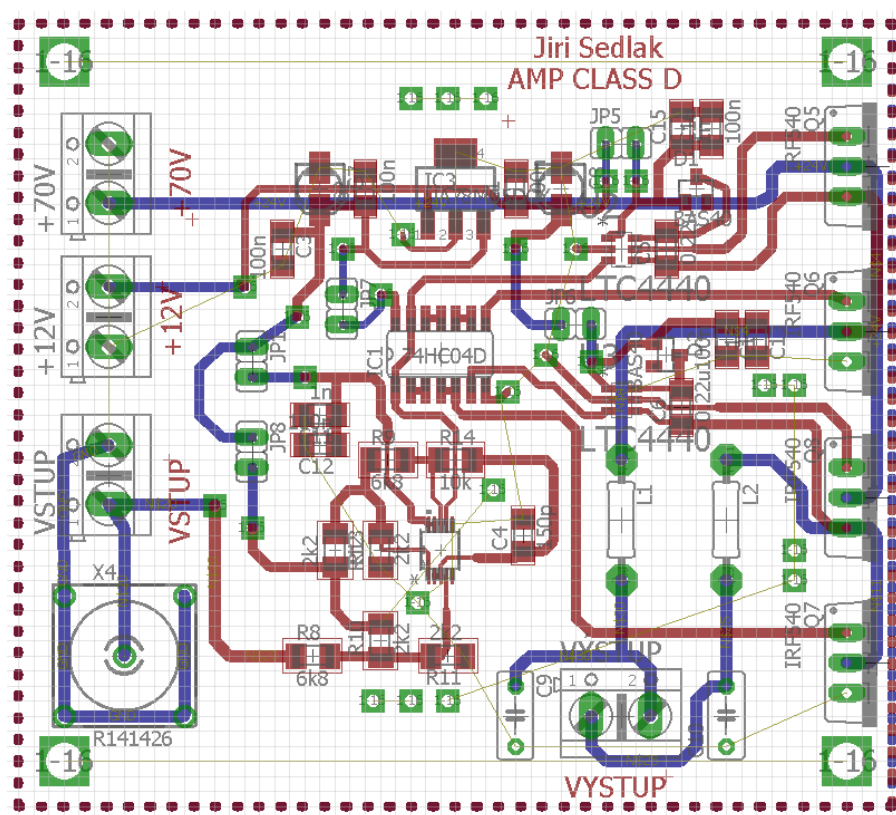


Obr. 3.3: Část schématu navrženého zesilovače – výkonová část

Takto navržený filtr byl poté proměřen na přístroji OMICRON lab Bode 100. Křivka přenosu filtru začíná klesat na frekvenci asi 280 kHz. Výpočet byl sice dělán pro 200 kHz, ale projevíly se parazitní vlastnosti cívky a kondenzátoru. Pro náš případ je navíc vyšší kmitočet žádoucí, neboť díky tomu je dána frekvenční rezerva s ohledem na PZT měnič.

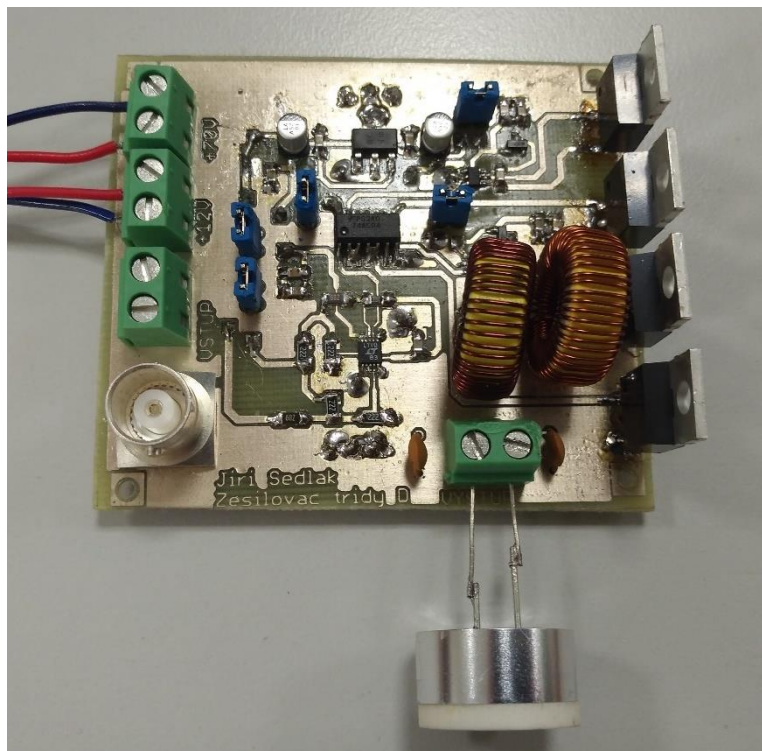
Z důvodu velké proudové špičky dodávané při sepnutí (rozepnutí) tranzistoru popsané v kapitole 2.3.4 jsou v návrhu zesilovače dva integrované obvody invertorů zapojené paralelně. Kvůli ušetření místa je v návrhu desky pouze jeden integrovaný obvod invertorů 74HC04D. Při osazování desky se pouze připájí druhý invertor paralelně k tomu prvnímu.

Samotný návrh desky plošných spojů je na obr. 3.4. Cesty jsou vedené z obou stran desky pro její snazší návrh a kompaktnější rozměry. Plocha DPS je z obou stran zalitá mědí a připojená ke společnému nulovému potenciálu.



Obr. 3.4: DPS navrženého zesilovače třídy D

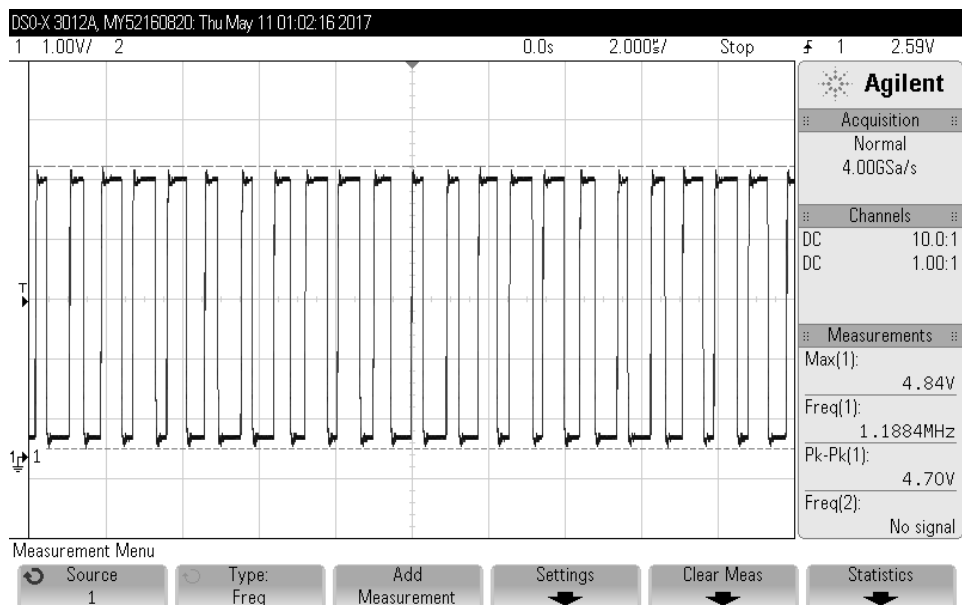
Osazená deska s připojeným PZT měničem na výstupu je na obr. 3.5.



Obr. 3.5: Osazená DPS zesilovače třídy D

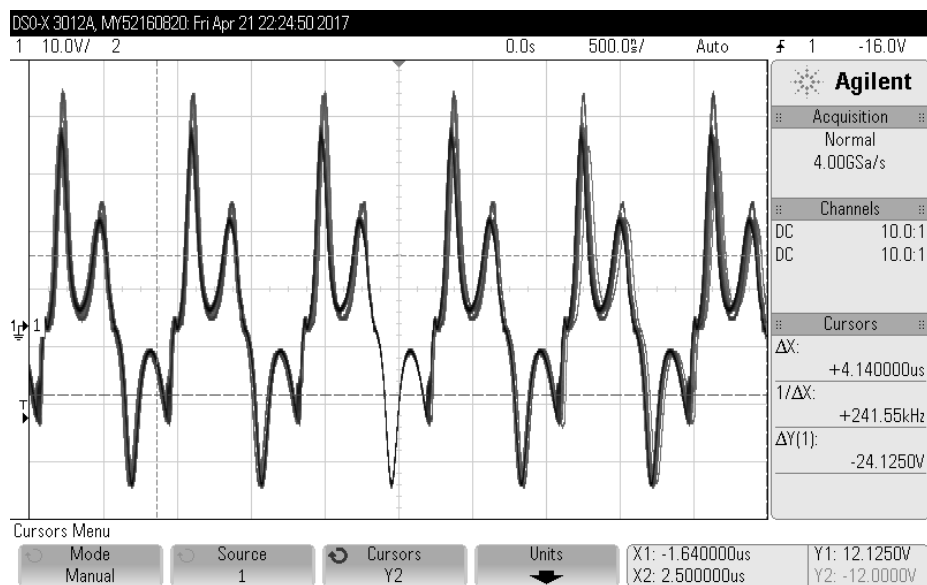
3.3 Experimentální ověření zesilovače

Reálné průběhy jsou zatíženy různými parazitními vlastnostmi součástek. Nejsou tedy tak ideální jako v návrhu v programu LTSpice. PWM modulátor generuje pulzně šířkový modulovaný signál stejný jako je tomu v simulaci programu LTSpice (obr. 3.6). Signál u tranzistorů je ovlivněn parazitními vlastnostmi výkonových tranzistorů a je zarušený. Rušení signálu roste s vyšší hodnotou napájecího napětí tranzistorů. Z tohoto důvodu jsou tedy výkonové tranzistory napájeny napětím jen 30 V, oproti plánovaným 70 V. Pro ověření funkčnosti je přes generátor vysílán na vstup zesilovače SSB AM signál s amplitudou $2 V_{pp}$. Nosný signál má frekvenci 200 kHz a modulační signál 5 kHz. Výstupní signál je poté zobrazován na osciloskopu Agilent DSO-X 3012A.

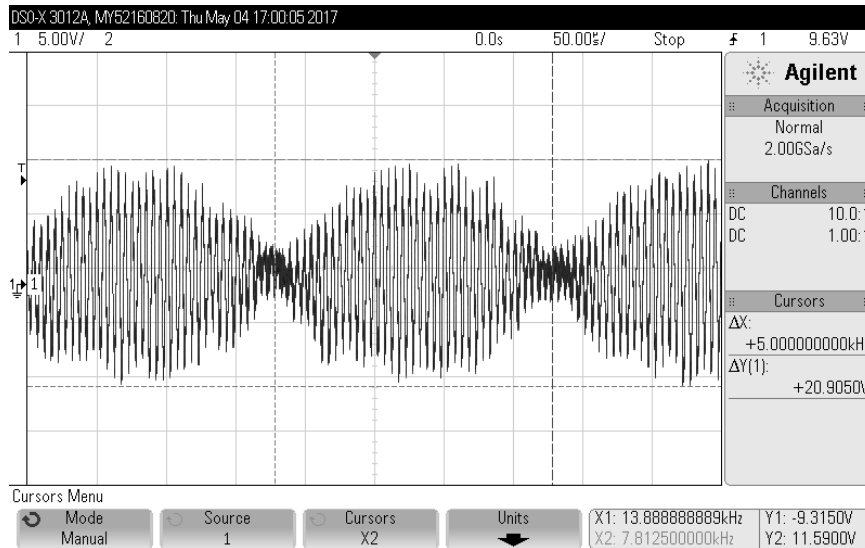


Obr. 3.6: Výstupní signál z PWM modulátoru

Na výstupu zesilovače před LC filtrem tedy není obdélníkový signál, jako v počítačové simulaci (viz kapitola 2.3.5). Místo toho je tam průběh zaznamenaný na obr. 3.7. Na výstupu zesilovače za LC filtrem je poté očekávaný průběh, který je na obr. 3.8.



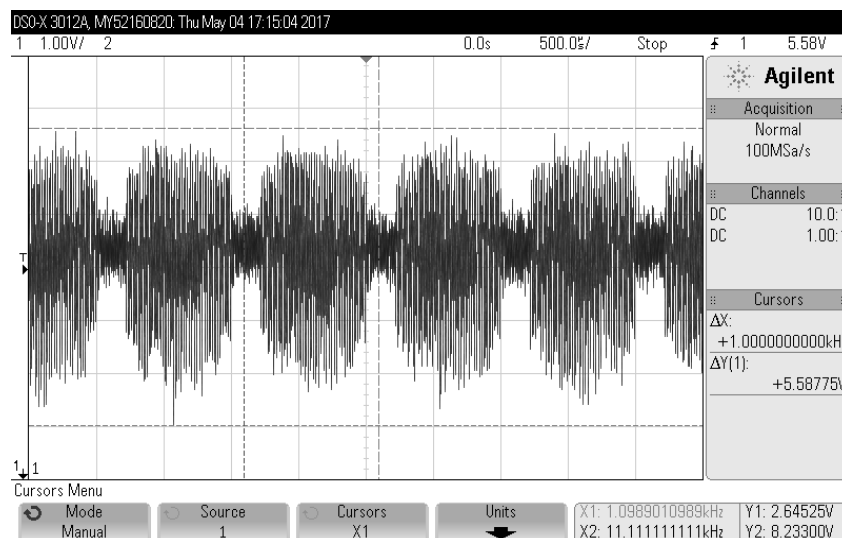
Obr. 3.7: Výstup zesilovače před LC filtrem



Obr. 3.8: Výstup navrhovaného zesilovače třídy D; nosná vlna 200 kHz, modulační signál 5 kHz, modulační technika SSB AM, modulační index $m = 1$

Při takto nastavených parametrech zesilovače vychází z PZT měniče pouze slabě slyšitelný zvuk. Pro následné měření THD je potřeba vysílaný signál přijímat. Jako přijímač byl zvolen elektretový mikrofon typu PMOF-6027PN. Byl umístěn do různé vzdálenosti od vysílače, nicméně na straně přijímače převládal pouze šum. Je to dáno malým akustickým tlakem vyvolaný pouze jedním PZT měničem.

Z tohoto důvodu byl využit panel PZT měničů, který byl využit v diplomové práci Ing. Hladkého. Tyto měniče mají více rezonančních frekvencí. Pro náš případ využijeme podle impedanční charakteristiky měniče rezonanční frekvenci 52 kHz. Vstupní parametry zesilovače byly nastaveny následovně: užitečný signál o frekvenci 1 kHz byl namodulován metodou SSB AM na nosný signál o frekvenci 52 kHz a takto modulovaný signál s amplitudou 2 V_{pp} byl přiveden na vstup zesilovače. Při tomto zapojení byl slyšet zvuk z měničů silněji než při 200 kHz signálu a bylo ho možné přijímat i mikrofonem. Přijatý průběh je zobrazen na obr. 3.9.



Obr. 3.9: Přijatý 1 kHz signál elektretovým mikrofonem

3.4 Měření THD

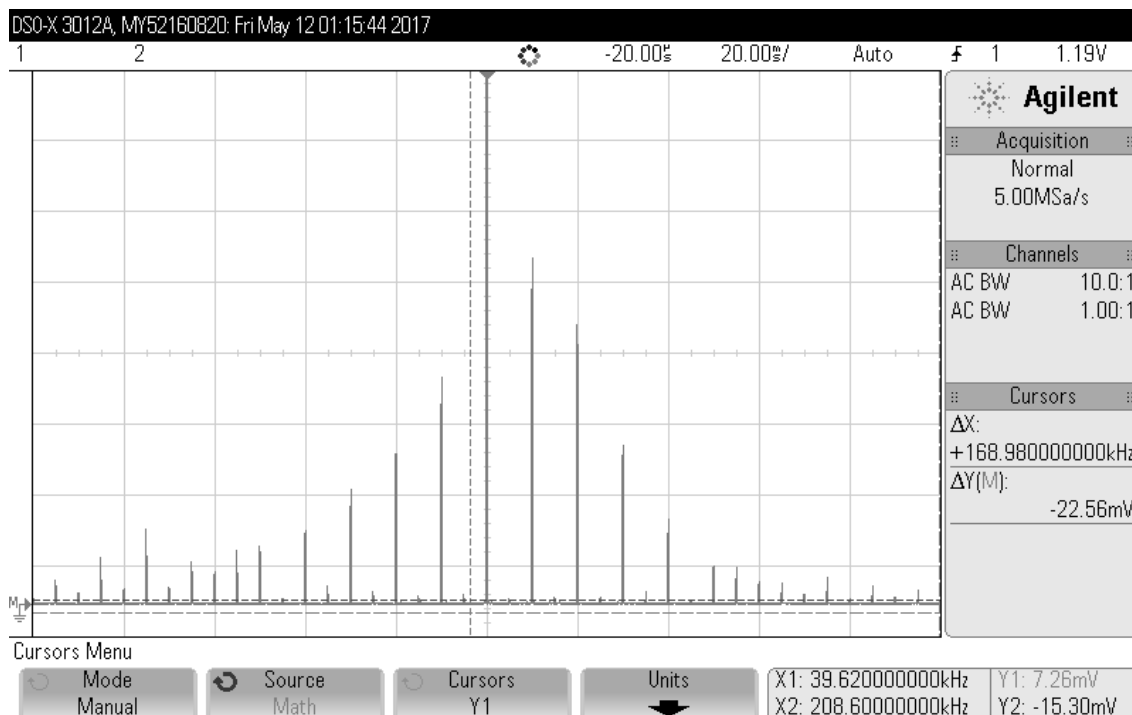
Kvalita vysílaného signálu je hodnocena pomocí hodnoty celkového harmonického zkreslení signálu. K přijímání vyslaného signálu slouží elektretový mikrofon typu PMOF-6027PN zmíněný v předešlé kapitole. Měření THD je provedeno s měniči, jejichž rezonanční frekvence je 40 kHz, a to na kmitočtu nosného signálu 40 kHz a 52 kHz a s měniči s rezonanční frekvencí 200 kHz na kmitočtu nosné 200 kHz. Vždy byly proměřeny všechny popsané metody AM.

Nejprve bylo provedeno měření s nosným signálem na frekvenci 40 kHz a modulačním signálem na kmitočtu 1 kHz. Bylo využito pole padesáti PZT měničů zapojených paralelně (obr. 3.10) od Ing. Hladkého.



Obr. 3.10: Pole PZT měničů o rezonanční frekvenci 40 kHz

Mikrofon i pole měničů byl upnut pevně do držáku a oba aparáty jsou od sebe stabilně ve vzdálenosti 20 cm. Mikrofon je sondou připojen k osciloskopu Agilent DSO-X 3012A, který je přepnutý do módu FFT (rychlá Fourierova transformace). Příklad zobrazení spektra modulovaného přijatého signálu mikrofonem je na obr. 3.11.



Obr. 3.11: Spektrum modulovaného signálu; typ SRAM, nosná 200 kHz, modulační signál 5 kHz, $m = 1$

Postupně byl na vstup zesilovače vysílán modulovaný signál všemi popsanými metodami – DSBAM, SRAM, SSBAM, IAM a MAM. Signál byl generován pomocí generátoru Agilent 33521A o amplitudě 2 V_{pp}. Výkonové tranzistory byly napájeny napětím 30 V. V následujících tabulkách jsou zapsány úrovně jednotlivých harmonických složek při třech hodnotách hloubky modulace ($m = 0,5$; $m = 0,7$; $m = 1$) a hodnota THD vypočtená podle vzorce 1.24.

Tab. 3.1: Úrovně harmonických složek a hodnoty THD u metody SSBAM; nosný signál 40 kHz, modulační signál 1 kHz, amplituda modulovaného signálu 2 V

$m = 1$	U [mV]	$m = 0,7$	U [mV]	$m = 0,5$	U [mV]
1. harm.	747	1. harm.	468	1. harm.	217
2. harm.	308	2. harm.	289	2. harm.	104
3. harm.	100	3. harm.	97	3. harm.	52
4. harm.	48	4. harm.	49	4. harm.	16
THD [%]	43,82	THD [%]	65,97	THD [%]	54,09

Tab. 3.2: Úrovně harmonických složek a hodnoty THD u metody DSBAM; nosný signál 40 kHz, modulační signál 1 kHz, amplituda modulovaného signálu 2 V

$m = 1$	U [mV]	$m = 0,7$	U [mV]	$m = 0,5$	U [mV]
1. harm.	628	1. harm.	243	1. harm.	148
2. harm.	350	2. harm.	105	2. harm.	70
3. harm.	120	3. harm.	51	3. harm.	25
4. harm.	12	4. harm.	11	4. harm.	11
THD [%]	58,95	THD [%]	48,25	THD [%]	50,77

Tab. 3.3: Úrovně harmonických složek a hodnoty THD u metody IAM; nosný signál 40 kHz, modulační signál 1 kHz, amplituda modulovaného signálu 2 V

$m = 1$	U [mV]	$m = 0,7$	U [mV]	$m = 0,5$	U [mV]
1. harm.	544	1. harm.	584	1. harm.	215
2. harm.	355	2. harm.	296	2. harm.	120
3. harm.	90	3. harm.	97	3. harm.	20
4. harm.	52	4. harm.	49	4. harm.	0
THD [%]	68,00	THD [%]	53,99	THD [%]	56,58

Tab. 3.4: Úrovně harmonických složek a hodnoty THD u metody MAM; nosný signál 40 kHz, modulační signál 1 kHz, amplituda modulovaného signálu 2 V

$m = 1$	U [mV]	$m = 0,7$	U [mV]	$m = 0,5$	U [mV]
1. harm.	1100	1. harm.	181	1. harm.	174
2. harm.	520	2. harm.	65	2. harm.	97
3. harm.	95	3. harm.	47	3. harm.	21
4. harm.	50	4. harm.	14	4. harm.	11
THD [%]	48,27	THD [%]	44,99	THD [%]	57,39

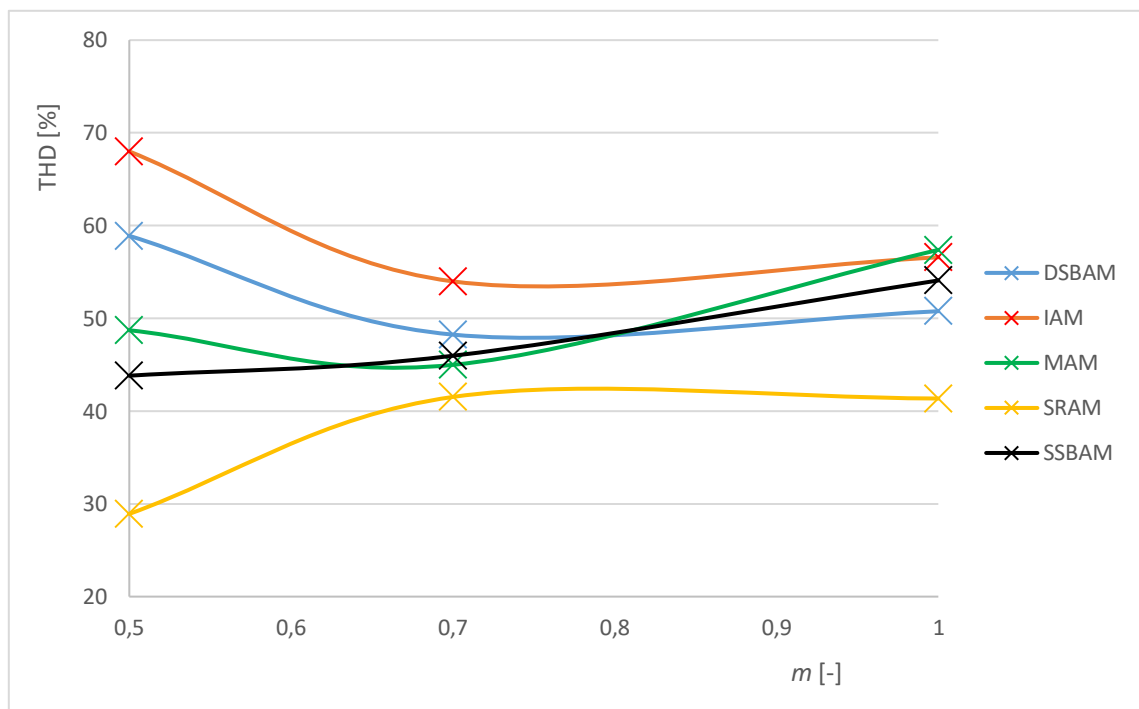
Tab. 3.5: Úrovně harmonických složek a hodnoty THD u metody SRAM; nosný signál 40 kHz, modulační signál 1 kHz, amplituda modulovaného signálu 2 V

$m = 1$	U [mV]	$m = 0,7$	U [mV]	$m = 0,5$	U [mV]
1. harm.	584	1. harm.	123	1. harm.	112
2. harm.	167	2. harm.	39	2. harm.	45
3. harm.	23	3. harm.	32	3. harm.	11
4. harm.	10	4. harm.	8	4. harm.	0
THD [%]	28,92	THD [%]	41,53	THD [%]	41,36

Pro přehlednost výsledků celkového harmonického zkreslení jsou tyto hodnoty zapsány do tab. 3.6 a vyneseny do grafu obr. 3.12.

Tab. 3.6: THD vybraných modulací na frekvenci nosného signálu 40 kHz

m [-]	DSBAM	IAM	MAM	SRAM	SSBAM
	THD [%]	THD [%]	THD [%]	THD [%]	THD [%]
0,5	58,9	68	48,27	28,92	43,82
0,7	48,25	53,99	44,99	41,53	45,97
1	50,77	56,58	57,39	41,36	54,09



Obr. 3.12: Závislost THD na hloubce modulace; k nosný signál 40 kHz, modulační signál 1 kHz, amplituda modulovaného signálu 2 V

Dále bylo provedeno měření s nosným signálem na frekvenci 52 kHz a modulačním signálem na kmitočtu 1 kHz. Zapojení pracoviště zůstalo stejné jako v předchozím případě, pouze byl do generátoru nahrán modulovaný signál na kmitočtu 52 kHz. Naměřené hodnoty napěťové úrovně jednotlivých harmonických složek jsou zapsány do tabulek níže.

Tab. 3.7: Úrovně harmonických složek a hodnoty THD u metody SSBAM; nosný signál 52 kHz, modulační signál 1 kHz, amplituda modulovaného signálu 2 V

$m = 1$	U [mV]	$m = 0,7$	U [mV]	$m = 0,5$	U [mV]
1. harm.	169	1. harm.	309,3	1. harm.	84,8
2. harm.	73	2. harm.	163,9	2. harm.	31,8
3. harm.	20	3. harm.	70,9	3. harm.	16
4. harm.	0	4. harm.	22	4. harm.	0
THD [%]	44,79	THD	58,17	THD	41,98

Tab. 3.8: Úrovně harmonických složek a hodnoty THD u metody SSBAM; nosný signál 52 kHz, modulační signál 1 kHz, amplituda modulovaného signálu 2 V

$m = 1$	U [mV]	$m = 0,7$	U [mV]	$m = 0,5$	U [mV]
1. harm.	213	1. harm.	46	1. harm.	50
2. harm.	87,2	2. harm.	19	2. harm.	21
3. harm.	31,6	3. harm.	22	3. harm.	13
4. harm.	11	4. harm.	18	4. harm.	0
THD [%]	43,85	THD [%]	74,33	THD [%]	49,40

Tab. 3.9: Úrovně harmonických složek a hodnoty THD u metody IAM; nosný signál 52 kHz, modulační signál 1 kHz, amplituda modulovaného signálu 2 V

$m = 1$	U [mV]	$m = 0,7$	U [mV]	$m = 0,5$	U [mV]
1. harm.	195,5	1. harm.	110	1. harm.	66
2. harm.	111	2. harm.	48	2. harm.	35
3. harm.	50	3. harm.	20	3. harm.	19
4. harm.	44	4. harm.	0	4. harm.	12
THD [%]	66,21	THD [%]	47,27	THD [%]	63,02

Tab. 3.10: Úrovně harmonických složek a hodnoty THD u metody MAM; nosný signál 52 kHz, modulační signál 1 kHz, amplituda modulovaného signálu 2 V

$m = 1$	U [mV]	$m = 0,7$	U [mV]	$m = 0,5$	U [mV]
1. harm.	354	1. harm.	220	1. harm.	146
2. harm.	62	2. harm.	55	2. harm.	33
3. harm.	31	3. harm.	39,8	3. harm.	25
4. harm.	8	4. harm.	18	4. harm.	12
THD [%]	19,71	THD [%]	31,93	THD [%]	29,52

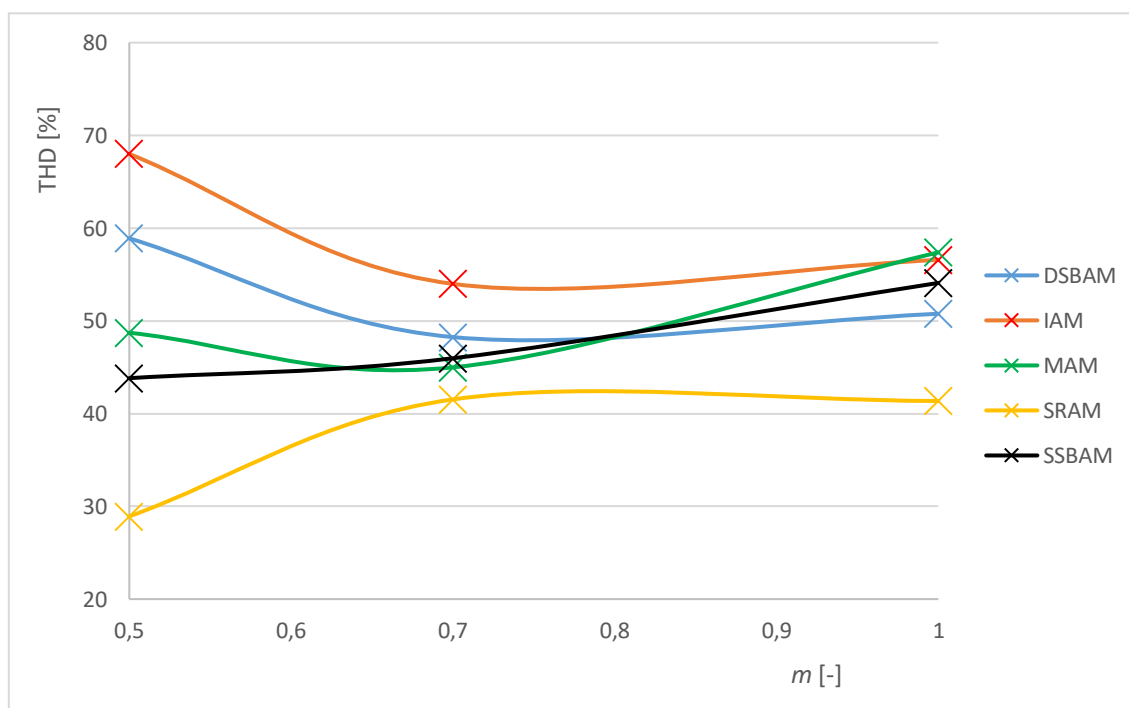
Tab. 3.11: Úrovně harmonických složek a hodnoty THD u metody SRAM; nosný signál 52 kHz, modulační signál 1 kHz, amplituda modulovaného signálu 2 V

$m = 1$	U [mV]	$m = 0,7$	U [mV]	$m = 0,5$	U [mV]
1. harm.	138	1. harm.	120	1. harm.	119
2. harm.	45	2. harm.	42	2. harm.	52
3. harm.	47	3. harm.	31	3. harm.	20
4. harm.	8	4. harm.	18	4. harm.	0
THD [%]	47,51	THD [%]	46,01	THD [%]	46,82

Všechny hodnoty THD vypočtené z naměřených hodnot úrovní napětí harmonických složek jsou zkompletovány do jedné tabulky tab. 3.12 a vynesené do grafu obr. 3.13.

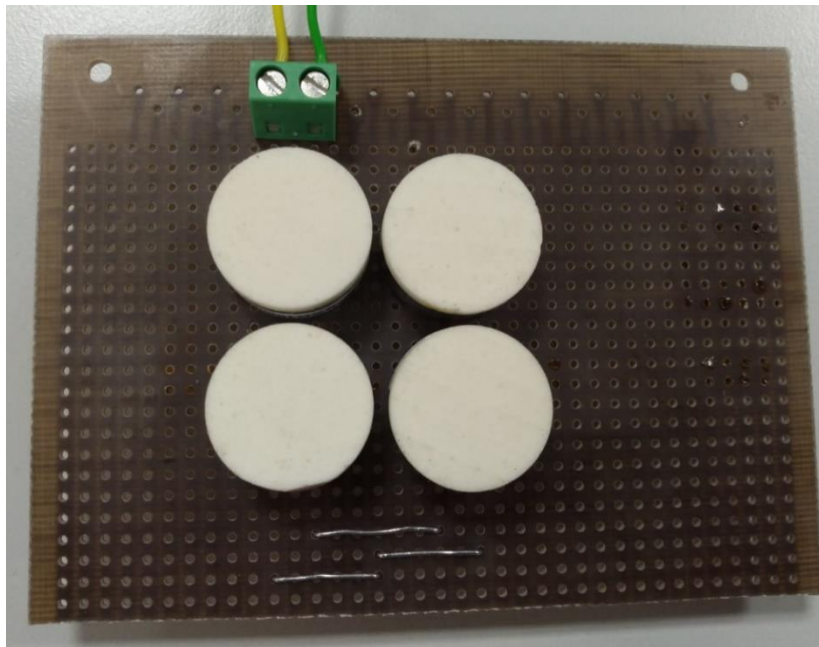
Tab. 3.12: THD vybraných modulací na frekvenci nosného signálu 52 kHz

m [-]	DSBAM	IAM	MAM	SRAM	SSBAM
	THD [%]	THD [%]	THD [%]	THD [%]	THD [%]
0,5	43,85	66,21	19,71	47,51	44,79
0,7	74,33	47,27	31,93	46,01	58,17
1	49,4	63,02	29,52	46,82	41,98



Obr. 3.13: Závislost THD na hloubce modulace; k nosný signál 52 kHz, modulační signál 1 kHz, amplituda modulovaného signálu 2 V

Poslední částí měření bylo zjištění napětových úrovní harmonických složek modulovaného signálu s nosným kmitočtem 200 kHz a modulačním signálem na frekvenci 5 kHz. K tomuto měření bylo využito pole čtyř ultrazvukových PZT měničů MCUSD19A200B11RS s rezonanční frekvencí 200 kHz (viz. impedanční charakteristika na obr. 3.1), které je vidět na obr. 3.14.



Obr. 3.14: Pole čtyř UZ PZT měničů s rezonanční frekvencí 200 kHz

Opět byl vysílač (pole měničů) i přijímač (elektretový mikrofon) upevněn do držáků a postaveny od sebe ve vzdálenosti 20 cm. Na generátoru bylo nutno při tomto zapojení nastavit vyšší amplitudu modulovaného signálu, neboť takto malý počet měničů nebyl schopný vyvinout takový akustický tlak (hlasitost vysílaného signálu byla nízká). Amplituda signálu tedy byla nastavena na 4 V. S celou sestavou nebylo během měření manipulováno, pouze docházelo k výměně typu AM při generování modulovaného signálu. Naměřené hodnoty napětových úrovní harmonických složek přijímaného signálu jsou vypsány do následujících tabulek.

Tab. 3.13: Úrovně harmonických složek a hodnoty THD u metody SSBAM; nosný signál 200 kHz, modulační signál 1 kHz, amplituda modulovaného signálu 4 V

$m = 1$	U [mV]	$m = 0,7$	U [mV]	$m = 0,5$	U [mV]
1. harm.	69	1. harm.	104	1. harm.	81
2. harm.	20	2. harm.	54	2. harm.	55
3. harm.	15	3. harm.	43,5	3. harm.	20
4. harm.	9,5	4. harm.	25	4. harm.	14
THD [%]	38,76	THD [%]	70,88	THD [%]	74,29

Tab. 3.14: Úrovně harmonických složek a hodnoty THD u metody DSBAM; nosný signál 200 kHz, modulační signál 1 kHz, amplituda modulovaného signálu 4 V

$m = 1$	U [mV]	$m = 0,7$	U [mV]	$m = 0,5$	U [mV]
1. harm.	182	1. harm.	211	1. harm.	149
2. harm.	89	2. harm.	95	2. harm.	81
3. harm.	39	3. harm.	87	3. harm.	66
4. harm.	38	4. harm.	48	4. harm.	33
THD [%]	57,33	THD [%]	65,15	THD [%]	73,54

Tab. 3.15: Úrovně harmonických složek a hodnoty THD u metody IAM; nosný signál 200 kHz, modulační signál 1 kHz, amplituda modulovaného signálu 4 V

$m = 1$	U [mV]	$m = 0,7$	U [mV]	$m = 0,5$	U [mV]
1. harm.	339	1. harm.	142	1. harm.	230
2. harm.	105	2. harm.	85	2. harm.	150
3. harm.	98	3. harm.	52	3. harm.	50
4. harm.	53	4. harm.	14	4. harm.	22
THD [%]	45,16	THD [%]	70,86	THD [%]	69,41

Tab. 3.16: Úrovně harmonických složek a hodnoty THD u metody MAM; nosný signál 200 kHz, modulační signál 1 kHz, amplituda modulovaného signálu 4 V

$m = 1$	U [mV]	$m = 0,7$	U [mV]	$m = 0,5$	U [mV]
1. harm.	163	1. harm.	176	1. harm.	151
2. harm.	93	2. harm.	130	2. harm.	88
3. harm.	60	3. harm.	50	3. harm.	73
4. harm.	50	4. harm.	35	4. harm.	35
THD [%]	74,51	THD [%]	81,60	THD [%]	79,19

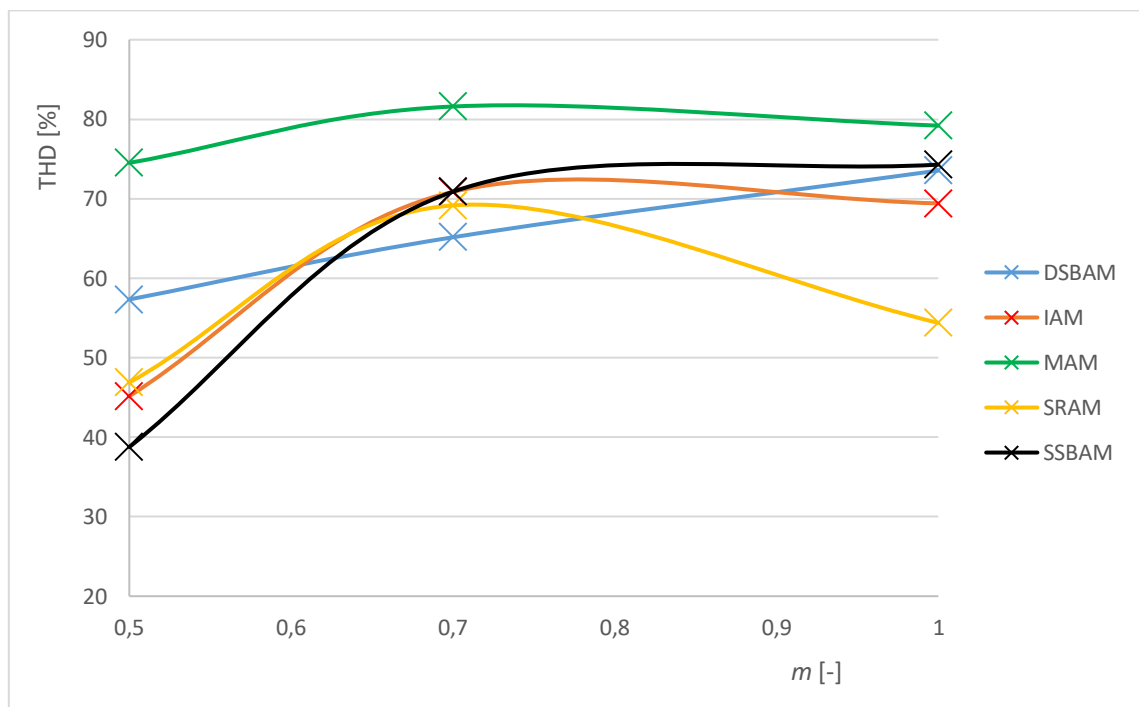
Tab. 3.17: Úrovně harmonických složek a hodnoty THD u metody SRAM; nosný signál 200 kHz, modulační signál 1 kHz, amplituda modulovaného signálu 4 V

$m = 1$	U [mV]	$m = 0,7$	U [mV]	$m = 0,5$	U [mV]
1. harm.	200	1. harm.	151	1. harm.	197
2. harm.	76	2. harm.	87	2. harm.	100
3. harm.	46	3. harm.	53	3. harm.	30
4. harm.	30	4. harm.	23	4. harm.	24
THD [%]	46,88	THD [%]	69,16	THD [%]	54,38

Hodnoty celkového harmonického zkreslení jsou opět vyneseny do zvláštní tabulky tab. 3.18 a vykresleny do grafu obr. 3.15.

Tab. 3.18: THD vybraných modulací na frekvenci nosného signálu 200 kHz

m [-]	DSBAM	IAM	MAM	SRAM	SSBAM
	THD [%]	THD [%]	THD [%]	THD [%]	THD [%]
0,5	57,33	45,16	74,51	46,88	38,76
0,7	65,15	70,86	81,6	69,16	70,88
1	73,54	69,41	79,19	54,38	74,29



Obr. 3.15: Závislost THD na hloubce modulace; k nosný signál 200 kHz, modulační signál 5 kHz, amplituda modulovaného signálu 4 V

Z naměřených hodnot, resp. vypočtených hodnot THD, je patrné, že nelze sepsat závěr, který by platil pro všechny proměřené případy. Na každé frekvenci nosného signálu bylo dosaženo poněkud rozdílných výsledků.

Při měření modulovaného signálu, kde byla frekvence nosného signálu 40 kHz a modulačního signálu 1 kHz vychází nejlépe metoda SRAM a SSBAM. U modulovaného signálu s nosnou frekvencí 52 kHz a modulačním signálem o frekvenci 1 kHz vychází nejlépe metoda MAM. Při posledním měření, kde byl užitečný signál o frekvenci 5 kHz namodulován na nosný signál o kmitočtu 200 kHz, se nejlépe uplatnila metoda SRAM.

ZÁVĚR

V první části diplomové práce byla popsána teorie nelineární akustiky. Nejprve byl popsán princip šíření akustických vln. Vysvětlen byl pojem parametrické akustické pole a také byl rozebrán vývoj v této problematice. Základním prvkem v popisu PAA slouží KZK rovnice a Berktayova rovnice. V první kapitole je také názorně ukázán rozdíl mezi tradičním audio reproduktorem a parametrickým reproduktorem.

Ve druhé části první kapitoly byly navrženy a teoreticky popsány různé typy amplitudové modulace: DSBAM, SRAM, SSBAM, MAM a IAM. U všech metod je uveden matematický popis výstupního modulovaného signálu. První kapitola je zakončena podkapitolou, která se zabývá způsobem vyhodnocení kvality modulace pomocí parametru THD.

Druhá část diplomové práce je věnována jednotlivým blokům navrženého zapojení parametrického reproduktoru a jejich návrhu v programu LTSpice. Nejprve jsou publikovány výsledky m-skriptů v programu Matlab. Pomocí tohoto programu je vypočítána každá z navržených metod amplitudové modulace.

Dalším popsáním blokem je výkonový zesilovač třídy D. Důležitou součástí zesilovače je PWM modulátor. Vybrán byl integrovaný obvod dvou rychlých komparátorů LT1715, který je v této kapitole teoreticky popsán. Výkonová část zesilovače je zastoupena výkonovými tranzistory IRF540NPbF zapojenými do plného mostu a řízeny budičem LTC4440.

Poslední blok v zapojení představuje parametrický reproduktor. Je tvořen maticí ultrazvukových PZT měničů. Pro realizaci bylo využito pole padesáti 40 kHz UZ PZT měničů, které bylo využito v diplomové práci Ing. Hladkého a pole čtyř UZ PZT měničů MCUSD19A200B11RS s rezonančním kmitočtem 200 kHz. Díky dvěma typům měničů bylo možné proměřit zapojení na frekvenci 40 kHz, 52 kHz i 200 kHz. U UZ PZT měniče MCUSD19A200B11RS byla změřena jeho impedanční charakteristika. Z té vyplývá, že jeho rezonanční kmitočet je prakticky stejný, jaký se uvádí v technické dokumentaci –199,8 kHz.

V závěrečné kapitole diplomové práce je provedena realizace navrženého zapojení ze druhé kapitoly. Návrh desky plošných spojů byl proveden v programu Eagle. Po vyrobení navržené desky zesilovače byl celý obvod úspěšně proměřen. PWM modulátor podle předpokladů generuje PWM signál o frekvenci 1,18 MHz, který je následně zesílen pomocí výkonových tranzistorů zapojených do plného mostu. Na výstup zesilovače byl přidán LC filtr typu dolní propust pro upravení výstupního signálu pro měniče.

Na závěr diplomové práce bylo provedeno zapojení celého parametrického reproduktoru a na základě měření napěťových úrovní harmonických složek modulovaného signálu byly porovnány jednotlivé typy AM podle hodnot THD. Měření proběhlo na třech frekvencích nosného signálu – 40 kHz, 52 kHz a 200 kHz. Zatímco pro 40 kHz a 52 kHz signál bylo využito pole padesáti 40 kHz měničů, pro 200 kHz signál se použilo pole čtyř 200 kHz měničů. Pole měničů s rezonanční frekvencí 200 kHz je sestaveno pouze ze čtyř měničů z důvodu vysokých finančních nákladů

na jejích koui.

Naměřené úrovně harmonických složek byly vypsány do tabulek a výsledné hodnoty THD vykresleny do grafů. Teoretický předpoklad, že největší zkreslení bude u metody DSBAM, byl částečně potvrzen. Globálně, s ohledem na všechny typy měření o různých kmitočtech nosného signálu, docházelo k nejmenšímu zkreslení podle výsledků měření u metody SRAM a SSBAM.

Ačkoliv trend hodnot THD odpovídá teorii, prakticky tyto hodnoty dosahují vyšších hodnot, než se v teoretické rovině uvádí. Podle předpokladů by nejméně vhodnou metodou měla být DSBAM. V každém ze tří měření měla tato metoda jedny z nejvyšších hodnot THD. Je potřeba ovšem brát v potaz, že hodnoty byly naměřeny v laboratoři s mnoha zapnutými přístroji a zcela určitě kvůli tomu docházelo k částečnému rušení signálu.

LITERATURA

- [1] WOON-SENG, G., J. YANG a K. TOMOO. A Review of Parametric Acoustic Array in Air. *Applied Acoustics*. 2012, roč. 12, s. 1211–1219. ISSN 0003-682X.
- [2] WOON-SENG, G., T. EE-LENG a S. KUO. *Audio projection* [online]. 2010.
- [3] EE-LENG, T., G. WOON-SENG, J. PEIFENG a J. YANG. *Distortion Analysis and Reduction for the Parametric Array* [online]. 2010.
- [4] ŠTÁL, Petr. *Výkonové audio: Zesilovače pracující ve třídě D*. Praha: BEN - technická literatura, 2008. ISBN 978-80-7300-230-5.
- [5] *Datasheet MCUSD19A200B11RS* [online]. 2013 [cit. 2016-12-13]. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/1759997.pdf>
- [6] PROKEŠ, Aleš. *Rádiové komunikační systémy* [online]. Brno, 2013 [cit. 2016-12-13].
- [7] Katedra fyziky ČVUT. *Nelineární akustika* [online]. [cit. 2016-12-13]. Dostupné z: <https://fyzika.fel.cvut.cz/cs/vyzkum/nelinearni-akustika/>
- [8] *Datasheet: Výkonový tranzistor IRF540NPbF*. *TME* [online]. 2003 [cit. 2017-02-7]. Dostupné z: <http://www.tme.eu/cz/Document/0396bd257f8160d01272f72304b23931/irf540n.pdf>
- [9] *Datasheet: Driver LTC4440*. *Linear* [online]. [cit. 2017-02-7]. Dostupné z: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/4440fb.pdf>
- [10] HLADKÝ, David. *Realizace úzce směrového akustického měniče* [online]. Brno, 2016 [cit. 2017-03-10]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=124748
- [11] MIKULKA, J., D. HLADKÝ a J. SLIŽ. Parametric array as a source of audible signal. In: *Progress in Electromagnetic Research Symposium (PIERS)* [online]. Shanghai, 2016, s. 3610-3614 [cit. 2017-03-10].

SEZNAM ZKRATEK

AM	Amplitudová modulace
DSBAM	Konvenční AM
IAM	Pokročilá AM
KZK	Kholkovova – Zabolotského – Kuzněcovova rovnice pro šíření ultrazvukové vlny v nelineárním prostředí
LSSB	Dolní postranní pásmo
MAM	Modifikovaná AM
OZ	Operační zesilovač
PAA	Parametrické akustické pole
PWM	Pulzně šířková modulace
PZT	Piezoelektrický měnič
RSSBAM	Rekurzivní jednostranná AM
SRAM	Efektivní AM
SSBAM	Jednostranná AM
USSB	Horní postranní pásmo
UZ	Ultrazvuk

PŘÍLOHY

Seznam příloh

Příloha 1: Seznam součástí navrženého zesilovače třídy D	49
Příloha 2: M-funkce pro generování signálů různých typů AM	50

Příloha 1: Seznam součástek navrženého zesilovače třídy D

Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
R ₈ , R ₉	6,8 kΩ	0805	uhlíkový rezistor
R ₁₀ , R ₁₁ , R ₁₂ , R ₁₃	2,2 kΩ	0805	SMD rezistor
R ₁₄	10 kΩ	0805	dioda
C ₁ , C ₂ , C ₃ , C ₁₂ , C ₁₄ , C ₁₆	100 nF	0805	SMD kondenzátor
C ₇ , C ₈ , C ₁₁ , C ₁₃ , C ₁₅	1 nF	0805	SMD kondenzátor
C ₄	150 pF	0805	SMD kondenzátor
C ₅ , C ₆	0,22 μF	0805	SMD kondenzátor
C ₉ , C ₁₀	4,7 nF	0805	SMD kondenzátor
D ₁ , D ₂	-	SOT-23 3L	Dioda BAS21
Q ₅ , Q ₆ , Q ₇ , Q ₈	-	TO220	Výkonové tranzistory IRF540NPbF
L ₁ , L ₂	136,1 μH	-	Cívka s toroidním jádro
JP ₁ , JP ₅ , JP ₆ , JP ₇ , JP ₈	-	-	jumper
IC1	-	SO14	Integrovaný obvod invertor MC74HC04A
IC3	-	SOT223	Stabilizátor UA78M05
U1	-	MSOP-10	Integrovaný obvod LT1715
U2, U3	-	SOT95P280X100- 6N	Driver LTC4440
X4	-	-	BNC konektor

Příloha 2: M-funkce pro generování signálů různých typů AM

```

function vst_par (typ, fs, N, fn, Un, fm, Um)
% typ - typ AM (1-DSBAM, 2-SSBAM, 3-IAM, 4-MAM, 5-SRAM)
% fs - vzorkovací frekvence [Hz]
% N - počet vzorků
% fn - frekvence nosného signálu [Hz]
% Un - amplituda nosného signálu [V]
% fm - frekvence modulačního signálu [Hz]
% Um - amplituda modulačního signálu [V]

T=1/fs; % výpočet periody
t=(0:N-1)*T;
m=Um/Un; % hloubka modulace
q=2; % stupeň aproximace
f = fs*(0:(N/2))/N;

if (typ==1) % DSBAM
    n=Un*sin(2*pi*fn*t); % nosný signál
    gt=Um*sin(2*pi*fm*t); % modulační signál
    y=Un*(1+m*gt).*n; % modulovaný signál

elseif (typ==2) % SSBAM
    n=Un*cos(2*pi*fn*t); % nosný signál
    gt=Um*sin(2*pi*fm*t); % modulační signál
    gh=imag(hilbert(m*gt));
    y=(m*gt.*n+m*gh.*sin(2*pi*fn*t))+n; % modulovaný signál

elseif (typ==3) % IAM
    n=Un*cos(2*pi*fn*t); % nosný signál
    gt=Um*sin(2*pi*fm*t); % modulační signál
    g1=(1+m*gt).*n;
    g21=gt.^2*(-0.5);
    g22=g21.^2*(-0.5);
    g2=(1+g21+g22).*sin(2*pi*fn*t);
    y=g1+g2; % modulovaný signál

elseif (typ==4) % MAM
    n=Un*cos(2*pi*fn*t); % nosný signál
    gt=Um*sin(2*pi*fm*t); % modulační signál
    g1=(1+m*gt).*n;
    for i=1:q
        g21=(factorial(2*i))/(factorial((-1*(1-2*i))*i)^2*4^i);
        g2=g21*m^(2*i)*gt.^(2*i);
    end
    y=g1+g2; % modulovaný signál

else % SRAM
    n=Un*sin(2*pi*fn*t); % nosný signál
    gt=Um*sin(2*pi*fm*t); % modulační signál
    y=Un*sqrt(1+m*gt).*n;
end

```

```

Y=fft(y);
P2 = abs(Y/N);
P1 = P2(1:N/2+1);
P1(2:end-1) = 2*P1(2:end-1);

P1dB=20*log10(P1);

figure(1); % graf kmitočtového spektra
plot(f/1000,P1dB,'linewidth',1.5);
set(gca,'FontSize',20,'Fontname','Times');
xlabel('\it{f} \rm{[kHz]}');
ylabel('Amplituda [dB]');
title('Kmitočtové spektrum')
grid on;

figure(2); % graf výstupního signálu v čase
plot(t,y,'linewidth',1.5);
set(gca,'FontSize',18,'Fontname','Times');
xlabel('\it{t} \rm{[s]}');
ylabel('Amplituda [V]');
title('časový průběh')
grid on;

```