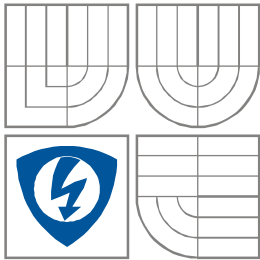


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

VÝKONOVÝ ZESILOVAČ PRO PÁSMO KRÁTKÝCH VLN

SHORTWAVE POWER AMPLIFIER

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. Bořivoj Zamazal

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

prof. Ing. Aleš Prokeš, CSc.

BRNO, 2015

VLOŽIT ORIGINAL ZADÁNÍ

Zadání závěrečné práce si vyzvedněte na sekretariátě UREL. Při odevzdávání více kusů závěrečné práce obsahuje originál zadání jen jeden z nich, ostatní obsahují pouze jeho kopii.

ABSTRAKT

V této diplomové práci je popsán návrh výkonového zesilovače pro pásmo krátkých vln. V první části je nastíněna základní problematika a provedena úvaha nad možným řešením. V druhé části je popsána potřebná teorie pro realizaci zesilovače. V třetí části je na základě teoretických znalostí navrženo konkrétní zapojení zesilovače a ve čtvrté části je popsána samotná konstrukce zesilovače.

KLÍČOVÁ SLOVA

Krátkovlnný zesilovač, zesilovač, amplitudová modulace.

ABSTRACT

This master's thesis describes RF power amplifier design. In the first section of the work, the possible solutions and a reflection on the possible solution are presented. In the second section, the principle and thesis for power amplifier design is described. In the third section, the power amplifier design, based on the theoretical knowledge, is described and the final construction solution is described.

KEYWORDS

RF poweramplifier, poweramplifier, amplitudemodulation.

ZAMAZAL, B. *Výkonový zesilovač pro pásmo krátkých vln*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2015. 56s. Diplomová práce. Vedoucí práce: prof. Ing. Aleš Prokeš, CSc.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Zesilovač pro pásmo krátkých vln jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího semestrálního projektu 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 21. května 2015

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu diplomové práce Prof. Ing. Aleši Prokešovi, CSc. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne 21. května 2015

.....

(podpis autora)

OBSAH

1	Základní problematika	2
1.1	Vysokofrekvenční zesilovač	2
1.2	Diskuze zadání	2
2	Teoretický rozbor	3
2.1	Zesilovač	3
2.1.1	Základní vlastnosti	3
2.1.2	Pracovní třídy zesilovačů	3
2.1.2.1	Třída A	4
2.1.2.2	Třída B	4
2.1.2.3	Třída AB	4
2.1.2.4	Třída C	4
2.1.3	Aktivní prvky zesilovačů	5
2.1.3.1	Bipolární tranzistor	5
2.1.3.2	Unipolární tranzistor	5
2.1.3.3	Elektronka	5
2.1.4	Pomocné prvky	5
2.1.4.1	Vazební kondenzátor	6
2.1.4.2	Impedanční transformátor	7
2.1.4.3	Blokovací tlumivka	7
2.1.4.4	Blokovací kondenzátor	7
2.2	Filtry	8
2.2.1	Druhy filtrů	8
2.2.1.1	Filtr typu dolní propust	9
2.2.1.2	Filtr typu horní propust	9
2.2.1.3	Filtr typu pásmová propust	9
2.2.1.4	Filtr typu pásmová zadrž	9
2.2.1.5	Obecně k filtrům	9
2.2.2	Druhy aproximací filtrů	10
2.2.2.1	Butterworthova aproximace	10
2.2.2.2	Chebyshevova aproximace	10

2.2.2.3	Inverzní Chebyshevova aproximace.....	11
2.2.2.4	Besselova aproximace	11
2.2.2.5	Eliptická aproximace	12
2.3	Modulace	12
2.3.1	Druhy modulací	12
2.3.1.1	Amplitudová modulace – AM	12
2.3.1.2	Frekvenční modulace – FM.....	14
2.3.1.3	Fázová modulace – PM	14
2.3.2	Druhy AM modulátorů	15
2.3.2.1	Bázový modulátor.....	15
2.3.2.2	Kolektorový modulátor.....	15
3	Návrh	17
3.1	Obecná diskuze prvního návrhu	17
3.2	Předzesilovací stupeň.....	18
3.3	Výkonový stupeň	18
3.3.1	Výběr aktivního prvku	18
3.3.2	Zatížitelnost výkonového prvku	18
3.3.3	Napájecí obvody	19
3.3.4	Vazební kondenzátory	20
3.3.5	Výstupní transformátor	20
3.3.5.1	Transformační poměr	20
3.3.5.2	Návrh výstupního transformátoru.....	21
3.3.6	Vstupní transformátor	22
3.4	Výstupní filtry.....	23
3.5	Modulátor.....	26
3.5.1	Modulační zesilovač	26
3.5.2	Modulační transformátor	26
3.6	Ověření návrhu	27
3.6.1	Filtry.....	27
4	Praktická realizace	32
4.1	Vstupní předzesilovač.....	32
4.2	Výstupní filtry.....	33
4.3	Napájecí obvody	35

4.4	Modulační obvody	37
4.5	Zesilovač	37
5	Závěr	43

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 2.1:	Základní třídy zesilovačů [3]	4
Obr. 2.2:	Napájecí a vazební obvody [4]	6
Obr. 2.3:	Schéma obecného transformátoru [7]	7
Obr. 2.4:	Modulové charakteristiky různých filtrů [8].....	8
Obr. 2.5:	Butterwothova aproximace [9]	10
Obr. 2.6:	Chebyshevova aproximace [9].....	10
Obr. 2.7:	Inverzní Chebyshevova aproximace [9]	11
Obr. 2.8:	Besselova aproximace [9]	11
Obr. 2.9:	Eliptická aproximace [9].....	12
Obr. 2.10:	Amplitudová modulace [10]	13
Obr. 2.11:	Amplitudová modulace – různé hloubky modulace [10].....	13
Obr. 2.12:	Frekvenční modulace [11]	14
Obr. 2.13:	Fázová modulace [12].....	15
Obr. 3.1:	Řez výstupním transformátorem.....	21
Obr. 3.2:	Přenosová charakteristika filtru 3,5 MHz	23
Obr. 3.3:	Schéma zapojení filtru 3,5 MHz	24
Obr. 3.4:	Přenosová charakteristika filtru 7 MHz	24
Obr. 3.5:	Schéma zapojení filtru 7 MHz	25
Obr. 3.6:	Přenosová charakteristika filtru 14 MHz	25
Obr. 3.7:	Schéma zapojení filtru 14 MHz	26
Obr. 3.8:	Schéma zapojení filtru 3,5 MHz	27
Obr. 3.9:	Přenosová charakteristika filtru 3,5 MHz s vyznačenou druhou harmonickou	28
Obr. 3.10:	Schéma zapojení filtru 7 MHz	28
Obr. 3.11:	Přenosová charakteristika filtru 7 MHz s vyznačenou druhou harmonickou	29
Obr. 3.12:	Schéma zapojení filtru 14 MHz	29
Obr. 3.13:	Přenosová charakteristika filtru 14 MHz s vyznačenou druhou harmonickou	30
Obr. 3.14:	Simulace teoretického návrhu zesilovače	30
Obr. 3.15:	Vstupní a výstupní signál zesilovače 3,5 MHz.....	31

Obr. 4.1:	Přední panel zesilovače.....	32
Obr. 4.2:	Modul předzesilovače	33
Obr. 4.3:	Výstupní filtry	33
Obr. 4.4:	Filtr 3,5 MHz	34
Obr. 4.5:	Filtr 7 MHz	34
Obr. 4.6:	Filtr 14 MHz	35
Obr. 4.7:	Schéma zapojení napájecího bloku.....	36
Obr. 4.8:	Zapojení nf zesilovače [18].....	37
Obr. 4.9:	Hlavní zesilovač.....	38
Obr. 4.10:	Výstupní signál zesilovače 3,5 MHz – třída C – bez filtru.....	38
Obr. 4.11:	Výstupní signál zesilovače 3,5 MHz – třída A – bez filtru.....	39
Obr. 4.12:	Výstupní signál zesilovače 3,5 MHz – třída A – s filtrem.....	39
Obr. 4.13:	Výstupní signál zesilovače 7 MHz – třída C – bez filtru.....	40
Obr. 4.14:	Výstupní signál zesilovače 7 MHz – třída A – bez filtru.....	40
Obr. 4.15:	Výstupní signál zesilovače 7 MHz – třída A – s filtrem.....	41
Obr. 4.16:	Výstupní signál zesilovače 14 MHz – třída C – bez filtru.....	41
Obr. 4.17:	Výstupní signál zesilovače 14 MHz – třída A – bez filtru.....	42
Obr. 4.18:	Výstupní signál zesilovače 14 MHz – třída A – s filtrem.....	42

ÚVOD

Tento diplomová práce předkládá návrh výkonového zesilovače pro pásmo krátkých vln s možností změny pracovní třídy a zavedení amplitudové modulace. Je zde popsána teorie potřebná pro pochopení principu a vlastní návrh zesilovače.

Text je členěn do 5 základních kapitol. Kapitola 1 krátce diskutuje problematiku a je zde nastíněno vybrané řešení. Samotná teorie potřebná pro návrh zesilovače je shrnuta v kapitole 2. Kapitola 3 předkládá již samotný teoretický návrh zesilovače. Předposlední kapitola popisuje realizované řešení zesilovače a poslední kapitola shrnuje dosažené výsledky této diplomové práce.

1 ZÁKLADNÍ PROBLEMATIKA

V této kapitole je popsán výběr vhodného řešení zadaného zesilovače.

1.1 Vysokofrekvenční zesilovač

Vysokofrekvenční zesilovač je zařízení, které je schopno měnit (zesilovat) amplitudu vstupního signálu pomocí energie dodané z napájecího zdroje. Tuto energii přemění na zesílený výstupní signál a částečně na teplo (množství ztrátového výkonu vyzařeného jako teplo je závislé na účinnosti zesilovače). Lze na něj nahlížet jako na aktivní dvojhran. [1] Zesilovač je jedno z nejpoužívanějších zařízení ve vysokofrekvenčních obvodech.

Z hlediska šířky přenášeného pásma můžeme zesilovače dělit na širokopásmové a úzkopásmové. Přesná definice, kdy se ještě jedná o úzkopásmový zesilovač a kdy už o širokopásmový zesilovač, není jednoznačně určena. Obecně se za úzkopásmový zesilovač považuje ten, jenž splňuje podmínku

$$B < 0,1 \cdot f_s \quad [\text{Hz}], \quad (1.1)$$

kde B je šířka pásma (pro pokles přenosu o 3 dB) a f_s je střední kmitočet. Za širokopásmový je pak zesilovač považován tehdy, není-li tato nerovnice splněna. [2]

Dále lze zesilovače dělit na napět'ové a výkonové. Napět'ové zesilovače pracují s malým rozkmitem signálu, a proto lze aktivní prvky považovat za lineární. U výkonových zesilovačů mluvíme o velkých amplitudách signálu, takže je aktivní prvek v nelineárním režimu. [2]

1.2 Diskuze zadání

Zadaný zesilovač má sloužit pro laboratorní výuku. Z tohoto předpokladu musí vycházet i uvažovaná koncepce a reálné provedení zesilovače. Vzhledem k zamýšlenému účelu musí zesilovač vykazovat dostatečnou robustnost a uživatelskou odolnost. Z toho vyplývá nutnost zahrnutí ochran proti přepólování zdroje, nepřizpůsobené zátěži, přebuzení vstupu zesilovače a přehřátí zesilovače. Dále tím, že má zařízení sloužit k laboratorním účelům, není nutné zařazovat kontinuálně laditelný výstupní filtr přes celé zamýšlené pásmo, ale pouze přepínatelné, předem nastavené filtry pro zvolené kmitočty s možností jejich vyřazení z výstupu. Dále musí být možné měřit na zesilovači během provozu některá provozní napětí a proudy.

2 TEORETICKÝ ROZBOR

V této kapitole je rozebrána teorie potřebná pro návrh a konstrukci zadaného zesilovače.

2.1 Zesilovač

2.1.1 Základní vlastnosti

Primární vlastností zesilovače je jeho zesílení. Zesílení vyjadřuje poměr mezi výstupním a vstupním napětím.

$$A = \frac{U_2}{U_1} \quad [-], \quad (2.1)$$

kde A je zesílení, U_1 je vstupní napětí a U_2 je napětí výstupní. Častěji ovšem pracujeme se zesílením vyjádřeným v logaritmické míře, které lze vypočítat úpravou (2.1)

$$A = 20 \cdot \log \frac{U_2}{U_1} \quad [\text{dB}]. \quad (2.2)$$

Dále u zesilovače definujeme jeho šířku pásma (viz podkapitola 1.1 – Vysokofrekvenční zesilovač). Šířku pásma lze vypočítat jako rozdíl dvou frekvencí

$$B = f_2 - f_1 \quad [\text{Hz}], \quad (2.3)$$

kde f_1 odpovídá dolnímu meznímu kmitočtu a f_2 hornímu meznímu kmitočtu. Kde mezní kmitočty je kmitočty, při kterém poklesne přenos zesilovače právě o 3 dB.

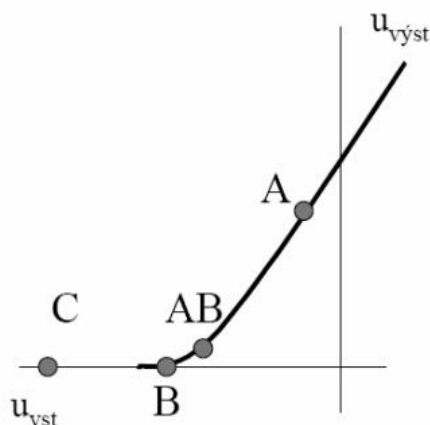
Neméně důležitou informací je pak účinnost zesilovače. Účinnost zesilovače udává, jak velká část příkonu bude přeměněna na užitečný výstupní signál a jak velká část energie bude spotřebována ve ztrátách (především tepelných). Vypočítat ji lze podle

$$\eta = 100 \cdot \frac{P_{OUT}}{P_1} \quad [\%], \quad (2.4)$$

kde P_1 reprezentuje celkový stejnosměrný příkon zesilovače a P_{OUT} odpovídá efektivnímu výkonu 1. harmonické složky výstupního signálu.

2.1.2 Pracovní třídy zesilovačů

Třídy zesilovačů můžeme rozdělit podle polovičního úhlu otevření θ aktivního prvku. Ten je definován jako polovina periody výstupního signálu, po kterou teče aktivním prvkem nenulový proud. Z definice vyplývá, že $\theta \leq \pi/2$. Hodnota θ závisí zejména na poloze pracovního bodu P. Vzhledem k poloze pracovního bodu rozlišujeme tři základní pracovní třídy zesilovače (A, B, C) a jednu mezitřídu (AB). [2]



Obr. 2.1: Základní třídy zesilovačů [3]

2.1.2.1 Třída A

U pracovní třídy A je pracovní bod umístěn přibližně ve středu lineární části převodní charakteristiky aktivního prvku (viz obr. 2.1). Rozkmit vstupního signálu musí být takový, aby výstupní signál nebyl limitován (nezasahoval do oblasti zániku kolektorového proudu). Jelikož signál prochází neustále, je $\theta_A = \pi$. Vzhledem k tomu, že se pohybujeme v lineární části charakteristiky, je výstupní signál zkreslen minimálně. Účinnost takového zesilovače dosahuje $\eta_A = 50\%$. Nevýhodou je, že aktivním prvkem teče proud i bez vstupního střídavého signálu. [2]

2.1.2.2 Třída B

Pracovní třída B má pracovní bod nastaven do bodu zániku kolektorového proudu (viz obr. 2.1). Z tohoto předpokladu je jasné, že aktivní prvek se otevře pouze pro polovinu periody vstupního signálu. Poloviční úhel otevření je pak $\theta_B = \pi/2$. Výstupní signál je velmi zkreslen. Účinnost takového zesilovače je pak až $\eta_B = 78,54\%$. [2]

2.1.2.3 Třída AB

Mezitřída AB má pracovní bod umístěn v lineární části převodní charakteristiky aktivního prvku (viz obr. 2.1). Poloha pracovního bodu je umístěna blíže bodu zániku kolektorového proudu. To má za následek, že při dostatečně velkém vstupním signálu je část vstupního signálu limitována (část zasahuje až do bodu zániku kolektorového proudu). Tím se zvětší zkreslení oproti třídě A, ale je nižší než u třídy B. Poloviční úhel otevření pak lze vyjádřit jako $\pi > \theta_{AB} > \pi/2$. Účinnost takového zesilovače pak leží mezi $50 > \eta_{AB} > 78,54\%$. [2]

2.1.2.4 Třída C

Pracovní třída C se vyznačuje polohou pracovního bodu až v oblasti zániku kolektorového proudu (viz obr. 2.1). Poloviční úhel otevření aktivního prvku je $\theta_{AB} < \pi/2$. Výstupní signál je pak silně zkreslen a tvoří jej jen vrcholky harmonického signálu. Účinnost takového zesilovače pak dosahuje až $\eta_C = 100\%$. [2]

Charakter výstupního signálu u třídy B a C předurčuje použití těchto tříd u dvojitých zesilovačů, kdy první polovina (kladná) harmonického signálu je zesilována jedním aktivním prvkem a druhá (záporná) je zesilována na komplementárním prvku či je invertována a zesilována aktivním prvkem stejného typu jako první polovina signálu. Výsledný výstupní signál je pak složen z obou zesílených půlvln.

2.1.3 Aktivní prvky zesilovačů

2.1.3.1 Bipolární tranzistor

Jedná se o polovodičovou součástku. Přenos proudu je zprostředkováván jak majoritními, tak minoritními nosiči. Tento prvek je řízen proudem tekoucím do báze tranzistoru. Frekvenční oblast použití bipolárního tranzistoru leží v nízkých desítkách GHz . Bipolární tranzistory jsou omezovány horním mezním kmitočtem při daném výkonu.

2.1.3.2 Unipolární tranzistor

Vývojově se jedná o mladší tranzistor, než je bipolární tranzistor. Proud tranzistorem je zajišťován pouze majoritními nosiči. Oblast použití běžných unipolárních tranzistorů leží do $1-2 GHz$. Speciální typy s Schotkyho hradlem lze použít až do desítek GHz . Řízeny jsou napětím přiloženým na elektrodu G – gate (ekvivalent báze u bipolárního tranzistoru). Mají mnohokrát větší vstupní odpor, než je tomu u bipolárních tranzistorů (řádově $10^9-10^{11}\Omega$). To je velká výhoda, jelikož vstupní obvody nejsou výkonově zatěžovány. Vstupní odpor se na rozdíl od bipolárních tranzistorů nemění se změnou pracovní třídy. U všech tranzistorů protéká proud I_{DS} i bez přítomnosti napětí na elektrodě G. Výjimku tvoří tranzistor typu MOS-FET s indukovaným kanálem. Tento tranzistor má také izolovanou elektrodu gate pomocí vrstvičky oxidů. Kvadratická přenosová charakteristika zabraňuje vzniku křížové modulace a kvadratického zkreslení.

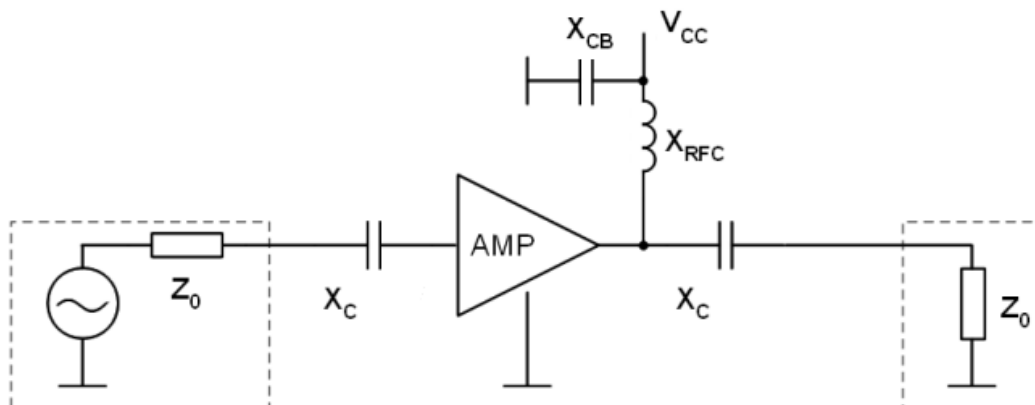
2.1.3.3 Elektronka

Jedná se o aktivní prvek založený na vedení elektrického proudu ve vakuu. Proud elektronů emitovaný rozžhavenou katodou je ovlivněn pomocí elektrody (mřížky) vložené mezi anodu a katodu. Elektronky měly využití v minulých dobách, kdy nebyly k dispozici vhodné tranzistory. Jejich využití v současnosti leží v oblasti vysokovýkonných vysílačů. Jejich výhodou je, že na rozdíl od tranzistorů existují elektronky na napětí desítek tisíců voltů. U tranzistorů se pohybujeme v nízkých jednotkách tisíců voltů.

2.1.4 Pomocné prvky

Každý zesilovač je tvořen, mimo samotný aktivní prvek, dalšími součástkami, jež zajišťují zejména napájení zesilovače, nastavení a stabilizaci pracovního bodu, vhodné impedanční přizpůsobení aktivního prvku k vnějším zařízením (nejčastěji k impedanci

50 Ω) a selekci signálu o daném kmitočtu v případě vzniku harmonických produktů (vznikají na nelineárních prvcích v zesilovači). Tato kapitola je věnována vazebním a napájecím obvodům. Filtry výstupního signálu budou zpracovány v samostatné kapitole níže.



Obr. 2.2: Napájecí a vazební obvody [4]

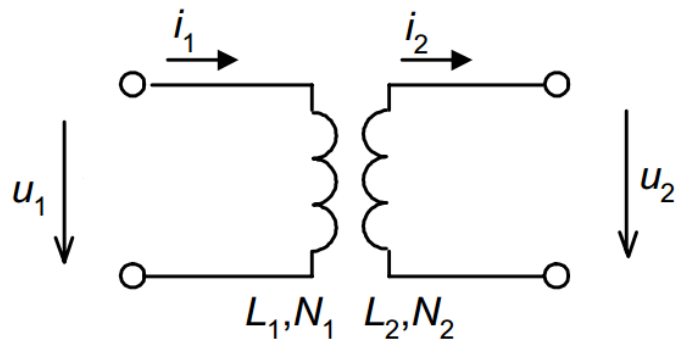
2.1.4.1 Vazební kondenzátor

Vazební kondenzátor je prvek zesilovače (viz obr. 2.2 – označen jak X_C), jenž má za úkol užitečný vysokofrekvenční signál propustit pokud možno beze změn a stejnosměrné napájecí napětí nepropustit. Kapacita kondenzátoru, respektive jeho reaktance na pracovní frekvenci, musí být volena tak, aby ovlivnění užitečného signálu touto reaktancí bylo co možná nejmenší. V literatuře [5] se uvádí, že reaktance vazebního kondenzátoru by měla být desetinná oproti impedanci zdroje či zátěže. Reaktance kondenzátoru se vypočítá podle

$$X_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} \quad [\Omega], \quad (2.5)$$

kde f je frekvence signálu a C je kapacita kondenzátoru. [2]

2.1.4.2 Impedanční transformátor



Obr. 2.3: Schéma obecného transformátoru [7]

Transformátor je schopen měnit velikost střídavého proudu, napětí a impedance (viz obr. 2.3). Obecně jsou to dvě cívky (primární – L_1 s N_1 závity a sekundární – L_2 s N_2 závity), které jsou navinuty na společném jádře. Když cívkou L_1 teče proud i_1 , vytvoří se v jádru magnetické pole, které indukuje střídavé napětí na cívce L_2 . Tento proces se periodicky opakuje [7]. Pro transformátor platí

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{I_2}{I_1} = \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}} \quad [-], \quad (2.6)$$

kde I_1 a I_2 jsou proudy tekoucí jednotlivými vinutími a Z_1 a Z_2 reprezentuje jednotlivé impedance připojené na transformátor. V zesilovačích se používá k transformaci impedancí mezi vstupní nebo výstupní impedancí a impedancí samotného aktivního prvku.

2.1.4.3 Blokovací tlumivka

Jedná se o vysokofrekvenční tlumivku (v literatuře běžně označována jako *RFC* či *RF Choke*). S rostoucí frekvencí roste i reaktance vysokofrekvenční tlumivky (pro signál představuje vysokou impedanci). *RFC* tlumivka se spolu s vazebným kondenzátorem používá k zablokování pronikání vf signálů do napájecí stejnosměrné části zesilovače (viz obr. 2.2). Reaktance takové cívky by pak dle [5] měla být desetinásobkem impedance zdroje či zátěže na pracovní frekvenci. Reaktanci cívky vypočítáme podle vzorce

$$X_L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C \quad [\Omega], \quad (2.7)$$

2.1.4.4 Blokovací kondenzátor

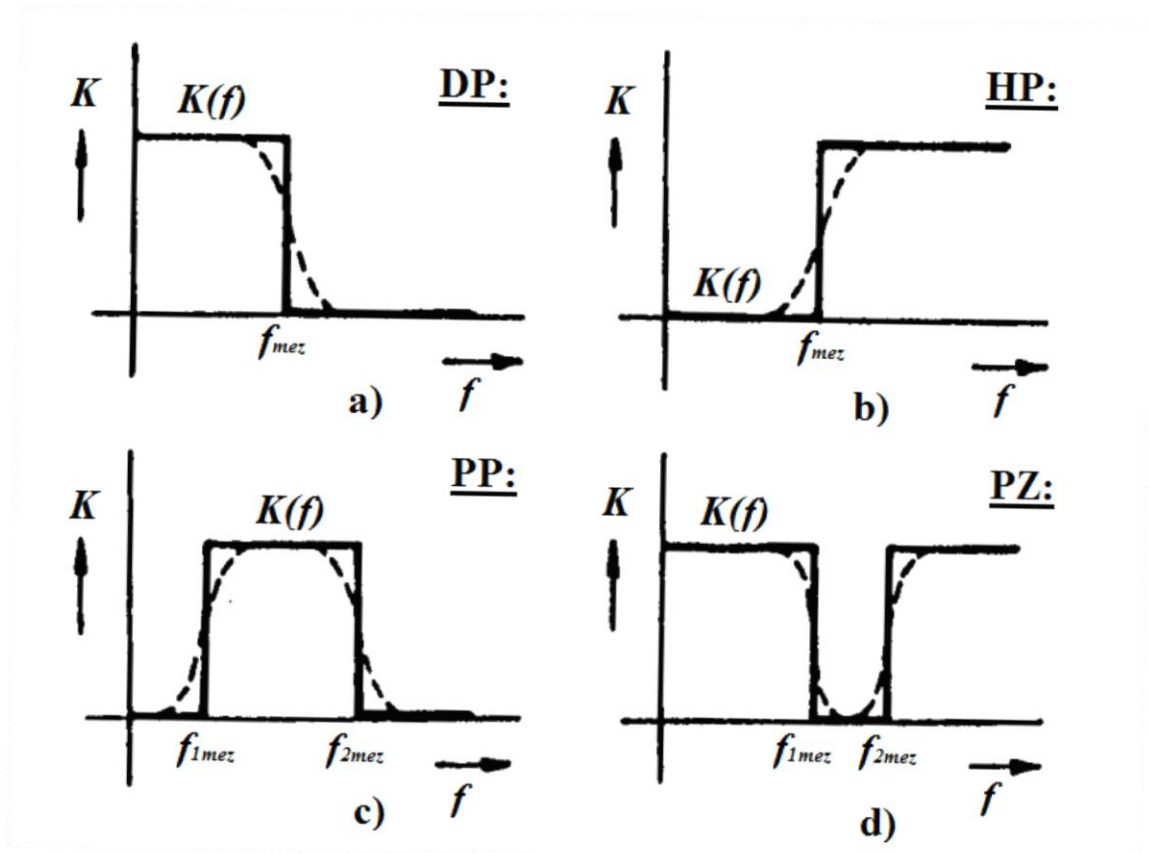
Blokovací kondenzátory se používají spolu s *RFC* tlumivkou pro napájení aktivního prvku (viz obr. 2.2 – označen jako X_{CB}). Pro vf signál mají velmi nízkou impedanci a v obvodu fungují jako vysokofrekvenční zkrat. Pro výpočet jejich hodnoty použijeme vzorec (2.5). V literatuře [4] se uvádí, že reaktance blokovacího kondenzátoru by měla být přibližně jedna setina impedance zdroje či zátěže na pracovní frekvenci.

2.2 Filtry

Obecně se jedná o dvojbran, jehož přenosová charakteristika je frekvenčně závislá. Signály o určitých frekvencích propouští s minimálním útlumem, zatímco jiné jsou výrazně potlačovány. Frekvenční charakteristiku tak můžeme rozdělit na pásmo propustné a nepropustné. Hranice mezi těmito dvěma pásmy je určena poklesem přenosu o 3 dB vůči propustnému pásmu.

Filtry se zařazují na výstup zesilovačů, aby potlačily vyšší harmonické produkty, které vznikají na nelineárních prvcích zesilovače. Z hlediska potřeby frekvenční závislosti se ve filtrech používají setrvační prvky (kondenzátory a cívky). Použití nesetrvačných (čistě rezistivních) prvků zde nemá opodstatnění, jelikož neovlivňují frekvenční přenosovou charakteristiku filtru, ale pouze zvyšují jeho útlum přes celé přenosové pásmo. Základním prvkem filtrů je kmitočtově závislý dělič. Při návrhu filtrů je nutné uvažovat reálné vlastnosti součástek. To znamená, že každá reálná součástka vykazuje parazitní odpor (odpor přírodních vodičů, nenulový odpor vodiče vinutí cívky), indukčnost (indukčnost přírodních vodičů) i kapacitu (mezizávitová kapacita u drátových rezistorů a indukčnosti). Tyto parazitní vlastnosti ovlivňují frekvenční charakteristiku filtrů a zvyšují jejich útlum v propustném pásmu.

2.2.1 Druhy filtrů



Obr. 2.4: Modulové charakteristiky různých filtrů [8]

2.2.1.1 Filtr typu dolní propust

Filtr tohoto typu má propustné pásmo na nižších frekvencích. Na frekvencích vyšších, než je mezní kmitočet, filtr signály tlumí (viz obr. 2.4 – (a)). Jak bylo řečeno dříve, mezní kmitočet f_{mez} odpovídá bodu poklesu přenosu o 3 dB vůči propustnému pásmu. Tento typ filtru se používá například pro filtraci střídavé složky u stejnosměrných zdrojů, a u vf zařízení pro potlačení vyšších harmonických složek.

2.2.1.2 Filtr typu horní propust

Tento typ filtru má opačnou charakteristiku oproti dolní propusti (viz obr. 2.4 – (b)). Na nižších frekvencích má nepropustné pásmo a na vyšších má pásmo propustné. Tento typ filtru používáme všude tam, kde potřebujeme potlačit stejnosměrnou složku či nízkofrekvenční šum.

2.2.1.3 Filtr typu pásmová propust

Tento typ filtru má oproti předchozím dvě mezní frekvence (viz obr. 2.4 – (c)). Z toho vyplývá, že propouští jen určitý rozsah frekvencí a zbytek je tlumen. Tohoto typu filtrů se používá zejména ve vstupních obvodech rádiových přijímačů pro selekci signálu o požadovaném kmitočtu.

2.2.1.4 Filtr typu pásmová zadrž

Má opačnou charakteristiku oproti pásmové propusti (viz obr. 2.4 – (d)). Tento filtr propouští všechny frekvence kromě frekvenčního pásma vymezeného mezními frekvencemi. Tohoto filtru se používá všude tam, kde je potřeba potlačit nežádoucí signály v určitém frekvenčním pásmu.

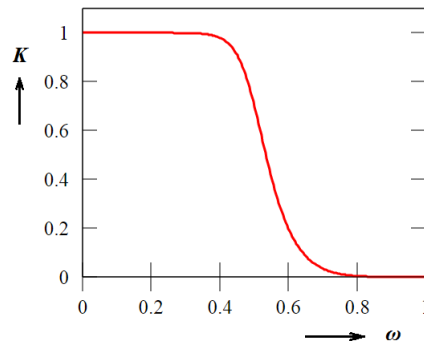
2.2.1.5 Obecně k filtrům

Na obr. 2.4 jsou uvedeny přenosové charakteristiky výše uvedených filtrů. Plnou čarou jsou zakresleny teoretické průběhy. V reálu nejsou tyto charakteristiky nikdy kolmé, ale klesají či stoupají s určitým sklonem (to je naznačeno čárkovaným průběhem). Pro filtr prvního řádu (zjednodušeně řečeno řád označuje počet setrvačných prvků ve filtru) je strmost 20 dB na dekádu. S rostoucím řádem filtru roste i strmost (pro filtr druhého řádu je strmost 40 dB/dek. atd.). Z toho je jasné, že čím blíže jsou vyšší harmonické frekvence k užitečnému signálu, tím vyšší řád filtru musíme použít. Dále je potřeba si uvědomit, že nejkritičtější jsou pro nás produkty druhé a třetí harmonické. Vyšší harmonické produkty mívají zpravidla menší hodnotu a filtry na těchto frekvencích tlumí dostatečně. V České republice pravidla rádiového provozu zastřešuje Český telekomunikační úřad (ČTÚ), který definuje, že vyšší harmonické produkty musí mít od první harmonické odstup alespoň 40 dB. [5]

2.2.2 Druhy aproximací filtrů

Pro návrh filtrů používáme matematické aproximační metody. Jejich názvy jsou většinou odvozeny od jmen jejich autorů. Níže jsou předloženy nejběžněji používané a všeobecně známé aproximace.

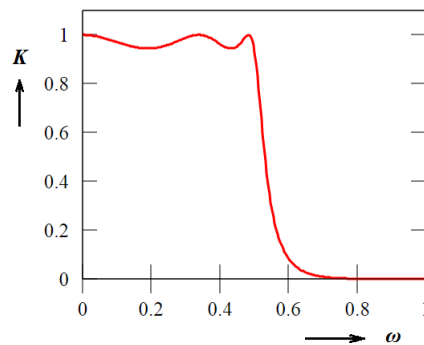
2.2.2.1 Butterworthova aproximace



Obr. 2.5: Butterworthova aproximace [9]

Jedná se o filtr s co nejpřímější přenosovou funkcí v propustném pásmu. Z hlediska amplitudové charakteristiky se jedná o kompromis mezi Chebyshevovou a Besselovou aproximací (viz obr. 2.5).

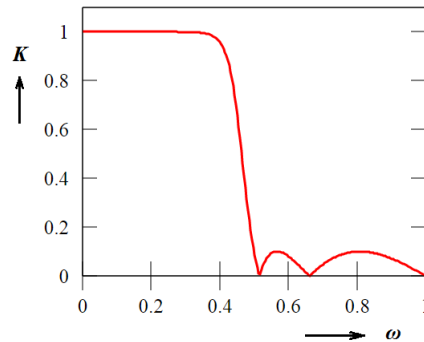
2.2.2.2 Chebyshevova aproximace



Obr. 2.6: Chebyshevova aproximace [9]

Tento typ aproximace má velmi strmou amplitudovou charakteristiku v přechodovém pásmu. Cenou za takto velkou strmost je určité zvlnění v propustném pásmu. To je u tohoto typu ze všech aproximací největší (viz obr. 2.6).

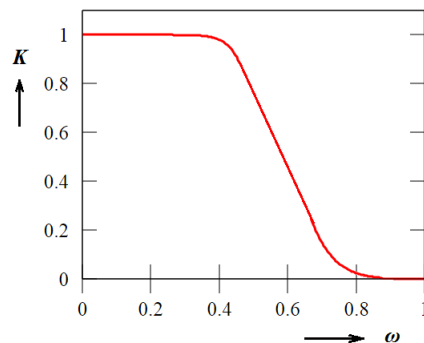
2.2.2.3 Inverzní Chebysheva aproximace



Obr. 2.7: Inverzní Chebysheva aproximace [9]

Inverzní Chebysheva aproximace, jak již název napovídá, je inverzní aproximací k aproximaci předchozí. Její výhodou je, že má vyrovnanou amplitudovou charakteristiku v propustném pásmu (viz obr. 2.7).

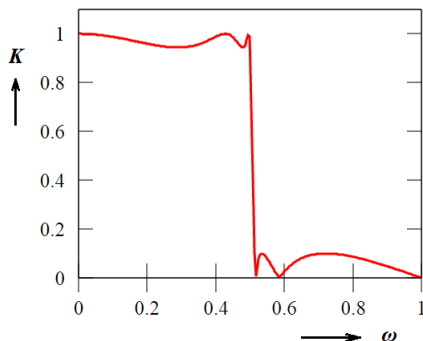
2.2.2.4 Besselova aproximace



Obr. 2.8: Besselova aproximace [9]

Tento typ aproximace má výbornou impulzní odezvu s minimálním překmitem (viz obr. 2.8). Má menší strmost než Butterworthova aproximace, a proto je potřeba použít filtr vyššího řádu. Tato aproximace se používá zejména v případech, kdy je nutno zachovat tvar signálu.

2.2.2.5 Eliptická aproximace



Obr. 2.9: Eliptická aproximace [9]

Tento typ aproximace má pro daný řád filtru nejstrmější možnou amplitudovou charakteristiku. Jeho nevýhodou je zvlnění v propustném i nepropustném pásmu a jeho poměrně složitý návrh.

2.3 Modulace

Modulace je proces, kdy za pomoci modulačního signálu ovlivňujeme některý z parametrů modulovaného signálu. Obvod, který umožňuje modulovat signál, se nazývá modulátor. [2]

Vzhledem k účelu této diplomové práce zde nebudou řešeny modulace v základním pásmu (kde je nosným signálem pravoúhlý signál) ani různé typy digitálních modulací.

Navrhovaný zesilovač bude pracovat s harmonickými signály, což znamená, že se budeme zabývat modulací s nosnými vlnami. Harmonický nosný signál lze obecně popsat jako

$$s_0(t) = S_0 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \varphi_0), \quad (2.8)$$

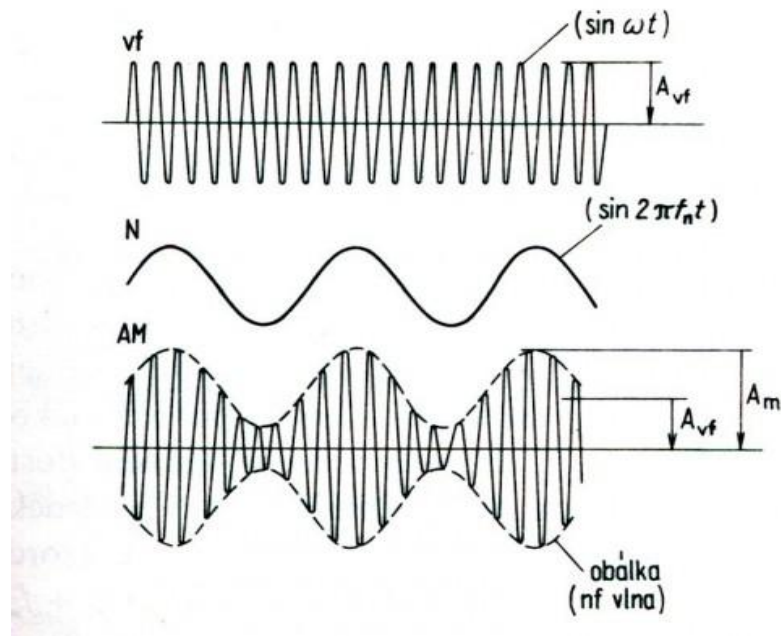
kde $s_0(t)$ označuje obecně napětí či proud v čase, S_0 označuje amplitudu signálu, ω_0 symbolizuje kmitočet a φ_0 počáteční fázi. Modulovat nosný signál můžeme pomocí změny některého ze tří výše zmíněných parametrů (S_0 , ω_0 , φ_0). [2]

2.3.1 Druhy modulací

2.3.1.1 Amplitudová modulace – AM

Amplitudová modulace, jak již její název napovídá, je založena na změně velikosti amplitudy modulovaného signálu v rytmu modulačního signálu. Historicky se jedná o nejstarší druh modulace. Ostatní parametry modulovaného signálu (frekvence a fáze) zůstávají beze změny. Spektrum amplitudově modulovaného signálu obsahuje nosnou

složku a dvě postranní pásma symetricky okolo nosné frekvence. Jedno postranní pásmo je tvořeno rozdílem nosné a modulační frekvence a druhé postranní pásmo je tvořeno součtem nosné a modulační frekvence.

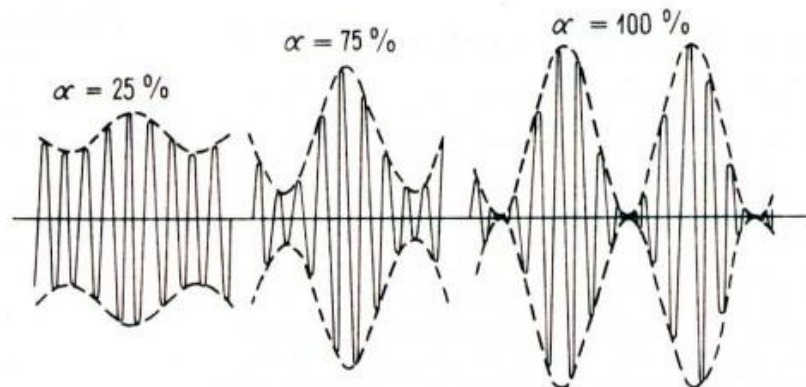


Obr. 2.10: Amplitudová modulace [10]

Výše popsaný princip je patrný z nákresu (viz obr. 2.10). Důležitým parametrem u amplitudově modulovaného signálu je hloubka modulace. Hloubka modulace je definována jako

$$m = \frac{\Delta U_n}{U_n} \cdot 100 \quad [\%], \quad (2.9)$$

kde m je hloubka modulace, ΔU_n je změna amplitudy nosného signálu a U_n je amplituda nosného signálu bez modulace. [2] Pokud nosný signál přemodulujeme, dochází k silnému zkreslení modulovaného signálu. Graficky znázorněné příklady různých hloubek modulací jsou níže (viz obr. 2.11).



Obr. 2.11: Amplitudová modulace – různé hloubky modulace [10]

Šířku pásma u amplitudově modulovaného signálu lze vypočítat podle

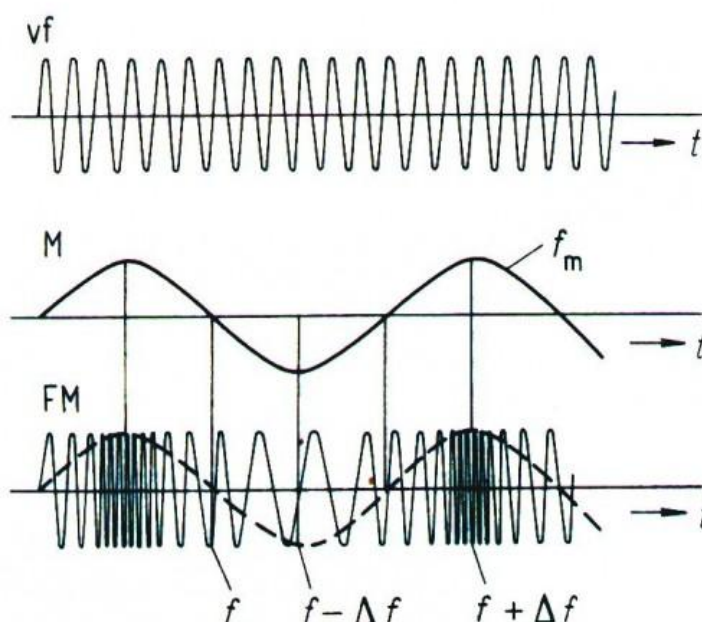
$$B = 2 \cdot f_{max} \quad [\text{Hz}], \quad (2.10)$$

kde f_{max} odpovídá maximální modulační frekvenci. [2]

2.3.1.2 Frekvenční modulace – FM

Tento typ modulace ovlivňuje frekvenci nosného signálu. Kladná část amplitudy modulačního signálu zvětšuje frekvenci modulovaného signálu, záporná část pak frekvenci modulovaného signálu snižuje (viz obr. 2.12). Čím větší bude amplituda modulačního signálu, tím větší bude rozsah frekvencí modulovaného signálu (frekvenční zdvih Δf) a poroste i šířka pásma (viz vzorec 2.11). [2]

$$B = 2 \cdot (\Delta f + f_{max}) \quad [\text{Hz}] \quad (2.11)$$



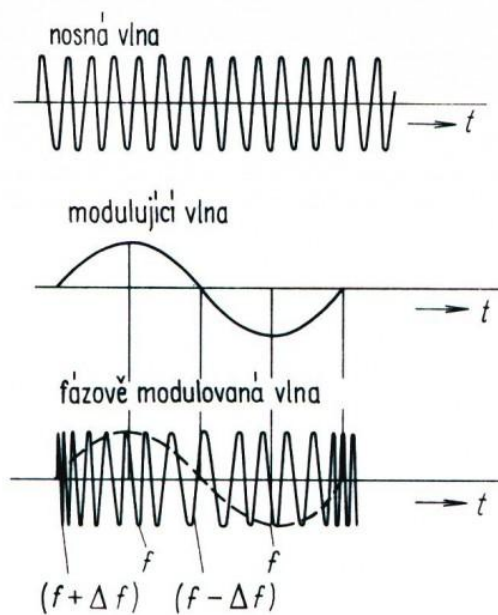
Obr. 2.12: Frekvenční modulace [11]

2.3.1.3 Fázová modulace – PM

Tento typ modulace ovlivňuje fázi modulovaného signálu (viz obr. 2.13). Pokud porovnáme průběhy fázově modulovaného signálu s frekvenčně modulovaným signálem, tak zjistíme, že jsou si velmi podobné. Zásadní rozdíl uvidíme až ve spektru signálů, kde u PM se mění pouze odstup jednotlivých spektrálních čar a u FM se mění i jejich amplituda. Šířku pásma fázově modulovaného signálu lze vypočítat jako

$$B = 2 \cdot f_{m,max} \cdot \left(1 + \frac{\beta_{PM}}{U_m}\right) \quad [\text{Hz}], \quad (2.12)$$

kde β_{PM} je modulační index a U_m je amplituda modulačního signálu.



Obr. 2.13: Fázová modulace [12]

2.3.2 Druhy AM modulátorů

Je výhodnější modulátor provést až na vyšší výkonové úrovni.

2.3.2.1 Bázový modulátor

Tento typ modulátoru bývá označován jako modulátor s nízkou úrovní. Principiálně je modulační signál přiváděný do báze obvodu transponován na vstupní vysokofrekvenční napětí. Tento typ modulátoru ovlivňuje pracovní bod zesilovače, a proto je s touto skutečností nutno počítat při jeho návrhu.

$$\eta_{mod} = \left(1 + \frac{m^2}{2}\right) \cdot \eta_{nosné} \quad [\%], \quad (2.13)$$

Jak je vidět ze vzorce (2.13), je celková činnost závislá na hloubce modulace m a je poměrně nízká. Další z nevýhod je, že možná hloubka modulace je poměrně malá. Výhodou je snadná realizace. [2]

2.3.2.2 Kolektorový modulátor

Kolektorový modulátor bývá nazýván jako modulátor s vysokou úrovní. Je to proto, že k modulaci dochází změnou stejnosměrného napájecího napětí v rytmu modulačního signálu zesilovacího tranzistoru (zapojení společný emitor – *drain*). Výstupní a modulační transformátor musí být realizovány jako širokopásmové s vysokou kvalitou z důvodu přenosu širšího kmitočtového spektra. Nevýhodou tohoto typu modulátoru je potřeba poměrně většího modulačního příkonu oproti bázeovému modulátoru. Výhodou je pak vyšší dosažitelná hloubka modulace, která má menší zkreslení a vyšší účinnost (viz vzorec 2.14). [2]

$$\eta_{mod} = \eta_{nosné} \quad [\%], \quad (2.14)$$

Potřebný modulační výkon P_{mod} odpovídá

$$P_{mod} = \left(1 + \frac{m^2}{2}\right) \cdot \eta_{nosné} \quad [\%], \quad (2.15)$$

kde P_{mod} je střední výkon *AM* signálu, m je hloubka modulace a P_0 odpovídá výkonu nosného signálu. [2] Z tohoto vzorce vyplývá, že potřebný výkon nízkofrekvenčního modulačního signálu je pro $m = 100\%$ roven jedné polovině výkonu nosného signálu.

3 NÁVRH

V této části budou postupně navrženy a ověřeny jednotlivé hlavní části zadaného zesilovače.

3.1 Obecná diskuze prvního návrhu

Základní premisy návrhu již byly uváženy v podtématu 1.2 – Diskuze zadání. V souladu s nimi byl návrh upřesněn a dále proveden.

Jako aktivní prvky budou použity tranzistory typu MOSFET s indukovaným kanálem. Pro použití tranzistorů této technologie hovoří několik výhod:

- Buzení tranzistoru napětím, nikoli proudem. Tím, že skrz *gate* tranzistoru neteče proud, není potřeba tak velkého budícího výkonu. Z této skutečnosti vyplývá, že lze tranzistory řadit paralelně bez nutnosti složitého „párování“ tranzistorů. Vybrání tranzistorů stejné výrobní série by mělo být dostačující. [4]
- Tranzistory tohoto typu mají menší tepelnou závislost než tranzistory bipolární, nicméně stabilizace pracovního bodu je stejně nutná.
- Tyto tranzistory nevykazují na rozdíl od bipolárních tranzistorů vznik druhého průrazu, čímž jsou odolnější proti tepelné destrukci. [13]

Pro tyto výhody bylo rozhodnuto použít právě tranzistory typu MOSFET s indukovaným kanálem. Z důvodu snadné dostupnosti a ceny bude použito běžného výkonového spínacího provedení. Výkonové spínací tranzistory jsou použitelné až do nízkých desítek MHz. Toto provedení tranzistorů nese i několik úskalí, se kterými bude nutno počítat:

- Tranzistor má sice vysoký vstupní odpor, ale také velkou vstupní kapacitu, se kterou je nutno počítat.
- Tato technologie se vyznačuje nízkými závěrnými napětími (desítky až stovky voltů).

Napájení bude realizováno z laboratorního zdroje MANSION SPS9602, který je schopen dodat $1-30\text{ VDC}/30\text{ A}$.

Celý zesilovač není koncipován jako přeladitelný přes celé zadané pásmo, ale byly zvoleny tři konkrétní kmitočty, které odpovídají krátkovlnným radioamatérským pásmům v zadaném rozsahu. Konkrétně byly zvoleny frekvence $3,5\text{ MHz}$, 7 MHz , 14 MHz . Výstupní výkon by měl ideálně dosahovat $P_{ef} = 20\text{ W}$. při zavedení *AM* modulace by měl výkon dosahovat $P_{ef} = 30\text{ W}$.

Vzhledem k možnosti změny pracovní třídy zesilovače (možném nelineárním provozu) je nutno zesilovač doplnit o výstupní filtry typu dolní propust. Tyto budou navrženy pro výše zmíněné frekvence a budou přepínatelné za pomoci elektrických relé.

3.2 Předzesilovací stupeň

Tento stupeň má za úkol zesílit vstupní signál pro další zpracování hlavním výkonovým stupněm. Má pracovat ve třídě A z důvodu minimálního zkreslení.

Z důvodu maximální jednoduchosti konstrukce bylo rozhodnuto o použití MMIC zesilovačů (Monolithic Microwave integrated circuit), které kromě napájecích obvodů a vazebních kondenzátorů nevyžadují žádné další součástky ani nastavení. Konkrétně byl zvolen obvod ERA 5 – SM. Zisk jednoho obvodu na požadovaných frekvencích je $G = 20,4 \text{ dB}$, maximální vstupní výkon je roven $P_{in \max} = 13 \text{ dBm}$ a maximální výstupní výkon je $P_{out} = 600 \text{ mW}$. [14]

Na základě těchto informací bude realizováno zapojení se dvěma kaskádně zařazenými zesilovači. Z důvodu ochrany vstupů bude před každý vstup zařazen attenuator, který vstupní úroveň omezí na bezpečnou hodnotu ($L1 = 10 \text{ dB}$ a $L2 = 15 \text{ dB}$). Teoreticky by hodnota výstupního výkonu měla dosáhnout úrovně $P_{out} = 27 \text{ dBm}$ při $P_{in} = 10 \text{ dBm}$.

3.3 Výkonový stupeň

V této části bude popsán návrh samotného výkonového stupně.

3.3.1 Výběr aktivního prvku

Jako aktivní prvek byl po prostudování dostupných tranzistorů vybrán tranzistor IRF 520, který je mezi dostupnými tranzistory kompromisem mezi odporem kanálu v sepnutém stavu, maximálním napětím *drain – source*, maximálním proudem před *drain* a velikostí vstupní a výstupní kapacity. Veškeré tyto parametry jsou k dispozici v katalogovém listě tranzistoru [15].

3.3.2 Zatížitelnost výkonového prvku

V katalogovém listu tranzistoru [15] výrobce uvádí, že maximální povolená ztráta na tranzistoru při teplotě okolí $25 \text{ }^\circ\text{C}$ je $P_{tot} = 60 \text{ W}$. Tento ztrátový výkon neuvažuje reálné tepelné odpory v cestě chlazení a reálnou kapacitu chladiče. Proto je nejprve potřeba provést výpočet, jak velký ztrátový výkon jsme schopni z pouzdra součástky odvést.

Pro výpočet chladiče používáme následující výpočet:

$$R_{\vartheta} = \frac{\vartheta_m - \vartheta_a}{P_t} \quad [\text{K } (^\circ\text{C})/\text{W}], \quad (3.1)$$

kde R_{ϑ} je celkový tepelný odpor soustavy, ϑ_m je teplota tělesa v $[\text{K}]$ či $[\text{ }^\circ\text{C}]$ a ϑ_a je teplota okolí v $[\text{K}]$ či $[\text{ }^\circ\text{C}]$. [15] Z literatury a katalogového listu součástky byly dohledány hodnoty tepelných odporů, které budou platit i zde.

- $\vartheta_m = 150 \text{ }^\circ\text{C}$ [15]
- $\vartheta_a = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ [15]
- $R_{\vartheta_{jc}} = 2,5 \text{ }^\circ\text{C}/\text{W}$ [15]
- $R_{\vartheta_{ja}} = 62,5 \text{ }^\circ\text{C}/\text{W}$ [15]
- $R_{\vartheta_{cs}} = 0,4 - 0,9 \text{ }^\circ\text{C}/\text{W}$ [16]

- $R_{\theta sa} = 1 - 1,3 \text{ } ^\circ\text{C/W}$ (hodnota zjištěna jako průměr z hodnot několika běžně prodávaných chladičů)

Pokud tyto hodnoty dosadíme do upraveného vzorce (3.1), obdržíme maximální ztrátový výkon, který jsme schopni ze součástky odvést.

$$P_{Tmax} = \frac{\vartheta_m - \vartheta_a}{R_{\theta}} = \frac{150 - 25}{2,5 + 0,7 + 1} = 29,76 \text{ W}$$

Pro další návrh tedy budeme uvažovat, že z jednoho tranzistoru IRF 520 v pouzdře TO-220 lze bezpečně odvést ztrátový výkon 25 W. Vzhledem k požadovanému výstupnímu výkonu 20 W, budeme-li uvažovat účinnost výkonového stupně 50 %, musíme použít dva paralelně řazené tranzistory. Bylo by sice možno použít tranzistory v jiném pouzdře a použít jich tak méně, ale tam jsou již vstupní a výstupní kapacity podstatně větší. Dalším důvodem je praktické ověření možnosti paralelního řazení tranzistorů.

3.3.3 Napájecí obvody

Jak bylo popsáno v podkapitole 2.1.4 – Pomocné prvky, napájení tranzistoru je nutné realizovat tak, aby bylo zabráněno pronikání vysokofrekvenčního signálu do stejnosměrných napájecích obvodů. To je zajištěno použitím blokovací tlumivky a blokovacího kondenzátoru (viz obr. 2.2).

Kapacitu blokovacího kondenzátoru vypočítáme podle vzorce (2.5) s tím, že reaktance kondenzátoru bude setinová oproti impedanci zdroje či zátěže.

$$C_B = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot X_C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 3,5 \cdot 10^6 \cdot 0,5} = 91 \text{ nF}$$

Jako hodnotu blokovacího kondenzátoru zvolíme nejbližší vyšší vyráběnou hodnotu, v tomto případě bude $C_B = 100 \text{ nF}$.

Blokovací tlumivku vypočítáme podle vzorce (2.7). Reaktance blokovací tlumivky má být desetinásobkem impedance zdroje či zátěže. Indukčnost blokovací tlumivky pak vychází

$$L_B = \frac{X_L}{2 \cdot \pi \cdot f} = \frac{500}{2 \cdot \pi \cdot 3,5 \cdot 10^6} = 22,7 \text{ } \mu\text{H}$$

Zvolena byla nejbližší vyšší vyráběná indukčnost a to 27 μH .

Přes tyto prvky bude provedeno napájení na *drain* a na *gate* s tím, že předpětí pro *gate* bude stabilizováno lineárním stabilizátorem a vedeno přes nastavitelný napěťový dělič. Paralelně s tímto děličem pak bude zapojen termistor či dioda pro kompenzaci změny proudu přes *drain* v závislosti na změně teploty. Tento prvek je pak nutno umístit co nejbližší k výkonovým tranzistorům. Toto lze také řešit zavedením lokální driftové zpětné vazby. Reálně se provádí tak, že se *source* připojí k zemi přes rezistor. Jeho hodnotu je nutné určit empiricky.

Maximální předpětí přivedená na *gate* by mělo být dle katalogového listu v rozmezí 4 - 5 V. Tak bude pracovní bod nastaven přibližně do středu lineární části převodní charakteristiky.

3.3.4 Vazební kondenzátory

Vzhledem k nutnosti přivádět na *gate* tranzistoru stejnosměrné předpětí (pro nastavení pracovního bodu) a pro nízkofrekvenční oddělení od předchozích stupňů, je nutné před každý *gate* zařadit vazební – oddělovací kondenzátor. Hodnotu kondenzátorů vypočítáme úpravou a dosazením do vzorce (2.5). Jak bylo řečeno výše, reaktance musí být desetinová oproti jmenovité impedanci zdroje signálu pro nejnižší používanou frekvenci.

$$C_v = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot X_C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 3,5 \cdot 10^6 \cdot 5} = 9,1 \text{ nF}$$

Z dostupných vyráběných hodnot vybereme hodnotu nejbližší vyšší, což je v tomto případě 10 nF .

3.3.5 Výstupní transformátor

3.3.5.1 Transformační poměr

Vzhledem k tomu, že tranzistor má v sepnutém stavu velmi nízký odpor (řádově jednotky ohmů) je nutné jej přizpůsobit k požadované výstupní impedanci $Z_{out} = 50 \Omega$. Nejprve je nutno určit výstupní impedanci tranzistoru(ů), abychom byli schopni zjistit potřebný transformační poměr. Postup výpočtu je následující:

Nejprve je potřeba zjistit střední hodnotu proudu tekoucího do výkonového zesilovače. Příkon zesilovače je při uvážení 50% účinnosti 200 W .

$$I_S = \frac{P}{U} = \frac{200}{30} \cong 1,33 \text{ A}$$

Ze středního proudu lze vypočítat maximální (špičkový) proud tekoucí skrz drain tranzistoru. Pro výpočet použijeme přepočtení mezi střední a maximální hodnotou harmonického proudu.

$$I_{D-Smax} = \frac{I_S \cdot \pi}{2} = \frac{6,7 \cdot \pi}{2} = 2,09 \text{ A}$$

Výstupní impedanci výkonového stupně pak vypočteme jako podíl napětí dodaného do zátěže (napájecí napětí zmenšené o saturační napětí tranzistoru, které zjistíme z katalogového listu tranzistoru) a maximálního proudu zátěží. Zátěží je v tomto případě myšleno vinutí výstupního transformátoru.

$$Z_1 = \frac{U_{cc} - U_{sat}}{I_{D-Smax}} = \frac{30 - 2}{2,09} = 13,4 \Omega$$

Pokud takto vypočítanou impedanci spolu s požadovanou výstupní impedancí dosadíme do vzorce (2.6), vypočítáme žádaný transformační poměr.

$$n = \frac{N_2}{N_1} = \sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}} = \sqrt{\frac{50}{13,4}} \cong 2$$

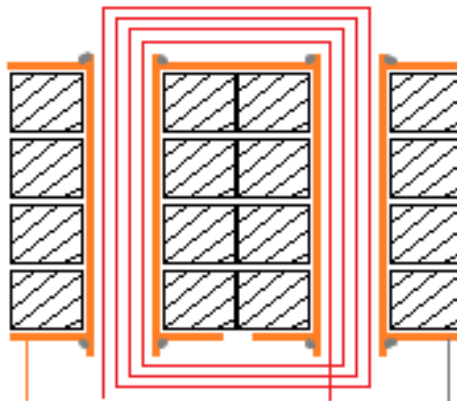
To znamená, že vinutí výstupního transformátoru budou v poměru 1:2.

3.3.5.2 Návrh výstupního transformátoru

Výstupní transformátor je zpravidla realizován na feritovém jádře. Tvar jádra lze volit různý, nicméně nejčastěji se používá toroidních jader. Vzhledem k špičkovým proudům tekoucím skrz primární vinutí a při uvážení skin-efektu, není vhodné použít více závitů prostým vodičem. Mnohem vhodněji se jeví použít následující řešení (viz obr. 3.1). Jak je patrné z nákresu, jádro je tvořeno několika toroidními jádry, které jsou uspořádány do dvou tubusů. Počet a materiál jader závisí na zvoleném jádře a požadované indukčnosti vinutí.

Primární cívka je tvořena dvěma kusy měděných či mosazných trubiček, které jsou sevřeny čely (nejvhodněji se jeví použít jako materiál jednostranně plátovaný kuprextit). Jedno čelo má měděnou plochu nepřerušenu a tvoří součást závitu. Druhé čelo má měděnou plochu přerušenu a na této straně je transformátor napájen. Zároveň toto mechanické provedení zaručuje mechanickou fixaci a pevnost transformátoru.

Sekundární cívka je již tvořena obyčejným vodičem a je navinuta skrz primární cívku (trubičku) (viz nákres). Vodiče sekundárního vinutí musí být izolované. Vzhledem k tepelnému, výkonovému a popřípadě i mechanickému namáhání se jeví jako nejlepší řešení použití vodiče s teflonovou izolací.



Obr. 3.1: Řez výstupním transformátorem

V našem případě je proud primárním vinutím natolik malý (viz výpočty v 3.3.5.1), že výstupní transformátor bude realizován pouze namotáním potřebného počtu závitů na toroidní feritové jádro.

Pro návrh a jeho ověření je nutné znát indukčnosti obou cívek. Indukčnosti obou cívek musí být natolik velké, aby se neprojevíly – nezatěžovaly připojené obvody. Zde se přidržíme obvyklé poučky, že reaktance cívky by měla být oproti připojené impedanci desetinásobná. Potom po dosazení do vzorce (2.7) zjistíme požadovanou indukčnost primárního vinutí.

$$L_1 = \frac{X_L}{2\pi \cdot f} = \frac{134}{2\pi \cdot 3,5 \cdot 10^6} = 6,09 \mu\text{H}$$

Z tohoto výpočtu vyplývá, že primární vinutí má indukčnost $6,09 \mu H$ a sekundární vinutí má pak dvojnásobný počet závitů o indukčnosti $22,7 \mu H$.

Pro konkrétní realizaci bylo zvoleno jádro AMIDON FT 140 – 43. Činitel indukčnosti tohoto jádra je roven $A_L = 0,952 \mu H/z^2$. Indukčnost takto realizovaného transformátoru není přesně úměrná činiteli indukčnosti a počtu závitů, ale klesá s rostoucí frekvencí. Pro materiál 43 jsou koeficienty následující

$$k_{3,5\text{MHz}} = 0,8 \quad [17],$$

$$k_{7\text{MHz}} = 0,3 \quad [17],$$

$$k_{14\text{MHz}} = 0,12 \quad [17].$$

Pro primární vinutí byly zvoleny tři závity a pro sekundární vinutí pak 6 závitům což po uvážení výše zmíněných koeficientů odpovídá následujícím indukčnostem

$$f = 3,5 \text{ MHz} : \quad L_1 = 6,56 \mu H \quad L_2 = 27,4 \mu H,$$

$$f = 7 \text{ MHz} : \quad L_1 = 2,57 \mu H \quad L_2 = 10,28 \mu H,$$

$$f = 14 \text{ MHz} : \quad L_1 = 1,02 \mu H \quad L_2 = 4,11 \mu H.$$

Takto navržený transformátor splňuje veškeré výše zmíněné teoretické požadavky.

3.3.6 Vstupní transformátor

Vzhledem k tomu, že tento typ tranzistoru má velmi velký vstupní odpor. Tak majoritní část vstupní impedance tvoří kapacitní reaktance elektrody *gate*. V katalogovém listu tranzistoru je uvedeno, že vstupní kapacita jednoho tranzistoru je $C_{in} = 460 \text{ pF}$. Pro dva paralelně řazené tranzistory bude pak tato kapacita $C'_{in} = 0,92 \text{ nF}$. Pokud tuto kapacitu dosadíme do vzorce (2.5), zjistíme, že pro frekvenci $3,5 \text{ MHz}$ je vstupní impedance

$$X_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 3,5 \cdot 10^6 \cdot 1,84 \cdot 10^{-9}} = 40 \Omega$$

Pro frekvenci 14 MHz vychází vstupní impedance na 10Ω . Pokud tyto dvě hodnoty postupně dosadíme do vzorce (2.6) zjistíme, že transformační poměr vychází v rozmezí 1,42 - 2,03. Zvolíme proto transformační poměr 2:1.

Indukčnost cívek pak můžeme použít z výpočtu výstupního transformátoru, jelikož frekvence se nemění.

- Primární cívka:
2·n závitů $\approx 22,7 \mu H$
- Sekundární cívka:
n závitů $\approx 5,7 \mu H$

Vzhledem k minimálním proudům tekoucím transformátorem lze motat cívky vodičem o malém průřezu.

Pro konkrétní realizaci bylo zvoleno jádro AMIDON FT 82 – 43. Činitel indukčnosti tohoto jádra je roven $A_L = 0,557 \mu H/z^2$. Vzhledem k nízkému činiteli

indukčnosti budou použity dvě jádra položená na sebe. Průřez jádra se zdvojnásobí a totéž platí i pro činitel indukčnosti. Jako v předchozím návrhu je nutno uplatnit koeficienty pro dané pracovní frekvence. [17] Pro primární vinutí byly zvoleny tři závitů a pro sekundární vinutí pak 6 závitům což po uvážení výše zmíněných koeficientů odpovídá následujícím indukčnostem

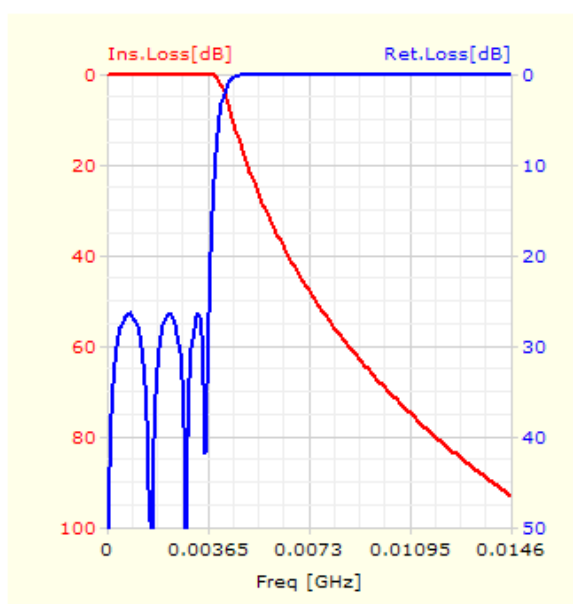
$f = 3,5 \text{ MHz} :$	$L_1 = 8,24 \mu H$	$L_2 = 32,1 \mu H,$
$f = 7 \text{ MHz} :$	$L_1 = 3,1 \mu H$	$L_2 = 12,03 \mu H,$
$f = 14 \text{ MHz} :$	$L_1 = 1,23 \mu H$	$L_2 = 4,81 \mu H.$

3.4 Výstupní filtry

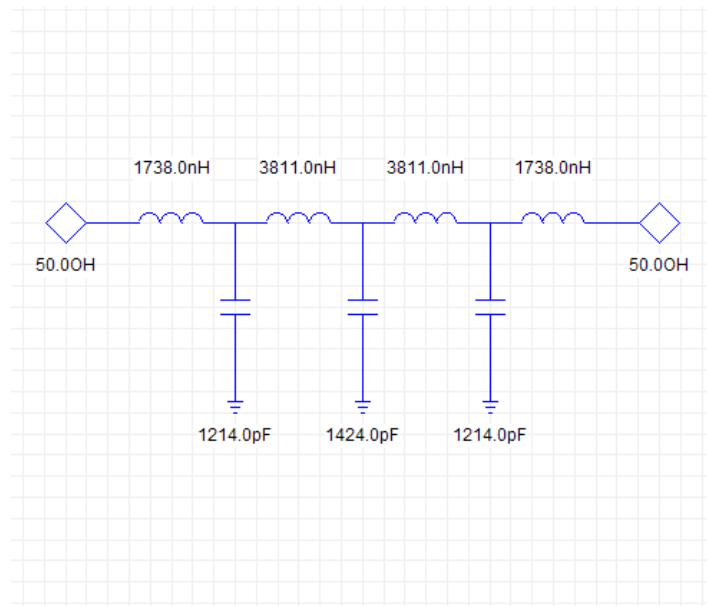
Výstupní filtry jsou typu dolní propust. Pro dostatečné potlačení vyšších harmonických byla zvolena Chebysheva aproximace a sedmá řád filtru. Filtry jsou navrhovány pro impedanci 50Ω . Vzhledem k výkonu 30 W není nutné příliš předdimenzovávat jednotlivé komponenty filtru. Pokud budeme uvažovat maximální výkon 30 W a zátěž 50Ω , pak se na kondenzátorech objevuje napětí $38,7 V_{ef}$ a indukčnostmi teče proud $0,8 \text{ A}$.

Níže na obrázcích (3.2) až (3.7) jsou zobrazena schémata a přenosové charakteristiky jednotlivých filtrů. Hodnoty součástek jsou patrné ze schématu. Před realizací bude nutno filtry poupravit, aby hodnoty součástek byly běžně k dostání, popřípadě vznikly vhodnou kombinací běžně vyráběných hodnot.

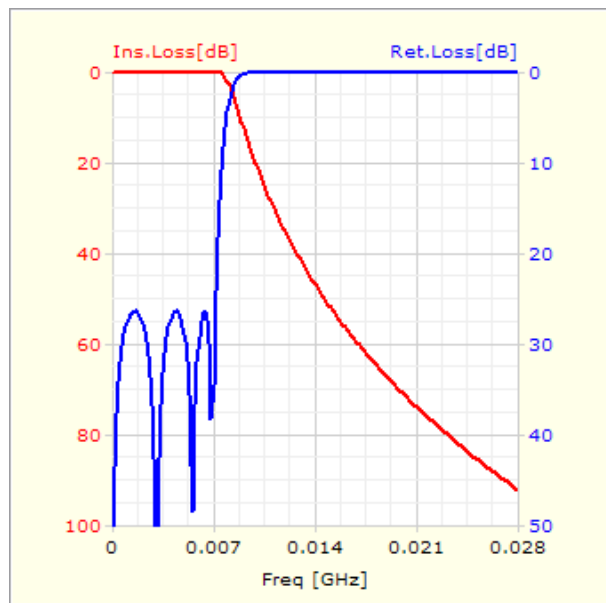
Návrh filtrů byl proveden za pomoci programu Ansoft Designer v2. Mezní frekvence byly voleny mírně vyšší (konkrétně $3,6 \text{ MHz}$, $7,1 \text{ MHz}$ a $14,1 \text{ MHz}$).



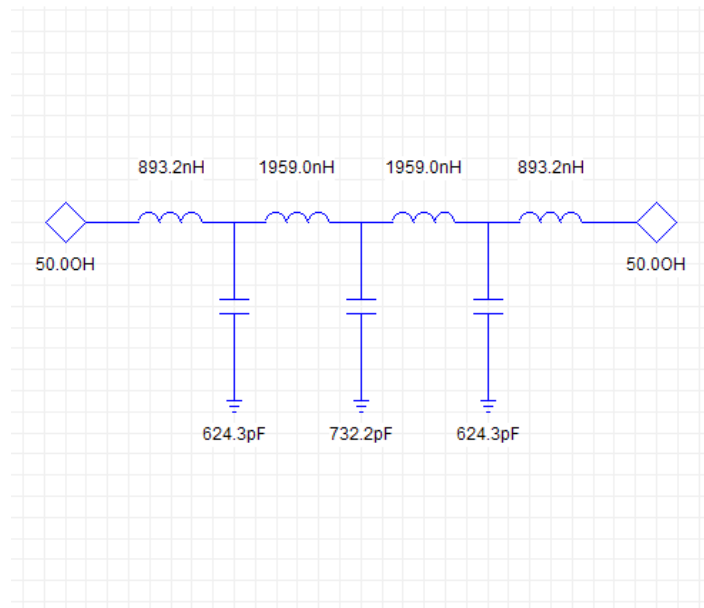
Obr. 3.2: Přenosová charakteristika filtru 3,5 MHz



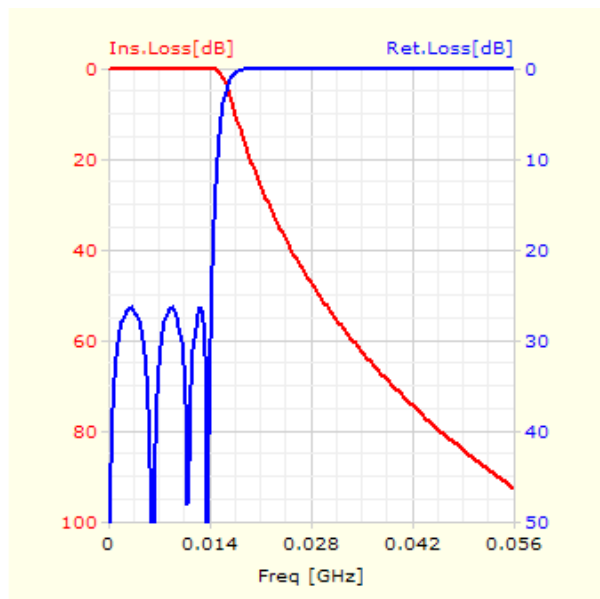
Obr. 3.3: Schéma zapojení filtru 3,5 MHz



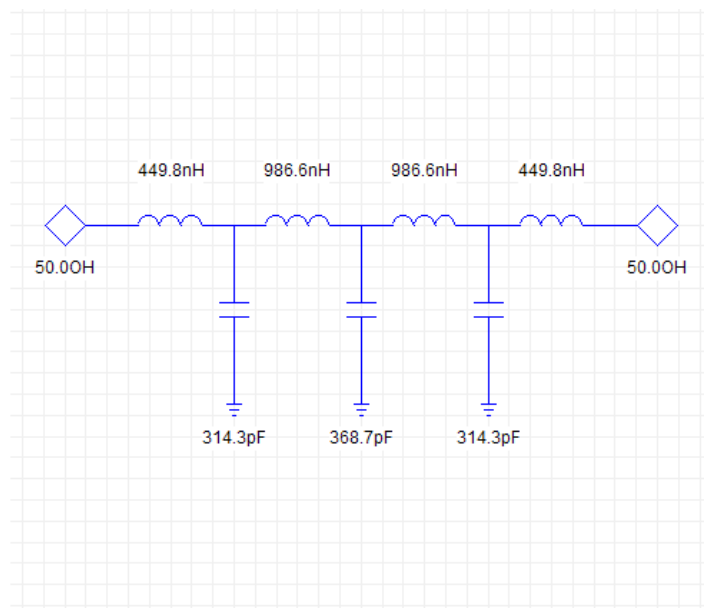
Obr. 3.4: Přenosová charakteristika filtru 7 MHz



Obr. 3.5: Schéma zapojení filtru 7 MHz



Obr. 3.6: Přenosová charakteristika filtru 14 MHz



Obr. 3.7: Schéma zapojení filtru 14 MHz

3.5 Modulátor

V této části bude popsán návrh kolektorového amplitudového modulátoru.

3.5.1 Modulační zesilovač

Jak bylo popsáno v podkapitole 2.3.2 – Pro výkon nosné $P_o = 20 \text{ W}$ potřebujeme nízkofrekvenční modulační signál o výkonu alespoň $P_{mod} = 10 \text{ W}$. Pro naše účely bude použito běžně dostupného obvodu TDA 2005 v katalogovém zapojení. [18]

3.5.2 Modulační transformátor

Pro návrh modulačního transformátoru je nutno vědět požadovanou impedanci primárního vinutí. Dle [18] je $P_{out} = 10 \text{ W}$ při zátěži $L = 4 \Omega$. Což po elementárním přepočtu za použití ohmova zákona odpovídá $U = 6,32 \text{ V}$ a $I = 1,58 \text{ A}$.

Vzhledem ke skutečnosti, že jádro transformátoru bude přemagnetizováno stejnosměrným proudem tekoucím do *drain* tranzistorů. Je nutno dle zkušenosti uvažovat s maximálním možným sycením $B_{max} = 0,6 \text{ T}$. Potřebný počet závitů na jeden volt pak pro transformátorové plechy typu E – I odpovídá

$$N_{1V} = \frac{45}{B \cdot S_{Fe}} \quad [-], \quad (3.2)$$

kde N_{1V} je počet závitů na jeden volt, B je sycení jádra v $[T]$ a S_{Fe} je průřez sloupku transformátoru v $[cm^2]$. [19] Z (3.2) vypočítáme, že pro primární vinutí, pro transformátor o velikost E20, potřebujeme 119 závitů. Sekundární vinutí je úměrné požadovanému napětí a to je vzhledem k napájecímu napětí $U_{cc} = 30 \text{ V}$ a požadované

hloubce modulační $m = 100\%$ rovnou $U_{sek} = 21,2\text{ V}$. Za použití (3.2) zjistíme, že sekundární vinutí bude mít 418 závitů.

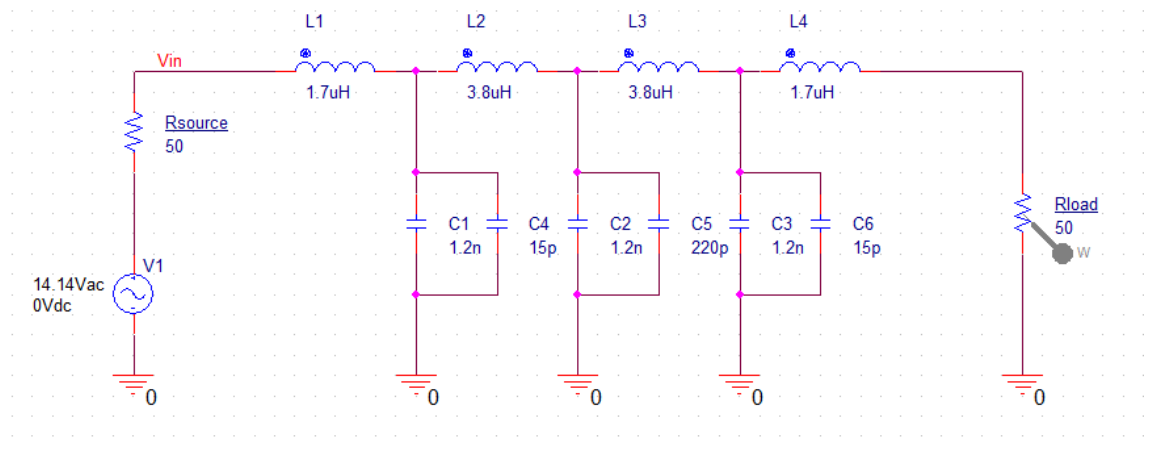
Maximální předpokládaný proud primárním i sekundárním vinutím bude okolo $1,6\text{ A}$ což při uvažované proudové hustotě $2,5\text{ A/mm}^2$ dovoluje použít průřez drátu $S = 0,6\text{ mm}^2$.

3.6 Ověření návrhu

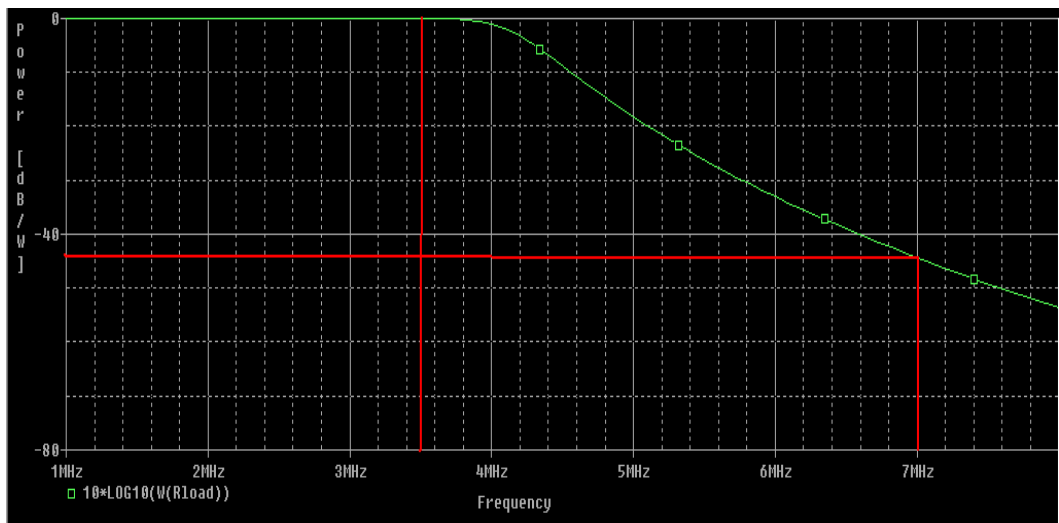
Předchozí teoretický návrh byl ověřen pomocí prostředí OrCAD PSpice.

3.6.1 Filtry

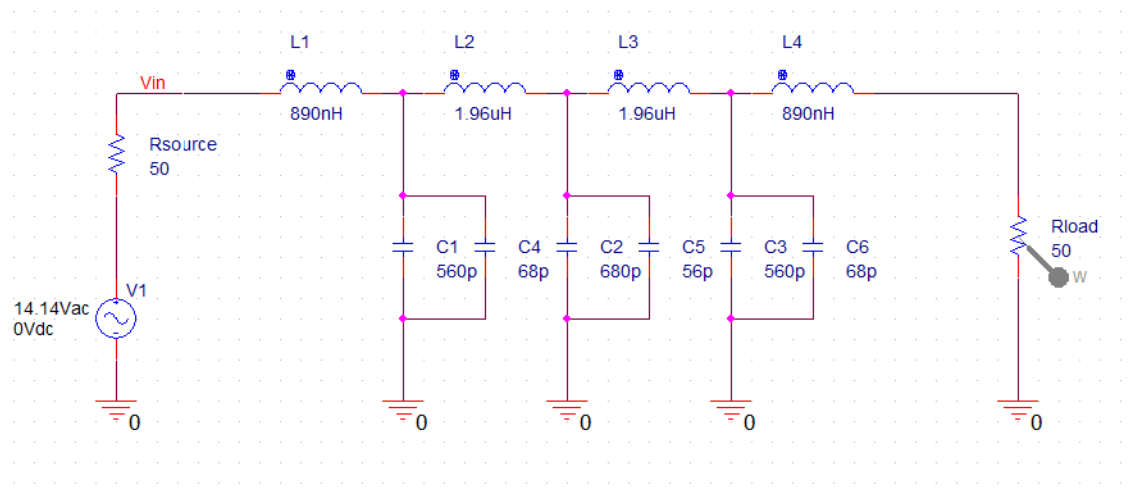
Postupně byly ověřeny navržené filtry s upravenými hodnotami kondenzátorů, které odpovídají běžně vyráběným řadám. Indukčnosti byly namotány na železo – prachová jádra od firmy AMIDON.



Obr. 3.8: Schéma zapojení filtru 3,5 MHz



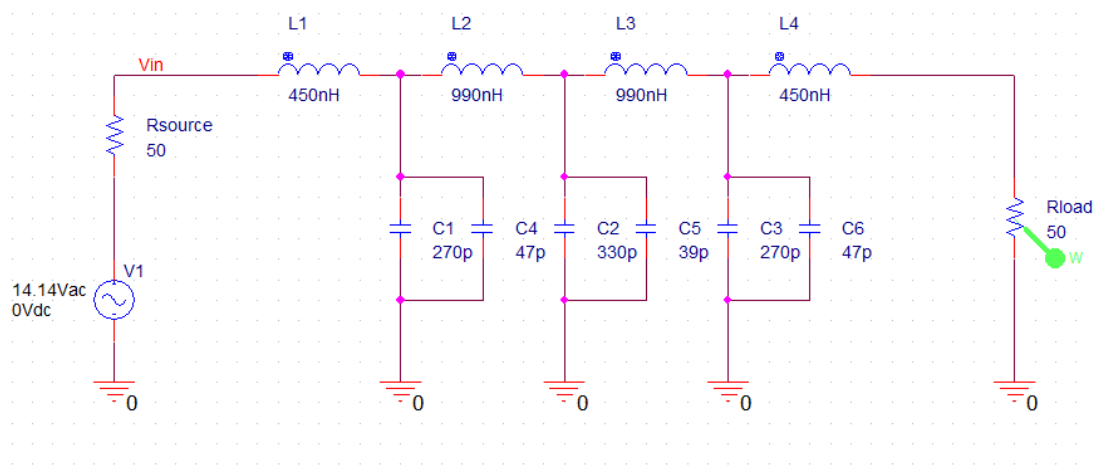
Obr. 3.9: Přenosová charakteristika filtru 3,5 MHz s vyznačenou druhou harmonickou



Obr. 3.10: Schéma zapojení filtru 7 MHz



Obr. 3.11: Přenosová charakteristika filtru 7 MHz s vyznačenou druhou harmonickou

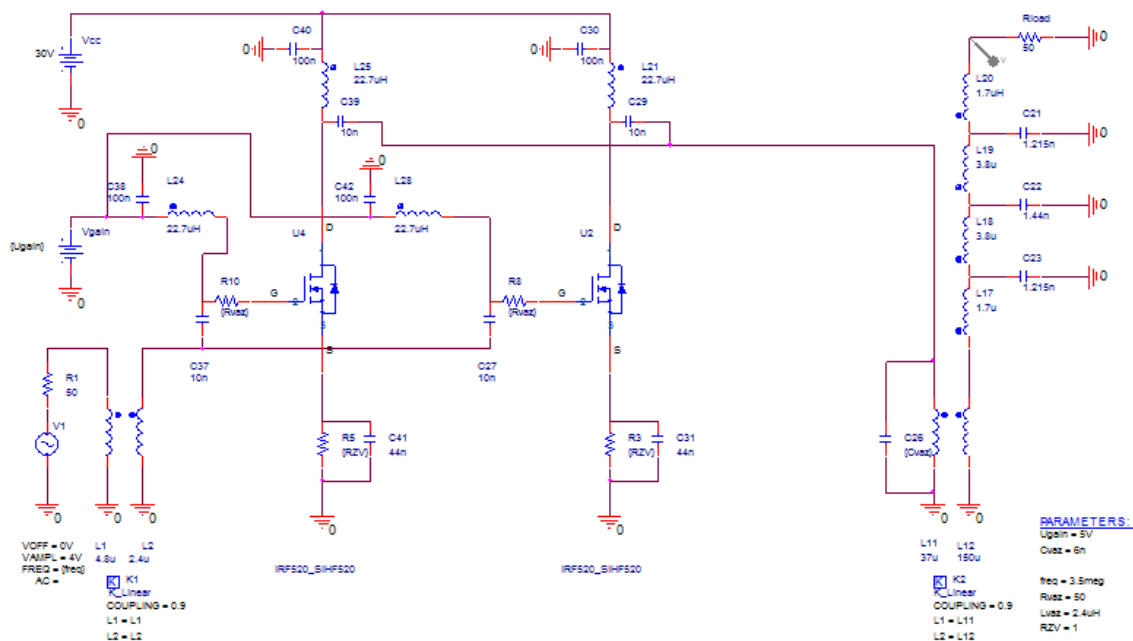


Obr. 3.12: Schéma zapojení filtru 14 MHz

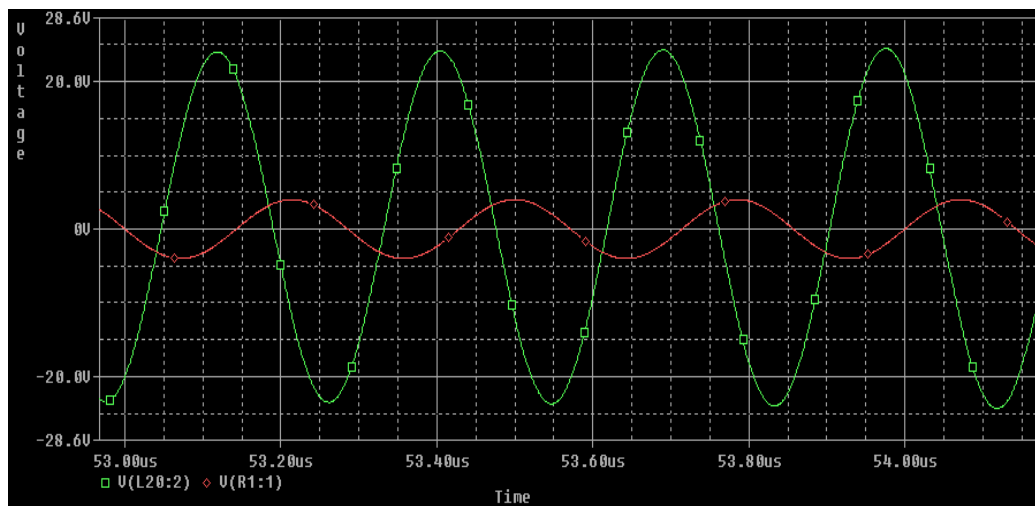


Obr. 3.13: Přenosová charakteristika filtru 14 MHz s vyznačenou druhou harmonickou

Jak je z předchozích průběhů vidět filtry odpovídají teoretickým předpokladům.



Obr. 3.14: Simulace teoretického návrhu zesilovače



Obr. 3.15: Vstupní a výstupní signál zesilovače 3,5 MHz

Simulace teoreticky navrženého zesilovače (viz obr. 3.14) po odladění poskytovala zisk okolo 15 dB jak lze odečíst z grafu (viz obr. 3.15). Průběhy pro vyšší frekvence byly velmi podobné, a proto nejsou uvedeny.

4 PRAKTICKÁ REALIZACE

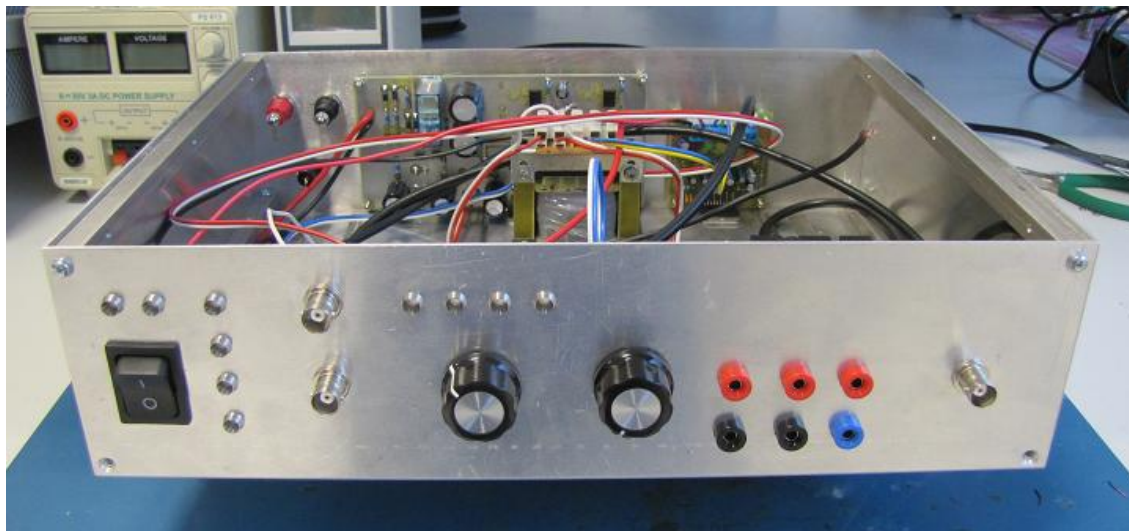
V této části bude prezentován realizovaný zesilovač.

Jak bylo zmíněno v podtématu 1.2 – Diskuze zadání, tak je třeba při návrhu počítat s tím, že se jedná o laboratorní přípravek pro výuku studentů. Od tohoto požadavku vyplynula i samotná konstrukce přípravku.

Celé zařízení je vestavěno do masivního hliníkového šasi. Veškeré ovládací prvky jsou umístěny na předním panelu (viz obr. 4.1). Napájení zesilovače je realizováno pomocí zdířek na zadním panelu. Přístroj je vybaven hlavním vypínačem, indikací zapnutí a správné polarity napájení, indikací přítomnosti provozních napětí přepínačem frekvenčních pásem s indikací, *vf* vstupem a výstupem, *nf* vstupem a zdířkami pro měření předpětí, napájecího proudu a napětí. Dále má přístroj vestavěnu tepelnou ochranu a ochranu proti nepřizpůsobené zátěži.

Celé zapojení je realizováno blokově a šasi je z vrchní strany překryto plexisklem. Díky tomuto řešení mohou studenti snáze pochopit funkce a zapojení jednotlivých bloků.

Veškeré desky plošných spojů byly realizovány jako oboustranné s jednou stranou jako zem. Kde to bylo možné, tam byly napájecí obvody vysokofrekvenčně zablokovány pomocí kondenzátorů. Veškeré napájecí kabely jsou buď stíněné, nebo jsou chráněny proti vysokofrekvenčním napětím navlečením feritových perel. Tato koncepce přispívá k lepším vlastnostem a stabilitě přípravku.

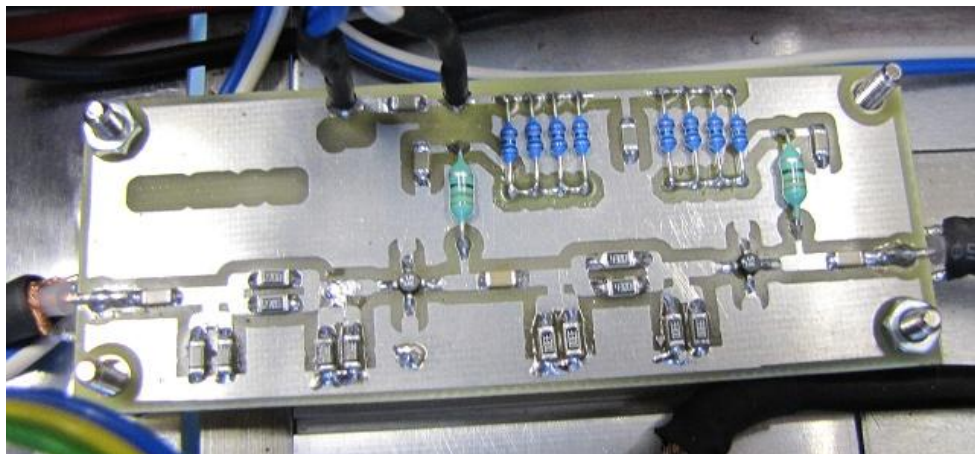


Obr. 4.1: Přední panel zesilovače

4.1 Vstupní předzesilovač

Jak bylo popsáno výše předzesilovací modul je osazen dvěma obvody ERA 5 – SM a

dvěma ochrannými útlumovými články (viz obr. 4.2).



Obr. 4.2: Modul předzesilovače

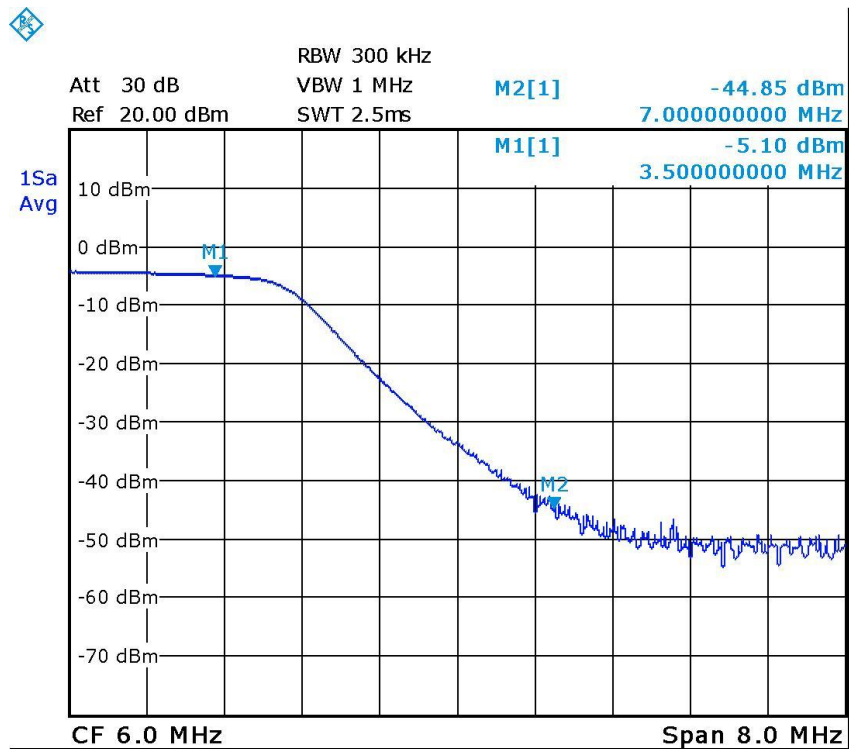
4.2 Výstupní filtry

Výstupní filtry jsou realizovány dle teoretického návrhu. Pro indukčnosti byla použita železoprachová jádra AMIDON T 50 – 2, T 60 – 2, T 50 – 6. Přesné počty závitů byly určeny empiricky měřením (viz obr. 4.3).



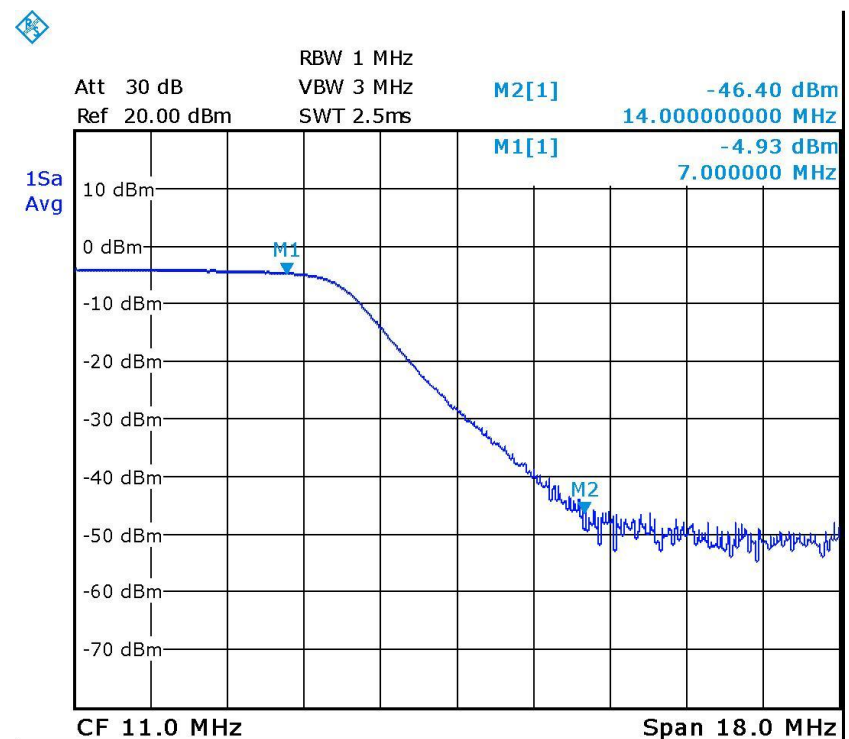
Obr. 4.3: Výstupní filtry

Parametry jednotlivých filtrů jsou velmi dobré a takřka se neliší od teoretického návrhu (viz obr. 4.4 – obr. 4.6). Potlačení druhé harmonické je u všech filtrů lepší než 40 dB.



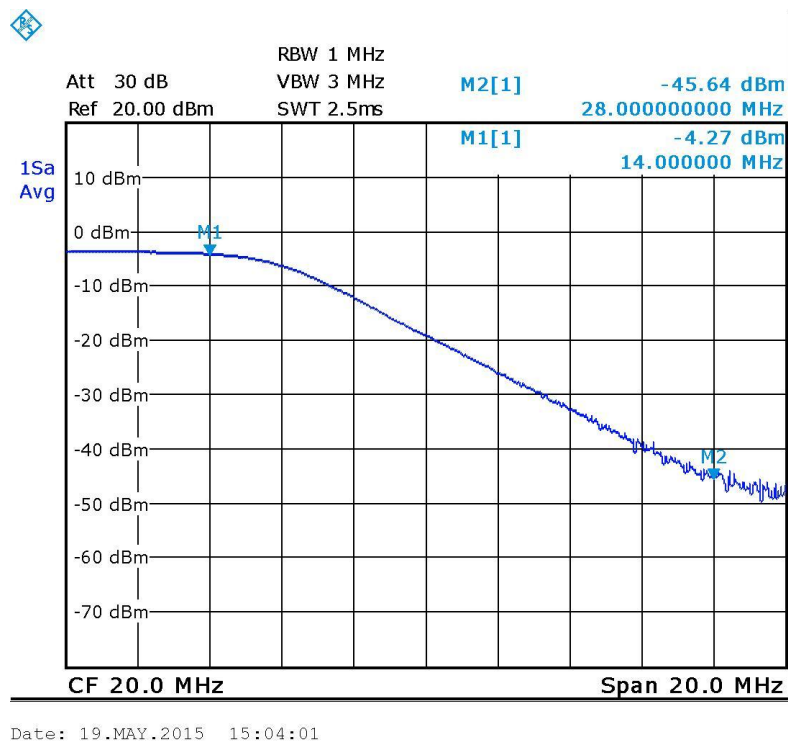
Date: 19.MAY.2015 15:00:20

Obr. 4.4: Filtr 3,5 MHz



Date: 19.MAY.2015 15:02:38

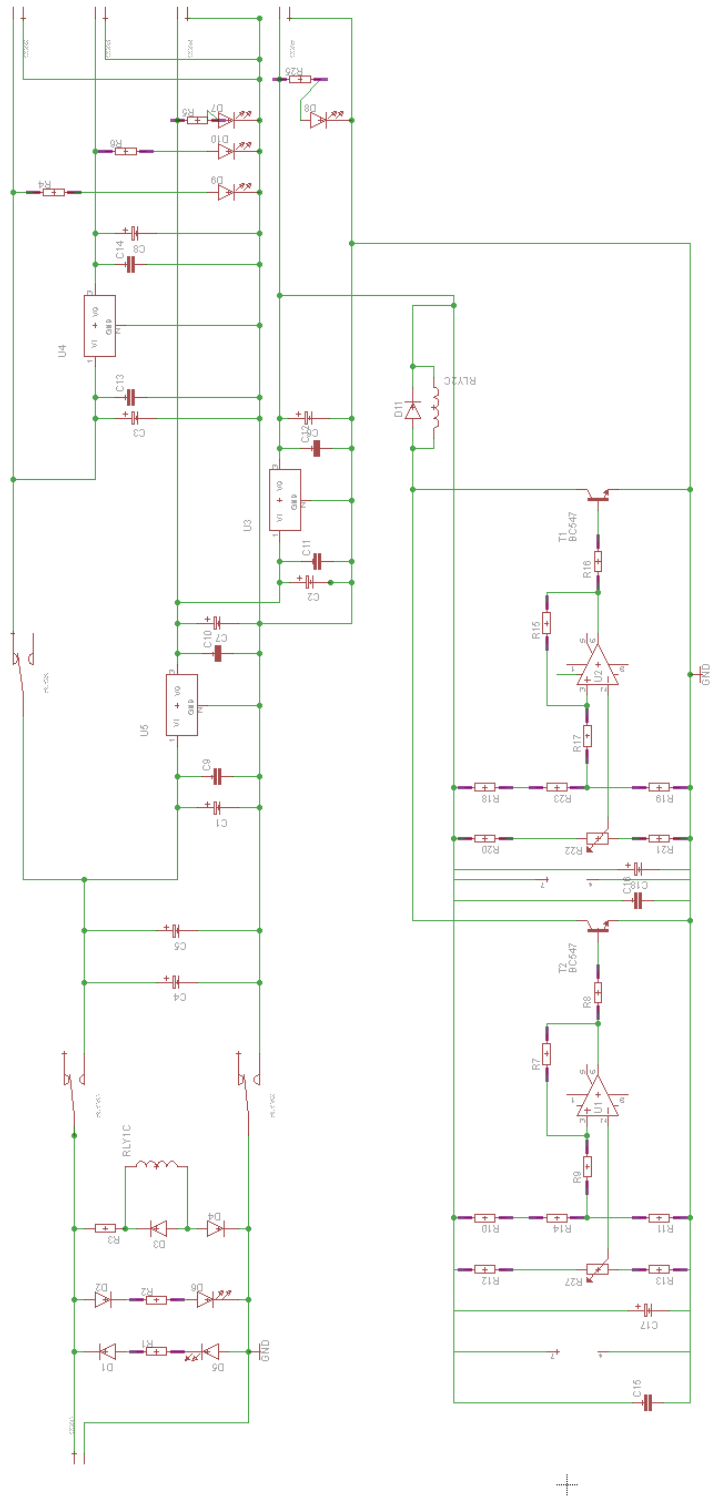
Obr. 4.5: Filtr 7 MHz



Obr. 4.6: Filtr 14 MHz

4.3 Napájecí obvody

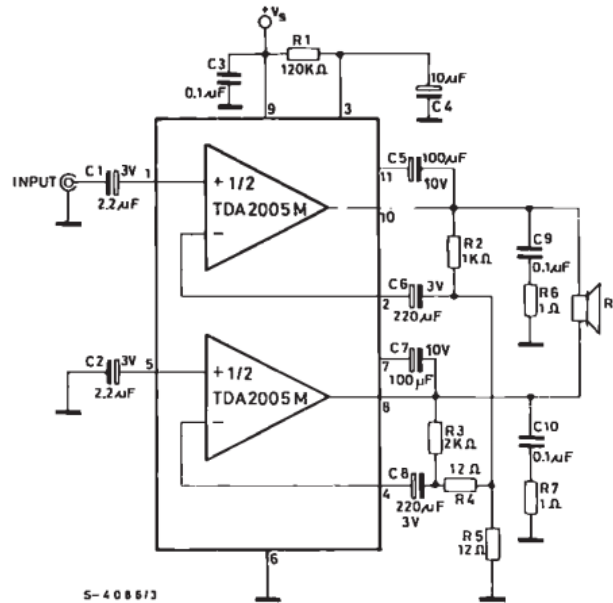
Toto zapojení napájí potřebnými napětími celý přípravek a dále v případě špatného přizpůsobení či přehřátí přípravku odpojí napájecí napětí hlavního *vf* a *nf* zesilovače (viz obr. 4.7 – obr. 4.8).



Obr. 4.7: Schéma zapojení napájecího bloku

4.4 Modulační obvody

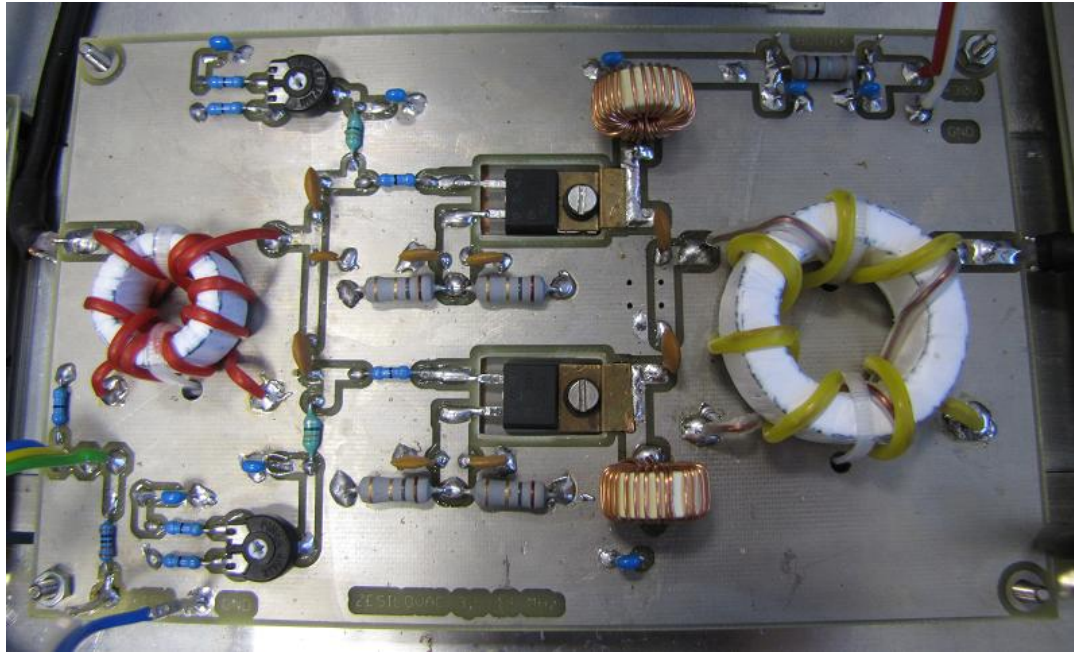
Nf zesilovač je tvořený obvodem TDA 2005. Zapojen byl dle doporučení výrobce (viz obr. 4.3).



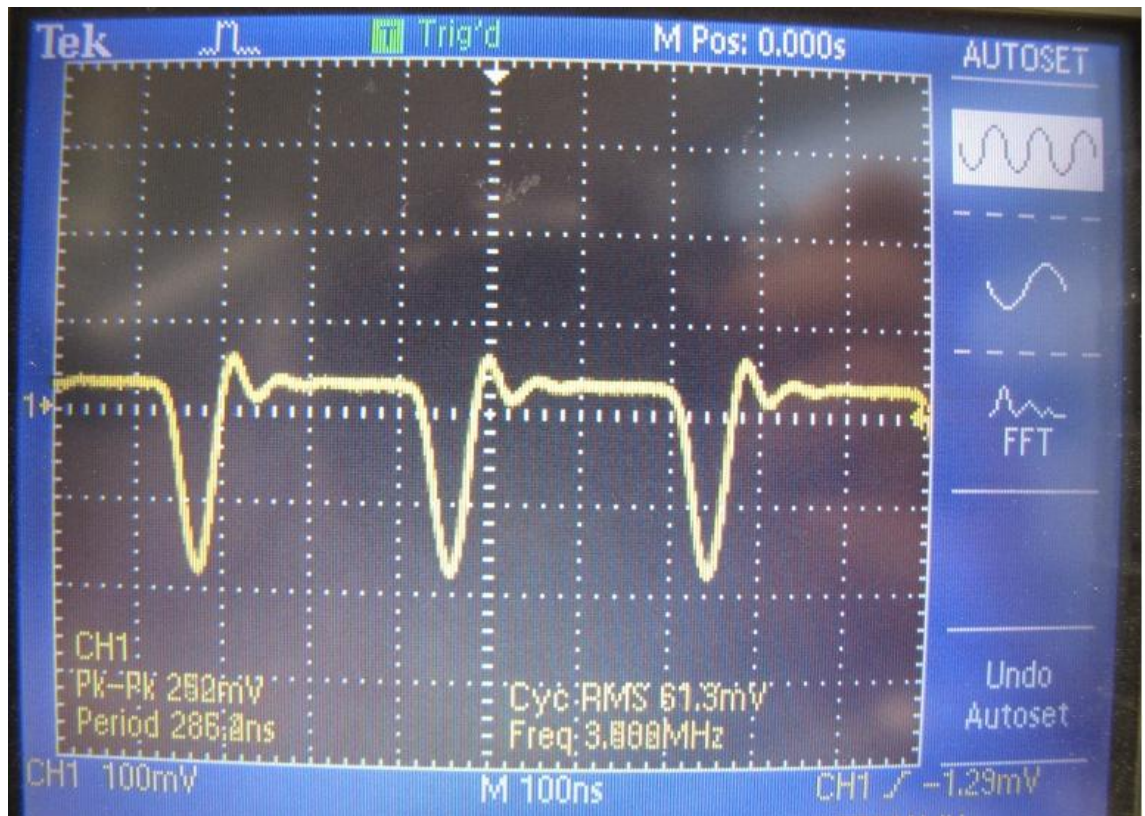
Obr. 4.8: Zapojení nf zesilovače [18]

4.5 Zesilovač

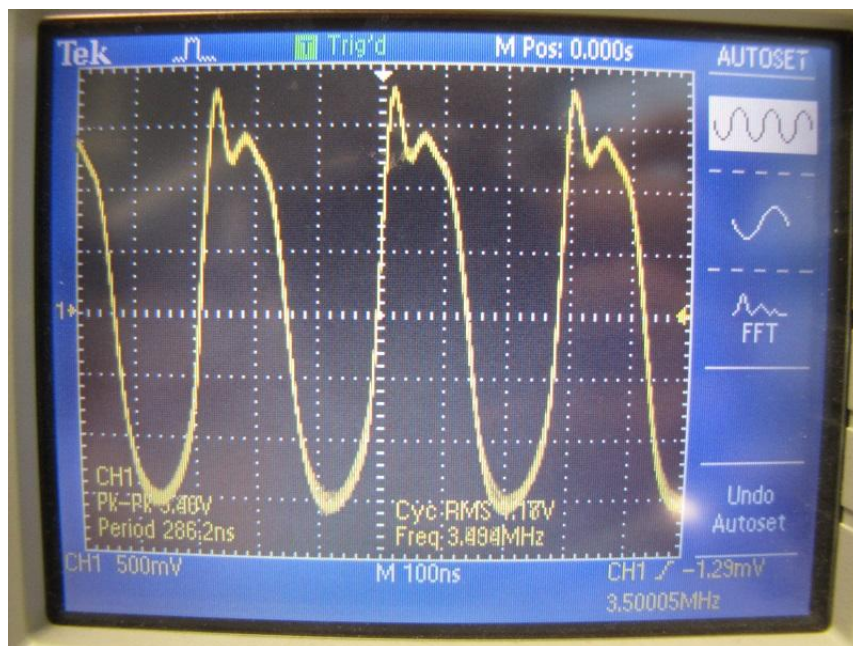
Zapojení zesilovače je shodné s modelem v PSpice (viz obr. 3.14). Zapojení bylo pouze doplněno o měřicí bočník pro měření proudu tekoucího zesilovačem ($1\text{ mV} = 10\text{ mA}$) a napětového děliče 1:2 s potenciometrem pro nastavení předpětí *gate* 0 - 5 V. Mechanické provedení zesilovače včetně uchycení tranzistorů a provedení transformátorů je jasné z fotografie níže (viz obr. 4.9). Tranzistory jsou izolovaně přišroubovány přes silikonovou podložku k zafrézovanému měděnému bloku, který lépe rozprostře ztrátové teplo zesilovače.



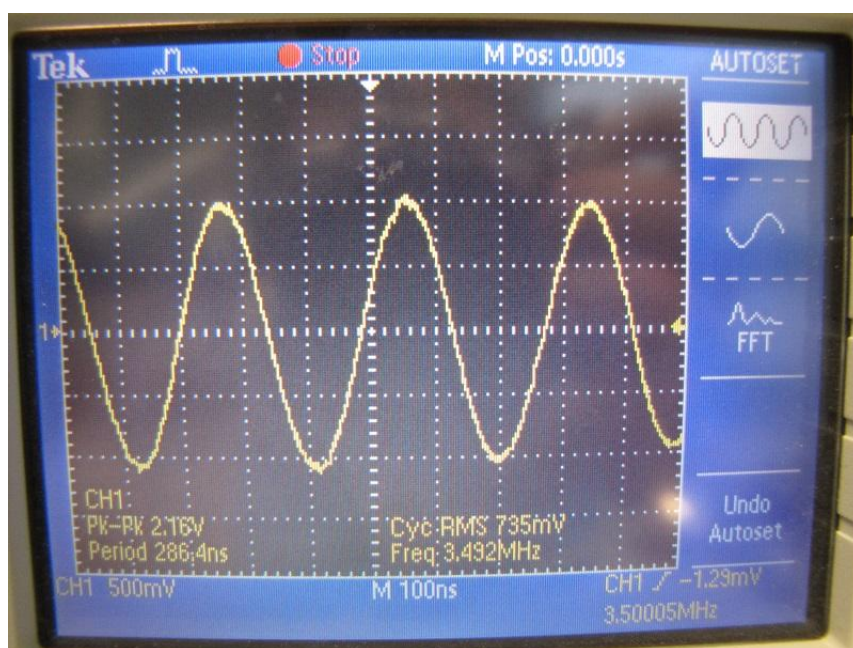
Obr. 4.9: Hlavní zesilovač



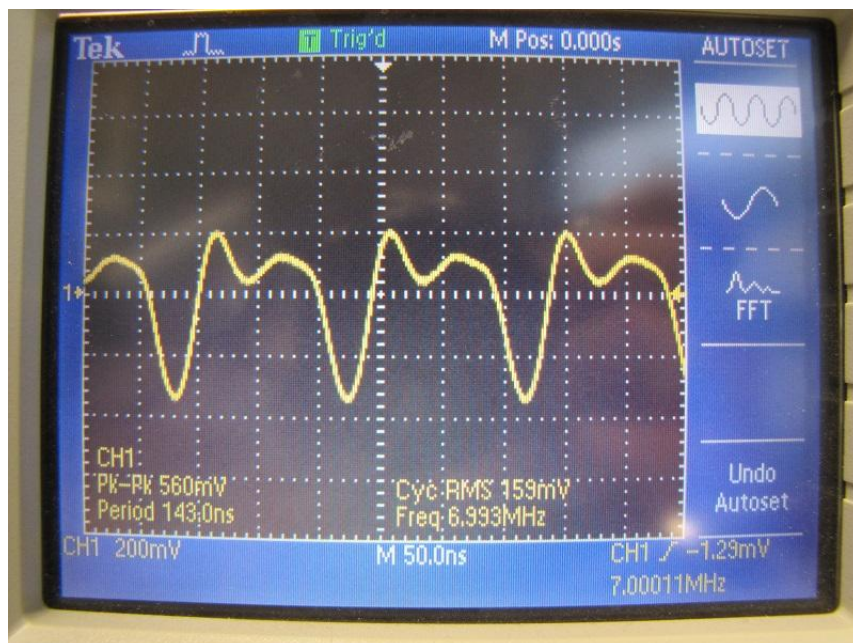
Obr. 4.10: Výstupní signál zesilovače 3,5 MHz – třída C – bez filtru



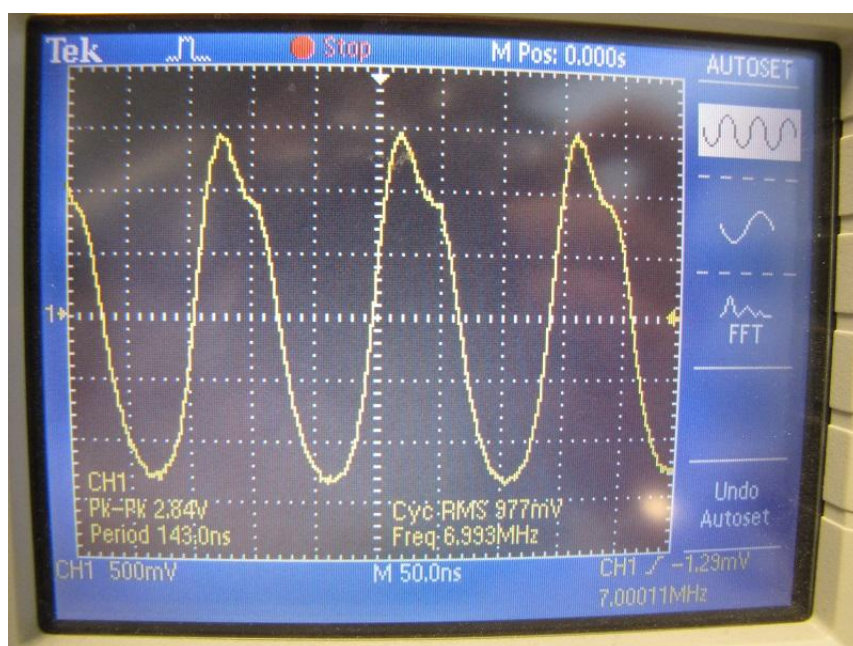
Obr. 4.11: Výstupní signál zesilovače 3,5 MHz – třída A – bez filtru



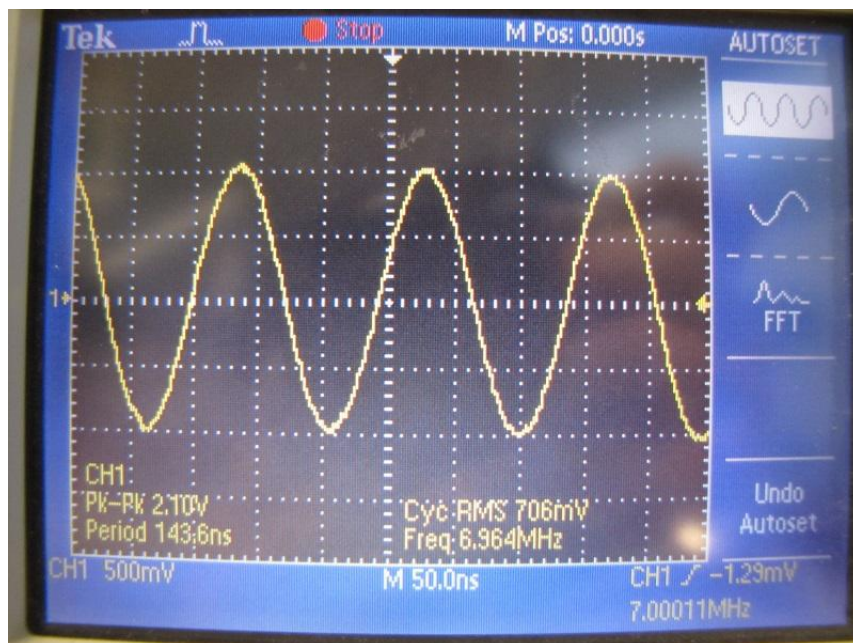
Obr. 4.12: Výstupní signál zesilovače 3,5 MHz – třída A – s filtrem



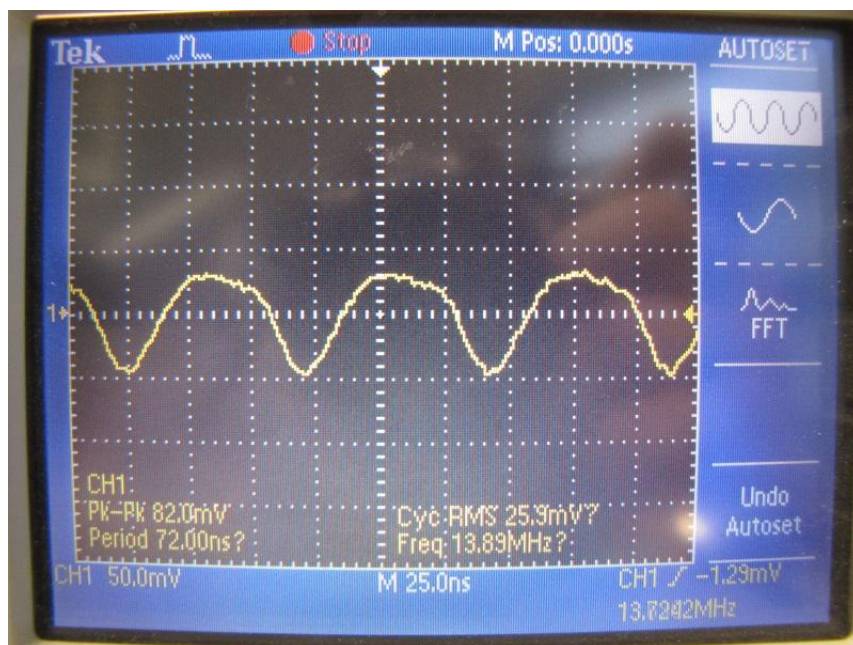
Obr. 4.13: Výstupní signál zesilovače 7 MHz – třída C – bez filtru



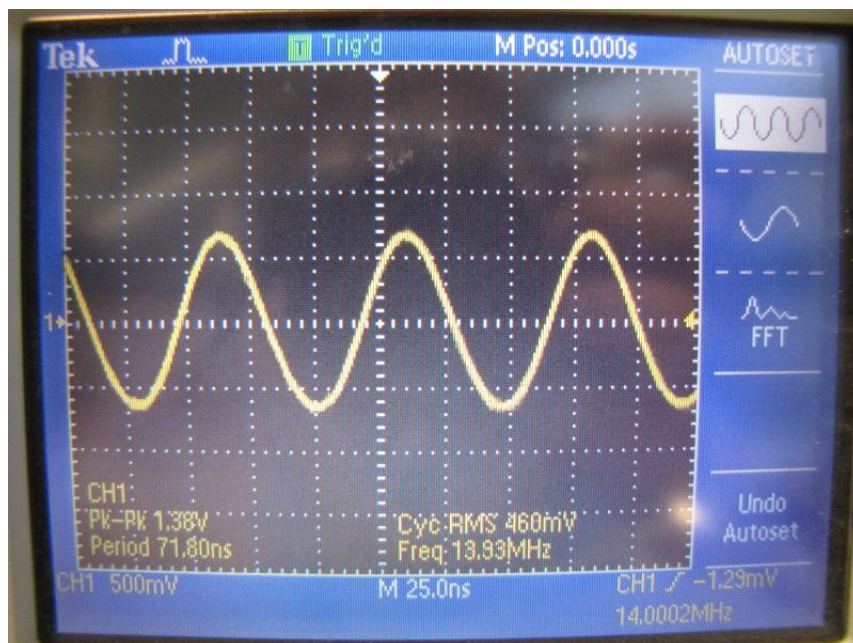
Obr. 4.14: Výstupní signál zesilovače 7 MHz – třída A – bez filtru



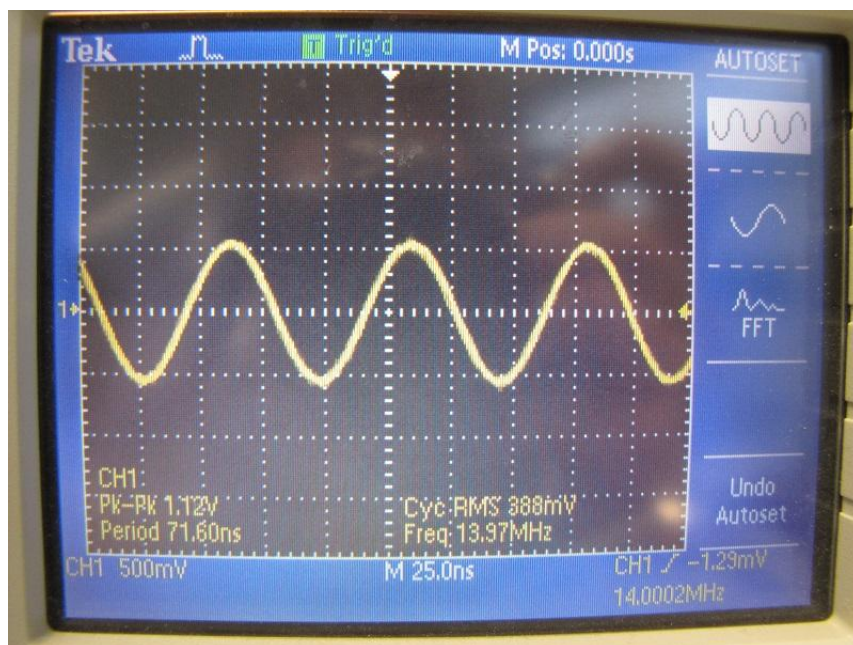
Obr. 4.15: Výstupní signál zesilovače 7 MHz – třída A – s filtrem



Obr. 4.16: Výstupní signál zesilovače 14 MHz – třída C – bez filtru



Obr. 4.17: Výstupní signál zesilovače 14 MHz – třída A – bez filtru



Obr. 4.18: Výstupní signál zesilovače 14 MHz – třída A – s filtrem

Z naměřených charakteristik zesilovače (viz obr. 4.10 – obr. 4.18) vyplývá, že zesilovač pracuje, jak má. S rostoucí frekvencí klesá jeho zisk. Na frekvenci 3,5 MHz a 7 MHz je zisk okolo 21 dB. Na frekvenci 14 MHz je zisk jen 15,1 dB. To je pravděpodobně způsobeno velkými parazitními kapacitami tohoto tranzistoru, které se s rostoucí frekvencí začínají více projevovat.

5 ZÁVĚR

Cílem této diplomové práce bylo navrhnout výkonový zesilovač pro pásmo krátkých vln s možností změny pracovní třídy a zavedením amplitudové modulace. Po předběžné diskuzi zadání byla prostudována odborná literatura a ujasněny cíle práce.

V druhé části byla podrobně prostudována teorie potřebná k návrhu a realizaci samotného zesilovače. V další části byl proveden praktický návrh jednotlivých částí zesilovače. Je zde názorně popsán výběr tranzistorů a výpočty jejich parametrů. Dále návrh vstupních a výstupních obvodu, včetně výstupních filtrů. Otázka napájení zesilovače a nastavení předpětí.

V následující kapitole byla za použití prostředí OrCAD PSpice ověřena funkčnost jednotlivých dílčích součástí zesilovače. Ve čtvrté části jsou shrnuty naměřené vlastnosti realizovaného zapojení.

Celkově je realizované zařízení funkční. Hlavní zesilovač se chová nad očekávání dobře. Problémem je modulátor, který se nechová tak jak by měl a bude jej třeba ještě pozměnit.

LITERATURA

- [1] KESL, J. *Elektronika 1 – analogová technika*. Praha: BEN-Technická literatura, 2004. ISBN 80-7300-143-8.
- [2] HANUS, S., SVAČINA, J. *Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika: přednášky*. Vyd. 2. V Brně: Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2004. 210 s. ISBN 80-214-2222-X.
- [3] DOSTÁL, T. *Analogové elektronické obvody*. V Brně: Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2004. 139 s.
- [4] AUTOR NEUVEDEN. *Vyhláška číslo 156/2005 Sb.*[cit. 2015-15-3]. Dostupné z <https://www.ctu.cz/predpisy-a-opatreni/pravni-predpisy-cr/vyhlasaky.html>
- [5] VÁGNER, P. *Vysokofrekvenční technika*. V Brně: Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2013. 153 s.
- [6] DYE, N., GRANBERG, H., *Radiofrequencytransistors: Principles and partialapplications*. Vyd. 2. V USA: Newnes, Butterworth-Heinemann. 2001. 293 s. ISBN 0-7506-7281-1.
- [7] NOVOTNÝ, V., VOREL, P., PATOČKA, M. *Napájení elektronických zařízení*. Vysoké učení technické, Brno 2000. 129 s. ISBN 80-214-1737-4.
- [8] DOSTÁL, T., AXMAN, V. *Elektrické filtry*. V Brně: Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2013. 143 s.
- [9] KANTOR, J. *Návrh a realizace antialiasing filtru*. V Plzni: ZČU Plzeň, Fakulta elektrotechnická, 2012.
- [10] AUTOR NEUVEDEN. *Amlitudová modulace*[cit. 2014-15-11]. Dostupné z <http://www.ackoo.estranky.cz/clanky/modulace.html>
- [11] AUTOR NEUVEDEN. *Frekvenční modulace*[cit. 2014-15-11]. Dostupné z <http://www.ackoo.estranky.cz/clanky/frekvencni-modulace.html>
- [12] AUTOR NEUVEDEN. *Fázová modulace*[cit. 2014-15-11]. Dostupné z http://www.ackoo.estranky.cz/clanky/fazova-modulace_-rozdil-mezifarovou-a-frekvencni-modulaci.html
- [13] BUTLER, L., *An rfpowerlinearusing IRF mosfets*. [cit. 2014-20-11]. Dostupné z <http://users.tpg.com.au/users/ldbutler/MosfetLinear.htm>
- [14] ERA 5 - SM. *Datasheet ERA 5 - SM*, USA. 2003. Dostupné z URL: <http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/94546/MINI/ERA-5SM.html>
- [15] IRF520. *Datasheet IRF520*, USA. 2002. Dostupné z URL: <http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/SGSThompsonMicroelectronics/mXqswq.pdf>.
- [16] AUTOR NEUVEDEN. *Výpočet chlazení elektronických součástí s řešenými příklady* [cit. 2014-25-11]. Dostupné z <http://www.souch.cz/dok/e/chlazení.pdf>
- [17] AUTOR NEUVEDEN. *Mění se indukčnost na feritových jádrech s kmitočtem?* [cit. 2015-25-3]. Dostupné z <http://www.ok1cjb.cz/pdf/Ferity01.pdf>

- [18] TDA 2005. *Datasheet TDA 2005*, USA. 1998. Dostupné z URL: <http://www.kitsrus.com/pdf/tda2005.pdf>.
- [19] VLACH, J. *Lampárna aneb co to zkúsit s elektronkami?*. Praha: BEN-Technická literatúra, 2004. ISBN 80-7300-091-1.

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

A	Napět'ové zesílení
AM	Amplitudová modulace
B	Šířka pásma
f	Frekvence
f_s	Střední frekvence
FM	Frekvenční modulace
θ	Poloviční úhel otevření aktivního prvku
I_{DS}	Proud drain - source
P	Pracovní bod aktivního prvku
PM	Fázová modulace
RFC	Vysokofrekvenční tlumivka
R_g	Celkový tepelný odpor
R_{gcs}	Tepelný odpor pouzdro - chladič
R_{gjC}	Tepelný odpor čip - pouzdro
R_{gSa}	Tepelný odpor chladič - okolí
ϑ_a	Teplota okolí
ϑ_c	Teplota pouzdra
ϑ_j	Teplota pouzdra
ϑ_m	Teplota tělesa
ϑ_s	Teplota chladiče
νf	Vysokofrekvenční