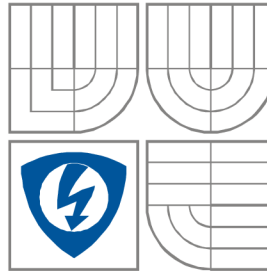


**VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V
BRNĚ**
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**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

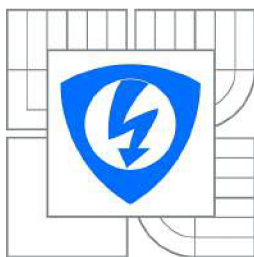
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. JAN KUFA

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

prof. Ing. ALEŠ PROKEŠ, Ph.D.

BRNO, 2014



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Elektronika a sdílovací technika

Student: Bc. Jan Kufa

ID: 125512

Ročník: 2

Akademický rok: 2013/2014

NÁZEV TÉMATU:

Výkonový zesilovač pro pásmo krátkých vln

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte typické koncepce VF výkonových krátkovlnných zesilovačů (používané pracovní třídy, aktivní prvky, výstupní filtry, apod.). Seznamte se s možnostmi realizace amplitudové modulace ve výkonovém zesilovači. Navrhněte kompletní zapojení VF zesilovače s výkonem kolem 10 W s amplitudovou kolektorovou modulací a s možností změny pracovní třídy. Pásmo pracovních kmitočetů je 3,5 MHz až 14 MHz. Předpokládejte buzení zesilovače standardním signálovým generátorem. Návrh zesilovače ověřte vhodným simulačním programem.

Navrhněte plošný spoj a mechanické uspořádání zesilovače, zesilovač realizujte a ožijte. Změřte jeho parametry a porovnejte je s teoretickým návrhem. Vytvořte návod pro laboratorní měření se zaměřením na demonstraci vlivu pracovní třídy na výstupní výkon a účinnost zesilovače.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] CRIPPS, C. S., Advanced Techniques in RF Power Amplifier Design, Norwood, MA: Artech House, 2002

[2] DOSTÁL, T. Elektrické filtry. Elektronické skriptum. Brno: FEKT VUT, 2007.

Termín zadání: 10.2.2014

Termín odevzdání: 23.5.2014

Vedoucí práce: prof. Ing. Aleš Prokeš, Ph.D.

Konzultanti diplomové práce:

doc. 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

Cílem diplomové práce je vytvoření vysokofrekvenčního zesilovače s možností přepínání pracovní třídy mezi třídami A, B, C s výstupním výkonem 10 W. Zesilovač pracuje na frekvenci od 3,5 MHz do 14 MHz. Diplomová práce obsahuje teoretický rozbor, návrh zesilovače s filtry a jejich simulaci, konstrukční realizaci a změřené parametry zesilovače.

KLÍČOVÁ SLOVA

Vysokofrekvenční zesilovač, vysokofrekvenční vysílač, amplitudová modulace, filtr, zesilovač, pracovní třída zesilovače, laboratorní úloha

ABSTRACT

The aim of the master's thesis is to create a high-frequency amplifier with switching power amplifier classes among classes A, B, C with output power of 10 W. The amplifier operates at frequency from 3.5 MHz to 14 MHz. Master's thesis includes also theoretical analysis, design of lowpass filter and amplifiers and their simulation, mechanical realization and measured parameters of the amplifier.

KEYWORDS

High-frequency amplifier, RF transmitter, amplitude modulation, filter, amplifier, power amplifier classes, laboratory exercise

KUFA, J. Výkonový zesilovač pro pásmo krátkých vln. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2014. 80 s. Vedoucí diplomové práce prof. Ing. Aleš Prokeš, Ph.D.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma *Výkonový zesilovač pro pásmo krátkých vln* 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 prof. ing. Aleš Prokeš, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

OBSAH

Seznam obrázků	x
Úvod	1
1 Zesilovače	2
1.1 Základní vlastnosti zesilovačů	2
1.1.1 Zesílení.....	2
1.1.2 Vstupní odpor (R_{VST})	2
1.1.3 Výstupní odpor (R_{VYST})	2
1.1.4 Mezní kmitočet, Šířka přenášeného pásma B	2
1.1.5 Šumová šířka pásma	3
1.1.6 Výkonová účinnost zesilovače.....	3
1.1.7 Přidaná výkonová účinnost PAE (Power Added Efficiency)	3
1.1.8 Zkreslení signálu	4
1.2 Typy vysokofrekvenčních zesilovačů.....	4
1.2.1 Úzkopásmové (selektivní) zesilovače.....	4
1.2.2 Širokopásmové zesilovače (videozesilovače).....	4
1.3 Pracovní třídy zesilovačů.....	5
1.3.1 Výkonový zesilovač třídy A	5
1.3.2 Výkonový zesilovač třídy B	6
1.3.3 Výkonový zesilovač třídy C	7
1.4 Pracovní stavy zesilovačů.....	9
1.4.1 Podkritický stav	10
1.4.2 Kritický stav.....	10
1.4.3 Slabě nadkritický stav	10
1.4.4 Nadkritický mezní stav	11
1.4.5 Silně nadkritický stav.....	11
2 Modulátor	12
2.1 Typy analogových modulací.....	12
2.1.1 Amplitudová modulace.....	12
2.1.2 Frekvenční modulace.....	13
2.1.3 Fázová modulace	14

2.2	Amplitudový modulátor.....	15
2.2.1	Modulátor s kolektorovou modulací.....	15
2.2.2	Modulátor s bázovou modulací.....	16
3	Filtry	18
3.1	Typy filtrů.....	19
3.1.1	Dolní propust.....	19
3.1.2	Horní propust.....	19
3.1.3	Pásmová propust.....	19
3.1.4	Pásmová zadrž.....	20
3.2	Typy aproximací filtru.....	20
3.2.1	Butterworthova aproximace.....	20
3.2.2	Čebyševova aproximace.....	21
3.2.3	Besselova aproximace.....	21
3.2.4	Srovnání typů filtrů.....	21
3.3	Návrhy filtrů vyšších řádů.....	22
3.3.1	Toleranční pásmo.....	22
3.3.2	Póly a nulové body.....	23
4	Návrh zapojení a simulace	24
4.1	Návrh zesilovače.....	24
4.1.1	První stupeň zesilovače.....	25
4.1.2	Druhý stupeň zesilovače.....	27
4.1.3	Třetí stupeň zesilovače.....	28
4.1.4	Třístupňový zesilovač.....	29
4.2	Modulátor.....	32
4.3	Výstupní filtr.....	33
4.3.1	Návrh filtru typu DP - 3,5 MHz s reálnými součástkami.....	33
4.3.2	Návrh filtru typu DP - 7 MHz s reálnými součástkami.....	35
4.3.3	Návrh filtru typu DP - 14 MHz s reálnými součástkami.....	36
4.4	Zesilovač s modulátorem a filtrem.....	38
5	Realizace	41
5.1	Návrh transformátoru.....	41
5.2	Výpočet chladiče.....	41
5.3	Přepínání filtrů.....	43

5.4	Cívky použité ve filtru	43
5.5	Kondenzátory použité ve filtru	44
5.6	Napěťové ochrany.....	46
5.7	Deska plošného spoje a kryt	47
6	Změřené parametry a průběhy	48
6.1	Průběhy napětí na zesilovači.....	48
6.2	Změřené parametry	50
6.3	Zkreslení	51
6.4	Výsledné parametry zesilovače	52
7	Laboratorní úloha	53
7.1	Cíle laboratorní úlohy	53
7.2	Zadání laboratorní úlohy.....	53
7.3	Postup měření	53
8	Závěr	55
	Literatura	56
	Seznam symbolů, veličin a zkratk	58
	Seznam příloh	59

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1 Šumová šířka pásma [1]	3
Obr. 2 Rozdíl mezi úzkopásmovým a širokopásmovým zesilovačem [3].....	4
Obr. 3 Dynamická charakteristika zesilovače ve třídě A [4].....	5
Obr. 4 Zesilovač ve třídě A s odporovou zátěží [4].....	5
Obr. 5 Zesilovač ve třídě A s indukční vazbou [4].....	6
Obr. 6 Dynamická charakteristika zesilovače ve třídě A [4].....	7
Obr. 7 Dynamická charakteristika zesilovače ve třídě C [4].....	8
Obr. 8 Zesilovač ve třídě C [4]	8
Obr. 9 Průběh účinnosti na polovičním úhlu otevření [4]	9
Obr. 10 Statická a dynamická charakteristika pro různé pracovní stavy [6]	9
Obr. 11 Typy pracovních stavů zesilovačů [6].....	10
Obr. 12 Amplitudová modulace [11].....	12
Obr. 13 Hloubka modulace u amplitudové modulace [9].....	13
Obr. 14 Frekvenční modulace [11].....	14
Obr. 15 Fázová modulace [12]	14
Obr. 16 Kolektorový modulátor [5].....	16
Obr. 17 Bázový modulátor [5].....	17
Obr. 18 Spektrum signálu za zesilovačem s modulátorem	18
Obr. 19 Přenosové charakteristiky filtrů [14]	18
Obr. 20 Dolní propust [15]	19
Obr. 21 Horní propust [15]	19
Obr. 22 Pásmová propust [15].....	20
Obr. 23 Pásmová zádrž [15]	20
Obr. 24 Butterworthova aproximace [16].....	21
Obr. 25 Čebyševova aproximace [16]	21
Obr. 26 Porovnání typů filtrů [17].....	22
Obr. 27 Přenosová charakteristika navržené dolní zádrže.....	25
Obr. 28 První stupeň zesilovače	26
Obr. 29 Průběh výstupního a vstupního signálu u prvního stupně zesilovače	26
Obr. 30 Frekvenční charakteristika výstupního signálu prvního stupně zesilovače	26

Obr. 31 Druhý stupeň zesilovače	27
Obr. 32 Průběh výstupního a vstupního signálu u druhého stupně zesilovače	27
Obr. 33 Frekvenční charakteristika výstupního signálu druhého stupně zesilovače	28
Obr. 34 Třetí stupeň zesilovače	28
Obr. 35 Průběh výstupního a vstupního signálu u třetího stupně zesilovače	29
Obr. 36 Frekvenční charakteristika výstupního signálu třetího stupně zesilovače	29
Obr. 37 Celkové zapojení zesilovače bez modulátoru	30
Obr. 38 Průběhy signálů na různých bodech v zesilovači	30
Obr. 39 Průběh signálu bez předpětí v posledním stupni	31
Obr. 40 Frekvenční charakteristika výstupního signálu s filtrem	31
Obr. 41 Kolektorový modulátor s tranzistorem	32
Obr. 42 Schéma filtru na 3,5 MHz	34
Obr. 43 Přenosová charakteristika filtru 3,5 MHz dle programu Ansoft Designer	34
Obr. 44 Přenosová charakteristika filtru 3,5 MHz dle programu Orcad Pspice	35
Obr. 45 Schéma filtru na 7 MHz	35
Obr. 46 Přenosová charakteristika filtru 7 MHz dle programu Ansoft Designer	36
Obr. 47 Přenosová charakteristika filtru 7 MHz dle programu Orcad Pspice	36
Obr. 48 Schéma filtru na 14 MHz	37
Obr. 49 Přenosová charakteristika filtru 14 MHz dle programu Ansoft Designer	37
Obr. 50 Přenosová charakteristika filtru 14 MHz dle programu Orcad Pspice	38
Obr. 51 Zapojení zesilovače s modulátorem a výstupním filtrem	38
Obr. 52 Detail obálky složené z nosného signálu a modulačního	39
Obr. 53 Hloubka modulace 15 %	40
Obr. 54 Hloubka modulace 50 %	40
Obr. 55 Hloubka modulace 94 %	40
Obr. 56 Přenos napětí transformátem při 3,5 MHz a 10 MHz	41
Obr. 57 Zobrazení teplotních odporů mezi čipem a chladičem [21]	42
Obr. 58 Graf závislosti činitele jakosti cívek na frekvenci [23,24]	43
Obr. 59 Detail změny charakteristiky filtru při uvažování reálné jakosti cívek	44
Obr. 60 Napěťové úrovně na prvním stupni zesilovače při frekvenci 3,6 MHz	48
Obr. 61 Vstupní a výstupní signál bez modulátoru	49
Obr. 62 Napěťové úrovně na modulátoru a koncovém stupni zesilovače	49
Obr. 63 Vstupní a výstupní signál včetně modulátoru	49
Obr. 64 Hloubka modulace 95% a 50%	51

Obr. 65	Nezkreslený výstupní signál při vstupní amplitudě 56 mV.....	51
Obr. 66	Nelineární zkreslení zesilovače při vstupním napětí 132 mV a 278 mV	51
Obr. 67	Zkreslení signálu způsobeného modulátorem	52
Obr. 68	Výstupní transformátor prvního stupně.....	67
Obr. 69	Nálepka na krabičce zesilovače.....	67
Obr. 70	Foto zakrytého zesilovače	67
Obr. 71	Foto zesilovače bez krytu	68
Obr. 72	Pohled z boku	68
Obr. 73	Uchycení plošného spoje na krabičku	68

ÚVOD

Tato diplomová práce popisuje teoretický návrh a praktickou realizaci vysokofrekvenčního zesilovače s amplitudovou modulací, který má sloužit jako laboratorní přípravek. Požadovaný výstupní výkon zesilovače by se měl pohybovat kolem 10 W a má pracovat na frekvenci od 3,5 MHz do 14 MHz. Zesilovač je realizován jako třístupňový. První dva tranzistory pracují ve výkonové třídě A, u posledního se nastavuje pracovní třída A, B, C. Na výstupu zesilovače jsou přepínatelné výstupní filtry pro potlačení vyšších harmonických složek signálu.

Práce je členěna do 8 Kapitol. Kapitola 1 představuje základní vlastnosti zesilovačů. Amplitudová modulace a její vlastnosti jsou představeny v kapitole 2. Přehled filtrů je uveden v kapitole 3, kapitola 4 popisuje návrh zapojení a simulaci. Kapitola 5 popisuje vlastní konstrukční realizaci, v 6. kapitole jsou znázorněny naměřené výsledky, v kapitole 7 je navržena laboratorní úloha a kapitola 8 obsahuje závěr.

1 ZESILOVAČE

Zesilovač je elektronické zařízení, které je schopno měnit elektrickou energii z napájecího zdroje při změně vstupního signálu. Vysokofrekvenční zesilovače jsou obecně zesilovače, které zesilují vysoké kmitočty (cca nad 100 kHz). Z hlediska elektroniky bývá zesilovač považován za aktivní dvojbran, ten je tvořen zesilovacím prvkem a pomocným obvodem, který zajišťuje nastavení a následnou stabilizaci pracovního bodu.

1.1 Základní vlastnosti zesilovačů

1.1.1 Zesílení

Nejdůležitějším parametrem, který je používán u zesilovačů, je jejich zesílení značené jako A , které definuje podíl výstupního napětí U_2 vůči vstupnímu napětí U_1 . Jedná se o bezrozměrné číslo.

$$A = \frac{U_2}{U_1} [-] \quad (1)$$

Zisk zesilovače je vyjádřením napět'ového zesílení v dB.

$$A_{dB} = 20 * \log\left(\frac{U_2}{U_1}\right) [dB] \quad (2)$$

1.1.2 Vstupní odpor (R_{VST})

Vstupní odpor tvoří zátěž pro předcházející obvod, měl by být pro zesilovače co největší, aby předcházející obvod nebyl zesilovačem zatěžován.

1.1.3 Výstupní odpor (R_{VYST})

Výstupní odpor určuje závislost výstupního napětí na velikosti zátěže, měl by být co nejmenší, aby se výstupní napětí při zatížení neměnilo. Výstupní odpor lze vypočítat podle vzorce 3, kde R_z je odpor zátěže, U_{20} udává výstupní napětí naprázdno a U_2 znamená výstupní napětí.

$$R_{výst} = R_z * \frac{U_{20} - U_2}{U_2} [\Omega] \quad (3)$$

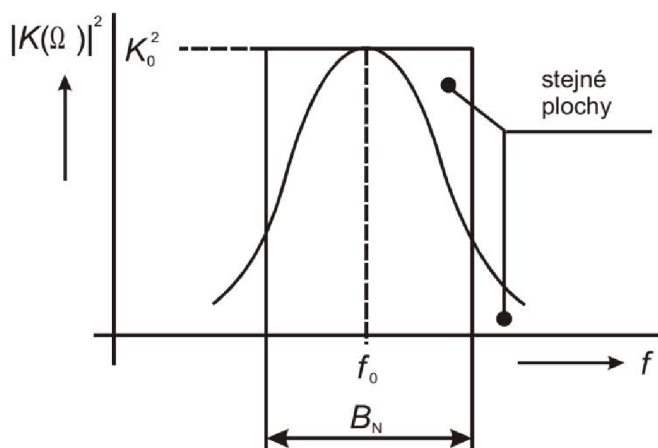
1.1.4 Mezní kmitočty, Šířka přenášeného pásma B

Mezní kmitočty je definován jako nejmenší nebo největší kmitočty, na kterém může zesilovač ještě zesilovat. Při mezním kmitočtu je proudové zesílení rovno jedné. Šířka přenášeného pásma je rozdíl mezi horním f_2 a dolním mezním kmitočtem f_1 , viz vzorec 4.

$$B = f_2 - f_1 [Hz] \quad (4)$$

1.1.5 Šumová šířka pásma

Šířkou pásma chápeme to pásmo kmitočtů, pro které je napěťový přenos větší než přenos maximální, ale snížený o 3 dB. Šumová šířka pásma je definována jiným způsobem. Při jejím určování je nejprve stanovena kmitočtová závislost výkonového přenosu dvojbranu, přes který je šum dodáván do zátěže. Tato závislost je nahrazena obdélníkem s výškou rovnající se maximu zmíněného výkonového přenosu a obsah výkonu pod obdélníkem je stejný jako pod změřenou šířkou pásma. Základna obdélníku je hledanou ekvivalentní šumovou šířkou pásma, viz obr. 1. [1]



Obr. 1 Šumová šířka pásma [1]

1.1.6 Výkonová účinnost zesilovače

Výkonová účinnost zesilovače je definována jako poměr středního výstupního výkonu odebraného ze zesilovače k výkonu, který zesilovač odebere ze stejnosměrného napájecího zdroje. Výkonovou účinnost zesilovače vypočteme podle vztahu 5, kde $P_{výst}$ je výstupní výkon, U_{cc} je napájecí napětí, I_{cc} udává proud dodávaný napájecím zdrojem.

$$\eta = \frac{P_{výst}}{U_{cc} * I_{cc}} * 100 [\%] \quad (5)$$

1.1.7 Přidaná výkonová účinnost PAE (Power Added Efficiency)

Přidaná výkonová účinnost udává, jaká je čistá přidaná hodnota energie zesilovačem bez energie, která je dodána do vstupu zesilovače. PAE je velmi podobná výkonové účinnosti za předpokladu, že je zisk zesilovače dostatečně vysoký. V případě, že zisk zesilovače je relativně nízký, množství energie, které je potřeba pro řízení vstupu zesilovače, je nutno taky uvažovat při výpočtu účinnosti.

$$PAE = \frac{P_{výst} - P_{vst}}{U_{cc} * I_{cc}} * 100 [\%] \quad (6)$$

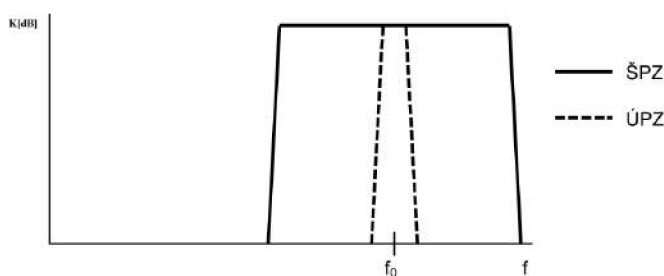
1.1.8 Zkreslení signálu

Odlišnost průběhu výstupního signálu od vstupního popisuje zkreslení signálu. Zkreslení se dělí na:

- Tvarové – výstupní napětí se liší tvarem od vstupního napětí
- Útlumové – zesílení na sledovaném kmitočtu je jiné než na středním kmitočtu
- Fázové – mění se fázový posun mezi vstupním a výstupním napětím v závislosti na změně kmitočtu

1.2 Typy vysokofrekvenčních zesilovačů

Podle šíře frekvenčního pásma zpracovávaného signálu jsou vysokofrekvenční zesilovače rozdělovány na širokopásmové (ŠPZ) a úzkopásmové (ÚPZ). Hranice mezi ŠPZ a ÚPZ zesilovačem není úplně přesně definována, šířka pásma $B = 2-3\%$ z hodnoty f_0 , kde f_0 je střední frekvence signálu. Přibližné rozdělení zesilovačů na ŠPZ a ÚPZ je na obr. 2. [3]



Obr. 2 Rozdíl mezi úzkopásmovým a širokopásmovým zesilovačem [3]

1.2.1 Úzkopásmové (selektivní) zesilovače

V případě ÚPZ je zesílení stupně vlivem malé šíře frekvenčního pásma většinou velké, čímž ale vznikají problémy se stabilitou stupně, zesilovací stupeň má sklon k oscilacím v určité oblasti přenášeného pásma. U selektivních vysokofrekvenčních zesilovačů se vhodné šířky pásma dosahuje zapojením jednoduchých nebo vázaných rezonančních obvodů místo kolektorového rezistoru. Třidecibelová šířka přenášeného kmitočtového pásma (B_{3dB}) činí několik procent středního kmitočtu f_0 . [7]

1.2.2 Širokopásmové zesilovače (videozesilovače)

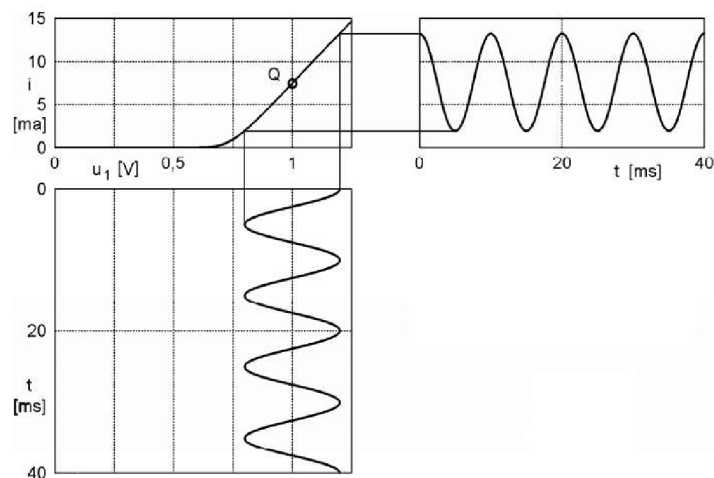
Velká šířka pásma u ŠPZ se dosahuje vhodným zapojením některých součástek, zvláště pasivních. U širokopásmových zesilovačů se rezonančních obvodů nepoužívá, případně jsou tyto obvody záměrně silně rozladěny a utlumeny, na rozdíl od selektivních vysokofrekvenčních zesilovačů, kde tomu je naopak. Třidecibelová šířka přenášeného pásma (B_{3dB}) je srovnatelná se středním kmitočtem f_0 .

1.3 Pracovní třídy zesilovačů

Podle polohy pracovního jsou rozeznávány zesilovače různých tříd. Mezi základní patří výkonové třídy A, B, C.

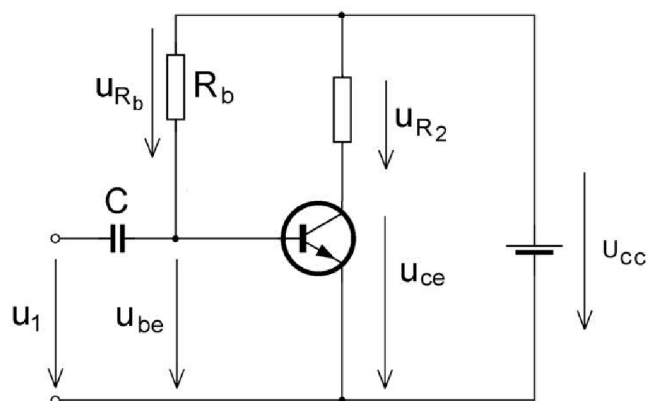
1.3.1 Výkonový zesilovač třídy A

Třída A - výstupní proud teče v zesilovacím prvku po celou periodu signálu, poloviční úhel otevření $\Theta = \pi$. Dynamická převodní charakteristika zesilovače v pracovní třídě A je na obr. 3.



Obr. 3 Dynamická charakteristika zesilovače ve třídě A [4]

Ve třídě A je klidový pracovní bod umístěn uprostřed lineární části dynamické převodní charakteristiky, přičemž amplituda zpracovávaného signálu nesmí být příliš velká, aby nedocházelo k zániku kolektorového proudu. Jednočinný výkonový zesilovač ve třídě A s rezistivní zátěží je na obr. 4. Pracuje v lineárním režimu s minimálním zkreslením, avšak s velmi špatnou účinností, proto se používá jen výjimečně.



Obr. 4 Zesilovač ve třídě A s odporovou zátěží [4]

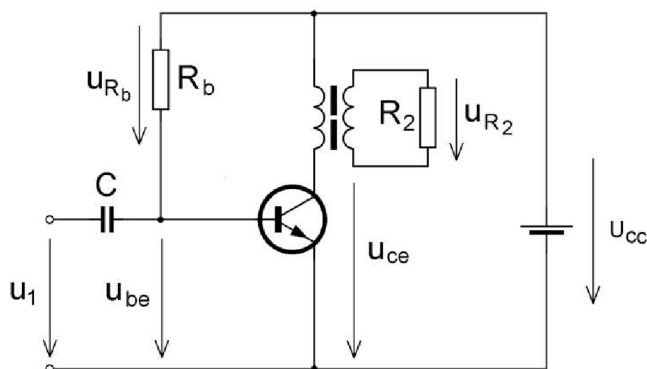
Účinnost zesilovače se počítá dle následujících vzorců. [4]

$$\text{Střídavý výkon: } P_{stř} = \frac{U_{ce} * I_c}{2} = \frac{U_{cc}^2}{8 * R_2} \quad [W] \quad (7)$$

$$\text{Příkon zdroje: } P_{ss} = U_{cc} * I_{cc} = \frac{U_{cc}^2}{2 * R_2} \quad [W] \quad (8)$$

$$\text{Teoretická účinnost: } \eta = \frac{P_{stř}}{P_{ss}} = \frac{2}{8} = 25 \% \quad (9)$$

Jednočinný výkonový zesilovač ve třídě A s transformátorem znázorňuje obr. 5. Byl používán v počátcích tranzistorové techniky, převážně v nízkofrekvenčních aplikacích, z důvodu optimálního impedančního přizpůsobení. Stejnoseměrný pracovní bod se zde volí ve třídě A, uprostřed mezi charakteristikou zbytkového proudu a mezní přímkou. Pak mohou být rozkmity proudů i napětí na obě strany od klidového bodu stejné a nedochází ke zkreslení.



Obr. 5 Zesilovač ve třídě A s indukční vazbou [4]

Jednočinný výkonový zesilovač ve třídě A s transformátorem má vyšší teoretickou účinnost, kterou lze spočítat podle následujících vzorců. [4]

$$\text{Střídavý výkon: } P_{stř} = \frac{U_{ce} * I_c}{2} = \frac{U_{cc}^2}{2n^2 R_2} \quad [W] \quad (10)$$

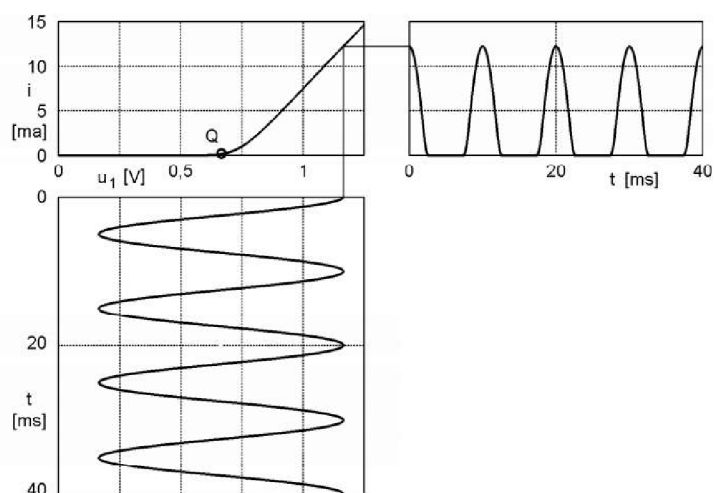
$$\text{Příkon zdroje: } P_{ss} = U_{cc} * I_c = \frac{U_{cc}^2}{n^2 R_2} \quad [W] \quad (11)$$

$$\text{Teoretická účinnost: } \eta = \frac{P_{stř}}{P_{ss}} = \frac{1}{2} = 50 \% \quad (12)$$

Zesilovače pracující ve třídě A se používají především tam, kde není třeba dodat velký výkon do zátěže. Jako koncové stupně výkonových zesilovačů se používají zřídka, pouze jsou-li kladeny extrémní požadavky na minimální hodnotu nelineárního zkreslení.

1.3.2 Výkonový zesilovač třídy B

Třída B - výstupní proud teče v zesilovacím prvku po dobu půl periody, to znamená, že úhel otevření $\Theta = \pi/2$. Dynamická převodní charakteristika zesilovače v pracovní třídě B je na obr. 6.



Obr. 6 Dynamická charakteristika zesilovače ve třídě A [4]

Třída B má posunutý pracovní bod do bodu zániku kolektorového proudu. Pokud má být přenesena celá sinusovka, koncový stupeň musí tvořit dva tranzistory, každý pro jednu polaritu signálu. Obě poloviny koncového stupně se tak v závislosti na polaritě signálu střídají v činnosti, anglicky označované jako push-pull. Zapojení je totožné s dvojitým zapojením z obr. 4 pracujícím ve třídě A, liší se pouze nastavením pracovního bodu. Dosahovaná účinnost může být okolo 70%. Účinnost dvojitěného zesilovače ve třídě B lze spočítat dle následujících vzorců. [4]

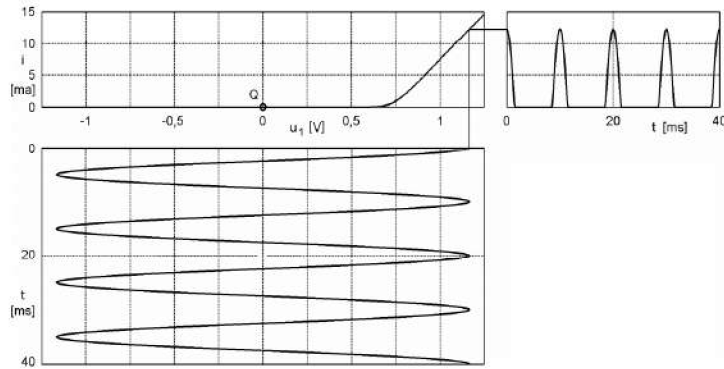
$$\text{Střídavý výkon: } P_{stř} = \frac{U_{ce} \cdot I_c}{4} = \frac{U_{cc}^2}{4R_2} \text{ [W]} \quad (13)$$

$$\text{Příkon zdroje: } P_{ss} = U_{cc} \cdot \frac{I_c}{\pi} = \frac{U_{cc}^2}{\pi n^2 R_2} \text{ [W]} \quad (14)$$

$$\text{Teoretická účinnost: } \eta = \frac{P_{stř}}{P_{ss}} = \frac{\pi}{4} = 78,5 \% \quad (15)$$

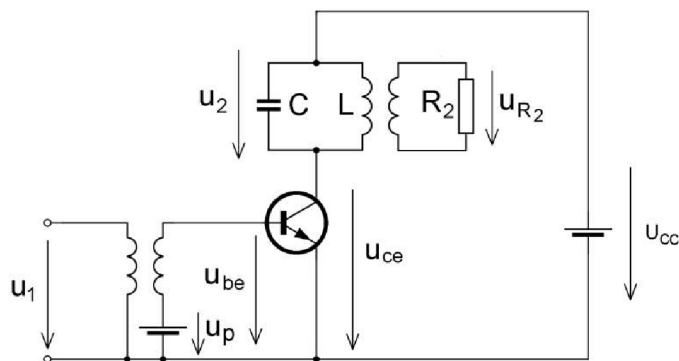
1.3.3 Výkonový zesilovač třídy C

Třída C - výstupní proud teče v zesilovacím prvku po dobu menší než půl periody, to znamená, že $\Theta < \pi$. Dynamická převodní charakteristika zesilovače v pracovní třídě C je na obr. 7.



Obr. 7 Dynamická charakteristika zesilovače ve třídě C [4]

Pracovní bod C se pohybuje v aktivní oblasti po mnohem kratší dobu než je 180° a nachází se na aproximované převodní charakteristice. Zesiluje jen kladnou půlvlnu a navíc zkresleně. Tranzistor není otevřen ani polovinu periody vstupního signálu díky předpětí báze. Pro nízkofrekvenční zapojení nemá význam, ale ve vysokofrekvenční technice se dobře uplatní pro vysílače. Vzniklé zkreslení není překážkou, jestliže je v kolektoru zařazen vysokofrekvenční rezonanční obvod. Zesilovač vyžaduje největší budící signál, ale zároveň pracuje s nejvyšší účinností.

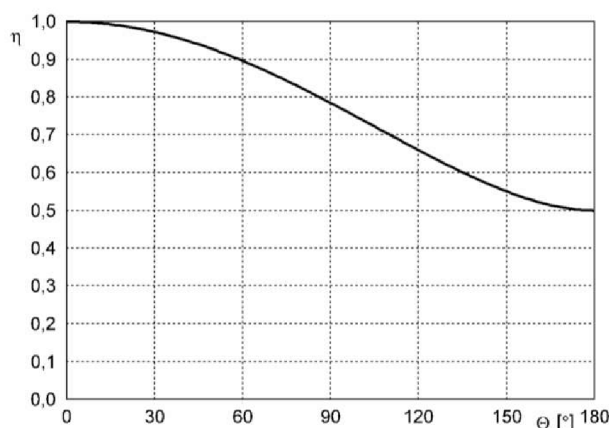


Obr. 8 Zesilovač ve třídě C [4]

Je-li uvažováno úplné vybudení zesilovače, pak amplituda výstupního napětí bude rovna napájecímu napětí a účinnost bude dána vztahem 16. [4]

$$\eta = \frac{1}{2} * \frac{\theta - \sin(\theta) * \cos(\theta)}{\sin(\theta) * \cos(\theta)} [\%] \quad (16)$$

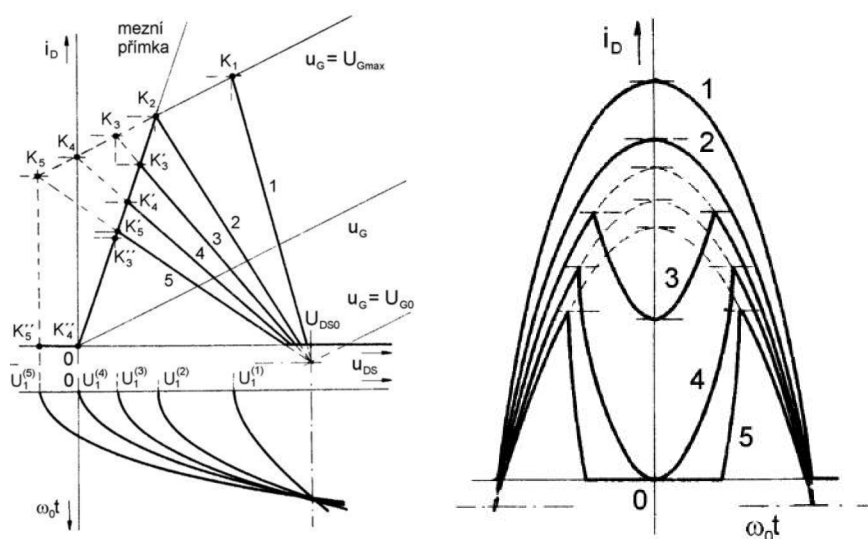
Průběh účinnosti zesilovače ve třídě C v závislosti na polovičním úhlu otevření je v obr. 9.



Obr. 9 Průběh účinnosti na polovičním úhlu otevření [4]

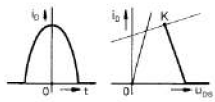
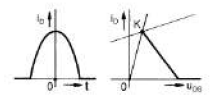
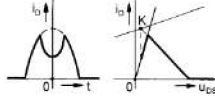
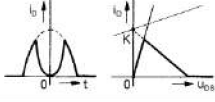
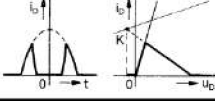
1.4 Pracovní stavy zesilovačů

Pracovní stav zesilovače velmi úzce souvisí s tvarem impulsu kolektorového proudu a také je podle toho posuzován. Případy, které mohou u výkonového zesilovače nastat, jsou nakresleny na obr. 10. Výstupní charakteristiky tranzistoru jsou aproximovány přímkami a pro větší přehlednost jsou na obrázku zakresleny pouze tři. Pracovní bod tranzistoru je určen napětími U_{DS0} , U_{G0} a jeho teoretická poloha je dána průsečíkem charakteristiky $u_G = U_{G0}$ a přímky jdoucí bodem U_{DS0} kolmo k ose napětí. Zesilovač pracuje ve třídě C. Amplituda vstupního signálu je U_G . Rezonanční obvod je vyladěn na kmitočet vstupního signálu a zátěží tranzistoru je teoreticky rezistor s odporem R . Když se změní hodnota vstupního signálu, pracovní bod se pohybuje po výstupních charakteristikách po křivce se dvěma koncovými body, která je označovaná jako dynamická charakteristika. Na obr. 10 jsou dynamické charakteristiky zesilovače pro různé pracovní stavy. [6]



Obr. 10 Statická a dynamická charakteristika pro různé pracovní stavy [6]

V obr. 11 jsou typy všech možných pracovních stavů zesilovačů včetně průběhu jejich kolektorového proudu a koeficientu napěťového využití.

	Pracovní stav	Tvar kolektorového impulsu a dynamická charakteristika	Koeficient napěťového využití zesilovače
1.	Podkritický		$p_u < p_{uCR}$
2.	Kritický		$p_u = p_{uCR}$
3.	Slabě nadkritický		$p_{uCR} < p_u < 1$
4.	Nadkritický mezní		$p_u = 1$
5.	Silně nadkritický		$p_u > 1$

Obr. 11 Typy pracovních stavů zesilovačů [6]

1.4.1 Podkritický stav

Podkritický stav má koncový bod K1 dynamické zatěžovací charakteristiky, označené na obr. 10 vlevo jako „1“, tedy v jeho aktivní oblasti. Jak lze vidět z obr. 10 vpravo, jedná se o nezkreslenou část sinusovky. Koeficient napěťového využití zesilovače p_u je menší jak p_{uCR} , kde zkratka p_{uCR} je koeficient napěťového využití zesilovače při kritickém stavu. Napěťové využití je malé, ale nedochází ke zkreslení.

1.4.2 Kritický stav

Kritického stavu se dosáhne zvětšením velikosti zátěže, ostatní veličiny zesilovače zůstávají konstantní. V tomto případě se koncový bod K2 na dynamické zatěžovací charakteristice nachází na průsečíku mezní přímky tranzistoru a charakteristiky, kde $u_G = U_{Gmax}$. Jedná se o přímku číslo „2“. Na obr. 10 vpravo je vidět, že se jedná o stejný nezkreslený impuls, avšak s menší amplitudou. Koeficient napěťového využití zesilovače p_u je rovno p_{uCR} . Napěťové využití není velké, ale ještě nedochází ke zkreslení.

1.4.3 Slabě nadkritický stav

Následným zvětšením zátěže je dosaženo slabě nadkritického stavu označeného číslem „3“. V střední části impulsu kolektorového proudu označeném číslem 3 je sedlo, které je typické pro nadkritický stav. Toto sedlo se ovšem ještě nedotýká na vodorovné ose

nuly. Tvar sedla lze odvodit z polohy bodů K_3' a K_3'' . Koeficient napěťového využití zesilovače p_u je větší jak p_{uCR} , ale zároveň je menší jak 1. Napěťové využití už je dostatečně velké, ale již dochází ke zkreslení.

1.4.4 Nadkritický mezní stav

U nadkritického mezního stavu se charakteristika číslo „4“ láme na mezní přímce v bodě K_4' . Sedlo impulsu kolektorového proudu číslo 4 se dotýká vodorovné osy v nule. Amplituda napětí první harmonické složky signálu je v tomto případě rovna stejnosměrnému napájecímu napětí. Koeficient napěťového využití zesilovače p_u je roven 1. Napěťové využití už je velmi velké, ale již dochází ke zkreslení z důvodu doteku impulsu nuly na vodorovné ose.

1.4.5 Silně nadkritický stav

Speciálním případem je silně nadkritický stav, při tomto stavu dochází k rozpadu impulsu proudu označeného číslem 5 na dvě části. V tomto stavu je po určitou dobu periody namáhán tranzistor inverzním napětím. U nadkritického mezního stavu je proudový impuls po krátkou dobu roven nule. Koeficient napěťového využití zesilovače p_u je větší než 1. [6]

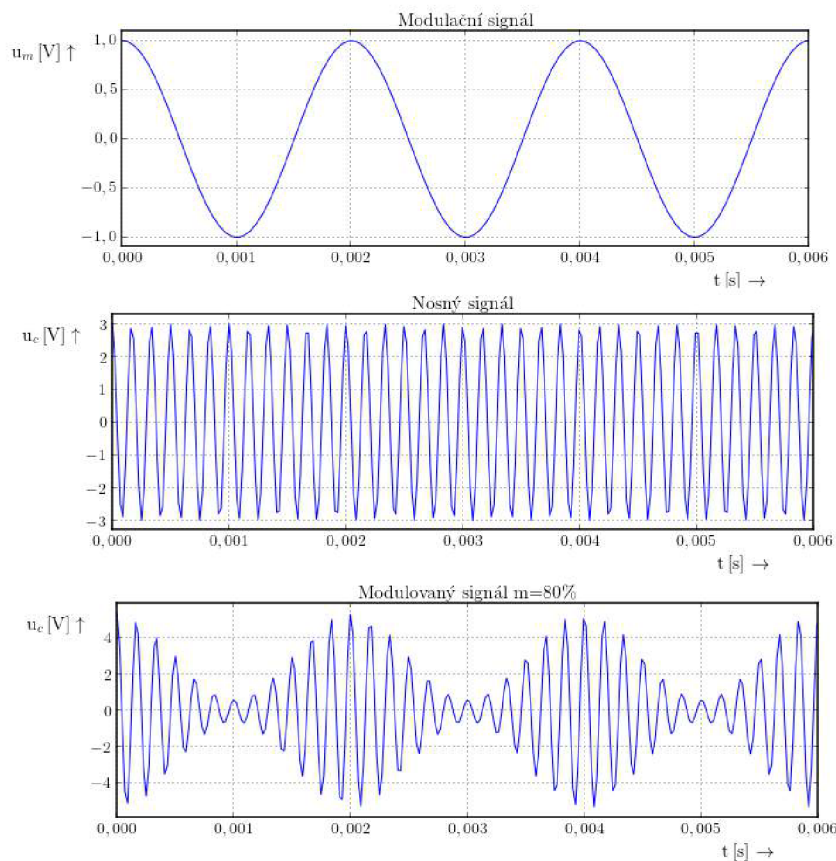
2 MODULÁTOR

Modulace je proces, při kterém dochází ke změně některého parametru nosného signálu v závislosti na hodnotách vstupního modulačního signálu. Obvodové zapojení realizující proces modulace je nazýván modulátorem.

2.1 Typy analogových modulací

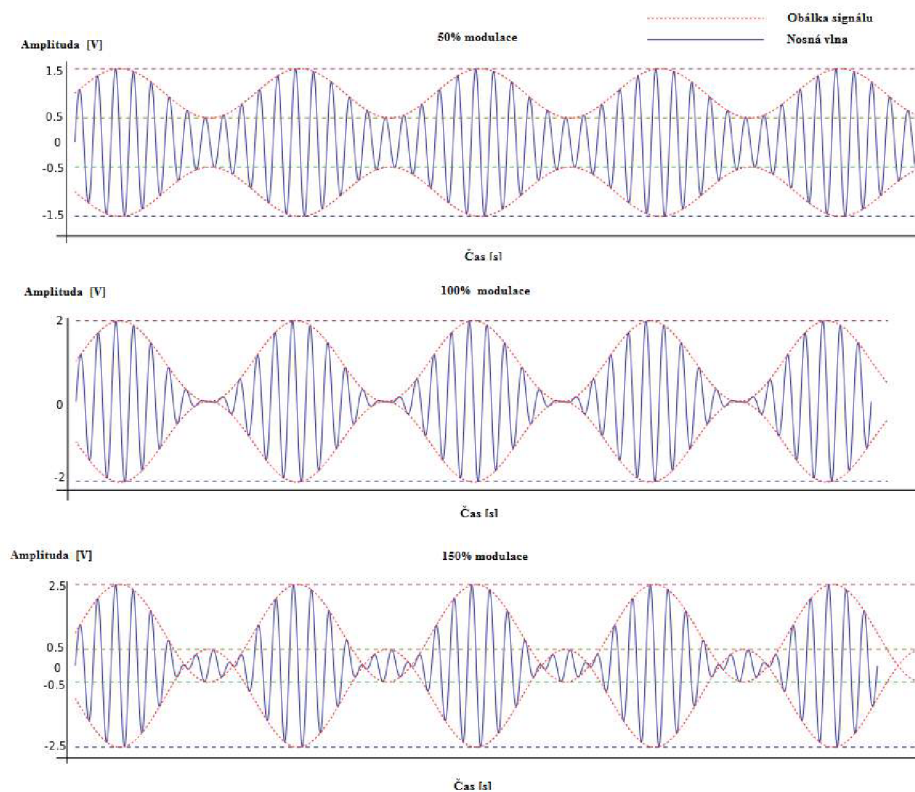
2.1.1 Amplitudová modulace

Amplitudová modulace patří mezi jednoduché analogové modulace. V závislosti na změně vstupního modulačního signálu se následně mění amplituda nosného signálu. Fáze ani frekvence nosné vlny se nemění. Historicky se jedná o nejstarší druh modulace. Ve frekvenčním spektru amplitudové modulace se nachází nosná vlna a dvě postranní pásma. Příklad amplitudové modulace znázorňuje obr. 12. [8]



Obr. 12 Amplitudová modulace [11]

Přenášená informace je obsažena v podobě pomyslné obálky. Amplituda původní vysokofrekvenční vlny se zmenšuje a zvětšuje v porovnání s nosnou vlnou přesně dle změny modulující vlny. Při amplitudové modulaci je zásadní údaj o hloubce amplitudové modulace m . Příklady různých hloubek modulace jsou na obr. 13. Pokud je hloubka modulace větší než 100 %, dochází již ke zkreslení signálu.



Obr. 13 Hloubka modulace u amplitudové modulace [9]

Míru promodulování nosného signálu udává parametr hloubka modulace, který je uveden ve vzorci 17. U_n je amplituda nosné vlny bez modulace, ΔU_n udává změnu amplitudy nosné vlny.

$$m = \frac{\Delta U_n}{U_n} * 100 \text{ [%]} \quad (17)$$

Šířka pásma u amplitudové modulace je rovna dvojnásobku maximálního modulačního signálu viz rovnice 18.

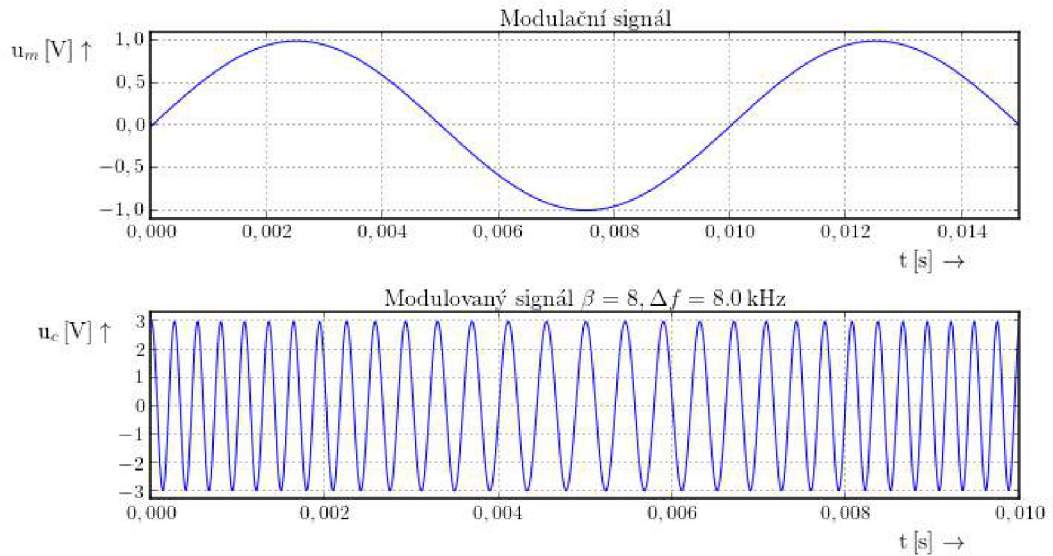
$$B = 2 * f_{max} \text{ [Hz]} \quad (18)$$

Amplituda promodulovaného signálu lze vypočítat dle vzorce 19. [10]

$$U(t) = U_n + U_m * \sin(\omega t + \varphi) \text{ [V]} \quad (19)$$

2.1.2 Frekvenční modulace

V případě frekvenční modulace působí modulující vlna na frekvenci nosné vlny. Amplituda a fáze nosné vlny zůstává stejná. Kladným hodnotám modulačního signálu odpovídá zvýšení frekvence nosné vlny, záporným hodnotám odpovídá snížení frekvence nosné vlny. Čím je amplituda modulačního signálu větší, tím větší je i změna frekvence nosné vlny. Tato změna se nazývá frekvenční zdvih Δf . Příklad frekvenční modulace je na obr. 14.



Obr. 14 Frekvenční modulace [11]

Poměr frekvenčního zdvihu Δf a frekvence modulačního signálu se nazývá modulační index β , který je vypočten ve vzorci 20.

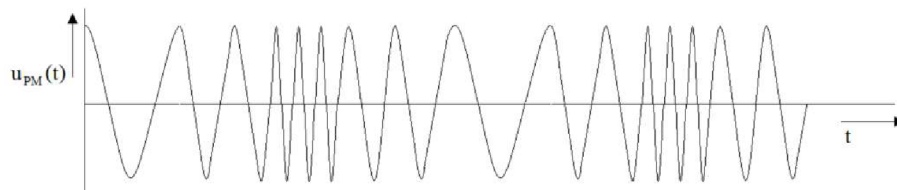
$$\beta = \frac{\Delta f}{f_m} [-] \quad (20)$$

Šířku pásma u frekvenční modulace lze odhadnout pomocí Carsonova vzorce, který platí pro modulační index od 1 do 20. Odhad šířky pásma je ve vzorci 21.

$$B = 2 * (\Delta f + f_{max}) [\text{Hz}] \quad (21)$$

2.1.3 Fázová modulace

U fázové modulace se v závislosti na modulačním signálu mění fáze nosné φ , amplituda nosné a frekvence nosné jsou konstantní. Příklad fázové modulace je na obr. 15.



Obr. 15 Fázová modulace [12]

Časové průběhy signálů frekvenční modulace a fázové modulace jsou podobné, z toho důvodu jsou podobná i jejich kmitočtová spektra. Jediný rozdíl je v tom, že se u fázové modulace při změně modulačního kmitočtu a konstantní amplitudy modulačního napětí mění odstup spektrálních čar, ale amplituda je stále stejná. U frekvenční modulace je oproti fázové modulaci rozdíl v tom, že se při změně modulačního kmitočtu mění odstup i amplituda spektrálních čar. Šířku pásma u fázové modulace vyjádříme pomocí vzorce 22, kde k_{PM} je β_{PM}/U_m . [12]

$$B = 2 * f_{m,max}(1 + k_{PM}) \text{ [Hz]} \quad (22)$$

2.2 Amplitudový modulátor

Modulátory AM mohou být realizovány s nelineárním nebo parametrickým prvkem. Výhodnější je modulace na vyšší výkonové úrovni vzhledem k dosažení lepší výkonové bilance. Výstupní napětí modulátoru je úměrné první harmonické složce výstupního proudu, která je úměrná modulačnímu signálu. Toho se dá dosáhnout změnou napájecích napětí na elektrodách aktivního prvku. Dle vztahů (23) až (26) můžeme určit různé výkonové úrovně pro amplitudovou modulaci. [6]

- Výkon nosné bez modulace $P_0 = \frac{U_{0ef}^2}{R} = \frac{U_0^2}{2R} \text{ [W]} \quad (23)$

- Maximální výkon AM signál $P_{max} = (1 + m)^2 * P_0 \text{ [W]} \quad (24)$

- Minimální výkon AM signálu $P_{min} = (1 - m)^2 * P_0 \text{ [W]} \quad (25)$

- Střední výkon AM signálu za dobu T $P_{mod} = (1 + \frac{m^2}{2}) * P_0 \text{ [W]} \quad (26)$

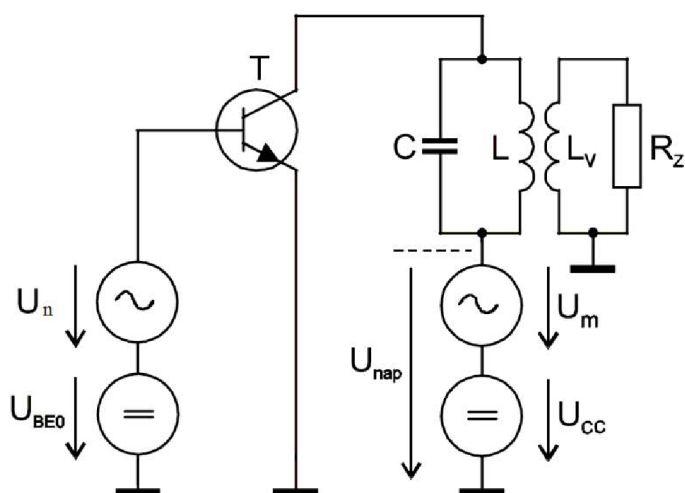
2.2.1 Modulátor s kolektorovou modulací

Kolektorový modulátor je někdy označován jako modulátor s vysokou úrovní modulačního signálu. K modulaci u modulátoru s kolektorovou modulací dochází změnou napájecího napětí kolektoru tranzistoru v zapojení se společným emitorem. Na obr. 16 je kolektorový modulátor. Ke vstupu tranzistoru je připojen zdroj nosné s napětím U_n . K napájecímu napětí U_{cc} je v sérii připojen zdroj modulačního signálu U_m . Zátěží tranzistoru je paralelní rezonanční obvod s šířkou pásma $B = 2\Omega$. Zátěží modulátoru je rezistor R_Z , který se rovněž podílí na výsledném činiteli jakosti rezonančního obvodu. Na transformátor jsou kladeny velké požadavky i vzhledem k přenosu kmitočtového spektra. Je zřejmé, že modulační napětí v kolektorovém obvodu musí být k dosažení stejného efektu daleko větší než v bázi. Je zapotřebí větší modulační příkon, což je hlavní nevýhoda tohoto typu modulátoru. Na druhé straně tento modulátor má menší zkreslení a umožňuje dosáhnout větší hloubku modulace. Celkové napájecí napětí v kolektoru tranzistoru pro jednotlivé režimy modulátoru je možno vypočítat podle vztahů 27 až 29. [5]

- Režim minimální.... $U_{nap} = U_{cc} - U_m \text{ [V]} \quad (27)$

- Režim nosné..... $U_{nap} = U_{cc} \text{ [V]} \quad (28)$

- Režim maximální.... $U_{nap} = U_{cc} + U_m \text{ [V]} \quad (29)$



Obr. 16 Kolektorový modulátor [5]

Vhodným nastavením předpětí U_{BE0} lze měnit třídy zesilovače A, B a změnou polaroty předpětí dosáhneme i třídy C, tedy mnohem větší účinnosti, ovšem za cenu menší dosažitelné hloubky modulace. Tranzistor pracuje pouze v nadkritickém režimu. Účinnost modulace lze vypočítat podle vztahu 30.

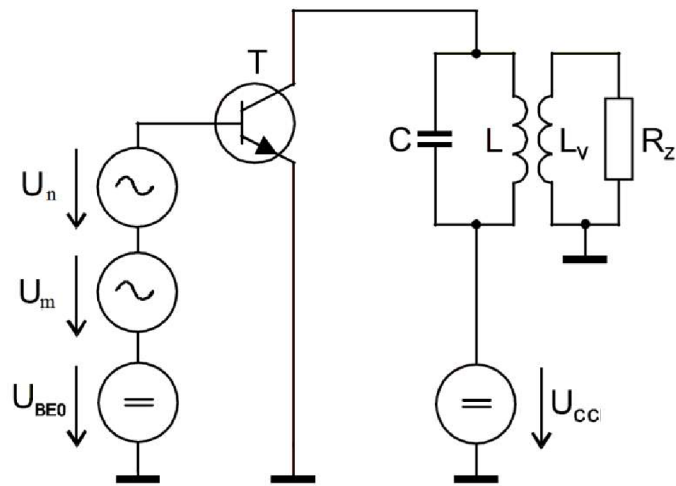
$$\eta_{mod} = \eta_{nosné} \quad (30)$$

2.2.2 Modulátor s bázovou modulací

Bázový modulátor, někdy označovaný jako modulátor s nízkou úrovní modulačního signálu, využívá koncového stupně vysokofrekvenčního zesilovače, který pracuje ve třídě C. K modulaci dochází změnou napětí mezi bází a emitorem tranzistoru a proto zdroj modulačního signálu nemusí být výkonový. Relativně velké vstupní vysokofrekvenční napětí je v obvodu báze transponováno na modulační napětí malé amplitudy. Přitom je vhodně nastaven klidový pracovní bod stejnosměrným napětím U_{BE0} . Uvažováno je nízkofrekvenční modulační napětí, které má být namodulováno na vysokofrekvenční nosnou vlnu. Vysokofrekvenční napětí přichází z budiče na koncový stupeň s tranzistorem T. Vysokofrekvenční i nízkofrekvenční napětí působí v obvodu báze a to tak, že nízkofrekvenční napětí způsobuje posuv časové osy napětí U_m v rytmu nízkofrekvenčního napětí. Schéma modulátoru s bázovou modulací je na obr. 17. Modulátor s bázovou modulací pracuje v podkritickém režimu, a z toho důvodu je jeho výkonová bilance horší než u modulátoru s kolektorovou modulací. Účinnost modulátoru při modulaci je možno vypočítat dle vzorce 31. [6]

$$\eta_{mod} = \left(1 + \frac{m^2}{2}\right) * \eta_{nosné} \quad (31)$$

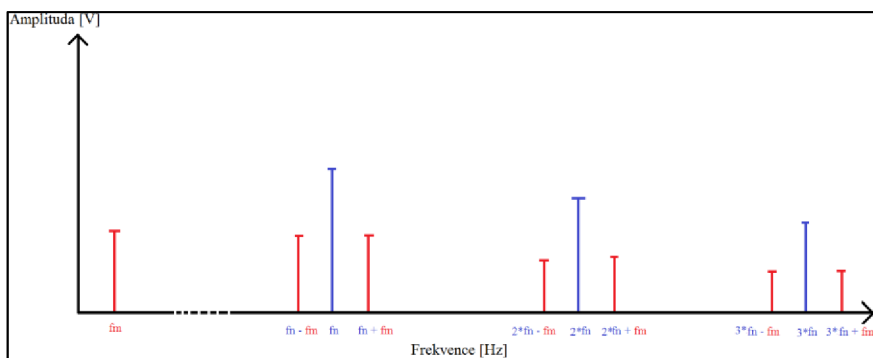
Srovnáním účinností pro bázový a kolektorový modulátor je vidět, že účinnost modulátoru s bázovou modulací se mění v závislosti na hloubce modulace, a dosahuje nízkých hodnot, což je jeho hlavní nevýhoda. Další nevýhodou je poměrně malá hloubka modulace. Výhodou je jednoduchost modulátoru a potřebný malý výkon zdroje modulačního signálu U_m . [13]



Obr. 17 Bázový modulátor [5]

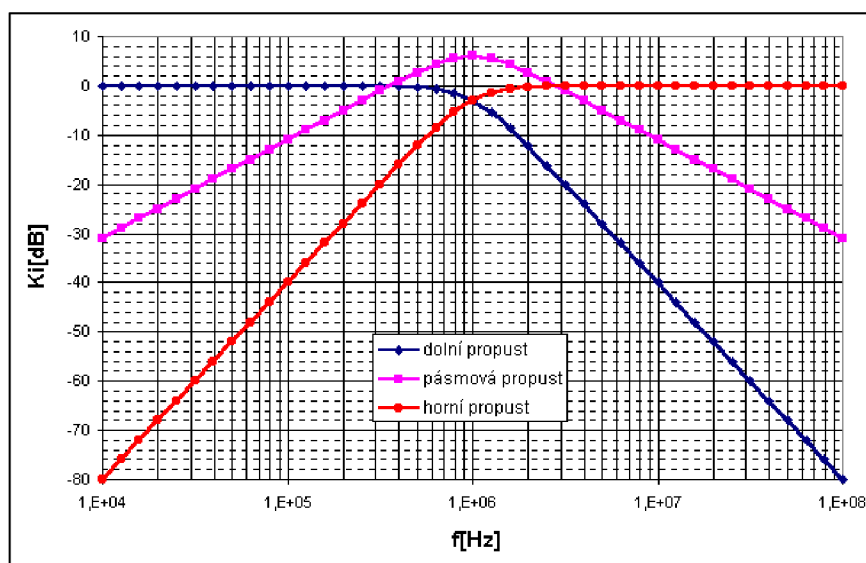
3 FILTRY

Výstupní filtry zesilovačů hrají velmi důležitou roli u výkonových zesilovačů. Musí potlačit vyšší harmonické složky signálů, které vznikají v důsledku nelineární modulace. Zesilovač by vysílal i na kmitočtech, které jsou násobky nosného signálu, tím by zarušil celé frekvenční spektrum. Z toho důvodu musí být na výstupu zesilovače zařazen výstupní filtr. Spektrum na výstupu ze zesilovače s modulátorem bez výstupního filtru je na obr. 18.



Obr. 18 Spektrum signálu za zesilovačem s modulátorem

Kmitočtové filtry jsou dvojbrany, které propustí harmonické složky spektra zpracovávaných signálů v určitém pásmu kmitočtů, které označujeme jako propustné pásmo. Mimo propustné pásmo jsou harmonické složky silně utlumovány, toto pásmo označujeme jako nepropustné pásmo. Kmitočtové filtry jsou součástí řady obvodů a systémů. Základním principiálním obvodem filtrů je kmitočtově závislý dělič. Různé typy přenosových charakteristik jsou v obr. 19. [2] [5]

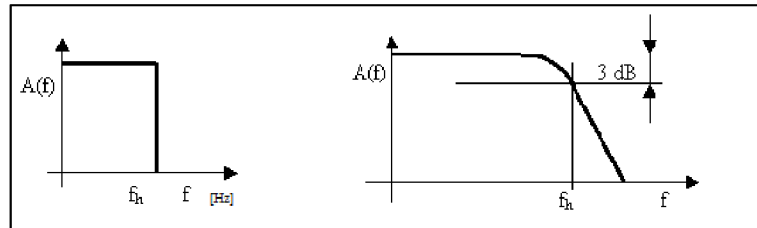


Obr. 19 Přenosové charakteristiky filtrů [14]

3.1 Typy filtrů

3.1.1 Dolní propust

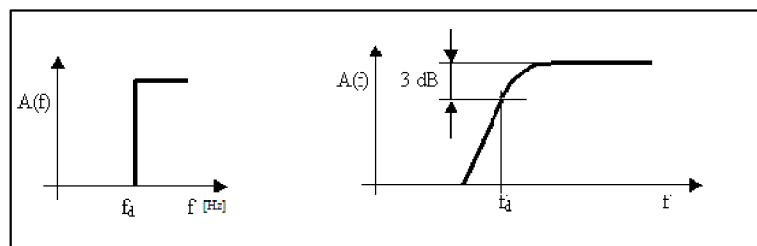
Dolní propust propouští pouze složky signálu s kmitočty menšími než f_h . Používá se v usměrňovačích, kde je třeba oddělit stejnosměrnou složku a potlačit všechny střídavé složky nebo jako výstupní filtr na potlačení vyšších harmonických složek. Přenosová charakteristika ideální dolní propusti je na obr. 20 vlevo, reálné propusti na obr. 20 vpravo.



Obr. 20 Dolní propust [15]

3.1.2 Horní propust

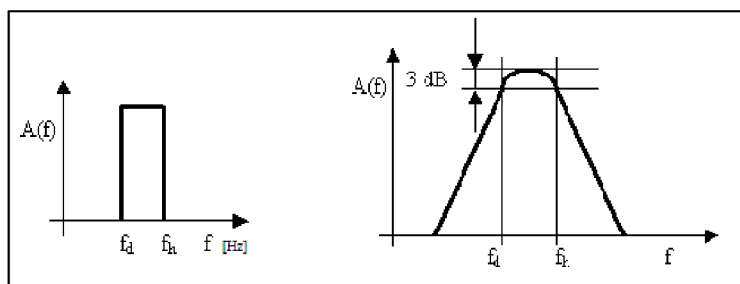
Horní propust propouští pouze složky signálu s kmitočty vyššími než f_d . Využívá se v audio technice jako výhybka pro vysoké frekvence pro odrušení nízkofrekvenčního šumu ve vysokofrekvenčních obvodech. Přenosová charakteristika ideální horní propusti je na obr. 21 vlevo, reálné propusti na obr. 21 vpravo.



Obr. 21 Horní propust [15]

3.1.3 Pásmová propust

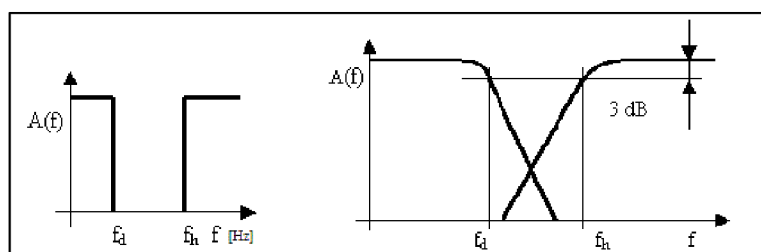
Pásmová propust propouští pouze složky signálu s kmitočty vyššími než f_d a zároveň nižšími než f_h . Má uplatnění na vstupu přijímačů, kde vybírá signál určitého zvoleného vysílače. Přenosová charakteristika ideální pásmové propusti je na obr. 22 vlevo, reálné propusti na obr. 22 vpravo.



Obr. 22 Pásmová propust [15]

3.1.4 Pásmová zadrž

Pásmová zadrž nepropouští složky signálu s kmitočty vyššími než f_d a nižšími než f_h . Používá se, pokud je třeba odstranit určité frekvenční pásmo, které je nežádoucí. Přenosová charakteristika ideální pásmové zadrž je na obr. 23 vlevo, reálné propusti na obr. 23 vpravo.



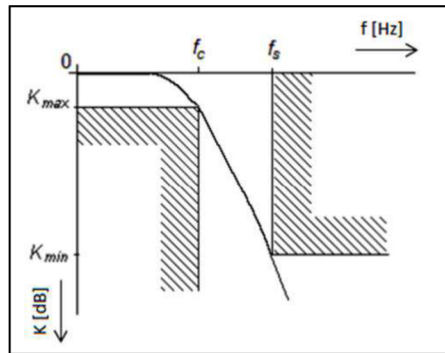
Obr. 23 Pásmová zadrž [15]

3.2 Typy aproximací filtru

Pro návrh filtrů lze použít různé aproximační metody. Každá metoda má jiné vlastnosti přenosové funkce a impulzní odezvy. Nejpoužívanější typy aproximací jsou v následujících podkapitolách.

3.2.1 Butterworthova aproximace

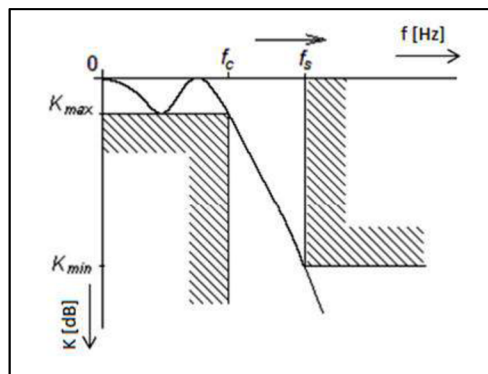
Tento filtr má nejplyšší možnou přenosovou funkci v propustném pásmu. Navrhovaná mezní frekvence se počítá pro útlum -3 dB. Útlum nad mezní frekvence je mírně strmý, se sklonem 20 dB na dekádu na pól. Impulzní odezva Butterworthova filtru má mírný překmit. Jedná se o kompromis mezi Besselovým a Chebyshevovým filtrem. Přechod z propustného do nepropustného pásma je na obr. 24.



Obr. 24 Butterworthova aproximace [16]

3.2.2 Čebyševova aproximace

Čebyševův filtr je někdy označován jako „cihlová zed“, protože je velmi strmý. Skupinové zpoždění filtru je velmi nelineární a toto způsobí, že signál rezonuje při výskytu napěťového impulzu. Skupinové zpoždění je také škodlivé pro videosignály. Zvlnění amplitudy filtru v propustném pásmu je největší v porovnání s ostatními filtry. Obecně platí, že čím větší zvlnění v propustném pásmu, tím strmější je sklon křivky. Aproximace umožňuje dosáhnout nejstrmějšího průběhu v přechodném pásmu. Přechod z propustného do nepropustného pásma je na obr. 25.



Obr. 25 Čebyševova aproximace [16]

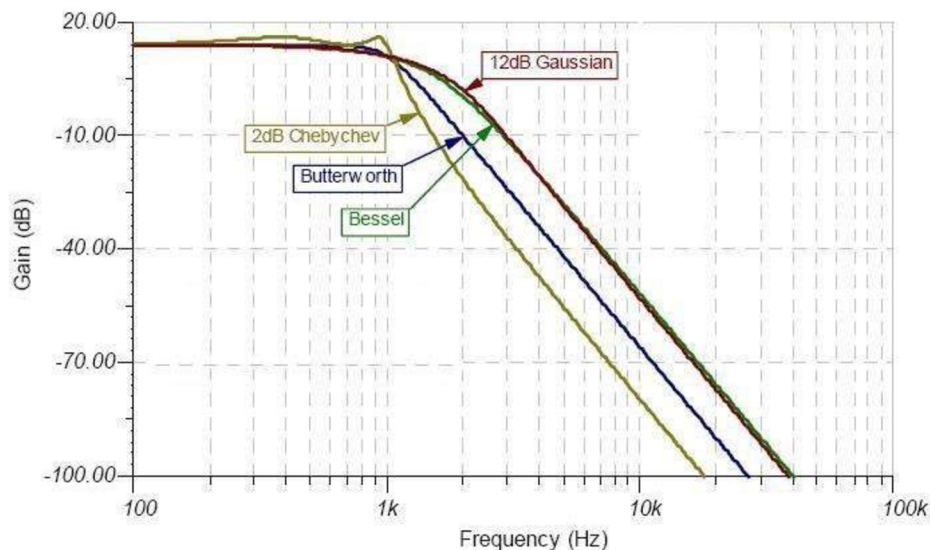
3.2.3 Besselova aproximace

Vzhledem ke své lineární fázové odezvě má tento filtr vynikající impulsní odezvu, minimální překmit. Je zapotřebí vyššího řádu Besselova filtru, aby měl stejnou strmost jako filtr typu Butterworth. Besselův filtr je ten, který se používá, když je lineární skupinové zpoždění zapotřebí. Aproximace je určena především pro případy, kde je požadováno zachování tvaru signálu. Při filtraci obdélníkových signálů bude tvar výstupních impulsů bez překmitů.

3.2.4 Srovnání typů filtrů

Z grafu na obr. 26 je patrné, že filtr typu Čebyšev má vůči Butterworthově filtru na

stejném kmitočtu v pásmu přechodu o 15 dB větší útlum. Besselův filtr má o 25 dB horší útlum než Čebyševův filtr. Jedná se o filtr typu dolní propust s mezním kmitočtem 1 kHz a filtr je čtvrtého řádu. Základní shrnutí parametrů aproximací je v tabulce 1.



Obr. 26 Porovnání typů filtrů [17]

Tabulka 1 Porovnání typů aproximací filtrů

Aproximace	Výhody	Nevýhody
Butterworth	<ul style="list-style-type: none"> Minimální zvlnění v propustném pásmu Impulsní odezva je lepší než u Čebyševa Lepší míra útlumu než u Bessela 	<ul style="list-style-type: none"> Malý sklon přechodové křivky Překmit v impulsní odezvě
Čebyšev	<ul style="list-style-type: none"> Nejlepší útlum mimo propustném pásmo Nejlepší impulzní odezva 	<ul style="list-style-type: none"> Zvlnění v propustném pásmu
Bessel	<ul style="list-style-type: none"> Velmi malý překmit 	<ul style="list-style-type: none"> Nelineární skupinové zpoždění Pomalejší tempo útlumu než Butterworth

3.3 Návrhy filtrů vyšších řádů

3.3.1 Toleranční pásmo

Ze začátku je zapotřebí stanovit výchozí požadavky navrhovaného filtru formou přípustného tolerančního pole. V tomto poli musí ležet kmitočtová charakteristika výsledné přenosové funkce, splňující definované požadavky. Při udávání požadavků na filtry je používáno toleranční pásmo. V pásmu propustnosti filtru je definováno tolerančním rozmezím 0 dB až K_{\max} a mezním kmitočtem f_c a nepropustné pásmo určuje kmitočet meze potlačení f_s a potřebného potlačení přenosu K_{\min} . Uvedenými požadavky je definováno toleranční pole, ve kterém musí ležet výsledná kmitočtová charakteristika filtru. Toleranční pásmo je vidět na obr. 24.

Druhá část návrhu se zabývá aproximačními úlohami a jde o matematicky velmi náročný problém. Jeho nejjednodušší řešení spočívá ve výběru z již známých standardizovaných přenosových aproximací, například aproximace typu Butterworth

nebo Bessel. I přes zjednodušení je vhodné k aproximaci využít počítačový program, ve kterém je vybrána vhodnou aproximace a počítač vykreslí přenosové charakteristiky filtru. Změnou aproximačních funkcí je dosaženo různé strmosti filtrů. Záleží jen na požadavcích pro daný filtr, která aproximace nejvíc vyhovuje. [18]

3.3.2 Póly a nulové body

Ve velké řadě dnešních aplikací jsou vyžadovány filtry, které mají lineární fázi, z toho vyplývá, že musí mít konstantní skupinové zpoždění. Jednou z velkých nevýhod klasických analogových filtrů je, že jejich fázová charakteristika není nikdy přesně lineární v celém kmitočtovém pásmu. Pouze vhodnou aproximací přenosové funkce je možné se přiblížit tomuto ideálnímu případu. Na rozdíl u číslicových filtrů s konečnou impulsní odezvou lze vhodnou volbou koeficientů přenosové funkce dosáhnout přesně lineární fázové charakteristiky v celém kmitočtovém pásmu. Je tedy výhodné využití této vlastnosti FIR filtrů při návrhu analogových filtrů.

FIR filtry mají póly obrazového přenosu v počátku roviny Z . FIR filtry, které mají lineární fázi, mají charakteristické rozložení nulových bodů, které závisí na délce impulsní odezvy N a na její symetrii. Při realizaci analogových filtrů na bázi diskretních filtrů FIR lze použít například spínané kapacitory nebo fázovací články, které plní funkci zpožďovacích členů. [19]

Typy návrhů FIR filtrů:

- Vzorkováním frekvenční charakteristiky
- Váhováním impulsní charakteristiky

4 NÁVRH ZAPOJENÍ A SIMULACE

Kapitola 4 popisuje dohromady návrh zapojení a simulaci. Návrh probíhal zároveň se simulacemi, protože nelze realizovat jednotlivé stupně, aniž by byly odsimulovány. V simulacích jsou již uvedena výsledná řešení zapojení.

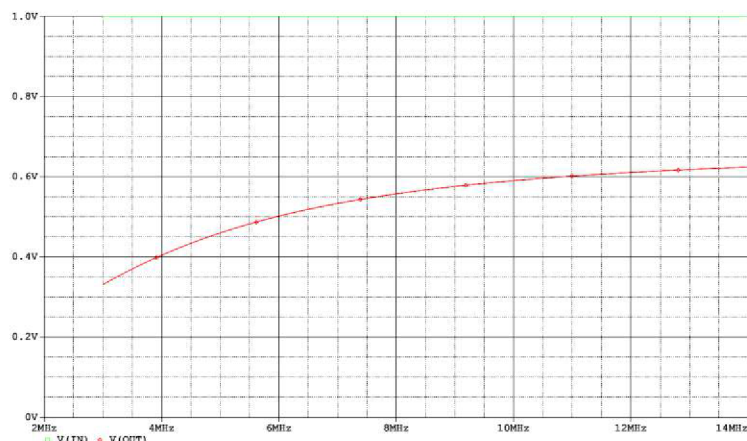
4.1 Návrh zesilovače

Jednou z možností, jak realizovat zadaný zesilovač, bylo použití výkonového stupně z vysílačky, která podporuje i amplitudovou modulaci. Po prozkoumání různých zapojení odlišných výrobců nebylo nalezeno žádné vhodné zapojení. Hodně koncových stupňů pracuje v dvojčinném zapojení, které není vhodné pro danou laboratorní úlohu. U vybraných zapojení nebyly popsány jednotlivé cívky a tlumivky v obvodu. U starších zapojení byl zase problém, že by se již nepodařilo sehnat původní tranzistory. Z důvodu požadovaného velkého zisku zesilovače nelze zesilovač realizovat pomocí jednoho stupně. Nejvýhodnější řešení je použití třístupňového zapojení, kde každý stupeň plní jinou funkci. Na začátku zesilovače je umístěn vstupní napěťový zesilovač, který předzesílí malý vstupní signál. Poté následuje budící stupeň, který zaručuje dostatečné zesílení a vybuzení koncového stupně. Na výstupu je koncový stupeň, který zajistí, aby byl do zátěže dodán maximální výkon.

Jako vhodné řešení bylo zvoleno použití doporučeného zapojení od výrobce vysokofrekvenčních výkonových tranzistorů. U tranzistoru 2SC2075 bylo v katalogovém listu výrobcem doporučené zapojení vysílače s amplitudovou modulací, ale na frekvenci 27 MHz. Výstupní výkon byl 4 W, dosažení požadovaného výstupního výkonu lze dosáhnout zvýšením napájecího napětí z 13,8 V na 20 V. Schéma zapojení vysílače dle výrobce je uvedeno v příloze A1.

Stejně obvodové zapojení vysílače má v katalogovém listu i tranzistor KTC2078 firmy Korea Electronics. Hodnoty součástek jsou stejné, použity jsou pouze jiné tranzistory. Z důvodu špatné dostupnosti tranzistorů z obou schémat byly porovnány parametry použitých tranzistorů. Z těch byly stanoveny jejich střední hodnoty a vybrány vhodné tranzistory, které jsou dostupné v České republice. Dalším důležitým faktorem při výběru tranzistorů byla i jejich dostupnost v simulačním programu Orcad Pspice. Protože je dané zapojení navrženo pouze pro fixní kmitočet 27 MHz, bylo nutné provést určité konstrukční změny. Na výstupu prvního zesilovače byl odebrán rezonanční obvod u výstupního transformátoru. Frekvenčně laděný transformátor byl nahrazen širokopásmovým transformátorem.

Druhý stupeň zesilovače nepracoval v nezkrslující třídě A, to je nevhodné pro danou laboratorní úlohu. Z toho důvodu bylo do báze zařazeno předpětí, aby zesilovač pracoval ve třídě A. Protože zesilovač měl výrazně větší zesílení na nižších kmitočtech, na eliminaci tohoto parazitního jevu byla na vstup druhého zesilovače vložena horní propust s mezním kmitočtem 8 MHz. Hodnota součástek byla vypočtena dle vzorce 32. Graf přenosu je na obr. 27.



Obr. 27 Přenosová charakteristika navržené dolní zadržce

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot RC} \text{ [Hz]} \quad (32)$$

Schéma vysílače z katalogového listu bylo překresleno do programu Orcad Pspice. Nejprve bylo odsimulováno zapojení pro 27 MHz. Jakmile bylo zapojení funkční, byly upravovány jednotlivé stupně pro zadané kmitočtové pásmo 3,5 MHz až 14 MHz. Napájecí napětí celého přípravku včetně modulátoru bylo nakonec zvýšeno na 20 V.

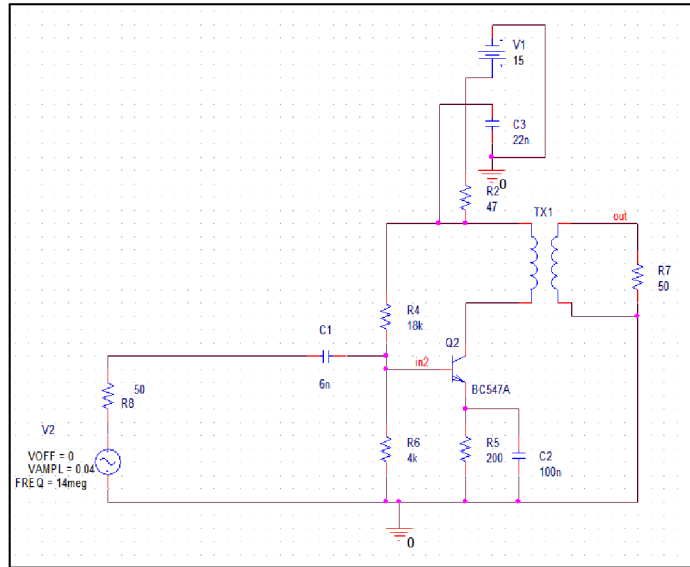
Změna pracovní třídy výkonového zesilovače je řešena pomocí změny předpětí v bázi výkonového koncového tranzistoru. Změna předpětí je zajištěna pomocí proměnného děliče složeného z fixního odporu a potenciometru. Pro střídavé složky signálu je potenciometr zkratován pomocí kondenzátoru. Schéma finálního zapojení třístupňového zesilovače je uvedeno v obr. 37.

4.1.1 První stupeň zesilovače

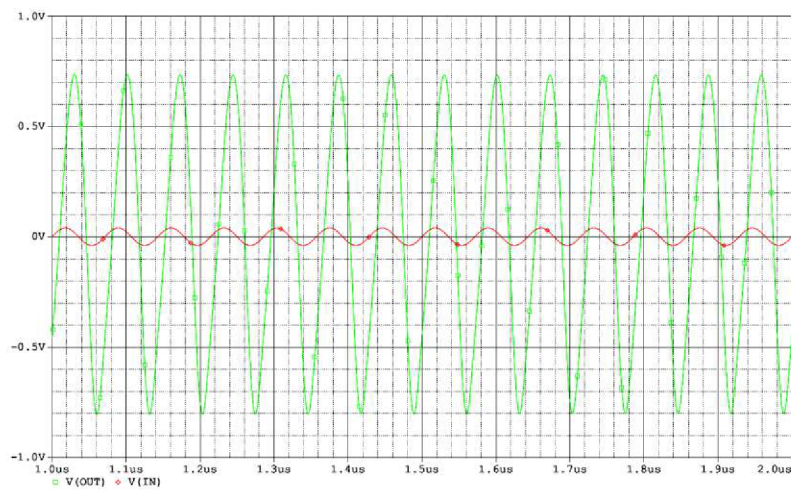
Kvůli impedančnímu přizpůsobení byl pomocí simulačního programu vypočten odpor vstupu druhého stupně, který se v závislosti na frekvenci pohyboval kolem 40-70 Ω. Vypočtená hodnota impedance byla použita jako zátěž prvního stupně. V katalogovém listu nebyla zadána přesná hodnota indukčnosti vstupního transformátoru, indukčnost primárního vedení transformátoru byla vypočtena z rezonanční kmitočtu a známé kapacity, viz vzorec 33. Následně byla upravována indukčnost primárního vedení, aby byl výstupní průběh pro zadanou frekvenci co nejlepší. Indukčnost sekundárního vedení byla vždy čtvrtinová, což je patrné z návrhu cívek od výrobce. Transformátor slouží k změně impedance na kolektoru tranzistoru prvního stupně. Zesílení je 16, z toho vyplývá, že napěťový zisk je 24 dB. Kvůli přebuzení celého zesilovače bylo vstupní napětí sníženo ze 150 mV na 50 mV.

$$L = \frac{\left(\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_0}\right)^2}{C} \text{ [H]} \quad (33)$$

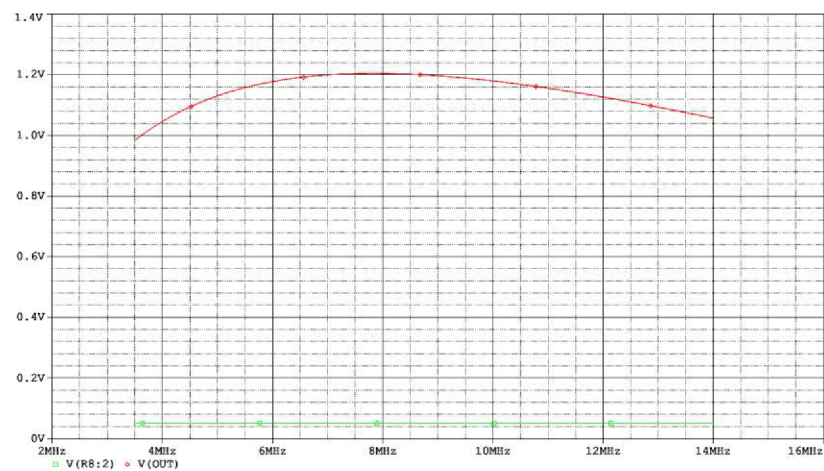
První stupeň zesilovače znázorňuje obr. 28. Na obr. 29 je časová analýza výstupního signálu při kmitočtu 14 MHz, kde zelenou barvou je vykresleno výstupní napětí a červenou vstupní napětí. Obr. 30 zobrazuje frekvenční charakteristiku výstupního signálu.



Obr. 28 První stupeň zesilovače



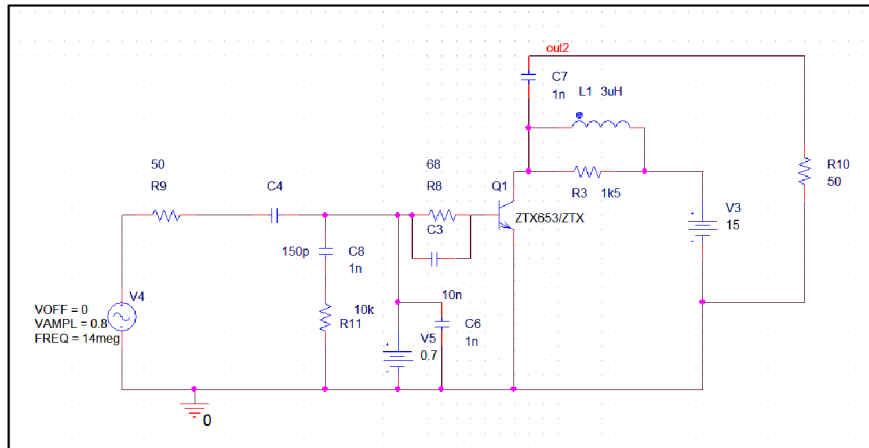
Obr. 29 Průběh výstupního a vstupního signálu u prvního stupně zesilovače



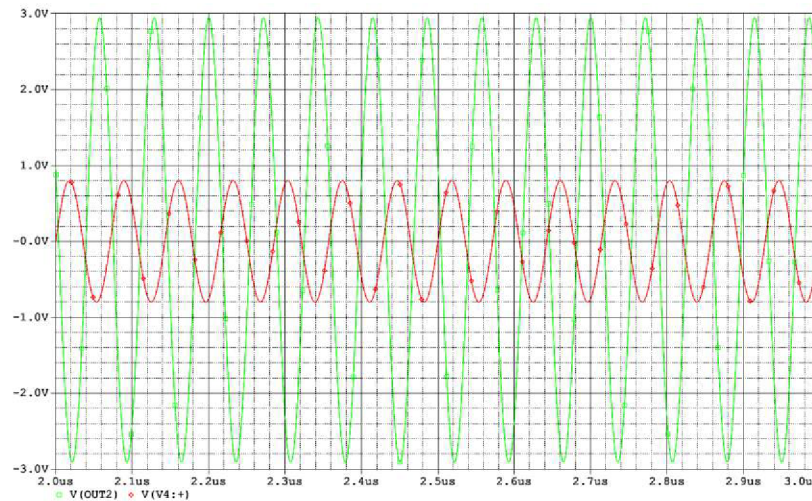
Obr. 30 Frekvenční charakteristika výstupního signálu prvního stupně zesilovače

4.1.2 Druhý stupeň zesilovače

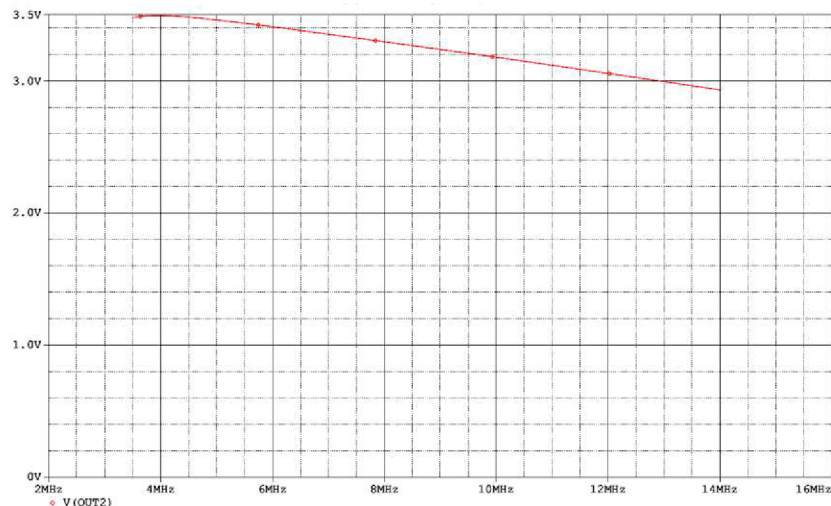
U druhého stupně muselo být potlačeno velké zesílení na nízkých kmitočtech pomocí kmitočtově závislého děliče. Dělič je popsán v kapitole 4.1 a jeho přenosová charakteristika je na obr. 27. Ideální hodnota předpětí v bázi tranzistoru je kolem 0,75 V. Vstupní napětí druhého stupně zesilovače je 0,8 V, výstupní napětí je 3 V. Zesílení je 3,75, napěťový zisk vychází 11,4 dB. Na obr. 31 se nachází druhý stupeň zesilovače. Na obr. 32 je časová analýza výstupního signálu při kmitočtu 14 MHz, zelenou barvou je vykresleno výstupní napětí a červenou vstupní napětí. Na obr. 33 je zobrazena frekvenční charakteristika výstupního signálu.



Obr. 31 Druhý stupeň zesilovače



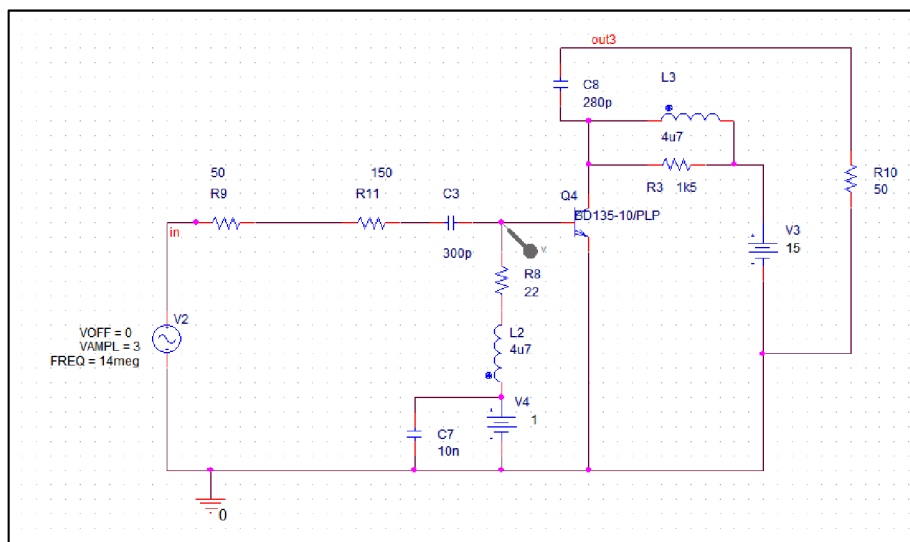
Obr. 32 Průběh výstupního a vstupního signálu u druhého stupně zesilovače



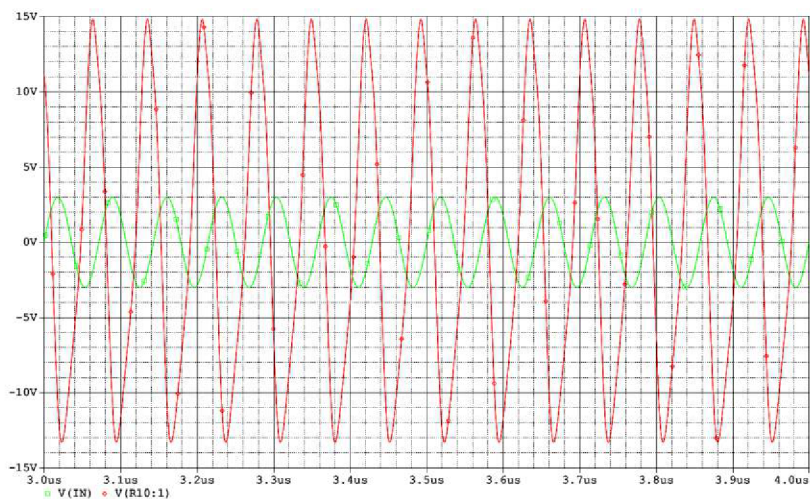
Obr. 33 Frekvenční charakteristika výstupního signálu druhého stupně zesilovače

4.1.3 Třetí stupeň zesilovače

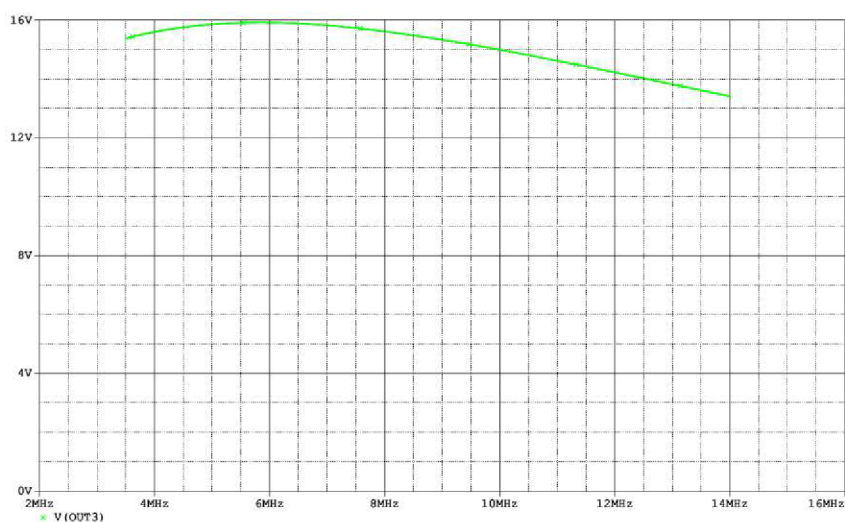
V druhém stupni zesilovače nebylo nutno provést výrazné množství změn. Do vstupu báze byl zařazen další odpor k potlačení zkreslení výstupního signálu. Ideální hodnota předpětí v bázi tranzistoru je 0.9-1 V. Z toho vyplývá, že zapojení a následné průběhy jsou ve výkonové třídě A. Vstupní napětí třetího stupně zesilovače je 3 V a výstupní napětí je 15 V. Zesílení je 5, napěťový zisk je tedy 14 dB. Na obr. 34 je třetí stupeň zesilovače. Obr. 35 vyjadřuje časovou analýzu výstupního signálu při kmitočtu 14 MHz, kde zelenou barvou je vykresleno vstupní napětí a červenou výstupní napětí. Obr. 36 zobrazuje frekvenční charakteristiku výstupního signálu posledního stupně zesilovače.



Obr. 34 Třetí stupeň zesilovače



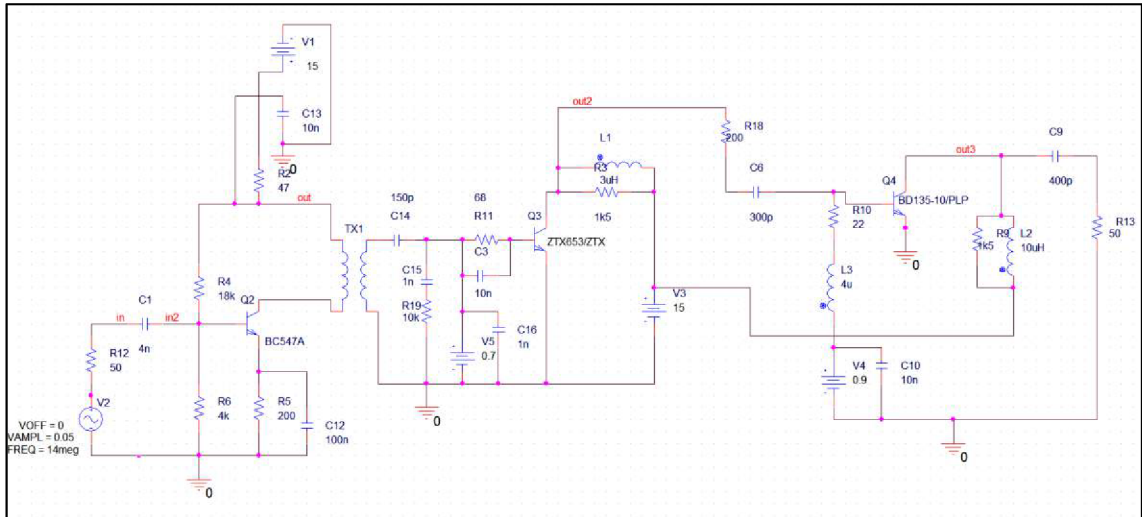
Obr. 35 Průběh výstupního a vstupního signálu u třetího stupně zesilovače



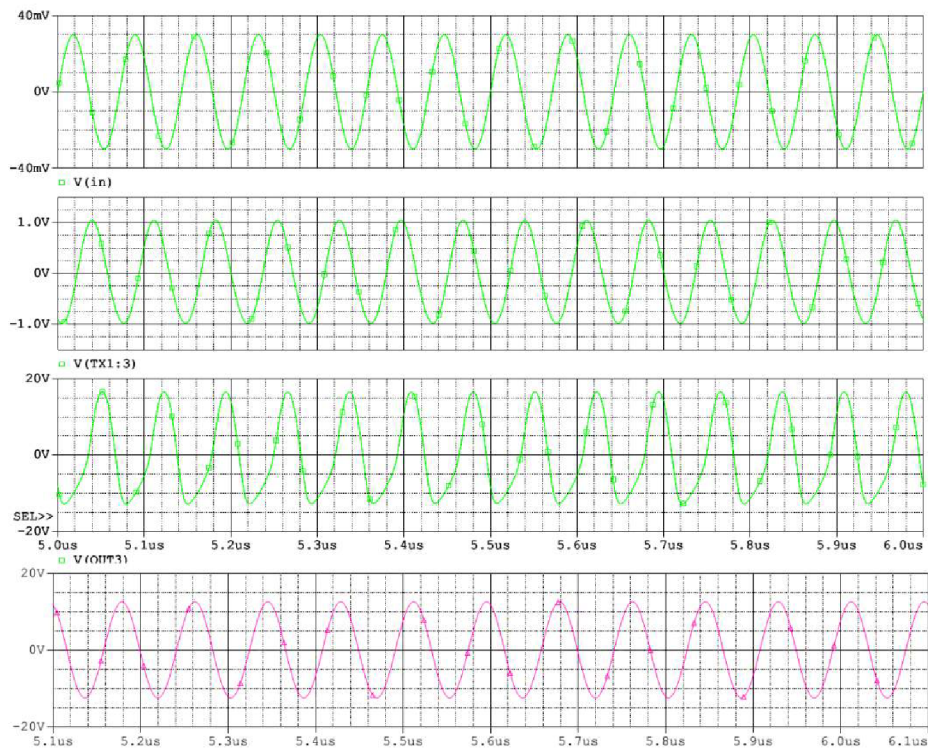
Obr. 36 Frekvenční charakteristika výstupního signálu třetího stupně zesilovače

4.1.4 Třístupňový zesilovač

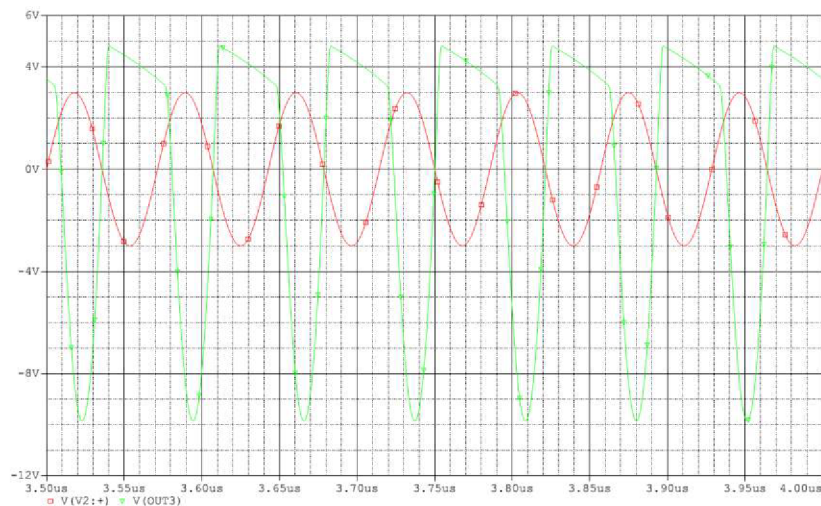
Po spojení jednotlivých bloků zesilovače nebylo zapotřebí žádných zásadních změn. Došlo pouze k úpravě hodnot některých součástek. Úroveň vstupního signálu je 50 mV, výstupní napětí je 15 V. Celkové zesílení vychází 300, napěťový zisk je tedy 50 dB. Celkové zapojení zesilovače je na obr. 37. Na obr. 38 je časová analýza signálů pro různé body při kmitočtu 14 MHz. Zcela nahoře v grafu se nachází vstupní signál z generátoru, druhý průběh je signál na vstupu druhého stupně zesilovače, třetí průběh představuje výstupní signál třetího stupně zesilovače bez filtru, na posledním průběhu je zachycen výstupní signál po průchodu filtrem s mezní frekvencí 14 MHz. Vyfiltrovaný průběh signálu má fialovou barvu. Obr. 39 znázorňuje průběh výstupního signálu bez předpětí v posledním stupni.



Obr. 37 Celkové zapojení zesilovače bez modulátoru

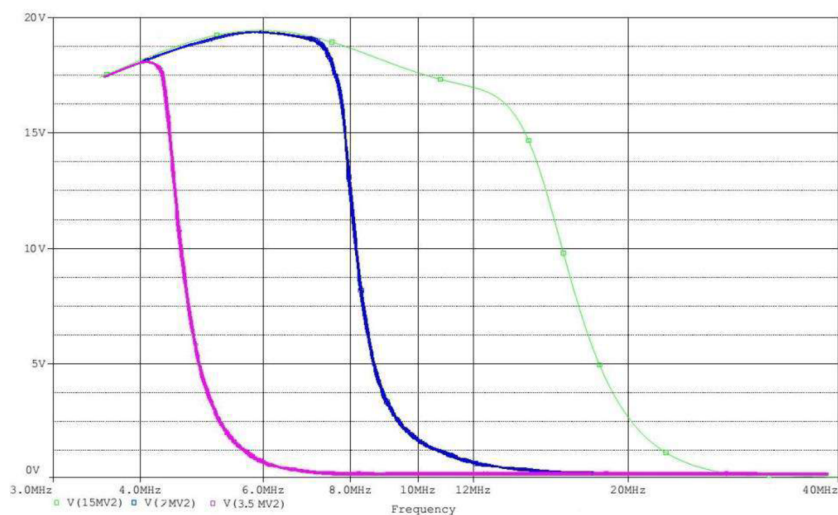


Obr. 38 Průběhy signálů na různých bodech v zesilovači



Obr. 39 Průběh signálu bez předpětí v posledním stupni.

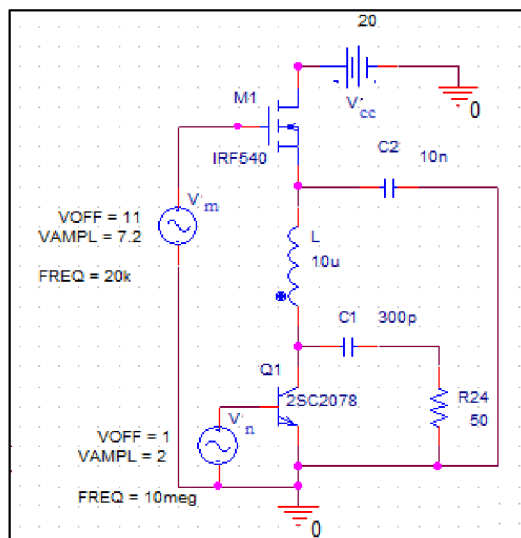
Z frekvenční charakteristiky vyfiltrovaného signálu, která se nachází na obr. 40, je zřejmé, že se nepatrně snížila amplituda výstupního napětí i v propustném pásmu. Pro zelený průběh, kde je filtr s mezním kmitočtem 14 MHz, platí, že do mezního kmitočtu 14 MHz napětí postupně klesá, což je parazitní vlastnost tranzistorů na vyšších kmitočtech. Na vyšších frekvencích se již projeví strmý útlum výstupního filtru. Zesilovač má největší zesílení na frekvenci 6 MHz. Změnou filtru na 3,5 MHz případně 7 MHz dojde k dřívějšímu ořezání výstupní charakteristiky. Druhá harmonická signálu s frekvencí 28 MHz má amplitudu výstupního napětí 120 mV. Útlum druhé harmonické je tedy 42 dB.



Obr. 40 Frekvenční charakteristika výstupního signálu s filtrem

4.2 Modulátor

Jako vhodný modulátor byl zvolen kolektorový modulátor, který dokáže dosáhnout větší hloubky modulace v porovnání s bázovým modulátorem. Tento modulátor má také výhodu ve větší účinnosti vůči bázovému modulátoru. Princip kolektorového modulátoru je uveden v kapitole 2.2.1. Protože je v obvodu kolektoru koncového tranzistoru zapotřebí vysoká úroveň modulačního signálu, používá se buď modulační transformátor nebo tranzistor v saturaci, sloužící jako náhrada modulačního transformátoru. Transformátor má nevýhodu v tom, že přes jeho sekundární obvod již teče velký proud, a takovýto transformátor byl by zbytečně veliký a drahý. Jako vhodnější řešení se jeví použití unipolárního tranzistoru, kde na Gate je přivedeno modulační napětí s vhodným předpětím, na Drain se připojí napájecí napětí a Source se připojí přes vhodnou tlumivku na výkonový koncový zesilovač. Byl zvolen unipolární N-FET tranzistor IRF540N, který má velmi malý odpor v sepnutém stavu a také velmi malý teplotní odpor. Teoretické zapojení je na obr. 50. Zapojení s modulačním transformátorem má ovšem nevýhodu v nelinearitě modulačního prvku. Nelinearita se projeví větším počtem harmonických složek ve spektru výstupního signálu. Tyto nechtěné složky signálu je nutno odfiltrovat pomocí výstupního filtru, jinak by došlo k zarušení celého okolního spektra. Změřená nelinearita modulačního tranzistoru je na obr. 67.



Obr. 41 Kolektorový modulátor s tranzistorem

Tlumivka L a kondenzátor C2 slouží k oddělení střídavé složky signálu od napájecího napětí, kondenzátor C1 slouží k odstranění stejnosměrné složky z výstupního napětí. Jako vhodná indukčnost pro pásmo 1-30 MHz se uvádí hodnota 5-50 μH . Dle simulace byla vybrána hodnota 10 μH . Pro odrušovací kondenzátor C2 se pro kmitočet 1-30 MHz doporučuje hodnota 1-200 nF. Zvolená hodnota byla 10 nF. Dle simulace je zapotřebí pro maximální hloubku modulace a maximální výstupní napětí modulační generátor, který má možnost volby stejnosměrného offsetu na hodnotu 11 V a má možnost nastavení amplitudy signálu na 7,2 V. V tabulce 2 jsou uvedeny hodnoty offsetu a amplitudy, které zvládá laboratorní generátor Agilent 33220A.

Z tabulky je patrné, že při zátěži generátoru impedancí 50Ω je maximální offset 5 V a amplituda 5 V.

Tabulka 2 Napěťové parametry generátoru Agilent 33220A

Maximální stejnosměrný OFFSET	± 5 V při zátěži 50Ω
	± 10 V naprázdno
Maximální amplituda	10 mV _{pp} až 10 V _{pp} při zátěži 50Ω
	20 mV _{pp} až 20 V _{pp} naprázdno

Na výstup generátoru je připojený gate modulačního tranzistoru, který má vstupní odpor velmi vysoký. Z toho důvodu lze generátor přepnout do režimu vysoké impedance, kdy má již offset 10 V a amplitudu signálu 10 V. Amplituda je již dostatečná, ale offset je stále malý, proto byl stejnosměrný offset nastaven pomocí odporového děliče na 11 V.

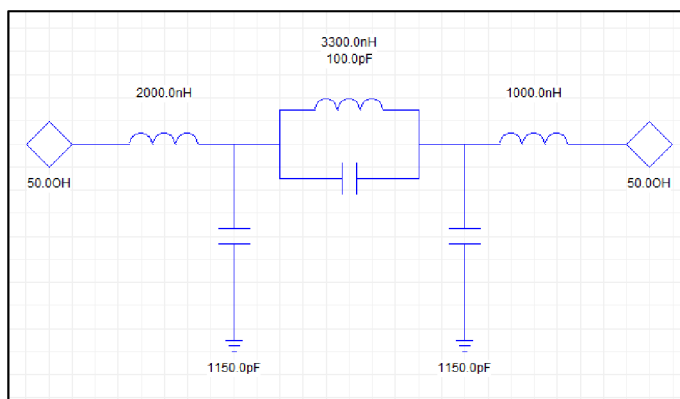
4.3 Výstupní filtr

Druhá harmonická signálu by měla být potlačena minimálně o 40 dB. Pokud je vysílací výkon na f_n roven 10 W, vysílací výkon na $2 \cdot f_n$ musí být menší než 1 mW. Tomuto požadavku musí odpovídat vybraný typ a řád filtru. Dle průběhu různých aproximací, které jsou na obr. 26, byla jako jediná vhodná aproximace zvolena Čebyševova, která má při pátém řádu pro druhou harmonickou útlum větší jak 40 dB. Butterworthova aproximace má útlum 30 dB a Besselova kolem 15 dB. Při jiné požadované aproximaci by bylo nutné zvýšit řád filtru. Vyšší řády filtrů se již hůře prakticky realizují.

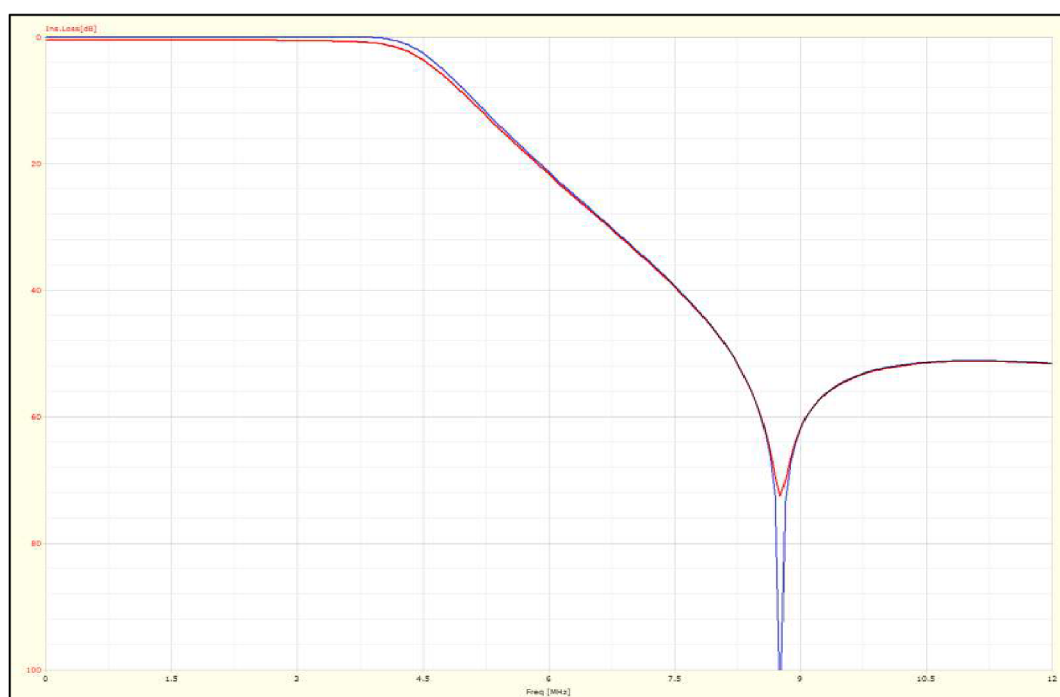
Na návrh veškerých výstupních filtrů byl použit program Ansoft Designer, který má přímo v sobě vestavěnou aplikaci pro návrh filtrů dle zadaných parametrů. V programu byl zvolený Obecný filtr Čebyševovy aproximace 3. typu a 5. řádu, zvlnění v propustné oblasti 0,05 dB, útlum v nepropustném pásu 60 dB. Na schématech jsou již upravené obvody pro reálné hodnoty součástek. Hodnoty součástek byly vybírány tak, aby přenosová charakteristika co nejvíce odpovídala průběhům s teoretickými součástkami. V grafech jsou uvedeny jak průběhy pro ideální součástky tak i pro součástky s reálnými činiteli jakosti.

4.3.1 Návrh filtru typu DP - 3,5 MHz s reálnými součástkami

Na obr. 41 je zapojení dolní propusti pro nejnižší kmitočet. Protože frekvence 3,5 MHz má být přenášena s velmi malým útlumem, byla jako mezní kmitočet zvolena hodnota 4 MHz. Filtr je navržen na vstupní a výstupní impedanci rovnu 50Ω . Dle obr. 42 je druhá harmonická složka potlačena o 40 dB. Modrý průběh v grafu zobrazuje filtr s ideálními cívkami. Červená křivka s cívkami s reálným činitelem jakosti cívky, určeným z průběhů v katalogovém listu viz obr. 56 a reálnými kondenzátory.

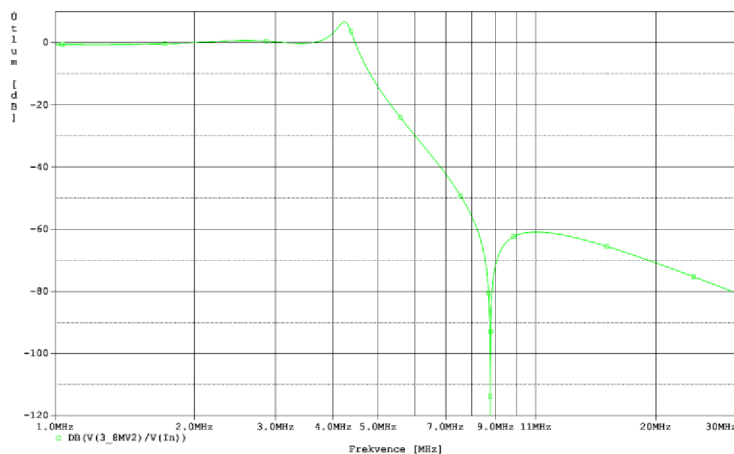


Obr. 42 Schéma filtru na 3,5 MHz



Obr. 43 Přenosová charakteristika filtru 3,5 MHz dle programu Ansoft Designer

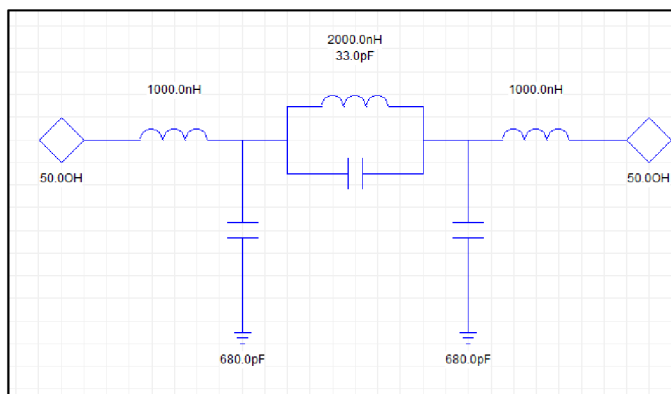
Na obr. 43 je přenosová charakteristika filtru 3,5 MHz, která byla simulována v programu Orcad Pspice. Druhá harmonická je potlačena o 45 dB. Mezní kmitočet leží na frekvenci 4,4 MHz.



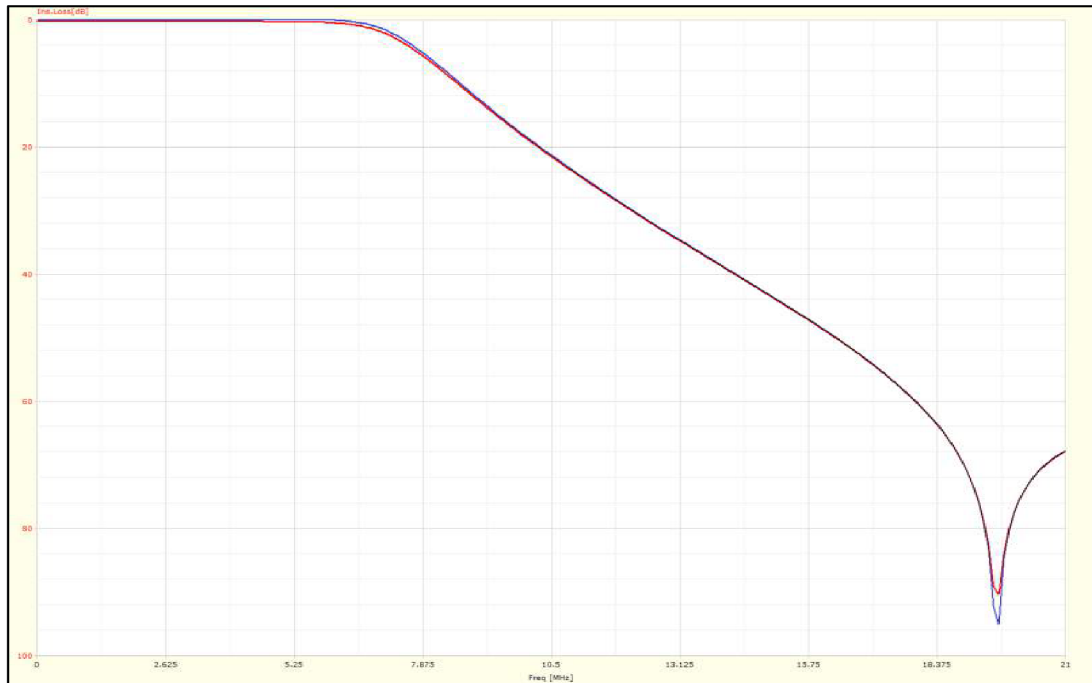
Obr. 44 Přenosová charakteristika filtru 3,5 MHz dle programu Orcad Pspice

4.3.2 Návrh filtru typu DP - 7 MHz s reálnými součástkami

Obr. 44 zobrazuje zapojení dolní propusti pro střední kmitočty. Protože frekvence 7 MHz má být přenášena s velmi malým útlumem, byla jako mezní kmitočty zvolena hodnota 7,5 MHz. Filtr je navržen na vstupní a výstupní impedanci rovnu 50Ω . Dle obr. 45 je druhá harmonická složka potlačena o 40 dB. Modrý průběh v grafu zobrazuje filtr s ideálními cívkami. Červený průběh s cívkami s reálným činitelem jakosti cívky, určeným z průběhů v katalogovém listu viz obr. 56 a skutečnými kondenzátory.

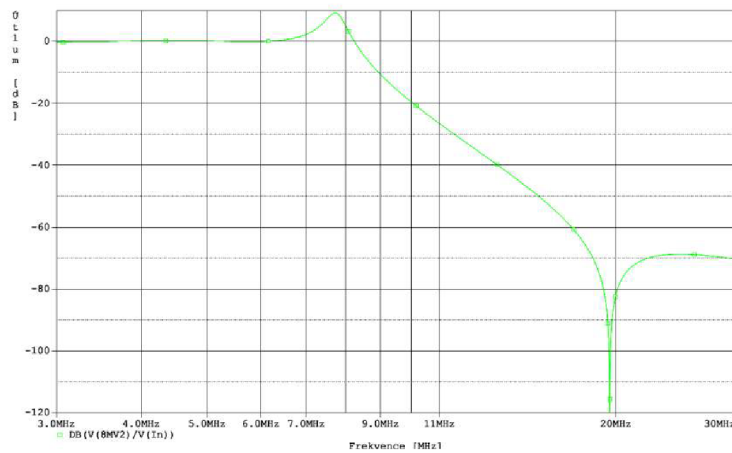


Obr. 45 Schéma filtru na 7 MHz



Obr. 46 Přenosová charakteristika filtru 7 MHz dle programu Ansoft Designer

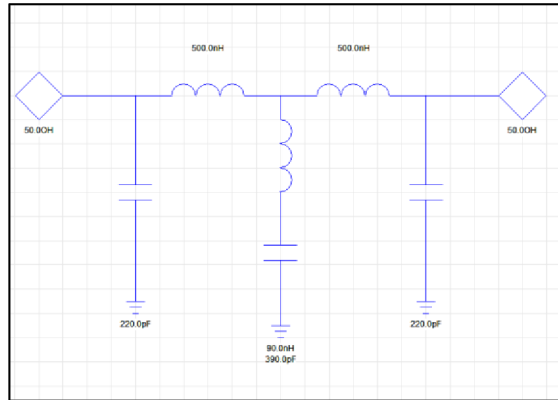
Na obr. 46 je přenosová charakteristika filtru pro střední kmitočet, který byl simulován v programu Orcad Pspice. Druhá harmonická je potlačena o 40 dB. Mezní kmitočet leží na frekvenci 8,2 MHz.



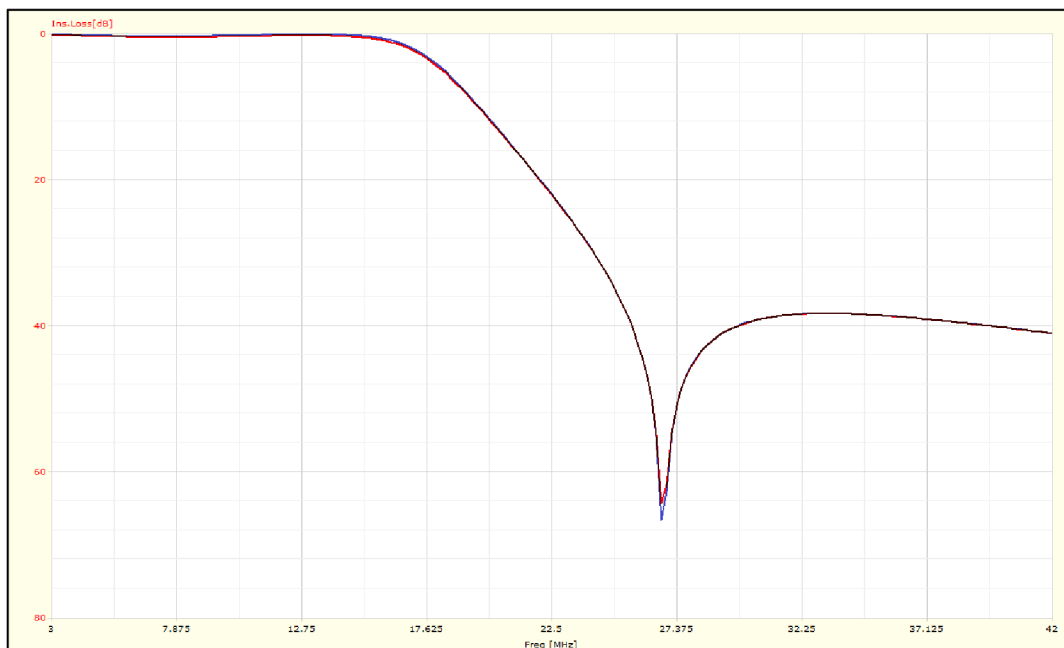
Obr. 47 Přenosová charakteristika filtru 7 MHz dle programu Orcad Pspice

4.3.3 Návrh filtru typu DP - 14 MHz s reálnými součástkami

Na obr. 47 je zapojení dolní propusti pro nejvyšší kmitočet. Filtr je navržen na vstupní a výstupní impedanci rovnu 50Ω . Dle obr. 48 je druhá harmonická složka potlačena o 45 dB. Modrá křivka v grafu zobrazuje filtr s ideálními cívkami, červená křivka s cívkami s reálným činitelem jakosti cívky, určeným z průběhů v katalogovém listu viz obr. 56 a reálnými kondenzátory.

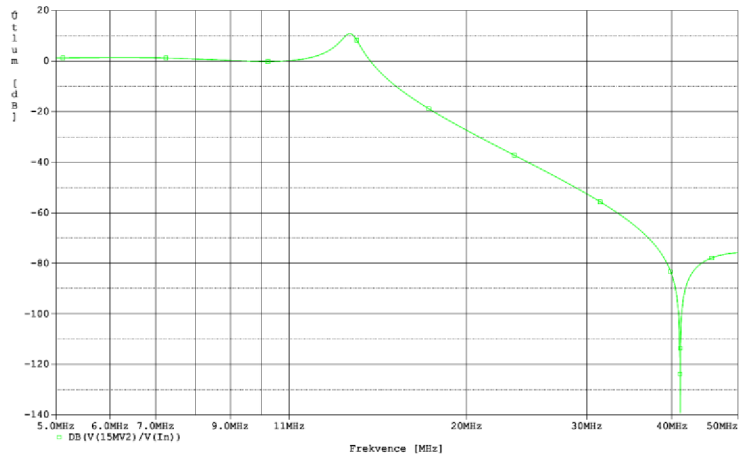


Obr. 48 Schéma filtru na 14 MHz



Obr. 49 Přenosová charakteristika filtru 14 MHz dle programu Ansoft Designer

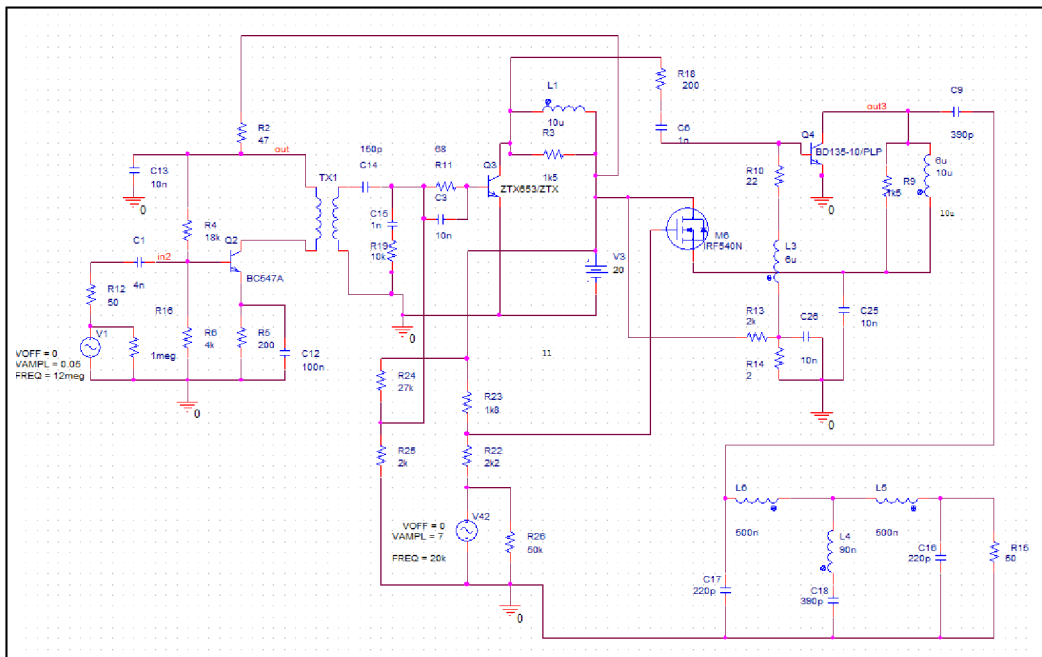
Na obr. 49 je přenosová charakteristika filtru 14 MHz, který byl simulován v programu Orcad Pspice. Druhá harmonická je potlačena o 48 dB. Mezní kmitočet leží na frekvenci 14 MHz.



Obr. 50 Přenosová charakteristika filtru 14 MHz dle programu Orcad Pspice

4.4 Zesilovač s modulátorem a filtrem

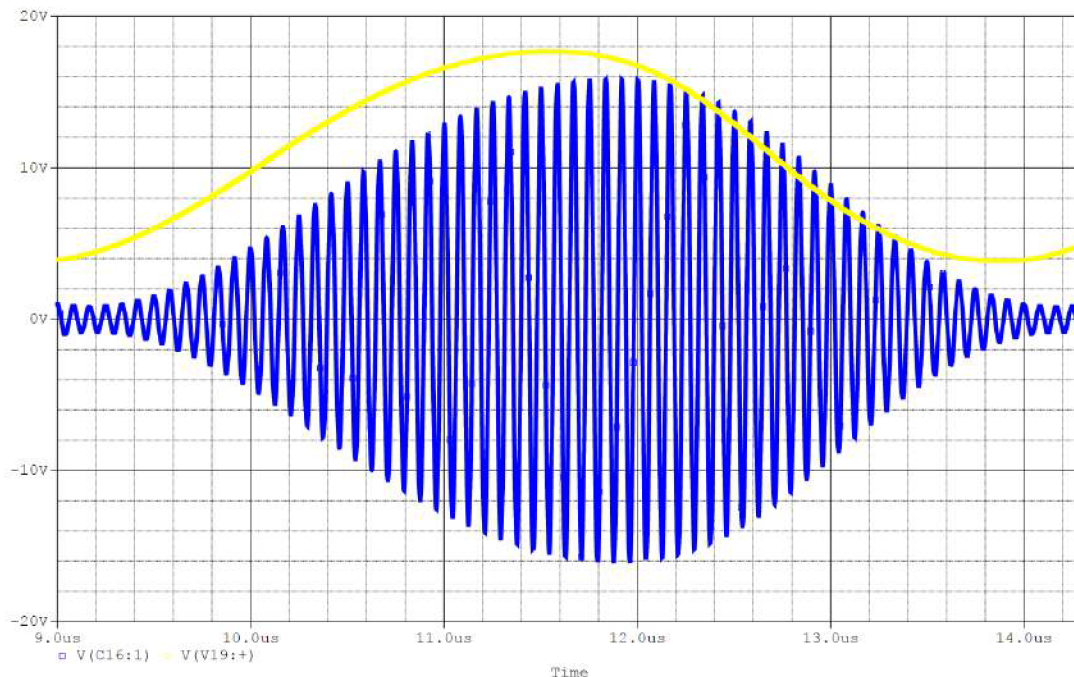
Po provedení simulace třístupňového zesilovače a výpočtu filtru byl do obvodu přidán kolektorový modulátor. Kompletní zapojení zesilovače s modulátorem je na obr. 51.



Obr. 51 Zapojení zesilovače s modulátorem a výstupním filtrem

Detailní zobrazení amplitudové modulace pro frekvenci 12 MHz je na obr. 52. Jedná se o hloubku modulace 94 %. Žlutý průběh je úroveň modulačního napětí včetně stejnosměrného offsetu, modrý průběh je nosná ovlivněná modulačním napětím. Průběh vysokofrekvenčního signálu vůči modulačnímu signálu je časově posunut, to je způsobeno průchodem signálu výstupními členy. Časový posun výstupního signálu vůči vstupu není u audio vysílačů kritickým parametrem. Z obr. 52 je také patrné, že obálka vysokofrekvenčního signálu nedosáhne velikosti modulačního signálu, protože dochází

k úbytkům napětí na modulačním a koncovém tranzistoru.

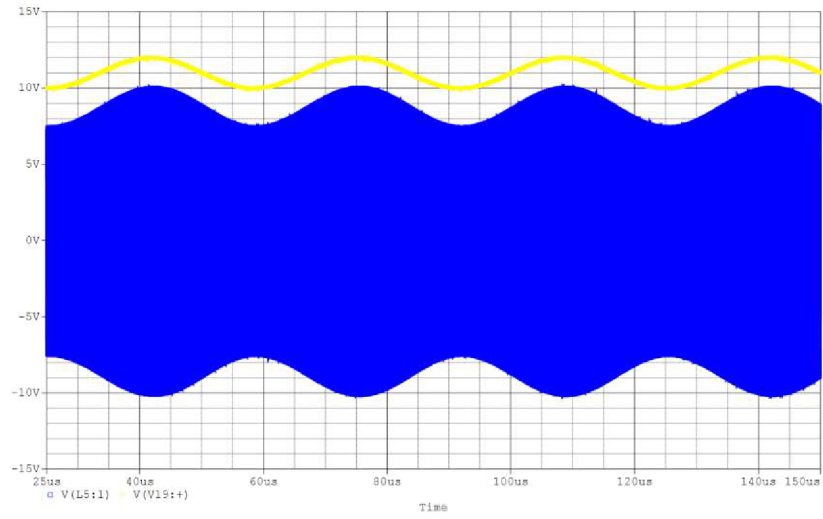


Obr. 52 Detail obálky složené z nosného signálu a modulačního

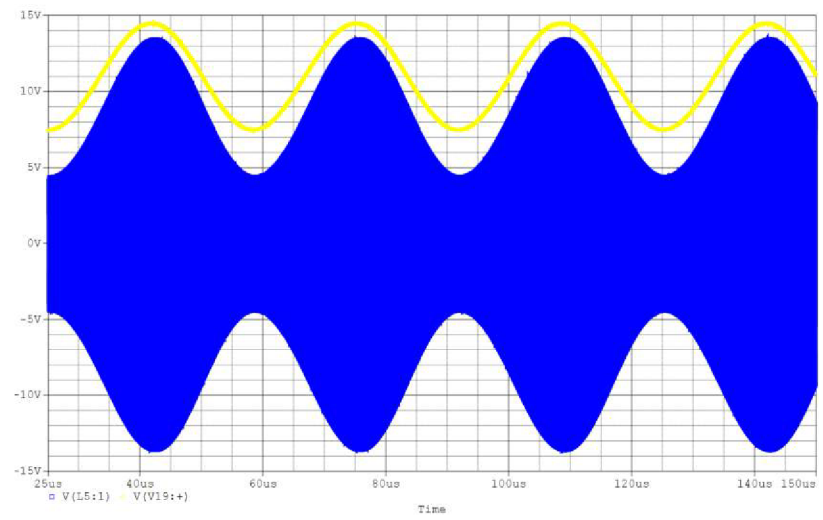
V tabulce 3 jsou uvedeny napěťové úrovně modulačního signálu pro různé hloubky modulace. Na obr. 53 až 55 jsou zobrazeny průběhy promodulovaného signálu s hloubkou modulace 15, 50 a 94 %. Při hloubce modulace 94 % již dochází ke zkreslení signálu. Vzhledem k vysokému rozdílu mezi nosným a modulačním signálem není rozeznatelný průběh nosného signálu.

Tabulka 3 Hloubka modulace v závislosti na amplitudě modulačního signálu

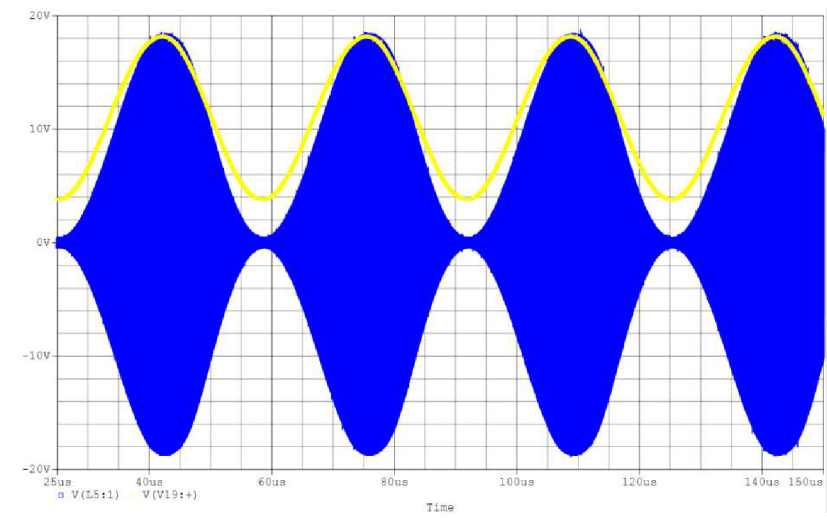
Ugen[V]	Umax[V]	Umin[V]	hloubka modulace [%]
7,2	18,7	0,6	93,8
3,5	13,6	4,5	50,3
1,0	10,1	7,5	14,6



Obr. 53 Hloubka modulace 15 %



Obr. 54 Hloubka modulace 50 %



Obr. 55 Hloubka modulace 94 %

5 REALIZACE

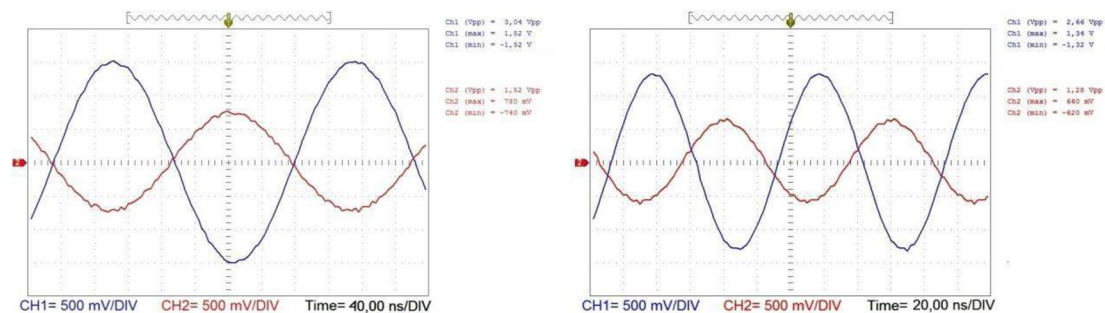
5.1 Návrh transformátoru

Pro širokopásmový vysokofrekvenční transformátor na výstupu prvního stupně bylo použito dvouděrové feritové jádro BN-43-2402, které je vhodné pro širokopásmové transformátory od 1-50 MHz, Al konstanta jádra je 1275 mH/1000z. Pro indukčnosti s poměrem $\frac{1}{4}$ a hodnotou kolem 5 μH a 20 μH , které vyšly jako ideální hodnoty dle simulace, bylo pomocí internetové kalkulačky, která je ve zdroji [20], vypočteno, jaký je potřebný počet závitů. Jako vhodný počet závitů na primáru transformátoru byly zvoleny dva závity s indukčností 5,76 μH a čtyři závity na sekundáru s indukčností 23 μH . Reálné hodnoty byly změřeny pomocí RCL metru, porovnání vypočtených a změřených hodnot je v tabulce 4.

Tabulka 4 Hodnoty vypočtených a naměřených indukčností transformátoru

	Vypočtená	Změřená
Indukčnost primáru	5,76 μH	6,68 μH
Indukčnost sekundáru	23 μH	25 μH
Poměr	3,99	3,74

Transformátor byl vinut smaltovaným drátem o průměru 0,3 mm. Fyzická realizace je na obr. 68. Změna převodního poměru transformátoru je zobrazena na obr. 59. Na obrázku vlevo je transformátor při 3,5 MHz a vpravo při 10 MHz. Poměr se skoro nezměnil. Z průběhů je také patrné, že transformátor obrací fázi o 180° .



Obr. 56 Přenos napětí transformátem při 3,5 MHz a 10 MHz

5.2 Výpočet chladiče

Pokud ztrátový výkon na tranzistor překročí hodnotu, kterou dokáže uchládit samotný tranzistor, je nutno vypočítat chladič. Výpočet maximálního výkonu pro tranzistor bez chladiče je ve vzorci 35. Pokud by bylo pouzdro tranzistoru připájeno k měděné vrstvě na desce plošného spoje, vzrostl by maximální ztrátový výkon na 3,25 W, viz vzorec 36. [21]

$$P_{max} = \frac{\vartheta_{j\max} - \vartheta_a}{R_{thja}} = \frac{150 - 20}{60} = 2,2 \text{ W} \quad (35)$$

$$P_{max} = \frac{\vartheta_{j\max} - \vartheta_a}{R_{thja}} = \frac{150 - 20}{40} = 3,25 \text{ W} \quad (36)$$

Pokud ztrátový výkon překoná tuto hranici, je nutno vypočítat přídatný chladič, výpočet takového chladiče je uveden ve vztazích 37-39. [22] Maximální ztrátový výkon tranzistoru dle simulace vyšel 5 W.

Konstanty a hodnoty z katalogového listu:

C_1 – materiálová konstanta: Al = 1, Cu = 0,75

C_2 – vyzářovací konstanta: svisle = 0,43, vodorovně = 0,5

ϑ_a – teplota okolí

ϑ_c – teplota pouzdra

$\vartheta_{j\max}$ – maximální teplota přechodu: Si = 150 °C

R_{jc} – vnitřní tepelný odpor - pouzdro TO220 = 1-3 °C/W

R_{chl} – vnější tepelný odpor chladiče

R_{thi} – tepelný odpor izolační podložky

P_{ztr} – ztrátový výkon

Teplota pouzdra:

$$\vartheta_c = \vartheta_{j\max} - (R_{jc} * P_{ztr}) = 150 - (3 * 5) = 135 \text{ °C} \quad (37)$$

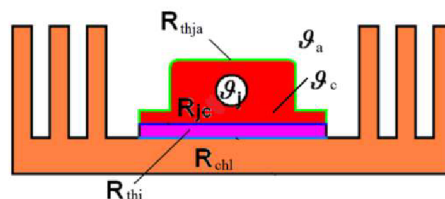
Vnější odpor:

$$R_{chl} = \frac{\vartheta_c - \vartheta_a}{P} = \frac{135 - 20}{5} = 23 \text{ °C/W} \quad (38)$$

Plocha chladiče:

$$S = \frac{C_1 * C_2 * 7,6 * 10^2}{R_{chl} - C_1 * 1,73} = \frac{1 * 0,43 * 7,6 * 10^2}{23 - 1 * 1,73} = 15,4 \text{ cm}^2 \quad (39)$$

Při zvolení vypočteného chladiče by tranzistor pracoval při maximální povolené teplotě, proto byl zvolen chladič s tepelným odporem 13,5 °C/W a plochou 19,6 cm². Při výpočtu chladiče je také nutno zvolit tepelný odpor chladiče přibližně o 1 °C/W nižší z důvodu tepelného odporu slídkové izolace R_{thi} , která je mezi chladičem a pouzdem čipu, viz obr. 11



Obr. 57 Zobrazení teplotních odporů mezi čipem a chladičem [21]

5.3 Přepínání filtrů

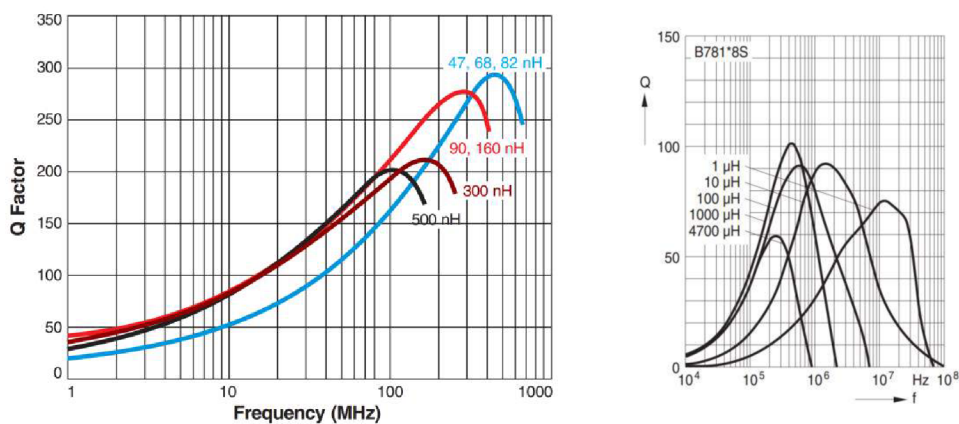
Nejjednodušší přepínání výstupních filtrů lze realizovat pomocí realizace výstupních filtrů na externí desce a přepojování pomocí kabelů s BNC konektory. Při tomto řešení je nutné přepnout jak vstup tak výstup filtru. Toto řešení je pro danou laboratorní úlohu nevhodné, protože při častém přepojování by došlo k rychlému zničení konektorů.

Další možností je přepínání pomocí tří-polohového dvojitého přepínače. Změnou polohy by došlo zároveň k přepojení jak vstupu tak i výstupu filtru. Přepínač by ovšem musel být konstruován na proudy kolem 1 A a být konstrukčně řešený tak, aby byl vhodný i pro velké frekvence. Takové přepínače jsou ovšem velmi drahé, a proto bylo zvoleno jiné řešení.

Nejvhodnější řešení je použití vysokofrekvenčních relé pro každý filtr. Relé jsou dvou-pólová, takže se přepne jak vstup, tak i výstup filtru zároveň. Byly použity relé AXICOM V23105, napájecí napětí spínací cívky může být od 16,8 V do 48 V. Příkon sepnuté cívky je 200 mW, při napájecím napětí 20 V vychází proud spínací cívky pouze 10 mA. Maximální napětí na ovládaných vývodech relé může být 250 V a proud 3 A. Přepínání relé je řešeno pomocí otočného přepínače. Tento přepínač již může být standardní, protože spíná pouze stejnosměrná napětí o malých proudech. Zvolený výstupní filtr je indikován pomocí led diody. Ke spínací cívce diody musí být připojena ochranná dioda, která zajistí, že při odpojení relé nedojde k napěťovému impulzu do napájecí větve. Byla zvolena rychlá SMD dioda, která je zapojena v závěrném směru, po odpojení napájení řídicí cívky dojde k vybití napěťového impulzu cívky do diody.

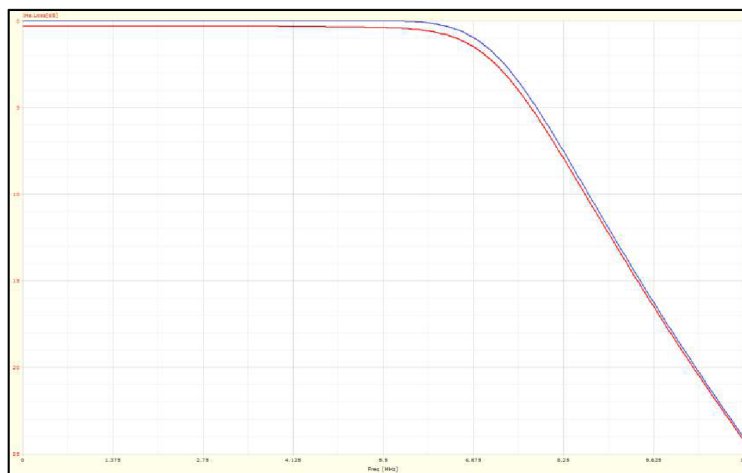
5.4 Cívky použité ve filtru

Pro realizaci cívek ve výstupním filtru byly použity již hotové cívky. Od reálných hodnot cívek se odvíjela vhodná hodnota kondenzátorů, protože se vyrábějí v širších řadách hodnot. U cívek použitých ve filtru je důležité, aby měly vysoký činitel jakosti. Čím větší je činitel jakosti, tím menší je útlum v propustném pásmu a tím větší je útlum v nepropustném pásmu. U ideálních filtrů se uvažuje, že činitel jakosti je nekonečně velký. Reálné činitele jakosti u použitých filtrů jsou na obr. 56. Z průběhů je patrné, že činitel jakosti je velmi závislý na frekvenci.



Obr. 58 Graf závislosti činitele jakosti cívek na frekvenci [23,24]

Vliv činitele jakosti cívek na kvalitu filtru byl uvažován i u simulace výstupních filtrů. Cívky s činitelem jakosti 80 při frekvenci 10 MHz mají v propustném pásmu přibližně o 0,5 dB větší ztráty vůči ideálním. Strmost filtru do nepropustné oblasti je trochu pozvolnější, ale zanedbatelně. Největší útlum filtru na druhé harmonické je také menší, ale stále pod 60 dB. Vliv činitele jakosti na strmost filtru při změně z propustné do nepropustné oblasti je na obr. 57.



Obr. 59 Detail změny charakteristiky filtru při uvažování reálné jakosti cívek

5.5 Kondenzátory použité ve filtru

Hlavním ukazatelem kvality kondenzátoru ve vysokofrekvenčních obvodech je činitel jakosti Q . Q faktor kondenzátoru, také známý jako faktor kvality, představuje účinnost daného kondenzátoru z hlediska energetických ztrát. Činitel jakosti je definováno jako:

$$Q_C = \frac{X_C}{R_C} = \frac{1}{\omega_0 C R_C} \quad (34)$$

kde Q_C je činitel jakosti, X_C je reaktance kondenzátoru, C kapacita kondenzátoru, R_C je ekvivalentní sériový odpor (ESR) kondenzátoru, a ω_0 je frekvence v radiánech. V střídavých obvodech představuje Q faktor poměr energie uložené v kondenzátoru na energii rozptýlenou ve formě tepelných ztrát v ekvivalentním sériovém odporu. Například kondenzátor, který je schopen uchovávat 2000 joulů energie, ale rozptýlí pouze 1 joule, má Q faktor 2000.

Příbuzným termínem je ztrátový faktor (DF), je někdy definován v katalogovém listu namísto Q -faktoru. Ve střídavých obvodech je DF převrácená hodnota Q . Q faktor je jednou z nejdůležitějších vlastností kondenzátoru v návrhu RF obvodů. V některých aplikacích mohou ztráty na kondenzátoru být nadměrně vysoké a mohou zvýšit teplotu natolik, že dojde ke zničení kondenzátoru. Proto kondenzátory s vysokým Q musí být použity v těchto obvodech. I když zvýšení teploty není tak drastické, může ještě ovlivnit životnost sousedních prvků na desce. Dalším důvodem, proč používat kondenzátory s velkým Q , je snížený tepelný šum. Všechny skutečné kondenzátory mají ekvivalentní sériový odpor a tento odpor vytváří dodatečný tepelný šum. Dobré kondenzátory s vysokým faktorem kvality mohou mít Q faktor o hodnotě více než 10000 na kmitočtu 1 MHz. [25]

Jako nejvhodnější se jeví podle tabulky 5 použití keramických nebo slídových kondenzátorů. Ve výstupním filtru byly použity kondenzátory typu Stříbro-Slída (MICA).

Tabulka 5 Typy kondenzátorů dle dielektrika [26]

Polystyren	Nízká cena	Teplota <85 °C
	Nízký DF	Velký formát pouzdra pro C > 10 nF
	Široký rozsah hodnot	Relativně vysoká indukčnost
	Dobrá stabilita	
	Tolerance 0,5 %	
Polypropylen	Nízká cena	Teplota <105 °C
	Nízký DF	Poměrně rozměrný
	Široký rozsah hodnot	Relativně vysoká indukčnost
	Dobrá stabilita	
	Tolerance 1 %	
Polykarbonát	Nízká cena	Rozměrný
	Dobrá stabilita	Vysoká indukčnost
	Široký teplotní rozsah	
Polysulfon	Nízká cena	Rozměrný
	Dobrá stabilita	Vysoká indukčnost
	Široký teplotní rozsah	
Teflon	Dobrá stabilita	Rozměrný
	Teplota > +125 °C	Vysoká indukčnost
	Široký rozsah hodnot	Vysoké náklady
	Tolerance 1%	
Polyester	Nízká cena	Střední stabilita
	Malá velikost	Teplotně závislé na frekvenci
		Největší DF z vrstevových kondenzátorů
Keramika třídy 1	Malá velikost	DF větší než u foliových kondenzátorů při frekvencích <10 kHz
	Nízká cena	
	Dobrá stabilita	
	Široký rozsah hodnot	
	Tolerance 1%	
Keramika třídy 2	Široký rozsah hodnot	Špatná stabilita
	Nízká indukčnost	Špatný DF
Slída	Nízké ztráty na VF	Poměrně rozměrný
	Nízká indukčnost	Nízké hodnoty kapacity (<10 nF)
	Velmi stabilní	Vysoké náklady
	Tolerance 1%	
Elektrolytické - Hliník	Velké hodnoty kapacity	Vysoké ztráty
	Malá velikost	Obvykle polarizované
	Vysoké napětí	Špatná přesnost
		Špatná stabilita
Elektrolytické - Tantal		Induktivní
	Velké hodnoty kapacity	Poměrně vysoké ztráty
	Velmi malé rozměry	Obvykle polarizované
	Střední indukčnost	Vysoké náklady
	Spolehlivý	Špatná stabilita
	Špatná přesnost	

Stříbro-slídové kondenzátory jsou vyrobeny nanesením stříbrné elektrody přímo na slídové dielektrikum. Několik vrstev se používá k dosažení požadované kapacity. Stříbro-slídové kondenzátory jsou schopny poskytovat velmi vysokou úroveň přesnosti, stabilitu a nízké ztráty. V důsledku toho Stříbro-slídové kondenzátory našly uplatnění ve vysokofrekvenční technice, zejména pro oscilátory a filtrační obvody, kde jejich stabilita, přesnost a nízké ztráty jsou zapotřebí. Důvodem pro další použití stříbro-

slídivých kondenzátorů je skutečnost, že mohou nabídnout velmi vysokou úroveň výkonu, lepší ve většině oblastí, než jakýkoli jiný typ kondenzátoru. Zvláštní vlastnosti stříbro-slídivých kondenzátorů jsou shrnuty níže: [26]

- Vysoká přesnost:** Stříbro-slídivé kondenzátory lze získat s tolerancí hodnoty ± 1 %. To je mnohem lepší než prakticky jakýkoliv jiný kondenzátor, který je dnes k dispozici.

- Teplotní koeficient:** Teplotní koeficient kondenzátoru je mnohem lepší než u většiny jiných typů kondenzátorů. Teplotní koeficient je kladný a je obvykle 35 až 75 ppm/°C, při ohřátí kondenzátoru o 100 °C se změní hodnota v průměru o 0,5 %.

- Rozsah hodnot:** Hodnoty pro kondenzátory jsou obvykle v rozmezí mezi několika picofarady až nanofarady.

- Vysoká napěťová odolnost:** : Stříbro-slídivé kondenzátory jsou většinou vyráběny na napětí 500 V.

- Vysoké Q:** Kondenzátory mají velmi vysokou úroveň Q , která je téměř nezávislá na kmitočtu.

5.6 Napěťové ochrany

Napájení zesilovače je řešeno pomocí externího zdroje. Propojení zesilovače se zdrojem je na straně zesilovače řešeno pomocí napájecího sousého konektoru, výhodou je nemožnost prepólování napájení. Na straně zdroje je připojení realizováno pomocí barevně rozlišených konektorů typu banánek. I přesto by mohlo dojít k prohození napájecího kabelu, proto byla na vstup zařazena ochranná dioda, která zabrání prepólování. Dioda je v sériovém zapojení, což znamená, že na ní bude stále úbytek napětí. Bylo nutno vybrat diodu s co nejnižším úbytkem napětí v propustném směru, nakonec byla zvolena Schottkyho dioda PANASONIC - DB2430700L. Úbytek napětí na diodě je při proudu 1 mA roven 180 mV, při proudu 1 A je úbytek 270 mV. Trvalý ztrátový výkon na diodě při zátěži 1 A je 270 mW, to je 2-3 krát menší hodnota než pro klasickou diodu. Maximální proud diodou je 3 A, což mnohonásobně převyšuje maximální požadovanou hodnotu.

Jako prepěťová ochrana je použit oboustranný transil. Pokud dojde k překročení napětí 25 V, dojde k otevření transilu a napájecí napětí je připojeno na zem. Dojde k zásahu proudové ochrany v napájecím zdroji, který sníží výstupní napětí. Maximální pulzní výkon, který dokáže transil absorbovat, je 1500 W, ovšem pouze po velmi omezenou dobu. Po dobu 2 s dokáže transil vést proud 30 A. Trvalý maximální proud je o řád nižší.

Na filtraci vstupního napětí je použit elektrolytický kondenzátor o kapacitě 100 μ F. Kondenzátor s velkým sériovým odporem by se vůbec neuplatnil, proto bylo nutno vybrat kondenzátor typu Low ESR. Paralelně s elektrolytickým kondenzátorem je připojen keramický SMD kondenzátor o kapacitě 1 μ F. Byl zvolen kondenzátor s kvalitním dielektrikem typu X7R, u SMD kondenzátorů jsou z principu menší hodnoty ESR, protože součástka nemá žádné dlouhé vývody.

5.7 Deska plošného spoje a kryt

Při návrhu desky plošného spoje pro vysoké frekvence je nutno dodržovat zásadu co nejkratších cest, proto se cesty neohýbají pod úhlem 90° , ale pod úhlem $2 \cdot 45^\circ$. Důležitá je také dostatečná šířka vodivých cest. U desky plošného spoje s měděnou folií o tloušťce $70 \mu\text{m}$ má cesta dlouhá 10 cm a široká 0,3 mm odpor $78,7 \text{ m}\Omega$. Při proudu 1 A je úbytek napětí na vodiči 78 mV. Pro slabé signály se jedná o již velmi podstatný úbytek napětí. Důležitý je také správný návrh země, aby nevznikaly smyčkové proudy. Z tohoto důvodu je celá spodní deska vylita zemnicí plochou. Ke snížení odporu zemní části a ke snížení šumu je deska provedena jako dvouvrstvá a vrchní vrstva je celá vylitá zemí. Deska je také pocínovaná, což přispívá ke snížení odporu vodivých cest.

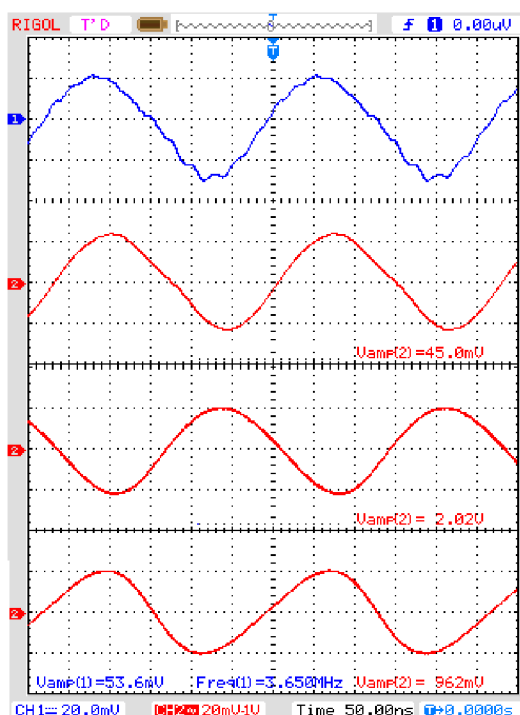
Jako vhodné zapouzdření zesilovače je nutno použít stínící krabičku z důvodu, aby zesilovač nezářil do okolí a také aby nebyl vstup zesilovače rušen okolním elektromagnetickým polem. Byla zvolena duralová krabička o rozměrech $15 \times 8 \times 5 \text{ cm}$. Dural je slitina hliníku a mědi. Oproti čistému hliníku je dural jen nepatrně těžší, ale až pětkrát pevnější v tahu a je i tvrdší. Tloušťka stěn krabičky je 2,2 mm. Deska plošného spoje je ke krytu připevněna pomocí 7 vodivých distančních sloupků o výšce 15 mm. Zespolu jsou distanční sloupky připevněny do krytu pomocí zahloubených šroubků, aby nevyčnívaly nad rovinu krabičky. Pomocí distančních sloupků je také vyřešeno propojení zemnicích ploch se stínící krabičkou.

Veškeré součástky včetně přepínačů, potenciometrů, napájecích konektorů a indikačních Led diod jsou umístěny přímo na desku plošného spoje. Výhoda tohoto řešení je v tom, že při demontáži vrchního dílu krytu krabičky zůstane zesilovač plně funkční. Další výhodou je možnost jednodušší automatizované produkce, kdy žádné součástky nejsou připojeny pomocí drátů a mohou být jednoduše strojně připevněny a zapájeny.

6 ZMĚŘENÉ PARAMETRY A PRŮBĚHY

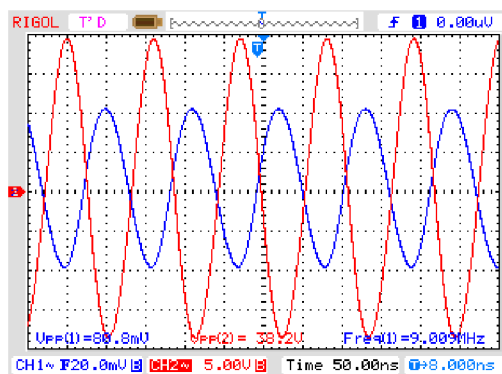
6.1 Průběhy napětí na zesilovači

Na obr. 60 jsou vidět průběhy signálů na prvním stupni zesilovače. Z důvodu nedostupnosti čtyřkanálového osciloskopu s USB výstupem je obrázek složen z několika obrazovek dvoukanálového osciloskopu s USB výstupem. Na modrém průběhu je výstup z generátoru, na prvním červeném průběhu je průběh na bázi prvního tranzistoru, na druhém je kolektorové napětí na prvním tranzistoru. Je vidět, že tranzistor je v zapojení se společným emitorem a otáčí fázi o 180° . Na třetím červeném průběhu je výstup z vysokofrekvenčního transformátoru.



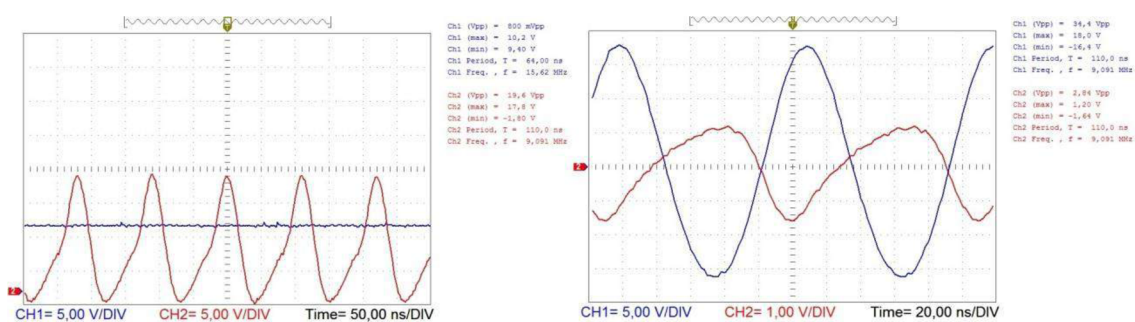
Obr. 60 Napěťové úrovně na prvním stupni zesilovače při frekvenci 3,6 MHz

Obr. 61 ukazuje vstupní signál a signál na zátěži, během měření byl modulátor nahrazen zkratem a proto je na kolektoru třetího tranzistoru plné napájecí napětí. Pokud dáme do obvodu i modulátor, tak poklesne výstupní maximální napětí. Rozkmit napětí v případě bez modulátoru je 38,2 V. Průběh napětí na zátěži i se zapojeným modulátorem je na obr. 63.

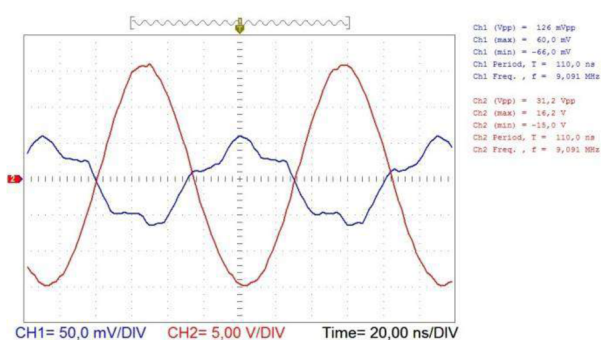


Obr. 61 Vstupní a výstupní signál bez modulátoru

Na následujících obrázcích jsou zobrazeny průběhy na koncovém stupni zesilovače a modulátoru. Na levém obrázku je modrou barvou zobrazeno napětí na gate modulačního tranzistoru a červenou barvou je vykreslen průběh napětí na kolektoru třetího tranzistoru. V podstatě se jedná také o Source modulačního tranzistoru. Na obrázku vpravo je zobrazeno modrou barvou výstupní napětí za filtrem, červená barva ukazuje průběh napětí na bázi třetího tranzistoru. Obr. 63 ukazuje rozdíl mezi vstupním napětím, které má modrou barvu, a výstupním napětím celého zesilovače, který má červenou barvu.



Obr. 62 Napěťové úrovně na modulátoru a koncovém stupni zesilovače



Obr. 63 Vstupní a výstupní signál včetně modulátoru

6.2 Změřené parametry

Vliv změny modulačního napětí na hloubku modulace je v tabulce 6. Z tabulky je patrné, že se změnou modulačního napětí lineárně roste i hloubka modulace. Parametry byly naměřené pro třídu C, změna třídy nemá zásadní vliv na změnu hloubky modulace při změně modulačního napětí.

Tabulka 6 Vliv modulačního napětí na hloubku modulace

U_m [V]	1	2	3	4	5	6	7	7,2	7,5
U_{max} [V]	12,10	13,50	15,05	16,50	17,20	18,10	19,00	19,00	19,40
U_{min} [V]	10,00	8,46	6,99	5,42	3,92	2,41	0,98	0,62	0,87
m [%]	17,36	37,33	53,55	67,15	77,21	86,69	94,84	96,74	95,52

V tabulce 7 a 8 jsou změřeny účinnosti zesilovače v závislosti na změně třídy. Při měření dochází k nepřesnosti v důsledku použití třístupňového zapojení, kde první dva stupně pracují ve třídě A a mají vlastní spotřebu. Dalšími prvky, které zkreslují měření je spotřeba přepínacích relé a jejich signalizace. Relé mají spotřebu 0,2 W a stejnou spotřebu má i LED dioda s předřadným odporem. Skutečná účinnost zesilovačů je tedy o několik procent vyšší. Přesné měření je možné, pouze pokud jsou k dispozici dva napájecí zdroje, jeden by napájel první dva stupně a přepínání filtrů a druhý by napájel pouze koncový stupeň. Celkový příkon pomocných obvodů je kolem 1-1,5 W. V porovnání s celkovým příkonem se jedná o přibližně 5-15 % výkonu dodávaného ze zdroje.

Tabulka 7 Změřené parametry pro hloubku modulace 20 %

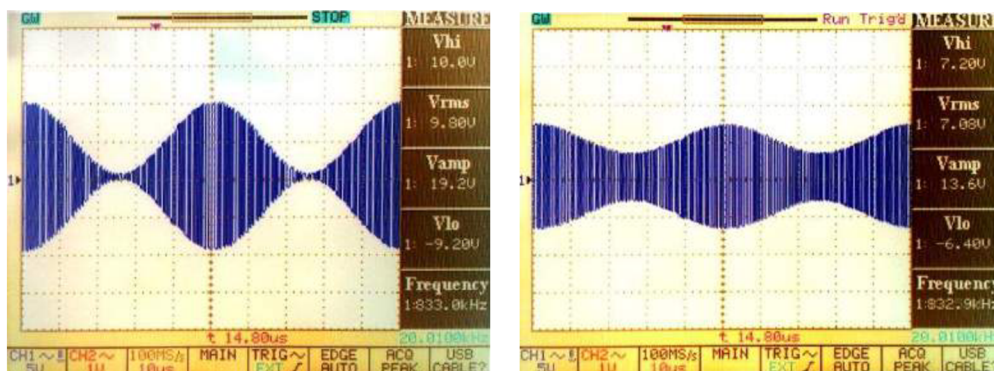
Procvní třída	U_{be0} [V]	U_{cc} [V]	I_{cc} [A]	P_{cc} [W]	U_{out} [U]	P_{out} [W]	η [%]
A	2,20	20,00	0,78	15,62	12,50	3,17	20,30
B	0,62	20,00	0,46	9,27	12,80	3,30	35,60
C	0,00	20,00	0,32	6,39	12,10	2,95	46,20

Tabulka 8 Změřené parametry pro hloubku modulace 70 %

Procvní třída	U_{be0} [V]	U_{cc} [V]	I_{cc} [A]	P_{cc} [W]	U_{out} [U]	P_{out} [W]	η [%]
A	2,20	20,00	0,89	17,74	14,00	3,92	22,10
B	0,62	20,00	0,72	14,44	16,30	5,31	36,80
C	0,00	20,00	0,58	11,69	16,70	5,58	47,70

Z naměřených dat vyplývá, že třída C má přibližně o 20 % lepší účinnost než třída B a dvakrát lepší účinnost než třída A.

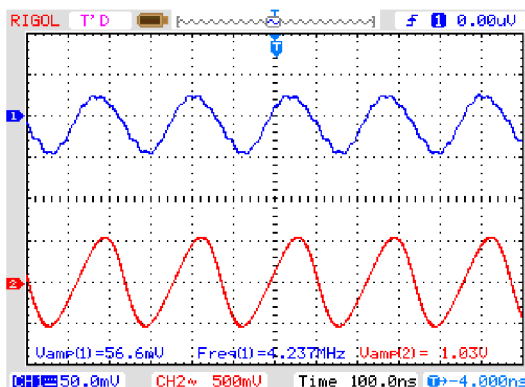
Průběhy, které jsou na obr. 64, ukazují hloubku modulace 95 % a 50 %. U měření se hůře nastavuje synchronizace na obálku signálu. Bohužel nebyl dostupný další osciloskop s USB výstupem, a proto byly průběhy vyfoceny a z důvodu lepší čitelnosti invertována jejich barva.



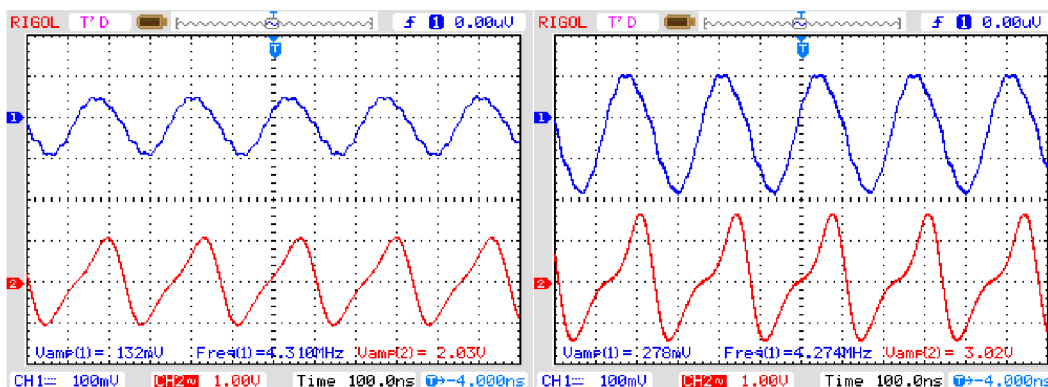
Obr. 64 Hloubka modulace 95% a 50%

6.3 Zkreslení

Zkreslení může být způsobeno přebuzením zesilovače velkou vstupní úrovní signálu. Pokud není vstup přebuzen, je jeho výstupní amplituda čistě sinusová. Po překročení vstupního limitu, který je pro zesilovač přibližně 100 mV, dochází již ke zkreslení signálu. Na obr. 65 je zobrazen nezkreslený signál, modrá křivka představuje vstup a červená výstup prvního zesilovače. Na obr. 66 je zachyceno zkreslení prvního stupně zesilovače při překročení vstupní úrovně signálu. Modrý průběh je vstupní napětí a červený představuje výstup prvního stupně.

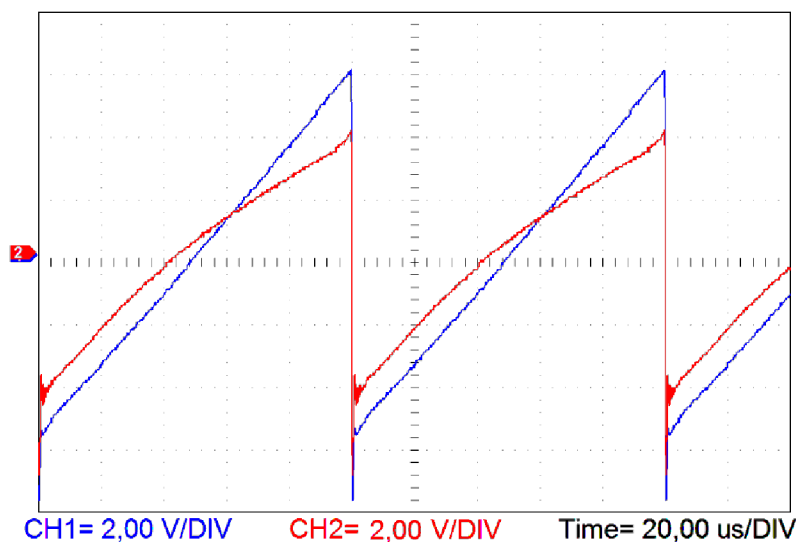


Obr. 65 Nezkreslený výstupní signál při vstupní amplitudě 56 mV



Obr. 66 Nelineární zkreslení zesilovače při vstupním napětí 132 mV a 278 mV

Dalším zkreslujícím prvkem je nelineární charakteristika modulačního tranzistoru. Tato nelinearita má za výsledek vyšší počet harmonických složek ve výstupním signálu. Nelineární zkreslení modulačního tranzistoru je dobře patrné, pokud na jeho vstup je přiveden pilovitý signál a měří se jeho výstupní průběh za modulátorem. Na obr. 67 má vstupní signál modrou barvu a výstupní červenou. Výstupní signál již nemá náběžnou hranu signálu lineárně se zvedající.



Obr. 67 Zkreslení signálu způsobeného modulátorem

6.4 Výsledné parametry zesilovače

V tabulce 10 jsou uvedeny výsledné parametry zesilovače. Vysílací výkon je nižší než požadovaných 10 W, ale pro laboratorní účely je dostatečný. Hloubka modulace dosahuje téměř maximálního teoretického rozsahu. Potlačení druhé harmonické složky celého zesilovače bylo měřeno pomocí digitálního osciloskopu s funkcí výpočtu Fourierovy transformace a zobrazením frekvenčního spektra. Potlačení druhé harmonické složky je nižší než navrhované, ale stále dostatečně velké.

Tabulka 9 Parametry zesilovače

Maximální výstupní výkon	7,5 W
Maximální rozkmit výstupního napětí	38,2 V
Nezkreslující amplituda generátoru nosného signálu	30 - 100 mV
Frekvenční rozsah nosného signálu	3,5 - 14 MHz
Dosažitelná hloubka promodulace	0 - 96 %
Potlačení druhé harmonické složky	35 - 40 dB
Potlačení třetí harmonické složky	>45 dB

7 LABORATORNÍ ÚLOHA

Díky navrženému a zkonstruovanému přípravku „Výkonový zesilovač pro KV pásmo“ byla sestavena laboratorní úloha zabývající se vlivem třídy zesilovačů výkonových zesilovačů na další parametry zesilovače. Přípravek dovoluje jednak měnit různé pracovní třídy, tak i umožňuje přepínání různých výstupních filtrů.

7.1 Cíle laboratorní úlohy

Hlavní cíle této laboratorní úlohy spočívají v rozšíření znalostí studentů o pracovní třídy zesilovačů a jejich vlivu na parametry zesilovačů. Studenti si v laboratorní úloze mohou prakticky vyzkoušet a ověřit principy změny pracovní třídy tranzistorů.

7.2 Zadání laboratorní úlohy

Bod 1) Nastavte napájecí zdroj, modulační generátor a generátor nosné.

Bod 2) Určete účinnost modulátoru pro každou pracovní třídu, zakreslete průběhy výstupního napětí U_{out} na připojené zátěži R_z .

Bod 3) Prozkoumejte změnu hloubky modulace a změřte maximální hloubku modulace v každé pracovní třídě zesilovače tak, aby nebylo viditelné zkreslení obálky signálu. Pokuste se změřit účinnost při maximální hloubce modulace.

7.3 Postup měření

Bod 1) Nastavování provádějte při vypnutém výstupu generátorů (Tlačítko OUTPUT nesmí svítit)

- a) Na generátoru nosného kmitočtu nastavte výstupní přizpůsobení na hodnotu 50Ω (Utility – Output - 50Ω). Kmitočet nastavte na 14 MHz a amplitudu nosného signálu na 50 mV.
- b) Na modulačním generátoru nastavte výstupní přizpůsobení na vysokou impedanci (Utility – Output - HIGH Z). Kmitočet nastavte na 10 kHz, amplitudu modulačního signálu na 1 V.
- c) Na napájecím zdroji nastavte napětí 20 V a proudovou ochranu na hodnotu 1 A. Do napájecího kabelu zapojte přesný voltmetr. Připojte napájecí kabel ke zdroji.

Bod 2)

- a) Výstupní filtr nastavte na 14 MHz, pracovní třídu na možnost C. Z hodnoty napájecího napětí U_{cc} a proudu ze zdroje I_{cc} vypočtete stejnosměrnou hodnotu příkonu prvních dvou zesilovačů v klidu.

- b) Zapněte výstup na modulačním generátoru. Z hodnoty napájecího napětí U_{cc} a proudu ze zdroje I_{cc} vypočtete stejnosměrnou hodnotu příkonu zesilovače a modulatoru v klidu. Měření proveďte pro různé pracovní třídy.
- c) Zapněte výstup na generátoru nosné vlny. Měňte pracovní třídy zesilovače. Pro každou pracovní třídu zakreslete průběh signálu na zátěži a zaznamenejte hodnotu výstupního napětí. Vypněte výstup generátoru nosné vlny.
- d) Na generátoru nosné nastavte kmitočet signálu 7 MHz a také přepněte filtr na hodnotu 7 MHz. Dále postupujte jako v bodě 2c). Měření opakujte i pro frekvenci 3,5 MHz, nezapomeňte také změnit výstupní filtr.
- e) Zaznamenejte si hodnoty amplitudy generátoru nosné vlny, při kterých začíná zesilovač fungovat a při kterých již dochází k nelineárnímu zkreslení.

Bod 3)

- a) Na generátoru nosné nastavte kmitočet 14 MHz a amplitudu 50 mV, zvolte filtr 14 MHz. Pracovní třídu nastavte na C. Zapněte výstup generátoru nosné vlny. Na modulačním generátoru měňte amplitudu signálu od 0 V do 8 V s krokem 1 V. Na zátěži pozorujte změnu hloubky modulace.
- b) Pokuste se dosáhnout maximální hloubky modulace bez zkreslení. Ta by měla být skoro 100 %. Zakreslete průběh signálu na zátěži a zaznamenejte hodnotu výstupního napětí.

8 ZÁVĚR

Jako vhodné zapojení je zvoleno modifikované schéma vysílače o výkonu 4 W z katalogového listu tranzistoru KTC2078. Požadovaného velkého zesílení je docíleno pomocí třístupňového zapojení zesilovače, kde první dva stupně pracují v nezkreslující pracovní třídě A. Poslední stupeň zesilovače je možno měnit na třídy A, B, C. Zapojení bylo modifikováno, aby mohlo pracovat na kmitočtech od 3,5 MHz do 14 MHz. I přes veškeré snahy má zesilovač na vyšších kmitočtech přibližně o 20% nižší zesílení než při nejnižší frekvenci. Nižší zesílení na vysokých frekvencích je dáno parazitními vlastnostmi tranzistorů, u kterých klesá proudový zesilovací činitel v závislosti na zvyšující se frekvenci. Výstupní výkon zesilovače dle katalogového listu je při napájecím napětí 13,8 V roven 4 W. Po zvýšení napájecího napětí na 20 V vzrostl výstupní výkon na 7,5 W.

Reálné potlačení druhé harmonické u zesilovače se pohybuje mezi 35-40 dB. Filtry byly navrženy tak, aby mezní kmitočty přenášely téměř bez útlumu. Z toho důvodu není dosahovaný útlum druhé harmonické větší. U třetí harmonické je už útlum větší jak 45 dB.

Modulační prvek nemá dokonalou linearitu. Pro laboratorní měření je ale linearita dostačující. Zesilovač také není absolutně stabilní, někdy dochází po připojení napěťové sondy k bázi výkonového tranzistoru k rozkmitání celého zesilovače. Rozkmitání se objevuje náhodně asi v 10 % případech.

LITERATURA

- [1] Laboratorní úloha: *Měření rušivých signálů a vlastního šumu* [cit. 2013-02-12]. Dostupné z http://www.urel.feec.vutbr.cz/~drinovsky/?download=MREM_2010_L_04.pdf
- [2] DOSTÁL, T. Elektrické filtry, Elektronické skriptum. Brno: VUT v Brně, 2007.
- [3] NOBILIS, J. Teorie elektronických obvodů VI. Elektronické skriptum. Pardubice, 2001.
- [4] BIOLEK, D., HÁJEK, K., KRTIČKA, A., Analogové elektronické obvody. Elektronické skriptum. Brno: VUT v Brně, 2007
- [5] BRANČÍK, L., DOSTÁL, T., Analogové elektronické obvody. Elektronické skriptum. Brno: VUT v Brně, 2007
- [6] HANUS, S., SVAČINA, J. Vysokofrekvenční a mikrovlánná technika. Elektronické skriptum. Brno: VUT v Brně, 2002.
- [7] AUTOR NEUVEDEN. *Vysokofrekvenční selektivní zesilovače malého signálu*. [cit. 6.12.2013]. Dostupné z http://dlabos.wz.cz/en/VF_selektivni_zesilovace_maleho_signalu.html
- [8] AUTOR NEUVEDEN. *Modulace* [cit. 2013-02-12]. Dostupné na WWW: <http://www.ackoo.estranky.cz/clanky/modulace.html>
- [9] Internetový článek, [cit. 2013-02-12]. Dostupné z http://en.wikipedia.org/wiki/Amplitude_modulation#Amplitude_modulator_designs
- [10] AUTOR NEUVEDEN. *Encyklopedie fyziky* [cit. 2013-02-12]. Dostupné z <http://fyzika.jreichl.com/main.article/print/1389-amplitudova-modulace>
- [11] AUTOR NEUVEDEN. *Frekvenční modulace* [cit. 2013-02-12]. Dostupné z http://hroch.spseol.cz/~nozka/psk/022-frekvencni_modulace/
- [12] VAVROUŠEK, V., *Analýza vybraných analogových metod modulace a demodulace*, Bakalářská práce. Univerzita pardubice, 2011. [cit. 2013-02-12]. Dostupné z http://dspace.upce.cz/bitstream/10195/38907/5/VavrousekV_AnalyzaVybranych_JP_2011.pdf
- [13] NOBILIS, J. Teorie elektronických obvodů VII. Elektronické skriptum. Pardubice, 2004, [cit. 2013-02-12]. Dostupné z http://www.b324.com/ek/nobilis_skripta/zakladni_modulacni_principy.pdf
- [14] GREGOŘICA, M., *Návrh multifunkčního obvodu s proudovými konvejory druhé generace*. Internetový článek, [cit. 2013-02-12]. Dostupné z <http://www.elektrorevue.cz/clanky/02056/index.html>
- [15] AUTOR NEUVEDEN. *Filtrace signálu*. Elektronické skriptum. Brno: VUT v Brně, [cit. 2013-02-12]. Dostupné z <http://ottp.fme.vutbr.cz/skripta/vlab/daq/Ka05-04.htm>
- [16] KANTOR, J. Návrh a realizace antialiasing filtru. Plzeň: ZČU Plzeň, Fakulta elektrotechnická, 2012, [cit. 2014-02-05]. Dostupné z https://otik.uk.zcu.cz/bitstream/handle/11025/2659/DP_E08N0062P.pdf?sequence=1
- [17] Internetový článek, Bleskový návrh kmitočtových filtrů, [cit. 2014-02-05]. Dostupné z <http://www.hw.cz/teorie-a-praxe/bleskovy-navrh-kmitoctovych-filtru.html>

- [18] BOLEČEK, L. Inovace programu pro návrh analogových kmitočtových filtrů. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2008 [cit. 2014-02-05]. Dostupné z <http://www.ieee.cz/mtt/soutez08/Bolecek.pdf>
- [19] LARES, M. Využití diskretních filtrů FIR při návrhu analogových filtrů [cit. 2014-02-05]. Dostupné z <http://www.elektrorevue.cz/clanky/99006/index.html#analog>
- [20] Internetový kalkulačka pro toroidní jádra, [cit. 2014-02-05]. Dostupné z <http://toroids.info/BN-43-2402.php>
- [21] ŠEBESTA Jiří, Studijní materiál předmětu BNEZ, P11, 2008
- [22] Internetový článek, Výpočet chladiče, [cit. 2014-02-05]. Dostupné z http://pandatron.cz/?219&vypocet_chladice
- [23] COILCRAFT, Katalogový list 2222SQ-90NGEB [cit. 2014-02-05]. Dostupné z <http://www.farnell.com/datasheets/1681898.pdf>
- [24] EPCOS , Katalogový list B78108S1222K [cit. 2014-02-05]. Dostupné z <http://www.farnell.com/datasheets/1668459.pdf>
- [25] Capacitorguide, Internetový článek, [cit. 2014-02-05]. Dostupné z <http://www.capacitorguide.com/q-factor/>
- [26] Analog electronic spring, Internetová učebnice [cit. 2014-02-05]. <http://services.eng.uts.edu.au/pmcl/ae/Downloads/Lecture05.pdf>
- [27] Korea Electronics CO. LTD., Katalogový list KTC 2078 [cit. 2013-02-12]. Dostupné z <http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/69772/KEC/KTC2078.html>
- [28] Zetex Semiconductors., Katalogový list ZTX653 [cit. 2014-02-05] Dostupné z http://www.ges.cz/sheets/z/ztx652_3.pdf
- [29] Sanyo Electric., Katalogový list 2SC2078 [cit. 2014-02-05]. Dostupné z http://www.ges.cz/sheets/2/2sc2078_san.pdf
- [30] International Rectifier., Katalogový list IRF540N [cit. 2014-02-05]. Dostupné z <http://www.ges.cz/sheets/i/irf540n.pdf>

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

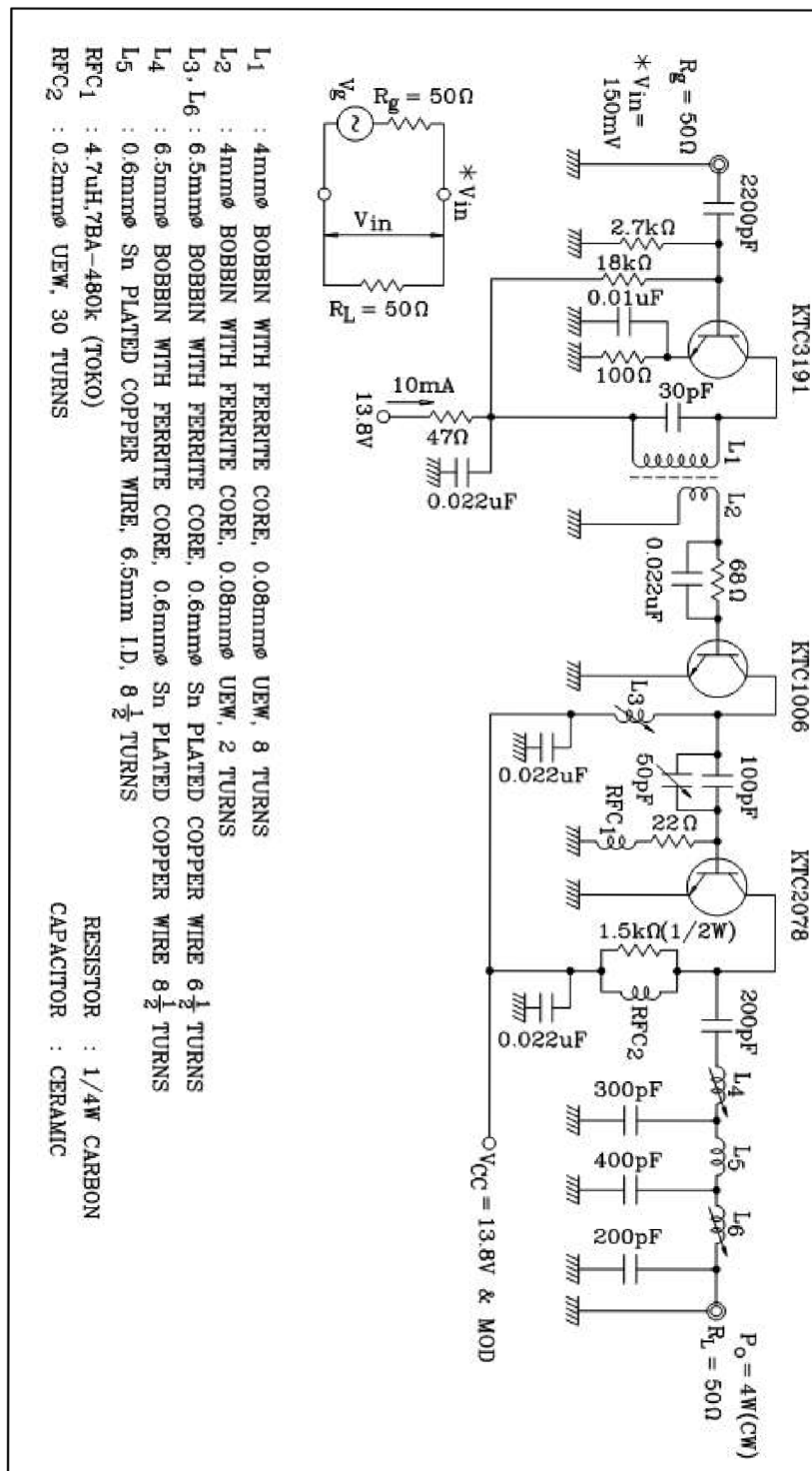
β	Modulační index
η	Účinnost
Θ	Poloviční úhel otevření
B	Šířka pásma
f_d	Spodní mezní kmitočet
f_h	Horní mezní kmitočet
m	Hloubka modulace
U_n	Napětí nosné
U_m	Napětí modulačního signálu
U_{cc}	Napájecí napětí
U_{Be0}	Předpětí na bázi tranzistoru
AM	Amplitudová modulace
DF	Ztrátový činitel
ESR	Ekvivalentní sériový odpor
FIR	Filtr s konečnou impulzní odezvou
Q	Činitel jakosti
HF	Vysokofrekvenční
RF	Rádiová frekvence

SEZNAM PŘÍLOH

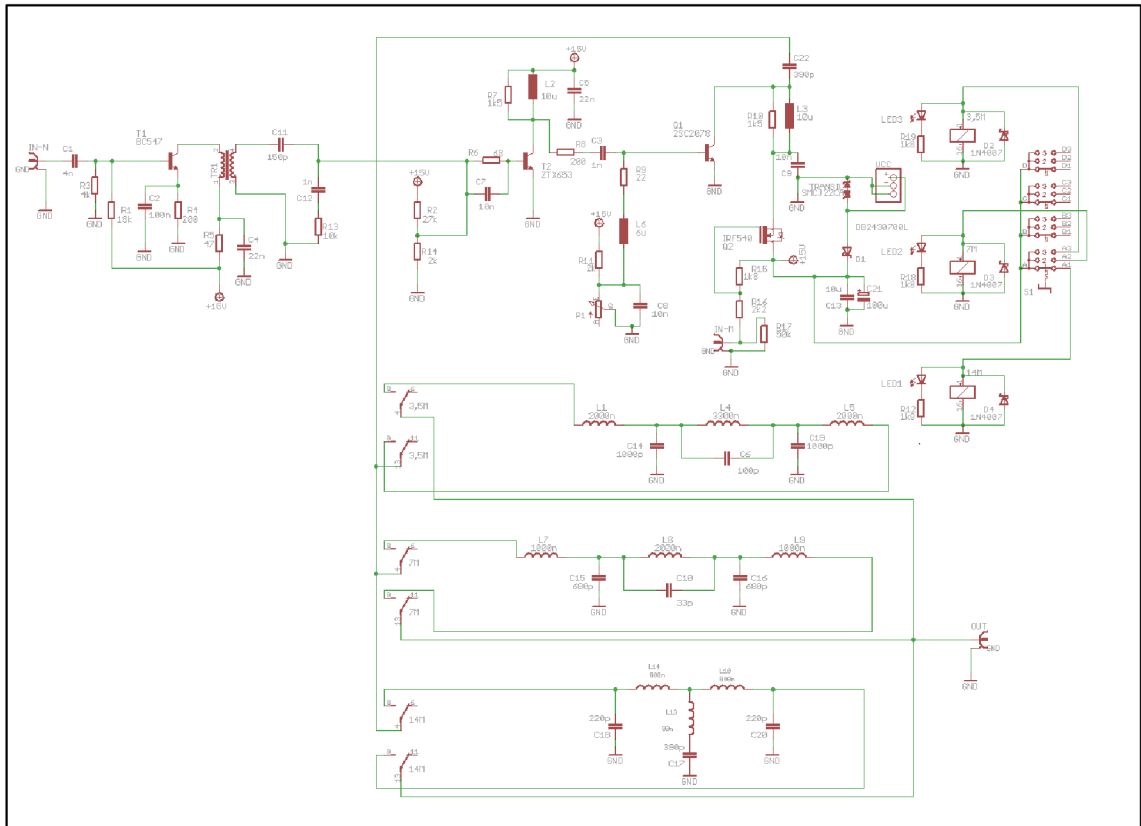
A	Schémata	60
A.1	Obvodové zapojení od výrobce tranzistoru [27].....	60
A.2	Schéma v programu Eagle	61
A.3	Deska plošného spoje vrstva Bottom	61
A.4	Deska plošného spoje vrstva Bottom	62
A.5	Osazovací schéma	62
B	Součástky	63
B.1	Seznam součástek	63
B.2	Katalogový list tranzistoru ZTX653 [28]	64
B.3	Katalogový list tranzistoru 2SC2078 [29]	65
B.4	Katalogový list tranzistoru IRF540N [30]	66
C	Fotodokumentace	67

A SCHEMATA

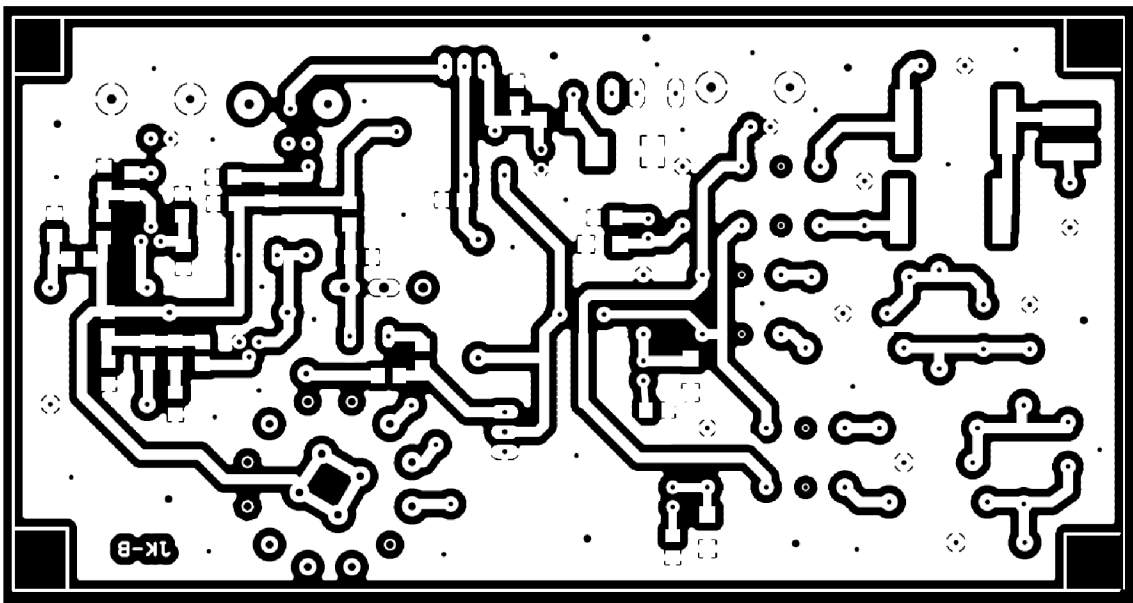
A.1 Obvodové zapojení od výrobce tranzistoru [27]



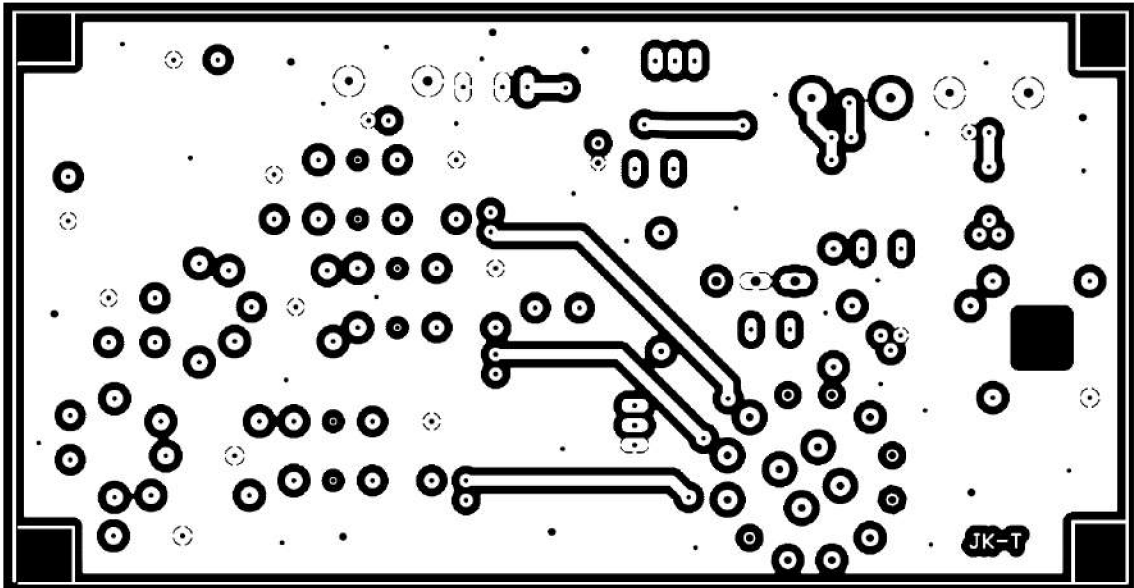
A.2 Schéma v programu Eagle



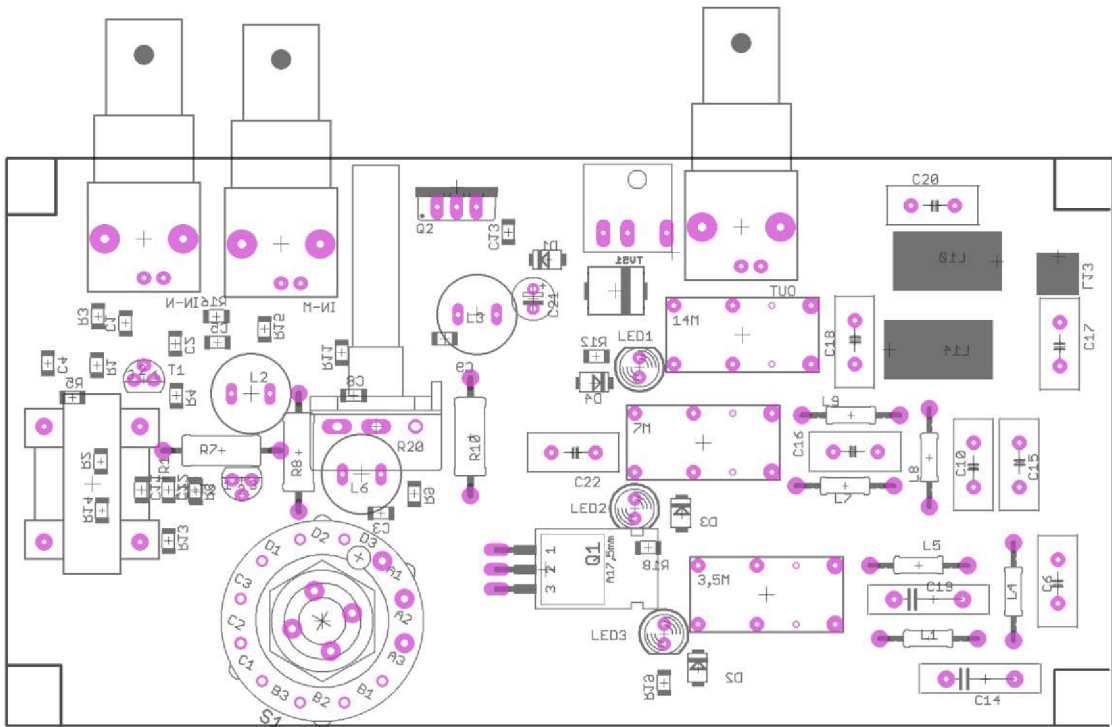
A.3 Deska plošného spoje vrstva Bottom



A.4 Deska plošného spoje vrstva Bottom



A.5 Osazovací schéma



B SOUČÁSTKY

B.1 Seznam součástek

Partlist

Exported from zeilovac.sch at 16.5.2014 10:10:53

EAGLE Version 6.2.0 Copyright (c) 1988-2012 CadSoft

Assembly variant:

Part	Value	Device	Package	Library	Sheet
3,5M	DS2Y-S-DC12V	DS2Y-S-DC12V	DS2Y	relay	1
7M	DS2Y-S-DC12V	DS2Y-S-DC12V	DS2Y	relay	1
14M	DS2Y-S-DC12V	DS2Y-S-DC12V	DS2Y	relay	1
C1	4n	C-EUC1206	C1206	rc1	1
C2	100n	C-EUC1206	C1206	rc1	1
C3	1n	C-EUC1206	C1206	rc1	1
C4	22n	C-EUC1206	C1206	rc1	1
C5	22n	C-EUC1206	C1206	rc1	1
C6	100p	C-EU050-055x075	C050-055x075	rc1	1
C7	10n	C-EUC1206	C1206	rc1	1
C8	10n	C-EUC1206	C1206	rc1	1
C9	10n	C-EUC1206	C1206	rc1	1
C10	33p	C-EU050-055x075	C050-055x075	rc1	1
C11	150p	C-EUC1206	C1206	rc1	1
C12	1n	C-EUC1206	C1206	rc1	1
C13	10u	C-EUC1206	C1206	rc1	1
C14	1000p	C-EU102-064x133	C102-064x133	rc1	1
C15	680p	C-EU050-055x075	C050-055x075	rc1	1
C16	680p	C-EU050-055x075	C050-055x075	rc1	1
C17	390p	C-EU050-055x075	C050-055x075	rc1	1
C18	220p	C-EU050-055x075	C050-055x075	rc1	1
C19	1000p	C-EU102-064x133	C102-064x133	rc1	1
C20	220p	C-EU050-055x075	C050-055x075	rc1	1
C21	100u	CPOL-EUE2.5-6	E2.5-6	rc1	1
C22	390p	C-EU050-055x075	C050-055x075	rc1	1
D1	DB2430700L	SS16	SMA	diody SMD	1
D2	1N4007	SS16	SMA	diody SMD	1
D3	1N4007	SS16	SMA	diody SMD	1
D4	1N4007	SS16	SMA	diody SMD	1
IN-M	1-227161-7	1-227161-7	AMP_227161	con-coax	1
IN-N	1-227161-7	1-227161-7	AMP_227161	con-coax	1
L1	2000n	L-US0207/12	0207/12	rc1	1
L2	10u	BS11	BS11	inductor-neosid	1
L3	10u	BS11	BS11	inductor-neosid	1
L4	3300n	L-US0207/12	0207/12	rc1	1
L5	2000n	L-US0207/12	0207/12	rc1	1
L6	6u	BS11	BS11	inductor-neosid	1
L7	1000n	L-US0207/12	0207/12	rc1	1
L8	2000n	L-US0207/12	0207/12	rc1	1
L9	1000n	L-US0207/12	0207/12	rc1	1
L10	500n	500NH-COIL	500NH-COIL	90NH-COIL-AIR	1
L13	90n	90NH-COIL-AIR	90NH-COIL-AIR	90NH-COIL-AIR	1
L14	500n	500NH-COIL	500NH-COIL	90NH-COIL-AIR	1
LED1	RED	LED5MM	LED5MM	led	1
LED2	GREEN	LED5MM	LED5MM	led	1
LED3	YELLOW	LED5MM	LED5MM	led	1
OUT	1-227161-7	1-227161-7	AMP_227161	con-coax	1
P1	400	PC1621	PC1621	potenciometry	1
Q1	2SC2078	2SC2078	TO220	tranzistor NPN	1
Q2	IRF540	IRF540	TO220BV	transistor-power	1
R1	18k	R-EU_R1206	R1206	rc1	1
R2	27k	R-EU_R1206	R1206	rc1	1
R3	4k	R-EU_R1206	R1206	rc1	1
R4	200	R-EU_R1206	R1206	rc1	1
R5	47	R-EU_R1206	R1206	rc1	1
R6	68	R-EU_R1206	R1206	rc1	1
R7	1k5	R-EU_0411/15	0411/15	rc1	1
R8	200	R-EU_0411/15	0411/15	rc1	1
R9	22	R-EU_R1206	R1206	rc1	1
R10	1k5	R-EU_0411/15	0411/15	rc1	1
R11	2k	R-EU_R1206	R1206	rc1	1
R12	1k8	R-EU_R1206	R1206	rc1	1
R13	10k	R-EU_R1206	R1206	rc1	1
R14	2k	R-EU_R1206	R1206	rc1	1
R15	1k8	R-EU_R1206	R1206	rc1	1
R16	2k2	R-EU_R1206	R1206	rc1	1
R18	1k8	R-EU_R1206	R1206	rc1	1
R19	1k8	R-EU_R1206	R1206	rc1	1
S1		CK104x03	CK104x03	switch	1
T1	BC547	BC547	TO92	transistor	1
T2	ZTX653	ZTX653	TO92	transistor	1
TR1		TRANSFORMER		inductor-neosid	1
TRANSIL	SMCJ22CA	TVS-SMCJ	SMCJ	supressor	1
UCC	SPECIALNI	SPECIALNI	SPECIALNI	pinhead	1

B.2 Katalogový list tranzistoru ZTX653 [28]

NPN SILICON PLANAR MEDIUM POWER TRANSISTORS

**ZTX652
ZTX653**

ISSUE 2 - JULY 94

FEATURES

- * 100 Volt V_{CE0}
- * 2 Amp continuous current
- * Low saturation voltage
- * $P_{tot}=1$ Watt



E-Line
TO92 Compatible

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS.

PARAMETER	SYMBOL	ZTX652	ZTX653	UNIT
Collector-Base Voltage	V_{CBO}	100	120	V
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	80	100	V
Emitter-Base Voltage	V_{EBO}	5		V
Peak Pulse Current	I_{CM}	6		A
Continuous Collector Current	I_C	2		A
Power Dissipation at $T_{amb}=25^\circ\text{C}$ derate above 25°C	P_{tot}	1	5.7	W mW/°C
Operating and Storage Temperature Range	$T_f; T_{stg}$	-55 to +200		°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (at $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise stated).

PARAMETER	SYMBOL	ZTX652			ZTX653			UNIT	CONDITIONS.
		MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.		
Collector-Base Breakdown Voltage	$V_{(BR)CBO}$	100			120			V	$I_C=100\mu\text{A}$
Collector-Emitter Breakdown Voltage	$V_{(BR)CEO}$	80			100			V	$I_C=10\text{mA}^*$
Emitter-Base Breakdown Voltage	$V_{(BR)EBO}$	5			5			V	$I_E=100\mu\text{A}$
Collector Cut-Off Current	I_{CBO}			0.1 10			0.1 10	μA	$V_{CB}=80\text{V}$ $V_{CB}=100\text{V}$ $V_{CB}=80\text{V}, T_{amb}=100^\circ\text{C}$ $V_{CB}=100\text{V}, T_{amb}=100^\circ\text{C}$
Emitter Cut-Off Current	I_{EBO}			0.1			0.1	μA	$V_{EB}=4\text{V}$
Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(sat)}$	0.13 0.23	0.3 0.5		0.13 0.23	0.3 0.5	V	$I_C=1\text{A}, I_B=100\text{mA}^*$ $I_C=2\text{A}, I_B=200\text{mA}^*$	
Base-Emitter Saturation Voltage	$V_{BE(sat)}$	0.9	1.25		0.9	1.25	V	$I_C=1\text{A}, I_B=100\text{mA}^*$	
Base-Emitter Turn-On Voltage	$V_{BE(on)}$	0.8	1		0.8	1	V	$I_C=1\text{A}, V_{CE}=2\text{V}^*$	

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (at $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise stated).

PARAMETER	SYMBOL	ZTX652			ZTX653			UNIT	CONDITIONS.
		MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.		
Transition Frequency	f_T	140	175		140	175	MHz	$I_C=100\text{mA}, V_{CE}=5\text{V}$ $f=100\text{MHz}$	
Switching Times	t_{on}		80			80	ns	$I_C=500\text{mA}, V_{CC}=10\text{V}$ $I_{B1}=I_{B2}=50\text{mA}$	
	t_{off}		1200			1200	ns		
Output Capacitance	C_{obo}			30		30	pF	$V_{CB}=10\text{V}, f=1\text{MHz}$	

*Measured under pulsed conditions. Pulse width=300 μs . Duty cycle \leq 2%

THERMAL CHARACTERISTICS

PARAMETER	SYMBOL	MAX.	UNIT
Thermal Resistance: Junction to Ambient ₁	$R_{th(j-amb)1}$	175	°C/W
Junction to Ambient ₂	$R_{th(j-amb)2}^\dagger$	116	°C/W
Junction to Case	$R_{th(j-case)}$	70	°C/W

† Device mounted on P.C.B. with copper equal to 1 sq. Inch minimum.

B.3 Katalogový list tranzistoru 2SC2078 [29]

NPN Epitaxial Planar Silicon Transistor



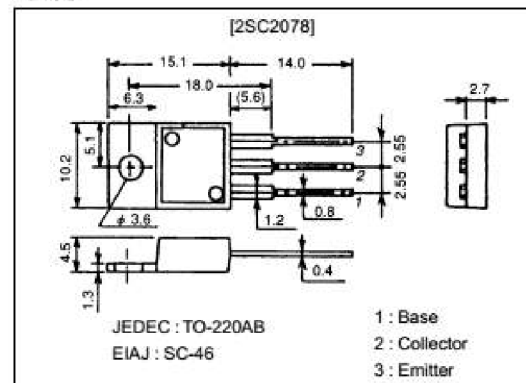
2SC2078

27MHz RF Power Amplifier Applications

Package Dimensions

unit:mm

2010C



Specifications

Absolute Maximum Ratings at Ta = 25°C

Parameter	Symbol	Conditions	Ratings	Unit
Collector-to-Base Voltage	V_{CBO}		80	V
Collector-to-Emitter Voltage	V_{CER}	$R_{BE}=150\Omega$	75	V
Emitter-to-Base Voltage	V_{EBO}		5	V
Collector Current	I_C		3	A
Collector Current (Pulse)	I_{CP}		5	A
Collector Dissipation	P_C		1.2	W
		$T_c=80^\circ\text{C}$	10	W
Junction Temperature	T_J		150	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature	T_{stg}		-55 to +150	$^\circ\text{C}$

Electrical Characteristics at Ta = 25°C

Parameter	Symbol	Conditions	Ratings			Unit
			min	typ	max	
Collector Cutoff Current	I_{CBO}	$V_{CB}=40\text{V}, I_E=0$			10	μA
Emitter Cutoff Current	I_{EBO}	$V_{EB}=4\text{V}, I_C=0$			10	μA
DC Current Gain	h_{FE}	$V_{CE}=5\text{V}, I_C=0.5\text{A}$	25*		200*	
Gain-Bandwidth Product	f_T	$V_{CE}=10\text{V}, I_C=0.1\text{A}$	100	150		MHz
Output Capacitance	C_{ob}	$V_{CB}=10\text{V}, f=1\text{MHz}$		45	60	pF
Collector-to-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(sat)}$	$I_C=1\text{A}, I_B=0.1\text{A}$		0.15	0.6	V
Base-to-Emitter Saturation Voltage	$V_{BE(sat)}$	$I_C=1\text{A}, I_B=0.1\text{A}$		0.9	1.2	V
Collector-to-Base Saturation Voltage	$V_{(BR)CBO}$	$I_C=100\mu\text{A}, I_B=0$	80			V
Collector-to-Emitter Saturation Voltage	$V_{(BR)CER}$	$I_C=1\text{mA}, R_{BE}=150\Omega$	75			V
Emitter-to-Base Saturation Voltage	$V_{(BR)EBO}$	$I_E=100\mu\text{A}, I_C=0$	5			V
[At specified test circuit]						
Output Power	P_O	$V_{CC}=12\text{V}, f=27\text{MHz}, P_i=0.2\text{W}$	4.0			W
Power Efficiency	η		60			%

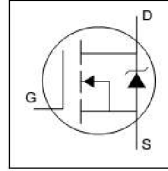
B.4 Katalogový list tranzistoru IRF540N [30]

International
Rectifier

IRF540N

HEXFET® Power MOSFET

- Advanced Process Technology
- Ultra Low On-Resistance
- Dynamic dv/dt Rating
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Fully Avalanche Rated

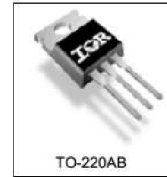


$V_{DS} = 100V$
 $R_{DS(on)} = 44m\Omega$
 $I_D = 33A$

Description

Advanced HEXFET® Power MOSFETs from International Rectifier utilize advanced processing techniques to achieve extremely low on-resistance per silicon area. This benefit, combined with the fast switching speed and ruggedized device design that HEXFET power MOSFETs are well known for, provides the designer with an extremely efficient and reliable device for use in a wide variety of applications.

The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.



Absolute Maximum Ratings

Parameter	Parameter	Max.	Units
I_D @ $T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	33	A
I_D @ $T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	23	
I_{DM}	Pulsed Drain Current $\text{\textcircled{1}}$	110	
P_D @ $T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	130	W
	Linear Derating Factor	0.87	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
I_{AR}	Avalanche Current $\text{\textcircled{1}}$	16	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy $\text{\textcircled{1}}$	13	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt $\text{\textcircled{3}}$	7.0	V/ns
T_J	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +175	°C
T_{STG}	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf•in (1.1N•m)	

Thermal Resistance

Parameter	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	1.15	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	62	

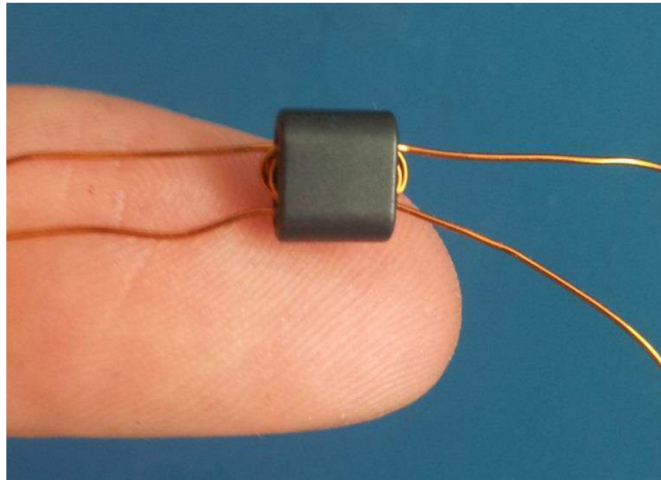
Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ C$ (unless otherwise specified)

Parameter	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	100	—	—	V	$V_{GS} = 0V, I_D = 250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.12	—	V/°C	Reference to $25^\circ C, I_D = 1mA$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	44	—	m Ω	$V_{DS} = 10V, I_D = 16A$ $\text{\textcircled{4}}$
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance	21	—	—	S	$V_{DS} = 50V, I_D = 16A$ $\text{\textcircled{4}}$
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	$V_{DS} = 100V, V_{GS} = 0V$
		—	—	250	μA	$V_{DS} = 80V, V_{GS} = 0V, T_J = 150^\circ C$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS} = 20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100	nA	$V_{GS} = -20V$
Q_g	Total Gate Charge	—	—	71	nC	$I_D = 16A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	14	nC	$V_{DS} = 80V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	21	nC	$V_{GS} = 10V$, See Fig. 6 and 13
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	11	—	ns	$V_{DD} = 50V$
t_r	Rise Time	—	35	—	ns	$I_D = 16A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	39	—	ns	$R_G = 5.1\Omega$
t_f	Fall Time	—	35	—	ns	$V_{GS} = 10V$, See Fig. 10 $\text{\textcircled{4}}$
L_D	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	7.5	—	nH	
C_{iss}	Input Capacitance	—	1960	—	pF	$V_{GS} = 0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	250	—	pF	$V_{DS} = 25V$
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	40	—	pF	$f = 1.0MHz$, See Fig. 5
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy $\text{\textcircled{2}}$	—	700 $\text{\textcircled{5}}$	185 $\text{\textcircled{6}}$	mJ	$I_{AS} = 16A, L = 1.5mH$

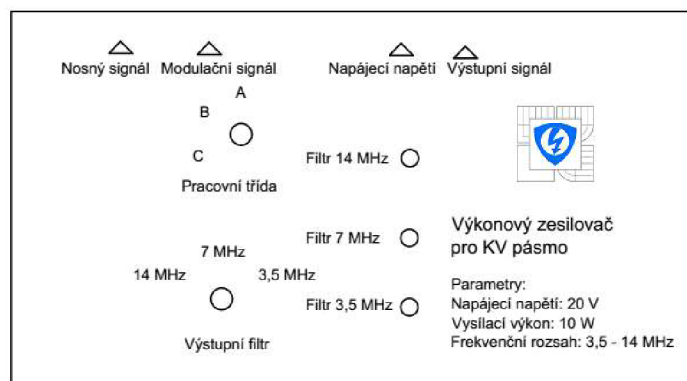
Source-Drain Ratings and Characteristics

Parameter	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	33	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) $\text{\textcircled{1}}$	—	—	110	A	
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.2	V	$T_J = 25^\circ C, I_S = 16A, V_{GS} = 0V$ $\text{\textcircled{4}}$
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	115	170	ns	$T_J = 25^\circ C, I_F = 16A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	505	760	nC	di/dt = 100A/ μs $\text{\textcircled{4}}$
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L_S+L_D)				

C FOTODOKUMENTACE



Obr. 68 Výstupní transformátor prvního stupně



Obr. 69 Nálepka na krabičce zesilovače



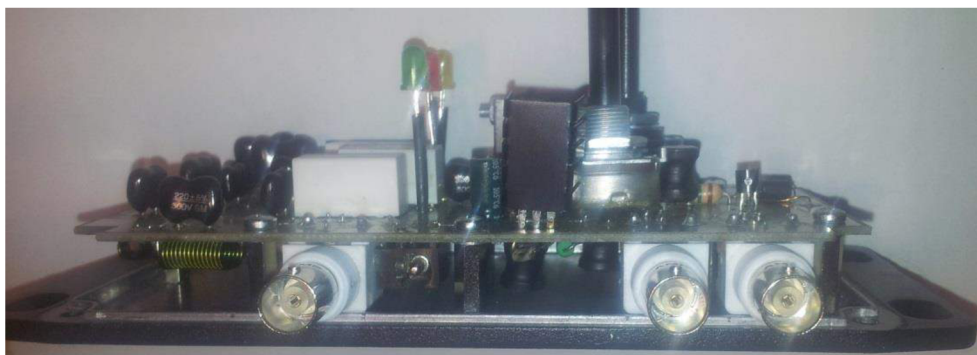
Obr. 70 Foto zakrytého zesilovače



Obr. 71 Foto zesilovače bez krytu



Obr. 72 Pohled z boku



Obr. 73 Uchycení plošného spoje na krabičku