



# VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

## FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

## ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

## VÝKONOVÝ ZESILOVAČ PRO PÁSMO KRÁTKÝCH VLN

SHORTWAVE POWER AMPLIFIER

### DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

### AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Roman Fiala

### VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

prof. Ing. Aleš Prokeš, Ph.D.

BRNO 2016



# Diplomová práce

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

**Student:** Bc. Roman Fiala

**ID:** 146817

**Ročník:** 2

**Akademický rok:** 2015/16

## 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 20 W s amplitudovou kolektorovou modulací a s možností změny pracovní třídy. Pásmo pracovních kmitočtů je 3,5 MHz až 14 MHz. Předpokládejte buzení zesilovače standardním signálovým generátorem. Návrh ověřte ve vhodném simulačním programu.

Navrhněte plošný spoj a mechanické uspořádání zesilovače, zesilovač realizujte a oživte. 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] HICKMAN, J. Practical Radio-Frequency, Handbook. Oxford: Newnes, 2002.

**Termín zadání:** 8.2.2016

**Termín odevzdání:** 19.5.2016

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

**Konzultant 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**

V této diplomové práci je popsán návrh výkonového zesilovače pro pásmo krátkých vln. Navržený zesilovač byl zkonstruován. V prvních třech kapitolách je nastíněna základní problematika týkající se vysokofrekvenčních zesilovačů. Je zde také stručně popsána potřebná teorie pro realizaci zesilovače. Ve čtvrté kapitole je na základě teoretických znalostí navrženo konkrétní zapojení zesilovače. Kompletně navržený zesilovač se skládá z předzesilovače, výkonového stupně a bloku filtrů. K návrhu a ověření některých částí zapojení byl využit program OrCAD PSpice, Ansoft Designer SV a EAGLE. Měření zkonstruovaného zesilovače se nachází v šesté kapitole. Tato práce také obsahuje návrh laboratorní úlohy.

## **KLÍČOVÁ SLOVA**

Vysokofrekvenční zesilovač, zesilovač, amplitudová modulace, krátké vlny.

## **ABSTRACT**

This master's thesis describes RF power amplifier design. The designed amplifier has been built. The first three chapters outline basics about radio frequency amplifiers. The basic theory needed for amplifier implementation is also described there. In the fourth chapter the power amplifier is designed. The design is based on the theoretical knowledge. Complete amplifier contains RF preamplifier, power amplifier and filters. The OrCAD PSpice, Ansoft Designer SV and EAGLE programs have been used for the design and verification of some sections of circuits. Measurement results of the built amplifier are in the fifth chapter. This thesis contains also the draft for laboratory exercise.

## **KEYWORDS**

RF power amplifier, power amplifier, amplitude modulation, shortwave radio.

FIALA, R. *Výkonový zesilovač pro pásmo krátkých vln*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2016. 51 s., 14 s. příloh. 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. Aleši Prokešovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

Experimentální část této diplomové práce byla realizována na výzkumné infrastruktuře  
vybudované v rámci projektu CZ.1.05/2.1.00/03.0072

**Centrum senzorických, informačních a komunikačních systémů (SIX)**  
operačního programu Výzkum a vývoj pro inovace.

# OBSAH

<b>Seznam obrázků</b>	<b>x</b>
<b>Seznam tabulek</b>	<b>xiii</b>
<b>Úvod</b>	<b>1</b>
<b>1 Vysokofrekvenční zesilovače</b>	<b>2</b>
1.1 Základní vlastnosti zesilovačů .....	2
1.2 Pracovní třídy zesilovačů .....	3
1.2.1 Třída A .....	4
1.2.2 Třída B a AB .....	4
1.2.3 Třída C .....	5
1.2.4 Třída E .....	6
<b>2 Filtry</b>	<b>7</b>
2.1 Pásmová propust RLC .....	7
2.2 Druhy aproximací filtrů .....	8
<b>3 Modulace a modulátory</b>	<b>10</b>
3.1 Amplitudová modulace .....	10
3.1.1 Bázový modulátor .....	11
3.1.2 Kolektorový modulátor .....	11
3.2 Frekvenční modulace .....	12
<b>4 Návrh zapojení</b>	<b>13</b>
4.1 Předzesilovač .....	13
4.2 Výkonový stupeň .....	15
4.2.1 Část vysokofrekvenčního zesilovače .....	15
4.2.2 Část zdroje modulačního napětí .....	17
4.2.3 Simulace výkonového stupně .....	19
4.3 Blok výstupních filtrů .....	23
4.3.1 Rezonanční obvody .....	23
4.3.2 Eliptické filtry .....	24

<b>5</b>	<b>Měření realizovaného zesilovače</b>	<b>27</b>
5.1	Předzesilovač .....	27
5.2	Výkonový stupeň .....	27
5.2.1	Zdroj modulačního napětí.....	27
5.2.2	Vysokofrekvenční zesilovač .....	28
5.2.3	Měření amplitudové modulace kompletního zapojení.....	33
5.3	Výstupní filtry .....	35
5.4	Spektra výstupních signálů .....	42
<b>6</b>	<b>Podklady pro laboratorní úlohu</b>	<b>46</b>
6.1	Cíle úlohy.....	46
6.2	Zadání .....	46
6.3	Pokyny k měření .....	46
6.4	Doporučené nastavení úrovně vstupního VF signálu .....	48
<b>7</b>	<b>Závěr</b>	<b>49</b>
	<b>Literatura</b>	<b>50</b>
	<b>Seznam symbolů, veličin a zkratk</b>	<b>51</b>
<b>A</b>	<b>Návrh předzesilovače</b>	<b>52</b>
A.1	Obvodové zapojení předzesilovače .....	52
A.2	Spodní strana DPS .....	52
A.3	Osazovací výkres vrchní strany DPS.....	53
A.4	Osazovací výkres spodní strany DPS .....	53
A.5	Seznam součástek .....	54
<b>B</b>	<b>Návrh Výkonového stupně</b>	<b>55</b>
B.1	Obvodové zapojení výkonového stupně.....	55
B.2	Vrchní strana DPS .....	56
B.3	Spodní strana DPS .....	56
B.4	Osazovací výkres .....	57
B.5	Seznam součástek .....	58
<b>C</b>	<b>Návrh výstupních filtrů</b>	<b>59</b>
C.1	Obvodové zapojení výstupních filtrů.....	59
C.2	Vrchní strana DPS .....	60
C.3	Spodní strana DPS .....	61



C.4	Osazovací výkres vrchní strany DPS.....	62
C.5	Osazovací výkres spodní strany DPS .....	63
C.6	Seznam součástí .....	64
<b>D</b>	<b>Fotodokumentace</b>	<b>65</b>
D.1	Přední panel zesilovače.....	65
D.2	Vnitřní uspořádání zesilovače v krabici.....	65

# SEZNAM OBRÁZKŮ

Obrázek 1.1	Umístění pracovního bodu základních tříd zesilovačů [3].	3
Obrázek 1.2	Principiální zapojení jednočinného zesilovače pracujícího ve třídách A, B, C.	3
Obrázek 1.3	Práce aktivního prvku ve třídě A [4].	4
Obrázek 1.4	Práce aktivního prvku ve třídě B [4].	5
Obrázek 1.5	Dvočinný zesilovač pracující ve třídě B nebo AB.	5
Obrázek 1.6	Práce aktivního prvku ve třídě C [4].	6
Obrázek 1.7	Zesilovač třídy E.	6
Obrázek 2.1	Dělení filtrů dle přenášeného pásma kmitočtů [3].	7
Obrázek 2.2	RLC obvody použité jako pásmové propusti.	8
Obrázek 2.3	Vliv činitele jakosti na charakteristiky pásmové propusti [8].	8
Obrázek 2.4	Modulové charakteristiky filtrů s různými aproximacemi [3].	9
Obrázek 3.1	Grafické znázornění AM v časové a kmitočtové oblasti [9].	10
Obrázek 3.2	Výkonový zesilovač s bázovou modulací.	11
Obrázek 3.3	Výkonový zesilovač s kolektorovou amplitudovou modulací.	12
Obrázek 4.1	Blokové schéma kompletního zesilovače.	13
Obrázek 4.2	Schéma předzesilovače v programu OrCAD PSpice.	14
Obrázek 4.3	Simulace předzesilovače pro frekvenci 14 MHz.	14
Obrázek 4.4	Blokové schéma výkonového stupně.	15
Obrázek 4.5	Foto realizovaného výstupního vysokofrekvenčního transformátoru.	16
Obrázek 4.6	Schéma filtru 4. řádu na výstupu modulátoru použitého pro výpočet jeho komponent.	18
Obrázek 4.7	Schéma zapojení pro simulaci výkonového vysokofrekvenčního stupně.	19
Obrázek 4.8	Detail výstupního napětí pro třídu A bez filtru.	19
Obrázek 4.9	Detail výstupního napětí pro třídu B bez filtru.	20
Obrázek 4.10	Detail výstupního napětí pro třídu C bez filtru.	20
Obrázek 4.11	Výstupní napětí (dole) a napětí na kolektoru výkonového tranzistoru (nahore) při AM.	21
Obrázek 4.12	Výstupní napětí (dole) a napětí na kolektoru výkonového tranzistoru (nahore) při AM v případě, že se tranzistor nedostává do oblasti saturace.	21

Obrázek 4.13	Přenos invertujícího zesilovače s obvodem IC2A. ....	22
Obrázek 4.14	Schéma zapojení filtru zdroje modulačního napětí v simulačním programu. ....	22
Obrázek 4.15	Výsledný přenos filtru zdroje modulačního napětí s Butterworthovou aproximací. ....	22
Obrázek 4.16	Zapojení eliptického filtru pro pásmo 3,5 MHz. ....	24
Obrázek 4.17	Zapojení eliptického filtru pro pásmo 7 MHz. ....	24
Obrázek 4.18	Zapojení eliptického filtru pro pásmo 14 MHz. ....	25
Obrázek 4.19	Přenos filtru pro pásmo 3,5 MHz v programu Ansoft Designer SV.....	25
Obrázek 4.20	Přenos filtru pro pásmo 7 MHz v programu Ansoft Designer SV.....	26
Obrázek 4.21	Přenos filtru pro pásmo 14 MHz v programu Ansoft Designer SV.....	26
Obrázek 5.1	Průběh vstupního a výstupního napětí zdroje modulačního napětí (kanál 1: vstup, kanál 3: výstup). ....	28
Obrázek 5.2	Frekvenční charakteristika PWM zdroje modulačního napětí.....	28
Obrázek 5.3	Výstupní průběh zesilovače ve třídě A na frekvenci 3,5 MHz.....	30
Obrázek 5.4	Výstupní průběh zesilovače ve třídě A na frekvenci 7 MHz.....	30
Obrázek 5.5	Výstupní průběh zesilovače ve třídě A na frekvenci 14 MHz.....	31
Obrázek 5.6	Výstupní průběh zesilovače ve třídě B na frekvenci 3,5 MHz.....	31
Obrázek 5.7	Výstupní průběh zesilovače ve třídě B na frekvenci 7 MHz.....	31
Obrázek 5.8	Výstupní průběh zesilovače ve třídě B na frekvenci 14 MHz.....	32
Obrázek 5.9	Výstupní průběh zesilovače ve třídě C na frekvenci 3,5 MHz.....	32
Obrázek 5.10	Výstupní průběh zesilovače ve třídě C na frekvenci 7 MHz.....	32
Obrázek 5.11	Výstupní průběh zesilovače ve třídě C na frekvenci 14 MHz.....	33
Obrázek 5.12	Průběh signálu při AM na frekvenci 3,5 MHz.....	34
Obrázek 5.13	Průběh signálu při AM na frekvenci 7 MHz.....	35
Obrázek 5.14	Průběh signálu při AM na frekvenci 14 MHz.....	35
Obrázek 5.15	Výstupní průběh zesilovače s rezonančním obvodem na frekvenci 3,5 MHz. ....	36
Obrázek 5.16	Výstupní průběh zesilovače s rezonančním obvodem na frekvenci 7 MHz. ....	36
Obrázek 5.17	Výstupní průběh zesilovače s rezonančním obvodem na frekvenci 14 MHz. ....	36
Obrázek 5.18	Výstupní průběh zesilovače s eliptickým filtrem na frekvenci 3,5 MHz. ....	37
Obrázek 5.19	Výstupní průběh zesilovače s eliptickým filtrem na frekvenci 7 MHz. .	37
Obrázek 5.20	Výstupní průběh zesilovače s eliptickým filtrem na frekvenci 14 MHz.	37

Obrázek 5.21	Výstupní průběh zesilovače s oběma filtry na frekvenci 3,5 MHz.....	38
Obrázek 5.22	Výstupní průběh zesilovače s oběma filtry na frekvenci 7 MHz.....	38
Obrázek 5.23	Výstupní průběh zesilovače s oběma filtry na frekvenci 14 MHz.....	38
Obrázek 5.24	Přenos bloku filtrů bez zařazeného filtru.....	39
Obrázek 5.25	Přenos rezonančního obvodu 3,5 MHz.....	39
Obrázek 5.26	Přenos rezonančního obvodu 7 MHz.....	40
Obrázek 5.27	Přenos rezonančního obvodu 14 MHz.....	40
Obrázek 5.28	Přenos eliptického filtru pro pásmo 3,5 MHz.....	40
Obrázek 5.29	Přenos eliptického filtru pro pásmo 7 MHz.....	41
Obrázek 5.30	Přenos eliptického filtru pro pásmo 14 MHz.....	41
Obrázek 5.31	Přenos obou filtrů pro pásmo 3,5 MHz.....	41
Obrázek 5.32	Přenos obou filtrů pro pásmo 7 MHz.....	42
Obrázek 5.33	Přenos obou filtrů pro pásmo 14 MHz.....	42
Obrázek 5.34	Výstupní spektrum pro třídu A bez filtru na frekvenci 3,5 MHz. ....	43
Obrázek 5.35	Výstupní spektrum pro třídu A bez filtru na frekvenci 7 MHz. ....	43
Obrázek 5.36	Výstupní spektrum pro třídu A bez filtru na frekvenci 14 MHz. ....	43
Obrázek 5.37	Výstupní spektrum pro třídu C bez filtru na frekvenci 3,5 MHz.....	44
Obrázek 5.38	Výstupní spektrum pro třídu C bez filtru na frekvenci 7 MHz.....	44
Obrázek 5.39	Výstupní spektrum pro třídu C bez filtru na frekvenci 14 MHz.....	44
Obrázek 5.40	Výstupní spektrum pro třídu C s oběma filtry na frekvenci 3,5 MHz. ...	45
Obrázek 5.41	Výstupní spektrum pro třídu C s oběma filtry na frekvenci 7 MHz. ....	45
Obrázek 5.42	Výstupní spektrum pro třídu C s oběma filtry na frekvenci 14 MHz. ....	45
Obrázek 6.1	Blokové schéma vysokofrekvenčního zesilovače.....	47
Obrázek 6.2	Blokové schéma zapojení úlohy. (RS – rozbočovač signálu).....	47

## SEZNAM TABULEK

Tabulka 5.1	Měřený zisk předzesilovače.....	27
Tabulka 5.2	Naměřené parametry VF zesilovače s nulovým modulačním napětím. .	29
Tabulka 5.3	Nejmenší dosažitelný úhel otevření $\theta$ zesilovače pro třídu C.....	29
Tabulka 5.4	Naměřený výstupní výkon a účinnost pro amplitudovou modulaci. ....	34
Tabulka 6.1	Doporučené nastavení úrovně vstupního VF signálu v $mV_{RMS}$ .....	48

# ÚVOD

Vysokofrekvenční zesilovače jsou dnes nedílnou součástí mnoha elektronických zařízení. Vývoj v oblasti vysokofrekvenční techniky je značný. Zřejmě na tom má zásluhu například potřeba přenášet stále větší objemy digitálních dat nebo náhrada kabelových spojů bezdrátovými. V dnešní době není problém komunikovat na frekvencích v řádu mnoha desítek GHz.

Část této práce popisuje teorii týkající se vysokofrekvenčních zesilovačů. Jsou to kapitoly 1., 2. a 3., které se zabývají vysokofrekvenčními zesilovači, třídami, ve kterých aktivní prvky pracují, filtry a některými druhy modulací a modulátorů.

V další části práce se nachází teoretický návrh vysokofrekvenčního výkonového zesilovače pro pásmo krátkých vln pracujícího na frekvencích od 3,5 do 14 MHz. V navrženém zesilovači je ve výkonovém stupni použita amplitudová kolektorová modulace. V koncovém stupni je možné změnou předpětí báze bipolárního tranzistoru měnit pracovní třídu. Výstupní výkon zesilovače by měl dle zadání být kolem 20 W. Navržený zesilovač bude sloužit jako pomůcka v laboratorní výuce.

Shrnuté výsledky základního měření jednotlivých bloků i celého zesilovače se nacházejí v páté kapitole. Realizovaný zesilovač je funkční.

# 1 VYSOKOFREKVENČNÍ ZESILOVAČE

Zesilovač je zařízení soužící k zesílení výkonu elektrického signálu. Časový průběh, respektive kmitočtové spektrum zůstávají zachované. energii pro výstupní výkon získává zesilovač ze zdroje stejnosměrného napětí. U reálného zesilovače se část výkonu získaného ze zdroje stejnosměrného napětí přemění v teplo.

## 1.1 Základní vlastnosti zesilovačů

Základní parametry zesilovače jsou napěťové zesílení, pro které platí vztah:

$$A_U = \frac{U_2}{U_1} [-], \quad (1.1)$$

kde  $U_2$  značí výstupní napětí a  $U_1$  značí vstupní napětí zesilovače. Vztah pro napěťové zesílení lze definovat pro nezatížený výstup nebo pro určitou hodnotu zátěže  $R_Z$  na výstupu. Pro vysokofrekvenční nebo mikrovlnné obvody se používá častěji výkonové zesílení [1]

$$A_P = \frac{P_Z}{P_1} [-], \quad (1.2)$$

kde  $P_Z$  značí výkon dodávaný do zátěže a  $P_1$  je vstupní budící výkon. Často se zesílení udává v logaritmické míře [2]

$$A(\text{dB}) = 10 \log \frac{P_2}{P_1} = 20 \log \frac{U_2}{U_1} + 10 \log \frac{R_1}{R_Z} [\text{dB}], \quad (1.3)$$

kde  $P_2$  je výstupní výkon zesilovače,  $P_1$  je vstupní výkon,  $R_1$  je vstupní odpor zesilovače a  $R_Z$  je odpor zátěže.

Další důležitý údaj o zesilovači je jeho účinnost, která nám říká, jak velkou část vstupního výkonu ze zdroje stejnosměrného napětí zesilovač přemění ve výstupní výkon. Obecný vztah pro účinnost je

$$\eta = 100 \frac{P_2}{P_{SS}} [\%], \quad (1.4)$$

kde  $P_{SS}$  značí stejnosměrný výkon odebíraný z napájecího zdroje. Účinnost zesilovače je závislá na použité pracovní třídě zesilovače.

Typické hodnoty vstupní a výstupní impedance obvodů ve vysokofrekvenční technice bývají  $50 \Omega$  nebo  $75 \Omega$ . U vysokofrekvenčních obvodů se snažíme jeho jednotlivé části impedančně co nejlépe přizpůsobit, aby nedocházelo k odrazům vysokofrekvenčního signálu nebo ke stojatému vlnění na vedení. Naopak u nízkofrekvenčních výkonových zesilovačů se snažíme získat co nejnižší výstupní impedanci, impedance zátěže bývá řádově větší.

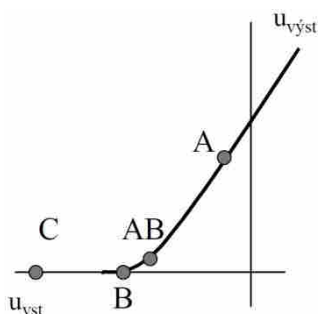
Šířku pásma zesilovače definujeme rozdílem dvou mezních kmitočtů

$$B = f_2 - f_1 \text{ [Hz]}, \quad (1.5)$$

kde  $f_2$  je horní mezní kmitočet a  $f_1$  je spodní mezní kmitočet. Podle šířky přenášeného pásma můžeme rozdělit zesilovače na úzkopásmové (poměr šířky pásma  $B$  ku střednímu kmitočtu  $f_0$  vyhovuje vztahu  $B/f_0 < 0,1f_0$ ) a na širokopásmové ( $B/f_0 > 0,1f_0$ ) [1]. U úzkopásmových zesilovačů můžeme kmitočtovou selektivitu zajistit například rezonančními LC obvody.

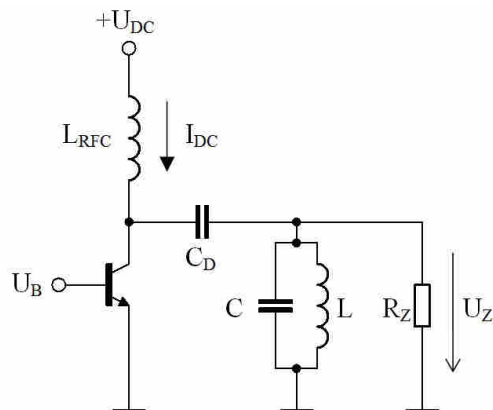
## 1.2 Pracovní třídy zesilovačů

Na obr. 1.1 lze vidět umístění pracovního bodu aktivního prvku na pracovní charakteristice vstup – výstup. S tím také úzce souvisí úhel otevření aktivního prvku. Úhel otevření je část periody výstupního signálu, kdy aktivním prvkem teče nenulový proud. Úhel otevření aktivního prvku určují obvody sloužící k nastavení pracovního bodu i rozkmit budícího signálu [2].



Obrázek 1.1 Umístění pracovního bodu základních tříd zesilovačů [3].

Zjednodušené zapojení vysokofrekvenčního zesilovače je znázorněné na obr 1.2. Cívka  $L_{RFC}$  poskytuje stejnosměrný proud  $I_{DC}$  z napájecího zdroje. Komponenty  $L$  a  $C$  tvoří výstupní filtr, který samozřejmě může být i jiného typu než paralelní rezonanční obvod.

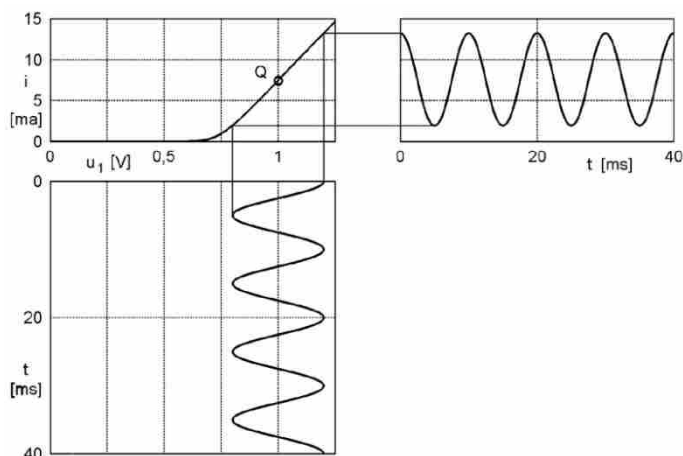


Obrázek 1.2 Principiální zapojení jednočinného zesilovače pracujícího ve třídách A, B, C.



### 1.2.1 Třída A

Z obr. 1.3 lze vidět, že v zesilovači aktivním prvkem pracujícím ve třídě A teče proud po celou dobu periody signálu. Využívá se pouze lineární část charakteristiky aktivního prvku. V obr. 1.3 značí písmeno Q polohu stejnosměrného pracovního bodu.



Obrázek 1.3 Práce aktivního prvku ve třídě A [4].

Výhodou třídy A je, že výstupní signál je teoreticky nezkreslený. V ideálním případě může účinnost v této třídě dosáhnout teoreticky 50 % při maximálním rozkmitu signálu. Reálná účinnost je však vždy menší. Z tohoto důvodu se tyto zesilovače nepoužívají příliš často jako výkonové. Využívají se především jako malosignálové zesilovače. Maximální teoretická hodnota výstupního výkonu zesilovače je [5]

$$P_{0,\max} = \frac{U_{DC}^2}{2R_L} [\text{W}], \quad (1.6)$$

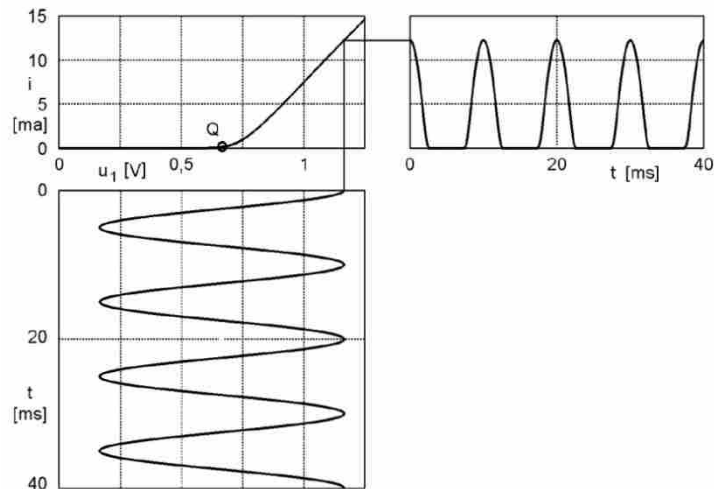
kde  $U_{DC}$  značí stejnosměrné napájecí napětí zesilovače a  $R_L$  je odpor připojené zátěže.

### 1.2.2 Třída B a AB

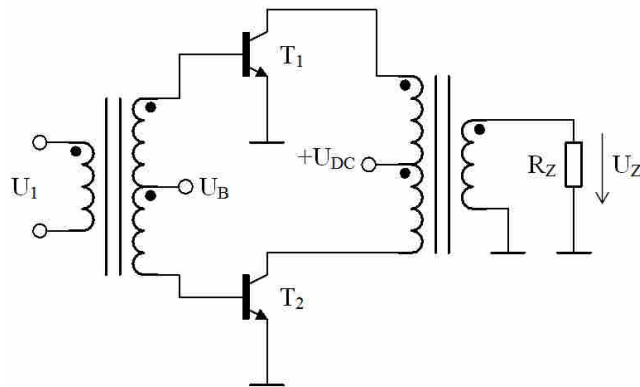
Aktivním prvkem zesilovače třídy B teče proud pouze polovinu doby periody signálu. Na obr. 1.4 je pracovní bod Q umístěn v okolí zlomu převodní charakteristiky. Třída B se často používá ve dvojčinných zesilovačích (obr. 1.5), ve kterých zpracovává kladnou půlvlnu signálu první aktivní prvek a zápornou půlvlnu zpracovává druhý aktivní prvek [4]. Na obr. 1.5 značí  $U_B$  předpětí bází tranzistorů,  $+U_{DC}$  je stejnosměrné napájecí napětí zesilovače,  $U_1$  značí vstupní signál a  $U_Z$  je výstupní napětí. Pokud je vstupní signál v okolí nulového napětí, aktivními prvky neteče téměř žádný proud na rozdíl od třídy A. Tímto je dosaženo vyšší účinnosti celého zesilovače při zachování poměrně dobré linearity. Teoretická účinnost zesilovačů ve třídě B je 78,5 %.

Problém ve třídě B ve dvojčinném provedení může vznikat v oblasti, ve které se pohybuje signál kolem nuly. Důvod je ten, že v této oblasti jeden aktivní prvek přestane pracovat a druhý se začne otevírat. Tento přechod nebývá příliš hladký. Tuto nelinearitu lze zmenšit mírným pootevřením aktivních prvků změnou předpětí řídicí elektrody (ze

třídy B se stane třída AB). Přechod v popisované oblasti se potom stane hladší.



Obrázek 1.4 Práce aktivního prvku ve třídě B [4].



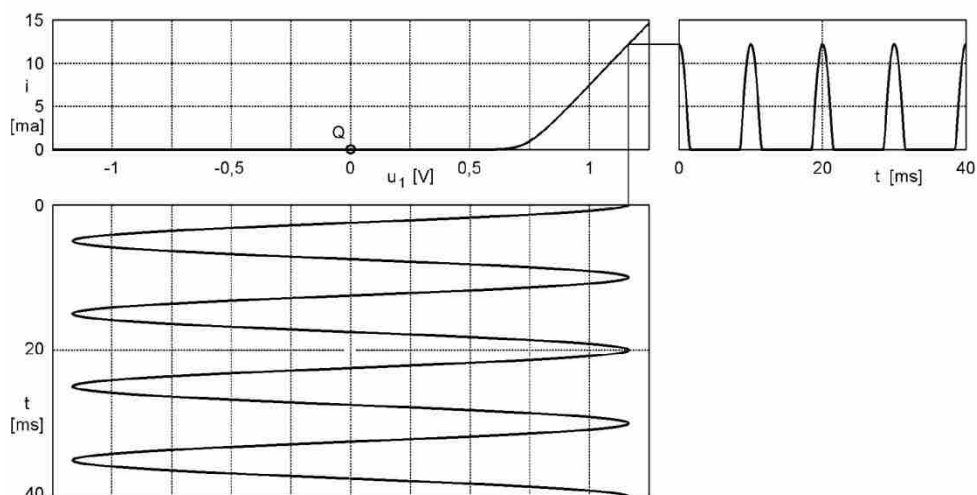
Obrázek 1.5 Dvojčinný zesilovač pracující ve třídě B nebo AB.

### 1.2.3 Třída C

V některých aplikacích není potřeba zesilovat vstupní signál lineárně, jak ho zesilují zesilovače ve třídě A nebo dvojčinné ve třídě B a AB. Takové aplikace jsou například zesilovače pro FM modulovaný signál nebo zesilovače využívající amplitudovou kolektorovou modulaci u AM vysílačů [5]. Výhodou této třídy je vysoká účinnost, nevýhodou je však poměrně velké harmonické zkreslení. Zesilovače pracující ve třídě C často k vyfiltrování výstupního signálu využívají rezonanční LC obvody.

Zesilovače třídy C lze rozdělit na dvě skupiny podle toho, zda se dostává výkonový tranzistor do oblasti saturace. U zesilovače třídy C, ve kterém se tranzistor dostává do oblasti saturace, je možné implementovat amplitudovou kolektorovou modulaci [6], protože u něho závisí výstupní napětí na stejnosměrném napájecím napětí zdroje [5].

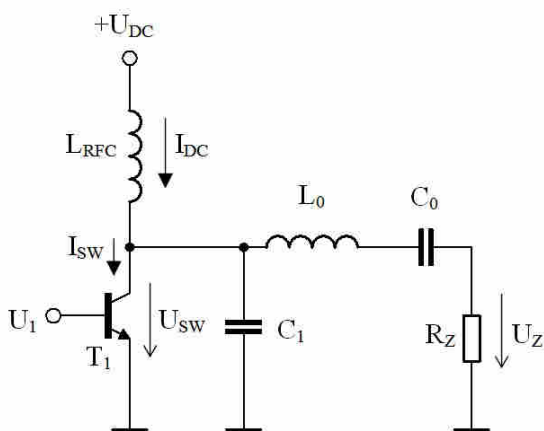
Znázornění pracovního bodu Q, vstupního napětí a kolektorového proudu tranzistoru se nachází na obr. 1.6.



Obrázek 1.6 Práce aktivního prvku ve třídě C [4].

### 1.2.4 Třída E

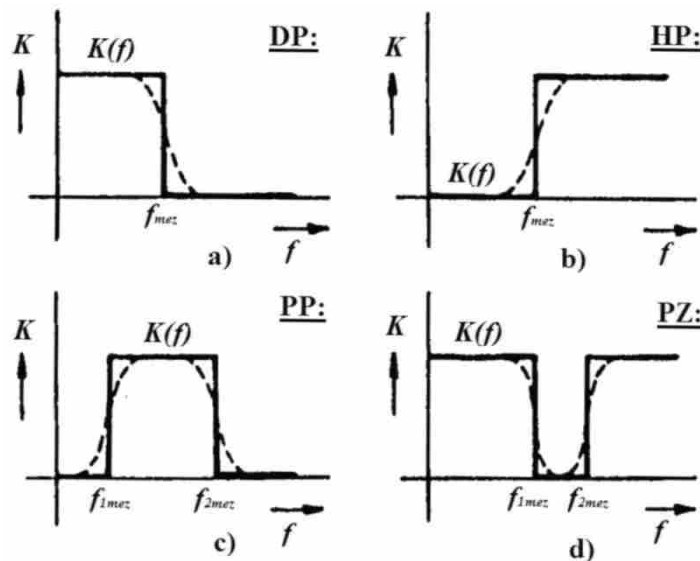
U zesilovačů třídy E (obr. 1.7) funguje aktivní prvek ideálně pouze jako spínač. Tím je dosaženo ještě o něco vyšší účinnosti než u třídy C. Prvky  $L_0$  a  $C_0$  tvoří sériový rezonanční obvod.



Obrázek 1.7 Zesilovač třídy E.

## 2 FILTRY

Elektronické filtry se popisují jako lineární dvojbrany. Úkolem filtru je propustit určitou část spektra (nazýváme propustné pásmo) a silně utlumit některé nežádoucí složky ve spektru (nepropustné pásmo). Hranice mezi propustným a nepropustným pásmem je určena poklesem modulu frekvenční charakteristiky o 3 dB v propustném pásmu. Podle přenášeného pásma můžeme filtry rozdělit na dolní propust (obr. 2.1a), horní propust (obr. 2.1b), pásmovou propust (obr. 2.1c) a pásmovou zádrž (obr. 2.1d).



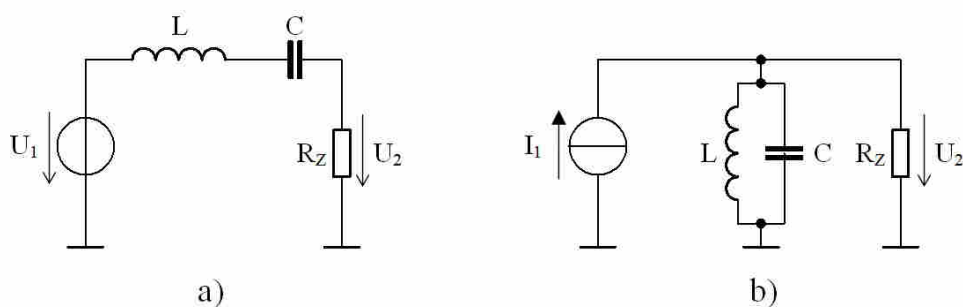
Obrázek 2.1 Dělení filtrů dle přenášeného pásma kmitočtů [3].

Na výstupech vysokofrekvenčních výkonových zesilovačů se používají filtry typu dolní propust nebo pásmová propust (často tvořená rezonančním LC obvodem).

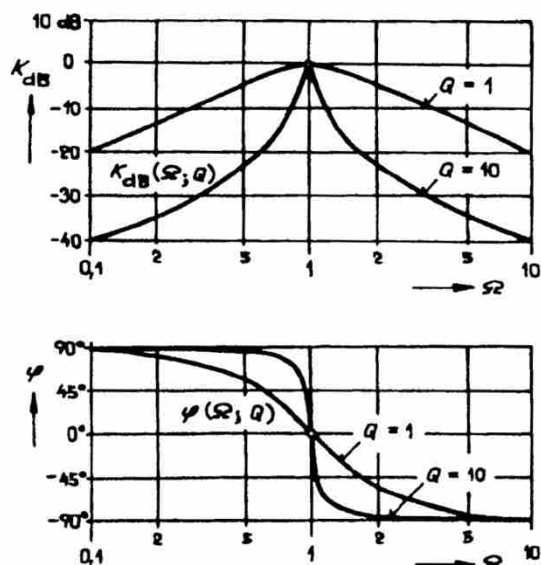
### 2.1 Pásmová propust RLC

Pásmové propusti tvořené LC rezonančním obvodem mají využití u zesilovačů pracujících na jednom kmitočtu nebo u zesilovačů, u kterých je signál za aktivním prvkem značně zkreslen (jsou to např. třídy C, D, E, F).

U zesilovačů pracujících ve třídě C se používá často paralelní rezonanční obvod (obr. 2.2b) k filtrování signálu. Rezonanční obvod se zde chová pro kmitočty mimo rezonanční kmitočet jako zkrat. V zapojení na obr. 1.2 je na kolektoru harmonické napětí  $i$  v případě, že zesilovač pracuje ve třídě C a proud kolektorem je značně zkreslený. U zesilovačů třídy D a E se naopak používají sériové rezonanční obvody (obr. 2.2a). Jakost  $Q$  těchto obvodů musí být poměrně vysoká, aby byla zajištěna dostatečná selektivita filtru. Na obr. 2.3 je znázorněn vliv činitele jakosti na charakteristiky pásmové propusti.



Obrázek 2.2 RLC obvody použité jako pásmové propusti.



Obrázek 2.3 Vliv činitele jakosti na charakteristiky pásmové propusti [8].

## 2.2 Druhy aproximací filtrů

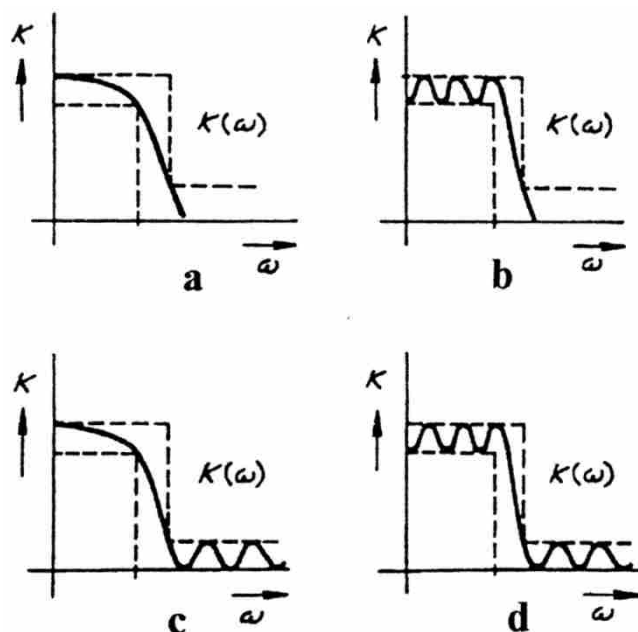
Butterworthova aproximace (obr. 2.4a) poskytuje maximálně plochou frekvenční charakteristiku v propustném pásmu. Toho se dosahuje za cenu malé strmosti mezi propustným a nepropustným pásmem

Besselovy filtry se vyznačují konstantním skupinovým zpožděním, což v některých aplikacích může být důležité. Tyto filtry se mohou hodit například pro přenos impulzů.

Filtry s Chebyshevovou (obr. 2.4b) aproximací nedosahují takové strmosti přechodu z propustného do nepropustného pásma, mají však větší potlačení nežádoucích kmitočtů v nepropustném pásmu. Na obr. 2.4c je znázorněna inverzní Chebyshevova aproximace.

Eliptické filtry (obr. 2.4d) umožňují dosáhnout strmějšího přechodu z propustného do nepropustného pásma. V nepropustném pásmu však mají horší potlačení nežádoucích kmitočtů než filtry s Chebyshevovou aproximací. Eliptické filtry se často používají u výkonových vysokofrekvenčních zesilovačů pracujících ve velkém

frekvenčním rozsahu [6]. Mezní kmitočet je nastaven těsně nad maximálním kmitočtem zesilovače, za tímto kmitočtem přenos eliptického filtru prudce klesá. Tím je zajištěno odfiltrování vyšších harmonických.



Obrázek 2.4 Modulové charakteristiky filtrů s různými aproximacemi [3].

Návrh filtrů s různými aproximacemi nám usnadňují knihy, ve kterých se počítá s normovanými filtry. Některé kroky výpočtu jsou zde provedeny již za nás, abychom nemuseli složitý filtr počítat na úrovni přenosové funkce. Filtry pro konkrétní frekvence a impedance získáme odnormováním námi vybraného a vypočteného filtru. Existuje také spousta softwarových nástrojů, kde stačí zadat pouze frekvence, aproximaci, zvlnění a řád filtru.

## 3 MODULACE A MODULÁTORY

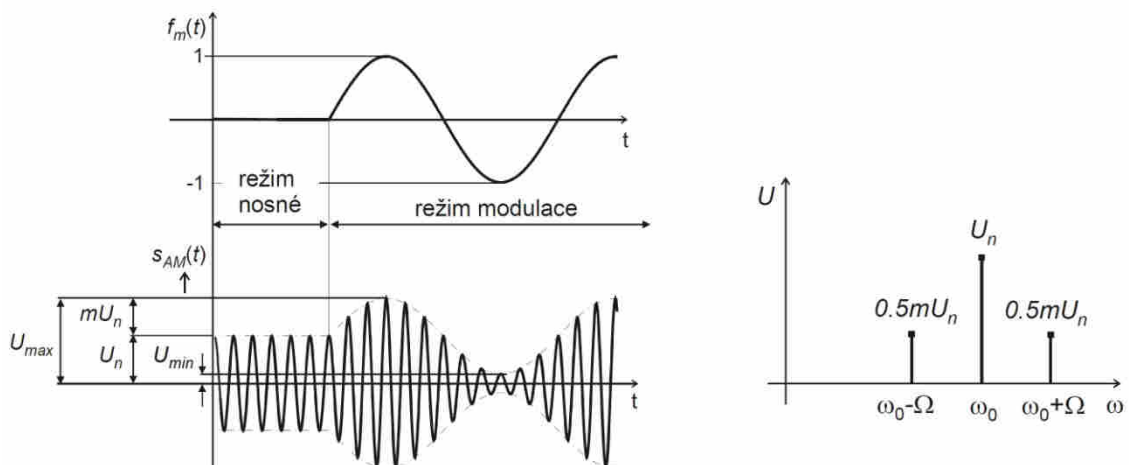
V elektronice znamená modulace proces, při kterém se mění parametry nosné vlny pomocí modulačního signálu. Nosnou vlnu je potřeba modulovat, abychom mohli přenášet informaci. Modulátor je zařízení, které provádí modulaci. Typické druhy analogových modulací jsou amplitudová modulace – AM, frekvenční modulace – FM a fázová modulace – PM. V dnešní době převládají ve většině oblastí rádiové komunikace digitální modulace, těmi se však tato práce nezabývá.

### 3.1 Amplitudová modulace

Amplitudová modulace se jako první začala používat v rádiovém přenosu. AM ovlivňuje nosnou vlnu tak, že mění její rozkmit podle modulačního signálu. Kmitočtové spektrum amplitudově modulovaného signálu obsahuje nosnou vlnu a dvě postranní pásma nesoucí informaci. Amplitudově modulovaný signál můžeme matematicky popsat vztahem [9]

$$u_{AM}(t) = U_n[1 + mf_m(t)]\cos(\omega_n t), \quad (3.1)$$

kde  $U_n$  značí amplitudu nosné vlny bez modulace,  $m$  je modulační index ( $0 < m \leq 1$ ),  $f_m$  je modulační signál a  $\omega_n$  je úhlový kmitočet nosné. Na obr. 3.1 je zobrazen modulační signál  $f_m$ , výsledný modulovaný signál  $s_{AM}$  a spektrum AM signálu modulovaného harmonickým signálem o úhlovém kmitočtu  $\Omega$ . S modulačním indexem 1 dosahuje výkon AM signálu 4 krát vyššího výkonu, než je výkon samotné nosné.



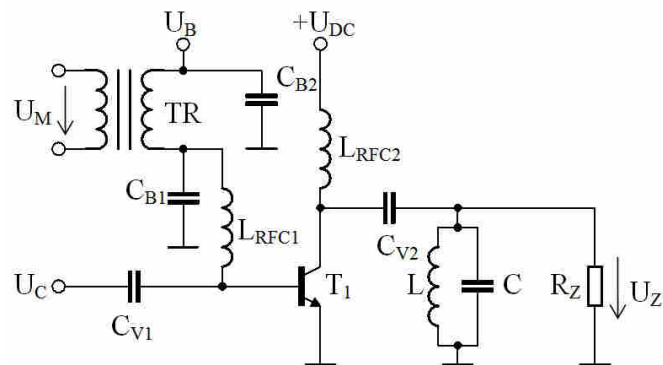
Obrázek 3.1 Grafické znázornění AM v časové a kmitočtové oblasti [9].

Důvody, proč první rádiové vysílače začaly používat AM, jsou její jednoduchost a snadná demodulace. Nevýhodou výše popsané AM je její špatná energetická bilance. Energie vysílané nosné je poměrně velká a nenese žádnou informaci. Horní i spodní postranní pásmo nesou stejné informace. Popsané problémy lze potlačit v některých

verzích amplitudové modulace, jako je např. AM-DSB-SC (amplitudová modulace s potlačenou nosnou a oběma postranními pásmy) nebo AM-SSB-SC (amplitudová modulace s jedním postranním pásmem a potlačenou nosnou).

### 3.1.1 Bázový modulátor

V bázovém modulátoru (obr. 3.2) se mění modulačním signálem  $U_m$  předpětí na bázi tranzistoru (nebo na mřížce elektronky). Vysokofrekvenční signál  $U_C$  je prakticky superponován na signál modulační. Napětím  $U_B$  můžeme nastavit vhodné stejnosměrné předpětí báze tranzistoru.



Obrázek 3.2 Výkonový zesilovač s bázovou modulací.

Bázový modulátor nemá příliš lineární modulační charakteristiku. Pro malé nelineární zkreslení můžeme dosáhnout hloubky modulace  $m$  nejvíce asi 0,6 až 0,7 [10]. S modulačním signálem se současně mění i pracovní bod tranzistoru  $T_1$ . Výhodou bázové modulace je, že nepotřebujeme modulační signál s vysokou výkonovou úrovní, na rozdíl od kolektorové modulace.

Bázová modulace (modulace předpětím) je nejstarší způsob generování AM signálu.

### 3.1.2 Kolektorový modulátor

Nejčastěji se ke generování AM na vysoké výkonové úrovni používá modulace napájecího napětí pro výkonový vysokofrekvenční zesilovač [11]. Modulační signál je zapojen v sérii se stejnosměrným napájecím napětím pro výkonový stupeň. Na obr. 3.3 zajišťuje připojení modulačního napětí mezi stejnosměrné napájecí napětí  $+U_{DC}$  a cívku  $L_{RFC}$  transformátor TR.

Aby rozkmit výstupního vysokofrekvenčního napětí zesilovače závisel na napájecím napětí, musí se během činnosti tranzistor dostávat do oblasti saturace ve svých charakteristikách [11]. Pokud by se tranzistor nedostával ani na chvíli do saturace, choval by se pouze jako proudový zdroj a výstupní vysokofrekvenční napětí by na modulačním napětí téměř nezáviselo. S uvedeným modulátorem můžeme dosáhnout dobré linearit modulace s hloubkou modulace téměř 100 %.

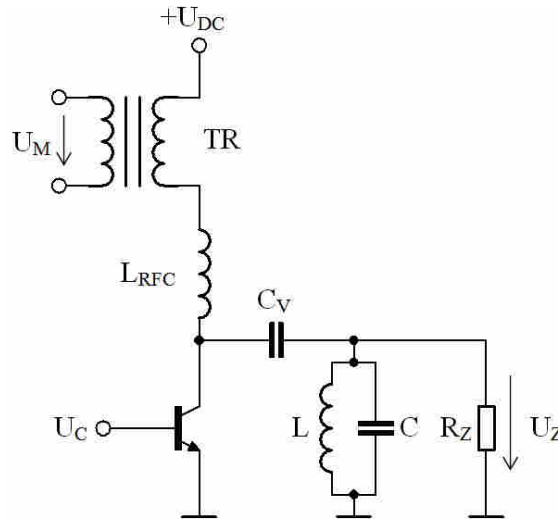
Se 100 % hloubkou modulace nese každé postranní pásmo  $\frac{1}{4}$  výkonu nosné. Pro nosnou se získává výkon ze stejnosměrného napájecího zdroje. Pro postranní pásma



musíme dodat výkon modulačním signálem. Modulátor proto musí být schopen dodat výkon rovný polovině výkonu nosné. Pro výstupní výkon se 100 % hloubkou modulace platí vztah [11]

$$P_Z = \frac{3}{2} \frac{U_{DC}^2}{2R_Z} [\text{W}], \quad (3.2)$$

kde  $U_{DC}$  je napětí stejnosměrného napájecího zdroje a  $R_Z$  je připojená zátěž.



Obrázek 3.3 Výkonový zesilovač s kolektorovou amplitudovou modulací.

## 3.2 Frekvenční modulace

Frekvenční modulace se vyvinula později než amplitudová modulace. U tohoto druhu modulace zůstává amplituda modulované nosné konstantní. Modulačním signálem se ovlivňuje fázový úhel nosné vlny. Po odvození popsáném v knize [1] lze získat vztah pro kmitočtově modulovaný signál v časové oblasti

$$u_{FM}(t) = U_n \cos \left[ \omega_n t + 2\pi k_{FM} \int_0^t f_m(t) dt \right], \quad (3.3)$$

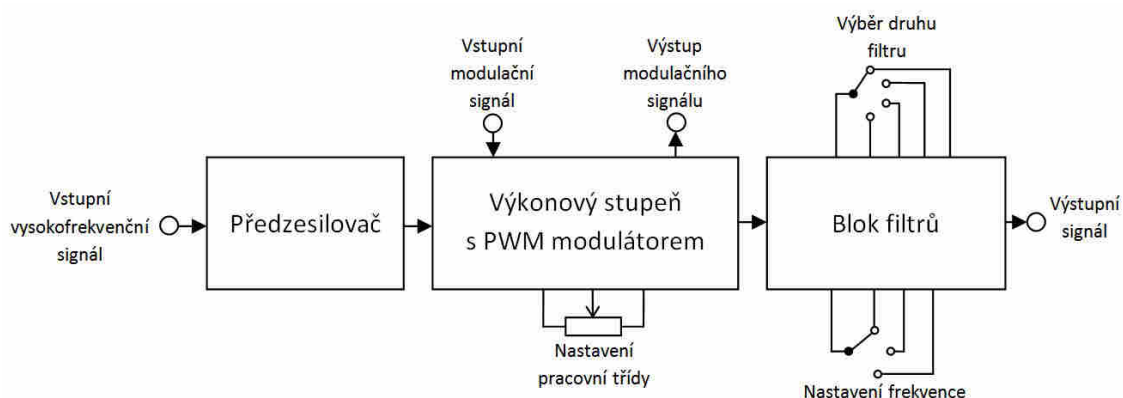
kde  $U_n$  je amplituda nosné vlny,  $\omega_n$  je úhlový kmitočet nosné vlny,  $f_m$  je modulační signál a  $k_{FM}$  je kmitočtová citlivost modulátoru vyjádřená v jednotkách [Hz/V]. Frekvenční modulaci můžeme rozdělit na úzkopásmovou a širokopásmovou.

Spektrum FM signálu je poměrně složité. K jeho výpočtu jsou potřeba i Besselovy funkce.

## 4 NÁVRH ZAPOJENÍ

Výsledný zesilovač je složen z několika bloků popsaných v následujících kapitolách. Kompletní blokové schéma celého zapojení se nachází na obr. 4.1. První blok je předzesilovač, který zesiluje vysokofrekvenční signál z generátoru na požadovanou výkonovou úroveň pro výkonový zesilovač. Druhý blok je výkonový stupeň s kolektorovým modulátorem. Za výkonovým stupněm se nachází filtr, kterým je možno výstupní signál filtrovat.

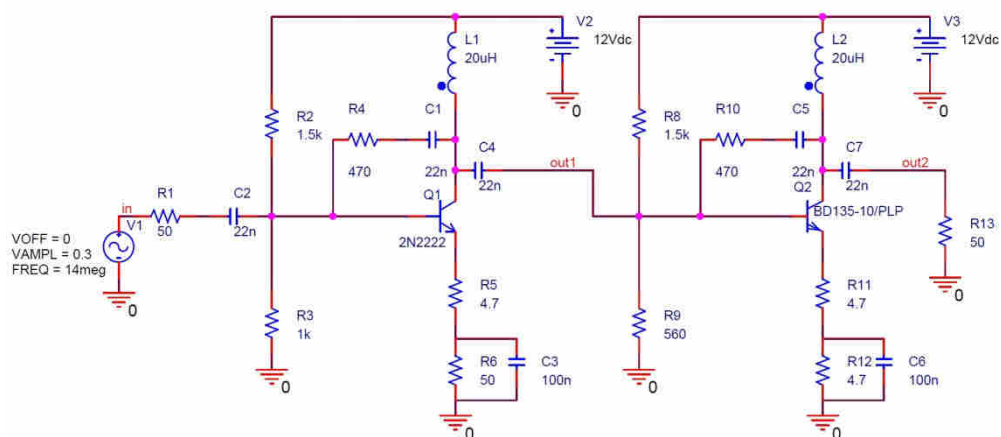
Navržený zesilovač obsahuje tři ovládací prvky. Prvním je potenciometr, kterým lze nastavovat pracovní bod vysokofrekvenčního zesilovače a tím měnit pracovní třídu. Druhý ovládací prvek je přepínač sloužící k výběru druhu filtru, kterým bude výstupní signál filtrován, nebo lze přivést na výstup signál nevyfiltrovaný. Dalším přepínačem lze zvolit pracovní kmitočet buď 3,5 MHz, 7 MHz, nebo 14 MHz.



Obrázek 4.1 Blokové schéma kompletního zesilovače.

### 4.1 Předzesilovač

Navržený předzesilovač (schéma se nachází v příloze A.1) slouží k zesílení vysokofrekvenčního signálu o nízké úrovni na požadovaný výkon pro koncový stupeň. Předzesilovač je tvořen dvěma stupni. Oba stupně jsou širokopásmové zesilovače pracující ve třídě A [7]. V prvním stupni je použit tranzistor 2N3866 s mezním kmitočtem 500 MHz a ve druhém stupni je použit tranzistor KSC2690 s mezním kmitočtem 155 MHz. Schéma předzesilovače v simulačním programu lze vidět na obr. 4.2. V knihovně programu PSpice nebyly k dispozici vybrané tranzistory, proto jsou v simulaci použity tranzistory podobné, o něco pomalejší.



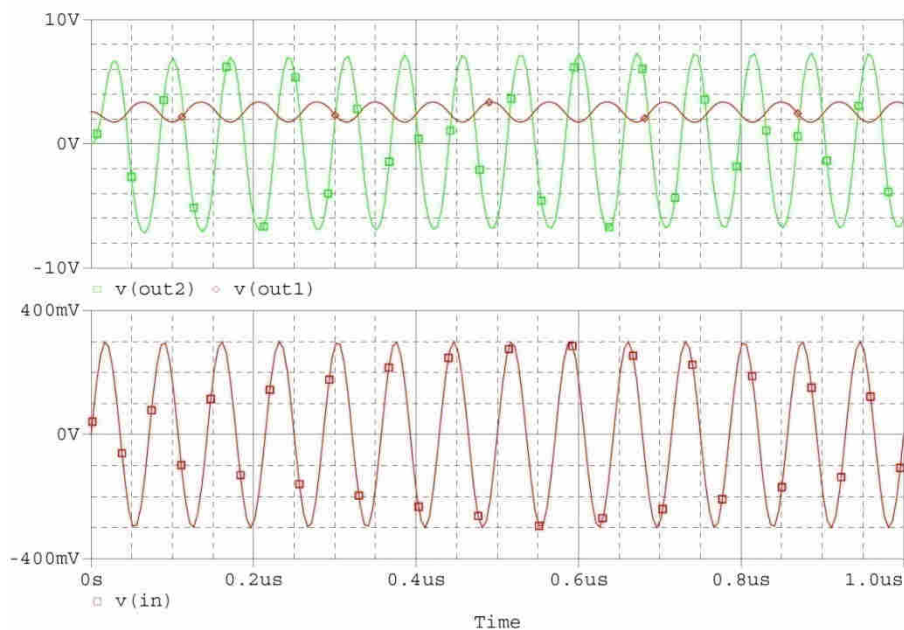
Obrázek 4.2 Schéma předzesilovače v programu OrCAD PSpice.

Požadované vstupní a výstupní impedanace v okolí  $50 \Omega$  lze dosáhnout splněním podmínky [7] (platí pro odpory v prvním stupni na obr. 4.1)

$$R_4 = \frac{50^2}{R_5} [\Omega]. \quad (4.1)$$

Odpory  $R_4$  a  $R_5$  tvoří zápornou zpětnou vazbu a určují zisk popisovaného stupně. Odpory v návrhu neodpovídají přesně vztahu 4.1, protože jsme omezeni hodnotami používaných řad.

Výsledky simulace jsou znázorněny na obr. 4.3. Podle simulace je zisk celého předzesilovače asi 33 dB.

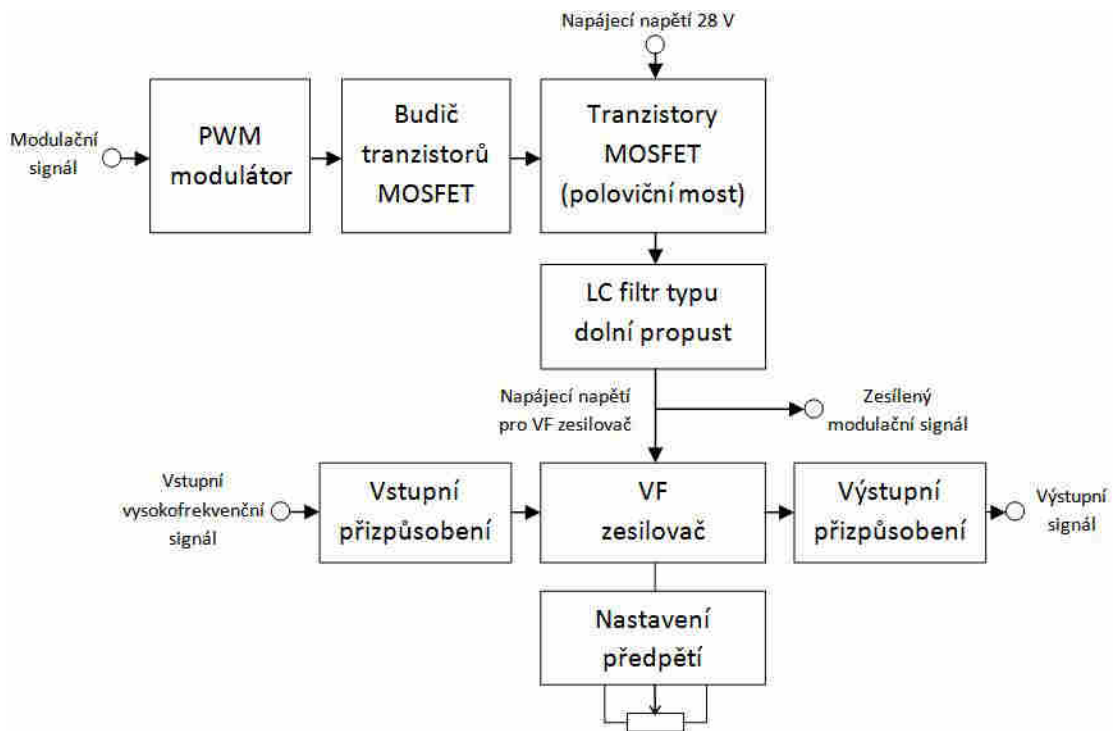


Obrázek 4.3 Simulace předzesilovače pro frekvenci 14 MHz.

## 4.2 Výkonový stupeň

Výkonový zesilovač (schéma v příloze B.1) obsahuje jednočinný zesilovač. Jako aktivní prvek v tomto zesilovači byl vybrán bipolární tranzistor MRF426, který je navržen pro použití ve výkonových vysokofrekvenčních zesilovačích do 30 MHz. Modulační napětí k zajištění amplitudové kolektorové modulace poskytuje spínaný měnič s polovičním mostem. Tento měnič je řízen modulačním napětím, které je převedeno na PWM signál, jenž řídí samotný poloviční most. Zjednodušené blokové schéma se nachází na obr. 4.4.

Celý výkonový zesilovač je napájen ze dvou napájecích napětí. Jedno je 28 V, které napájí pouze výkonovou část, a lze tak sledovat odběr pouze výkonových obvodů a zjistit tak jejich účinnost. Druhé napájecí napětí 12 V (není zobrazeno na obr. 4.4) slouží k napájení pomocných obvodů, jako je PWM modulátor, nastavení pracovního bodu atd. Toto napájecí napětí má společné svorky na realizovaném zesilovači s napájením předzesilovače a filtrů.



Obrázek 4.4 Blokové schéma výkonového stupně.

### 4.2.1 Část vysokofrekvenčního zesilovače

V samotném jednočinném zesilovači je možnost měnit pracovní třídu. Stará se o to obvod s potenciometrem a tranzistorem BD139 (viz příloha B.1), který zajišťuje předpětí báze výkonového tranzistoru. Tento obvod se chová v podstatě jako napěťový sledovač. Druhou možností by bylo měnit předpětí báze tranzistoru přímo potenciometrem. Tato varianta by však měla nedostatek v tom, že potenciometr by musel mít velmi malou hodnotu, musel by jím téct velký proud, a tak by na něm vznikala velká výkonová ztráta.

Širokopásmové přizpůsobení vstupu tranzistoru nelze zajistit v celém rozsahu pracovních kmitočtů příliš dokonale, protože se vstupní impedance tranzistoru mění s kmitočtem. Pro některé kmitočty je v katalogovém listu tranzistoru MRF426 uvedena vstupní impedance. Pro kmitočet 7,5 MHz (což je hodnota blízká střednímu používanému kmitočtu) činí vstupní impedance tohoto tranzistoru  $3,25 - j4,05 \Omega$ . Tuto hodnotu je tedy nejlepší přizpůsobit impedanci  $50 \Omega$ . Přizpůsobení je zajištěno transformátorem  $T_1$  s převodem 4:1 a paralelně připojeným rezistorem  $R_1$   $10 \Omega$  na výstup tohoto transformátoru (viz příloha B.1). Pro takové přizpůsobení můžeme vypočítat vstupní impedanci výkonového stupně na kmitočtu 7,5 MHz podle

$$Z_{IN} = k_{T1}^2 (R_1 \parallel Z_{Q1}) = \left(\frac{4}{1}\right)^2 [10 \parallel (3,25 - j4,05)] = 49,6 - j33,8 \Omega, \quad (4.2)$$

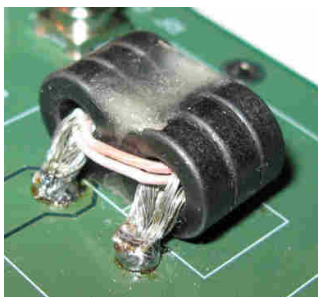
kde  $k_{T1}$  značí převod vstupního transformátoru,  $R_1$  je odpor ve schématu v příloze B.1 a  $Z_{Q1}$  je vstupní impedance tranzistoru  $Q_1$  dle katalogu.

Abychom s rezervou nepřekračovali mezní hodnoty pro tranzistor MRF426, musí být napájecí napětí pro tento stupeň nejvíce okolo 28 V. Vzhledem k maximálním povoleným výkonovým ztrátám tranzistoru ve všech používaných třídách by pro toto napájecí napětí měl být výstupní výkon nejvíce okolo 30 W. Pokud širokopásmově přizpůsobíme výstup transformátorem s převodem 1:2, je zřejmé, že bude maximální výkon zesilovače (bez uvážení saturačního napětí tranzistoru a ztrát)

$$P_{OUT} = \frac{\left(\frac{U_Z}{\sqrt{2}}\right)^2}{R_Z \cdot k_{T2}^2} = \frac{\left(\frac{28}{\sqrt{2}}\right)^2}{50 \cdot \left(\frac{1}{2}\right)^2} = 31,36 \text{ W}, \quad (4.3)$$

kde  $U_Z$  je maximální napětí zdroje,  $R_Z$  je výstupní zátěž zesilovače a  $k_{T2}$  je převod výstupního transformátoru. Výstupní výkon však bude kvůli reálné účinnosti zesilovače nižší.

Výstupní transformátor  $T_2$  je tvořen šesti toroidními jádry FT37-43, které jsou slepeny tak, aby tvořily dvouděrové jádro. Foto realizovaného transformátoru se nachází na obr. 4.5. Indukčnost primárního vinutí je  $2,5 \mu\text{H}$  a sekundárního je  $10 \mu\text{H}$ . Indukčnosti vinutí byly zvoleny jako kompromis, protože s větší indukčností vinutí také roste rozptylová indukčnost, která dělá problémy při přenášení úzkých pulzů signálu zesilovače pracujícího ve třídě C.



Obrázek 4.5 Foto realizovaného výstupního vysokofrekvenčního transformátoru.

## 4.2.2 Část zdroje modulačního napětí

Spínaný měnič zajišťující kolektorovou modulaci je tvořen generátorem PWM signálu a polovičním mostem buzeným integrovaným obvodem určeným pro řízení tranzistorů MOSFET.

Obvod pro generaci PWM signálu byl částečně převzat a upraven ze zapojení [12]. Část zdroje PWM signálu v příloze B.1 tvoří zdroj trojúhelníkového signálu s obvody IC2B a IC3B. IC3 je rychlý komparátor a IC2 je rychlý operační zesilovač. Dále se zde nachází invertující zesilovač s operačním zesilovačem IC2A. PWM signál vystupuje z komparátoru IC3A.

Pro amplitudu trojúhelníkového napětí platí vztah [12]

$$U_{\text{TRI}} = \frac{R_{15}}{R_{16}} \cdot U_{\text{IC3Bout}} [\text{V}], \quad (4.4)$$

kde  $R_{15}$  a  $R_{16}$  jsou odpory ze schématu v příloze B.1 a  $U_{\text{IC3Bout}}$  je hodnota výstupního napětí komparátoru nad nebo pod referenční hodnotou napětí na invertujícím vstupu komparátoru IC3B. Komparátor je napájen napětím 5V, takže hodnota  $U_{\text{IC3Bout}}$  je 2,5 V. Pro odpory  $R_{15}$  820  $\Omega$  a  $R_{16}$  1 k $\Omega$  bude amplituda trojúhelníkového signálu 2,05 V.

Frekvenci trojúhelníkového signálu můžeme vypočítat vztahem [12]

$$f_{\text{TRI}} = \frac{R_{16}}{4R_{17}R_{15}C_{18}} [\text{Hz}], \quad (4.5)$$

kde  $R_{15}$ ,  $R_{16}$ ,  $R_{17}$  a  $C_{18}$  jsou hodnoty součástek ve schématu v příloze B.1. Frekvence trojúhelníkového signálu byla zvolena přibližně na 200 kHz.

Invertující zesilovač s obvodem IC2A přenáší i stejnosměrnou složku. Hodnoty okolních součástek byly zvoleny tak, aby měl tento zesilovač zesílení 2 a aby byla při nulovém vstupním napětí stejnosměrná složka na výstupu tohoto zesilovače 2,5 V. Popisovaný zesilovač také tvoří dolní propust, aby PWM modulátor nezesiloval případné vysokofrekvenční rušení. Simulovaný přenos invertujícího zesilovače se nachází na obr. 4.13.

Z výše uvedeného vyplývá, že k dosažení 100 % hloubky modulace se musí pohybovat vstupní modulační signál v rozmezí cca  $\pm 1$  V.

Do zdroje modulačního napětí lze také přivést signál na konektor  $X_6$  ve schématu B.1, který nastaví nulové výstupní napětí na výstupu. Toho je využito během přepínání filtrů (popsaných v kapitole 4.3) k ochraně vysokofrekvenčního zesilovače. Tuto možnost deaktivace zesilovače by bylo možné využít i pro ochranu zesilovače po detekci nepřizpůsobené zátěže například směrovou odbočnicí. Celkové zapojení však směrovou odbočnicí neobsahuje.

Za polovičním mostem tvořeným tranzistory  $Q_2$  a  $Q_3$  (příloha B.1) se nachází filtr 4. řádu s mezním kmitočtem 20 kHz a s Butterworthovou aproximací pro předpokládanou zátěž na výstupu filtru 15  $\Omega$ . Butterworthova aproximace byla vybrána z důvodu maximálně ploché frekvenční charakteristiky v propustném pásmu. Tato aproximace má také nejstrmější přechod mezi propustným a nepropustným pásmem pro filtry neobsahující zvlnění v propustném ani nepropustném pásmu. Výkonový stupeň

bude tento filtr zatěžovat různě podle nastavení pracovní třídy a buzení koncového stupně. Hodnota  $15 \Omega$  byla zvolena k výpočtu aproximace jako kompromis. Konkrétně pro účinnost 60 % a maximální rozkmit výstupního napětí se jeví vstup napájecího napětí vysokofrekvenčního zesilovače jako  $15 \Omega$  zátěž.

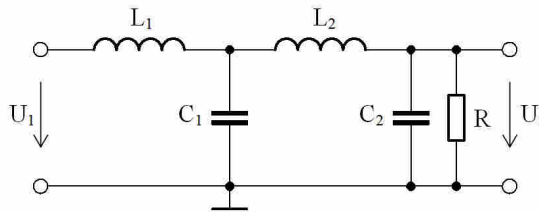
Pro výpočet filtru bylo použito schéma na obr. 4.6. Jeho přenosová funkce má tvar

$$K_U = \frac{1}{s^4 L_1 C_1 L_2 C_2 + s^3 \frac{L_1 C_1 L_2}{R} + s^2 (L_2 C_2 + L_1 C_2 + L_1 C_1) + s \frac{L_1 + L_2}{R} + 1}. \quad (4.6)$$

Přenosová funkce 4. řádu splňující Butterworthovu aproximaci musí mít tvar [8]

$$K_U = \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^4 + 2,6132\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^3 + 3,4143\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + 2,6132\frac{s}{\omega_0} + 1}, \quad (4.7)$$

kde  $\omega_0$  značí úhlový mezní kmitočet filtru. Spojením vztahů 4.6 a 4.7 a určením zatěžovacího odporu  $R = 15 \Omega$  dostaneme soustavu čtyř rovnic o čtyřech neznámých. Po výpočtu těchto rovnic získáme hodnoty  $L_1 = 182,7 \mu\text{H}$ ,  $L_2 = 129,2 \mu\text{H}$ ,  $C_1 = 836,7 \text{ nF}$  a  $C_2 = 203 \text{ nF}$ . Těmto vypočítaným hodnotám odpovídají hodnoty součástek v reálném zapojení v příloze B.1  $C_{14}$ ,  $C_{15}$ ,  $C_{21}$ ,  $C_{22}$ ,  $C_{23}$ ,  $C_{24}$ ,  $L_2$  a  $L_3$ .



Obrázek 4.6 Schéma filtru 4. řádu na výstupu modulátoru použitého pro výpočet jeho komponent.

S napájecím napětím  $28 \text{ V}$  vstupujícím do zdroje modulačního napětí a s nulovým vstupním modulačním napětím bude mít výstup zdroje modulačního napětí hodnotu  $14 \text{ V}$ . S tímto napětím pro vysokofrekvenční stupeň bude maximální teoretický výkon nosné vlny (podobně jak ve 4.3)

$$P_{\text{OUT}} = \frac{\left(\frac{U_{Z\text{mod}}}{\sqrt{2}}\right)^2}{R_Z \cdot k_{T2}^2} = \frac{\left(\frac{14}{\sqrt{2}}\right)^2}{50 \cdot \left(\frac{1}{2}\right)^2} = 7,84 \text{ W}, \quad (4.8)$$

kde  $U_{Z\text{mod}}$  je výstup zdroje modulačního napětí. Pokud bude hloubka modulace 100 %, můžeme se znalostí vztahu 3.2 dojit k hodnotě výstupního výkonu

$$P_{\text{OUT}} = \frac{3}{2} \frac{\left(\frac{U_{Z\text{mod}}}{\sqrt{2}}\right)^2}{R_Z \cdot k_{T2}^2} = \frac{3}{2} \frac{\left(\frac{14}{\sqrt{2}}\right)^2}{50 \cdot \left(\frac{1}{2}\right)^2} = 11,76 \text{ W}. \quad (4.9)$$



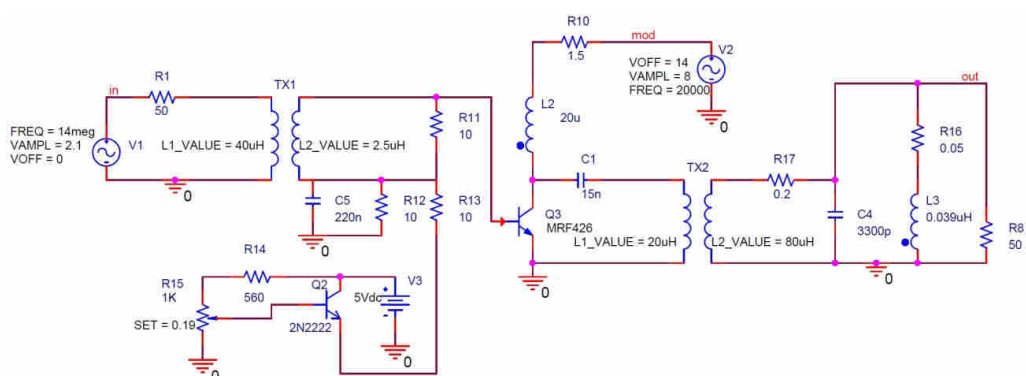
Hodnoty vypočítané ve vztazích 4.8 a 4.9 jsou ideální bez uvážení ztrát v reálném zesilovači.

### 4.2.3 Simulace výkonového stupně

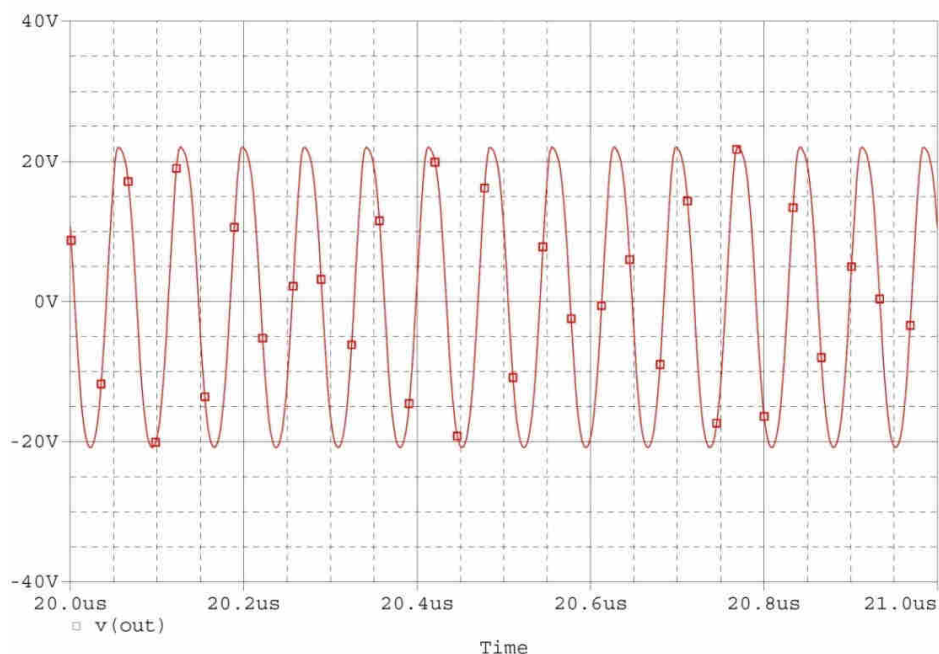
Schéma použité pro simulaci výkonového stupně se nachází na obr. 4.7. Samotný zdroj modulačního napětí není součástí simulace. Je nahrazen ideálním zdrojem napětí V2.

Na obrázcích 4.8, 4.9 a 4.10 jsou zobrazeny detaily výstupního napětí s frekvencí 14 MHz pro třídy A, B a C pro případ, kdy není na výstupu zesilovače použitý filtr.

Na obrázku 4.11 je vidět probíhající amplitudová modulace. Pokud se tranzistor nebude během činnosti dostávat do oblasti saturace, nebude amplitudová modulace téměř probíhat (obr. 4.12). Mírná modulace nastává pouze díky Earlyho efektu [13].

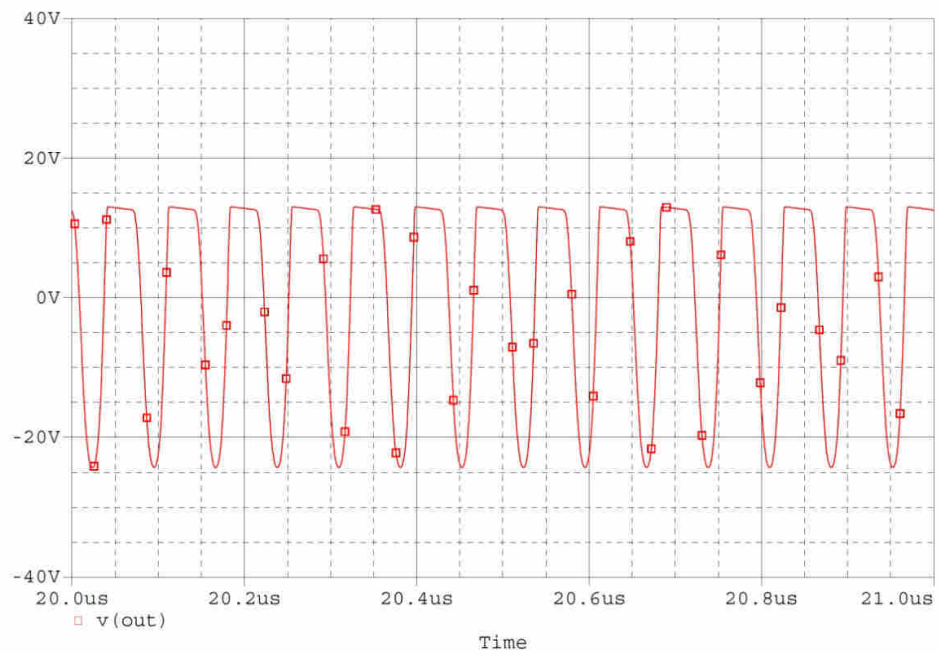


Obrázek 4.7 Schéma zapojení pro simulaci výkonového vysokofrekvenčního stupně.

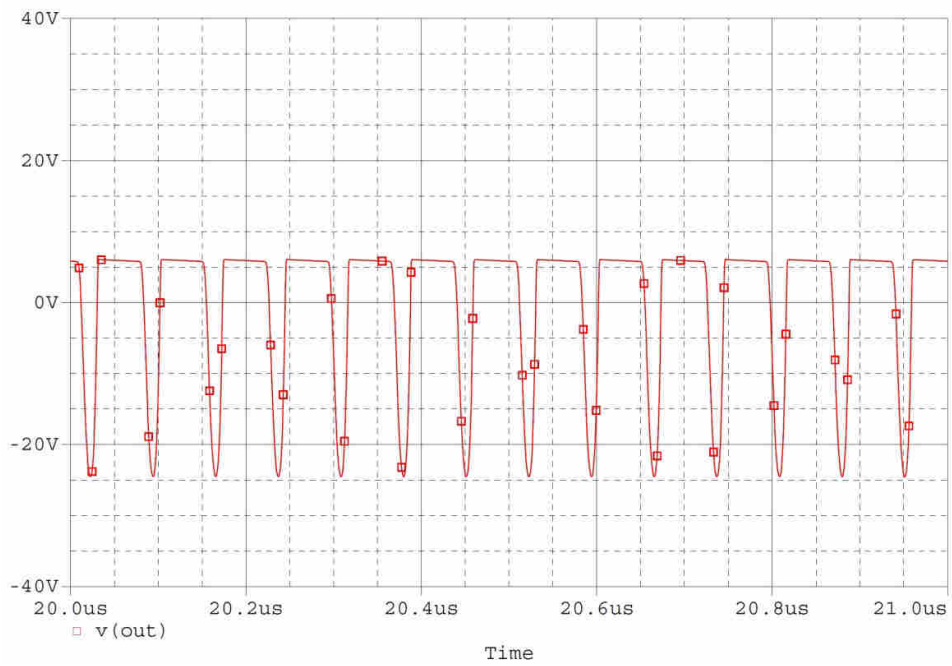


Obrázek 4.8 Detail výstupního napětí pro třídu A bez filtru.

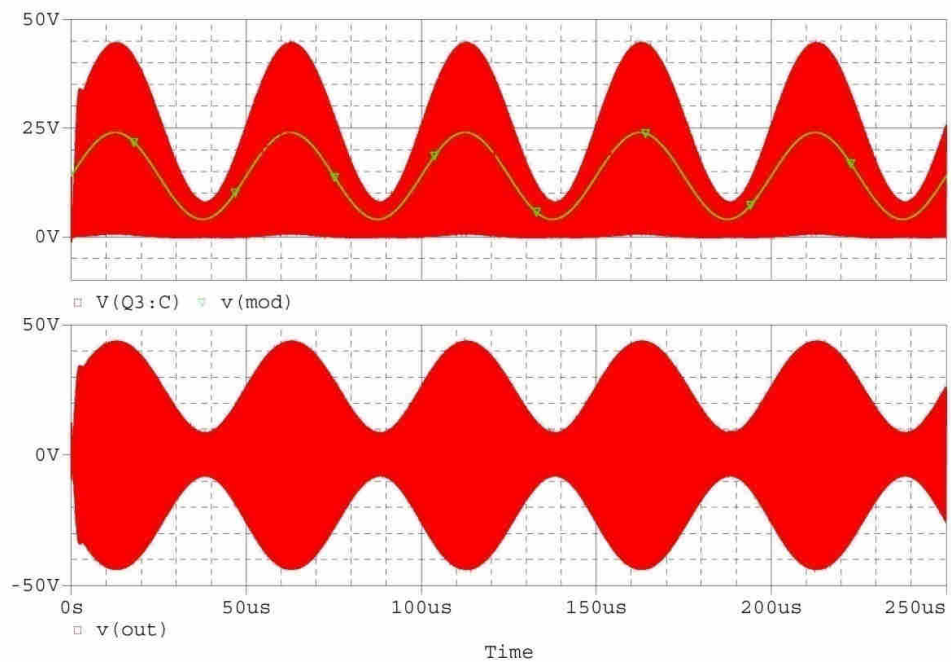




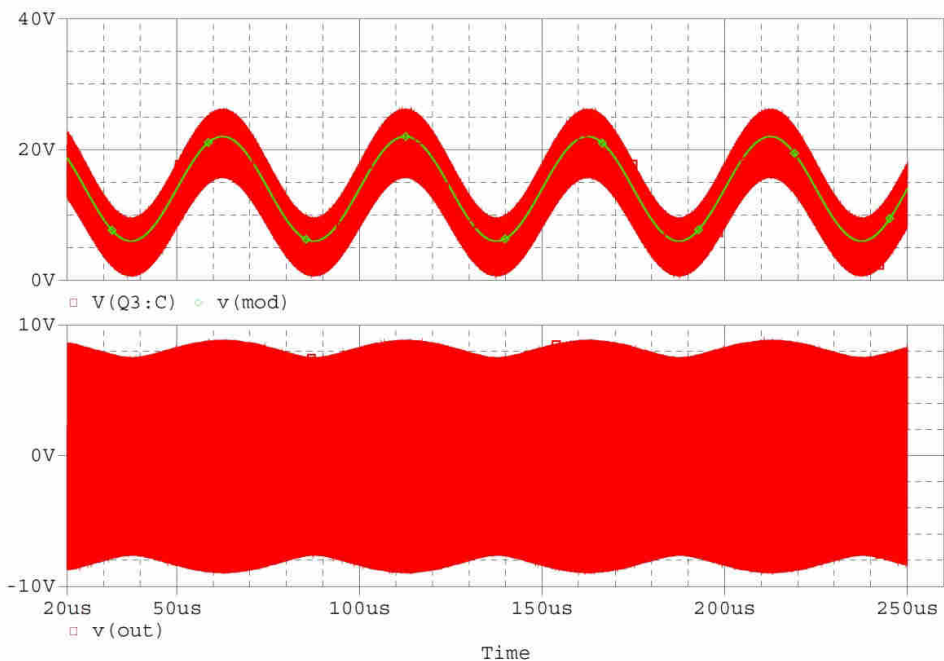
Obrázek 4.9 Detail výstupního napětí pro třídu B bez filtru.



Obrázek 4.10 Detail výstupního napětí pro třídu C bez filtru.

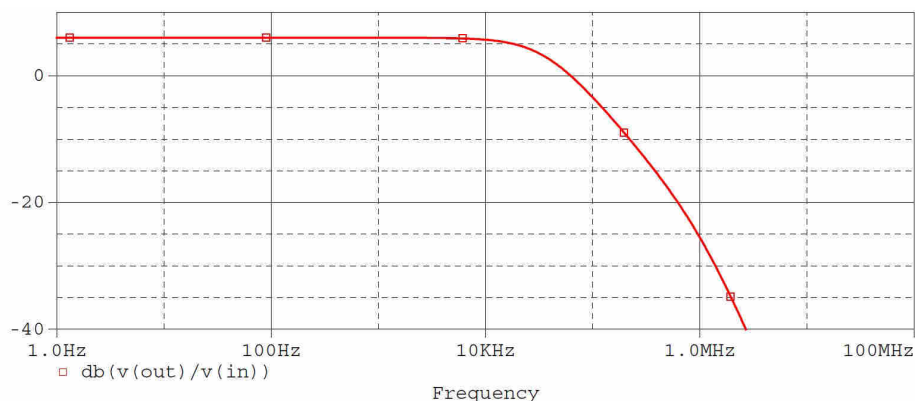


Obrázek 4.11 Výstupní napětí (dole) a napětí na kolektoru výkonového tranzistoru (nahore) při AM.



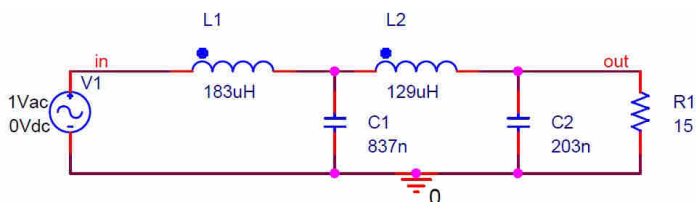
Obrázek 4.12 Výstupní napětí (dole) a napětí na kolektoru výkonového tranzistoru (nahore) při AM v případě, že se tranzistor nedostává do oblasti saturace.

Simulovaný přenos vstupního invertujícího zesilovače PWM modulátoru v příloze B.1 s obvodem IC2A se nachází na obr. 4.13.

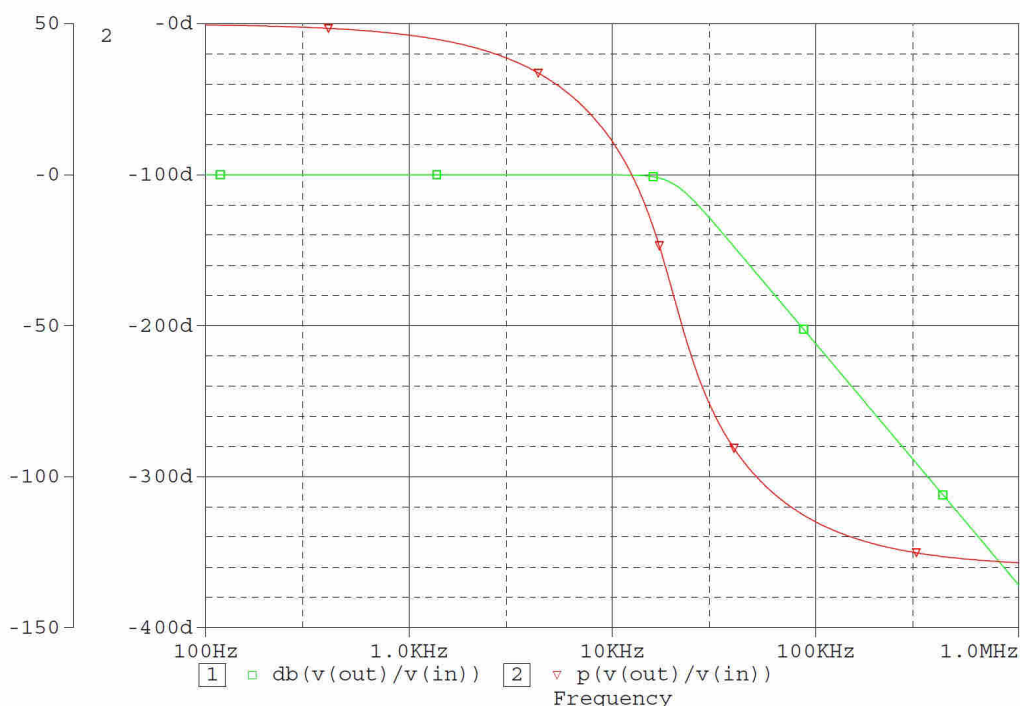


Obrázek 4.13 Přenos invertujícího zesilovače s obvodem IC2A.

Pro ověření, zda byl filtr zdroje modulačního napětí s Butterworthovou aproximací správně spočítán, byla provedena simulace tohoto samotného filtru. Schéma v programu PSpice se nachází na obr. 4.14 a výsledný přenos filtru je uveden na obr. 4.15.



Obrázek 4.14 Schéma zapojení filtru zdroje modulačního napětí v simulačním programu.



Obrázek 4.15 Výsledný přenos filtru zdroje modulačního napětí s Butterworthovou aproximací.

Výsledný přenos celého zdroje modulačního napětí bude dán frekvenční charakteristikou invertujícího zesilovače s obvodem IC2A (obr. 4.13), ziskem výkonového PWM modulátoru (který je závislý na napájecím napětí 28 V) a frekvenční charakteristikou LC filtru s Butterworthovou aproximací (obr. 4.15).

### 4.3 Blok výstupních filtrů

Za výkonovým stupněm popisovaným v předchozí kapitole se v celkovém zapojení nachází blok sloužící k filtraci vysokofrekvenčního signálu. Tento blok obsahuje tři paralelní rezonanční obvody chovající se jako pásmové propusti s kmitočty 3,5 MHz, 7 MHz a 14 MHz. Dále tento blok obsahuje eliptické filtry s mezními kmitočty 3,7 MHz, 7,4 MHz a 14,8 MHz. Signál je možné propustit blokem filtrů nevyfiltrovaný, nebo je možné relátky připojit do cesty buď rezonanční obvod, nebo eliptický filtr, nebo lze zařadit oba druhy filtrů do série. Kompletní schéma filtrů se nachází v příloze C.1. Filtry se ovládají dvěma přepínači. Jedním se vybírá frekvence a druhým se vybírá, který druh filtru bude použitý. Tyto přepínače ovládají 16 relátek, které přepínají vysokofrekvenční signál.

Zapojení filtrů také obsahuje obvod, který při každém přepnutí relátek vygeneruje puls trvající cca 50 ms na konektor  $X_3$  (schéma v příloze C.3). Tento puls je přiveden do výkonového zesilovače a zajišťuje jeho deaktivování v době, kdy se přepínají relátka. Tímto je zajištěno, že koncový zesilovač nebude pracovat na krátkou dobu bez zátěže. Toto řešení však neochrání výkonový zesilovač v případě, kdy je přiváděn do zesilovače vstupní signál o jiném kmitočtu, než jaký je nastavený přepínačem v bloku filtrů.

#### 4.3.1 Rezonanční obvody

Činitel jakosti  $Q$  rezonančních obvodů by měl být dostatečně velký. V návrhu byl zvolen činitel jakosti  $Q = 15$ . Pro zjednodušení budeme uvažovat, že se výkonový zesilovač v navrženém zapojení chová jako zdroj proudu. V tomto případě zatěžuje paralelní rezonanční obvod pouze připojená zátěž  $R_Z$  s impedancí 50  $\Omega$ . Pro činitel jakosti paralelního rezonančního obvodu platí vztah [6]

$$Q = R_Z \cdot \omega_0 \cdot C. \quad (4.10)$$

Kapacitu  $C_{3,5}$  v rezonančním obvodu 3,5 MHz tedy můžeme vypočítat vztahem

$$C_{3,5} = \frac{Q}{R_Z \cdot 2\pi \cdot f_0} = \frac{15}{50 \cdot 2\pi \cdot 3,5 \cdot 10^6} = 13,46 \text{ nF}. \quad (4.11)$$

Obdobně vypočítáme kapacitu  $C_7 = 6,821 \text{ nF}$  pro rezonanční obvod 7 MHz a kapacitu  $C_{14} = 3,41 \text{ nF}$  pro obvod 14 MHz. Jelikož v rezonančním obvodu s navrhovaným činitelem jakosti poteče poměrně velký proud, budou kapacity rezonančních obvodů tvořeny paralelně spojenými SMD kondenzátory. Tímto se také zajistí menší parazitní indukčnost kondenzátorů, než jakou by měl jeden kondenzátor dimenzovaný na větší proudy. V realizovaném obvodu bude kapacitu  $C_{3,5}$  tvořit 9 kondenzátorů 1,5 nF ( $C'_{3,5} = 13,5 \text{ nF}$ ),  $C_7$  bude tvořit 10 kondenzátorů 680 pF ( $C'_7 = 6,8 \text{ nF}$ ) a  $C_{14}$  bude tvořit 10 kondenzátorů 330 pF ( $C'_{14} = 3,3 \text{ nF}$ ). Z upraveného Thompsonova vztahu můžeme

dopočítat indukčnosti rezonančních obvodů. Pro 3,5 MHz vychází indukčnost

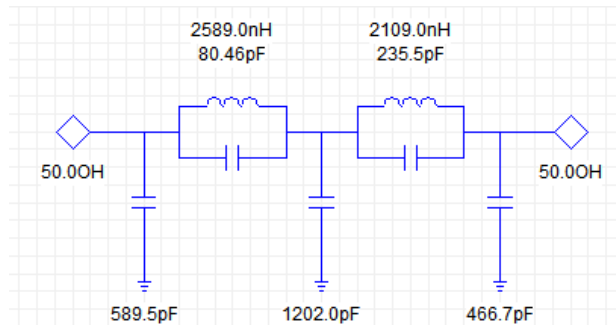
$$L_{3,5} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot C'_{3,5} \cdot f_0^2} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot 13,5 \cdot 10^{-9} \cdot (3,5 \cdot 10^6)^2} = 153,2 \text{ nH}, \quad (4.12)$$

pro 7 MHz je indukčnost 76,02 nH a pro 14 MHz je indukčnost 39,16 nH. Výsledné indukčnosti jsou velmi malé (takže i hůře prakticky realizovatelné), proto budou tvořeny paralelním spojením více indukčností. Použití paralelně spojených indukčností také zajistí rozložení vodivostních ztrát, které nebudou vzhledem k velkým vysokofrekvenčním proudům zanedbatelné. Indukčnosti budou prakticky realizovány vzduchovými cívkami řádově s několika závitů.

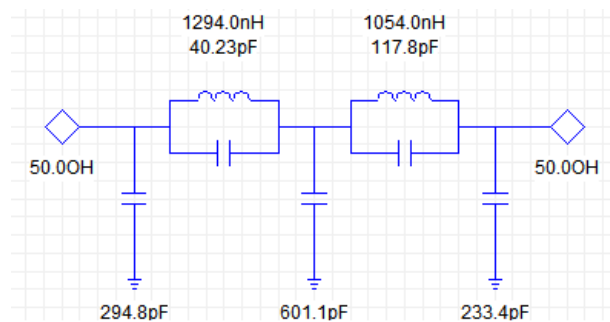
### 4.3.2 Eliptické filtry

Druhým typem filtrů v bloku filtrů jsou eliptické filtry. Tento druh filtru byl zvolen především kvůli velké strmosti přechodu z propustného do nepropustného pásma. K návrhu filtrů byl použit program Ansoft Designer SV. Mezní kmitočty byly zvoleny mírně vyšší než pracovní kmitočty především kvůli rezervě a případné nedokonalosti realizovaného filtru. Kmitočty, na kterých začíná modulová frekvenční charakteristika výrazně klesat, jsou 3,7 MHz, 7,4 MHz a 14,8 MHz. Navrhované filtry jsou 5. řádu.

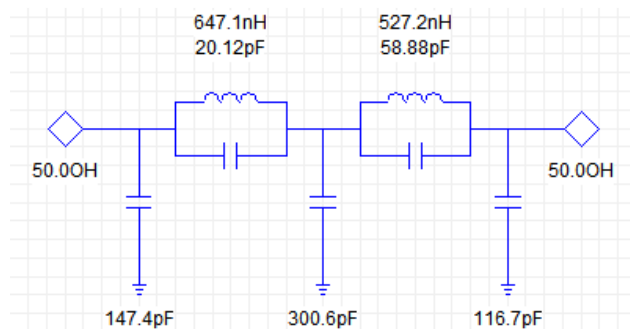
Vypočtené hodnoty komponent z programu Ansoft Designer SV lze vidět na obrázcích 4.16, 4.17 a 4.18. Přenosy filtrů a činitel odrazu jsou na obrázcích 4.19, 4.20 a 4.21.



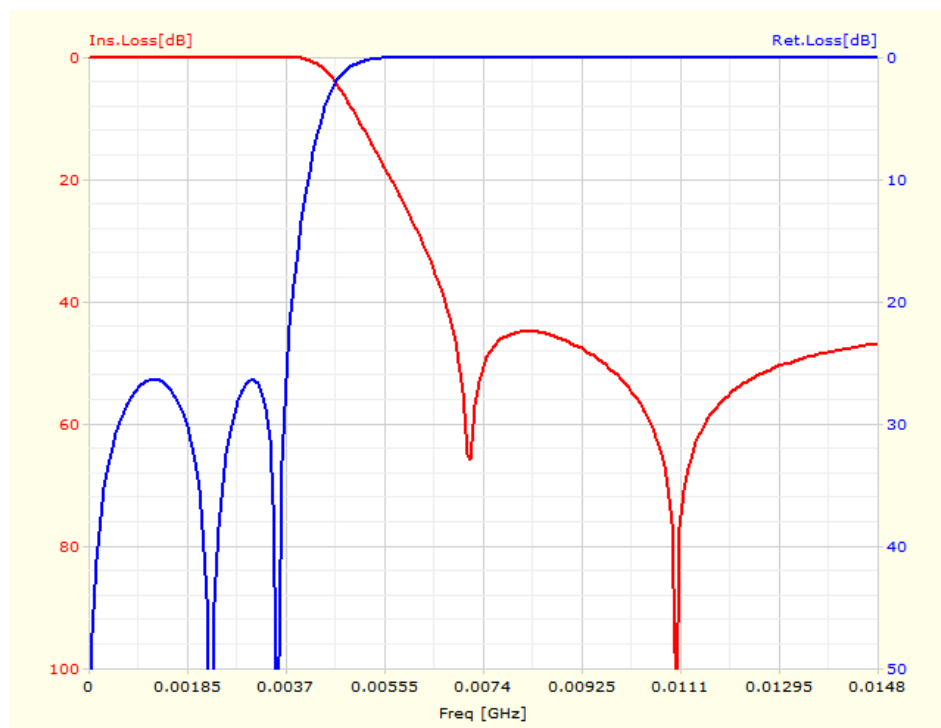
Obrázek 4.16 Zapojení eliptického filtru pro pásmo 3,5 MHz.



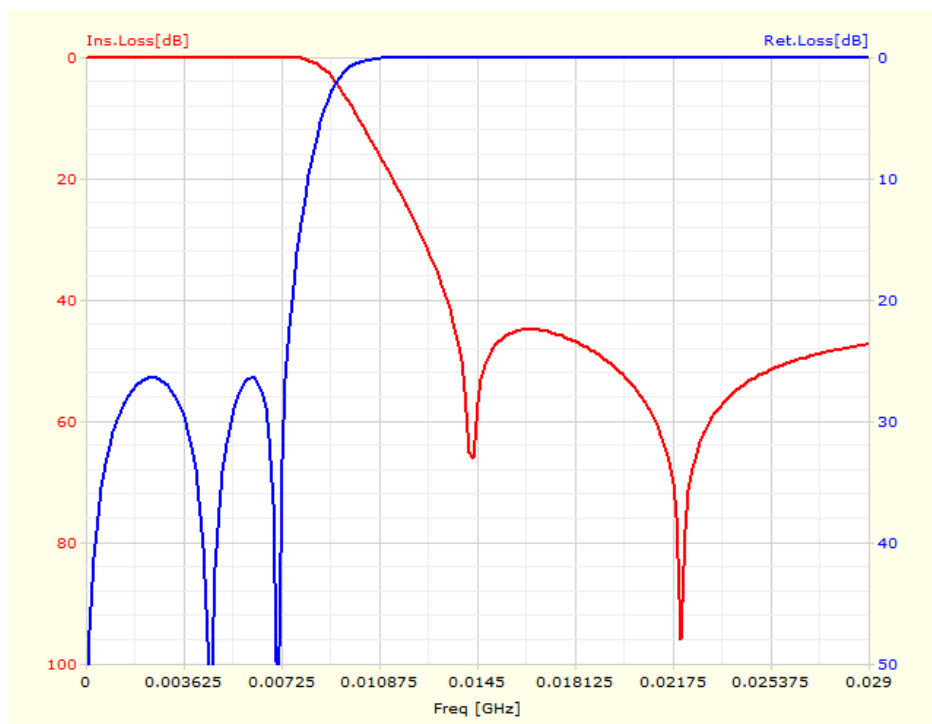
Obrázek 4.17 Zapojení eliptického filtru pro pásmo 7 MHz.



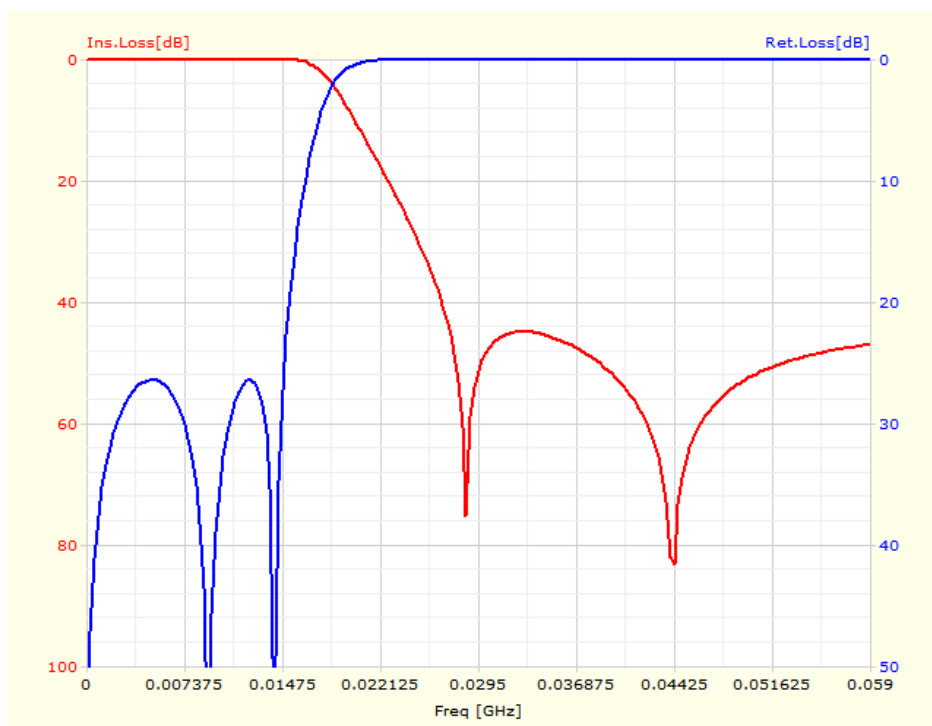
Obrázek 4.18 Zapojení eliptického filtru pro pásmo 14 MHz.



Obrázek 4.19 Přenos filtru pro pásmo 3,5 MHz v programu Ansoft Designer SV.



Obrázek 4.20 Přenos filtru pro pásmo 7 MHz v programu Ansoft Designer SV.



Obrázek 4.21 Přenos filtru pro pásmo 14 MHz v programu Ansoft Designer SV.

# 5 MĚŘENÍ REALIZOVANÉHO ZESILOVAČE

## 5.1 Předzesilovač

U předzesilovače byl změřen přenos na třech kmitočtech (viz. tab. 5.1). S rostoucí frekvencí lze vidět mírný pokles zesílení způsobený nejvíce rychlostí použitých tranzistorů. Zisk předzesilovače byl měřen při buzení vstupu napětím  $100 \text{ mV}_{\text{RMS}}$ . Měřený zisk přibližně odpovídá simulovanému zisku 33 dB.

Tabulka 5.1 Měřený zisk předzesilovače.

$f$ [MHz]	$G$ [dB]
3,5	33,28
7	31,58
14	27,31

## 5.2 Výkonový stupeň

### 5.2.1 Zdroj modulačního napětí

Účinnost zdroje PWM zdroje modulačního napětí byla změřena pouze v jednom bodě, přibližně pro střední hodnotu odebíraného proudu a napětí

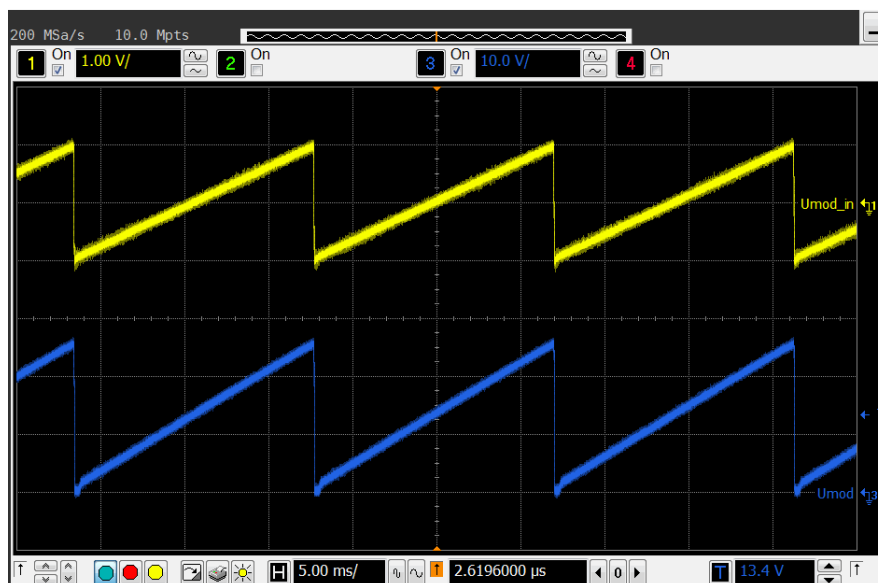
$$\eta_{\text{MOD}} = 100 \cdot \frac{U_{\text{OUT}} \cdot I_{\text{OUT}}}{U_{\text{IN}} \cdot I_{\text{IN}}} = 100 \cdot \frac{13,87 \cdot 0,5}{28 \cdot 0,268} = 92,4 \%, \quad (5.1)$$

kde  $U_{\text{OUT}}$   $I_{\text{OUT}}$  je výstupní napětí a proud zdroje modulačního napětí a  $U_{\text{IN}}$ ,  $I_{\text{IN}}$  značí vstupní napětí a proud z napájecího zdroje.

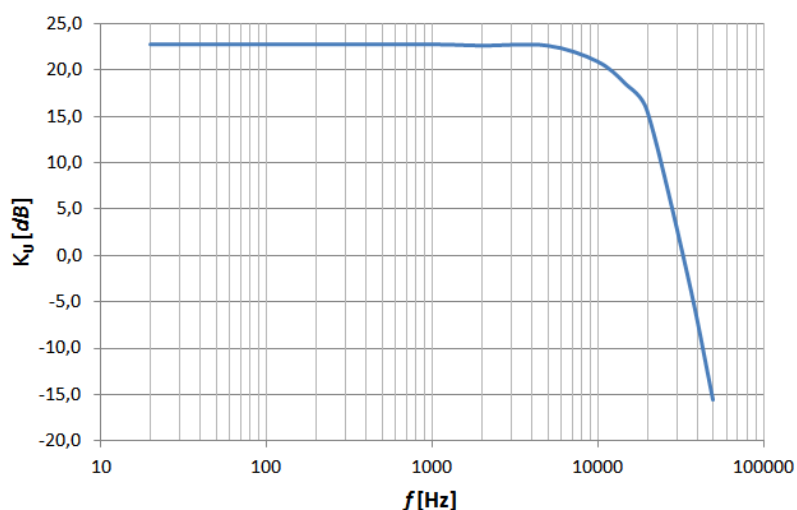
Linearita převodní charakteristiky byla zkontrolována pomocí osciloskopu a zdroje pilovitého napětí. Na vstup bylo přivedeno pilovité napětí o amplitudě 1 V, což je maximální napětí, které lze do modulačního zesilovače přivádět, aniž by byl zkreslen výstupní signál. Průběhy lze vidět na obr. 5.1.

Frekvenční charakteristika PWM modulátoru byla změřena s  $15 \Omega$  zatěžovacím odporem připojeným na výstup modulátoru (konektor  $X_7$  ve schématu v příloze B.1). Výsledek měření se nachází na obr. 5.2.





Obrázek 5.1 Průběh vstupního a výstupního napětí zdroje modulačního napětí (kanál 1: vstup, kanál 3: výstup).



Obrázek 5.2 Frekvenční charakteristika PWM zdroje modulačního napětí.

### 5.2.2 Vysokofrekvenční zesilovač

V této kapitole jsou shrnuty výsledky měření samotného vysokofrekvenčního zesilovače. Vstupní napětí modulačního zesilovače bylo během tohoto měření nulové a výstupní filtr byl nastaven tak, aby propouštěl výstupní signál nevyfiltrovaný. Vstupní napětí bylo nastaveno těsně pod úroveň, při které začal zesilovač výstupní signál ořezávat.

V tabulce 5.2 jsou shrnuty naměřené parametry zesilovače. K měření výstupního výkonu bylo využito automatického měření RMS hodnoty napětí pomocí osciloskopu. Účinnost byla měřena včetně účinnosti zdroje modulačního napětí, protože nelze v navrženém zapojení fyzicky rozpojit zdroj modulačního napětí a vysokofrekvenční zesilovač. V posledním sloupci je přepočítána účinnost pro samotný VF zesilovač

s předpokladem, že zdroj modulačního napětí má účinnost cca 92% (dle výpočtu v rovnici 5.1). Do účinnosti nebyly zahrnuty odběry pomocných obvodů napájených z 12 V větve, která je od výkonové 28 V větve oddělena.

Účinnost  $\eta$  zesilovače byla počítána jednoduše dle vztahu

$$\eta = 100 \cdot \frac{(U_{\text{OUT}})^2}{U_{\text{IN}} \cdot I_{\text{IN}}} \left[ \frac{R_Z}{\%} \right], \quad (5.2)$$

kde  $U_{\text{OUT}}$  značí výstupní vysokofrekvenční napětí zesilovače,  $R_Z$  je 50  $\Omega$  zátěž a  $U_{\text{IN}}$ ,  $I_{\text{IN}}$  značí vstupní napětí a proud z napájecího zdroje. Přepočet účinnosti pro samotný VF zesilovač byl proveden vztahem

$$\eta_{\text{VF}} = \frac{\eta}{\frac{\eta_{\text{MOD}}}{100 \%}} \left[ \frac{\%}{\%} \right]. \quad (5.3)$$

Tabulka 5.2 Naměřené parametry VF zesilovače s nulovým modulačním napětím.

$f$ [MHz]	třída	$P_{\text{OUT}}$ [W]	$\eta$ [%]	$\eta_{\text{VF}}$ [%]
3,5	A	6,24	36,0	39,0
7		6,36	39,1	42,3
14		6,40	36,3	39,3
3,5	B	4,02	51,6	55,8
7		3,94	48,4	52,4
14		4,12	38,7	41,9
3,5	C	2,71	59,0	63,8
7		2,80	54,6	59,1
14		3,20	50,1	54,2

Účinnost ve třídě C z tabulky 5.2 byla měřena pro co nejmenší možný dosažitelný úhel otevření. Nejmenší dosažitelné úhly otevření pro třídu C jsou zapsány v tabulce 5.3.

Tabulka 5.3 Nejmenší dosažitelný úhel otevření  $\theta$  zesilovače pro třídu C.

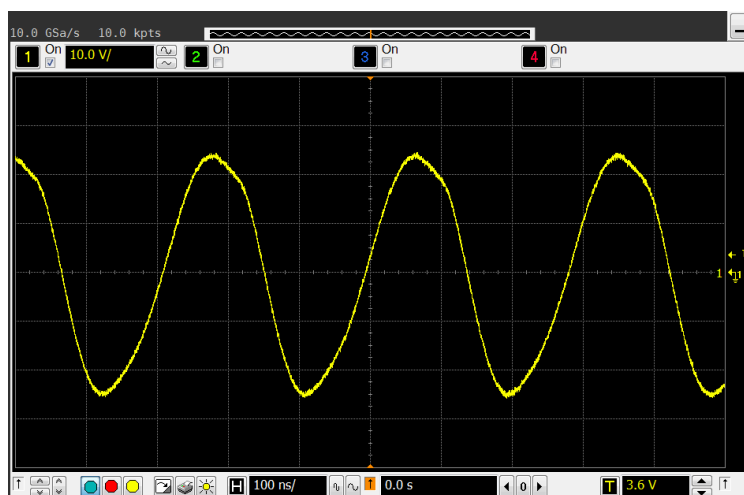
$f$ [MHz]	$\theta$ [°]
3,5	105
7	133
14	153

Navrhovaný teoretický výkon pro třídu A bez uvažovaného saturačního napětí tranzistoru byl 7,84 W (dle vztahu 4.8). Z tabulky 5.2 lze vidět, že reálný výkon ve třídě

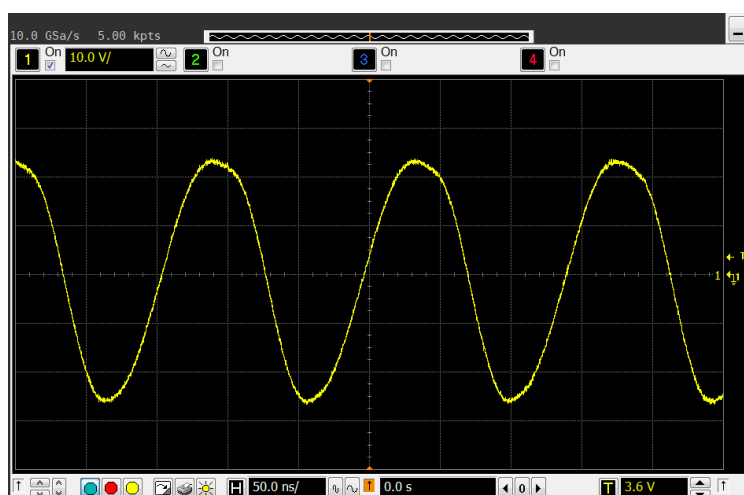
A je o něco menší. Takový rozdíl teoretického a reálného výkonu lze ještě očekávat, protože při výpočtu teoretického výkonu byly zanedbány některé vlastnosti reálných prvků.

Na obrázcích 5.3, 5.4 a 5.5 lze vidět osciloskopem zachycené výstupní průběhy zesilovače pro navrhované frekvence ve třídě A. Obdobně jsou na obrázcích 5.6, 5.7 a 5.8 zobrazeny výstupní průběhy ve třídě B a na obrázcích 5.9, 5.10 a 5.11 průběhy ve třídě C.

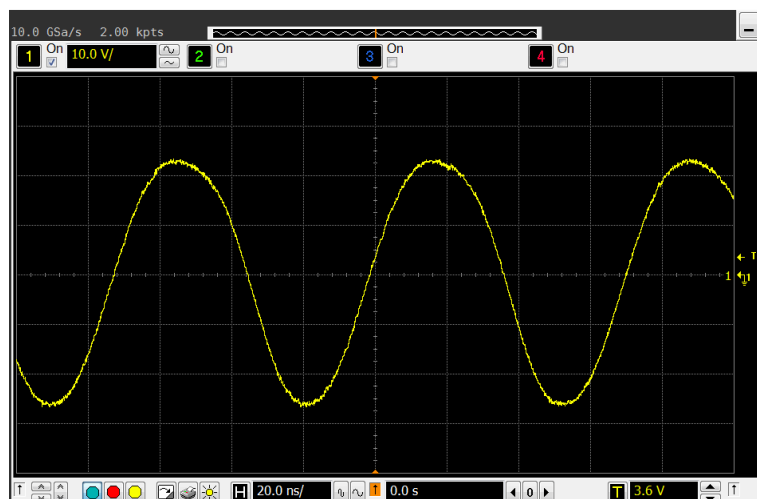
Průběhy napětí ve třídě C jsou viditelně zkreslené v době, kdy vysokofrekvenční tranzistor nevede proud. Toto je způsobeno především nedostatečnou indukčností výstupního transformátoru ( $T_2$  ve schématu B.1). Indukčnost tohoto transformátoru byla zvolena jako kompromis, protože při větších indukčnostech vinutí transformátoru rostla úměrně i jeho rozptylová indukčnost, která dělala problém zejména při přenášení strmých hran signálu ve třídě C na vyšších kmitočtech. Také během amplitudové modulace, kdy je výkonový tranzistor buzen do saturace, se objevovaly na primární straně transformátoru velké vysokofrekvenční zákmity.



Obrázek 5.3 Výstupní průběh zesilovače ve třídě A na frekvenci 3,5 MHz.



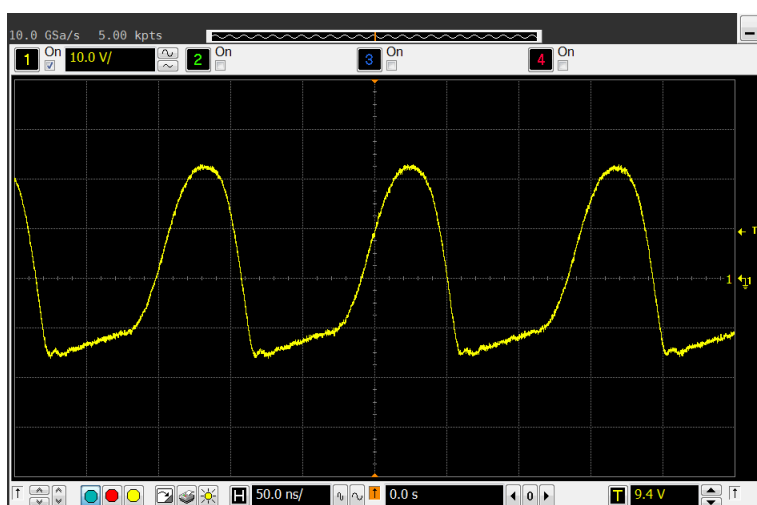
Obrázek 5.4 Výstupní průběh zesilovače ve třídě A na frekvenci 7 MHz.



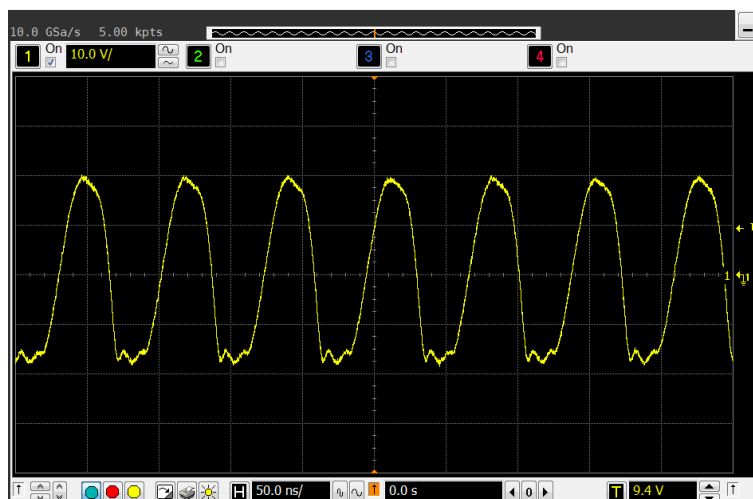
Obrázek 5.5 Výstupní průběh zesilovače ve třídě A na frekvenci 14 MHz.



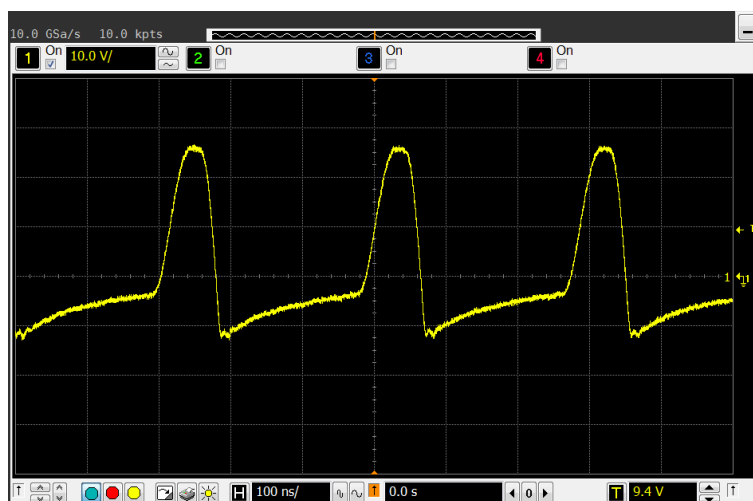
Obrázek 5.6 Výstupní průběh zesilovače ve třídě B na frekvenci 3,5 MHz.



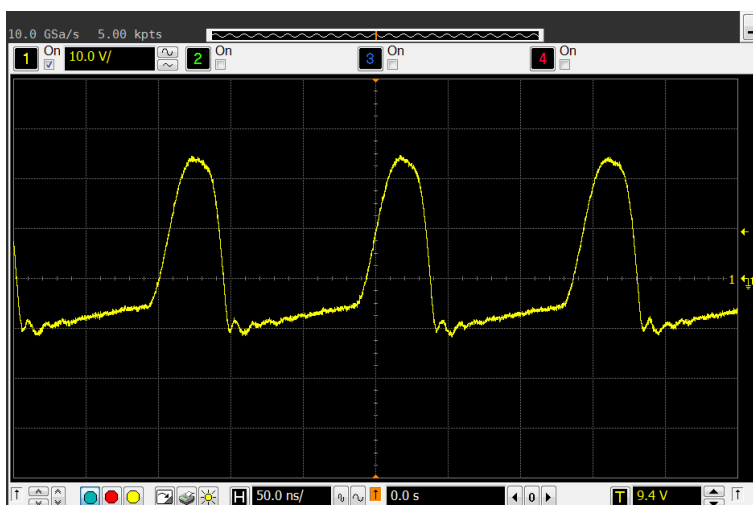
Obrázek 5.7 Výstupní průběh zesilovače ve třídě B na frekvenci 7 MHz.



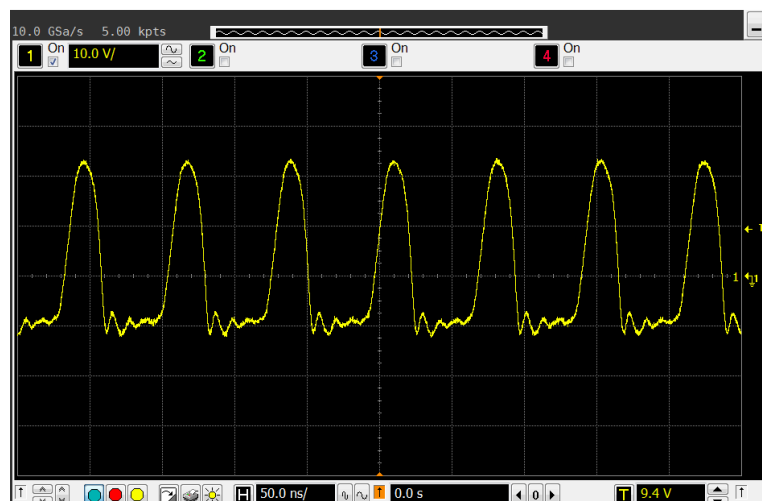
Obrázek 5.8 Výstupní průběh zesilovače ve třídě B na frekvenci 14 MHz.



Obrázek 5.9 Výstupní průběh zesilovače ve třídě C na frekvenci 3,5 MHz.



Obrázek 5.10 Výstupní průběh zesilovače ve třídě C na frekvenci 7 MHz.



Obrázek 5.11 Výstupní průběh zesilovače ve třídě C na frekvenci 14 MHz.

Během měření bylo zjištěno, že je možné zesilovač dostat do takového stavu, při kterém nastanou nechtěné oscilace ve vysokofrekvenčním stupni na nízkém kmitočtu. Tohoto stavu je možno dosáhnout v případě, kdy je zesilovač nastaven ve třídě A a pracuje s velkým výstupním výkonem a během jeho činnosti je zvolen rezonanční obvod v bloku filtrů. Nicméně pokud se během přepínání bloku filtrů vypíná generátor připojený na VF vstup, zesilovač se nerozkmitá. Přesná příčina tohoto chování nebyla zjištěna.

### 5.2.3 Měření amplitudové modulace kompletního zapojení

Během měření amplitudové kolektorové modulace bylo zjištěno, že pro správnou činnost zesilovače je třeba přesnějšího nastavení vstupního buzení VF signálem a pracovní třídy zesilovače. Jen tak lze dosáhnout minimálního zkreslení obálky AM signálu s téměř 100 % hloubkou modulace. Během návrhu bylo očekáváno, že kvalitní AM modulace bude dosaženo v širším rozsahu vstupního budícího signálu a v širším rozsahu nastavení zesilovače ve třídě C. Nicméně zesilovač lze nastavit tak, aby produkoval kvalitní AM signál s velkou hloubkou modulace.

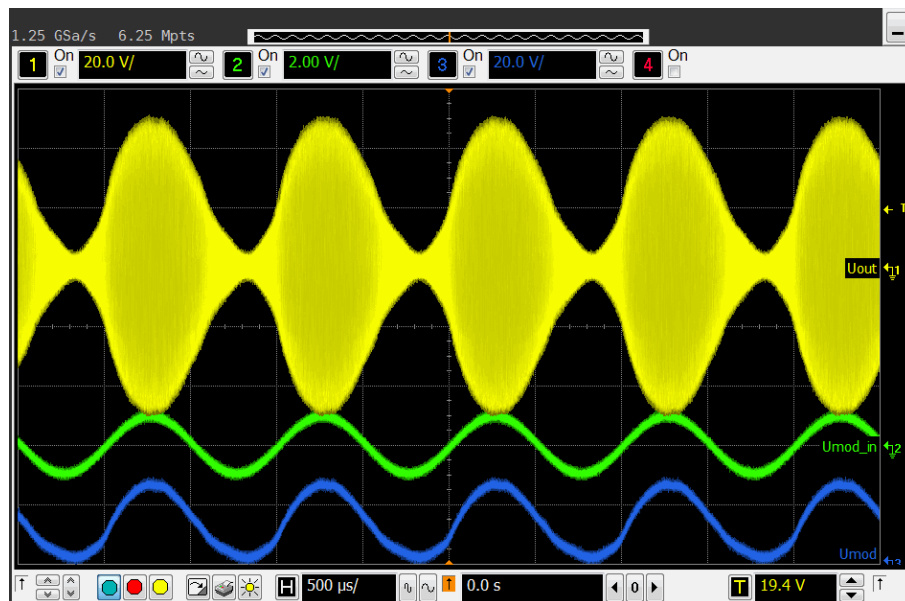
Výstupní AM signál byl měřen se zapnutými oběma filtry. Modulační signál přiváděný do zesilovače měl frekvenci 1 kHz a amplitudu 1 V. V tabulce 5.4 jsou uvedeny výstupní výkony a účinnost zesilovače pro hloubku modulace 100 %. Výkon  $P_{OUT,RMS}$  značí efektivní výkon dodávaný do zátěže a  $P_{OUT,PEP}$  je špičkový výkon modulační obálky. Účinnosti jsou uvedeny opět pro celý výkonový stupeň (viz rovnice 5.2) a přepočítané pro samotný vysokofrekvenční zesilovač (rovnice 5.3).

Tabulka 5.4 Naměřený výstupní výkon a účinnost pro amplitudovou modulaci.

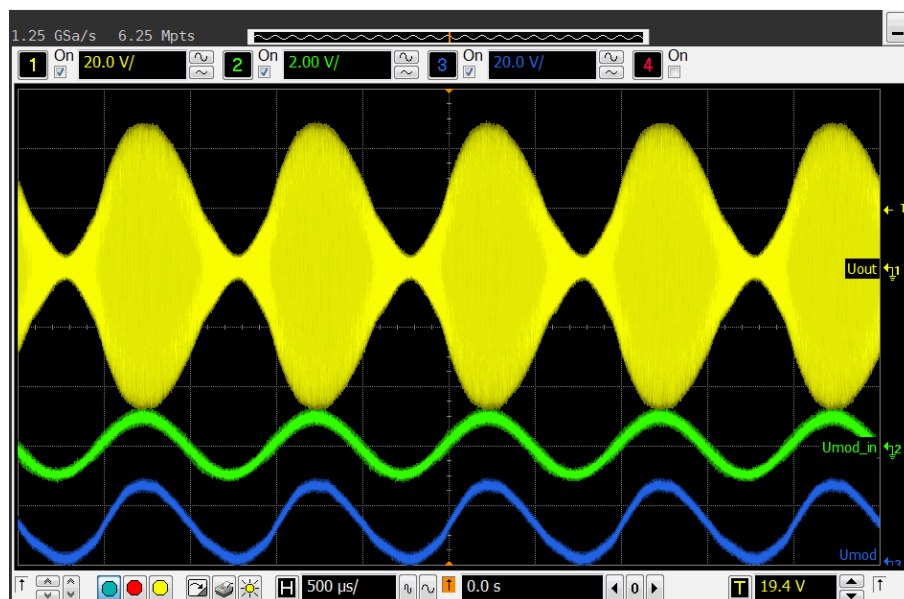
$f$ [MHz]	$P_{OUT,RMS}$ [W]	$P_{OUT,PEP}$ [W]	$\eta$ [%]	$\eta_{VF}$ [%]
3,5	9,16	23,60	56,8	61,5
7	9,33	22,47	49,1	53,1
14	8,12	20,25	49,2	53,2

Teoretický výkon zesilovače vypočítaný rovnicí 4.9 činí 11,76 W. Skutečný výkon je dle měření v tabulce 5.4 o cca 2,5 až 3,5 W nižší. Špičkový výkon modulační obálky vyšel (dle rovnice 4.3) 31,36 W. Skutečný výkon modulační obálky je však přibližně o 10 W nižší. Popsané rozdíly teoretických výkonů jsou způsobeny zanedbáním některých vlastností reálných prvků zesilovače. Velký podíl na nižším výstupním výkonu bude mít pravděpodobně účinnost modulačního zesilovače, nedokonalost výstupního vysokofrekvenčního transformátoru zesilovače, zejména jeho rozptylová indukčnost a útlum výstupních filtrů.

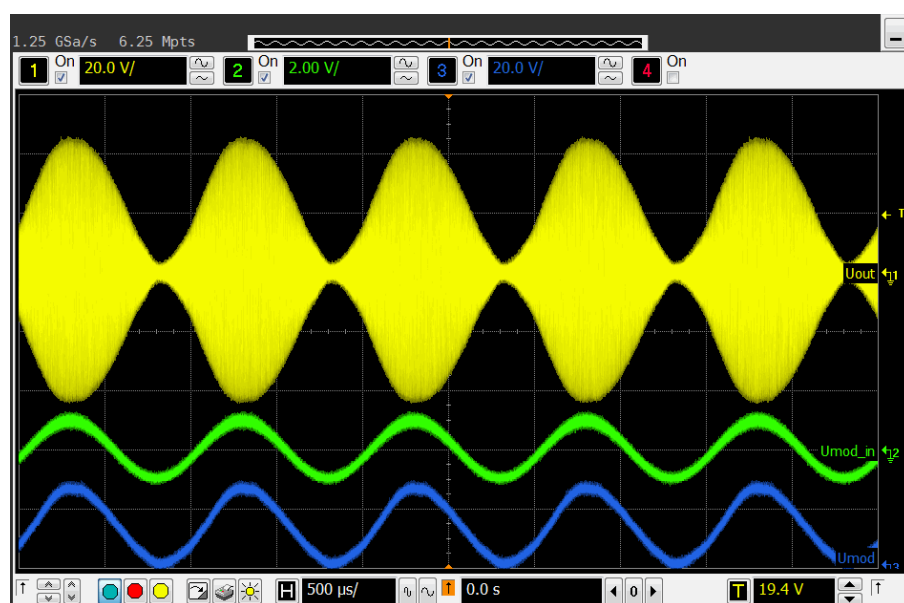
Na obrázcích 5.12, 5.13 a 5.14 je zobrazen průběh výstupního vysokofrekvenčního napětí (kanál 1 osciloskopu), vstupní modulační napětí (kanál 2) a napětí na PWM modulátoru (kanál 3). Hloubka modulace na snímcích je nastavena téměř na 100 %.



Obrázek 5.12 Průběh signálu při AM na frekvenci 3,5 MHz.



Obrázek 5.13 Průběh signálu při AM na frekvenci 7 MHz.

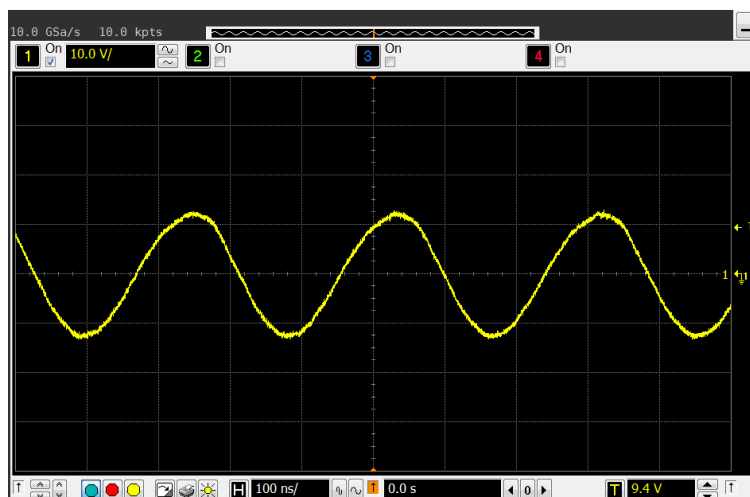


Obrázek 5.14 Průběh signálu při AM na frekvenci 14 MHz.

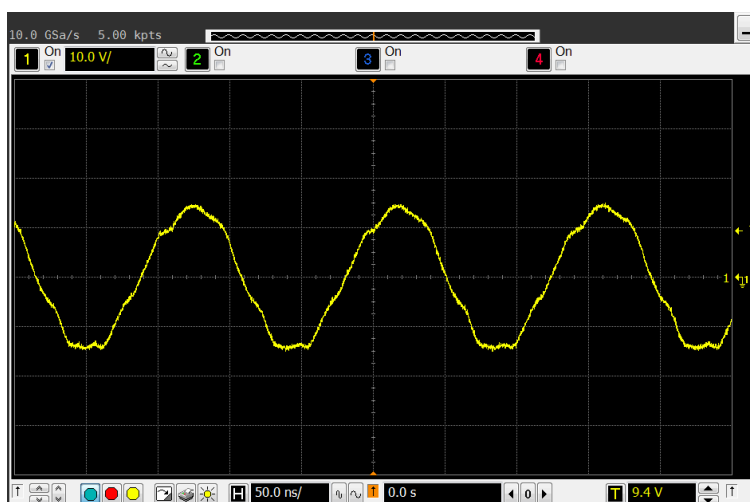
### 5.3 Výstupní filtry

Činnost výstupních filtrů byla ověřena jejich zařazením za výkonový zesilovač nastavený do třídy C (stejně jako na obrázcích 5.9, 5.10 a 5.11) a kontrolou výstupních průběhů osciloskopem. Z průběhů (obrázky 5.15 až 5.17) lze vypožorovat, že samotné rezonanční obvody nevyfiltrují výstupní signál příliš dobře. Signál pozorovaný na osciloskopu je viditelně odlišný od čisté sinusoidy. Eliptické filtry (obrázky 5.18 až 5.20) filtrují viditelně signál lépe. Signál po průchodu oběma druhy filtrů je zachycen na obrázcích 5.21 až 5.23.

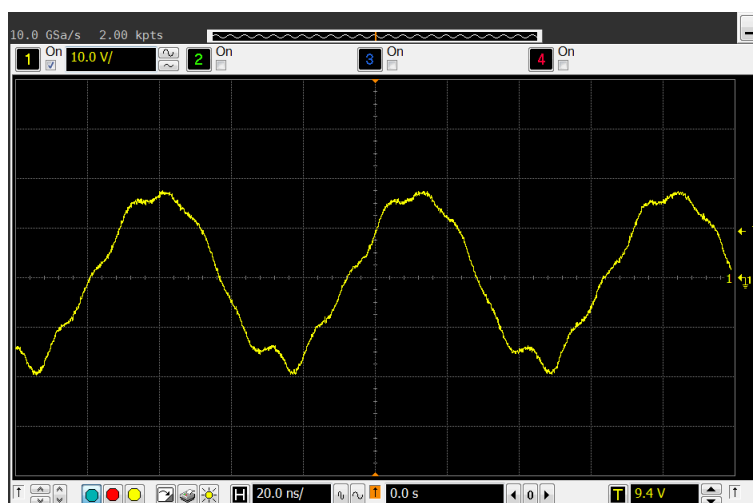




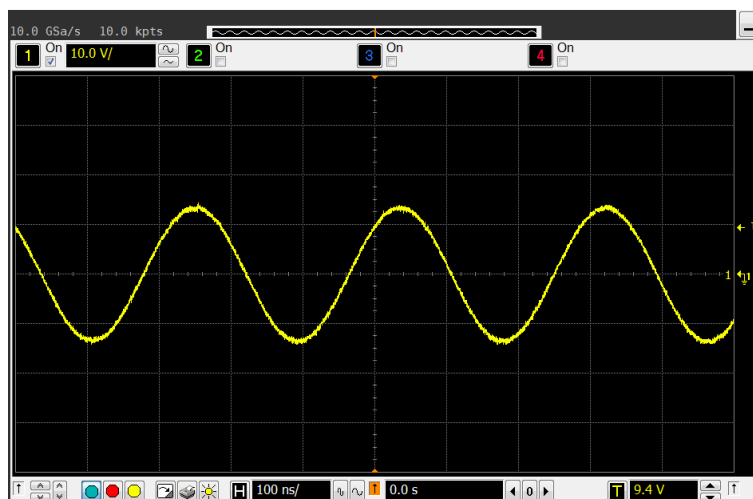
Obrázek 5.15 Výstupní průběh zesilovače s rezonančním obvodem na frekvenci 3,5 MHz.



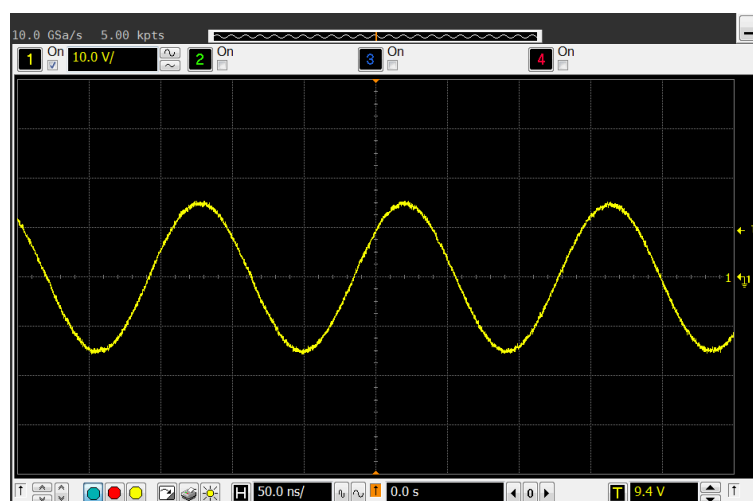
Obrázek 5.16 Výstupní průběh zesilovače s rezonančním obvodem na frekvenci 7 MHz.



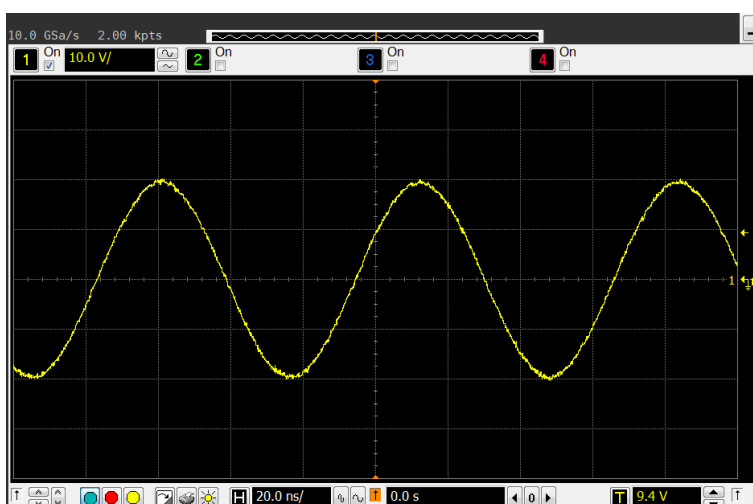
Obrázek 5.17 Výstupní průběh zesilovače s rezonančním obvodem na frekvenci 14 MHz.



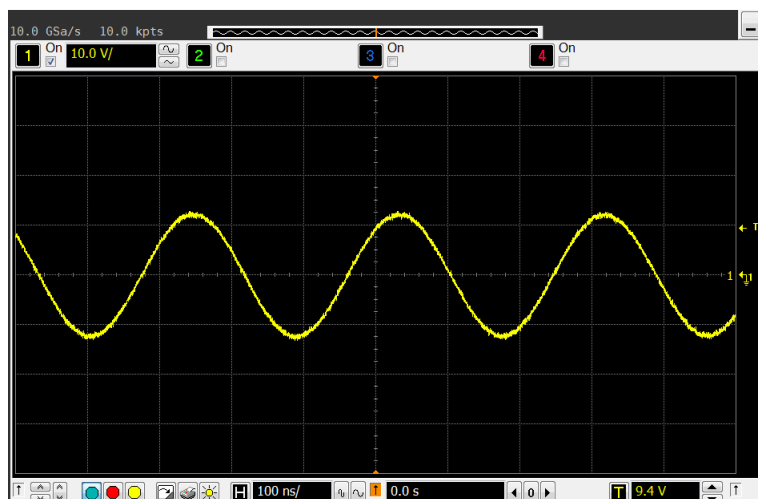
Obrázek 5.18 Výstupní průběh zesilovače s eliptickým filtrem na frekvenci 3,5 MHz.



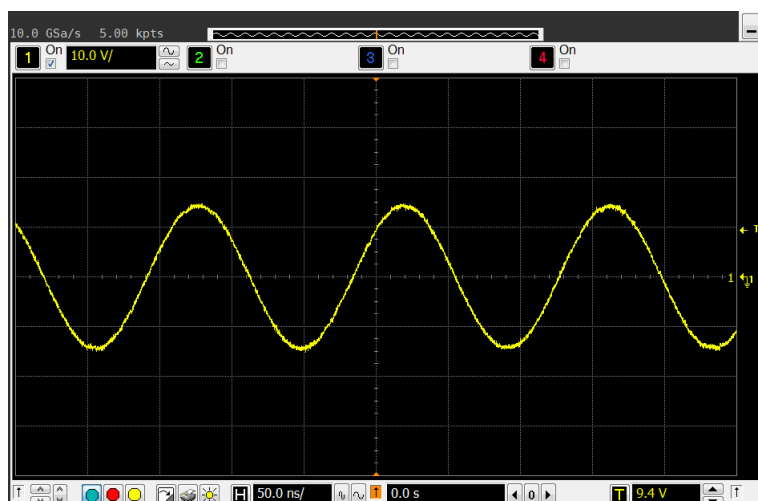
Obrázek 5.19 Výstupní průběh zesilovače s eliptickým filtrem na frekvenci 7 MHz.



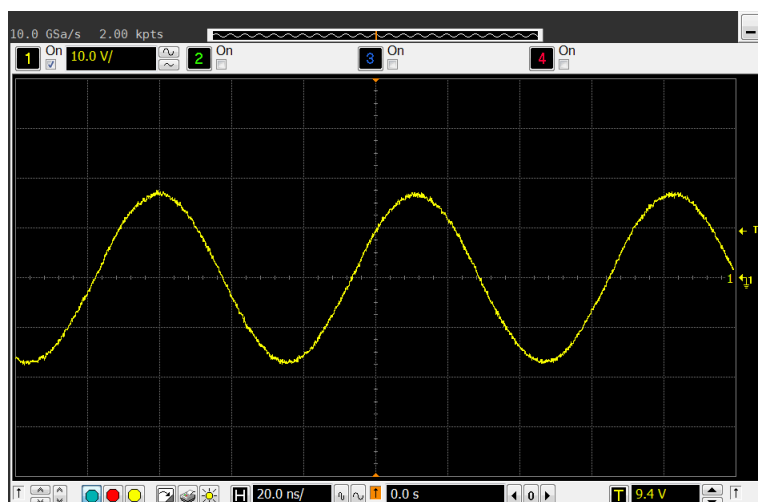
Obrázek 5.20 Výstupní průběh zesilovače s eliptickým filtrem na frekvenci 14 MHz.



Obrázek 5.21 Výstupní průběh zesilovače s oběma filtry na frekvenci 3,5 MHz.



Obrázek 5.22 Výstupní průběh zesilovače s oběma filtry na frekvenci 7 MHz.



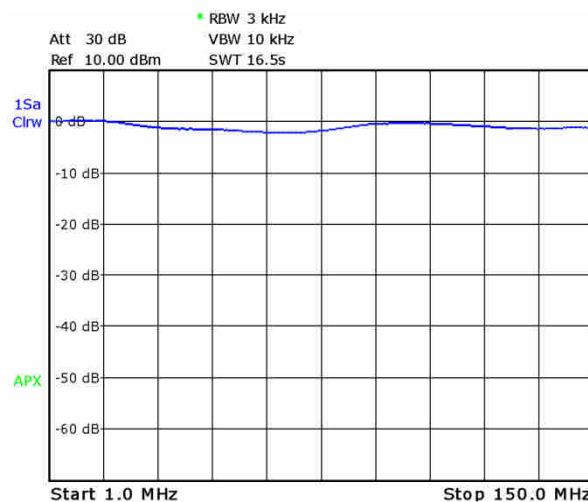
Obrázek 5.23 Výstupní průběh zesilovače s oběma filtry na frekvenci 14 MHz.

Frekvenční charakteristiky filtrů byly také změřeny pomocí spektrálního analyzátoru. Přenos bloku filtrů bez zařazeného filtru se nachází na obr. 5.24. Přenosy rezonančních obvodů jsou uvedeny na obrázcích 5.25, 5.26, 5.27, přenosy eliptických filtrů na obrázcích 5.28, 5.29, 5.30 a přenosy obou filtrů na obrázcích 5.31, 5.32, 5.33.

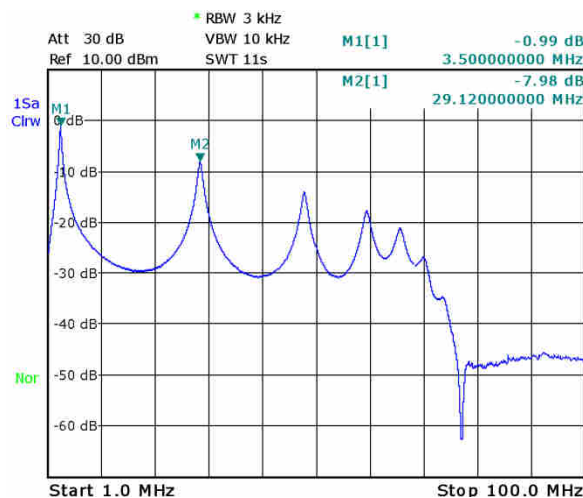
Z obrázků 5.25 až 5.27 můžeme vidět, že přenos rezonančních obvodů není příliš dobrý. Na vyšších kmitočtech se objevují rezonanční špičky, které by zde normálně být neměly. Toto chování zkonstruovaných rezonančních obvodů mají pravděpodobně za následek parazitní indukčnosti mezi jednotlivými součástkami rezonančního obvodu, které jsou tvořeny paralelním spojením více kondenzátorů a cívek. Lze konstatovat, že navrhovaná koncepce rezonančních obvodů není příliš dobrá.

Realizované eliptické filtry mají očekávaný přenos. Reálné výsledky se blíží charakteristikám získaným během návrhu v programu Ansoft Designer SV.

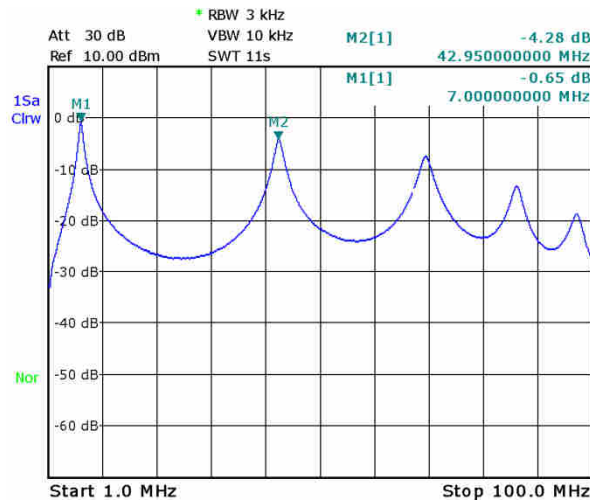
Při volbě obou filtrů je propustné pásmo velmi úzké a potlačení nežádoucích kmitočtů velké.



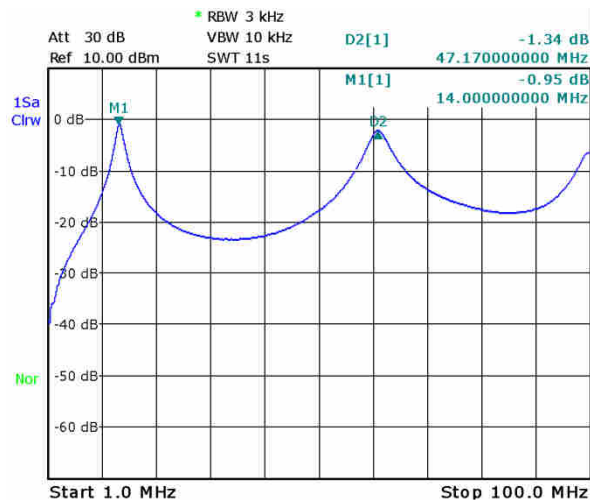
Obrázek 5.24 Přenos bloku filtrů bez zařazeného filtru.



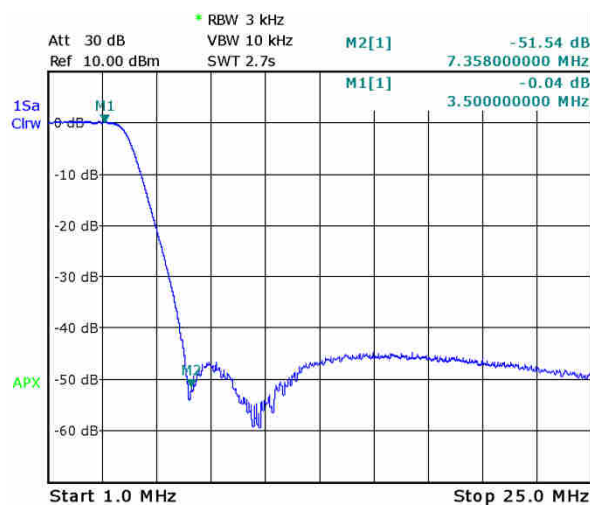
Obrázek 5.25 Přenos rezonančního obvodu 3,5 MHz.



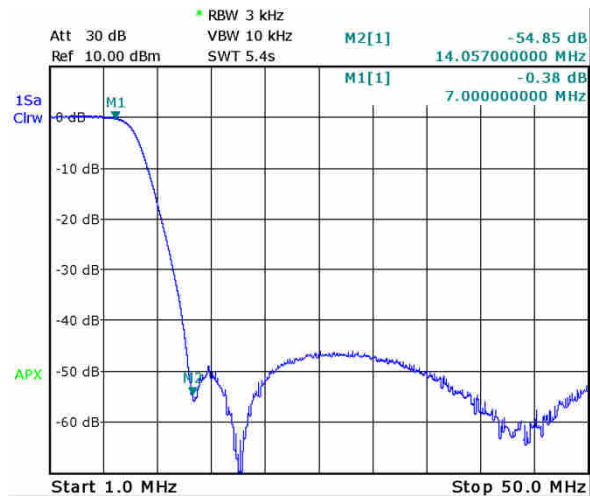
Obrázek 5.26 Přenos rezonančního obvodu 7 MHz.



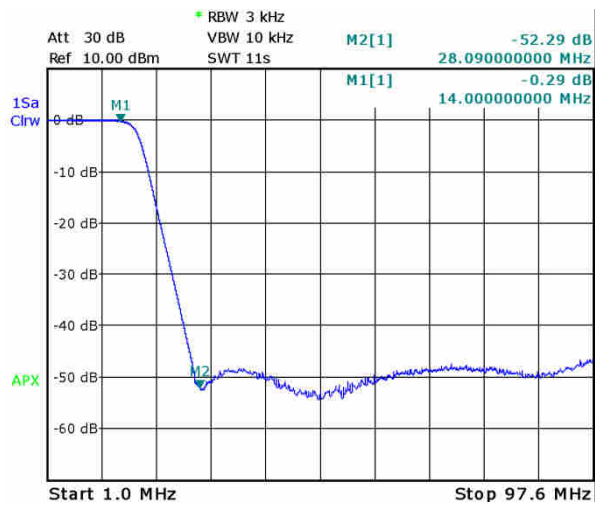
Obrázek 5.27 Přenos rezonančního obvodu 14 MHz.



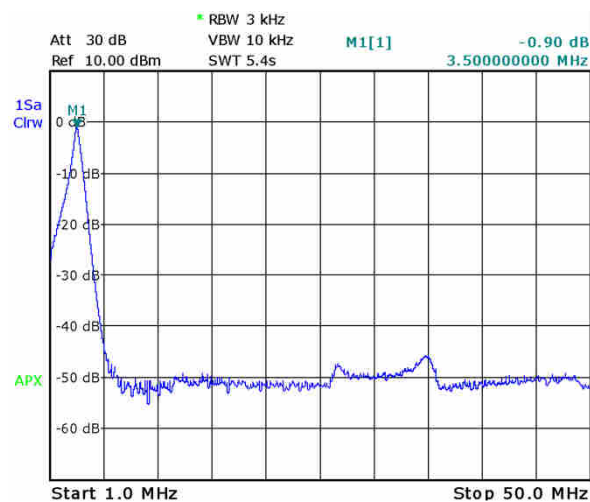
Obrázek 5.28 Přenos eliptického filtru pro pásmo 3,5 MHz.



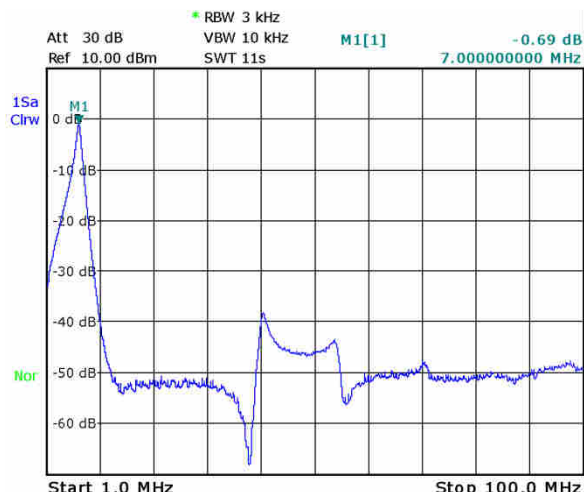
Obrázek 5.29 Přenos eliptického filtru pro pásmo 7 MHz.



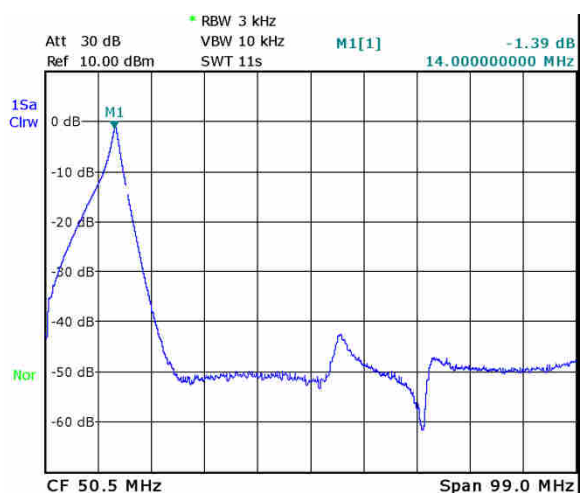
Obrázek 5.30 Přenos eliptického filtru pro pásmo 14 MHz.



Obrázek 5.31 Přenos obou filtrů pro pásmo 3,5 MHz.



Obrázek 5.32 Přenos obou filtrů pro pásmo 7 MHz.

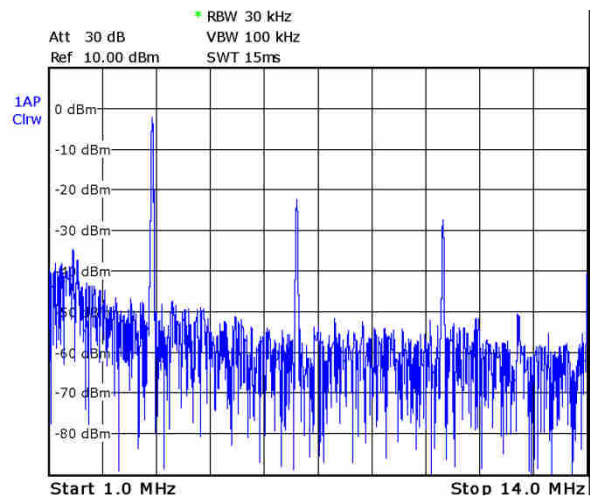


Obrázek 5.33 Přenos obou filtrů pro pásmo 14 MHz.

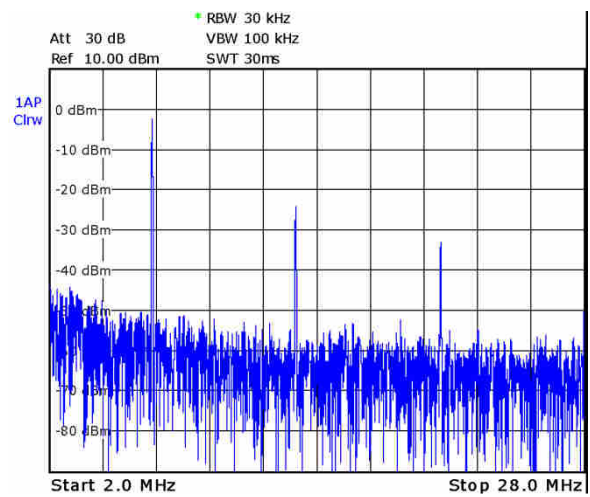
## 5.4 Spektra výstupních signálů

Pro některé pracovní třídy a zvolené filtry byly změřeny spektra výstupního vysokofrekvenčního signálu. Během tohoto měření nebyl přiváděn do zesilovače modulační signál. Do spektrálního analyzátoru byl přiváděný signál utlumen o 40 dB oproti výkonu, který se přiváděl do výkonové 50  $\Omega$  zátěže.

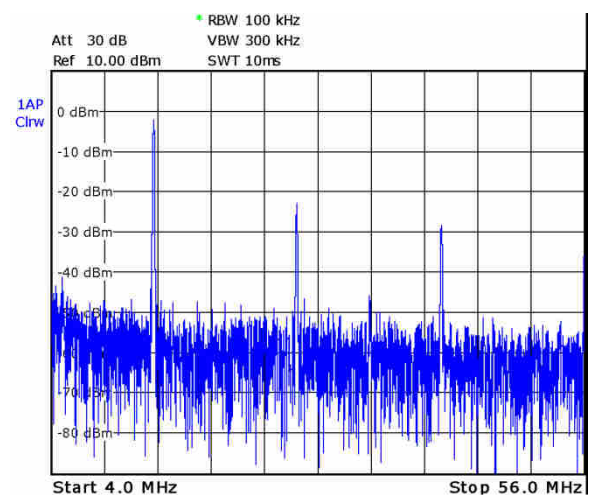
Spektra výstupního signálu zesilovače pracujícího ve třídě A bez filtru se nacházejí na obrázcích 5.34 až 5.36. Pro zesilovač nastavený do třídy C bez filtru se výsledky měření nacházejí na obr. 5.37 až 5.39. Spektra s oběma filtry zesilovače pracujícího ve třídě C jsou uvedena na obr. 5.40 až 5.42.



Obrázek 5.34 Výstupní spektrum pro třídu A bez filtru na frekvenci 3,5 MHz.

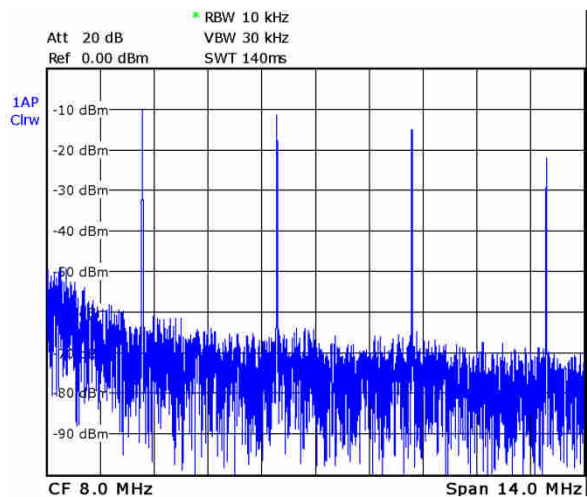


Obrázek 5.35 Výstupní spektrum pro třídu A bez filtru na frekvenci 7 MHz.

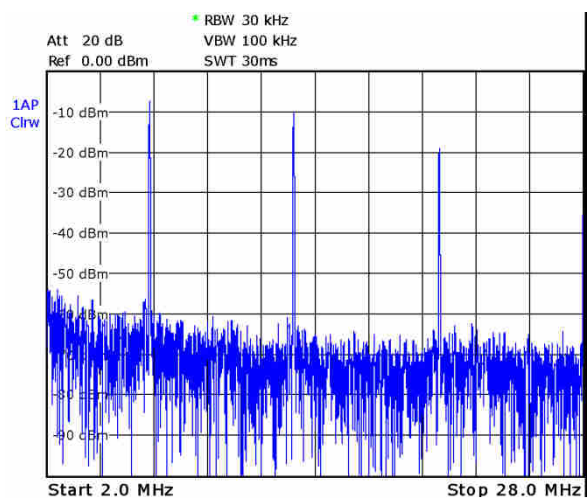


Obrázek 5.36 Výstupní spektrum pro třídu A bez filtru na frekvenci 14 MHz.

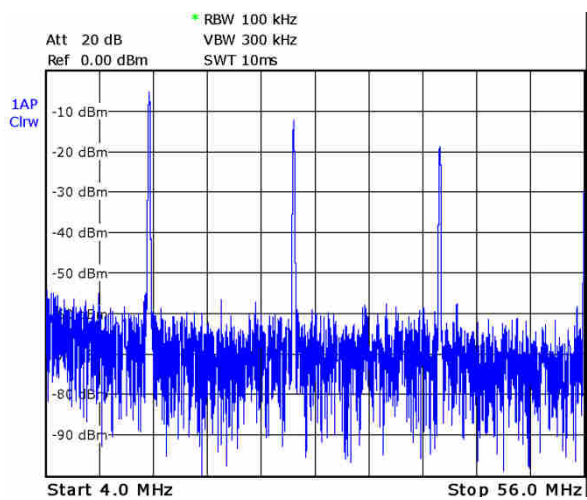




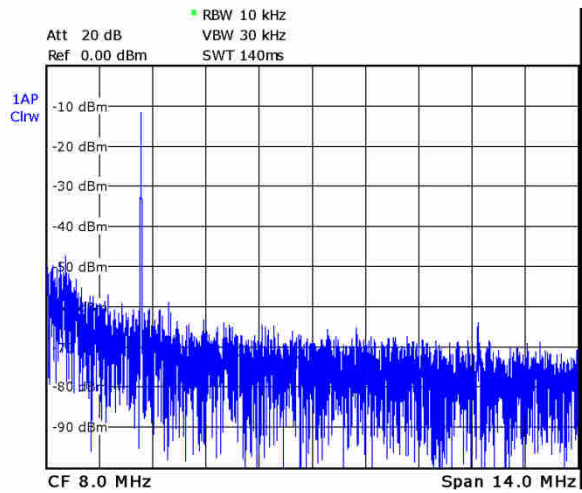
Obrázek 5.37 Výstupní spektrum pro třídu C bez filtru na frekvenci 3,5 MHz.



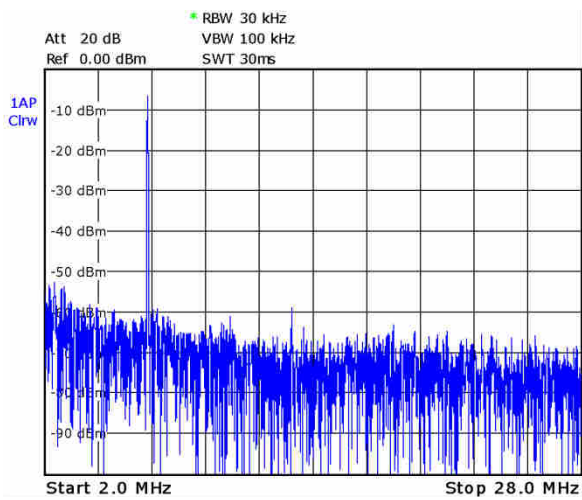
Obrázek 5.38 Výstupní spektrum pro třídu C bez filtru na frekvenci 7 MHz.



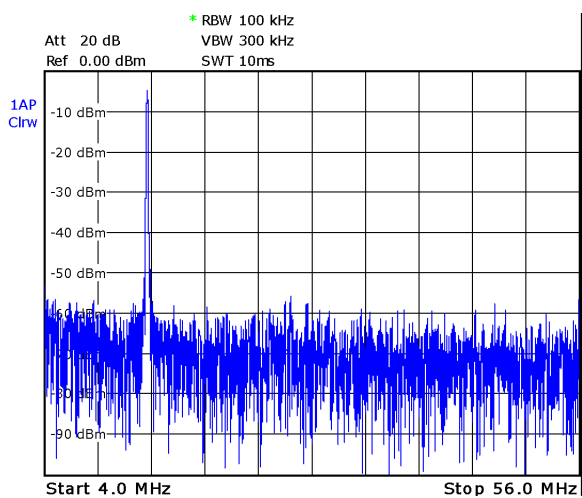
Obrázek 5.39 Výstupní spektrum pro třídu C bez filtru na frekvenci 14 MHz.



Obrázek 5.40 Výstupní spektrum pro třídu C s oběma filtry na frekvenci 3,5 MHz.



Obrázek 5.41 Výstupní spektrum pro třídu C s oběma filtry na frekvenci 7 MHz.



Obrázek 5.42 Výstupní spektrum pro třídu C s oběma filtry na frekvenci 14 MHz.

# 6 PODKLADY PRO LABORATORNÍ ÚLOHU

## 6.1 Cíle úlohy

Cílem této laboratorní úlohy je seznámit studenty především s vlivem pracovní třídy zesilovače na jeho účinnost. V této úloze je také možné si prakticky vyzkoušet tvorbu amplitudově modulovaného signálu přímo ve výkonovém zesilovači pomocí amplitudové kolektorové modulace.

## 6.2 Zadání

1. Změřte výstupní výkon zesilovače na kmitočtech 3,5 MHz, 7 MHz a 14 MHz pro všechny pracovní třídy A, B, C. Měřením spotřeby 28 V napájecího napětí vypočítejte pro všechny pracovní třídy a kmitočty účinnost zesilovače.
2. Nastavte zesilovač do třídy C a zakreslete výstupní průběhy zesilovače (pro stejné kmitočty jako v předchozím bodě) pro nevyfiltrovaný výstupní signál a pro signál filtrovaný dolní propustí s eliptickou aproximací.
3. Vygenerujte pomocí zesilovače (opět pro stejné kmitočty) AM signál s hloubkou modulace 50 % a 90 %. Na osciloskopu zobrazte modulační obálku AM signálu a zakreslete ji. Lichoběžníkovou metodou určete výstupní výkon zesilovače pro hloubku modulace 50 a 90 %.
4. V závěru srovnajte naměřené účinnosti s teoretickými hodnotami.

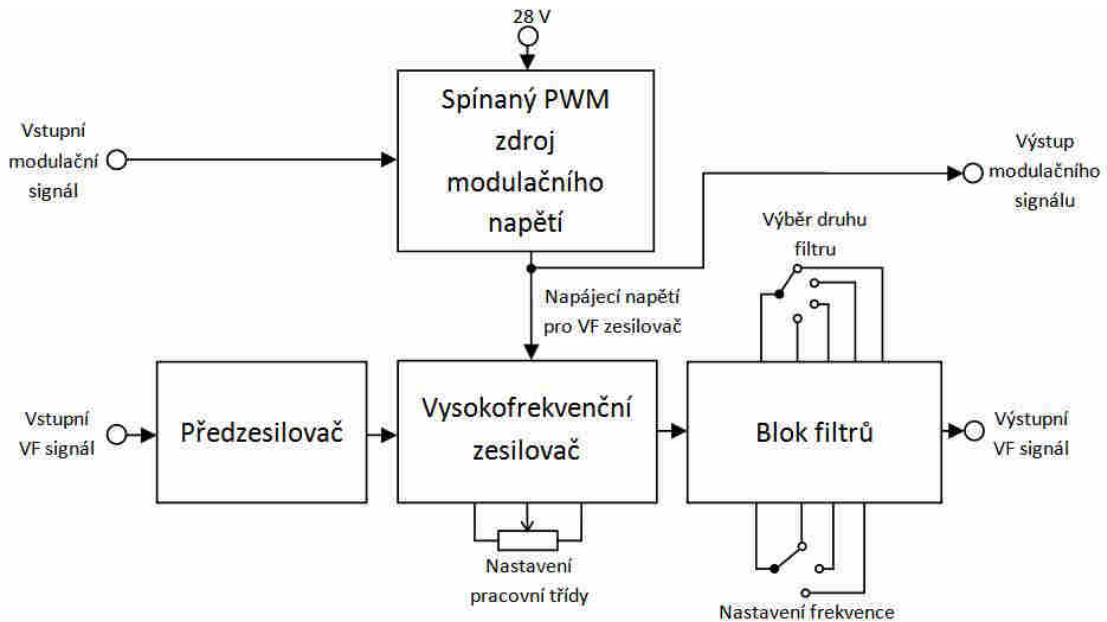
## 6.3 Pokyny k měření

Upozornění: Během měření neodpojujte výstupní 50  $\Omega$  zátěž. Při změně parametrů frekvence nosné vlny na generátoru i při přepínání filtrů VF zesilovače vypínejte generátor. Na generátoru i na zesilovači mějte nastavenou stejnou pracovní frekvenci. V popisovaných případech by mohl výkonový zesilovač vysílat signál do nepřizpůsobené zátěže a mohlo by dojít k jeho poškození. Také nepřekračujte hodnotu vstupního napájecího napětí 12 V a 28 V.

Blokové schéma zesilovače se nachází na obr. 6.1. Tento zesilovač umožňuje nastavení pracovní třídy pomocí potenciometru a volbu filtrů, kterými lze výstupní signál filtrovat. Pracovní kmitočet, na kterém zesilovač pracuje, se volí přepínačem. Tímto přepínačem se v bloku filtrů vybírají filtry vhodné pro příslušné pásmo.

Zesilovač obsahuje dva vstupy. Jeden pro vysokofrekvenční signál a druhý pro modulační signál. Vstupní vysokofrekvenční předzesilovač má velké zesílení, proto stačí vstupní úroveň VF signálu řádově desítky až stovky mV<sub>RMS</sub>. Doporučené vstupní úrovně pro různé nastavení zesilovače naleznete v kapitole 6.4. Signál ze vstupu pro modulační signál je zesílen spínaným PWM měničem napětí, jehož výstup napájí

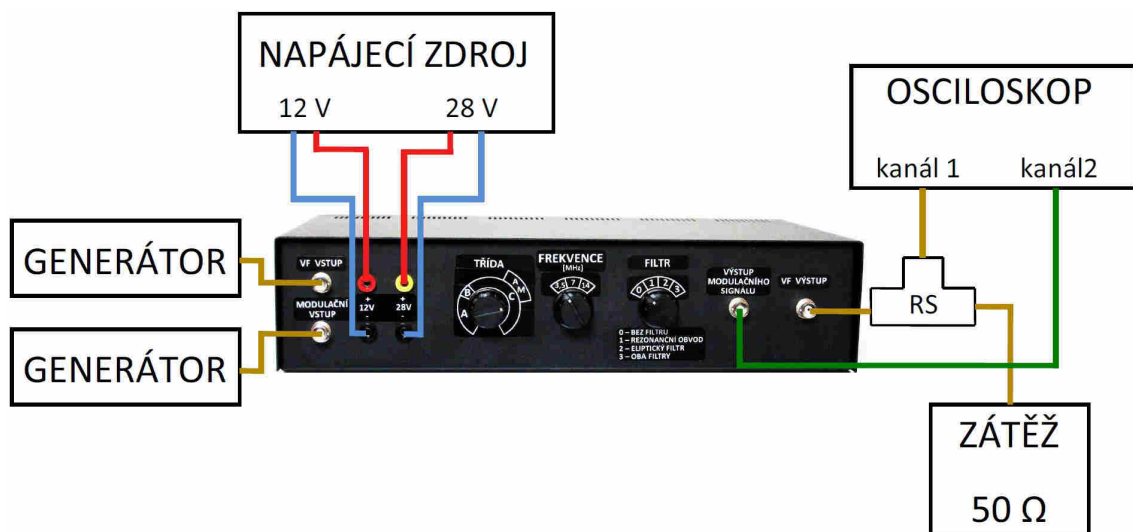
samotný VF zesilovač. Pro maximální rozkmit modulačního napětí 0 – 28 V je třeba na vstup modulačního napětí přivést signál o amplitudě 1 V. Vysokofrekvenční vstup má impedanci 50 Ω a vstup modulačního signálu je vysokoimpedanční.



Obrázek 6.1 Blokové schéma vysokofrekvenčního zesilovače.

Zesílený modulační signál (tedy přímo napětí, které napájí VF zesilovač) lze sledovat na výstupu modulačního signálu. Samotný VF zesilovač je tranzistorový zesilovač se společným emitorem. Účinnost spínaného modulačního zesilovače je cca 92 %. Tato hodnota může sloužit k výpočtu účinnosti samotného VF zesilovače. Vstupní svorky napájecího napětí 12 V slouží k napájení pomocných obvodů a předzesilovače. Napájecí napětí 28 V napájí pouze výkonový stupeň.

Zapojení laboratorní úlohy se nachází na obr. 6.2.



Obrázek 6.2 Blokové schéma zapojení úlohy. (RS – rozbočovač signálu)

Ad 1. Během tohoto měření mějte na přepínači FILTR nastavenou polohu 0. Potenciometrem TRÍDA na zesilovači nastavte měřenou třídu. Na generátoru nastavte požadovaný kmitočet. Výstupní napětí na generátoru nastavte dle tabulky 6.1. Hodnoty v tabulce jsou orientační, přesnou hodnotu je potřeba doladit. Pro třídu A a B doladíte výstupní napětí na generátoru a třídu zesilovače tak, aby výstupní napětí zesilovače ještě nebylo ořezané, ale aby mělo výstupní napětí co největší rozkmit. U třídy B kontrolujte na osciloskopu, zda je poloviční úhel otevření 90 °. Pro třídu C mějte potenciometr otočený maximálně doprava a nastavujte pouze výstupní napětí generátoru. Výstupní výkon zesilovače je možné určit pomocí automatického měření napětí osciloskopem a následným výpočtem výkonu z tohoto napětí a z hodnoty výstupní zátěže 50 Ω. Příkon zesilovače měřte pouze na 28 V napájecím napětí. Měření proveďte pro všechny třídy a kmitočty.

Ad 2. Otočte potenciometr TRÍDA maximálně doprava. K nastavení výstupního napětí generátoru používejte opět hodnoty z tabulky 6.1. Přesnou úroveň výstupního napětí generátoru doladíte obdobně jako v předchozím bodě. Na generátoru i na zesilovači (přepínač FREKVENCE) musí být nastaven stejný kmitočet. Zakreslete průběhy na zátěži pro přepínač FILTR nastavený do polohy 0 (bez filtru) a 2 (eliptický filtr). Měření proveďte pro všechny kmitočty. Před každou změnou kmitočtu vypněte generátor.

Ad 3. Pro generování nezkresleného AM signálu je potřeba nastavit zesilovač do třídy C. Přesnou polohu pracovního bodu a úroveň vstupního vysokofrekvenčního signálu je třeba doladit pro viditelně nejmenší zkreslení signálu. Přibližný rozsah nastavení potenciometru TRÍDA pro toto měření je označen AM. Na výstupu zesilovače zařaďte alespoň rezonanční obvod, nejlépe však oba filtry současně. Na generátoru i na zesilovači mějte nastavený stejný pracovní kmitočet. Vstupní modulační signál by měl mít pro 50 % hloubku modulace rozkmit cca 1 V špička – špička. Pro 90 % hloubku modulace je potřebný rozkmit cca 1,8 V špička – špička.

## 6.4 Doporučené nastavení úrovně vstupního VF signálu

V tabulce 6.1 jsou uvedeny doporučené úrovně vstupního vysokofrekvenčního signálu v  $mV_{RMS}$  pro optimální vybudení zesilovače pro různá nastavení pracovních bodů a pracovních kmitočtů. Tato tabulka slouží pro urychlení nastavení, jelikož je potřeba s každou změnou nastavení zesilovače vstupní úroveň měnit. Uvedené hodnoty se mohou mírně lišit např. kvůli nepřesnosti nastavení pracovního bodu potenciometrem.

Tabulka 6.1 Doporučené nastavení úrovně vstupního VF signálu v  $mV_{RMS}$ .

Třída f [MHz]	A	B	C	C – pro amplitudovou modulaci
3,5	9,2	17,7	47,7	78,5
7	12,4	23,0	61,9	103,2
14	31,8	47,7	113,1	195,2

## 7 ZÁVĚR

V první kapitole této diplomové práce je popsána základní problematika vysokofrekvenčních zesilovačů. Ve druhé kapitole jsou zmíněny základy elektronických filtrů. Třetí kapitola se věnuje popisu analogových modulací a uvádí základní typy modulátorů generujících AM signál. Ve čtvrté kapitole je proveden návrh zapojení vysokofrekvenčního zesilovače podle zadání. Celkový návrh se skládá z předzesilovače, výkonového stupně a bloku filtrů. Výsledky měření se nacházejí v páté kapitole. V šesté kapitole je popsán návrh k tvorbě laboratorní úlohy s hotovým přípravkem.

Hotový předzesilovač zesiluje vstupní signál o nízké výkonové úrovni na vyšší úroveň potřebnou pro buzení výkonového stupně.

Blok výkonového stupně obsahuje výkonový zesilovač s implementovanou kolektorovou modulací. Modulační napětí pro VF zesilovač není přiváděno klasicky modulačním transformátorem zapojeným v sérii s napájecím napětím, ale je získáváno spínaným měničem řízeným PWM signálem. Také je možné ve VF zesilovači měnit plynule nastavení pracovního bodu výkonového tranzistoru potenciometrem. Třídy, které lze nastavit, jsou A, AB, B a C. Výstupní výkon navrženého zapojení by měl být dle zadání kolem 20 W. Střední výkon navrženého zesilovače je ideálně se zanedbáním ztrát a se 100 % hloubkou modulace 11,76 W, což je méně, než vyžaduje zadání. PEP výkon by však měl ideálně dosahovat 31,36 W. Menší výkon byl zvolen především kvůli vysoké ceně výkonnějších vysokofrekvenčních tranzistorů. Další důvod byl ten, že dostupné výkonnější tranzistory měly nižší zisk než vybraný tranzistor MRF426, takže by byla potřeba k buzení výkonového stupně vyšší vstupní výkon a tím pádem i mírně složitější zapojení. Jelikož byly navržené výkony počítány se zanedbáním vlastností některých reálných prvků, skutečný výkon zkonstruovaného zesilovače je při různém nastavení o 20 až 35% menší než teoretický. Změřená účinnost zesilovače je poměrně dobrá.

Blok filtrů má za úkol odstranit vyšší harmonické vzniklé nelineárním zkreslením ve výkonovém zesilovači. Navržený blok výstupních filtrů obsahuje rezonanční obvody a eliptické filtry k filtraci výstupního signálu. Rezonanční obvody by také měly být v zapojení amplitudového kolektorového modulátoru pro jeho správnou funkci. Na filtraci harmonického zkreslení signálu se praktickým měřením zjistilo, že eliptické filtry filtrují lépe.

Celkové zkonstruované zapojení funguje poměrně dobře. Nedostatky zesilovače jsou především menší výkon, než jaký vyžadovalo zadání, a citlivost přístroje na nastavení pracovního bodu a na úroveň vstupního vysokofrekvenčního signálu při amplitudové kolektorové modulaci. Zesilovač však lze nastavit tak, že výstupní AM signál je i s větší hloubkou modulace poměrně kvalitní.

Zesilovač neobsahuje ochranu proti nepřizpůsobené zátěži, což může být nevýhoda při použití jako pomůcky v laboratorní úloze. Katalogový list použitého vysokofrekvenčního tranzistoru však uvádí, že vydrží poměr napětíových stojatých vln až 30:1.

# LITERATURA

- [1] ŽALUD, Václav. *Moderní radioelektronika*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2000. ISBN 80-860-5647-3.
- [2] VÁGNER, Petr. *Vysokofrekvenční technika*. Brno: Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2013.
- [3] DOSTÁL, Tomáš. *Analogové elektronické obvody*. Brno: Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2004.
- [4] BIOLEK, Dalibor, Karel HÁJEK a Antonín KRTIČKA. *Analogové elektronické obvody: Přednášky*. Brno: Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2007.
- [5] ALBULET, Mihai. *RF power amplifiers*. Atlanta: Noble, 2001. ISBN 18-849-3212-6.
- [6] KRAUSS, Herbert, Charles BOSTIAN a Frederick RAAB. *Solid State Radio Engineering*. New York: John Wiley & Sons, 1980. ISBN 0-471-03018-X.
- [7] HICKMAN, Ian. *Practical Radio-Frequency Handbook*. 3rd ed. Boston: Newnes, 2002. ISBN 07-506-5369-8.
- [8] DOSTÁL, Tomáš a Vladimír AXMAN. *Elektrické filtry*. Brno: Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky.
- [9] PROKEŠ, Aleš. *Rádiové přijímače a vysílače: přednášky*. Vyd. 1. Brno: Vysoké učení technické, 2002, 164 s. ISBN 80-214-2263-7.
- [10] BLAGOVEŠČENSKIJ, Michail a German UTKIN. *Rádioelektronické vysielacie zariadenia*. Bratislava: Alfa, 1989. ISBN 80-05-00130-4.
- [11] SMITH, Jack. *Modern communication circuits*. 2nd ed. Boston, Mass: WCB/McGraw-Hill, 1998. ISBN 00-705-9283-7.
- [12] CALDWELL, John. *Analog Pulse Width Modulation* [online]. Texas Instruments [cit. 2015-12-11]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ug/slau508/slau508.pdf>
- [13] Chapter 5: Bipolar Junction Transistors. *University of Colorado at Boulder* [online]. 2011 [cit. 2015-12-11]. Dostupné z: [http://ecee.colorado.edu/~bart/book/book/chapter5/ch5\\_4.htm](http://ecee.colorado.edu/~bart/book/book/chapter5/ch5_4.htm)

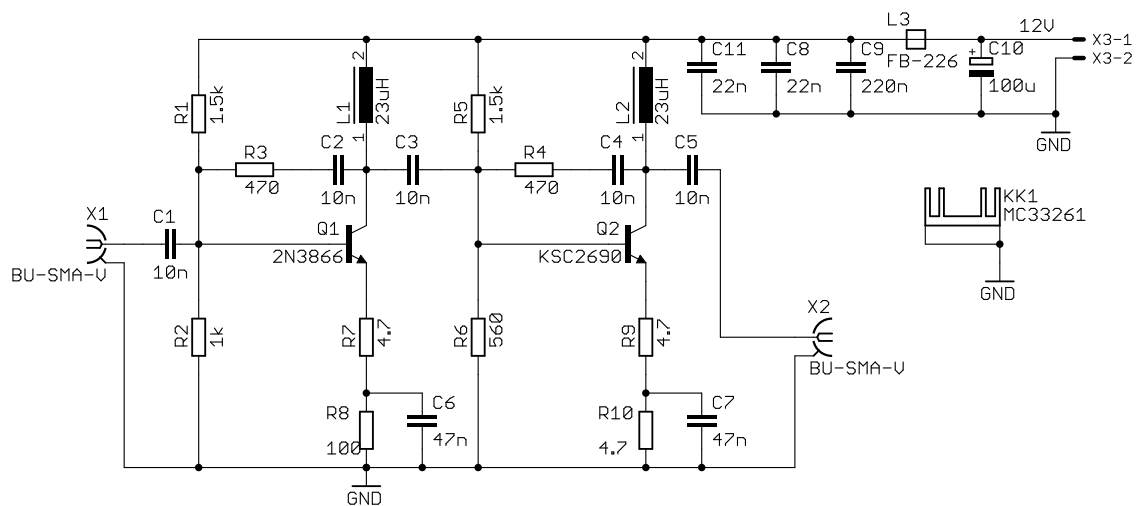
# SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

$A_U$ [-]	Napět'ové zesílení
$A_P$ [-]	Výkonové zesílení
$B$ [Hz]	Šířka pásma
$f$ [Hz]	Frekvence
$G$ [-]	Zisk zesilovače
$K_U$ [-]	Přenosová funkce napětí
$Q$ [-]	Činitel jakosti
$R_L$ [ $\Omega$ ]	Odpor zátěže
$\eta$ [%]	Účinnost
$\omega_0$ [rad/s]	Mezní kmitočet
AM	Amplitudová modulace
FM	Frekvenční modulace
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor (tranzistor řízený polem)
PEP	Peak Envelope Power (špičkový výkon obálky vysokofrekvenčního signálu)
PM	Fázová modulace
PWM	Pulzně-šířková modulace
RFC	Vysokofrekvenční tlumivka
VF	Vysokofrekvenční

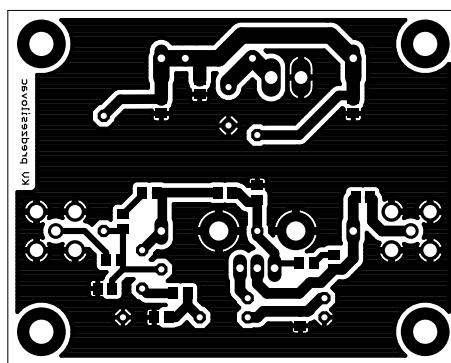


# A NÁVRH PŘEDZESILOVAČE

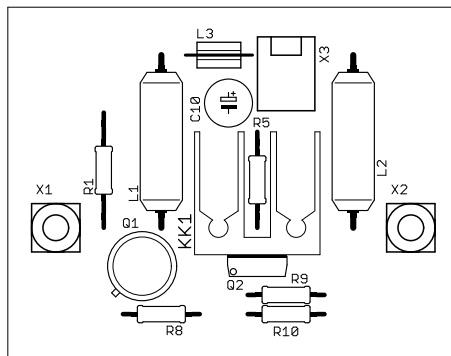
## A.1 Obvodové zapojení předzesilovače



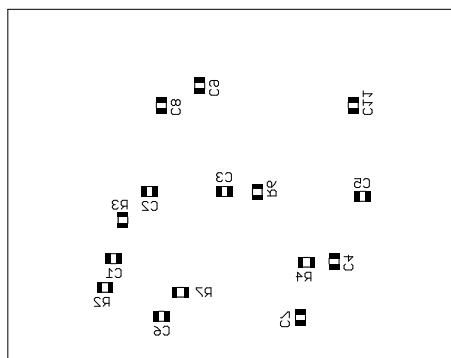
## A.2 Spodní strana DPS



### A.3 Osazovací výkres vrchní strany DPS



### A.4 Osazovací výkres spodní strany DPS

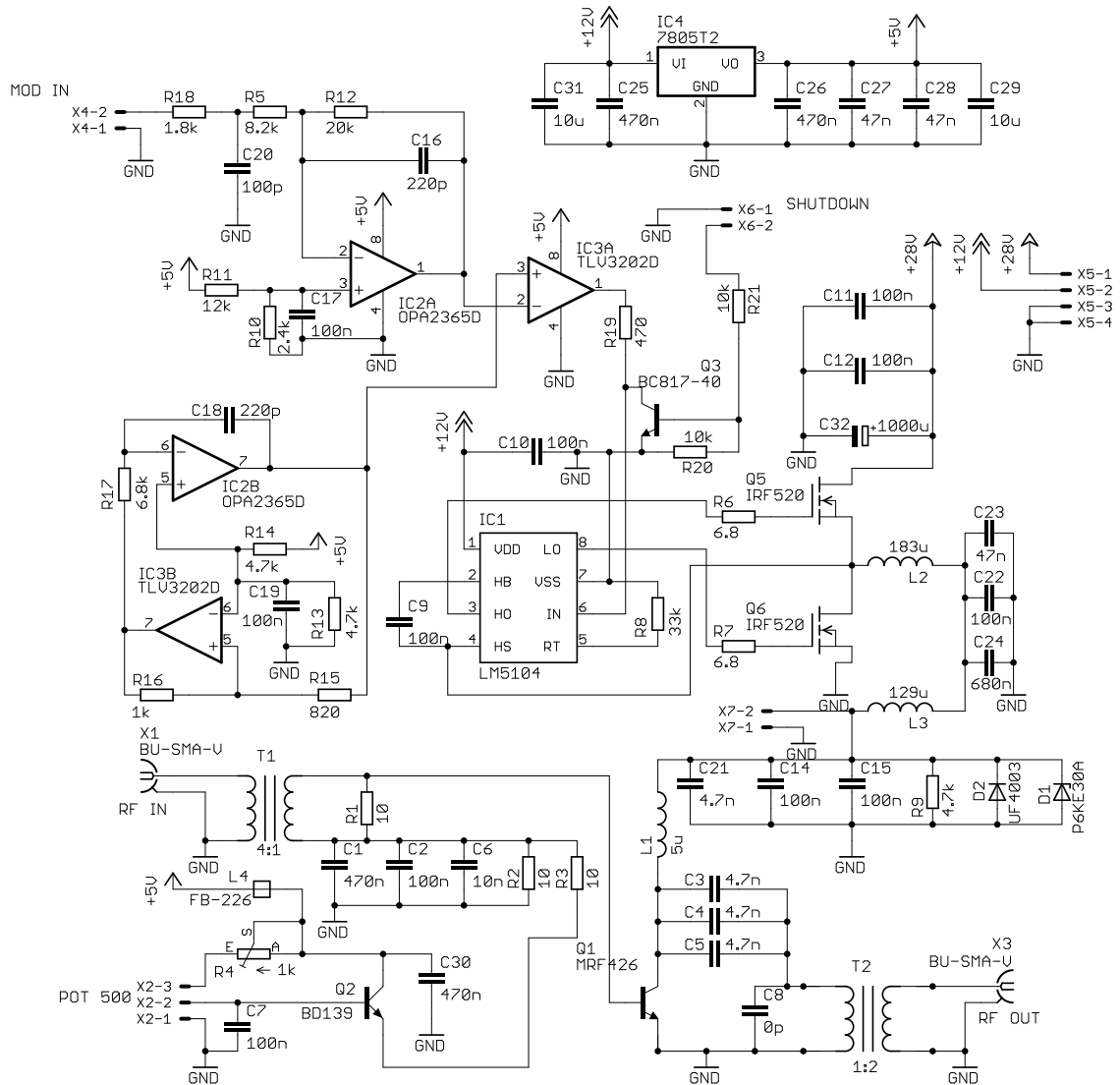


## A.5 Seznam součástek

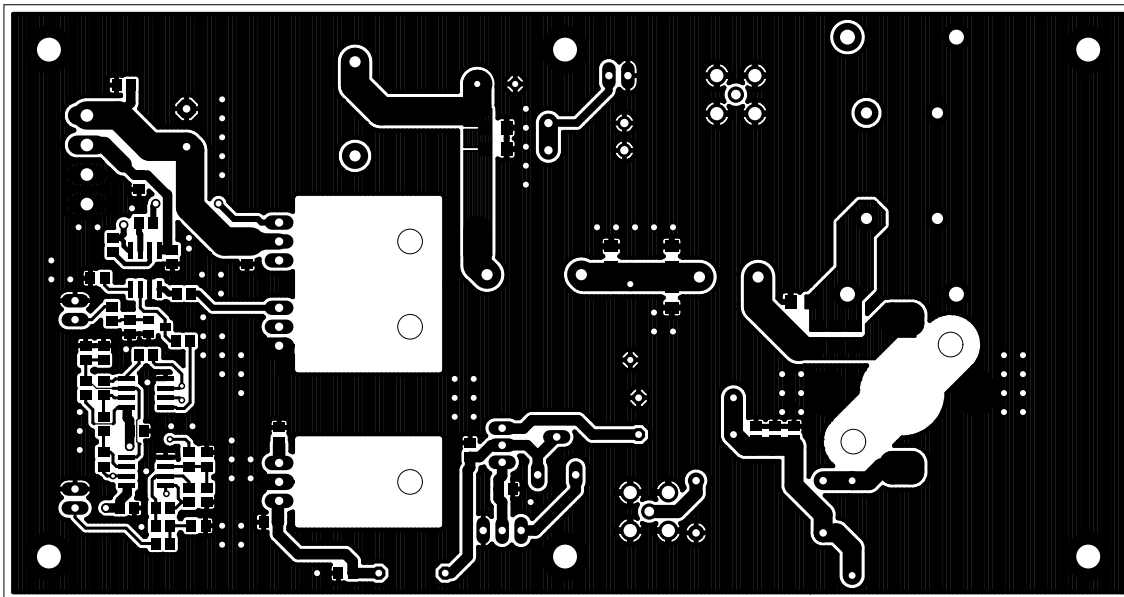
Součástka	Hodnota	Pouzdro	Popis
C1, C2, C3, C4, C5	10n	C-EUC0805	keramický kondenzátor
C10	100u	CPOL-EUE5-6	elektrolytický kondenzátor
C6, C7	47n	C-EUC0805	keramický kondenzátor
C8, C11	22n	C-EUC0805	keramický kondenzátor
C9	220n	C-EUC0805	keramický kondenzátor
KK1	MC33261		chladič
L1, L2	23uH	SUKW2-22	cívka
L3	1u	FB-226	feritová perla
Q1	2N3866	TO-39	tranzistor
Q2	KSC2690	TO-126	tranzistor
R1	1.5k	R-EU_0207/15	rezistor
R2	1k	R-EU_R0805	rezistor
R3, R4	470	R-EU_R0805	rezistor
R5	1.5k	R-EU_0207/12	rezistor
R6	560	R-EU_R0805	rezistor
R7	4.7	R-EU_R0805	rezistor
R8	100	R-EU_0207/10	rezistor
R9, R10	4.7	R-EU_0207/10	rezistor
X1, X2	SMA	BU-SMA-V	SMA konektor
X3		KK-156-2	konektor se zámkem

# B NÁVRH VÝKONOVÉHO STUPNĚ

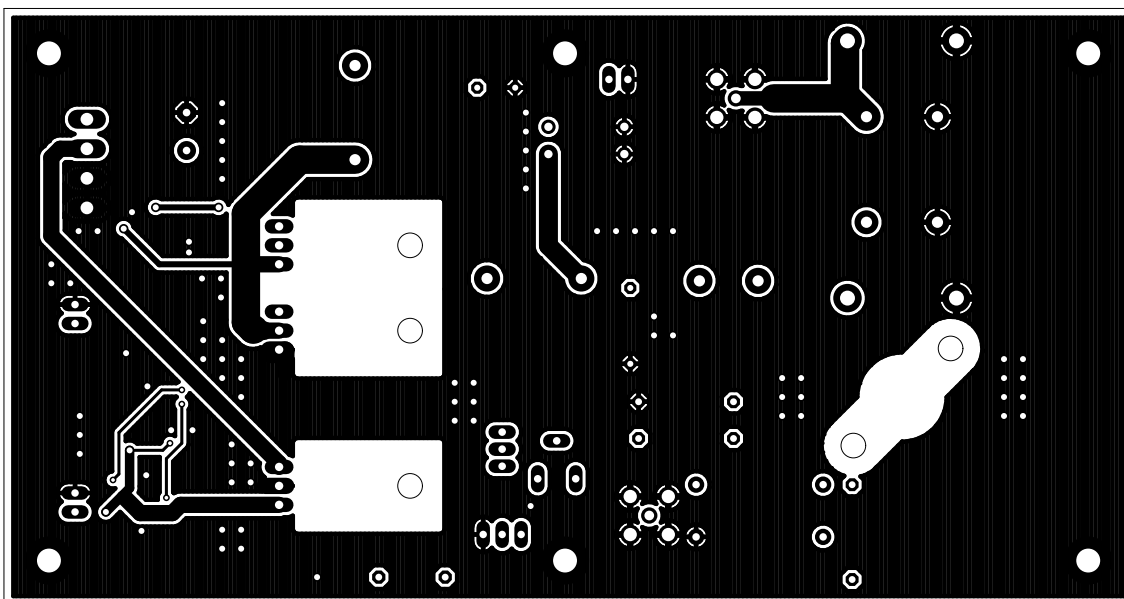
## B.1 Obvodové zapojení výkonového stupně



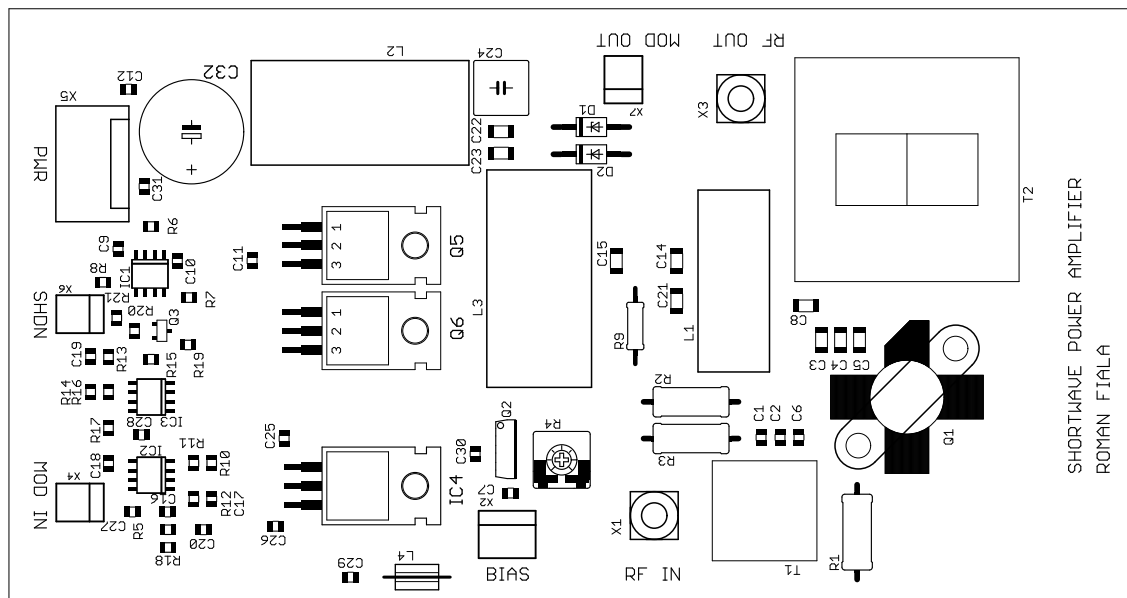
## B.2 Vrchní strana DPS



## B.3 Spodní strana DPS



## B.4 Osazovací výkres

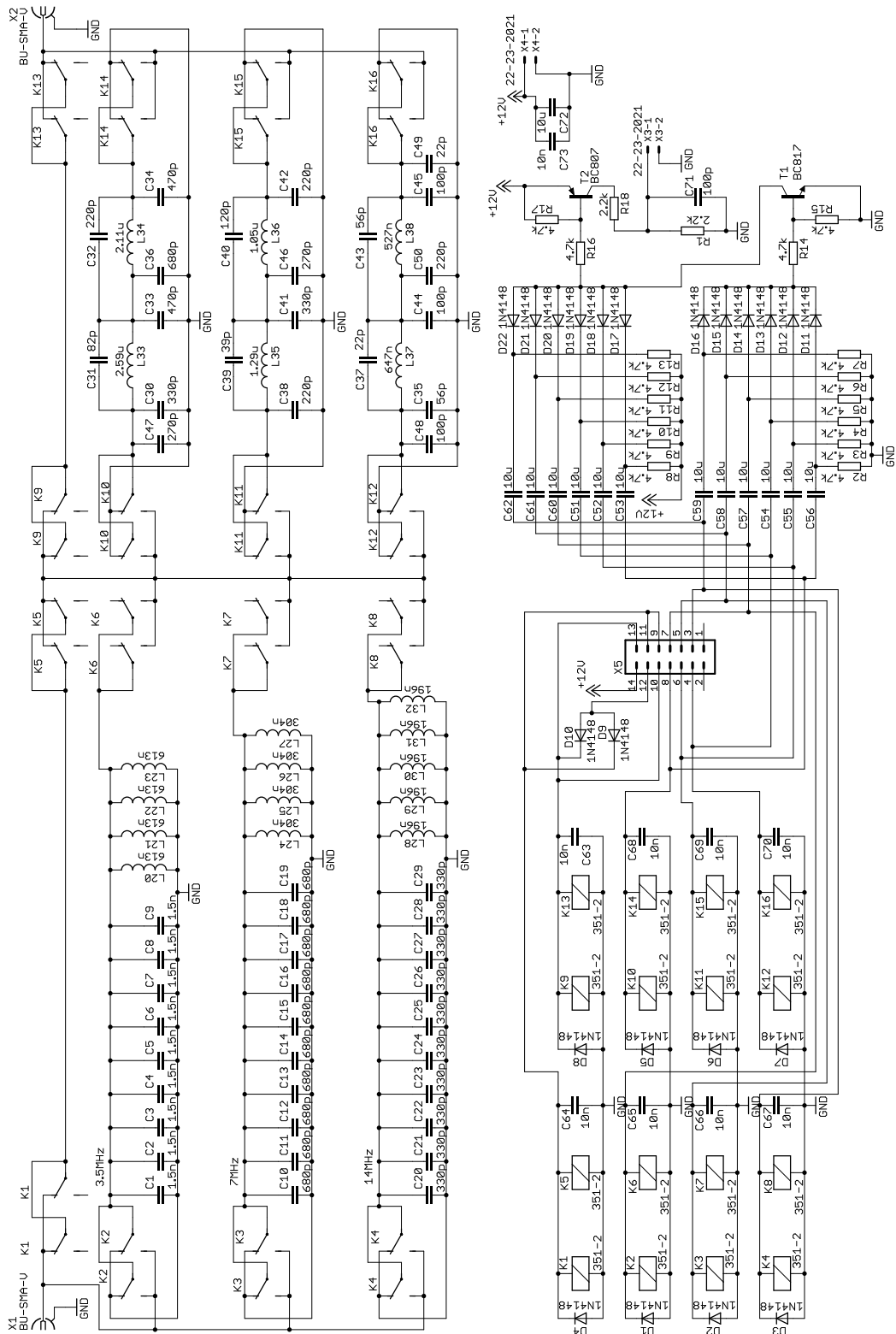


## B.5 Seznam součástek

Součástka	Hodnota	Pouzdro	Popis
C1, C25, C26, C30	470n	C-EUC0805	keramický kondenzátor
C14, C15, C22	100n	C-EUC1206	keramický kondenzátor
C16, C18	220p	C-EUC0805	keramický kondenzátor
C2, C7, C9, C10, C11, C12, C17, C19	100n	C-EUC0805	keramický kondenzátor
C20	100p	C-EUC0805	keramický kondenzátor
C23	47n	C-EUC1206	keramický kondenzátor
C24	680n	C-EU050-075X075	fóliový kondenzátor
C27, C28	47n	C-EUC0805	keramický kondenzátor
C29, C31	10u	C-EUC0805	keramický kondenzátor
C3, C4, C5, C21	4.7n	C-EUC1206	keramický kondenzátor
C32	1000u	CPOL-EUE5-13	elektrolytický kondenzátor
C6	10n	C-EUC0805	keramický kondenzátor
C8	0p	C-EUC1206	neosazovat
D1	P6KE30A	DO15	transil
D2	UF4003	DO-41	dioda
IC1	LM5104	SOIC-8	budič tranzistorů MOSFET
IC2	OPA2365D	SOIC-8	operační zesilovač
IC3	TLV3202D	SOIC-8	komparátor
IC4	7805T2	TO-220	stabilizátor
L1	5u	FT 82	cívka s feritovým jádrem
L2	183u	T 106	cívka s železoprachovým jádrem
L3	129u	T 106	cívka s železoprachovým jádrem
L4	1u	FB-226	feritová perla
Q1	MRF426	211-07	tranzistor
Q2	BD139	TO-126	tranzistor
Q3	BC817-40	SOT23	tranzistor
Q5, Q6	IRF520	TO-220	tranzistor
R1, R2, R3	10	R-EU_0411/12	rezistor
R10	2.4k	R-EU_R0805	rezistor
R11	12k	R-EU_R0805	rezistor
R12	20k	R-EU_R0805	rezistor
R13, R14	4.7k	R-EU_R0805	rezistor
R15	820	R-EU_R0805	rezistor
R16	1k	R-EU_R0805	rezistor
R17	6.8k	R-EU_R0805	rezistor
R18	1.8k	R-EU_R0805	rezistor
R19	470	R-EU_R0805	rezistor
R20, R21	10k	R-EU_R0805	rezistor
R4	1k	CA6V	odporový trimr
R5	8.2k	R-EU_R0805	rezistor
R6, R7	6.8	R-EU_R0805	rezistor
R8	33k	R-EU_R0805	rezistor
R9	4.7k	R-EU_0207/10	rezistor
T1	4:1	BN-XX-202	feritový transformátor
T2	1:2	6x FT 37	feritový transformátor
X1, X3	SMA	BU-SMA-V	SMA konektor
X2		22-23-2031	konektor MOLEX
X4, X6, X7		22-23-2021	konektor MOLEX
X5		KK-156-4	konektor se zámkem

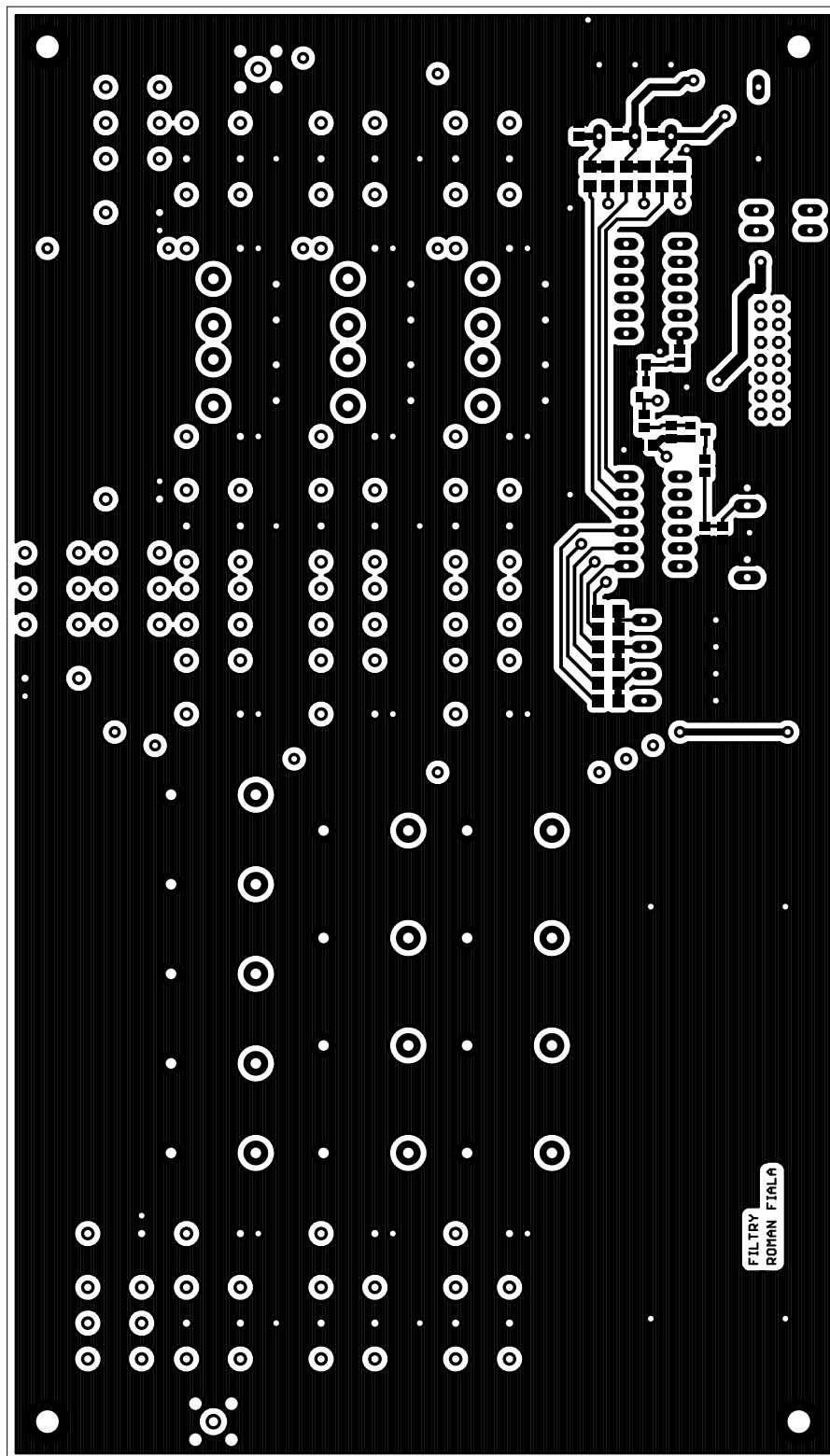
# C NÁVRH VÝSTUPNÍCH FILTRŮ

## C.1 Obvodové zapojení výstupních filtrů

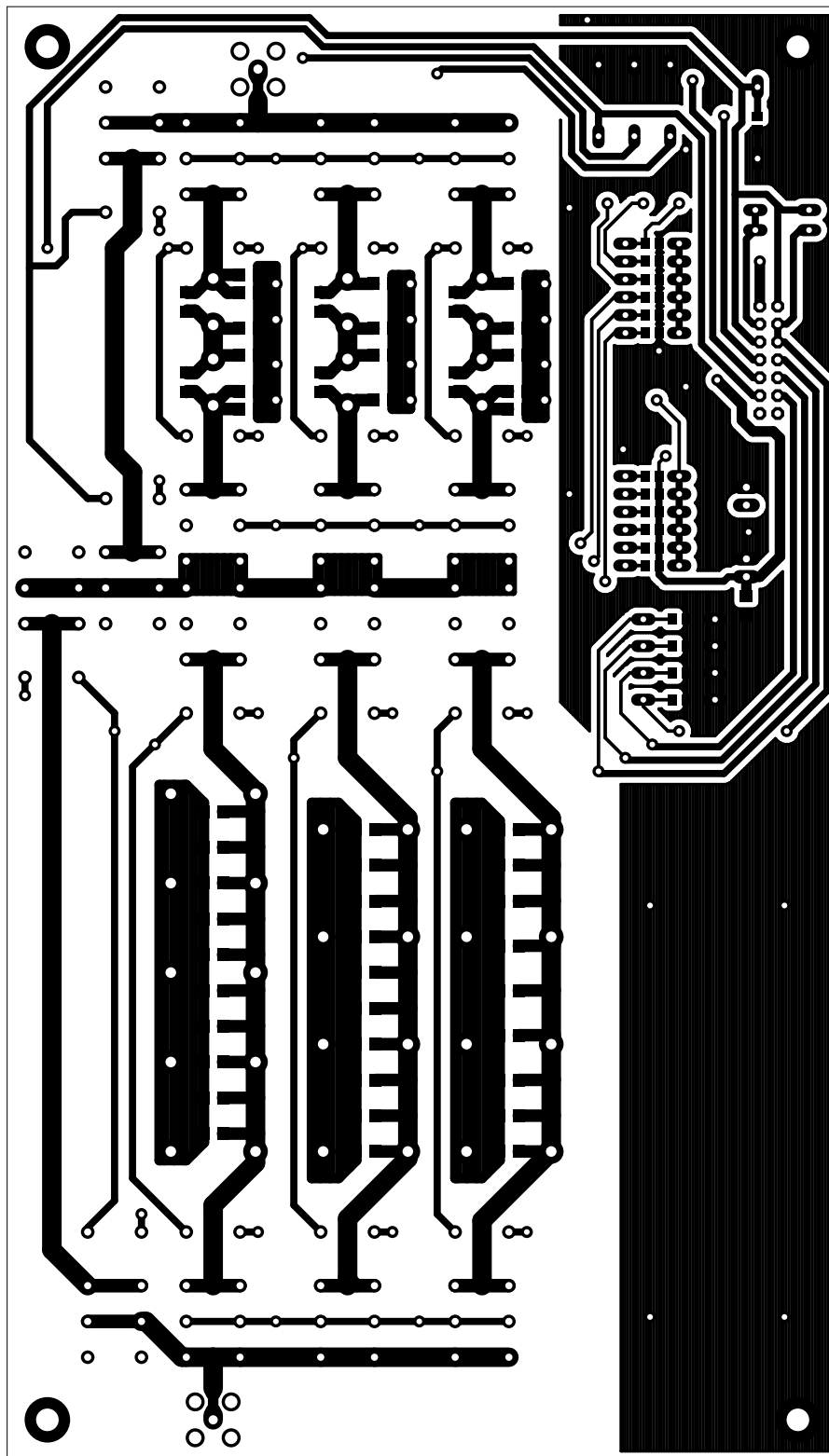




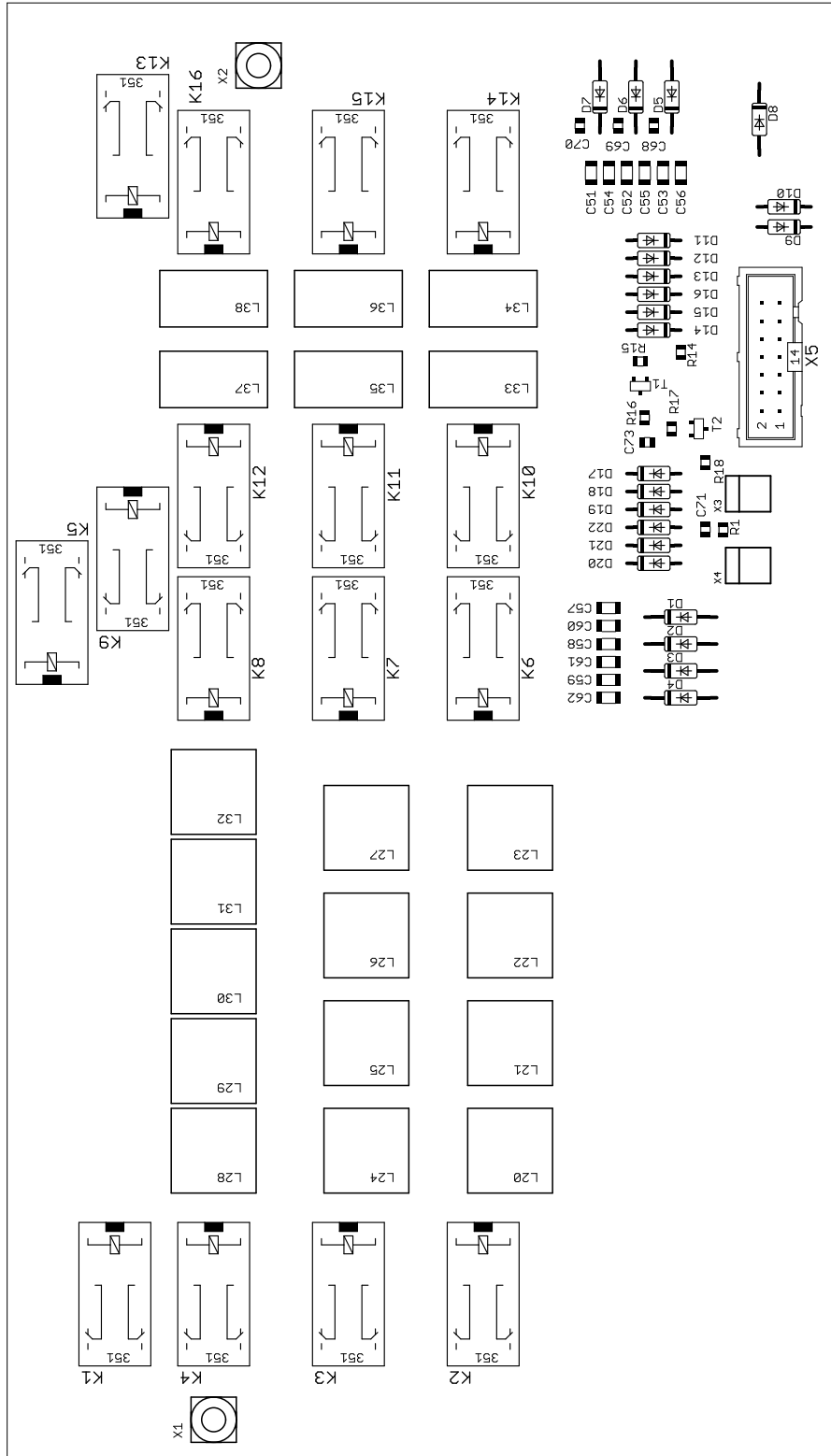
## C.2 Vrchní strana DPS



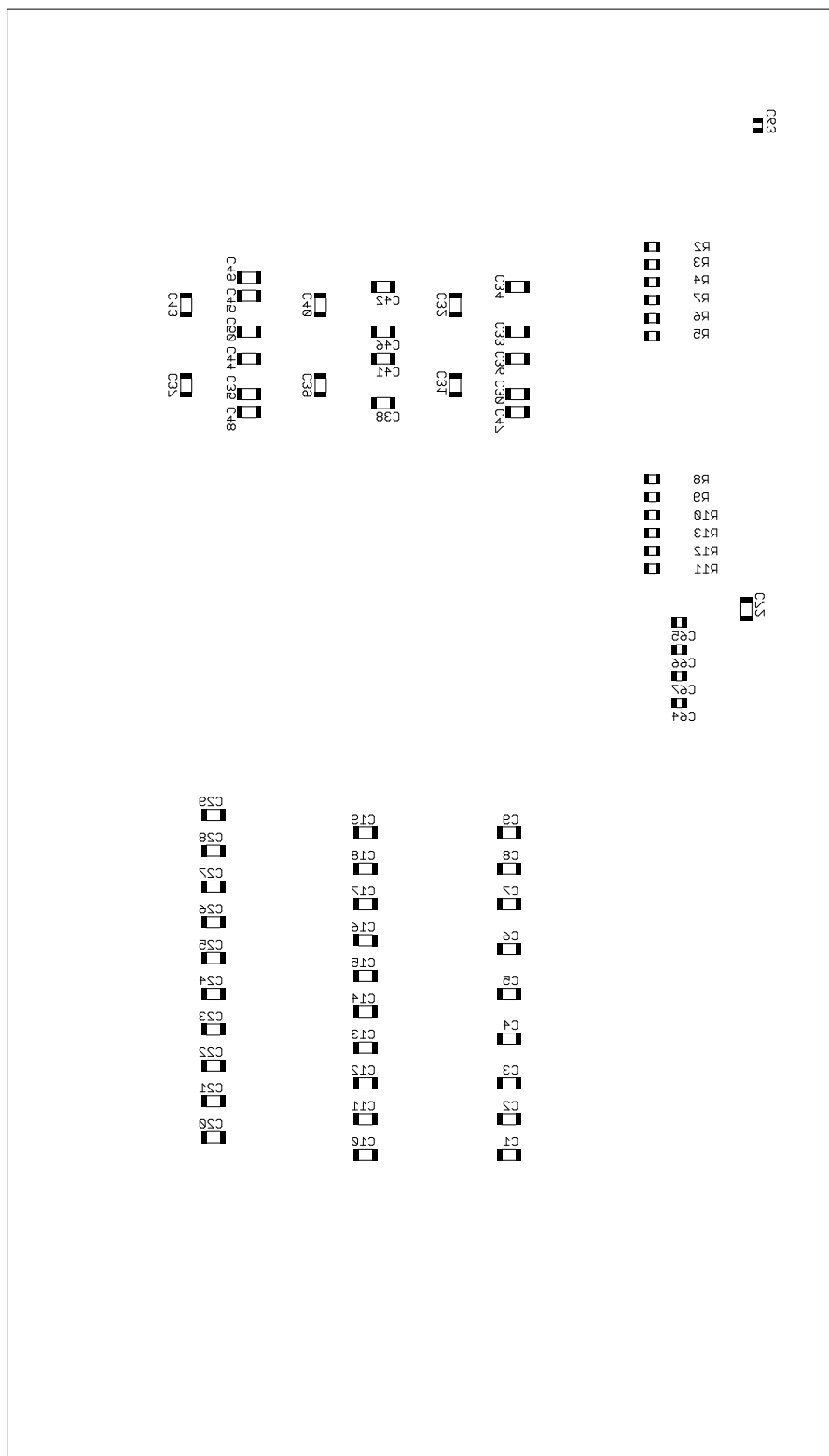
### C.3 Spodní strana DPS



## C.4 Osazovací výkres vrchní strany DPS



## C.5 Osazovací výkres spodní strany DPS



## C.6 Seznam součástek

Součástka	Hodnota	Pouzdro	Popis
C1, C2, C3, C4, C5, C6, C7, C8, C9	1.5n	C-EUC1206	keramický kondenzátor
C10, C11, C12, C13, C14, C15, C16, C17, C18, C19, C36	680p	C-EUC1206	keramický kondenzátor
C20, C21, C22, C23, C24, C25, C26, C27, C28, C29, C30, C41	330p	C-EUC1206	keramický kondenzátor
C31	82p	C-EUC1206	keramický kondenzátor
C32, C38, C42, C50	220p	C-EUC1206	keramický kondenzátor
C33, C34	470p	C-EUC1206	keramický kondenzátor
C35, C43	56p	C-EUC1206	keramický kondenzátor
C37, C49	22p	C-EUC1206	keramický kondenzátor
C39	39p	C-EUC1206	keramický kondenzátor
C40	120p	C-EUC1206	keramický kondenzátor
C44, C45, C48	100p	C-EUC1206	keramický kondenzátor
C46, C47	270p	C-EUC1206	keramický kondenzátor
C51, C52, C53, C54, C55, C56, C57, C58, C59, C60, C61, C62, C72	10u	C-EUC1206	keramický kondenzátor
C63, C64, C65, C66, C67, C68, C69, C70, C73	10n	C-EUC0805	keramický kondenzátor
C71	100p	C-EUC0805	keramický kondenzátor
D1, D2, D3, D4, D5, D6, D7, D8, D9, D10, D11, D12, D13, D14, D15, D16, D17, D18, D19, D20, D21, D22	1N4148	DO35	dioda
K1, K2, K3, K4, K5, K6, K7, K8, K9, K10, K11, K12, K13, K14, K15, K16	RSM822	351-2	relé
L20, L21, L22, L23	613n	12x12mm	vzduchová cívka
L24, L25, L26, L27	304n	12x12mm	vzduchová cívka
L28, L29, L30, L31, L32	196n	12x12mm	vzduchová cívka
L33	2.59u	FT 50A	cívka s feritovým jádrem
L34	2.11u	FT 50A	cívka s feritovým jádrem
L35	1.29u	FT 50A	cívka s feritovým jádrem
L36	1.05u	FT 50A	cívka s feritovým jádrem
L37	647n	FT 50A	cívka s feritovým jádrem
L38	527n	FT 50A	cívka s feritovým jádrem
R1, R18	2.2k	R-EU_R0805	rezistor
R2, R3, R4, R5, R6, R7, R8, R9, R10, R11, R12, R13, R14, R15, R16, R17	4.7k	R-EU_R0805	rezistor
T1	BC817	SOT23	tranzistor
T2	BC807	SOT23	tranzistor
X1, X2	SMA	BU-SMA-V	SMA konektor
X3, X4	22-23-2021	22-23-2021	konektor MOLEX
X5		ML14	konektor

## D FOTODOKUMENTACE

### D.1 Přední panel zesilovače



### D.2 Vnitřní uspořádání zesilovače v krabici

