

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ

Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací

Studijní program: P2612 / Elektrotechnika a informatika

Studijní obor: 2612V015 / Elektronika

**VÝKONOVÉ VF ZESILOVAČE PRO
NESTANDARDNÍ KMITOČTOVÁ PÁSMA**
RF power amplifiers for non-standard frequency bands

Ing. Tomáš Kavalír

Školitel: Doc. Ing. Jiří Masopust, CSc.

Počet stran: 139

Počet příloh: 7

ZČU, Plzeň, 2015

Anotace

Práce si klade za cíl seznámit odbornou komunitu s moderními přístupy řešení z oblasti výkonové radiotechniky, výkonových vysokofrekvenčních zesilovačů a podpůrných obvodů pro tuto oblast. Tato disertační práce se zabývá výzkumem, návrhovými metodami a praktickým ověřením dosažitelných parametrů na prototypch a funkčních vzorcích výkonových vysokofrekvenčních zesilovačů. Tyto zesilovače jsou většinou zaměřeny pro tzv. nestandardní kmitočtová pásma (úseky) v oblasti krátkých a velmi krátkých vln, která zpravidla nejsou z hlediska komerčního využití příliš zajímavá. Ze stejného důvodu existuje i výrazně menší množství odborných publikací, které se danou problematikou vážně zabývají, protože vzhledem k povaze využití těchto pásem není zaručeno masové uplatnění výsledků a následný zásadní komerční úspěch.

Abstract

This work informs the professional community with modern solutions of the power radio engineering, power amplifiers and support circuits for this area. This dissertation deals with research in power radiotechnics area for non-standard frequency bands. This non-standard radio bands are not in terms of commercial use of overly interesting. For this same reason, there is a significantly smaller number of professional publications that deal with this subject seriously, because the nature of use of these bands is not guaranteed by the mass application of the results and with high commercial success.

Klíčová slova

Výkonové lineární zesilovače, výkonové elektronky, anodové obvody, nestandardní kmitočtová pásma, zesilovače pro pásma KV a VKV, LDMOS prvky, tranzistorové zesilovače, aplikace Doherty designu, metody zvyšování účinnosti

Key words

Power linear amplifiers, power elektron tubes, anode circuits, non-standard frequency bands, amplifiers for HF and VHF bands, LDMOS transistors, transistor amplifiers, Doherty design, methods for improving of efficiency

Bibliografická citace

KAVALÍR, T. *Výkonové VF zesilovače pro nestandardní kmitočtová pásma*. Disertační práce. Plzeň: FEL ZČU v Plzni, 2015. 139 stran, 7 příloh.

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem seznámen s tím, že na mou disertační práci se plně vztahuje zákon č. 121/2000 Sb. o právu autorském, zejména § 60 - školní dílo. Beru na vědomí, že Západočeská univerzita v Plzni (ZČU) nezasahuje do mých autorských práv užitím mé disertační práce pro vnitřní potřebu ZČU. Užiji-li disertační práci nebo poskytnu-li licenci k jejímu využití, jsem si vědom povinnosti informovat o této skutečnosti ZČU. V tomto případě má ZČU právo ode mne požadovat úhradu nákladů, které vynaložila na vytvoření díla, až do jejich skutečné výše.

Disertační práci jsem vypracoval samostatně s použitím uvedené literatury a na základě konzultací se školitelem disertační práce a ostatními odborníky v oboru.

V Plzni, 20. 3. 2015

.....

Práce je řešena postupně, kdy jednotlivé kroky na sebe plynule navazují. Pokud čtenář některou část práce považuje za okrajovou, nechť ji přeskóčí. Její vypuštění z textu by však znamenalo mezeru v tematické struktuře řešeného problému.

Předkládaná práce byla podpořena z finančních prostředků Grantové agentury České republiky č. 102/09/0455 s názvem „Energeticky úsporná platforma pro experimentální výzkum na bázi pikosatelitů“ a zároveň z prostředků SGS 2010 – 037 a SGS 2012.

Obsah

SEZNAM ZKRATEK:	7
SEZNAM SYMBOLŮ:	8
SEZNAM OBRÁZKŮ:	9
SEZNAM TABULEK:	12
CÍLE DISERTAČNÍ PRÁCE	13
SOUČASNÝ STAV ŘEŠENÉHO PROBLÉMU	14
ÚVOD	15
1. VÝKONOVÉ VYSOKOFREKVENČNÍ ZESILOVAČE OSAZENÉ VAKUOVÝMI ELEKTRONKAMI	16
1.1. TEORETICKÝ ROZBOR PRACOVNÍ TRÍDY A DOSAŽITELNÉ ÚČINNOSTI.....	18
1.2. STANOVENÍ ÚČINNOSTI ELEKTRONKOVÉHO ZESILOVAČE	22
1.3. ANODOVÉ OBVODY	23
1.4. ANODOVÉ OBVODY VHODNÉ PRO OBLAST VKV - ÚVOD Z TEORIE VEDENÍ	24
1.5. ANODOVÉ OBVODY PRO ÚZKOPÁSMOVÉ ZESILOVAČE	28
1.5.1. <i>Anodový obvod s rezonátorem délky $\lambda/4$</i>	28
1.5.2. <i>Anodový obvod s rezonátorem délky $\lambda/2$</i>	31
1.5.3. <i>Experimentální anodový obvod s cívkovým rezonátorem</i>	33
1.6. PRAKTICKÁ REALIZACE ÚZKOPÁSMOVÉHO EXPERIMENTÁLNÍHO ZESILOVAČE PRO 144 MHz OSAZENÉHO ELEKTRONKOU GS35B	37
1.6.1. <i>Chlazení zesilovače</i>	39
1.6.2. <i>Mechanická konstrukce anodového boxu</i>	41
1.6.3. <i>Výsledky měření na výkonové zesilovači pro 144 MHz</i>	44
1.7. TEORETICKÝ ROZBOR ANODOVÝCH OBVODŮ VHODNÝCH PRO ŠIROKOPÁSMOVÉ KV ZESILOVAČE	48
1.8. PRAKTICKÁ REALIZACE ŠIROKOPÁSMOVÉHO ZESILOVAČE PRO 1-30 MHz O VÝSTUPNÍM VÝKONU 3 kW	54
1.8.1. <i>Zdroj předpětí pro první mřížku G1:</i>	56

1.8.2.	<i>Zdroj předpětí pro druhou mřížku G2:</i>	57
1.8.3.	<i>Ovládací jednotka a deska ochran:</i>	58
1.8.4.	<i>Výsledky měření na výkonovém zesilovači pro KV osazeného GU78b:</i>	60
2.	TRANZISTOROVÉ VÝKONOVÉ ZESILOVAČE	62
2.1.1.	<i>Bipolární tranzistory</i>	62
2.1.2.	<i>Unipolární tranzistory</i>	63
2.1.3.	<i>LDMOS tranzistory</i>	64
2.2.	TRANZISTOROVÉ VÝKONOVÉ ZESILOVAČE OSAZENÉ LDMOS	65
2.2.1.	<i>Chlazení tranzistorovým zesilovačů osazených prvky LDMOS</i>	65
2.2.2.	<i>Stanovení spolehlivosti tranzistorového zesilovače</i>	68
2.2.3.	<i>Orientační výpočet MTTF pro případ LDMOS tranzistoru BLF188</i>	68
2.2.4.	<i>Prizpůsobovací a transformační vstupně-výstupní obvody</i>	69
2.2.5.	<i>Přibližné stanovení vstupní – výstupní impedance analytickým výpočtem</i>	71
2.3.	32 V LDMOS ZESILOVAČ PRO 144 MHz S MIKROPÁSKOVÝMI VEDENÍMI	75
2.3.1.	<i>Měření na LDMOS zesilovači pro 144 MHz s mikropáskovými vedeními</i>	81
2.4.	LDMOS EXPERIMENTÁLNÍ 50 V ZESILOVAČ PRO 144 MHz S ŠIROKOPÁSMOVÝM TRANSFORMÁTOREM	86
2.4.1.	<i>Měření na 50 V LDMOS zesilovači pro 144 MHz s BLF 278</i>	90
2.5.	LDMOS EXPERIMENTÁLNÍ 32 V ZESILOVAČ SE ZVÝŠENOU ÚČINNOSTÍ PRO 144 MHz – APLIKACE DOHERTY	94
2.5.1.	<i>Měření na experimentální Doherty zesilovači pro 144 MHz s BLF 368</i>	99
2.6.	EXPERIMENTÁLNÍ TRANZISTOROVÝ ZESILOVAČ PRO PÁSMO 1 – 50 MHz	102
2.6.1.	<i>Měření na experimentálním širokopásmovém zesilovači pro 1 – 50 MHz</i>	109
	ZÁVĚR	112
	SHRNUTÍ	122
	RESUMÉ	122
	POUŽITÁ LITERATURA	123
	SEZNAM PŘÍLOH	125
	PŘÍLOHY	126
	PUBLIKAČNÍ ČINNOST	135

Seznam zkratek:

- CDMA...Code Division Multiple Access
- CW...Continuous Wave
- DAB...Digital Audio Broadcasting
- DVB-T...Digital Video Broadcasting – Terrestria
- EM...ElectroMagnetic
- ESR...Equivalent Series Resistance
- FM...Frequency Modulation
- GSM...Groupe Spécial Mobile
- HAREC...Harmonised Amateur Radio Examination Certificate
- HF...High Frequency
- IMD...Inter-Modulation Distortion
- KV...Krátké Vlny
- LDMOS...Laterally Diffused Metal Oxide Semiconductor
- LED...Light Emitting Diode
- MTBF...Mean Time Between Failures
- MTBF...Mean Time Between Failures
- OFDM...Orthogonal Frequency Division Multiplexing
- OTH...Over The Horizon
- PEP...Peak Envelope Power
- RF...Radio Frequency
- PSV...Poměr Stojatých Vln
- PTT...Push To Talk
- RBW...Resolution Band Width
- RX...Receiver
- SOA...Safety Operating Area
- SPICE...Simulation Program With Integrated Circuit Emphasis
- SSB...Single SideBand
- SWR...Standing Wave Ratio
- THD...Total Harmonic Distortion
- TV...TeleVision
- TX... Transmitter
- UHF...Ultra High Frequency
- UKV...Ultra Krátké Vlny
- VF...Vysoké Frekvence
- VKV...Velmi Krátké Vlny
- WIMAX...Worldwide Interoperability for Microwave Access
- WLAN...Wireless Local Area Network

Seznam symbolů:

- S_0 ...strmost převodní charakteristiky
- Φ ...úhel otevření elektronky
- α ...koeficienty rozkladu
- Q_p ...pracovní činitel kvality Q
- Q_n ...nezatížený činitel kvality Q
- R_d ...dynamická impedance elektronky
- ξ ...činitel využití anodového napětí
- U_{a0} ...anodové napětí na prázdko
- I_{amax} ...maximální hodnota anodového proudu
- X_a ...kapacitní reaktance
- η_c ...celková účinnost zesilovače
- P_p ...stejnoseměrný příkon zesilovače
- P_u ...výstupní výkon první harmonické
- η_{rez} ...účinnost přenosu anodovým obvodem
- f_0 ...rezonanční kmitočet
- γ ...konstanta šíření
- α ...konstanta útlumu
- β ...fázová konstanta
- Z_0 ...vlnová impedance
- k ...zkracovací činitel
- μ_0 ...permeabilita vakua
- GFS...transkonduktance
- C_{is} ...vstupní kapacita
- C_{os} ...výstupní kapacita
- C_{rs} ...zpětná kapacita
- C_s ...kapacita pouzdra
- R_{Thc-h} ...tepelný přechodový odpor mezi pouzdem tranzistoru a chladičem
- $R_{Th s-h}$...tepelný přechodový odpor mezi teplovodnou sběrnici a chladičem
- R_{ThJ-C} ...tepelný přechodový odpor mezi čipem a pouzdem tranzistoru

Seznam obrázků:

Obr. 1.1: Schulzův diagram [4].....	19
Obr. 1.2: Délkový element ve formě gama článku.	24
Obr. 1.3: Vysokofrekvenční vedení nakrátko a naprázdno.....	27
Obr. 1.4: Základní konfigurace anodového obvodu $\lambda/4$ nakrátko (simulátor).....	30
Obr. 1.5: Výsledek simulace přenosu S12 a přizpůsobení S11 obvodu $\lambda/4$ nakrátko. ...	30
Obr. 1.6: Základní konfigurace anodového obvodu $\lambda/2$ naprázdno (simulátor).....	32
Obr. 1.7: Výsledek simulace přenosu S12 a přizpůsobení S11 obvodu $\lambda/2$ naprázdno..	32
Obr. 1.8: MKP – modely v Ansys R15.....	34
Obr. 1.9: MKP – modely v Ansys R15.....	34
Obr. 1.10: MKP – modely v Ansys R15.....	35
Obr. 1.11: Základní konfigurace anodového obvodu s cívkovým rezonátorem.....	36
Obr. 1.12: Přenos S12 a přizpůsobení S11 obvodu s cívkovým rezonátorem.....	36
Obr. 1.13: Ukázka použitého systému chlazení keramické triody GS35b.	41
Obr. 1.14: Schéma zapojení anodového boxu pro 144 MHz.....	42
Obr. 1.15: Schéma zapojení ovládání a zdroje předpětí.	43
Obr. 1.16: Finální provedení prototypu experimentálního zesilovače.....	43
Obr. 1.17: Měření výstupního spektra dvojtónovou zkouškou při 1000 W.....	45
Obr. 1.18: Měření výstupního spektra dvojtónovou zkouškou při 600 W.....	46
Obr. 1.19: Ukázka použité měřící techniky.	47
Obr. 1.20: Provedení anodového obvodu ve formě π článku.	49
Obr. 1.21: Schéma anodového obvodu s vypočítanými součástkami pro 3,5 MHz.	53
Obr. 1.22: Výsledek simulace anodového obvodu v pásmu 3,5 MHz (S11 a S12).....	53
Obr. 1.23: Blokové schéma výkonového zesilovače 1,8-30 MHz.....	55
Obr. 1.24: Zapojení zdroje předpětí pro G1.....	56
Obr. 1.25: Osazovací plán zdroje předpětí pro G1.	56
Obr. 1.26: Celkové zapojení zdroje předpětí pro G2.	57
Obr. 1.27: Osazovací plán zdroje předpětí pro G2.	57
Obr. 1.28: Celkové schéma ovládací jednotky.	59
Obr. 1.29: Osazovací plán desky plošných spojů ovládací jednotky.....	59
Obr. 1.30: Měření výstupního spektra dvoutónovou zkouškou při 3000 W.....	61
Obr. 2.1: Ukázka poškození LDMOS tranzistoru překročením ztrátového výkonu a ukázka rozložení teploty uvnitř čipu [22].	66
Obr. 2.2: Ukázka LDMOS zesilovače a termální snímek [21].	66
Obr. 2.3: Porovnání přítlaku – použití šroubů a přítlačné klemy [19].	67
Obr. 2.4: Ukázka provedení pouzder výkonových LDMOS 50 V tranzistorů pro výkony 1400 – 200 W [21].	67
Obr. 2.5: Ukázka závislosti R_{Thj-C} na délce pulzu a zatěžovacího cyklu tranzistoru BLF 188 [21].	68
Obr. 2.6: Graf závislosti MTTF pro různé hodnoty proudu a teploty čipu [21].	69
Obr. 2.7: Ukázka uvažování vstupně-výstupních přizpůsobovacích obvodů.	71
Obr. 2.8: Zjednodušený model LDMOS tranzistoru BLF278.	72
Obr. 2.9: Principiální schéma nekompensovaného balunu.....	75
Obr. 2.10: Principiální schéma kompensovaného balunu.	76
Obr. 2.11: Grafická extrapolace hodnot z katalogového listu.	76
Obr. 2.12: Principiální schéma RF části zesilovače.....	77
Obr. 2.13: Přizpůsobení vstupní impedance LDMOS tranzistoru pomocí Smithova diagramu.	77

Obr. 2.14: Přizpůsobení výstupní impedance LDMOS tranzistoru pomocí Smithova diagramu.	77
Obr. 2.15: Zjednodušený model vysokofrekvenčního zesilovače.	78
Obr. 2.16: Výsledky simulace vstupního, výstupního činitele přizpůsobení, dále parametru S11 a S22.	79
Obr. 2.17: Elektrické schéma zapojení VF části zesilovače s ovládáním PTT.....	79
Obr. 2.18: Osazovací plán experimentálního zesilovače s BLF368 pro 144 MHz a 32 V napájení.	80
Obr. 2.19: Deska plošných spojů experimentálního zesilovače s BLF368 pro 144 MHz a 32 V napájení.	80
Obr. 2.20: Osazená deska experimentálního zesilovače s BLF368 pro 144 MHz a 32 V napájení.	80
Obr. 2.21: Závislost účinnosti na výstupním výkonu a výstupního versus vstupního výkonu.....	81
Obr. 2.22: Měření IMD zkreslení při výstupním výkonu 250 W a klidovém proudu 2x 300 mA pro 50 kHz šířku pásma.	83
Obr. 2.23: Měření IMD zkreslení při výstupním výkonu 250 W a klidovém proudu 2x 100 mA.....	83
Obr. 2.24: Měření IMD zkreslení při výstupním výkonu 250 W a klidovém proudu 2x 300 mA.....	84
Obr. 2.25: Měření IMD zkreslení při výstupním výkonu 250 W a klidovém proudu 2x 500 mA.....	84
Obr. 2.26: Ukázka měřící aparatury při měření 32 V LDMOS zesilovače.....	85
Obr. 2.27: Principiální schéma RF části zesilovače.....	86
Obr. 2.28: Princip realizace „Guanella transmission line“ transformátoru 1:4.	86
Obr. 2.29: Zjednodušený model vysokofrekvenčního zesilovače.	87
Obr. 2.30: Výsledky simulace vstupního, výstupního činitele přizpůsobení, dále parametru S11 a S22.	87
Obr. 2.31: Elektrické schéma zapojení VF části zesilovače s ovládáním PTT.....	88
Obr. 2.32: Osazovací plán experimentálního zesilovače s BLF278 pro 144 MHz a 50 V napájení.	88
Obr. 2.33: Deska plošných spojů experimentálního zesilovače s BLF278 pro 144 MHz a 50 V napájení.	89
Obr. 2.34: Osazená deska experimentálního zesilovače s BLF278 pro 144 MHz a 50 V napájení.	89
Obr. 2.35: Závislost účinnosti na výstupním výkonu a závislost výstupního versus vstupního výkonu.....	90
Obr. 2.36: Měření IMD zkreslení při výstupním výkonu 250 W a klidovém proudu 2x 300 mA pro 50 kHz šířku pásma.	92
Obr. 2.37: Měření IMD zkreslení při výstupním výkonu 250 W a klidovém proudu 2x 100 mA.....	92
Obr. 2.38: Měření IMD zkreslení při výstupním výkonu 250 W a klidovém proudu 2x 300 mA.....	93
Obr. 2.39: Měření IMD zkreslení při výstupním výkonu 250 W a klidovém proudu 2x 500 mA.....	93
Obr. 2.40: Principiální schéma zesilovače konfigurace „Doherty“, převzato z [25].....	94
Obr. 2.41: Příklad vícestupňového Doherty zesilovače a ukázka navýšení účinnosti pro různý počet stupňů, převzato z [18]......	95
Obr. 2.42: Blokové schéma LDMOS zesilovače Doherty.....	95
Obr. 2.43: Zjednodušený model vysokofrekvenčního zesilovače.	96

Obr. 2.44: Výsledky simulace vstupního, výstupního činitele přizpůsobení, dále parametru S11 a S22.	96
Obr. 2.45: Elektrické schéma zapojení VF části experimentálního zesilovače s ovládáním PTT.	97
Obr. 2.46: Osazovací plán experimentálního Doherty zesilovače s BLF368 pro 144 MHz a 32 V napájení.	97
Obr. 2.47: Deska plošných spojů experimentálního Doherty zesilovače s BLF368.	98
Obr. 2.48: Osazená deska experimentálního Doherty zesilovače s BLF368.	98
Obr. 2.49: Závislost účinnosti na výstupním výkonu a výstupního versus vstupního výkonu.	99
Obr. 2.50: Měření IMD zkreslení při výstupním výkonu 250 W pro 50 kHz šířku pásma.	101
Obr. 2.51: Měření IMD zkreslení při výstupním výkonu 250 W pro 100 kHz šířku pásma.	101
Obr. 2.52: Konvenční širokopásmový transformátor s kompenzací a bez kompenzace rozptylové indukčnosti.	104
Obr. 2.53: Ukázka konvenčních širokopásmových transformátorů firmy CMI Ferrite [27].	104
Obr. 2.54: Experimentální širokopásmový transformátor.	105
Obr. 2.55: Zjednodušený model širokopásmového transformátoru 1:4 a průběh SWR pro zatěžovací impedanci 12,5 Ω	105
Obr. 2.56: Změřený průběh SWR pro zatěžovací impedanci 12,5 Ω v pásmu 0,3 - 50 MHz.	106
Obr. 2.57: Fyzické provedení širokopásmového transformátoru pro 1 – 50 MHz.	106
Obr. 2.58: Zjednodušený model vysokofrekvenčního širokopásmového zesilovače. ...	106
Obr. 2.59: Výsledky simulace vstupního, výstupního činitele přizpůsobení, dále parametru S11 a S22.	107
Obr. 2.60: Elektrické schéma zapojení VF části experimentálního zesilovače 1-50 MHz s ovládáním PTT.	107
Obr. 2.61: Osazovací plán experimentálního zesilovače s BLF278 pro 1,8 – 50 MHz a 50 V napájení.	108
Obr. 2.62: Deska plošných spojů experimentálního zesilovače s BLF278 pro 1,8 – 50 MHz.	108
Obr. 2.63: Osazená deska experimentálního širokopásmového zesilovače s BLF278.	108
Obr. 2.64: Závislost účinnosti na výstupním výkonu a závislost výstupního výkonu na vstupním (14 MHz).	109
Obr. 2.65: Průběh budícího výkonu pro 300 W v závislosti na kmitočtu a průběh účinnosti při maximálním výkonu v závislosti na kmitočtu.	110
Obr. 2.66: Měření IMD zkreslení v pásmu 14 MHz při výstupním výkonu 250 W pro klidový proud 2x 300 mA.	111
Obr. 2.67: Porovnání dvou spekter při výstupním výkonu 600 a 1000 W.	114
Obr. 2.68: Graf poklesu nežádoucích IMD produktů pro různé hodnoty klidového proudu.	116
Obr. 2.69: Graf poklesu nežádoucích IMD produktů pro různé hodnoty klidového proudu.	117
Obr. 2.70: Graf porovnání dosažitelné účinnosti Doherty zesilovače a zesilovače klasické koncepce.	118
Obr. 2.71: Průběh poklesu směrnice trendu IMD produktů pro různé koncepce LDMOS zesilovače.	119

Seznam tabulek:

Tab. 1.1.: Měření harmonického zkreslení.	44
Tab. 1.2: Vypočítané přibližné hodnoty součástek pro výstupní π článek.	51
Tab. 1.3: Optimalizační tabulka pro 28 MHz – C1 [pF].....	51
Tab. 1.4: Optimalizační tabulka pro 28 MHz – C2 [pF].....	52
Tab. 1.5: Optimalizační tabulka pro 28 MHz – L [uH].	52
Tab. 1.6: Měření harmonického zkreslení.	60
Tab. 2.1: Tabulka vstupních parametrů modelu LDMOS tranzistoru.	72
Tab. 2.2: Změřené parametry úzkopásmového 32 V zesilovače.	81
Tab. 2.3: Měření harmonického zkreslení při výstupním výkonu 250 W a klidovém proudu 2x 300 mA.	82
Tab. 2.4: Změřené parametry experimentálního 50 V zesilovače.	90
Tab. 2.5: Měření harmonického zkreslení při výstupním výkonu 250 W a klidovém proudu 2x 300 mA.	91
Tab. 2.6: Změřené parametry experimentálního Doherty zesilovače.	99
Tab. 2.7: Měření harmonického zkreslení při výstupním výkonu 250 W.	100
Tab. 2.8: Vstupní a zatěžovací impedance BLF278 pro $V_{ds} = 50$ V a $P_o = 150$ W.	102
Tab. 2.9: Ukázka z výpočetního programu pro výpočet parametrů.	103
Tab. 2.10: Změřené parametry experimentálního širokopásmového zesilovače.	109
Tab. 2.11: Měření harmonického zkreslení při výstupním výkonu 250 W.	110
Tab. 2.12: Změřené parametry širokopásmového LDMOS zesilovače.	111

Cíle disertační práce

Stěžejním úkolem této disertační práce je především výzkum v oblasti výkonové radiotechniky, výkonových zesilovačů a podpůrných obvodů pro tuto oblast. Výsledkem tohoto výzkumu jsou například nové způsoby návrhu těchto zařízení s podporou simulačních programů a dalších softwarových nástrojů, optimalizace již používaných zařízení pro zlepšení dílčích parametrů, případně i nové prototypy a funkční vzorky pro tuto oblast vzniklé výzkumem. Vzhledem k veliké obsáhlosti dané problematiky je nutné v úvodu specifikovat, že práce se zabývá výzkumem v oblasti výkonové radiotechniky především v pásmech KV a VKV, tj. v kmitočtovém pásmu řádově 3 – 300 MHz a také se soustředí výhradně na oblast lineárních zesilovačů. Oblast nižších kmitočtů, ale především oblast vyšších kmitočtů (jednotky GHz a výše), vyžadují naprosto jiné způsoby přístupu k dané problematice a výsledky pramenící z této disertační práce není ve většině případů možno uplatnit v dané oblasti.

Z hlediska oblasti využití je práce dělena na zesilovače úzkopásmové, kde se dá předpokládat nasazení těchto zesilovačů především v oblasti velmi krátkých vln (cca 30 – 300 MHz). K tomuto specifickému kmitočtovému úseku jsou vypracovány a optimalizovány i návrhové metody a vlastní přístup k výzkumu. Zesilovače úzkopásmové jsou dále děleny na zesilovače osazené výkonovými elektronkami a LDMOS tranzistory s 32 a 50 V napájením. Druhým směrem zkoumání jsou lineární zesilovače širokopásmové, kdy nejčastější využití se dá očekávat v oblasti krátkých vln (cca 3 – 30 MHz). Zesilovače jsou opět osazeny jak vakuovými elektronkami s přepínaným anodovým obvodem, tak i zesilovače osazené LDMOS tranzistory. Vzhledem k použitým rozdílným technologiím na pozici aktivních prvků je možné rovnou získat přímé porovnání těchto technologií jak z hlediska linearity, dosažitelných parametrů, tak i z hlediska provozní spolehlivosti, přetížitelnosti a robustnosti.

Současný stav řešeného problému

Aby výše uvedené cíle disertační práce mohly být úspěšně realizovány a dotaženy do úspěšného konce v rámci akademického prostředí FEL/ZČU, bylo nutné připravit specializovanou laboratoř pro měření a nastavování v oblasti výkonové radiotechniky a realizovat tak celou řadu doplňujících přípravků (směrové odbočnice, průchozí útlumy, umělé zátěže, napájecí zdroje, chladicí zařízení atd.). Tyto přípravy, funkční vzorky, speciální součástky, případně výroba prototypových sérií, byly z části financovány z podpůrných programů v rámci SGS 2010 – 037 - „*Výkonová měření v radiotechnice*“ a SGS 2012-019 „*Vysokofrekvenční výkonové zesilovače pro nestandardní kmitočtová pásma*“ a z velké části i ze soukromých zdrojů a sponzorských darů firem z oblasti vysokofrekvenční oblasti. Špičkové měřicí přístroje (vektorové analyzátory, spektrální analyzátory, generátory, měřič výkonu) byly k dispozici na oddělení katedry aplikované elektroniky a telekomunikací.

V současnosti byl ukončen vývoj několika prototypů výkonových zesilovačů osazených jak vakuovými elektronkami, tak i moderními tranzistorovými strukturami na bázi LDMOS. Vznikla celá řada podpůrných obvodů, funkčních vzorků a výsledky výzkumu byly prezentovány na odborné mezinárodní konferenci a formou odborných článků. Pokud se podíváme a porovnáme tyto zařízení vzniklé výzkumem v uvedené oblasti z hlediska celosvětového kontextu, jedná se o výkonové zesilovače poměrně velmi výkonné s parametry v mnoha ohledech přesahující běžně dostupná komerční řešení.

Úvod

Co to vlastně jsou tzv. nestandardní kmitočtová pásma? Přesná definice neexistuje, ale pokusme se definovat základní atributy, kterými se tato pásma liší od běžně používaných kmitočtových úseků známých z technické praxe (TV, rozhlas, telekomunikace atd.). Například jsou to kmitočtové segmenty používané radioamatéry pro dálková spojení v pásmech krátkých a velmi krátkých vln, dále segmenty používané pro výzkumné účely, segmenty pásem určená pro lékařské využití (magnetická rezonance atd.), úseky pro průmyslové uplatnění (vysokofrekvenční ohřev, dielektrický ohřev, svařování plastů atd.), dále úseky určené pro mezikontinentální spojení (armáda, ambasády, záloha pro případ selhání satelitních spojů), kmitočtové úseky určené pro komunikaci se satelity atd. Z uvedeného výčtu je patrné, že výsledky vzniklé z řešení této disertační práce najdou své uplatnění.

Z hlediska historického vývoje je zřejmé, že problematika výkonové radiotechniky a výkonových zesilovačů byla od samého počátku spojena s oblastí vakuových elektronek. V poslední době (spíše v posledním desetiletí) je však patrné nahrazování těchto vakuových součástek ve většině oblastí součástkami pracujícími na naprosto odlišném principu, tj. výkonovými vysokofrekvenčními tranzistory. Z počátku to byly tranzistory založené především na bipolární technologii, kdy postupem času jsou bipolární tranzistory vytlačovány unipolárními tranzistory převážně konstrukce LDMOS, které díky stále se zlepšujícím parametrům jsou vhodné při paralelním řazení celých bloků i ke konstrukci velmi výkonných koncových stupňů vysílačů s výstupními výkony v řádech desítek kW. Postupně tak vytlačují i vysílací elektronky velmi vysokých výkonů, kde ještě před pár lety bylo nemožné si na pozici koncového stupně představit jinou součástku, než právě výkonovou vakuovou elektronku. V reálné situaci tak při konstrukci výkonového vysokofrekvenčního zesilovače můžeme na pozici aktivního prvku využít vakuovou elektronku, bipolární tranzistor, unipolární tranzistor, případně tranzistorovou strukturu implementovanou ve formě integrovaného obvodu.

1. Výkonové vysokofrekvenční zesilovače osazené vakuovými elektronkami

Elektronky jsou vakuové součástky, jejichž činnost je založena na přenosu elektronů prostorem mezi katodou a anodou, na jejíž povrch elektrony dopadají. Elektrony, které jsou přitahovány anodou, vytvářejí anodový proud elektronky. Aby tento jev mohl nastat, musí být splněny následující podmínky:

- anoda musí mít proti katodě kladný potenciál (anodové napětí)
- katoda musí emitovat elektrony
- v baňce elektronky musí být vakuum

Energie, která je potřebná k odtržení elektronu z materiálu katody, se nazývá výstupní práce a udává se v elektronvoltech. Pro různé materiály je tato hodnota jiná a hodí se proto pouze materiály s nízkou výstupní prací. U většiny elektronek se pro emitování elektronů z katody používá tzv. tepelná emise.

Katoda se ohřívá průchodem proudu žhavicím vláknem a elektronky můžeme tak dále dělit na:

- přímo žhavené
- nepřímo žhavené

U přímo žhavených elektronek je vlákno samo katodou a používají se pro velmi vysoké výkony. Žhavicí napětí jsou poměrně malá (do 20 V), ale žhavicí proudy jsou až několik stovek A. U nepřímo žhavené elektronky je katoda většinou tvořena niklovým válečkem, na kterém jsou naneseny prvky s malou výstupní prací (oxidy barya atd.). Uvnitř tohoto válečku je izolovaně umístěno vlastní žhavicí vlákno, které ohřívá váleček, a umožňuje tak tepelnou emisi elektronů z katody. Mřížka elektronky nám změnou potenciálu umožňuje řídit velikost množství elektronů přitahovaných k anodě. Elektrony jsou urychlovány vysokým anodovým napětím na anodě a odevzdávají jí tak svou pohybovou energii. Odevzdaná energie se nazývá anodová ztráta, která bývá výrobcem udávána přímo ve W nebo bývá udáván anodový proud a pracovní napětí, které elektronka trvale snese. Anodu je nutno tak u výkonových elektronek chladit. U menších výkonů se využívá přirozeného sálání, pro vyšší výkony se používá nucené

chlazení vzduchem a pro nejvyšší výkony nucené chlazení vodou nebo odpařování tekutiny z anody.

Důležitou součástí každé elektronky je tzv. getr, což je speciální látka uvnitř elektronky, která po zahřátí umožňuje pohlcení zbytkových plynů a dokáže tak udržet vysoké vakuum po celou dobu života elektronky. Protože getry jsou téměř vždy kovy, musí být usazeny tak, aby neovlivnily činnost elektronky. Proto se tyto prvky nanášejí například na baňku elektronky. Nejčastěji se jako materiál pro getr používá zirkonium často ve směsích s jinými kovy, které výběrově pohlcují i jiné plyny než kyslík (například vodík, vodní páry atd.). U dlouho nepoužívaných výkonových elektronek je tak nutno před instalací do zesilovače elektronku tzv. vygetrovat. To se provádí tak, že elektronekou se nechá protékat malý anodový proud při sníženém anodovém napětí a nechá se v tomto režimu po dobu několika hodin pořádně „prohřát“. U elektronky je nutno sledovat její teplotu, aby nedošlo k destrukci.

Pro výkonové VF zesilovače se používají především triody a tetrody. Pentody pro svou vysokou parazitní kapacitu se nad cca 100 MHz téměř nevyskytují. U triod se používají především dvě možnosti elektrických zapojení, a to klasické buzení do mřížky nebo zapojení s uzemněnou mřížkou a buzení do katody. Buzení do mřížky má výhodu ve vyšším zesílení. U buzení do mřížky je větší riziko nestability zesilovače díky velmi vysokému vstupnímu odporu. Řešením bývá tento odpor uměle snížit přidáním paralelní kombinace bezindukčních odporů mezi mřížku a zem. Tím nám sice zároveň mírně poklesne i zisk, ale zase na druhé straně je výstup budícího zesilovače zatížen převážně reálnou impedancí a není tak problém s impedančním přizpůsobením. Této varianty se v drtivé většině také využívá v zapojení u tetrod v relativně širokopásmových zesilovačích pro krátké vlny (1 – 30 MHz), kdy lze takto elegantně docílit širokopásmového přizpůsobení v celém rozsahu pracovních kmitočtů.

V zapojeních výkonových elektronkových zesilovačů s triodami pro VKV se více používá zapojení s uzemněnou mřížkou a buzení do katody. Výhodou tohoto zapojení je snadná realizovatelnost bez větších nároků na neutralizaci (u moderních elektronek výkonu jednotek kW) a především dobrá stabilita takového koncového stupně. Nevýhodou je menší výkonový zisk a s tím související potřeba vyšších budících výkonů. Nevýhodou zapojení s uzemněnou mřížkou je komplexní impedance vstupu, která je navíc závislá na pracovním bodě a úrovni buzení.

1.1. Teoretický rozbor pracovní třídy a dosažitelné účinnosti

Při vlastním teoretickém rozboru musíme začít aproximací převodní charakteristiky daného aktivního prvku. Pro účely odvození a výpočtu tzv. Schulzových koeficientů (koeficienty rozkladu pro poloviční úhel otevření) a pro účely stanovení účinnosti a volby pracovní třídy zesilovačů osazených elektronkami, byla zvolena aproximace převodní charakteristiky po lineárních úsecích. Tato aproximace se pro potřeby výpočtu u elektronkových zesilovačů běžně využívá. Existuje ještě například aproximace převodní charakteristiky kvadratickou závislostí a aproximace pomocí exponenciálních funkcí, které jsou výhodnější především pro výpočty zesilovačů osazených unipolárními a bipolárními tranzistory.

Koeficienty Fourierovy řady nám určují velikost stejnosměrné složky a především amplitudy první a vyšších harmonických [1]:

$$I_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_2(\omega t) d(\omega t) \quad (1.1)$$

$$I_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_2(\omega t) \cos(n\omega t) d(\omega t) \quad (1.2)$$

Dosadíme za $i_2(\omega t)$ a za I_m :

$$i_2(\omega t) = S_0 U_1 (\cos \omega t - \cos \Phi) \quad (1.3)$$

$$I_m = S_0 U_1 (1 - \cos \Phi) \quad (1.4)$$

kde S_0 představuje strmost převodní charakteristiky, U_1 maximální hodnotu budícího napětí a Φ nám symbolizuje úhel otevření elektronky. Pro jednotlivé složky výstupního proudu pak obdržíme:

$$I_0 = I_m \frac{1}{\pi} \frac{\sin \Phi - \Phi \cos \Phi}{1 - \cos \Phi} \quad (1.5)$$

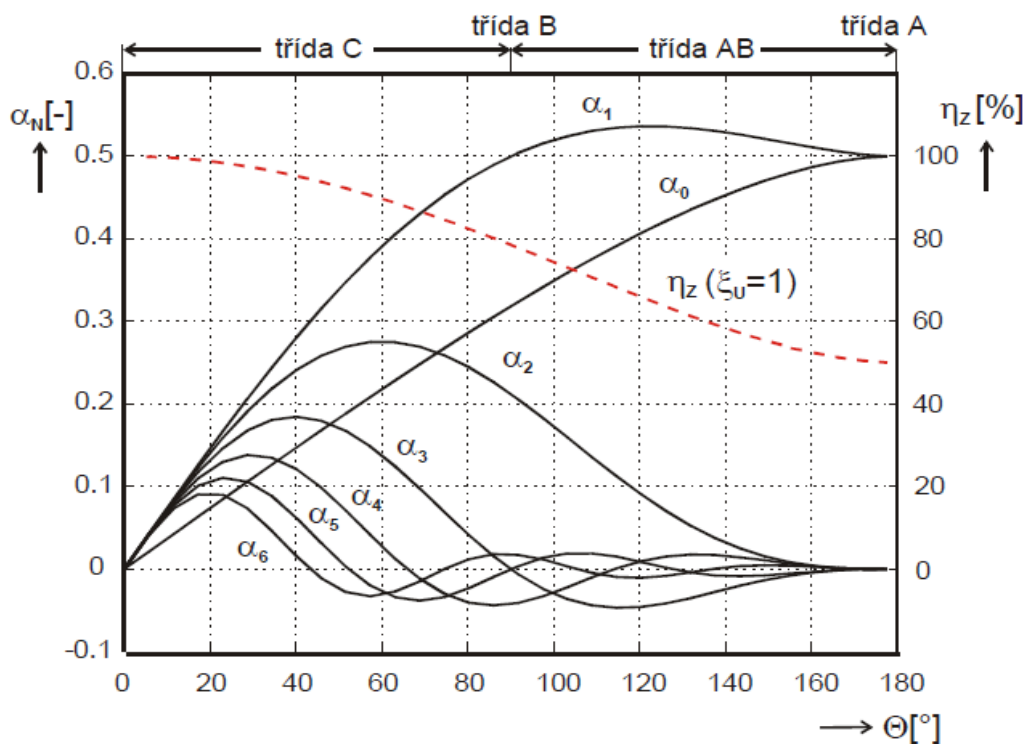
$$I_1 = I_m \frac{1}{\pi} \frac{\Phi - \cos \Phi \sin \Phi}{1 - \cos \Phi} \quad (1.6)$$

$$I_n = I_m \frac{2}{\pi} \frac{\sin n \Phi \cos \Phi - n \cos n \Phi \sin \Phi}{n(n^2 - 1)(1 - \cos \Phi)} \quad (1.7)$$

Jak si ukážeme později, je výhodné nahradit funkce úhlu otevření tzv. koeficienty rozkladu α :

$$\alpha_0 = \frac{I_0}{I_m}, \quad \alpha_1 = \frac{I_1}{I_m}, \quad \alpha_n = \frac{I_n}{I_m} \quad (1.8)$$

Tyto koeficienty rozkladů pro poloviční úhel otevření jsou vyneseny v tzv. Schulzově diagramu:



Obr. 1.1: Schulzův diagram [4].

Z tohoto digramu, případně přímým výpočtem pomocí uvedených rovnic, je možné následně určit další podstatné parametry pro konkrétní úhel otevření, potažmo konkrétní pracovní třídu. Potlačení n -té harmonické b_n je možné vypočítat pomocí tohoto vztahu, který platí za předpokladu, že provozní Q_p se nemění pro harmonické kmitočty:

$$b_n = 20 \log \frac{\alpha_1}{\alpha_n} \left(n - \frac{1}{n} \right) Q_p \quad (1.9)$$

kde n je konkrétní harmonická, u které chceme znát hodnotu potlačení v dB. Pro zvolenou pracovní třídu, respektive pro daný úhel otevření 100° a po dosazení do vzorců, případně odečtením konkrétních hodnot přímo ze Schulzova digramu pro daný úhel otevření a pro $Q_p \div 20$ získáme:

$$\frac{\alpha_1}{\alpha_2} \cong 3, \quad \frac{\alpha_1}{\alpha_3} \cong 20, \quad \frac{\alpha_1}{\alpha_4} \cong 17 \quad (1.10)$$

což odpovídá pro zadané parametry potlačení druhé harmonické o cca 39, třetí 60 a čtvrté 62 dB. Hodnoty jsou to velmi přibližné a nerespektují nelineární převodní charakteristiku použité elektronky a v reálu musíme počítat s horšími hodnotami.

Dalším podstatným údajem nutným pro další výpočty je tzv. dynamická impedance elektronky R_d v daném pracovním bodě. Nejjednodušeji ji můžeme definovat jako poměr okamžité hodnoty napětí první harmonické a okamžité amplitudy anodového proudu:

$$R_d = \frac{U_{an}}{I_n} \quad (1.11)$$

Rozkmit anodového napětí se může blížit až hodnotám stejnosměrného anodového napětí a definujeme tzv. činitel využití anodového napětí ξ :

$$\xi = \frac{U_{an}}{U_{a0}} \quad (1.12)$$

který může u velikých elektronek s vysokým výstupním výkonem dosahovat až hodnoty $\xi=0,95$. Vztah pro výpočet dynamického anodového odporu pro první harmonickou nám tak přechází:

$$R_d = \frac{\alpha_0}{\alpha_1} \xi \frac{U_{a0}}{I_{a \max}} \quad (1.13)$$

Uvedené vztahy se často zjednodušují pro dané pracovní třídy a R_d se tak dá přibližně stanovit:

$$\begin{aligned} Tř.A: \quad R_d &= 0,8 \frac{U_{a0}}{I_{a \max}} & Tř.AB: \quad R_d &= 0,6 \frac{U_{a0}}{I_{a \max}} \\ Tř.B: \quad R_d &= 0,55 \frac{U_{a0}}{I_{a \max}} & Tř.C: \quad R_d &= 0,5 \frac{U_{a0}}{I_{a \max}} \end{aligned} \quad (1.14)$$

Pro potřeby další analýzy je potřeba určit tzv. provozní činitel kvality Q_p . Tento činitel nám reprezentuje zatížení rezonančního obvodu reálnou impedancí elektronky a zejména zatlumení obvodu výstupní zátěží (anténou). Často proto například u elektronkových zesilovačů určených po oblast VKV volíme tzv. kapacitní vazbu do antény, u které je možné snadněji nastavit provozní Q_p . Toto volíme v rozsahu cca 5-30, kdy nižší hodnoty nám zaručují lepší přenos z hlediska účinnosti, ale menší potlačení harmonických produktů. Naopak vyšší hodnoty Q_p zaručují lepší potlačení, ale zároveň se zvyšují cirkulační proudy a klesá účinnost. V pásmech VKV a UKV je nejnižší možná hodnota Q_p dána především velikostí parazitní kapacity anodové chladiče, anodového obvodu a konstrukce elektronky a pod tuto limitní hodnotu není možné jít. V pásmech KV je tato kapacita v porovnání s pracovním kmitočtem relativně malá a je možné anodový obvod snáze navrhnout s potřebným provozním Q_p . Tento činitel je definován:

$$Q_p = \frac{R_d}{X_a} \quad (1.15)$$

kde R_d je dynamický anodový odpor a X_a je kapacitní reaktance systému elektronky a rozptylové konstrukční kapacity anodového obvodu. Tuto je možné vypočítat:

$$X_a = \frac{1}{j2\pi f (C_a + C_{roz} \dots)} \quad (1.16)$$

V případě reálné konstrukce anodového boxu zesilovače pro 144 MHz s elektronkou GS35b při použití experimentálního anodového obvodu s jednozávitovým rezonátorem je možné uvažovat konstrukční kapacitu elektronky a rozptylové kapacity rezonátoru cca 10-12 pF. Výsledné provozní Q_p se tak při uvažování dynamického odporu elektronky ($R_d \div 1800 \Omega$) pohybuje okolo 20.

1.2. Stanovení účinnosti elektronového zesilovače

Dalším podstatným bodem návrhu je stanovení dosažitelné účinnosti. Z té je pak možné určit například celkovou účinnost η_c , do které je započítán celý blok zesilovače včetně podpůrných obvodů, žhavení, účinnosti anodového zdroje atd.

$$\eta_c = \frac{P_{out}}{\sum P_p + P_z + \dots P_n} \quad (1.17)$$

Účinnost zesilovače je dána především volbou pracovní třídy, tj. úhlem otevření. Nejjednodušeji můžeme definovat dosažitelnou účinnost jako poměr výstupního výkonu P_u první harmonické a stejnosměrného příkonu zesilovače P_p :

$$\eta_a = \frac{P_u}{P_p} \quad (1.18)$$

Stejnoseměrný příkon zesilovače bez uvažování žhavení lze definovat:

$$P_p = \alpha_0 \times I_{amax} \times U_{a0} \quad (1.19)$$

a výstupní výkon je dán především hodnotou napětí první harmonické a amplitudou první harmonické anodového proudu. Zároveň ve vztahu musíme respektovat činitel využití anodového napětí ξ . Výsledný vztah tak bude definován:

$$P_u = \frac{1}{2} \times \frac{\alpha_1}{\alpha_0} \times \xi \times P_p \quad (1.20)$$

Teoretická dosažitelná účinnost pro daný úhel otevření 100° by byla cca 75 %, ale vzhledem k činiteli využití cca $\xi=0,9$ je vypočítaná dosažitelná hodnota cca 66 %. Tato hodnota bude ve výsledné celkové účinnosti zesilovače ještě snížena započítáním žhavení, energetickému přenosu anodového obvodu atd. Účinnost přenosu anodového obvodu η_{rez} je definována poměrem tzv. pracovního činitele kvality při zatížení Q_p a činitele kvality naprázdno Q_n a základní vztah po odvození má následující podobu:

$$\eta_{rez} = 1 - \frac{Q_p}{Q_n} \quad (1.21)$$

Z tohoto vztahu je patrné, že je žádoucí mít co největší poměr mezi činitelem Q_p a Q_n a pokud stanovíme podmínku, že účinnost přenosu anodovým obvodem má být alespoň 95 %, tak nám předchází vztah nabývá následujícího tvaru a činitel kvality naprázdno musí dosahovat alespoň následující hodnoty:

$$Q_n = \frac{Q_p}{0,05} \quad (1.22)$$

Po dosazení nám tak vychází pro podmínku 95 % přenosu anodovým obvodem hodnota nezatíženého činitele kvality Q_n alespoň 400. V reálném zařízení zesilovače určeného pro oblast VKV při dodržení podmínek konstrukce vysokofrekvenční techniky a při použití kvalitních materiálů můžeme počítat s nezatíženým činitelem jakosti naprázdno $Q_n = 600 - 1000$. Konkrétní hodnota se změří na reálném anodovém obvodu při minimální anténní vazbě a vypočítá se z rozdílu poklesu amplitudy o -3 dB oproti provoznímu kmitočtu f_0 .

$$Q_n = \frac{f_0}{B_{-3dB}} \quad (1.23)$$

Vysoká hodnota nezatíženého činitele jakosti naprázdno je důležitá především u zesilovačů v oblasti VKV a UKV, kdy často z principu funkce vychází vysoká hodnota provozního činitele jakosti a je tak nutné pro optimální účinnost přenosu anodovým obvodem tento konstruovat na co nejvyšší hodnoty nezatíženého činitele jakosti.

1.3. Anodové obvody

Základní součástí každého elektronkového zesilovače je anodový obvod, jehož úkolem je transformovat relativně nízkou impedanci připojené zátěže (antény) k optimální zatěžovací dynamické impedanci elektronky. Tento obvod je zpravidla řešen jako rezonanční. Čistá pracovní třída A se používá jen výjimečně pro vysokou energetickou náročnost a pro velmi nízkou účinnost danou klidovým proudem, rovným polovině maximálního anodového proudu. Mimo vlastní transformaci impedance anodovým výstupním obvodem nám také tento obvod zásadním způsobem ovlivňuje elektrickou účinnost vlastního zesilovače a filtrační schopnosti pro vyšší harmonické produkty. Podstatné je si uvědomit, že pokud je použit anodový obvod ve formě paralelního rezonančního obvodu s dostatečně velikým provozním činitelem jakosti ($Q_p = 5$ a více), lze považovat časový průběh výstupního napětí za harmonický při

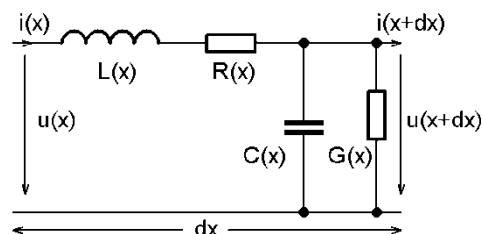
libovolném průběhu anodového (kolektorového) proudu. Impedance připojeného paralelního rezonančního obvodu s daným provozním Q_p je dána přibližně:

$$|Z_{an}| \cong R_d \frac{1}{\sqrt{1 + Q_p^2 \left(n - \frac{1}{n}\right)^2}} \quad (1.24)$$

kde R_d je dynamický anodový odpor a n je stupeň harmonické. Po dosazení je patrné, že pro první harmonickou se obvod chová jako čistě reálný odpor s impedancí R_d . Pro druhou harmonickou a při $Q_p = 20$ impedance připojeného paralelního obvodu má velikost cca 60Ω a pro 3 harmonickou již pod 1Ω .

1.4. Anodové obvody vhodné pro oblast VKV - Úvod z teorie vedení

Základní délkový element ve formě Gama článku, ze kterého je možné odvodit tzv. telegrafní rovnice, je zobrazen na následujícím obrázku.



Obr. 1.2: Délkový element ve formě gama článku.

Vydeme tedy z dvojdrátového homogenního vedení. Na diferenciálním úseku dx ve vzdálenosti x lze psát pro úbytek napětí $-dU$:

$$-dU = I(R + j\omega L) \times dx \quad (1.25)$$

a proud na konci úseku dx je zmenšený o $-dI$:

$$-dI = U(G + j\omega C) \times dx \quad (1.26)$$

další úpravou a derivací těchto tzv. telegrafních rovnic lze psát:

$$-\frac{d^2U}{dx^2} = \frac{dI}{dx}(R + j\omega L) \quad (1.27)$$

$$-\frac{d^2I}{dx^2} = \frac{dU}{dx}(G + j\omega C)$$

a další úpravou získáme:

$$\frac{d^2U}{dx^2} = ((R + j\omega L)(G + j\omega C))^2 \times U \quad (1.28)$$

$$\frac{d^2I}{dx^2} = ((R + j\omega L)(G + j\omega C))^2 \times I$$

kde platí:

$$((R + j\omega L)(G + j\omega C))^2 = \gamma \quad (1.29)$$

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \alpha + j\beta \quad (1.30)$$

a konstanta šíření γ se skládá z konstanty útlumu α a fázové konstanty β , kde β lze dále definovat jako:

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi f}{c} = \frac{\omega}{c} = \frac{2\pi f}{kc} \quad (1.31)$$

kde k je tzv. zkracovací činitel a c je rychlost světla. Dále vlnovou impedanci Z_0 lze vyjádřit jako:

$$Z_0 = \frac{R + j\omega L}{\gamma} = \frac{R + j\omega L}{\sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (1.32)$$

Zároveň v některých případech, kdy platí, že $R \ll j\omega L$, $G \ll j\omega C$ a $\alpha = 0$, lze uvažovat tzv. bezztrátové vedení, pro které lze předchozí vztah dále zjednodušit:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (1.33)$$

Další úpravou předchozích rovnic a zavedením hyperbolických funkcí lze po úpravě psát pomocí vstupního napětí U_p a proudu I_p :

$$\begin{aligned}
 U &= U_p \cosh \gamma x - I_p Z_0 \sinh \gamma x \\
 I &= I_p \cosh \gamma x - \frac{U_p}{Z_0} \sinh \gamma x
 \end{aligned}
 \tag{1.34}$$

Stejně lze odvodit oba vztahy pro situaci od konce vedení ($y = x - l$), kdy lze vyjádřit U a I pomocí U_k a I_k na konci vedení:

$$\begin{aligned}
 U &= U_k \cosh \gamma y + Z_0 I_k \sinh \gamma y \\
 I &= I_k \cosh \gamma y + \frac{U_k}{Z_0} \sinh \gamma y
 \end{aligned}
 \tag{1.35}$$

a odtud pro $y = l$ ($x = 0$), tj. pro $U = U_p$ a $I = I_p$ lze psát:

$$\begin{aligned}
 U_p &= U_k \cosh \gamma l + Z_0 I_k \sinh \gamma l \\
 I_p &= I_k \cosh \gamma l + \frac{U_k}{Z_0} \sinh \gamma l
 \end{aligned}
 \tag{1.36}$$

U bezeztrátového vedení konečné délky, tj. pro $R = 0$, $G = 0$ a $\alpha = 0$, platí $\gamma = j\beta$ a zároveň tedy platí, že:

$$\cosh(j\beta) = \cos \beta \quad \sinh(j\beta) = j \sin \beta
 \tag{1.37}$$

lze psát pro $x = l$ a obecnou zátěž na konci vedení Z_k :

$$\begin{aligned}
 U &= U_k \cos \beta l + j Z_0 I_k \sin \beta l \\
 I &= I_k \cos \beta l + j \frac{U_k}{Z_0} \sin \beta l
 \end{aligned}
 \tag{1.38}$$

kdy vstupní impedance ($U = U_p$ a $I = I_p$) je dána:

$$Z_p = \frac{U_p}{I_p} = \frac{I_k (Z_k \cos \beta l + j Z_0 \sin \beta l)}{I_k (\cos \beta l + j \frac{Z_k}{Z_0} \sin \beta l)} = Z_0 \frac{Z_k \cos \beta l + j Z_0 \sin \beta l}{Z_0 \cos \beta l + j Z_k \sin \beta l}
 \tag{1.39}$$

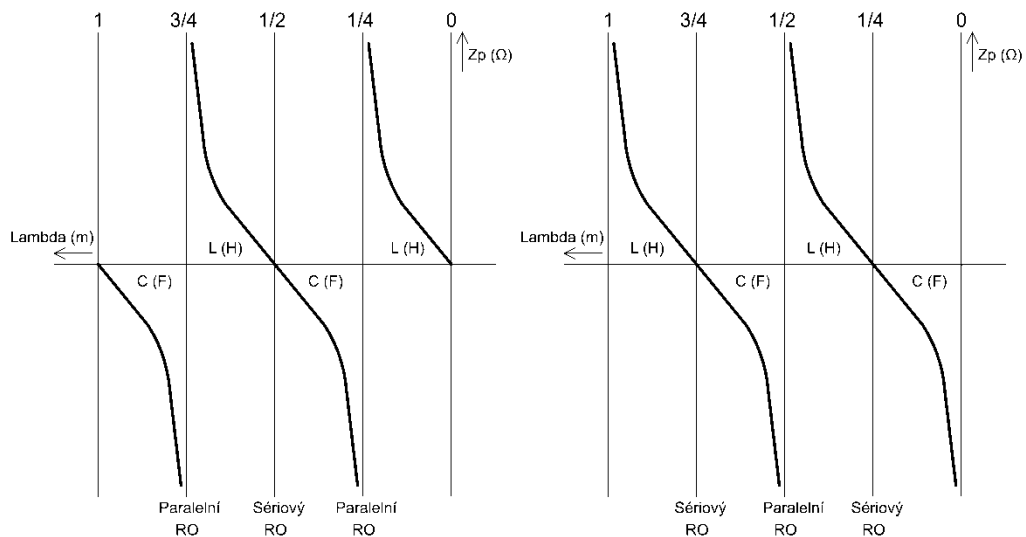
Tento vztah je poměrně důležitý a vyplývá z něj mimo jiné, že pokud je bezeztrátové vedení na konci zkratováno, tj. $Z_k = 0$, tak vstupní impedance je dána:

$$Z_p = jZ_0 \operatorname{tg} \beta l \quad (1.40)$$

a v případě bezeztrátového vedení naprázdno, tj. pro $Z_k = \infty$, je vstupní impedance dána:

$$Z_p = -jZ_0 \cot g \beta l \quad (1.41)$$

Tohoto se využívá poměrně často v případě vysokofrekvenční a mikrovlnné techniky, kdy nám vedení slouží jako obvodový prvek a je možné tak realizovat potřebné indukčnosti, kapacity, případně i sériový nebo paralelní rezonanční obvod (rezonátory) atd.



Obr. 1.3: Vysokofrekvenční vedení nakrátko a naprázdno.

Uvedme si ještě dva zvláštní případy, kdy budeme uvažovat bezeztrátové vedení délky $\lambda/4$ a $\lambda/2$. V prvním případě platí pro čtvrtvlnné vedení $\lambda/4$:

$$j\beta l = j \frac{2\pi}{\lambda} \times \frac{\lambda}{4} = j \frac{\pi}{2} \quad (1.42)$$

a po dosazení do rovnice a potřebné úpravě nám vyjde:

$$Z_p = \frac{Z_0^2}{Z_k} \quad (1.43)$$

a ve druhém případě, tj. pro případ bezeztrátového vedení délky $\lambda/2$:

$$Z_p = Z_k \quad (1.44)$$

V případě vedení $\lambda/4$ výsledného vztahu využíváme v případech, kdy pomocí vedení chceme transformovat impedanci a druhého případu, tj. vedení $\lambda/2$ využíváme v případech tzv. půlvlnného opakovače impedance. Tato vlastnost je výhodná například při měření impedance připojené k měřicímu přístroji úsekem vedení.

1.5. Anodové obvody pro úzkopásmové zesilovače

V této kapitole budou diskutovány možná řešení anodových obvodů vhodných pro vysokofrekvenční zesilovače pro oblast VKV, kde již vzhledem k poměrně vysokému kmitočtu musíme na součástky nahlížet jako na obvody s rozprostřenými parametry. V případě zesilovačů určených pro oblast KV jsou rozměry součástek výrazně menší, než je délka vlny (součástky se soustředěnými parametry) a proto zde používáme naprosto jiné konstrukční řešení anodových obvodů zpravidla ve formě připojeného transformačního obvodu například ve tvaru π článku složeného z klasických součástek L a C. Z uvedeného je také patrné, proč je nutné používat naprosto jiná návrhová pravidla a postupy pro oblast KV zesilovačů v porovnání se zesilovači určenými pro VKV, případně i pro UKV. Potřebné reaktance a rezonanční obvody určené pro pásma VKV a UKV tak realizujeme například úseky vedení vhodné délky provozované v režimu naprázdno případně nakrátko nebo využíváme vlastní rezonance cívky (cívkové rezonátory).

1.5.1. Anodový obvod s rezonátorem délky $\lambda/4$

Výhodou tohoto konstrukčního řešení jsou poměrně malé rozměry a dobrá mechanická stabilita. Nevýhodou je značná mechanická náročnost, velmi vysoké nároky na izolační materiály a rozměry dány velikostí $\lambda/4$. Rezonátor $\lambda/4$ se používá v režimu nakrátko, protože jen tak se chová jako paralelní rezonanční obvod. Jeho skutečná mechanická délka bude záležet na použitém dielektriku a na příslušném zkracovacím činiteli. Aby bylo možné rezonanční obvod přeladovat, používá se elektrická délka menší než $\lambda/4$. Tímto tento úsek vedení vykazuje induktivní reaktanci, která se do rezonance přivádí vykompenzováním odpovídající kapacitní reaktancí. Tímto nám vznikne paralelní rezonanční obvod, který je možné přeladovat. Tento kondenzátor

musí být řešen s ohledem, že se nachází v proudovém maximu a tečou zde cirkulační proudy, které jsou úměrné zvolenému provoznímu Q_p . Tento druh anodového obvodu se používá především v pásmech VKV. Vazbu do antény a nastavení provozního Q_p je možné realizovat jak vazbou kapacitní, tak induktivní. V případě použití externího filtračního členu pro potlačení vyšších harmonických je výhodnější vazba kapacitní, protože se snáze nastavuje na optimální přenos a zároveň na optimální provozní činitel jakosti Q_p . Přibližný a zjednodušený postup návrhu je naznačen v následující kapitole. Podrobná analýza u všech uvedených řešení anodových obvodů byla provedena, ale jedná se o poměrně rozsáhlou část a není součástí této disertační práce. V těchto zjednodušených případech výpočtu neuvažujeme vliv optimální hodnoty geometrických rozměrů rezonátorů ve všech osách, optimální volbu vlnové impedance ani způsob výpočtu součástek v kapacitním děliči. Velikost induktivní reaktance pro danou délku vedení $l=0,2$ m je možné vypočítat z předchozích odvozených vztahů pro bezztrátové vedení nakrátko:

$$|XL| = \omega L = Z_0 \operatorname{tg} \beta l = 80 \operatorname{tg} (3 \times 0,2) = 0,83 \Omega \quad (1.45)$$

kde Z_0 je vlnová impedance vedení a β lze vypočítat (činitel zkrácení $k=1$):

$$\beta = \frac{2\pi f}{kc} = 3 \quad (1.46)$$

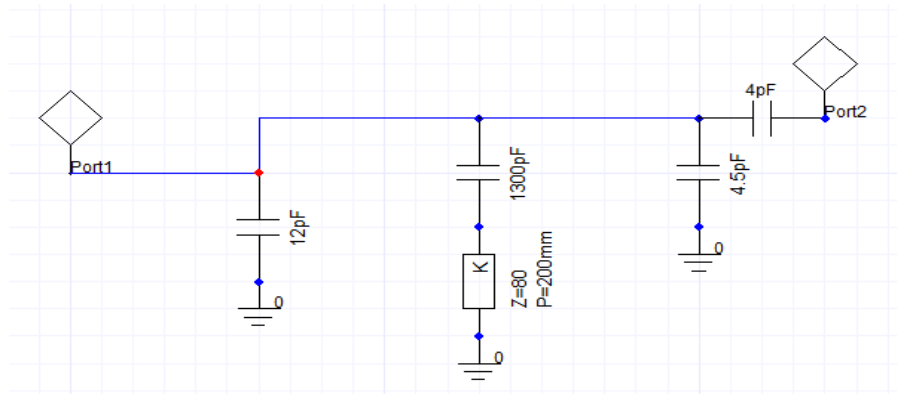
Abychom se s tímto úsekem vedení dostali do rezonance, musí platit:

$$X_L = -X_C \quad (1.47)$$

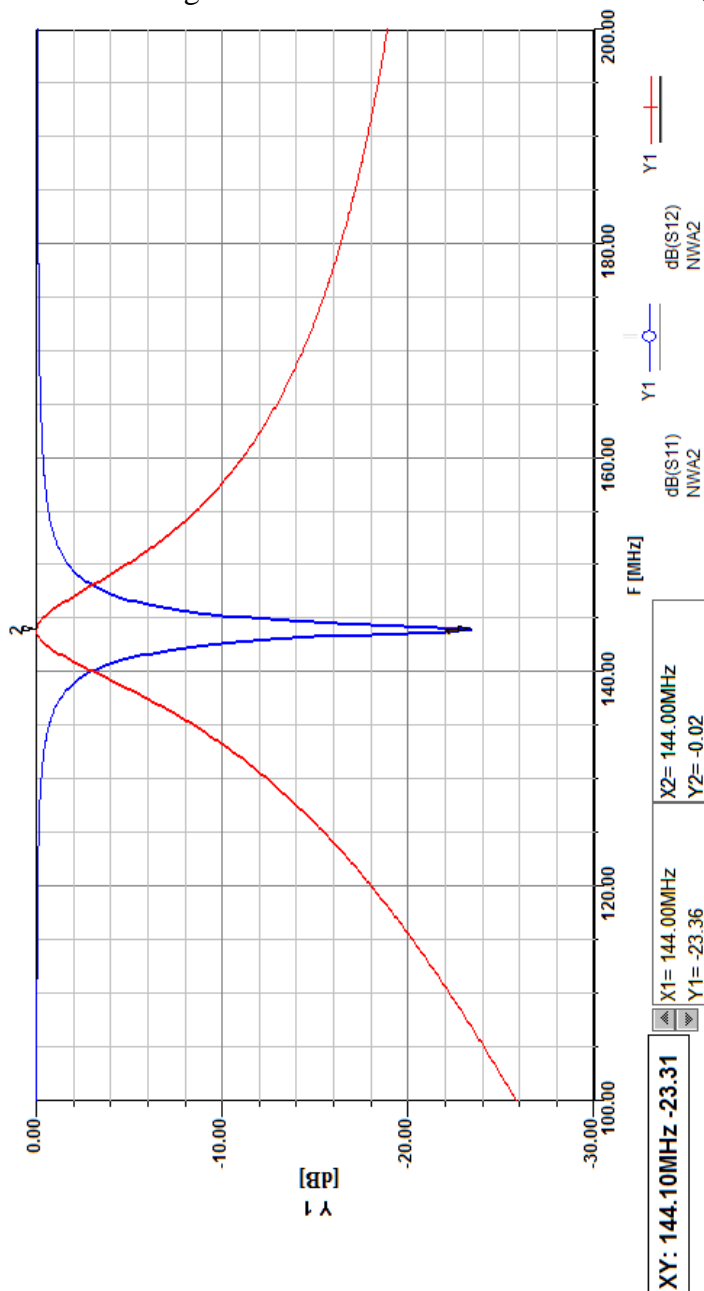
a pro výpočet konkrétní kompenzační kapacity lze použít odvozený vzorec z kapacitní reaktance:

$$C = \frac{1}{XL 2\pi f} = 1,31 \text{ nF} \quad (1.48)$$

Konkrétní hodnoty kapacitního děliče jsou patrné ze simulace.



Obr. 1.4: Základní konfigurace anodového obvodu $\lambda/4$ nakrátko (simulátor).



Obr. 1.5: Výsledek simulace přenosu S12 a přizpůsobení S11 obvodu $\lambda/4$ nakrátko.

1.5.2. Anodový obvod s rezonátorem délky $\lambda/2$

Toto řešení vykazuje nejlepší vlastnosti z hlediska dlouhodobé mechanické stability a maximálního výstupního výkonu. Nevýhodou jsou velké rozměry, které jsou dány délkou vedení (pro 144 MHz vychází délka tohoto vedení okolo 70 cm). Toto řešení je tak velmi výhodné pro vyšší kmitočty nebo pro opravdu výkonné koncové stupně, kde nezáleží příliš na vlastních rozměrech. Postup stanovení výpočtu a stanovení rozměrů anodového obvodu $\lambda/2$ s kapacitním děličem je podobný, jako v předchozím případě. Stejně tak i zjednodušující předpoklady jsou stejné.

V tomto řešení je využito anodového obvodu $\lambda/2$ naprázdno. Vlastní elektrická délka je opět kratší, než by odpovídalo rozměrům délky vedení $\lambda/2$. Tímto má vstupní impedance opět induktivní charakter, který se následně kompenzuje připojeným kondenzátorem na konci rezonančního obvodu a tím se přivádí do rezonance. V předchozím případě byl kondenzátor umístěn v proudovém maximu a byl zatěžován především proudově, v tomto případě je naopak umístěn na konci rezonátoru v napěťovém maximu a je namáhán především napěťově. Velikost napětí na konci rezonátoru je úměrná provoznímu činiteli Q_p a může dosahovat velikostí několika desítek kV. Velikost induktivní reaktance vedení kratšího než $\lambda/2$ provozovaného v režimu naprázdno lze vypočítat ze vztahu, odvozeného v předchozí kapitole:

$$|XL| = \omega L = Z_0 \cot g(\beta l) = 80 \cot g(3 \times 0,7) = 5160 \Omega \quad (1.49)$$

kde Z_0 je vlnová impedance vedení a β lze vypočítat (činitel zkrácení $k=1$):

$$\beta = \frac{2\pi f}{kc} = 3 \quad (1.50)$$

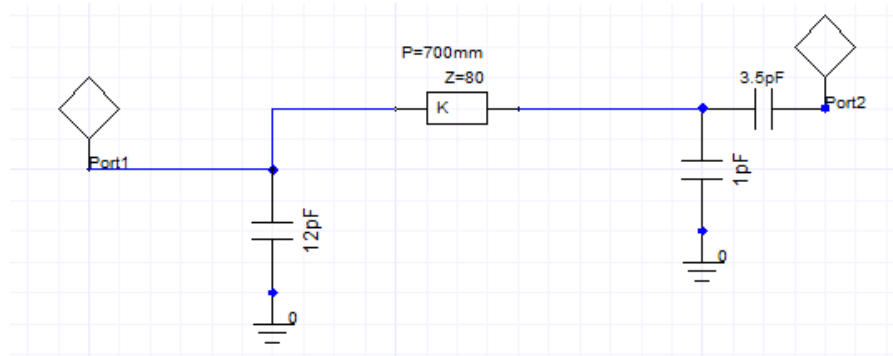
Abychom se s tímto úsekem vedení dostali do rezonance, musí opět platit:

$$X_L = -X_C \quad (1.51)$$

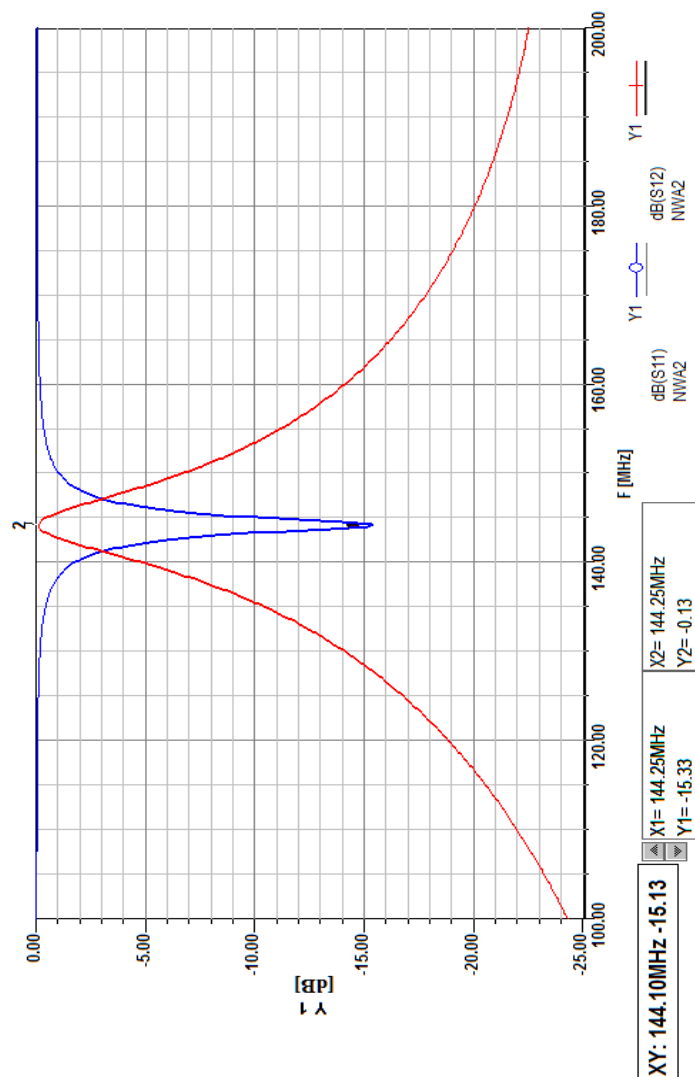
a pro výpočet konkrétní kompenzační kapacity lze použít odvozený vzorec z kapacitní reaktance:

$$C = \frac{1}{XL 2\pi f} = 0,21 \text{ pF} \quad (1.52)$$

Konkrétní hodnoty kapacitního děliče jsou patrné ze simulace.



Obr. 1.6: Základní konfigurace anodového obvodu $\lambda/2$ naprázdno (simulátor).



Obr. 1.7: Výsledek simulace přenosu S12 a přizpůsobení S11 obvodu $\lambda/2$ naprázdno.

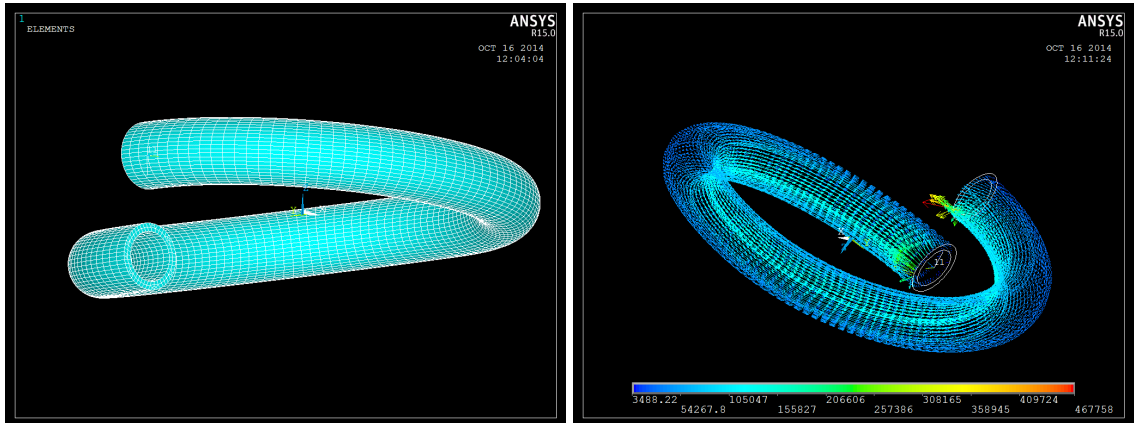
1.5.3. Experimentální anodový obvod s cívkovým rezonátorem

Tento způsob řešení anodového obvodu je poměrně nový. Tento typ anodového obvodu byl zvolen v experimentální konstrukci dvojitého výkonového zesilovače pro 144 MHz popsaného v jedné z následujících kapitol. Princip funkce anodového obvodu využívá tzv. cívkového rezonátoru naprázdno. Pokud se podíváme na náhradní obvod, který nám reprezentuje reálnou cívku, můžeme pozorovat, že každá cívka vykazuje vlastní sériovou a paralelní rezonanci. Ta je způsobena především tzv. mezizávitovou kapacitou. Tato kapacita je poměrně malá, ale právě v uvažovaných kmitočtových pásmech ji nemůžeme zanedbat. Přibližný popis návrhu a řešení výkonového zesilovače s tímto typem anodového obvodu byl popsán v mé diplomové práci [3]. Podrobnější analýza a stanovení velikosti mezizávitové kapacity je poměrně komplikovaná a nejjistější cestou je vytvoření přesného modelu a následné řešení v simulátoru 3D EM pole. U této konstrukce se využívá vlastní paralelní rezonance cívky tvořené zpravidla jedním závitem a je zde určitá analogie s předchozím provedením rezonátoru $\lambda/2$ naprázdno. Výsledky simulace i následné provedení dává přibližně stejné výsledky. Tím, že se jedná z principu o paralelní rezonanční obvod, tak na jeho konci je opět napěťové maximum a napětí na konci rezonátoru je úměrné provoznímu Q_p . Hodnota tohoto napětí dosahuje opět až několika desítek kV a této hodnotě musíme uzpůsobit veškeré komponenty v anodové dutině, tj. především provozní napětí použitých kondenzátorů v kapacitním děliči. Tyto kondenzátory se realizují jako konstrukční s proměnnou vzdáleností s vloženým izolačním dielektrikem (zpravidla teflon) a změnou této vzdálenosti je umožněna změna kapacity a tím ladění tohoto anodového obvodu.

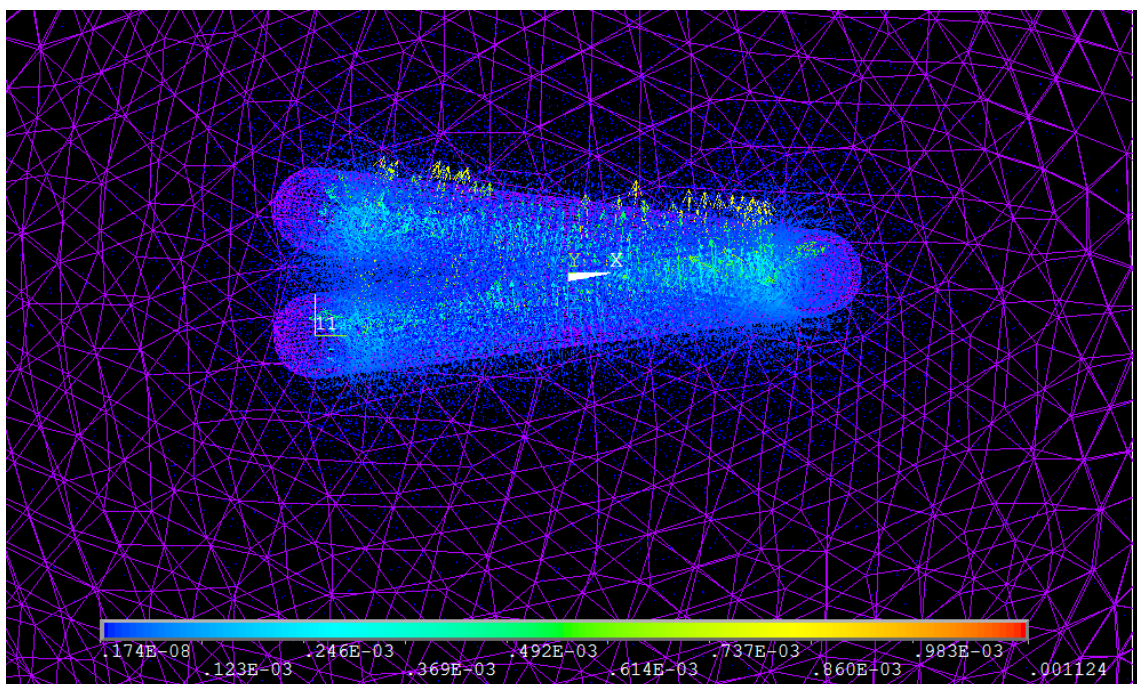
Toto inovativní řešení anodového obvodu umožňuje velmi malé konstrukční uspořádání, relativně snadné naladění a poměrně dobrou účinnost. Velikost celého anodového boxu s elektronkou vychází malá a celková velikost zesilovače může být srovnatelná s plně tranzistorovým zesilovačem obdobného výkonu. Nevýhodou tohoto řešení anodového obvodu je nižší mechanická stabilita, která je dána menším rozměrem anodového obvodu a tím i horší tepelné setrvačností, které následně způsobují větší změny rozměrů při změnách zatížení a tím rozladování anodového obvodu. Je tak nutno za provozu občas provádět doladování anodového obvodu.

Pro přibližné stanovení mezizávitové kapacity bylo využito 3D simulátoru elektromagnetického pole firmy Ansys R15. Stejný simulační program byl použit pro

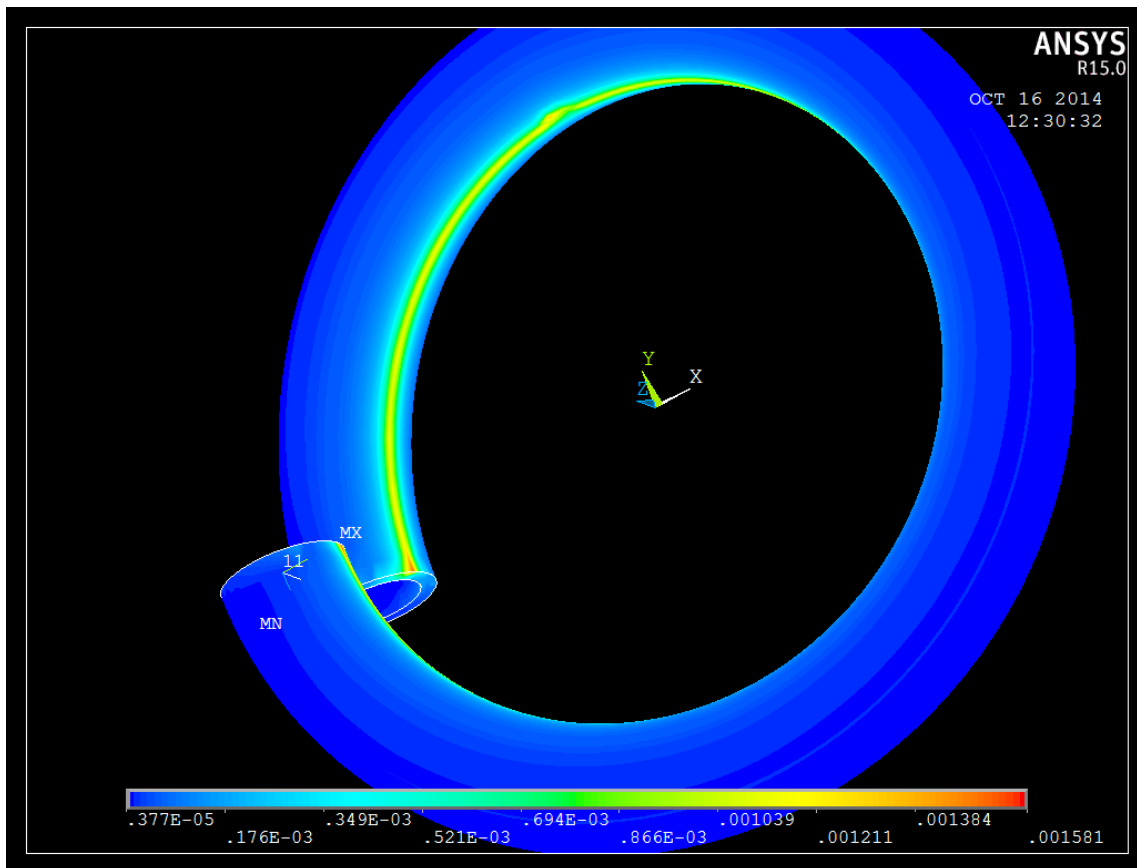
stanovení celkové indukčnosti a pro stanovení relativní intenzity proudu. Vhodnou integrací přes objem byla stanovena mezizávitová kapacita u dané jednozávitové struktury přibližně 1,5 pF. Zjištění indukčnosti této cívky bylo provedeno analyticky zjednodušeným výpočtem a porovnána s hodnotou získanou z modelu v Ansys R15. Velikost této indukčnosti je přibližně 170 nH. Vlastní jednozávitový rezonátor je tvořený jedním závitem cívky o vnitřním průměru 70 mm z 8 mm tlusté měděné trubičky o tloušťce stěny 1 mm, přičemž délka cívky je cca 5 mm.



Obr. 1.8: MKP – modely v Ansys R15.



Obr. 1.9: MKP – modely v Ansys R15.

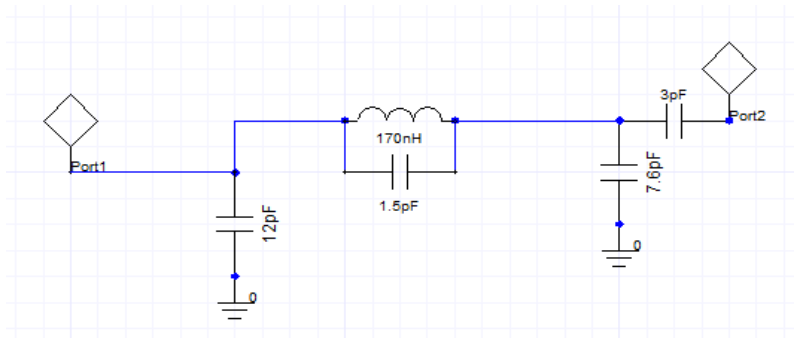


Obr. 1.10: MKP – modely v Ansys R15.

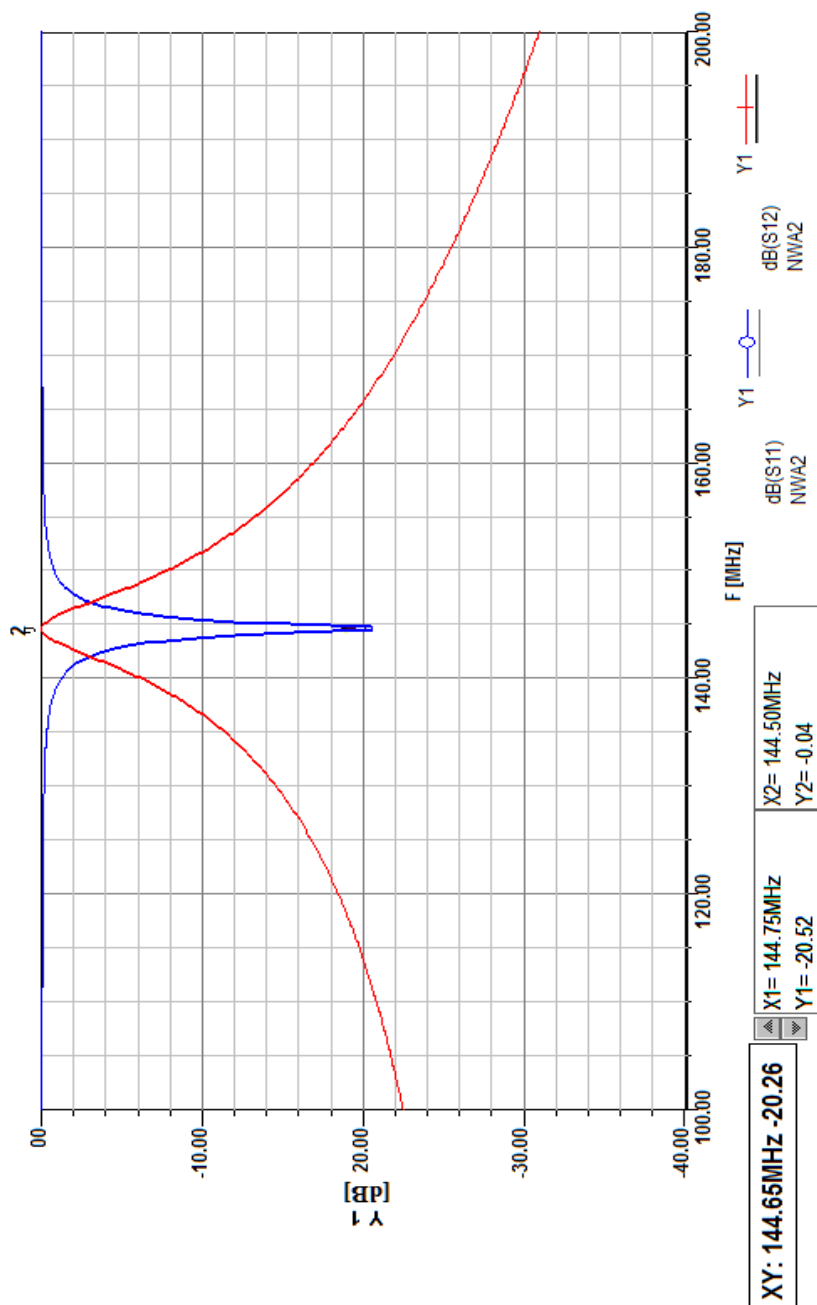
Přesné měření mezizávitové kapacity je pro velmi malou hodnotu komplikované a je důležitější ve výsledném zesilovači výstupní anodový obvod pečlivě naladit na optimální funkci a nejlepší přenos. Ladící kondenzátor s proměnnou mezerou C_{zem} má hodnotu okolo 7,5 pF a kapacitní vazba do antény C_v odpovídá přibližně 3 pF. Tyto hodnoty byly získány z obvodového simulátoru Ansoft Designer a následně byly aplikovány na reálném prototypu experimentálního zesilovače. Výpočet vnitřního průměru jednozávitové cívky byl proveden z následujícího upraveného vztahu:

$$L = \frac{D^2 \mu N^2 \pi}{4l} \quad (1.53)$$

kde D je průměr cívky, L je indukčnost, l je délka cívky, μ je permeabilita prostředí, N je počet závitů.



Obr. 1.11: Základní konfigurace anodového obvodu s cívkovým rezonátorem.



Obr. 1.12: Přenos S_{12} a přizpůsobení S_{11} obvodu s cívkovým rezonátorem.

Pro pokles -3 dB dostaneme šířku pásma pro daný pokles cca 5,7 MHz při středním kmitočtu 144 MHz. Pokud bychom dosadili do vzorce pro výpočet provozního činitele kvality Q_p :

$$Q_p = \frac{f_0}{B_{-3}} \quad (1.54)$$

došli bychom k výsledku, že Q_p při této konkrétní hodnotě anténní vazby je přibližně 25.

1.6. Praktická realizace úzkopásmového experimentálního zesilovače pro 144 MHz osazeného elektronikou GS35b

V rámci výzkumu v oblasti výkonové radiotechniky vznikl tento experimentální dvojitý zesilovač modulární koncepce osazený dvěma keramickými elektronkami GS35b (3CX1500) o anodové ztrátě 1500 W (každá). Zesilovač je realizován pro radioamatérské pásmo 144 MHz a je určen především pro lineární druhy modulací (například SSB). Využití najde v oblasti dálkových troposférických spojení, při radioamatérských závodech, při výzkumu odrazu a možnosti komunikace odrazem od měsíčního povrchu, případně při komunikaci prostřednictvím satelitů. Výstupní výkon zesilovače je poměrně vysoký a jedná se o jeden z nejvýkonnějších zesilovačů pro radioamatérské využití. Od začátku byl konstruován tak, aby bylo možno využít maximální povolený výkon v tomto pásmu pro operátorskou třídu HAREC A, který je pro extravilán dán hodnotou 3000 W PEP.

Zesilovač je realizován jako dvojitý se dvěma nezávislými anodovými boxy, kdy bylo použito netradiční řešení anodového obvodu ve formě jednoválcového cívkového rezonátoru. Oba výstupní bloky jsou realizované přísně identicky včetně fázových posuvů a nastavení pracovních bodů a je možné je tak pro dosažení předpokládaného výstupního výkonu sloučit pomocí slučovače s izolovanými porty. Trvalý výstupní výkon zesilovače po sloučení obou bloků bez omezení doby provozu je cca 2000 W PEP a výkon do limitace na úrovni 2500 W PEP.

Zesilovač vykazuje následující parametry:

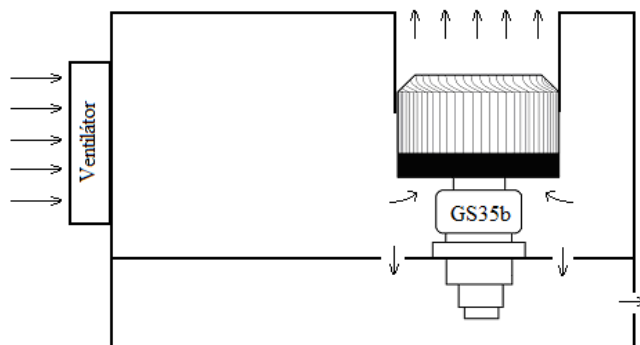
- dosažitelný výkon trvale pro jednodecibelovou kompresi bez omezení doby provozu minimálně 2x 900 W PEP na 50 Ω (typicky 2x 1250 W do limitace)
- výkonové zesílení větší než 12 dB
- celková účinnost vyšší než 50 %, měřeno při trvalé nosné
- vstupní PSV na obou portech menší než 1,3 pro celý rozsah buzení (útlum odrazu vyšší než 18 dB)
- normovaná vstupní (výstupní) impedance 50 Ω nesymetricky
- potlačení 2 a 3. harmonické složky alespoň o 40 dB (s výstupním filtrem více než 70 dB)
- Q nezatížené dutiny vyšší než 600
- nastavení klidového proudu a pracovní třídy
- maximální teplota chladícího vzduchu 70 °C
- indikace anodového proudu a výstupního výkonu nezávisle pro každý blok, indikace teploty výstupního chladícího vzduchu každé elektronky, indikace provozních stavů
- zesilovač vyžaduje ke své funkci externí zdroj anodového napětí 3,5 kV / 2 A
- spínání PTT zesilovače záporným nízkoproudovým rozhraním s možností Stand – By režimu
- vstupní i výstupní nesymetrické konektory typu N a 7/16
- na zadní straně svorka pro ochranu pospojováním a pro uzemnění
- ochrana kryty a stíněním před nebezpečným neionizujícím zářením a vysokým napětím
- dvoustupňová regulace množství chladícího vzduchu s možností přepnutí na maximální chladící výkon
- celý zesilovač umístěn v mechanicky uceleném celku blokové konstrukce pro snadnou opravitelnost, rozměry 480x265x370 mm, hmotnost bez anodového zdroje cca 15 kg.

Na zesilovač jsou kladeny poměrně vysoké nároky jak z hlediska linearity, harmonického zkreslení, spektrální čistoty (především nízké hodnoty vyšších řádu intermodulačních produktů). Také je vyžadována poměrně vysoká spolehlivost a robustnost, protože zesilovač bude pracovat v různých prostředích. Zesilovač s moderními tranzistory obdobného výkonu je také realizovatelný, ale kladou se na něj výrazně vyšší požadavky především z pohledu diagnostiky a ochran. Jednou z podmínek realizace zesilovače byla nutnost použít kompaktní konstrukci pro možnost častého převážení zesilovače na různá stanoviště a zároveň dosažení vysoké provozní bezpečnosti. Vlastní konstrukce byla již dopředu omezena rozměry sériově vyráběného svařovaného nosného ocelového rámu, původně určeného pro výkonový oddělovací zdroj. Rozměr tohoto rámu je 480x350x240 mm. Z tohoto důvodu bylo nutné velmi důmyslně dopředu rozvrhnout vlastní umístění jednotlivých celků a využít každého volného místa.

1.6.1. Chlazení zesilovače

Vzhledem k trvalému výstupnímu výkonu zesilovače okolo 1000 W PEP a při dané účinnosti je nutné spolehlivě odvézt z chladiče elektroniky přibližně 800 W ztrátového tepla při trvalém provozu. Díky tomu, že samotný experimentální zesilovač je tvořen dvěma identickými blokama, je tento ztrátový výkon dvojnásobný. Oba bloky zesilovače jsou osazeny majákovými triodami typu GS35b, u kterých je potřeba realizovat speciální systém chlazení. Chladič elektroniky (radiátor) musí být umístěn ve vzduchové trati, do které je buď vzduch vtlačován nebo je z ní odsáván pomocí ventilátoru. První řešení je vhodné pro větší ztrátové výkony a je účinnější, ale je nutno použít poměrně drahou turbínu. Druhý způsob umožňuje použít k odsávání běžně dostupný axiální ventilátor s kovovými lopatkami, ale následně je tento ventilátor namáhán zvýšenou teplotou. U experimentálního prototypového zesilovače bylo použito kompromisní řešení, kdy byl použit stejnosměrný ventilátor o příkonu cca 20 W a napájecím napětím 48 V o rozměru 120x120x38 mm. Tento ventilátor je použit jako tlačný, který vhání vzduch do anodového boxu a následně přes chladič elektroniky do okolí. Vydatnost vzduchu použitého ventilátoru je okolo 250 m³/h a tato hodnota samozřejmě se zvyšujícím odporem vzduchové trati výrazně klesá a je nutno použít pro přesné stanovení graf závislosti množství vzduchu na tlaku dodávaný výrobcem ventilátoru. Praxe ukázala, že tento kompromisní systém s použitím axiálního ventilátoru je dostatečně efektivní až do ztrátového výkonu okolo 1000 W.

Tento fakt byl opakovaně prokázán při dlouhodobém provozu během radioamatérských závodů, které trvají 24h, kdy teplota uvnitř místnosti dosahovala okolo 40 °C, a teplota výstupního vzduchu nepřekročila 60 °C. Toto platí pro nejčastěji používané druhy provozu SSB a CW, pro FM musíme počítat přibližně s polovičním výstupním výkonem. Pokud bychom chtěli využít u této elektronky plné výkonové ztráty, tj. 1500 W, což by odpovídalo výstupnímu výkonu okolo 2 kW PEP, tak by již tento systém chlazení byl málo efektivní a muselo by se přistoupit k použití výkonné turbíny. Pro plný ztrátový výkon je doporučené množství vzduchu skrz chladič elektronky okolo 150 m³/h, což je klasickým axiálním ventilátorem nedosažitelná hodnota ani v režimu odsávání vzduchu z dutiny. Důležité je, aby teplota výstupního vzduchu nepřesahovala cca 90 °C, což by naznačovalo špatné chlazení elektronky, které by mělo za následek její sníženou životnost a v extrémním případě až její zničení. Maximální dovolená teplota chladiče elektronky GS35b je okolo 200 °C. K dlouhodobé životnosti nepřispívá ani podchlazování elektronky, kdy prudké změny teploty mezi režimy příjem a vysílání způsobují rozdílné dilatace materiálů a dochází tak k mechanickému namáhání zátavů kov – keramika. V kritickém okamžiku může dojít až k mechanické destrukci, případně k průniku vzduchu do elektronky se všemi důsledky. Velmi vhodná je tak alespoň základní stabilizace teploty realizovaná dvoustupňovým řízením otáček, kdy v režimu příjmu je zapnut ventilátor se sníženými otáčkami a při přechodu na vysílání vhodné relé překlenuje srážecí odpor. Při dlouhodobém provozu je vhodné tento kontakt relé nahradit kolébkovým vypínačem umístěným na předním panelu a chladit tak elektronku maximálním proudem vzduchu. Složitějším způsobem je možné realizovat regulátor otáček v závislosti na teplotě vystupujícího vzduchu a udržovat tak přibližně konstantní teplotu při obou režimech. U elektronky GS35b navíc výrobce doporučuje chladit i spodek elektronky, kdy postačí vyvrtat několik chladících otvorů o průměru okolo 10 mm poblíž spodku elektronky. Těmito otvory necháme proudit malou část chladícího vzduchu a vzniklá cirkulace ve spodní uzavřené části anodového boxu je již dostatečná pro chlazení katody elektronky.



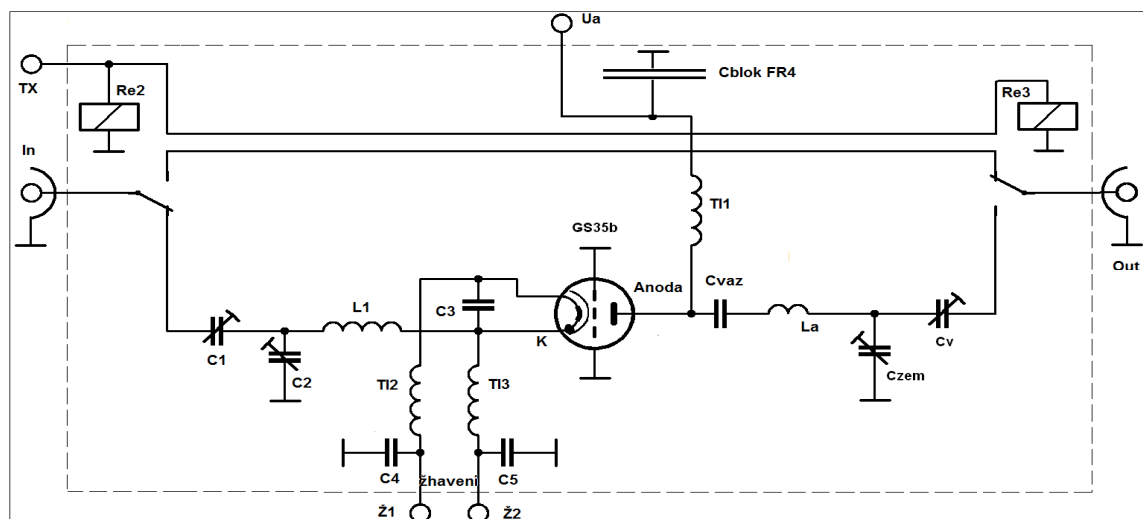
Obr. 1.13: Ukázka použitého systému chlazení keramické triody GS35b.

1.6.2. Mechanická konstrukce anodového boxu

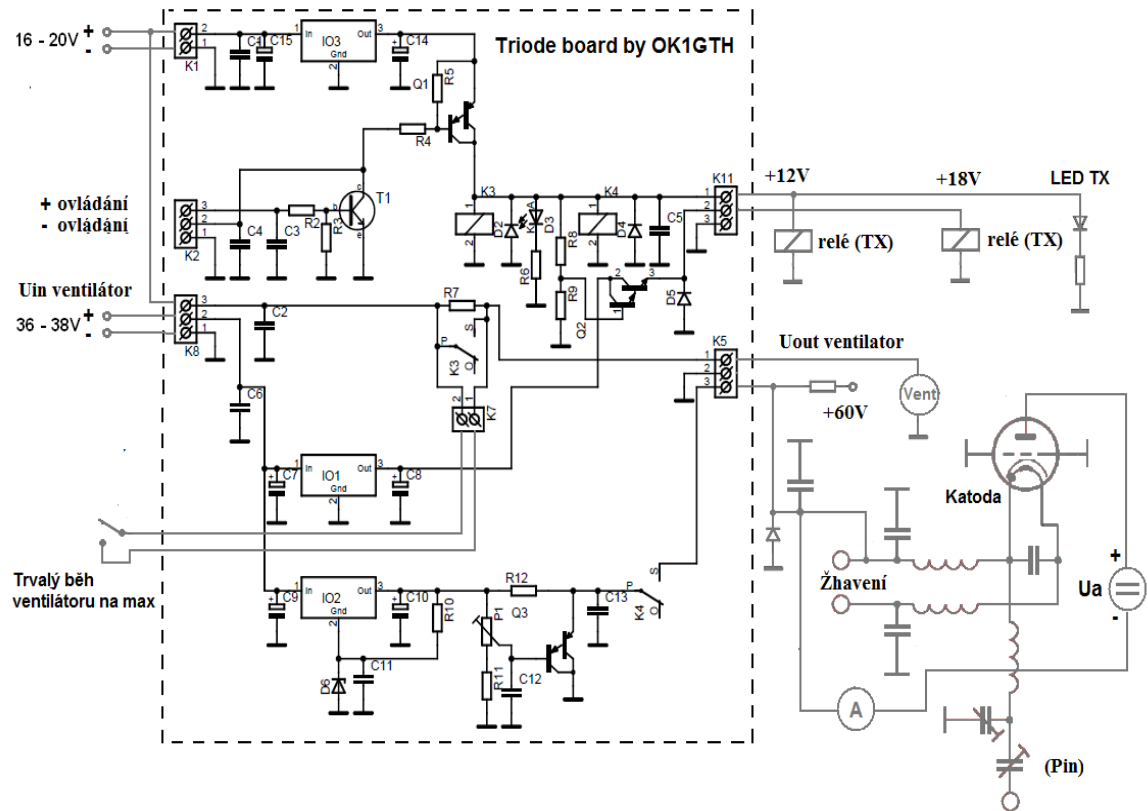
Nejdůležitější součástí celého zesilovače je anodový box, ve kterém je umístěna elektronka a celý anodový obvod. Nejvhodnějším materiálem pro konstrukci je měď a hliník. Na anodový box je vhodné použít 2 – 3 mm tlustý hliníkový plech, který nastříháme na vhodné rozměry a v rozích spojíme úhelníky. Zajímavé je technické řešení kondenzátorů C_{zem} a C_v , které lze bez problémů použít pro přenášený výkon. Vzhledem k vysokým cirkulačním proudům nelze použít klasické ladící kondenzátory se sběračem rotoru. Zároveň je nutno zajistit dostatečnou elektrickou pevnost mezi deskami. Těmto podmínkám bez problémů vyhoví ladící systém s proměnnou mezerou, u kterého není žádný pohyblivý kontakt a desky kondenzátoru jsou dobře elektricky spojeny pro minimalizaci přechodového odporu. Mezi deskami je vložena izolační teflonová deska tloušťky 2 mm pro zajištění elektrické pevnosti více než 50 kV. Hrany desek kondenzátorů musíme dobře zaoblit, aby nedocházelo ke vzniku koróny na hranách desek, kde je největší gradient elektrického pole.

Napětí na výstupu anodového obvodu je úměrné pracovnímu Q_p . V praxi se pohybuje ve špičkách až okolo několika desítek kV. Anténní kondenzátor C_v je nastaven napevno na maximum výkonu a optimální provozní Q_p . Důležité je vyvedení ladění kondenzátoru C_{zem} na předním panelu, protože tímto kondenzátorem se ladí anodový obvod. Jeho realizace spolu s ostatními díly je patrná z technických náčrtků. Jako nosný prvek prostředního sloupku je nutné použít teflon, který jako jeden z mála plastů vyhoví z hlediska vysokofrekvenčních ztrát. Pro připevnění měděného plechu ve tvaru U jsou použity samořezné šroubky, stejně tak i na uchycení tohoto sloupku ke dnu boxu. Závitová tyč ovládající ladící kondenzátor je o průměru 6 mm, stejně tak jako standardně vyráběné kleštinové přístrojové knoflíky.

Na komínek, ve kterém je umístěna elektronka, musíme použít materiál, který dobře snáší vyšší teploty. Opět se osvědčil teflon, případně silikonová guma, která se dá velmi dobře nařezat a slepit. Kolem chladiče elektronky je umístěn stahovací pásek z mědi, který má stejnou roztažnost jako měděný chladič elektronky. K tomuto pásku je naletován měděný úchyt, ke kterému je následně přišroubován oddělovací keramický diskový kondenzátor pro napětí 4 kV a kapacitě 1 nF. Tento kondenzátor musí bez problému přenášet daný výkon. Ruské diskové kondenzátory z armádních výprodejů jsou k tomuto účelu konstruovány. Za oddělovacím kondenzátorem je ze stejného plechu vyroben i úchyt cívky, kterým je cívka spojena na druhé straně s prostředním sloupkem. U takto realizovaného obvodu a boxu můžeme počítat s vysokou hodnotou nezatíženého činitele kvality Q_n a tím i vysoké provozní účinnosti.



Obr. 1.14: Schéma zapojení anodového boxu pro 144 MHz.



Obr. 1.15: Schéma zapojení ovládání a zdroje předpětí.



Obr. 1.16: Finální provedení prototypu experimentálního zesilovače.

1.6.3. Výsledky měření na výkonovém zesilovači pro 144 MHz

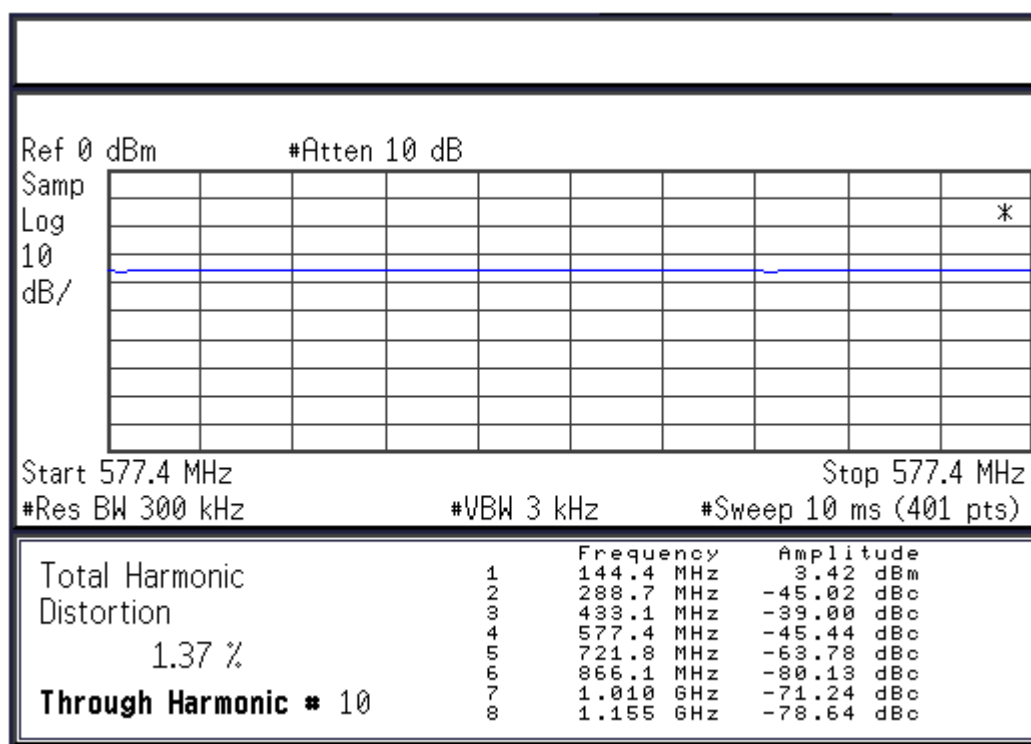
Bylo provedeno následující měření:

1. maximální dosažitelný výkon: 1250 W při trvalé nosné (key-down režim) při 120 W buzení (použit externí budič)

2. bod 1 dB komprese zisku: komprese zisku nastává přibližně při 900 W

3. měření harmonického zkreslení THD: celkové harmonické zkreslení při výstupním výkonu 1 kW = 1,37 % (bez výstupního filtru)

	Nosná 1 kW (dB)	2.har. (dB)	3.har. (dB)	4.har.(dB)
bez výstupního filtru:	0	-48	-42	-48
s výstupním filtrem:	0	-73	-82	-98

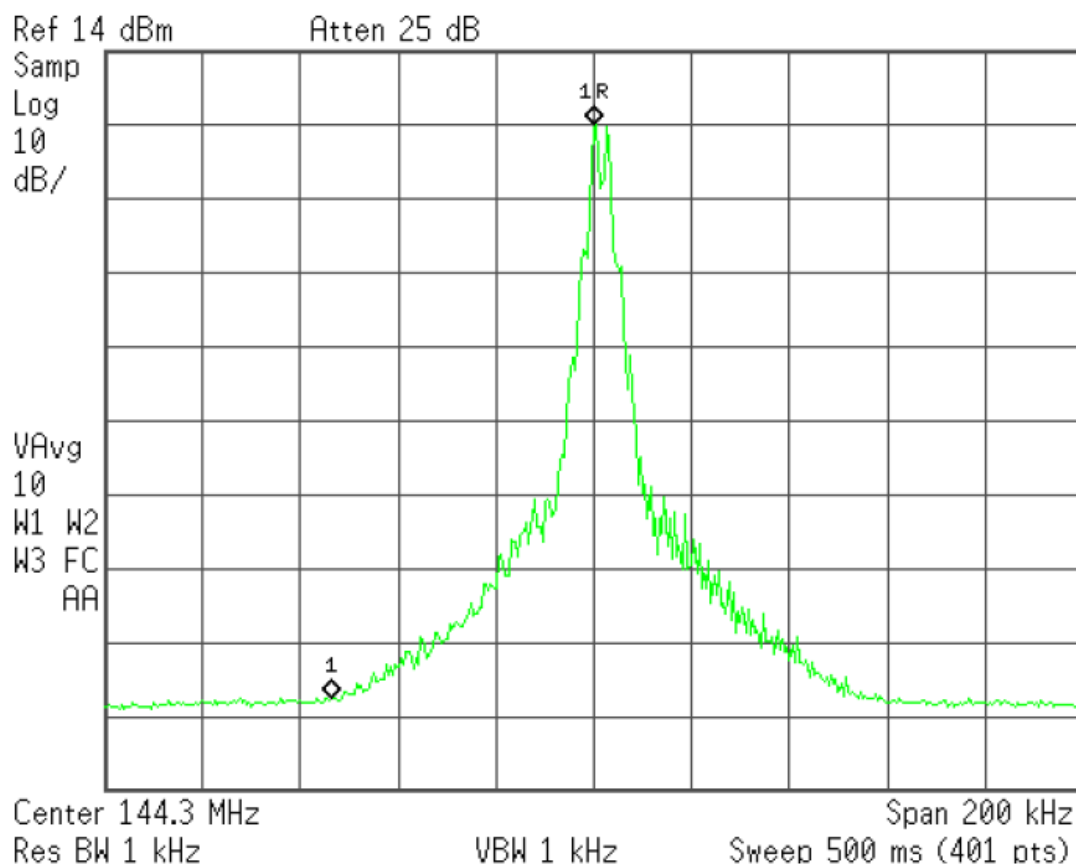


Tab. 1.1.: Měření harmonického zkreslení.

4. Měření intermodulačního (IMD) zkreslení dvojtónovou zkouškou (odstup dvou kmitočtů 2,4 kHz):

a) jako budič byla použita radiostanice IC7400 buzená na cca 90 W, výstupní výkon PA 1000 W. Bylo naměřeno:

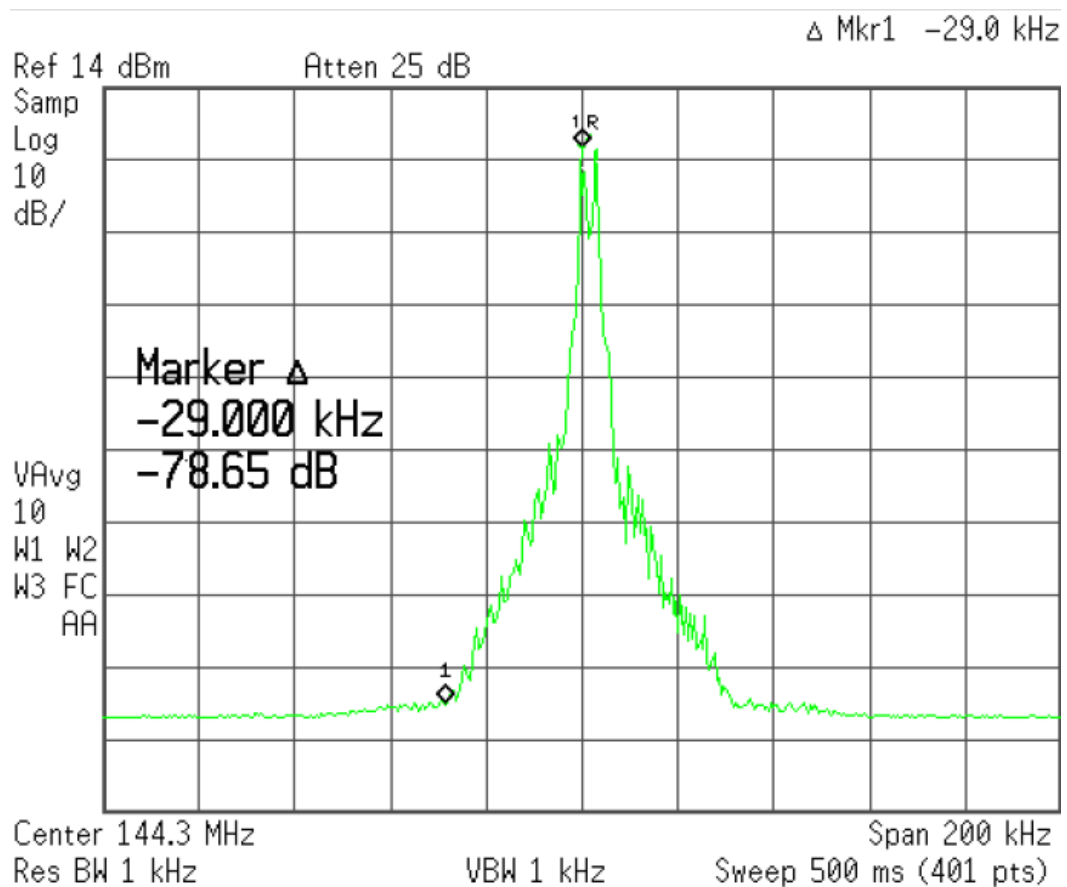
- IMD 3 = 25 dBc
- IMD 5 = 38 dBc
- šířka pásma pro potlačení intermodulačních produktů o 50 dB +/- 10 kHz
- šířka pásma pro potlačení intermodulačních produktů o 70 dB +/- 30 kHz
- šířka pásma pro potlačení intermodulačních produktů o 80 dB +/- 43 kHz



Obr. 1.17: Měření výstupního spektra dvojtónovou zkouškou při 1000 W.

b) jako budič použita radiostanice IC7400 buzená na cca 40 W, výstupní výkon PA cca 600 W. Bylo naměřeno:

- IMD3 = 30 dBc
- IMD5 = 43 dBc
- šířka pásma pro potlačení intermodulačních produktů o 50 dB +/- 10 kHz
- šířka pásma pro potlačení intermodulačních produktů o 70 dB +/- 20 kHz
- šířka pásma pro potlačení intermodulačních produktů o 80 dB +/- 30 kHz



Obr. 1.18: Měření výstupního spektra dvojtónovou zkouškou při 600 W.

5. Měření celkové účinnosti:

Celková dosažitelná účinnost včetně započítání ztrát při trvalé nosné a výstupním výkonu 1000 W pro danou pracovní třídu (lineární režim) měřeno metodou celkový příkon – výstupní výkon je cca 55 %.

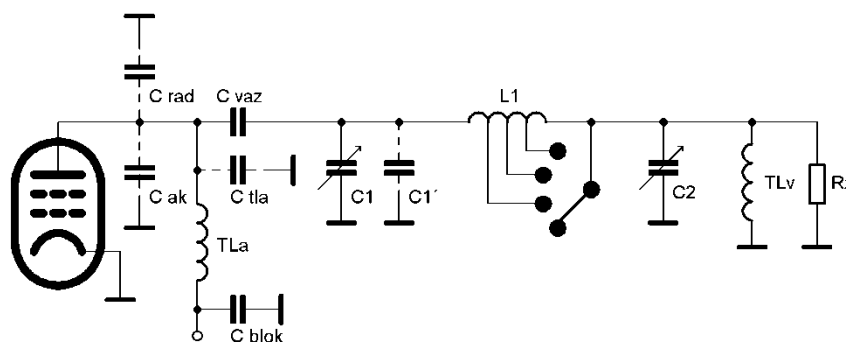


Obr. 1.19: Ukázka použité měřící techniky.

1.7. Teoretický rozbor anodových obvodů vhodných pro širokopásmové KV zesilovače

Tato kapitola je zaměřena na teoretický rozbor možného řešení přepínaného anodového obvodu sestaveného z diskrétních součástí, který je vhodný pro řešení širokopásmového elektronkového KV zesilovače v pásmu 1- 30 MHz. Vzhledem k uvažovanému kmitočtovému rozsahu je na většinu součástí možné pohlížet jako na součástky se soustředěnými parametry. Funkce a použití anodového obvodu je identická, jako u výše popsaných anodových obvodů používaných v oblasti VKV. Vzhledem k délce vlny se nepoužívají části vedení, nahrazující prvky L a C, ale různé topologie přizpůsobovacích členů ve formě T a π článků a jejich modifikací. V tranzistorové technice je možné tento výstupní obvod realizovat například pomocí speciálního širokopásmového transformátoru s jehož pomocí je možné realizovat výstupní obvod s šířkou pásma až dvě dekády. V technice elektronkových zesilovačů není toto řešení možné a používají se tak anodové obvody přeladované a aby se dosáhlo potřebné širokopásmovosti, tak navíc dochází k rozdělení na několik segmentů, které se následně přepínají. Tyto anodové obvody komplikují mechanické provedení a obsluhu zesilovače, ale jejich výhodou je při vhodně zvolené topologii a vhodně zvolenému pracovnímu činiteli kvality Q_p lepší potlačení harmonických produktů a není tak ve většině případů nutné zařazovat externí filtrační členy, na rozdíl od tranzistorových širokopásmových zesilovačů. V současnosti existují i moderní elektronkové zesilovače s plně automatickým řízením, kdy jednotlivé laditelné prvky L a C ve formě π článku jsou ovládány krokovými motory a celý koncový stupeň je řízen mikroprocesorem. Je tak umožněn plně automatický provoz bez zásahu obsluhy, kdy zesilovač po přeladění testuje a nastavuje výstupní anodový obvod na optimální parametry a jednotlivé pozice prvků si následně uloží do paměti. Při dalším přeladování je tak zaručeno, že tato změna je velmi rychlá a pohybuje se do 1 sekundy. Příkladem může být moderní koncový stupeň firmy Acom, model 2000 s plně automatickým provozem. Tento elektronkový zesilovač je určený pro pásmo 1,8-30 MHz s výstupním výkonem až 2000 W, který je osazen dvojicí tetrod 2x GU74b. Jeho využití je především v oblasti KV komunikace na dlouhé vzdálenosti (například ambasády, armádní využití, testování ionosféry, OTH radary, radioamatéři atd.)

V dalším teoretickém rozboru se zaměřím pouze na anodový obvod konfigurace π , který je v oblasti výkonových elektronkových zesilovačů pro oblast KV používán nejčastěji. Pro dodatečné potlačení harmonických produktů se v některých případech tento člunek modifikuje na konfiguraci π -L. Na následujícím obrázku je zobrazeno základní provedení anodového obvodu včetně parazitních rozptylových kapacit, které v zapojení musíme uvažovat.



Obr. 1.20: Provedení anodového obvodu ve formě π článku.

Pro potřeby návrhu a realizace π článku byly odvozeny a upraveny vztahy pro výpočet jednotlivých hodnot C_1 , L_1 a C_2 pro zvolené provozní Q_p . Výpočet dynamického anodového odporu, volba pracovní třídy a teorie s tímto spojená byla odvozena v předchozí kapitole a zůstává v platnosti. Stejně tak zůstávají v platnosti doporučené hodnoty Q_p , které by se měly pohybovat v intervalu cca 5-30, kdy doporučená hodnota a vhodným kompromisem mezi účinností přenosu a filtrací vyšších harmonických je okolo 12. Samozřejmě i nadále platí, že vyšší hodnoty zlepšují filtraci, ale zároveň zvyšují cirkulační proudy a zároveň klesá účinnost zesilovače.

Při teoretickém rozboru π článku zatíženého impedancí R_z , kdy na vstupu máme dynamický anodový odpor elektronky R_d , nám po odvození vyjdou tyto reaktance:

$$X_{C_1} = \frac{R_d}{Q_p} \quad (1.55)$$

$$X_{C_2} = \frac{R_z}{\sqrt{\frac{R_r}{R_d}(Q_p^2 + 1) - 1}} \quad (1.56)$$

$$X_{L1} = \frac{R_d}{Q_p + \frac{1}{Q_p}} \left(1 + \frac{R_z}{Q_p + X_{C2}}\right) \quad (1.57)$$

vše musí platit za podmínky, že:

$$Q_p^2 \geq \frac{R_d}{R_z} - 1 \quad (1.58)$$

Po přepočtu na konkrétní hodnoty C1, C2 a L1 pro daný kmitočet nám uvedené vztahy přecházejí na:

$$C1 = \frac{Q_p}{2\pi f R_d} \quad (1.59)$$

$$C2 = \frac{\sqrt{\frac{R_z}{R_d} (1 + Q_p^2) - 1}}{R_z 2\pi f} \quad (1.60)$$

$$L1 = \frac{R_d (Q_p + (R_z 2\pi f C2))}{(1 + Q_p^2) 2\pi f} \quad (1.61)$$

a vše opět musí platit za podmínky, že:

$$Q_p^2 \geq \frac{R_d}{R_z} - 1 \quad (1.62)$$

Aby tento výpočet parametrů jednotlivých hodnot byl univerzální a aby bylo možné snáze anodový obvod ve formě π článku následně optimalizovat, vytvořil jsem univerzální optimalizační program pro výpočet a optimalizaci součástek anodového obvodu pro oblast KV. Nejprve musíme v programu nadefinovat vstupní parametry, tj. zvolíme zatěžovací impedanci R_z (zpravidla volíme 50 Ω), dynamický anodový odpor elektronky R_d , dále zvolíme provozní činitel kvality Q_p a kmitočet, pro který chceme výpočet provést. Program následně provede výpočet jednotlivých prvků C1, C2 a L1 a zároveň nám vypočte a zobrazí optimalizační tabulky, ze kterých následně můžeme

odečíst a optimalizovat hodnoty prvků s ohledem na realizovatelnost, případně upravit provozní Q_p . Především na vyšších pásmech totiž v případě vyšších transformovaných poměrů, tj. kdy nám dynamický anodový odpor vychází poměrně vysoký a při dané počáteční kapacitě C1, rozptylových kapacitách na straně elektronky a konstrukčních kapacitách, se může ukázat, že daný obvod pro dané Q_p není realizovatelný. V tom případě musíme přistoupit ke změně Q_p , případně návrhu s jinou elektronkou nebo volbou ladícího kondenzátoru s menší počáteční kapacitou atd. V následující tabulce jsou zobrazeny vypočítané hodnoty pro zadané $Q_p=12$ a $R_d = 1200 \Omega$ (pro elektronku GU78b v odpovídajícím pracovním bodě při daném anodovém napětí)

Pásmo	C1 (pF)	C2 (pF)	L1 (uH)
1,8 MHz	885	3900	10
3,5 MHz	454	2043	5,36
7 MHz	227	1021	2,68
14 MHz	113	510	1,34
21 MHz	75	340	0,89
28 MHz	57	255	0,67

Tab. 1.2: Vypočítané přibližné hodnoty součástek pro výstupní π článek.

Na dalších obrázcích jsou zobrazeny vypočítané optimalizační tabulky pro zadaný kmitočet, tj. zde konkrétně 28 MHz. V případě změny kmitočtu program přepočítá všechny hodnoty pro nové zadání.

Dynamická impedace R_d : [Ω]	Kapacita kondenzátoru C1 v pF pro kmitočet: 28 MHz									
	Volba Q obvodu:									
	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22
400	56,869882	85,30482	113,7398	142,1747	170,6096	199,0446	227,4795	255,9145	284,3494	312,7843
600	37,913254	56,86988	75,82651	94,78314	113,7398	132,6964	151,653	170,6096	189,5663	208,5229
800	28,434941	42,65241	56,86988	71,08735	85,30482	99,52229	113,7398	127,9572	142,1747	156,3922
1000	22,747953	34,12193	45,49591	56,86988	68,24386	79,61783	90,99181	102,3658	113,7398	125,1137
1200	18,956627	28,43494	37,91325	47,39157	56,86988	66,3482	75,82651	85,30482	94,78314	104,2614
1400		24,37281	32,49708	40,62134	48,74561	56,86988	64,99415	73,11842	81,24269	89,36696
1600		21,32621	28,43494	35,54368	42,65241	49,76115	56,86988	63,97862	71,08735	78,19609
1800		18,95663	25,2755	31,59438	37,91325	44,23213	50,55101	56,86988	63,18876	69,50763
2000		17,06096	22,74795	28,43494	34,12193	39,80892	45,49591	51,18289	56,86988	62,55687
2200		15,50997	20,67996	25,84995	31,01994	36,18992	41,35991	46,5299	51,69989	56,86988
2400		14,21747	18,95663	23,69578	28,43494	33,1741	37,91325	42,65241	47,39157	52,13072
2600		13,12382	17,49843	21,87303	26,24764	30,62224	34,99685	39,37146	43,74606	48,12067
2800			16,24854	20,31067	24,37281	28,43494	32,49708	36,55921	40,62134	44,68348
3000			15,1653	18,95663	22,74795	26,53928	30,3306	34,12193	37,91325	41,70458
3200			14,21747	17,77184	21,32621	24,88057	28,43494	31,98931	35,54368	39,09804
3400			13,38115	16,72644	20,07172	23,41701	26,7623	30,10758	33,45287	36,79816
3600			12,63775	15,79719	18,95663	22,11607	25,2755	28,43494	31,59438	34,75382
3800			11,97261	14,96576	17,95891	20,95206	23,94521	26,93837	29,93152	32,92467
4000			11,37398	14,21747	17,06096	19,90446	22,74795	25,59145	28,43494	31,27843
4200			10,83236	13,54045	16,24854	18,95663	21,66472	24,37281	27,0809	29,78899
4400			10,33998	12,92497	15,50997	18,09496	20,67996	23,26495	25,84995	28,43494

Tab. 1.3: Optimalizační tabulka pro 28 MHz – C1 [pF].

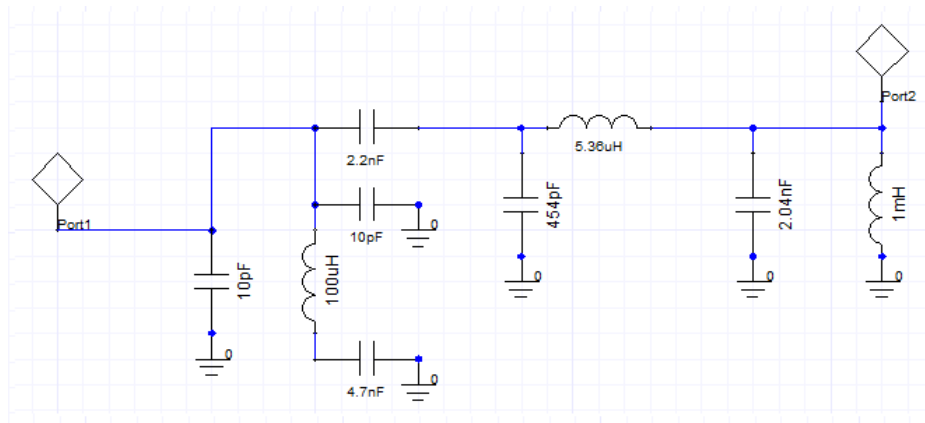
Dynamická impedance Rd: [Ω]	Kapacita kondenzátoru C2 v pF pro kmitočet: 28 MHz									
	Volba Q obvodu:									
	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22
400	120,6392	216,5541	303,6021	387,8009	470,682	552,8384	634,5517	715,9735	797,1932	878,2669
600	73,4187	164,1692	239,034	309,7538	378,6583	446,5885	513,9309	580,89	647,5846	714,0889
800	28,43494	130,3053	199,0446	262,1572	322,9588	382,553	441,429	499,8406	557,9338	615,7987
1000	#NUM!	104,8629	170,6096	228,8969	284,3494	338,3638	391,5358	444,168	496,432	548,4333
1200	#NUM!	83,7102	148,6615	203,7286	255,3874	305,3724	354,3926	402,8005	450,7932	498,4908
1400		64,48438	130,7477	183,6516	232,5018	279,4323	325,2753	370,4346	415,1334	459,5062
1600		44,95959	115,5033	167,0175	213,7354	258,2732	301,5981	344,1685	386,234	427,9435
1800		18,95663	102,0846	152,8332	197,913	240,5326	281,8105	322,2627	362,1659	401,6837
2000		#NUM!	89,91918	140,4582	184,2795	225,3368	264,9184	303,6021	341,6929	379,3694
2200		#NUM!	78,57703	129,4564	172,3244	212,0956	250,251	287,4347	323,9814	360,0852
2400		#NUM!	67,6887	119,517	161,6879	200,3941	237,3367	273,232	308,4459	343,1883
2600		#NUM!	56,86988	110,4101	152,108	189,9305	225,8331	260,6105	294,6615	328,2121
2800			45,59735	101,9588	143,3882	180,4795	215,4846	249,284	282,311	314,8089
3000			32,83384	94,02181	135,3774	171,8688	206,0961	239,034	271,1527	302,7131
3200			14,21747	86,4815	127,9572	163,9639	197,5154	229,6903	260,9981	291,7181
3400			#NUM!	79,23459	121,0328	156,6581	189,622	221,1182	251,6981	281,6605
3600			#NUM!	72,18469	114,5269	149,8653	182,319	213,2094	243,1331	272,4088
3800			#NUM!	65,23423	108,3752	143,5153	175,5274	205,8758	235,2054	263,8561
4000			#NUM!	58,27429	102,5236	137,5499	169,1819	199,0446	227,8347	255,9145
4200			#NUM!	51,16785	96,9254	131,9204	163,2284	192,6554	220,9542	248,5106
4400			#NUM!	43,71623	91,53947	126,5856	157,6211	186,6574	214,5078	241,5829

Tab. 1.4: Optimalizační tabulka pro 28 MHz – C2 [pF].

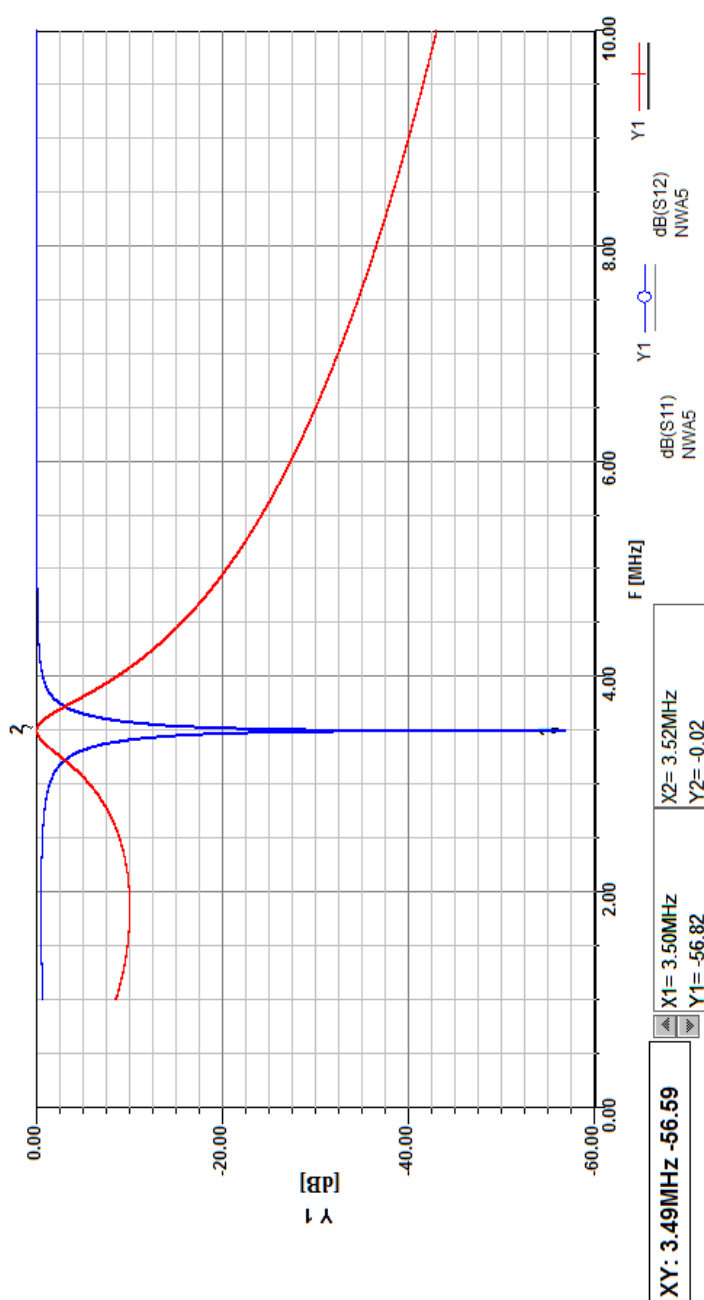
Dynamická impedance Rd: [Ω]	Indukčnost cívky L v uH pro kmitočet: 28 MHz									
	Volba Q obvodu:									
	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22
400	0,835702	0,506933	0,358556	0,275799	0,223485	0,187588	0,161496	0,141705	0,126194	0,113718
600	1,253552	0,760399	0,537833	0,413699	0,335227	0,281382	0,242244	0,212557	0,18929	0,170577
800	1,671403	1,013866	0,717111	0,551598	0,44697	0,375176	0,322992	0,28341	0,252387	0,227436
1000	2,089254	1,267332	0,896389	0,689498	0,558712	0,468971	0,40374	0,354262	0,315484	0,284295
1200	2,507105	1,520799	1,075667	0,827397	0,670454	0,562765	0,484488	0,425114	0,378581	0,341154
1400		1,774265	1,254944	0,965297	0,782197	0,656559	0,565236	0,495967	0,441678	0,398013
1600		2,027732	1,434222	1,103196	0,893939	0,750353	0,645984	0,566819	0,504775	0,454872
1800		2,281198	1,6135	1,241096	1,005681	0,844147	0,726732	0,637672	0,567871	0,511731
2000		2,534665	1,792778	1,378995	1,117424	0,937941	0,80748	0,708524	0,630968	0,56859
2200		2,788131	1,972055	1,516895	1,229166	1,031735	0,888228	0,779376	0,694065	0,625449
2400		3,041598	2,151333	1,654794	1,340909	1,125529	0,968976	0,850229	0,757162	0,682308
2600		3,295064	2,330611	1,792694	1,452651	1,219323	1,049724	0,921081	0,820259	0,739167
2800			2,509889	1,930593	1,564393	1,313118	1,130472	0,991934	0,883356	0,796026
3000			2,689166	2,068493	1,676136	1,406912	1,21122	1,062786	0,946452	0,852885
3200			2,868444	2,206392	1,787878	1,500706	1,291968	1,133638	1,009549	0,909744
3400			3,047722	2,344292	1,89962	1,5945	1,372716	1,204491	1,072646	0,966603
3600			3,227	2,482191	2,011363	1,688294	1,453464	1,275343	1,135743	1,023462
3800			3,406277	2,620091	2,123105	1,782088	1,534212	1,346196	1,19884	1,080321
4000			3,585555	2,75799	2,234848	1,875882	1,61496	1,417048	1,261936	1,13718
4200			3,764833	2,89589	2,34659	1,969676	1,695708	1,4879	1,325033	1,194039
4400			3,944111	3,033789	2,458332	2,063471	1,776456	1,558753	1,38813	1,250898

Tab. 1.5: Optimalizační tabulka pro 28 MHz – L [uH].

Vypočítané hodnoty jsem ověřil simulací a následně potvrdil praktickou realizací výkonového zesilovače osazeného elektronkou GU78b, který bude popsán v jedné z následujících kapitol. Přesnost výpočtu je dostatečná až do cca 50 MHz.



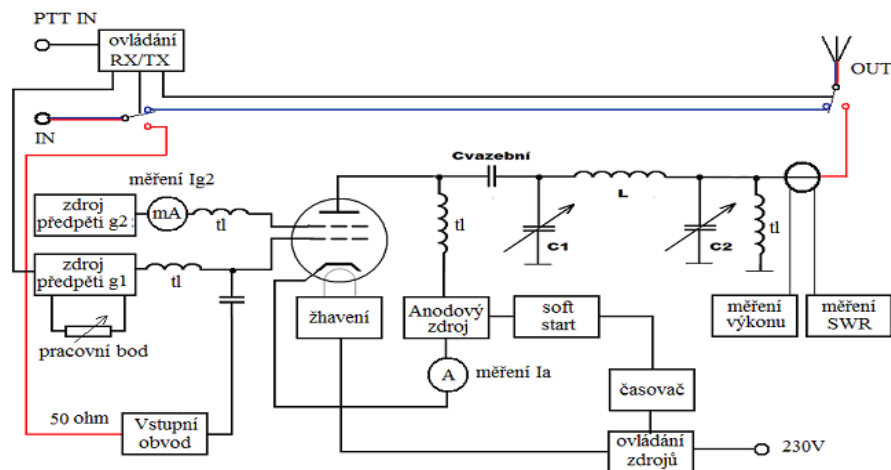
Obr. 1.21: Schéma anodového obvodu s vypočítanými součástkami pro 3,5 MHz.



Obr. 1.22: Výsledek simulace anodového obvodu v pásmu 3,5 MHz (S11 a S12).

1.8. Praktická realizace širokopásmového zesilovače pro 1-30 MHz o výstupním výkonu 3 kW

V rámci výzkumu v oblasti výkonových zesilovačů vznikl tento prototyp širokopásmového lineárního zesilovače, který je osazen moderní keramickou elektronkou s prodlouženou životností GU78b (4CX2500), která je vyráběna především pro vojenské aplikace až do současnosti. Zesilovač má konstantní parametry v celém uvažovaném rozsahu, tj. 1 – 30 MHz, kde anodový obvod je rozdělen do 6 samostatných podrozsahů. Výstupní výkon bez omezení doby provozu je 3 kW PEP na všech pásmech a výkon do limitace je okolo 4 kW. Zesilovač je modulární koncepce shodných rozměrů, jako zesilovač popisovaný v předchozí kapitole a vzhledem k podobné hodnotě anodového napětí vyžaduje stejný externí zdroj anodového napětí 3,5 kV / 2 A. Je zde použita výkonová tetroda, proto i vlastní návrh včetně podpurných obvodů byl navržen pro použití tetrody. Buzení, na rozdíl od předchozího zesilovače, který byl buzen do katody (zapojení s tzv. uzemněnou mřížkou) je provedeno klasicky do první mřížky. Zesilovač má dva nezávislé zdroje předpětí pro první a druhou mřížku, kdy oba jsou zapojeny jako paralelní stabilizátor, kdy zdroj pro G1 je regulovatelný a umožňuje nastavení klidového proudu (a tím uhlu otevření a pracovní třídy) a zdroj G2 je zapojen s ohledem na možný dynatronový jev známý u výkonových tetrod. Vzhledem k poměrně vysoké ceně použité elektronky (v řádu desítek tisíc Kč) byl zesilovač doplněn celou řadou ochran, které automaticky měří řadu parametrů a při překročení minimálně jedné hodnoty celý zesilovač na 10 sekund přepne do „stand-by“ režimu, kdy zesilovač je v tu dobu průchozí. Tento stav je indikován jak opticky, tak akusticky. Jednotlivé ochrany sledují především maximální hodnotu anodového proudu I_a , hodnotu mřížkového proudu I_{g2} , dále hodnotu výstupního výkonu, hodnoty odraženého výkonu a teploty chladícího vzduchu elektronky. Na předním panelu zesilovače jsou umístěny měřicí přístroje, které měří hodnotu anodového proudu, mřížkového proudu, výstupního a odraženého výkonu a teploty chladícího vzduchu. Dále zde najdeme indikační a ovládací prvky nutné pro nastavení parametrů. Chlazení je provedeno tlakovou turbínou s dvojestupňovou regulací množství chladícího vzduchu. Pro přepínání příjem-vysílání je použito rychlé vakuové relé 12 kV / 50 A. Určení zesilovače je především pro radioamatéry pro celosvětové radioamatérské závody, dále pro výzkum ionosféry a pro dálková spojení v pásmu KV.



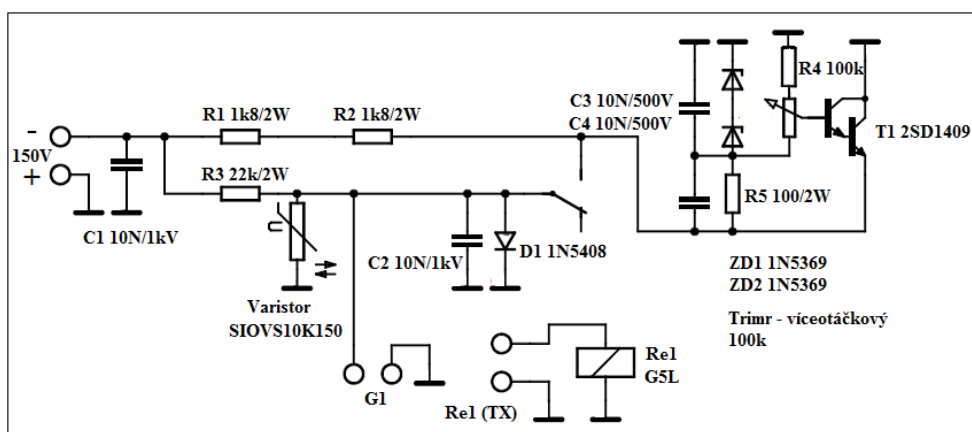
Obr. 1.23: Blokové schéma výkonového zesilovače 1,8-30 MHz.

Zesilovač vykazuje následující parametry:

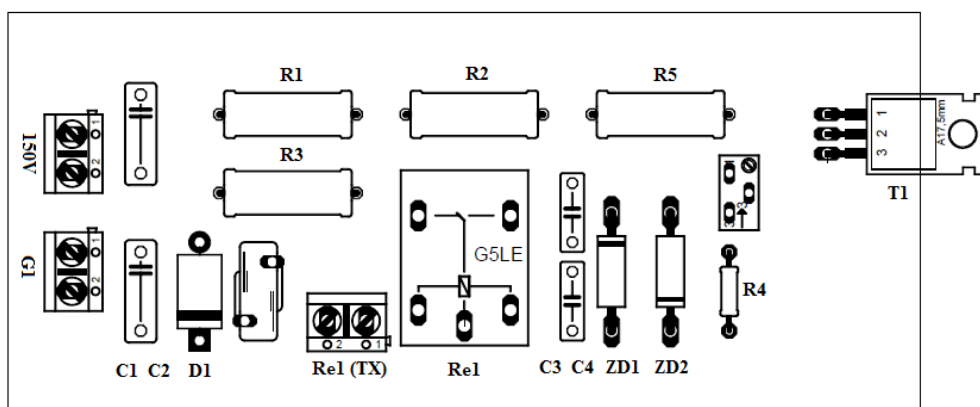
- dosažitelný výkon trvale pro jednodecibelovou kompresi bez omezení doby provozu minimálně 3000 W PEP na 50 Ω (typicky 4000 W do limitace)
- výkonové zesílení větší než 17 dB
- celková účinnost větší než 50 %, měřeno při trvalé nosné
- vstupní PSV v celém rozsahu je menší než 1,5 pro celý rozsah buzení
- normovaná vstupní (výstupní) impedance 50 Ω nesymetricky
- nastavení klidového proudu a pracovní třídy
- maximální teplota chladícího vzduchu 70 °C
- indikace anodového, mřížkového proudu, výstupního a odraženého výkonu, indikace teploty výstupního chladícího vzduchu, indikace provozních stavů
- zesilovač vyžaduje ke své funkci externí zdroj anodového napětí 3,5 kV / 2 A
- spínání PTT zesilovače záporným nízkoproudovým rozhraním s možností Stand – By režimu
- na zadní straně svorka pro ochranu pospojováním a pro uzemnění
- ochrana kryty a stíněním před nebezpečným neionizujícím zářením a vysokým napětím
- dvoustupňová regulace množství chladícího vzduchu s možností přepnutí na maximální chladicí výkon
- celý zesilovač umístěn v mechanicky uceleném celku blokové konstrukce pro případnou snadnou opravu, rozměry 480x265x370 mm, hmotnost bez anodového zdroje cca 20 kg.

1.8.1. Zdroj předpětí pro první mřížku G1:

Celé zapojení je poměrně jednoduché, ale je zde použita zajímavá myšlenka, kdy vlastní zdroj předpětí – stabilizátor je trvale připojen ke zdroji napětí pro G1, tím dojde k jeho „usazení“. První mřížka elektronky je při příjmu napájena rovnou z usměrněného záporného předpětí přes pomocný odpor a tím je zaručeno uzavření elektronky dostatečně vysokým předpětím (-150 V). Kladný pól zdroje je připojen na kostru zařízení a elektronka je otevírána postupným snižováním záporného předpětí, tj., čím více se blížíme nulové hodnotě, tím se elektronka více otevírá a naopak. Při režimu vysílání (TX) se přepne relé a dojde k připojení paralelního stabilizátoru s pevně nastaveným napětím, odpovídajícím dané pracovní třídě, respektive úhlu otevření dané elektronky. Hodnota klidového proudu se nastavuje na optimální hodnoty intermodulačního a harmonického zkreslení. V praxi se doporučuje nastavit hodnotu klidového proudu na velikost přibližně 5 – 10 % maximální hodnoty anodového proudu, kdy vyšší hodnoty klidového proudu samozřejmě zlepšují celkové nelineární zkreslení zesilovače.



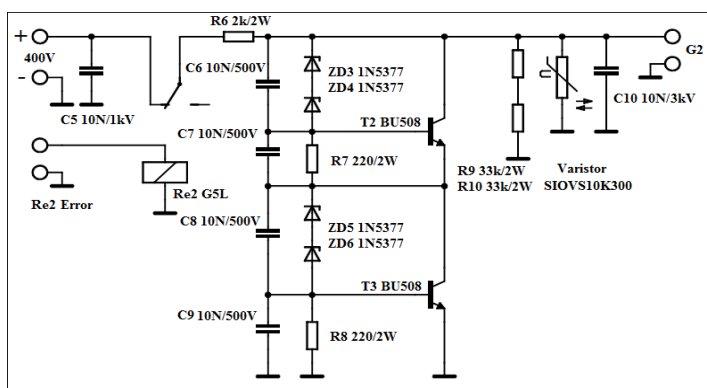
Obr. 1.24: Zapojení zdroje předpětí pro G1.



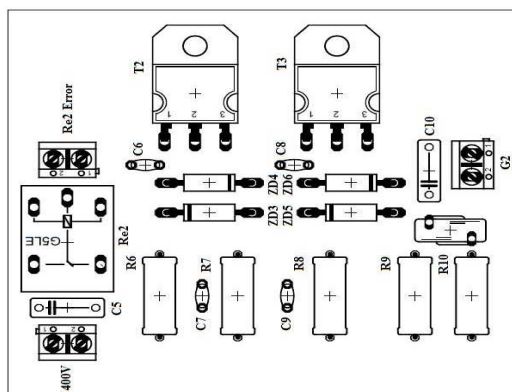
Obr. 1.25: Osazovací plán zdroje předpětí pro G1.

1.8.2. Zdroj předpětí pro druhou mřížku G2:

Uvedený zdroj předpětí vzniknul modifikací běžně používaného zapojení. Celé zapojení je opět řešeno jako paralelní stabilizátor s pevně nastaveným předpětím. Na vstupu nalezneme kontakt relé Re2 Error, které v případě překročení libovolného nastaveného parametru odpojuje ve velmi krátké době napájení předpětí druhé mřížky a chrání tak elektronku. Celé zapojení je provedeno klasicky, tzn. na výstupu je kladné napětí odpovídající doporučené hodnotě velikosti předpětí pro konkrétní elektronku. Uvedená velikost okolo 350-360 V je doporučena pro elektronku GU78b. Celý paralelní stabilizátor je konstruován s ohledem na možný vznik dynatronového jevu a zapojení neumožní výrazné zvýšení napětí na druhé mřížce. Zapojení je dostatečně robustní, což se osvědčilo při jednom z výbojů v elektronce, kdy bylo nutné vyměnit jen tzv. „vybuchovací“ odpory v napájení anody a zbytek elektroniky přežil bez úhony. Na výstupu se nachází měřicí přístroj pro indikaci mřížkového proudu I_{g2} a senzor pro snímání aktuální hodnoty mřížkového proudu, kdy překročení nastavené hodnoty má za následek vypnutí celého zesilovače, respektive přepnutí na definovanou dobu (cca 10 sekund) do průchozího (stand-by) režimu.



Obr. 1.26: Celkové zapojení zdroje předpětí pro G2.

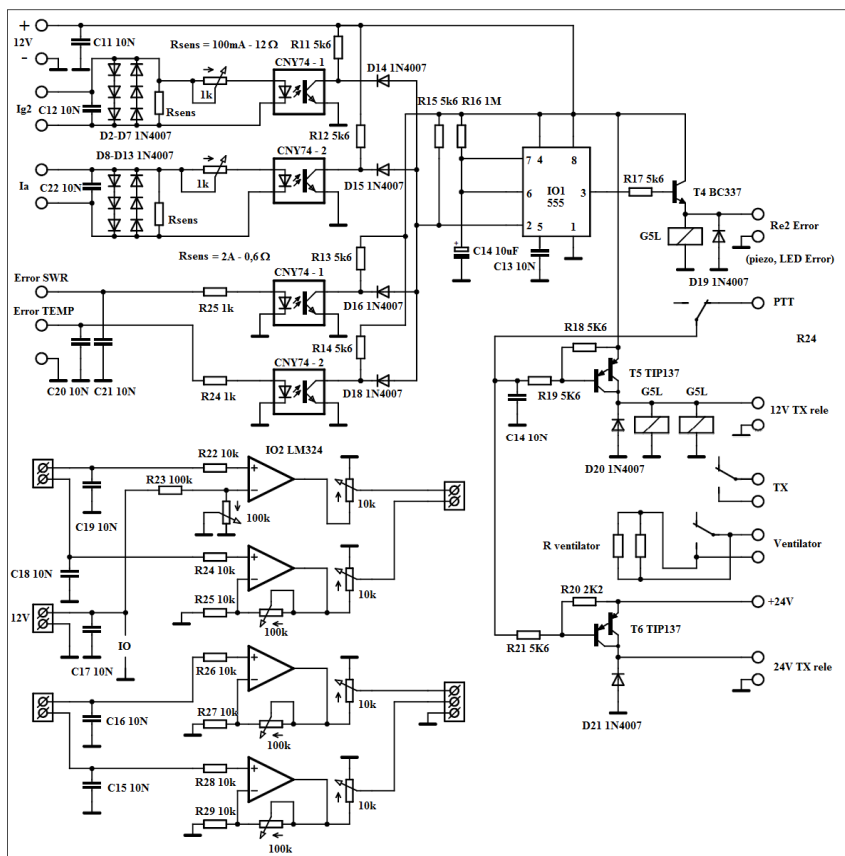


Obr. 1.27: Osazovací plán zdroje předpětí pro G2.

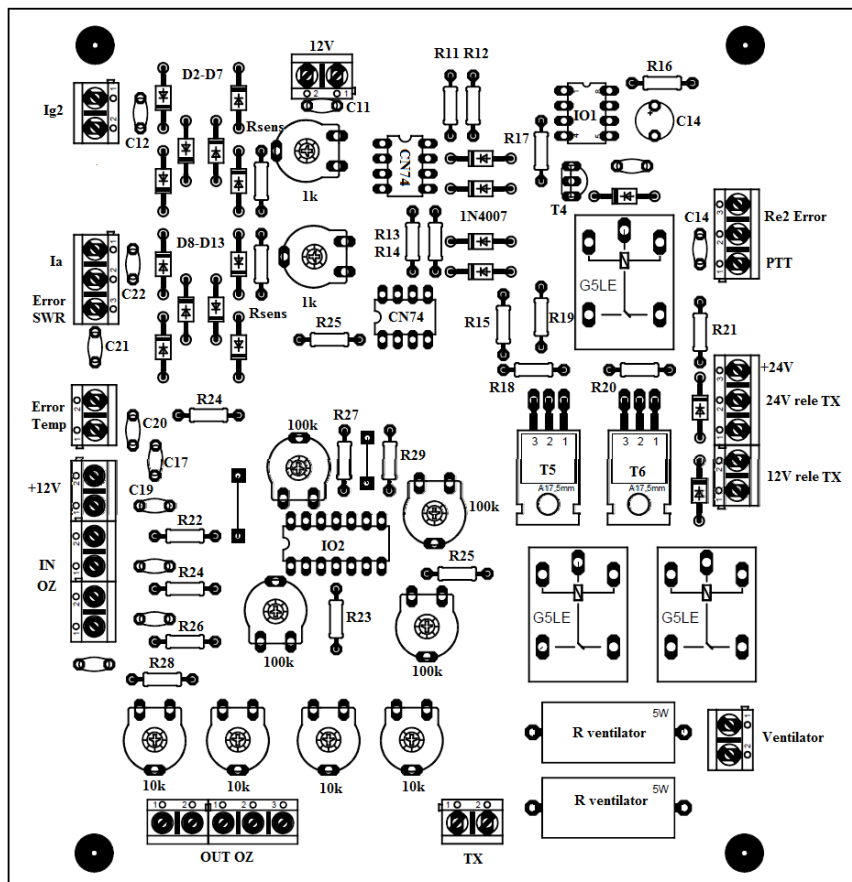
1.8.3. Ovládací jednotka a deska ochran:

Tento obvod zajišťuje celkové ovládání všech hlavních funkcí zesilovače a zároveň jsou zde realizovány potřebné ochrany. Z důvodu poměrně vysokého potenciálu napětí zdroje předpětí druhé mřížky G_2 (cca 350 V) bylo využito pro oddělení optočlenů. Zároveň bylo využito jednoduchého principu nelineární závislosti otevření (rozsvícení) LED diody uvnitř optočlenu pro aktivování ochrany, kdy průchodem mřížkového proudu I_{g2} vznikne potřebný úbytek napětí na měřícím odporu R_{sens} a správným nastavením je tak možno relativně přesně určit bod, kdy dojde k sepnutí optočlenu. Následně dojde k překlopení monostabilního klopného obvodu na definovanou dobu a zesilovač je tak v průchozím režimu. Zároveň dojde k odpojení mřížkového napětí pro G_2 , což je indikováno blikající diodou červené barvy na předním panelu a akustickým tónem 1,8 kHz. Z důvodu ochrany optočlenu nadměrným proudem v případě průrazu uvnitř elektronky jsou paralelně připojeny do série zapojené antiparalelní diody. Stejným způsobem je jištěn i obvod anodového proudu, kdy vypínací mez je nastavena na cca 2 A (pro GU78b). Výhodou tohoto řešení je možné paralelní řazení jednotlivých okruhů ochrany, tzn. další dvojitý optočlen je využit pro ochranu nadměrným odraženým výkonem (špatné SWR) a překročení teploty výstupního chladicího vzduchu, kdy jsou použity komparátory s nastavitelnou mezí překlopení, kdy následně opět dojde k sepnutí optočlenu a přepnutí zesilovače do průchozího režimu. Na této desce je i implementováno jednoduché dvoustavové řízení průtoku množství chladicího vzduchu, kdy v režimu příjem (RX) je elektronka chlazena výrazně menším množstvím vzduchu, což má za následek optimální provozní teplotu. Naopak v režimu vysílání (TX) je elektronka ofukována maximálním množstvím chladicího vzduchu a v závodním režimu je možné vypínačem na předním panelu sepnout trvalý běh ventilátoru pro dobré chlazení.

Dalšími podpůrnými obvody, které se na desce ovládací jednotky nacházejí, jsou pomocné zesilovače s nastavitelným zesílením a jeden komparátor s nastavitelnou mezí komparace.



Obr. 1.28: Celkové schéma ovládací jednotky.



Obr. 1.29: Osazovací plán desky plošných spojů ovládací jednotky.

1.8.4. Výsledky měření na výkonovém zesilovači pro KV osazeného GU78b

Bylo provedeno následující měření:

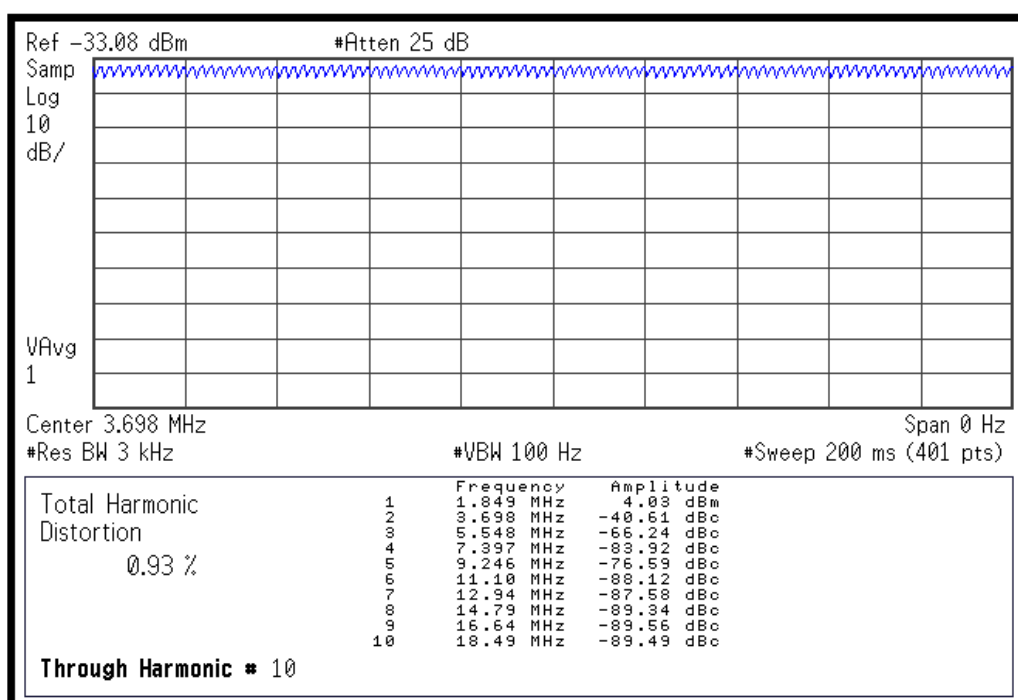
1. maximální dosažitelný výkon:

- a) 3500 W při trvalé nosné (key-down režim) při 80 W buzení v pásmu 14 MHz,
- b) 3000W při trvalé nosné (key-down režim) při 90 W buzení v pásmu 1,8 MHz
- c) 3500 W při trvalé nosné (key-down režim) při 50 W buzení v pásmu 28 MHz

2. bod 1 dB komprese zisku: komprese zisku nastává přibližně při 3000 W (3,7 – 28 MHz) a při 2600 W (1,8 MHz)

3. měření harmonického zkreslení THD: celkové harmonické zkreslení při výstupním výkonu 2500 W v pásmu 1,8 MHz = 0,93 %

Nosná 2500 W (dB)	2.har. (dB)	3.har. (dB)	4.har. (dB)	5.har. (dB)
0	-44,6	-70,2	-87,9	-80,6

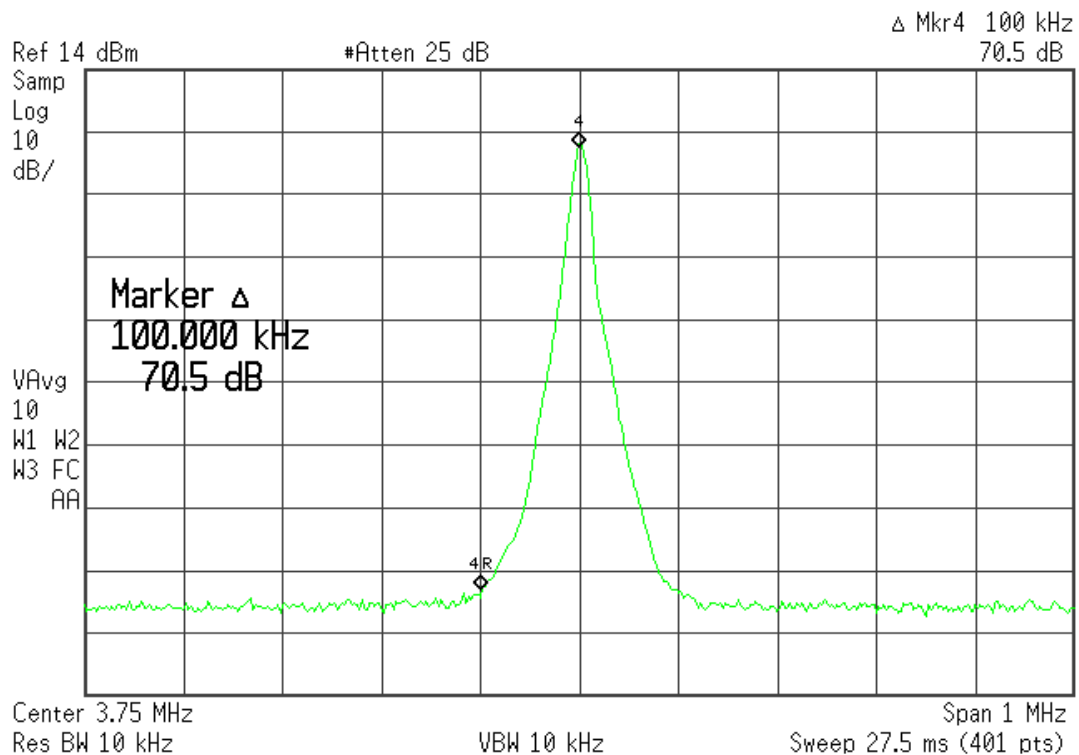


Tab. 1.6: Měření harmonického zkreslení.

4. Měření intermodulačního (IMD) zkreslení dvojtónovou zkouškou (odstup dvou kmitočtů 2,4 kHz):

Jako budič byla použita radiostanice IC7400 buzená na cca 70 W v pásmu 3,75 MHz, výstupní výkon PA cca 3000 W. Bylo naměřeno:

- IMD 3 = 23 dBc
- IMD 5 = 34 dBc
- šířka pásma pro potlačení intermodulačních produktů o 50 dB +/- 40 kHz
- šířka pásma pro potlačení intermodulačních produktů o 70 dB +/- 100 kHz



Obr. 1.30: Měření výstupního spektra dvojtónovou zkouškou při 3000 W.

5. Měření celkové účinnosti:

Celková dosažitelná účinnost včetně započítání žhavení při trvalé nosné a výstupním výkonu 3000 W pro danou pracovní třídu (lineární režim) měřeno metodou celkový příkon – výstupní výkon je cca 62 %.

2. Tranzistorové výkonové zesilovače

2.1.1. Bipolární tranzistory

Prvky tohoto typu až donedávna představovaly jedinou možnost, jak ve slaboproudé elektronice a radiotechnice zesílit vysokofrekvenční signál na patřičnou výkonovou úroveň, protože na rozměrné elektronky a na jejich anodové obvody většinou není v komerční elektronice místo. Dosažení větších výkonů polovodičových koncových stupňů se podařilo až speciálními úpravami bipolárních tranzistorů, u kterých se použila tzv. více-emitorová struktura. Nejvýkonnější typy dosahovaly mezních kmitočtů stovek MHz a kolektorová ztráta až několik stovek W. Bipolární tranzistory mají kladný teplotní koeficient. Změna proudu je přibližně o 5 % při zvýšení teploty čipu o 1 °C, proto je nutné teplotní posuv klidového proudu kompenzovat [5]. K jeho zmenšení můžeme použít zápornou zpětnou vazbu nebo pomocný kompenzační obvod. Při provozu bipolárního tranzistoru jako aktivního zesilovacího prvku protéká emitorovým i kolektorovým přechodem přibližně stejný proud. Na závěrně polarizovaném kolektorovém přechodu je ale mnohem větší úbytek napětí než na propustně polarizovaném emitorovém přechodu, proto i vznik tepla na kolektorovém přechodu je daleko větší. Celkové oteplení tranzistoru tedy rozhodujícím způsobem ovlivňuje vývin tepla na kolektoru, a proto jednou z nejdůležitějších vlastností je tzv. kolektorová ztráta. Pracovní oblast charakteristik tranzistoru, kterou lze skutečně využít, je omezena třemi faktory:

- maximální kolektorovou ztrátou P_{cmax} - (je určena maximální dovolenou teplotou přechodu a chlazením tranzistoru)
- maximálním kolektorovým proudem I_{cmax} – (je určen konstrukcí tranzistoru a dovoleným oteplením)
- maximálním kolektorovým napětím U_{cemax} – (je omezeno průrazem kolektoru)

V katalogích se oblast omezená třemi výše uvedenými faktory nazývá SOA charakteristika (Safe Operating Area). Velmi důležitý obvod, který ovlivňuje výsledné vlastnosti výkonového vysokofrekvenčního zesilovače s bipolárními tranzistory, je zdroj předpětí. Pokud budeme zesilovač uvažovat pro provoz ve třídě C, který má klidový pracovní bod umístěný za bodem zániku kolektorového proudu, a takovýto zesilovač budeme používat pouze pro provoz s frekvenční modulací (FM) a jejich

odvozenin, tak se na zdroj předpětí nekladou velké nároky a zpravidla stačí velmi primitivní zdroj předpětí, protože takovýto zesilovač většinou budí následující rezonanční obvod, ve kterém dochází k rekonstrukci původního signálu a zpravidla má tento obvod i dobré filtrační vlastnosti. Teplotní kompenzaci zajišťuje dioda, která je v tepelném kontaktu s výkonovým tranzistorem. Problém nastane v případě, že budeme chtít takovýto zesilovač používat v lineárním režimu, který je nutný pro lineární modulace a pro modulace, které vyžadují lineární zesílení (SSB, OFDM). V lineárním režimu naopak musíme zajistit zdroj předpětí s co nejmenším vnitřním odporem, který musí mít provedenou dobrou teplotní kompenzaci a musí být stálý i z dlouhodobého hlediska. Při zvyšování teploty čipu vysokofrekvenčního výkonového bipolárního tranzistoru dochází ke zvyšování stejnosměrného zisku, takže zdroj předpětí musí zajistit, aby klesalo jeho výstupní napětí a tranzistorem tak tekla stále stejný klidový proud.

2.1.2. Unipolární tranzistory

Unipolární tranzistory jsou díky jiné přechodové charakteristice z hlediska linearit a vzniku vyšších harmonických a intermodulačních produktů výhodnější. U zesilovačů s unipolárními tranzistory se velice často používá také vyšší napájecí napětí (zpravidla 50 V), díky kterému zesilovač pracuje v lineárnější oblasti, což má za následek opět menší nelineární zkreslení a lepší hodnoty intermodulačních produktů. Proud v unipolárních tranzistorech je přenášen majoritními nosiči, proto jsou tyto prvky odolnější vůči změnám teploty a dopadajícímu ionizujícímu záření než bipolární tranzistory. Pro nepřítomnost minoritních nosičů jsou zapínací a vypínací doby unipolárních struktur dány především parazitními kapacitami, které musí být nabity a vybity při každém sepnutí a vypnutí. Tyto doby jsou jen málo teplotně závislé, což je opět velká výhoda oproti bipolárním tranzistorům. Na zdroj předpětí se navíc nekladou tak vysoké nároky, jako u zesilovačů s bipolárními tranzistory, kde musel mít zdroj předpětí velmi nízký vnitřní odpor. Unipolární tranzistory jsou buzeny napětově a také relativně malým výkonem, protože mají poměrně vysoké výkonové zesílení. Nebezpečím je možnost elektrického průrazu dielektrické vrstvy pod hradlem při manipulaci (její tloušťka se pohybuje jen okolo stovek nm) statickou elektřinou (např. dotykem ruky). Výrobci proto opatřují elektrody například zkratovací pružinkou, která se odstraňuje až po montáži, nebo se tyto součástky převážejí ve speciálních vodivých obalech.

2.1.3. LDMOS tranzistory

U tranzistoru MOS je pro výkonové účely na závadu především poměrně velký úbytek napětí v sepnutém stavu způsobený délkou kanálu, kterou nelze z výrobních důvodů příliš zkrátit. Snahou tento problém vyřešit a získat tak výkonový vysokofrekvenční tranzistor vznikl unipolární tranzistor struktury LDMOS (Lateral Double Diffused). Hlavním rysem tranzistorů LDMOS je vrstva typu P obklopující oblast emitoru (typ N+) [2]. Tato vrstva tvoří vlastní kanál tranzistoru, který je tak velice krátký a přesně definovaný. Zároveň vytváří na styku s vrstvou N- velkou depletiční oblast, díky které se významně zvyšuje průrazné napětí tranzistoru U_{DSmax} .

Vývojem a výrobou výkonových tranzistorů založených na technologii LDMOS se zabývá většina významných světových výrobců polovodičů (NXP, Freescale, STM atd.). Škála výkonů nabízených prvků je v současné době velice pestrá a výkonové ztráty na jedno pouzdro dosahují hodnot až okolo 1 kW. V současné době se podařilo u tranzistorů struktury LDMOS dosáhnout pracovních napětí až okolo 100 V a jsou používány pro frekvence až jednotek GHz. Pro dosažení požadovaných výstupních výkonů bývá v jednom pouzdře implementováno až několik set tranzistorů. V pouzdru jsou dále přítomny přizpůsobovací obvody, které zde zajišťují správnou součinnost všech tranzistorů. Výrobci se i nadále snaží průběžně různými technologickými úpravami zlepšit významné parametry LDMOS tranzistorů (výstupní výkon, linearitu, stabilitu, účinnost, nelineární zkreslení atd.), ale správná funkce těchto úprav je zaručena většinou jen v konkrétním kmitočtovém pásmu a pro předepsaný pracovní bod. Z tohoto je zřejmé, že náklady na vývoj technologických úprav jsou značné a tranzistory jsou proto nabízeny pouze pro omezený počet izolovaných frekvenčních pásem, ve kterých je zaručen dostatečný komerční úspěch (např. GSM, převaděčové sítě, VKV rozhlas, úseky pro DVB-T). Při konstrukci zesilovače s tranzistory LDMOS je nezbytně nutné dodržet hodnotu napájecího napětí i klidový proud tranzistorem, které jsou doporučeny výrobcem. Pracovní bod se nastavuje velikostí napětí U_{GS} (cca 0 – 10 V). Teplotní drift je u moderních výkonových tranzistorů LDMOS relativně malý (v porovnání s bipolárními tranzistory), nicméně pro dodržení požadovaného výkonu a linearity v celém teplotním rozsahu bývá v profesionálních zařízeních kompenzován. Uvádí se, že v teplotním rozsahu od -20 do +100 °C dochází ke změně napětí U_{GS} přibližně o 15 % [2]. Nevýhodou tranzistorů LDMOS je časový drift napětí U_{GS} , který je způsoben tím, že elektrony s vysokou energií z kanálu narušují oxidovou izolační

vrstvou mezi horní hranou kanálu a řídicí elektrodou. V takto vzniklých poruchách se hromadí náboj, který se navenek projevuje posunem napětí U_{GS} [2].

Další nevýhodou výkonových tranzistorů LDMOS jsou jejich velmi nízké vstupní a výstupní impedance, které se pohybují řádově v jednotkách ohmů a které ztěžují návrh a konstrukci přizpůsobovacích obvodů. Toto je způsobeno především tím, že každý čip obsahuje velké množství tranzistorů, které jsou zapojeny paralelně, a tudíž je i vstupní (výstupní) impedance velmi malá.

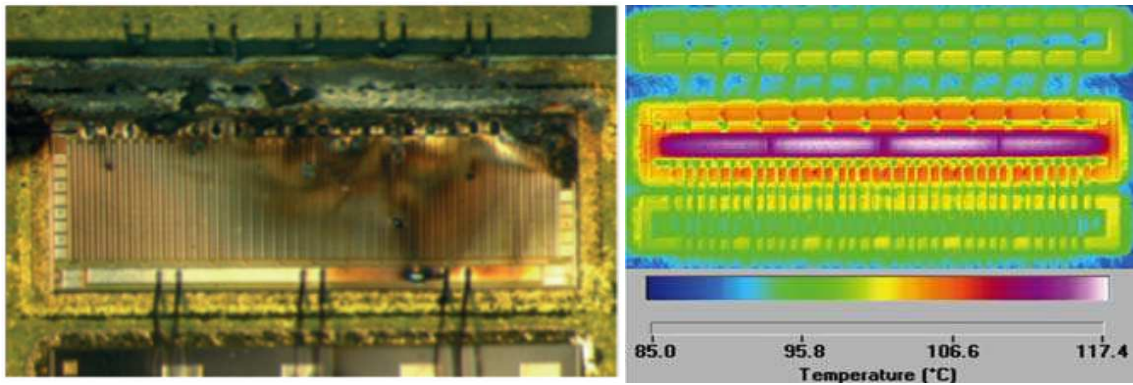
Výkonové tranzistory LDMOS se vyrábějí ve dvou základních provedeních, tj. pro jednočinné (single-ended) nebo pro dvojčinné (push-pull) zapojení. Tranzistory pro dvojčinná zapojení v sobě sdružují dva shodné čipy v jednom pouzdře, což je velmi výhodné zejména z hlediska ceny, rozměrů a shody parametrů obou tranzistorů. U tranzistorů pro dvojčinná zapojení se většinou uvažují impedance mezi oběma hradly, resp. kolektory. Nejčastěji jsou LDMOS tranzistory vyráběny pro provozní napětí 32 V a 50 V a již se začínají objevovat dokonce 100 V typy (STAC 3932).

2.2. Tranzistorové výkonové zesilovače osazené LDMOS

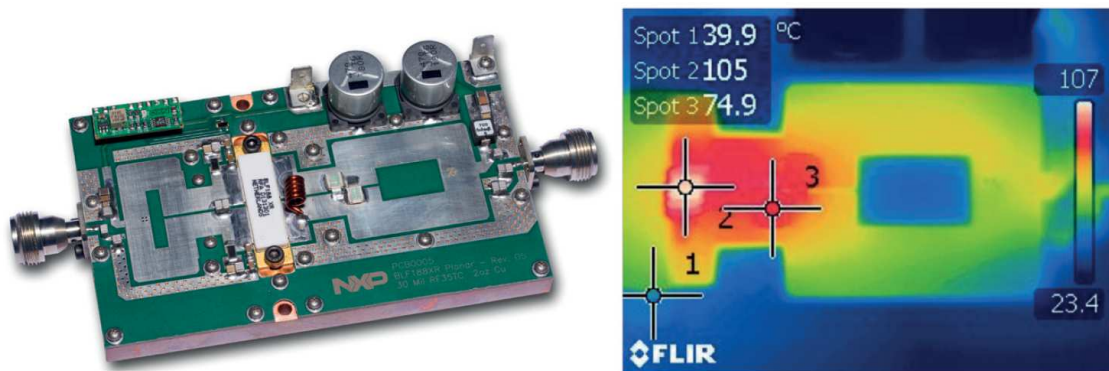
V uvedené disertační práci jsou z důvodu aktuálnosti tématu výzkumu v oblasti tranzistorových zesilovačů použity již výhradně moderní prvky struktury LDMOS. Výkonové bipolární tranzistory již nadále nejsou uvažovány pro horší dosažitelné parametry především z hlediska linearity.

2.2.1. Chlazení tranzistorovým zesilovačů osazených prvky LDMOS

Jak bylo řečeno výše, současné dosažitelné mezní výkony na jednou pouzdro jsou již na úrovni cca 1 kW (BLF 188, MRFE 6VP61K25). Vzhledem k omezeným rozměrům vlastního pouzdra a tím stykové plochy nastává u takto výkonných typů problém s efektivním odvodem ztrátového tepla z pouzdra.

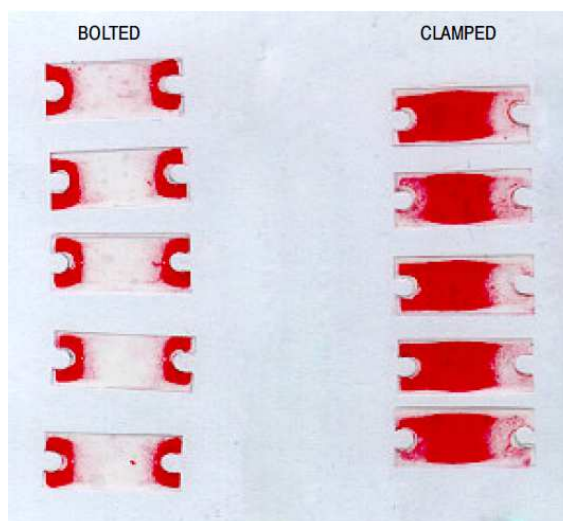


Obr. 2.1: Ukázka poškození LDMOS tranzistoru překročením ztrátového výkonu a ukázka rozložení teploty uvnitř čipu [22].



Obr. 2.2: Ukázka LDMOS zesilovače a termální snímek [21].

Definujeme proto tzv. tepelný přechodový odpor mezi pouzdem tranzistoru a chladičem R_{Thc-h} , který je možné vhodnou technologií minimalizovat na přijatelné hodnoty (R_{Thc-h} pod 0,1 K/W). Nejpriznivějších hodnot je možné dosáhnout letováním pouzdra tranzistoru přímo k vlastní teplovodné sběrnici. Tato je zpravidla realizována masivní měděnou deskou tloušťky až okolo 20 mm, která má dostatečně vysokou schopnost přenosu a rozvodu tepla a ta je následně pevně přimontována na vlastním zpravidla hliníkovém chladiči. Vzhledem k omezené tepelné vodivosti hliníkového materiálu není většinou možné použít pro chlazení moderních LDMOS tranzistorů přímého tepelného kontaktu pouzdra tranzistoru s hliníkovým chladičem. V případě rozebíratelného spojení pouzdra tranzistoru a teplovodnou sběrnici se používá přesně rovině frézovaná plocha na straně teplovodné sběrnice, která pro lepší tepelný přenos může být i lapována. Pro zlepšení tepelného přenosu se doporučuje použít specializované teplovodné pasty a definovaného utahovacího momentu. Často se navíc používají i speciální klemy definovaného tvaru, které zlepšují přítlak především uprostřed pouzdra transistoru.



Obr. 2.3: Porovnání přítlaku – použití šroubů a přítlačné klemy [19].

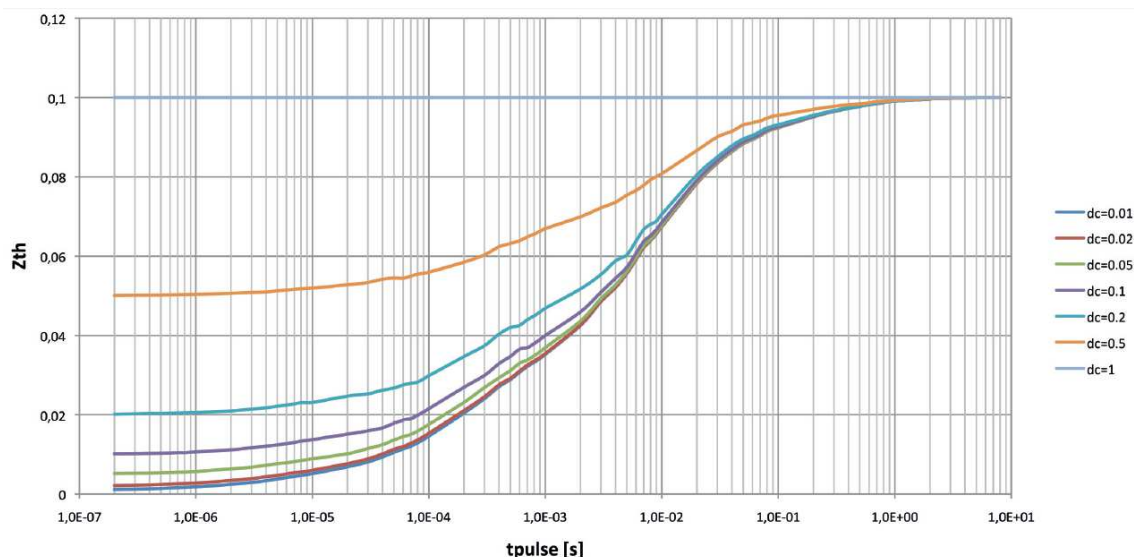
Vlastní základna tranzistoru je pro tyto účely již z výroby optimalizována (pozlacené pouzdro, definována přesná geometrie atd.). Tepelný přenos mezi teplovodnou sběrnicí a hliníkovým chladičem $R_{Th\ s-h}$ bývá výrazně menší než 0,05 K/W a ve většině případů ho můžeme proto zanedbat.



Obr. 2.4: Ukázka provedení pouzder výkonových LDMOS 50 V tranzistorů pro výkony 1400 – 200 W [21].

Vlastní chladiče jsou často realizovány zpravidla jako vzduchová trať, kdy je zajištěno vhodné obtékání vzduchu okolo chladících žebër a tím efektivní chlazení. Výkonnější koncové stupně jsou chlazeny průtokem chladící kapaliny přímo skrze měděnou teplovodnou sběrnicí.

Podstatným parametrem každého LDMOS tranzistoru je přechodový tepelný odpor mezi vlastním čipem a pouzdrém tranzistoru R_{ThJ-C} , kde je patrná snaha výrobců o optimalizaci tohoto odporu. Současné špičkové typy (např. BLF 188) dosahují R_{ThJ-C} jen okolo 0,1 K/W. S tímto přechodovým odporem musíme počítat při návrhu vhodného chladícího systému, protože nám může zásadním způsobem ovlivnit životnost a spolehlivost zesilovače.



Obr. 2.5: Ukázka závislosti R_{Th-C} na délce pulzu a zatěžovacího cyklu tranzistoru BLF188 [21].

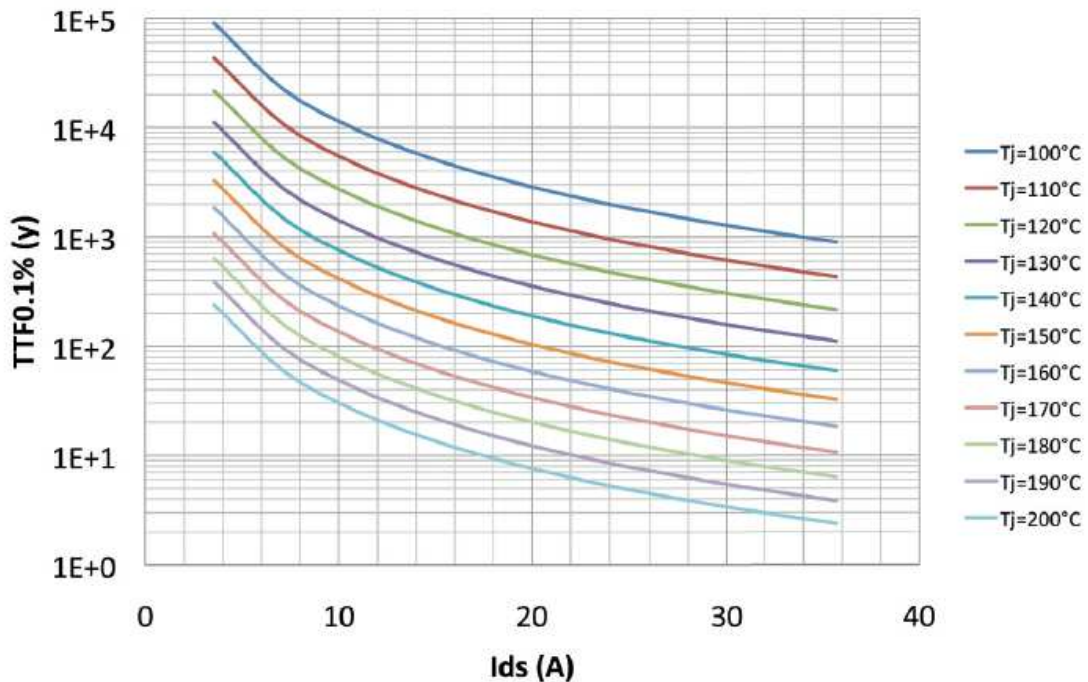
2.2.2. Stanovení spolehlivosti tranzistorového zesilovače

Spolehlivost LDMOS tranzistoru je dána mimo jiné provozovanou teplotou čipu a proudovou hustotou. Současné moderní typy LDMOS tranzistorů mají poměrně vysokou mezní teplotu čipu (až okolo 200 °C) a samozřejmě platí, že čím je vyšší provozovaná teplota tohoto čipu, tím se snižuje spolehlivost tranzistoru. Definuje se tzv. MTTF (*Mean Time To Failure*), tj. střední doba do poruchy, který je definován jako čas, který uplynul do selhání 0,1 % vzorků. Tento údaj je odlišný od střední doby mezi poruchami MTBF (*Mean Time Between Failures*), kde by se uvažoval čas do doby, než by polovina zařízení selhala. Převládající způsob poškození LDMOS tranzistorů je díky elektromigraci.

2.2.3. Orientační výpočet MTTF pro případ LDMOS tranzistoru BLF188

Orientační výpočet MTTF, tj. střední doby do poruchy, je následující. Nejprve je nutné stanovit teplotu vlastního čipu v ustáleném stavu. Tuto teplotu je možné získat na základě znalosti všech tepelných odporů, ztrátového výkonu, tepelného odporu vlastního chladiče a teploty okolí. Pokud budeme uvažovat výstupní výkon zesilovače okolo 1000 W při pracovní účinnosti cca 68 %, dostáváme ztrátový výkon přibližně 320 W, který je nutné spolehlivě uchladiť. Dá se předpokládat v případě optimální konstrukce, že celkový tepelný odpor celé sestavy R_{th} bude okolo 0,4 °C/W a po dosažení tak dostaneme oteplení přibližně o 128 °C. V případě teploty chladiče 40 °C

dostáváme teplotu vlastního čipu cca 168 °C. Proud tekoucí tranzistorem je pro dané napájecí napětí (50 V) a daný výstupní výkon 1000 W přibližně 27 A. Nyní je možné z následujícího grafu odečíst přibližnou střední dobu do poruchy MTTF (do selhání 0,1 % vzorků), která je okolo dvaceti let. Tato hodnota je poměrně dobrá a svědčí o vhodném návrhu.



Obr. 2.6: Graf závislosti MTTF pro různé hodnoty proudu a teploty čipu [21].

2.2.4. Přizpůsobovací a transformační vstupně-výstupní obvody

Stejně jako u zesilovačů osazených elektronkami, kde byl jednou z nejdůležitějších součástí zesilovače anodový obvod, tak i u zesilovačů osazených tranzistory jsou velmi důležité přizpůsobovací obvody na vstupu a výstupu zesilovače. Hlavním úkolem těchto obvodů je především transformovat relativně nízkou vstupní – výstupní impedanci tranzistorů k impedanci zátěže (zpravidla 50 Ω). Mimo vlastní transformaci impedance nám také tento obvod ovlivňuje elektrickou účinnost vlastního zesilovače a filtrační schopnosti pro vyšší harmonické produkty.

Vstupní a výstupní impedance většiny výkonových LDMOS tranzistorů je z principu funkce velmi malá a je komplexní. Tato impedance je zároveň kmitočtově závislá. Před vlastním návrhem zesilovače tak musíme začít určením těchto impedancí. LDMOS tranzistory jsou většinou určeny pro určité kmitočtové pásmo, kde mají optimalizované parametry a zároveň zde musí být zajištěn dostatečný komerční úspěch.

Problém nastane, pokud chceme takovýto tranzistor použít pro jiné kmitočtové pásmo, než je výrobcem určeno. Výrobci se nám snaží vyjít vstříc a často proto v katalogovém listu udávají přímo hodnotu optimální zatěžovací impedance a zároveň vstupní impedanci tranzistoru pro dané kmitočtové pásmo včetně doporučeného zapojení. Pokud tedy chceme zjistit, jaké jsou hodnoty těchto impedancí v jiných kmitočtových pásmech, máme několik možností. Pokud je dána impedance v dostatečně širokém kmitočtovém rozsahu, můžeme vhodnou extrapolací hodnot stanovit impedance i pro jiné blízké kmitočtové pásmo. Problém je také stanovení této vstupní a výstupní impedance z běžně používaných S parametrů (které jsou často součástí katalogového listu a teoreticky z nich lze stanovit vstupní a výstupní impedanci), protože se zpravidla jedná o tzv. malo-signálové parametry, kde jsou tyto impedance odlišné a S parametry se měří například v zapojení, kdy tranzistorem protéká jen klidový proud. Ze stejného důvodu je také velmi problematické tyto impedance pro reálné zapojení s daným výstupním výkonem změřit.

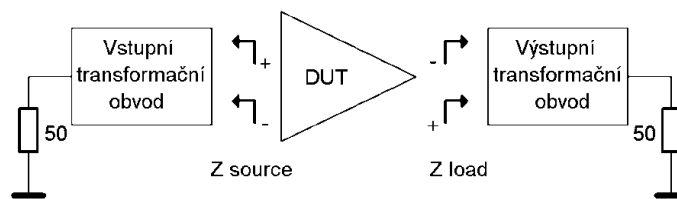
Další v praxi často používanou metodou je vytvoření přesného modelu tranzistorového zesilovače ve vhodném simulačním programu, a pokud máme k dispozici elektrický model daného tranzistoru (například SPICE parametry atd.), můžeme pomocí nelineární balanční analýzy určit vstupní – výstupní impedance pro konkrétní kmitočtové pásmo a konkrétní pracovní bod, respektive daný úhel otevření. Problematika je to značně složitá a je možné pro toto řešení použít například placené profesionální simulační programy Ansoft Designer, případně Microwave Office, kde je tato funkce nelineární analýzy označena jako: „Harmonic balance“.

V době psaní této disertační práce jsem měl k dispozici studentskou verzi simulačního programu Ansoft Designer, kde funkce nelineární analýzy „Harmonic balance“ není podporována.

Další možností stanovení vstupní – výstupní impedance je i přibližný analytický výpočet ze zjednodušeného modelu tranzistoru, který byl použit při stanovení orientační vstupní a zatěžovací impedance LDMOS tranzistoru BLF 278 při realizaci experimentálního širokopásmového zesilovače 1 – 50 MHz.

V technické praxi je možné vstupní – výstupní přizpůsobovací obvody realizovat mnoha způsoby. Často se používá například metoda postupného přizpůsobování impedance s nízkým Q pomocí znalostí z teorie vedení, kdy se využívá například transformačních vlastností mikropáskových vedení a prvků pro kompenzaci reaktance. Při vlastním návrhu nám velmi pomůže používat znalostí práce se Smithovým

diagramem. Tuto metodu je možné použít především při realizaci úzkopásmových zesilovačů a vzhledem k proveditelnosti (fyzické rozměry) je vhodná především pro pásma VKV a UKV. Její výhodou jsou dobré filtrační schopnosti pro vyšší harmonické produkty a relativně snadná realizovatelnost přímo na plošném spoji. Tento způsob přizpůsobení impedance byl aplikován v případě realizace 32 V LDMOS zesilovače pro 144 MHz s klasickým dvojčinným zapojením a byl využit také u experimentálního 32 V zesilovače, u kterého byl aplikován tzv. Doherty princip pro zvýšení účinnosti v oblasti středního vybuzení (opět pro 144 MHz). Vzhledem k principu funkce tato metoda není vhodná pro realizaci širokopásmových zesilovačů, kde lze s úspěchem použít například metodu založenou na transformaci impedance pomocí širokopásmových transformátorů (například Ruthroffovi širokopásmové transformátory [23]). Metoda založená na tomto principu byla použita při realizaci experimentálního širokopásmového zesilovače s šířkou pásma necelé dvě dekády (1 – 50 MHz) a také při realizaci zesilovače s 50 V napájením pro 144 MHz.

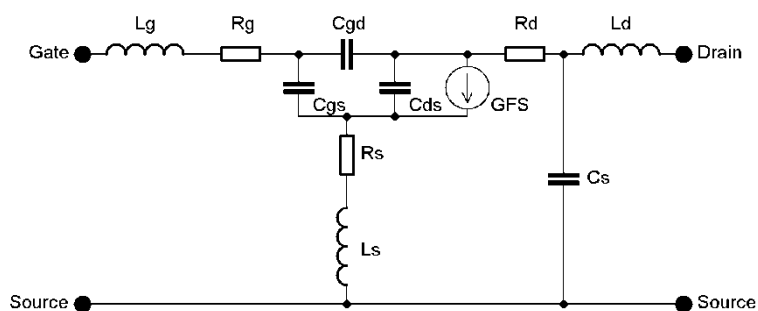


Obr. 2.7: Ukázka uvažování vstupně-výstupních přizpůsobovacích obvodů.

2.2.5. Přibližné stanovení vstupní – výstupní impedance analytickým výpočtem

Tento netradiční způsob přibližného stanovení vstupní – výstupní impedance tranzistoru byl zvolen z důvodu nedostupnosti přesného modelu uvažovaného typu tranzistoru BLF 278 od firmy NXP a nemožnosti použít plnohodnotné nelineární analýzy „Harmonic balance“ díky omezení studentské verze programu Ansoft designer. Vlastní tranzistor BLF 278 je konstruován pro 50 V napájení a je primárně určen pro aplikace v pásmu VKV, kde má optimalizovány parametry. Tento tranzistor byl použit i v případě experimentálního širokopásmového zesilovače pro 1 – 50 MHz a z výše uvedeného důvodu nebylo možné z katalogového listu získat přímo výrobcem stanovené optimální vstupní – výstupní impedance i pro předpokládané kmitočtové pásmo 1 – 50 MHz. Uvedený tranzistor byl zvolen z důvodu provozní robustnosti a spolehlivosti ověřené dlouhodobou technickou praxí a zároveň bylo získáno několik

kusů jako sponzorský dar od firmy, která se zabývá montáží a servisem profesionálních zesilovačů pro TV a rozhlas. V původních verzích experimentálních zesilovačů bylo použito moderního tranzistoru STAC 2942 a STAC 3932 v nízkonákladovém provedení v plastovém pouzdru. Bohužel, jak se postupně ukázalo, tyto nové nízkonákladové typy tranzistorů nejsou příliš vhodné pro tento typ aplikace především z důvodu nízké robustnosti, přetížitelnosti a odolnosti proti nepřizpůsobení. Postupně došlo při provozu k několika poškozením tranzistorů řady STAC bez zjevné vnější příčiny i při plném jištění a monitoringu všech důležitých parametrů. Pro vhodnost následného zvolení tranzistoru BLF 278 hovoří i fakt, že do současné doby nedošlo k poškození ani jednoho kusu i při hrubém zacházení na limitu dané součástky. Při stanovení přibližných hodnot vstupní a výstupní impedance tranzistoru bylo použito zjednodušeného náhradního modelu LDMOS tranzistoru (jedné sekce bez uvažování R_s , R_d a R_g)[21].



Obr. 2.8: Zjednodušený model LDMOS tranzistoru BLF278.

L_g	0,6 nH	Od výrobce
L_s	0,7nH	Od výrobce
L_d	0,6nH	Od výrobce
R_g	0,09 Ω	Od výrobce
R_s	0,08 Ω	Od výrobce
R_d	0,19 Ω	Od výrobce
C_{rs}	14 pF	Z katalogového listu
C_{is}	480 pF	Z katalogového listu
C_{os}	190 pF	Z katalogového listu
GFS	6 S	Z katalogového listu
GFS'	3 S	Výpočtem
C_{gd}	16 pF	Výpočtem
C_{gs}	699 pF	Výpočtem
C_{ds}	196 pF	Výpočtem
C_s	5,4 pF	Z katalogového listu

Tab. 2.1: Tabulka vstupních parametrů modelu LDMOS tranzistoru.

Pro pracovní třídu B ve dvojčinném zapojení lze uvažovat:

$$GFS' = \frac{GFS}{2} \quad (2.1)$$

Empiricky lze určit:

$$\begin{aligned} C_{gd} &= 1,15 C_{rs} & (2.2) \\ C_{gs} &= 1,5 (C_{is} - C_{rs}) \\ C_{ds} &= 1,15 (C_{os} - C_{rs} - C_s) \end{aligned}$$

Zisk je dán přibližně:

$$Gp = 10 \log_{10} \left(\frac{GFS' R_{load}}{\omega^2 L_s C_i} \right) \quad (2.3)$$

kde:

$$\begin{aligned} C_i &= C_{gs} + C_{gd} (1 + GFS' R_{load}) & (2.4) \\ \omega &= 2\pi f \end{aligned}$$

Vstupní impedance je dána ve tvaru:

$$Z_{in} = R_i + jX_i \quad (2.5)$$

kde reálná a imaginární část je dána:

$$\begin{aligned} R_i &= \frac{GFS' L_s}{C_i} & (2.6) \\ jX_i &= \frac{\omega L_i - 1}{\omega C_i} \end{aligned}$$

kde:

$$L_i = L_g + \frac{(L_s C_{gs})}{C_i} \quad (2.7)$$

a zatěžovací (\approx výstupní) impedance je dána v tvaru:

$$Z_{load} = R_o + jX_o \quad (2.8)$$

kde:

$$R_{op} = R_{load} = \frac{(0,85 U_{ds})^2}{2 P_o} \quad (2.9)$$

$$jX_{op} = \frac{1}{\omega C_{out}}$$

$$C_{out} = 1,15 C_{os}$$

kdy platí:

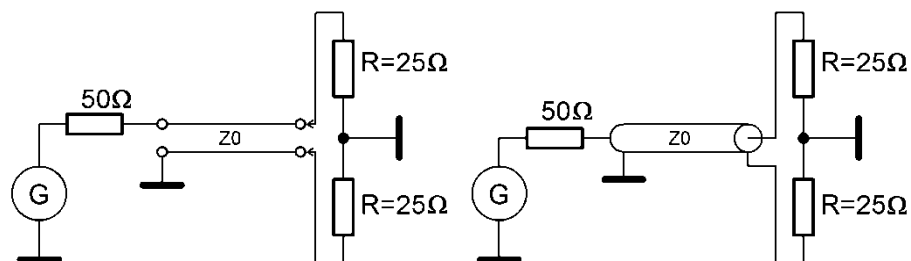
$$R_o = \frac{R_{op} (jX_{op})^2}{(R_{op})^2 + (jX_{op})^2} \quad (2.10)$$

$$jX_o = \frac{(R_{op})^2 jX_{op}}{(R_{op})^2 + (jX_{op})^2}$$

Následně podle těchto rovnic byl vytvořen program, který umožňuje po zadání vstupních parametrů vypočítat přibližnou hodnotu zisku, vstupní a zatěžovací impedance. Vypočítané hodnoty jsou jen orientační, protože vycházejí z přibližného modelu, který nerespektuje nelineární chování LDMOS tranzistoru.

2.3. 32 V LDMOS zesilovač pro 144 MHz s mikropáskovými vedeními

V případě 32 V zesilovače pro 144 MHz byl použit tranzistor BLF368 od firmy NXP. Celková výkonová ztráta pouzdra je 500 W a tranzistor je doporučen pro výstupní výkony cca 300 W. Tento tranzistor je vhodný pro použití v aplikacích velmi lineárních výkonových zesilovačů a jeho doporučené využití je především pro kmitočtové pásmo cca 220 MHz (III. TV pásmo) v aplikacích analogových i digitálních TV vysílačů. Tranzistor je dvojitý a v jednom pouzdře obsahuje dva identické výkonové LDMOS tranzistory stejné vodivosti, kdy je již z výroby zaručena přesná shoda parametrů a je tak možno s tímto tranzistorem realizovat principiálně dvojčinné zapojení. Pro správnou funkci zesilovače je zapotřebí realizovat vstupní a výstupní dělicí a slučovací členy, které zároveň zajistí posunutí fáze 0 a 180 ° pro buzení jednotlivých tranzistorů. Tyto členy jsou realizovány pomocí jednoduchých proudových balunů tvořených koaxiálním vedením délky $\lambda/8$ s definovanou vlnovou impedancí $Z_0 = 50 \Omega$, které vhodným zapojením zároveň zaručí správné fázové posunutí obou signálů a převod z nesymetrického vstupu na symetrický výstup a obráceně.

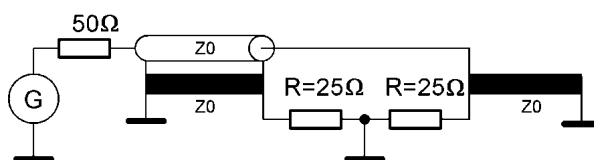


Obr. 2.9: Principiální schéma nekompensovaného balunu.

Impedance koaxiálního vedení balunu je dána následujícím vzorcem a po dosazení vyjde $Z_0 = 50 \Omega$.

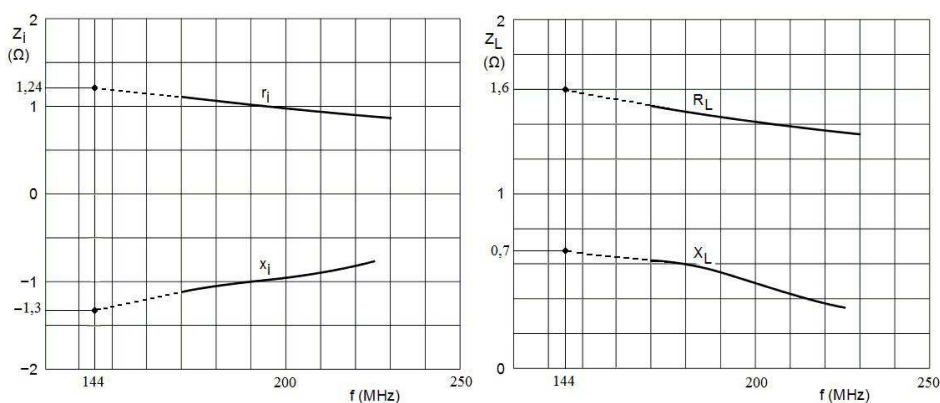
$$Z_0 = \sqrt{Z_{in} R_{load}} \quad (2.11)$$

Pro dosažení přesné symetrie se v praxi používají speciální kompenzované baluny, které nejsou náchylné na okolní prostředí [2].



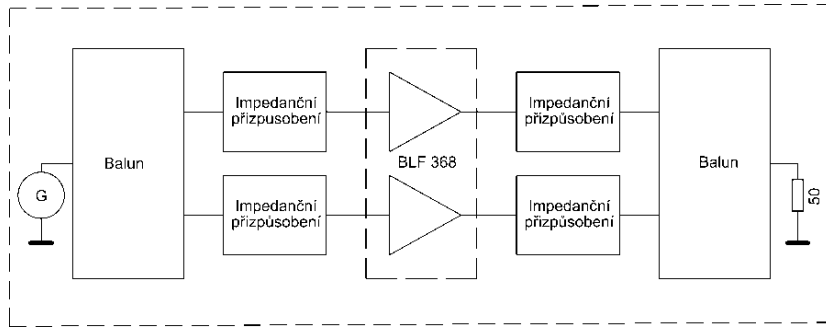
Obr. 2.10: Principiální schéma kompenzovaného balunu.

Jak bylo uvedeno výše, vždy je nutné při konstrukci tranzistorového zesilovače začít stanovením vstupní – výstupní impedance LDMOS tranzistoru. Extrapolací ze známých hodnot z grafů vstupní a výstupní impedance tranzistoru BLF368 z katalogového listu se podařilo určit, že pro kmitočet 144 MHz, pro výstupní výkon 300 W při napájecím napětí 32 V a pro pracovní třídu AB je vstupní impedance přibližně $Z_{in} = 1,24 - 1,3j$ a výstupní $Z_{out} = Z_{load} = 1,6 + 0,8j$. Hodnota zatěžovací impedance je již komplexně sdružená.

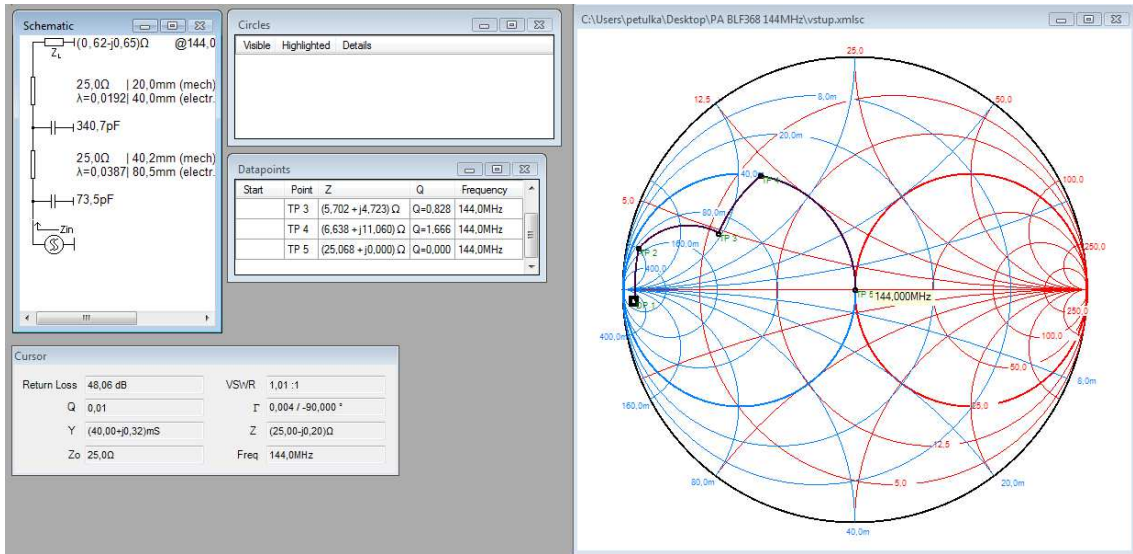


Obr. 2.11: Grafická extrapolace hodnot z katalogového listu.

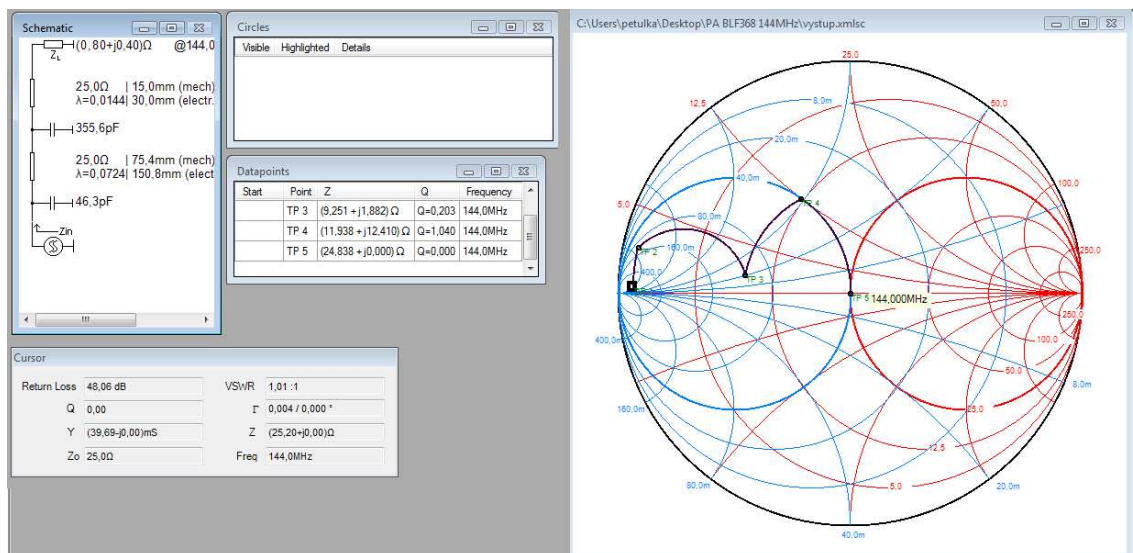
Pro přizpůsobení vstupní i výstupní impedance tranzistoru bylo využito metody založené na přizpůsobování impedancí pomocí Smithova diagramu. Z důvodu širokopásmovosti není možné provést jednoduché přizpůsobení například pomocí reakčního jednoduchého L článku, kde by bylo nutné díky rozsahu transformovaných impedancí volit vysoké provozní Q a vedlo by to navíc na vysoké cirkulační proudy. Bylo proto zvoleno postupné přizpůsobování pomocí dvou kaskádních přizpůsobovacích článků ve vstupní i výstupní části tvořených mikropáskovými úseky vedení definované impedance a příčných kondenzátorů. Na této pozici jsou použity speciální vícevrstvé keramické kondenzátory s vysokým Q, nízkými ztrátami a nízkým ESR od firmy ATC řady 100B [24].



Obr. 2.12: Principiální schéma RF části zesilovače.

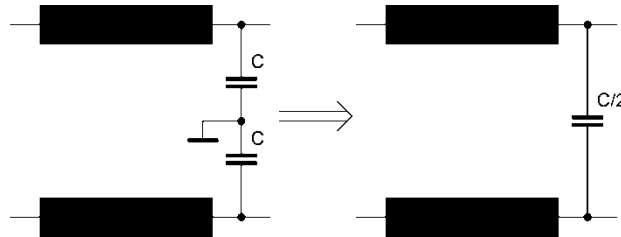


Obr. 2.13: Přizpůsobení vstupní impedance LDMOS tranzistoru pomocí Smithova diagramu.

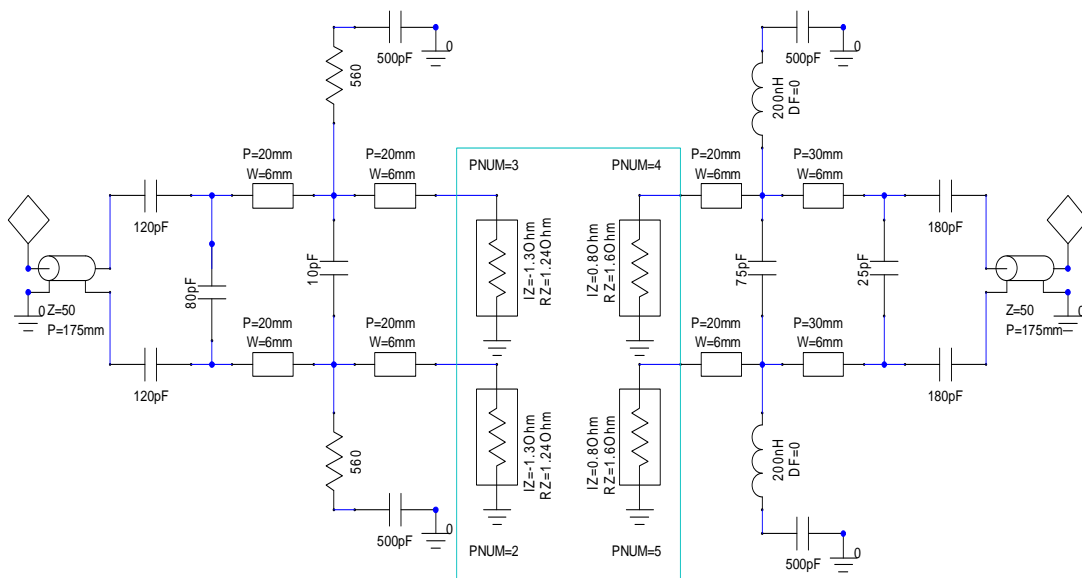


Obr. 2.14: Přizpůsobení výstupní impedance LDMOS tranzistoru pomocí Smithova diagramu.

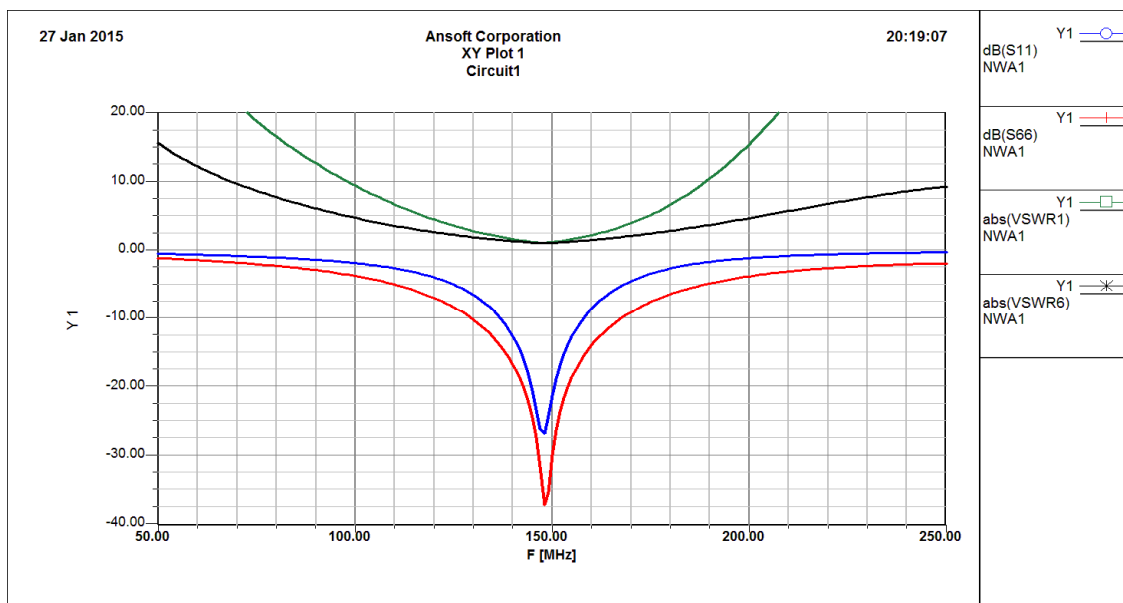
Následně využijeme znalostí o virtuální zemi, které se dají použít v případě zapojení dvojčinného zesilovače a je tak možné snížit hodnoty kapacit na $\frac{1}{2}$ a zároveň je tato varianta výhodnější z konstrukčního hlediska.



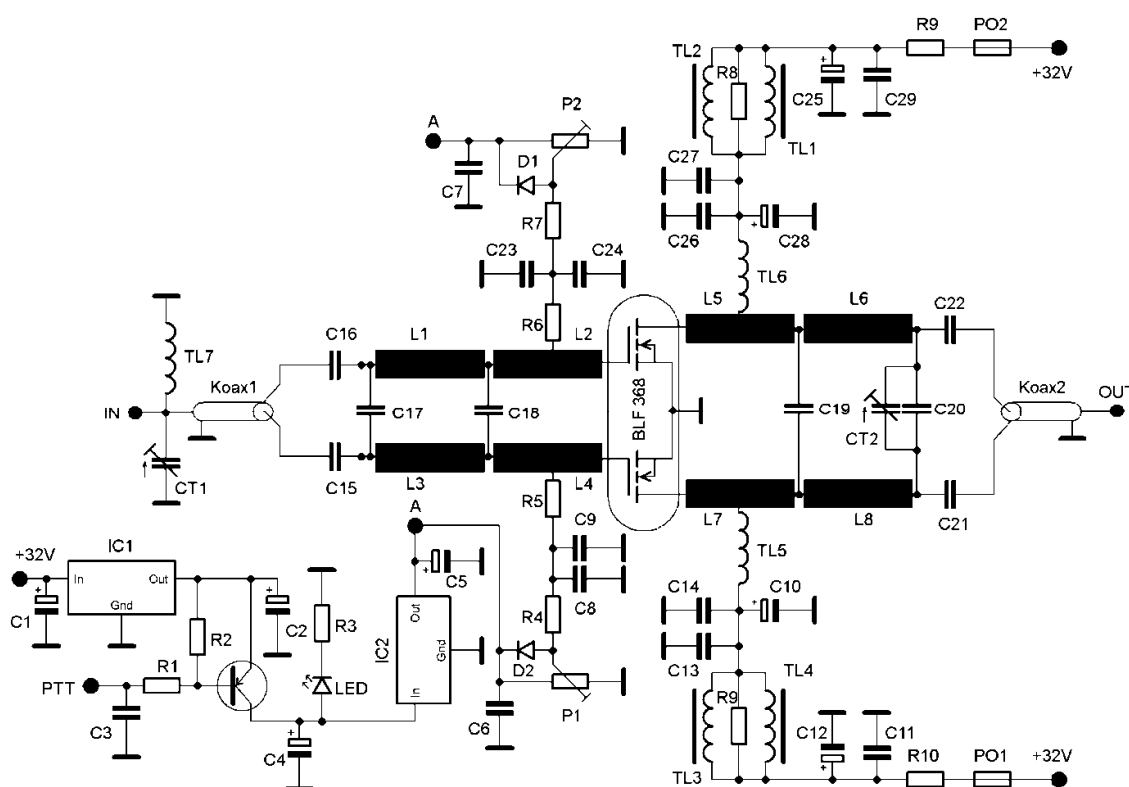
Po předběžném teoretickém návrhu vstupních a výstupních přizpůsobovacích obvodů pomocí Smithova diagramu bylo přistoupeno k ověření zapojení pomocí RF simulátoru. Byl vytvořen zjednodušený elektrický model hlavních částí zesilovače a byla provedena analýza. Vzhledem k omezením verze Ansoft designer nebylo možné provést podrobnou nelineární analýzu a zároveň nebylo možné provést simulaci stability. Praktické výsledky ale naznačují, že zapojení je po aplikaci několika pravidel pro zlepšení stability dostatečně stabilní i pro komplexní hodnoty zátěže atd.



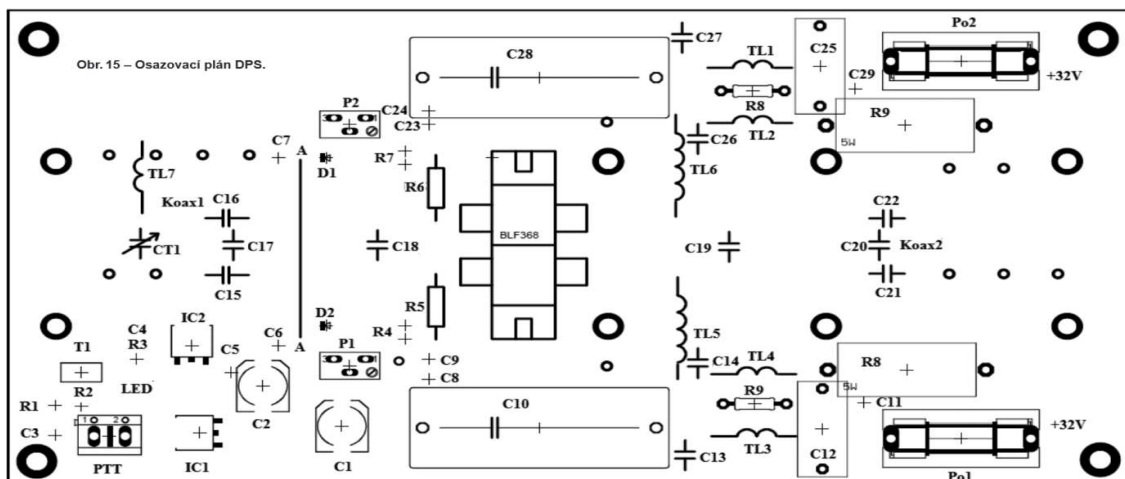
Obr. 2.15: Zjednodušený model vysokofrekvenčního zesilovače.



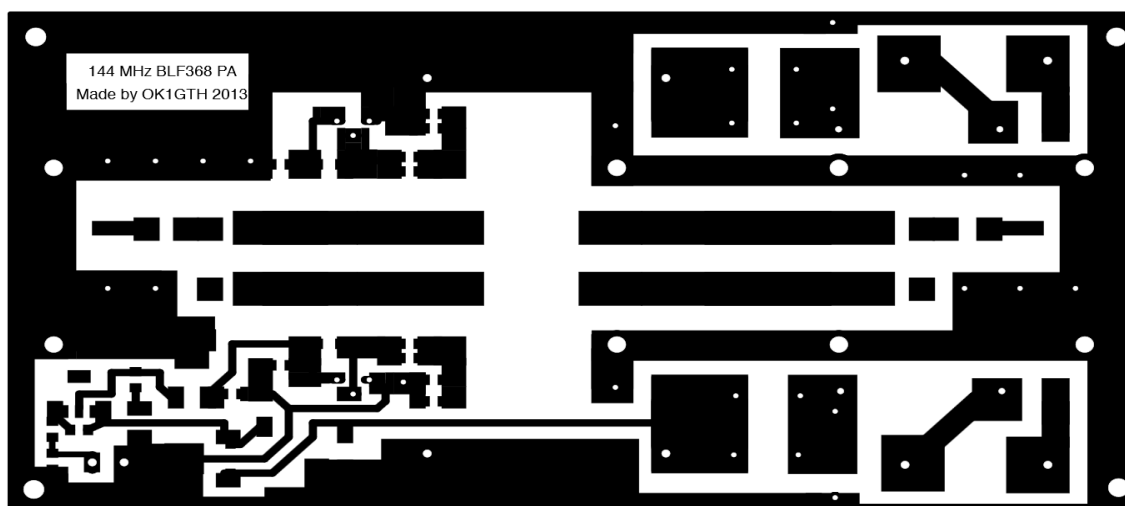
Obr. 2.16: Výsledky simulace vstupního, výstupního činitele přizpůsobení, dále parametru S11 a S22.



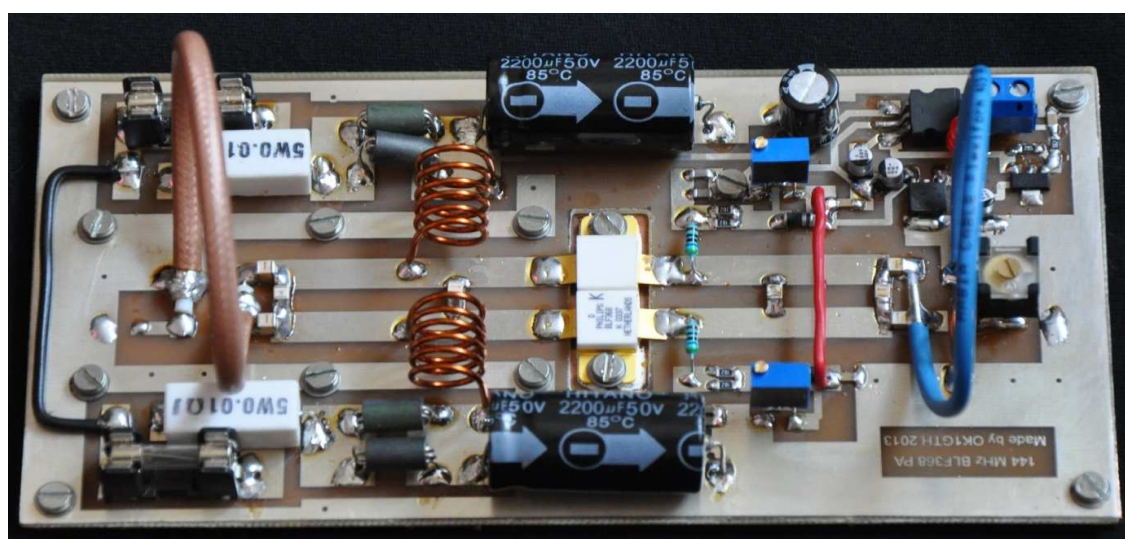
Obr. 2.17: Elektrické schéma zapojení VF části zesilovače s ovládáním PTT.



Obr. 2.18: Osazovací plán experimentálního zesilovače s BLF368 pro 144 MHz a 32 V napájení.



Obr. 2.19: Deska plošných spojů experimentálního zesilovače s BLF368 pro 144 MHz a 32 V napájení.



Obr. 2.20: Osazená deska experimentálního zesilovače s BLF368 pro 144 MHz a 32 V napájení.

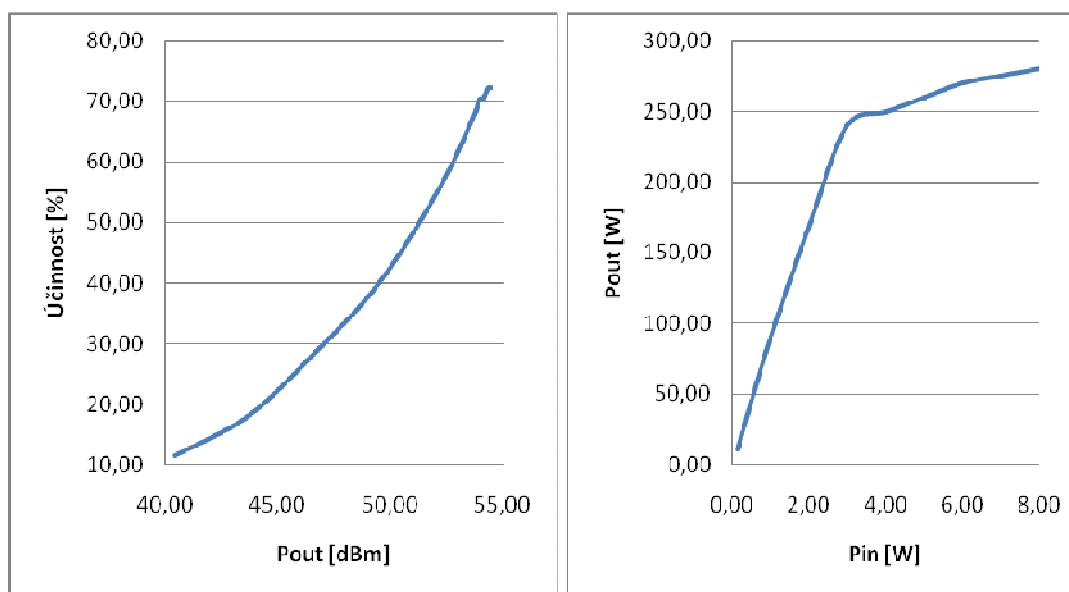
2.3.1. Měření na LDMOS zesilovači pro 144 MHz s mikropáskovými vedeními

Bylo provedeno následující měření:

1. maximální dosažitelný výkon: 290 W při trvalé nosné (key-down režim) při 10 W buzení:

P_{in} (W)	P_{in} (dBm)	P_{out} (W)	P_{out} (dBm)	I_d (A)	U_{cc} (V)	Příkon (W)	Účinnost (%)	zisk (dB)
0,13	20,97	11,00	40,41	3,00	32,00	96,00	11,46	19,44
0,25	23,98	23,00	43,62	4,00	32,00	128,00	17,97	19,64
0,50	26,99	45,00	46,53	5,00	32,00	160,00	28,13	19,54
1,00	30,00	90,00	49,54	7,00	32,00	224,00	40,18	19,54
2,00	33,01	170,00	52,30	9,40	32,00	300,80	56,52	19,29
3,00	34,77	240,00	53,80	10,95	32,00	350,40	68,49	19,03
4,00	36,02	250,00	53,98	11,10	32,00	355,20	70,38	17,96
5,00	36,99	260,00	54,15	11,50	32,00	368,00	70,65	17,16
6,00	37,78	270,00	54,31	11,70	32,00	374,40	72,12	16,53
7,00	38,45	275,00	54,39	11,90	32,00	380,80	72,22	15,94
8,00	39,03	280,00	54,47	12,10	32,00	387,20	72,31	15,44

Tab. 2.2: Změřené parametry úzkopásmového 32 V zesilovače.

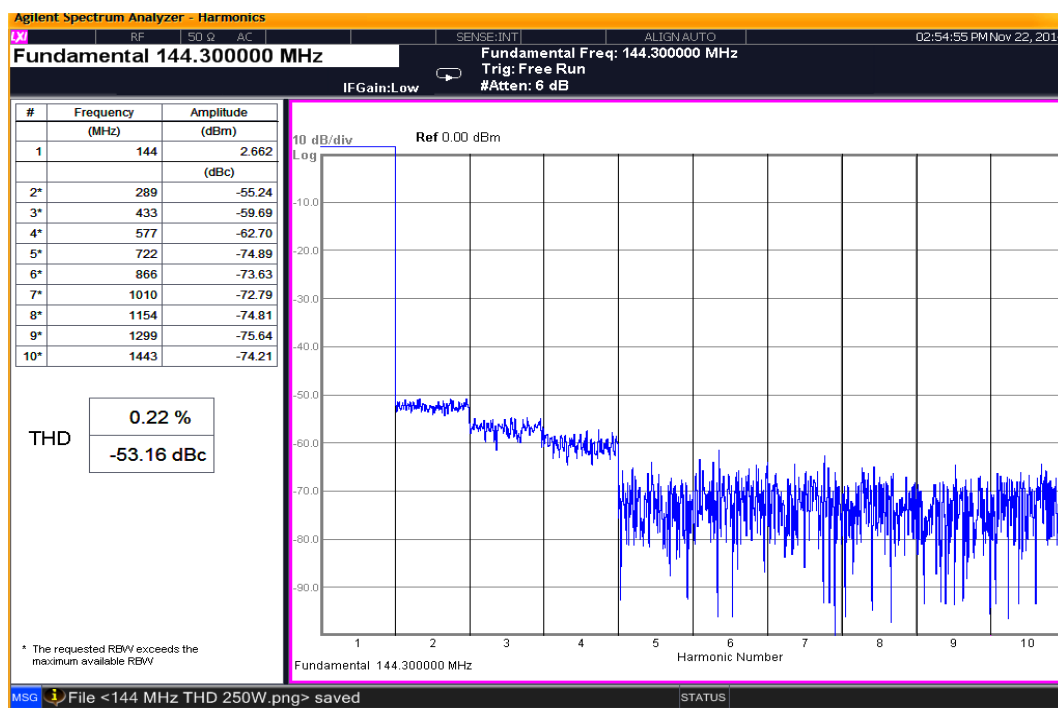


Obr. 2.21: Závislost účinnosti na výstupním výkonu a výstupního versus vstupního výkonu.

2. bod 1 dB komprese zisku: komprese zisku nastává přibližně při 250 W

3. měření harmonického zkreslení THD: celkové harmonické zkreslení při výstupním výkonu 250 W = 0,22 % (bez výstupního filtru) a klidovém proudu 2x300 mA.

Nosná 250 W (dB)	2.harm. (dB)	3.harm. (dB)	4.harm. (dB)
0	-58	-62	-65

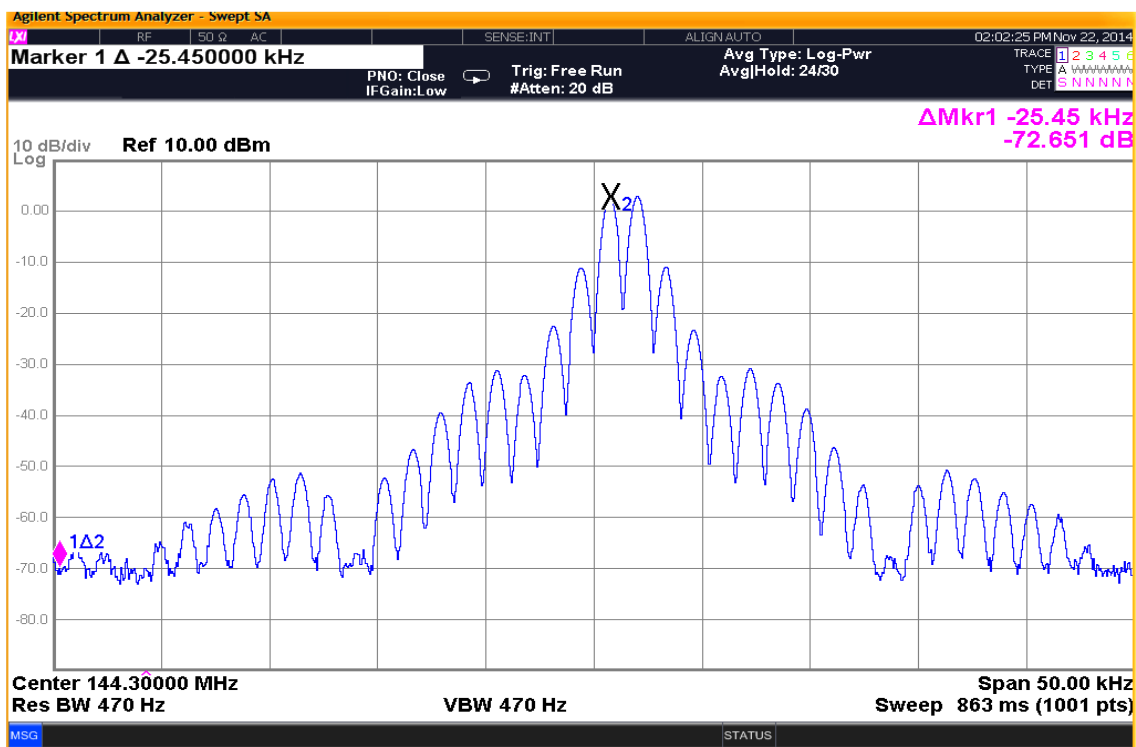


Tab. 2.3: Měření harmonického zkreslení při výstupním výkonu 250 W a klidovém proudu 2x 300 mA

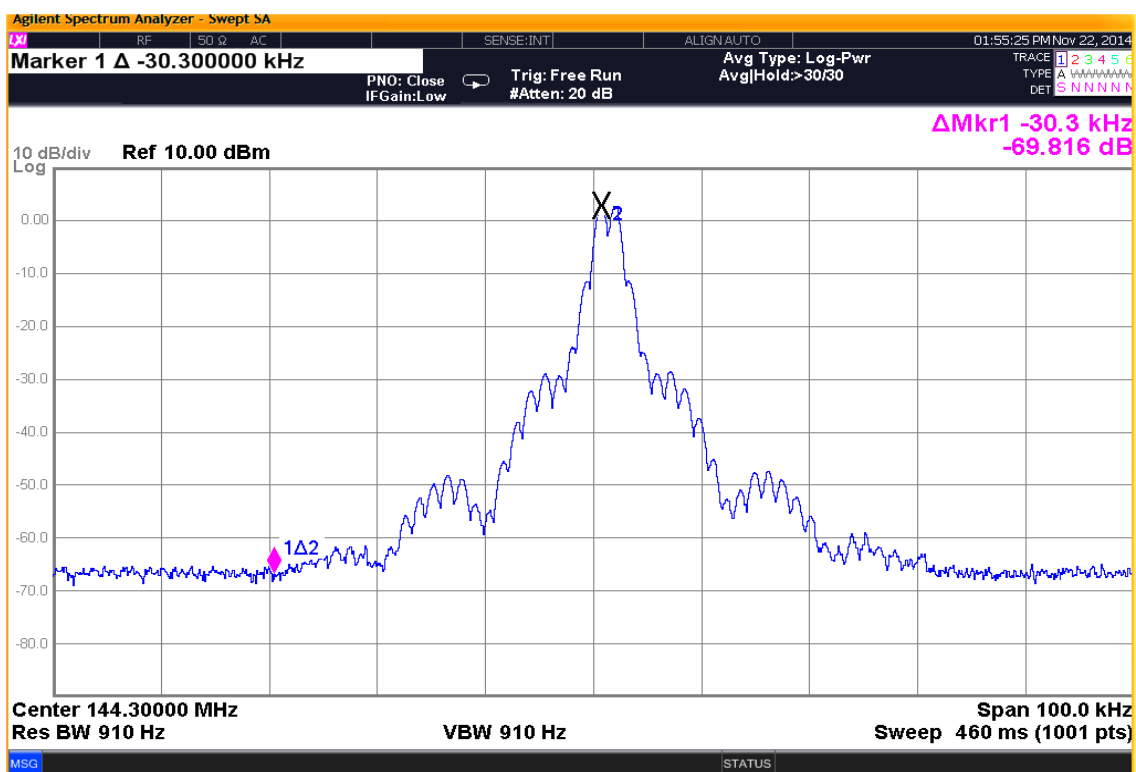
4. Měření intermodulačního (IMD) zkreslení dvojtónovou zkouškou (odstup dvou kmitočtů 2,4 kHz):

Jako budič byla použita radiostanice IC7000 buzená na cca 8 W, výstupní výkon PA nastaven na 250 W. Bylo naměřeno:

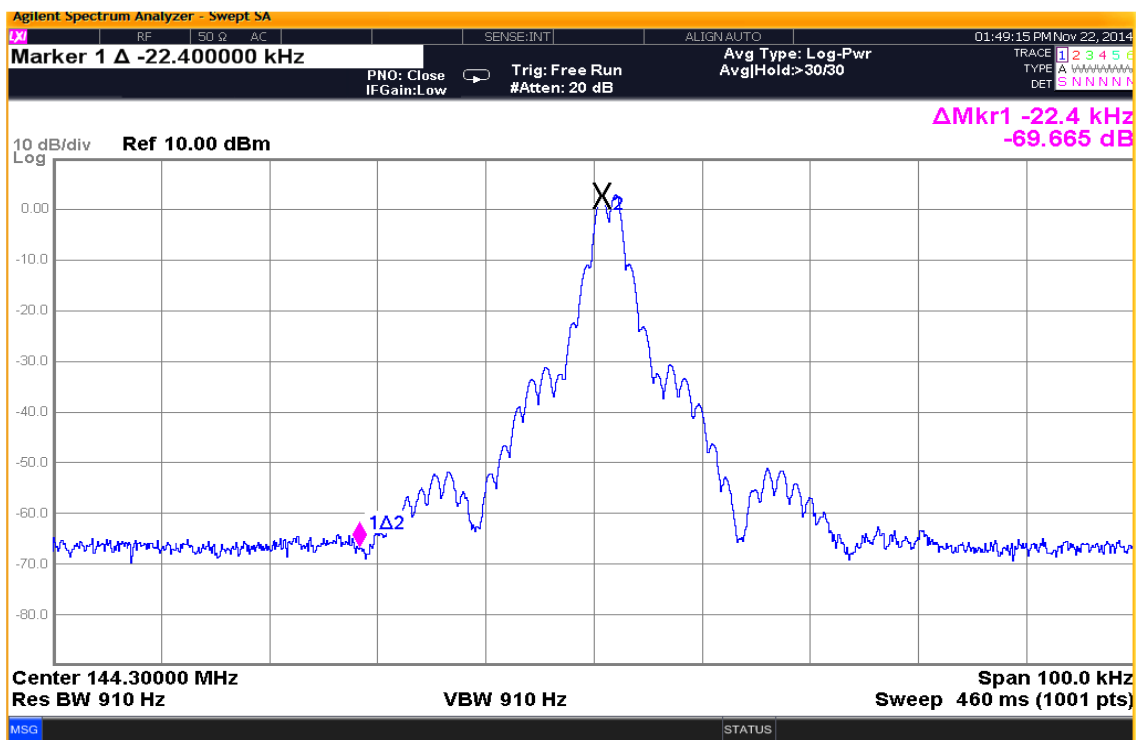
- IMD 3 = 25 dBc a IMD 5 = 33 dBc (při 2x 300 mA klidovém proudu)
- Šířka pásma pro potlačení intermodulačních produktů o 70 dB je +/- 30 kHz (při 2x100 mA)
- Šířka pásma pro potlačení intermodulačních produktů o 70 dB je +/- 22 kHz (při 2x300 mA)
- Šířka pásma pro potlačení intermodulačních produktů o 70 dB je +/- 22 kHz (při 2x500 mA)



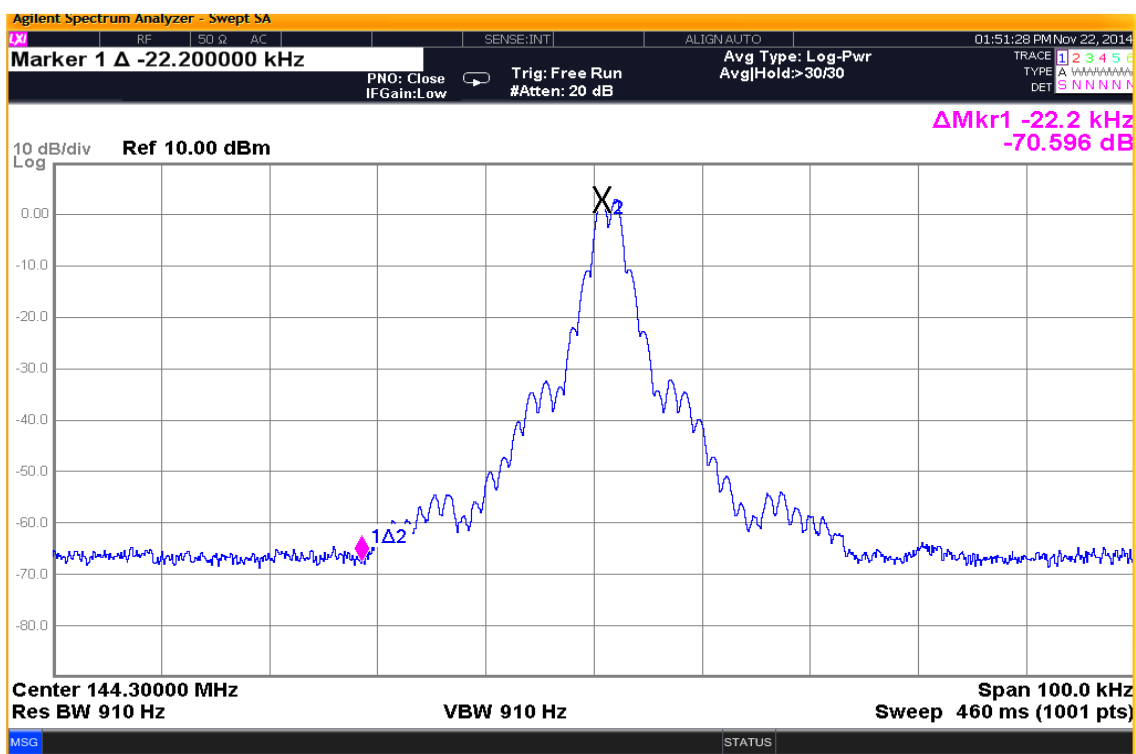
Obr. 2.22: Měření IMD zkreslení při výstupním výkonu 250 W a klidovém proudu 2x 300 mA pro 50 kHz šířku pásma.



Obr. 2.23: Měření IMD zkreslení při výstupním výkonu 250 W a klidovém proudu 2x 100 mA.



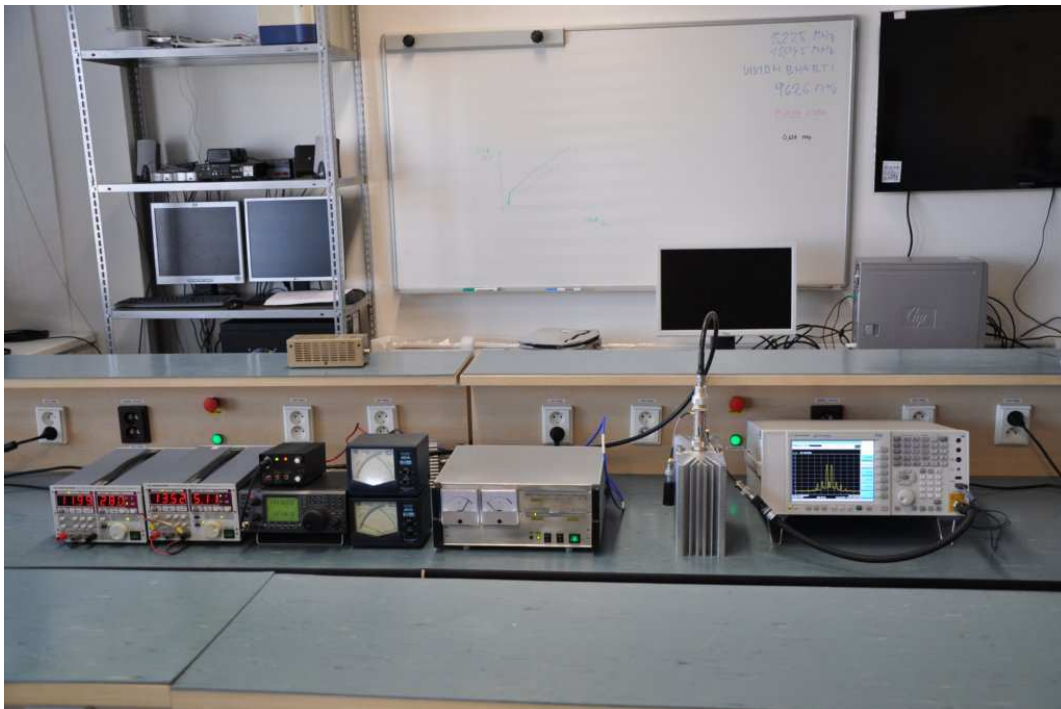
Obr. 2.24: Měření IMD zkreslení při výstupním výkonu 250 W a klidovém proudu 2x 300 mA.



Obr. 2.25: Měření IMD zkreslení při výstupním výkonu 250 W a klidovém proudu 2x 500 mA.

5. Měření celkové účinnosti:

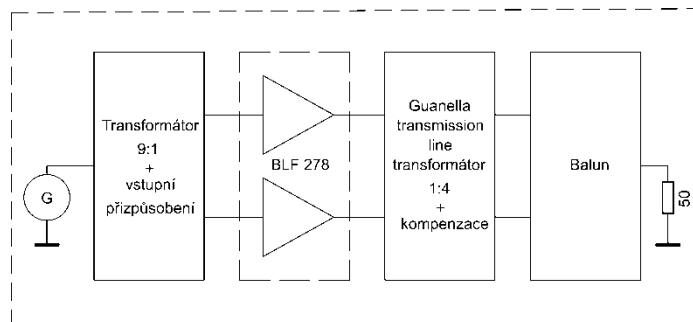
Celková dosažitelná účinnost včetně započítání klidového proudu (2x 300 mA) je přibližně 72 % při maximálním výkonu (290 W).



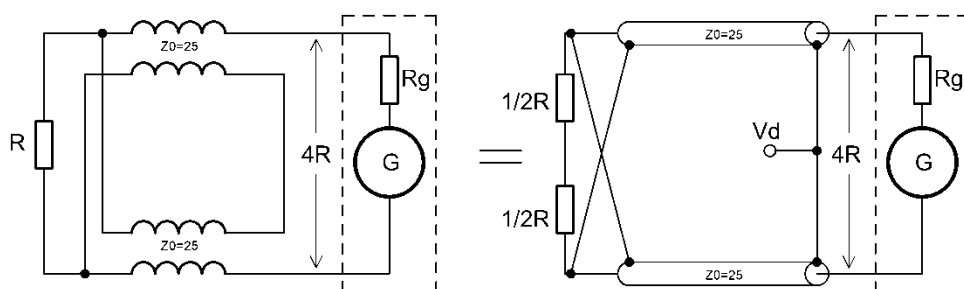
Obr. 2.26: Ukázka měřící aparatury při měření 32 V LDMOS zesilovače.

2.4. LDMOS experimentální 50 V zesilovač pro 144 MHz s širokopásmovým transformátorem

V případě 50 V zesilovače pro 144 MHz byl použit tranzistor BLF278 od firmy NXP. Celková výkonová ztráta pouzdra je 500 W a tranzistor je opět doporučen pro výstupní výkony cca 300 W. Vstupní – zatěžovací (výstupní) impedance LDMOS tranzistoru byla opět stanovena extrapolací z katalogového listu. Podařilo se určit, že pro kmitočet 144 MHz, pro výstupní výkon 300 W při napájecím napětí 50 V a pro pracovní třídu AB je vstupní impedance přibližně $Z_{in} = 1 - 1j$ a zatěžovací $Z_{out} = Z_{load} = 1,8 + 3,2j$. Hodnota zatěžovací impedance je již komplexně sdružená. Vstupní část zesilovače je tvořena transformátorem s transformačním poměrem 9:1 a přizpůsobovacím obvodem. Takto je možné kompromisně dosáhnout relativně dobré hodnoty činitele přizpůsobení ($PSV \leq 1,6$). Na vstupu je dále integrován útlumový člen 3 dB, díky kterému je zajištěna potřebná hodnota buzení a dobré impedanční přizpůsobení vstupu. Výstupní obvod je realizován experimentálním „Guanella transmission line transformátorem“ [23] tvořeným úseky koaxiálního vedení o vlnové impedanci $Z_0 = 25 \Omega$ a transformačním poměrem 1:4. Dále je zde provedena kompenzace reaktance pomocí indukčnosti. Vlastní návrh experimentálního zapojení byl proveden opět za pomoci znalostí práce se Smithovým diagramem.

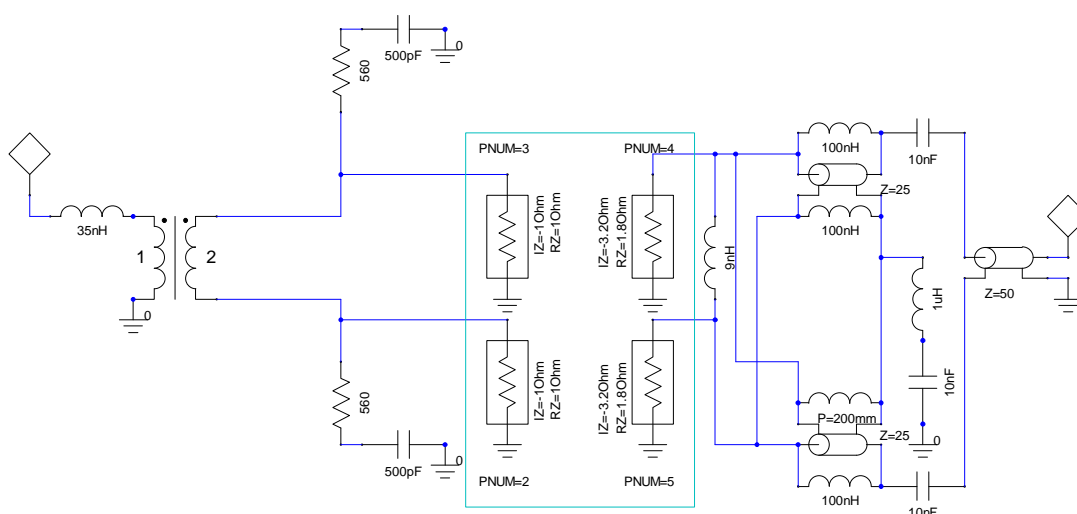


Obr. 2.27: Principiální schéma RF části zesilovače.

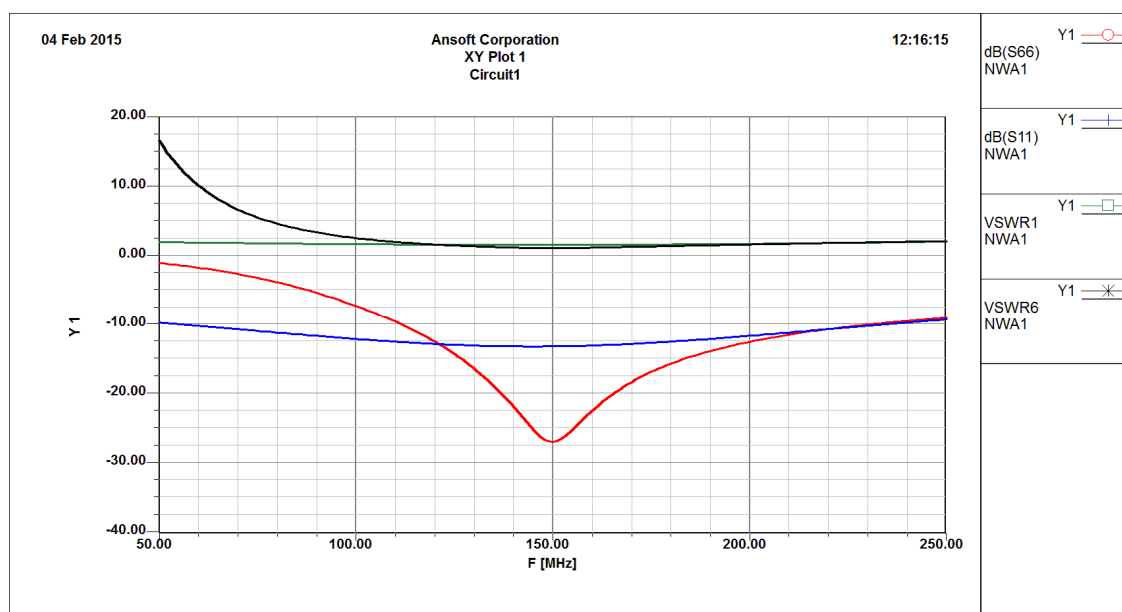


Obr. 2.28: Princip realizace „Guanella transmission line“ transformátoru 1:4.

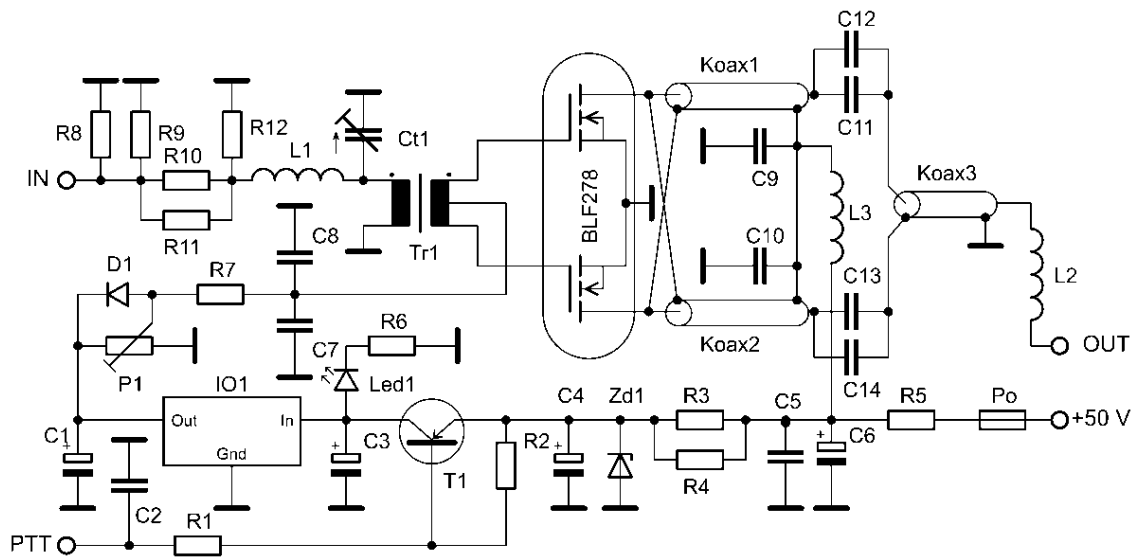
Po předběžném teoretickém návrhu a odhadu realizovatelnosti vstupních a výstupních přizpůsobovacích obvodů bylo přistoupeno k ověření zapojení pomocí RF simulátoru. Byl vytvořen zjednodušený elektrický model hlavních částí zesilovače a byla provedena analýza. Vzhledem k omezením verze Ansoft designer nebylo možné provést podrobnou nelineární analýzu a zároveň nebylo možné provést simulaci stability. Praktické výsledky ale naznačují, že zapojení je po aplikaci několika pravidel pro zlepšení stability dostatečně stabilní i pro komplexní hodnoty zátěže atd.



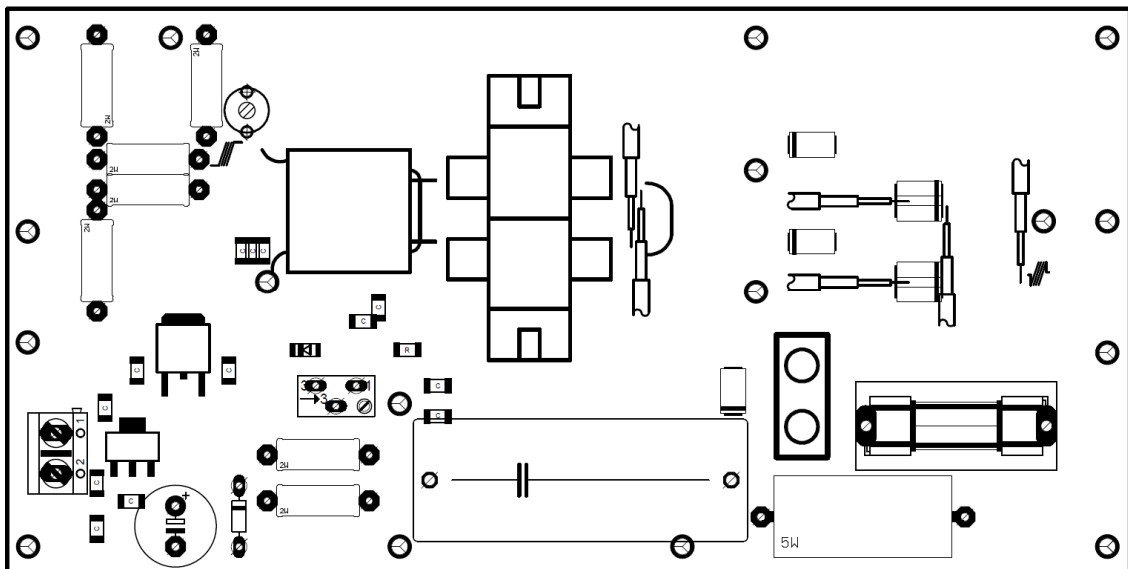
Obr. 2.29: Zjednodušený model vysokofrekvenčního zesilovače.



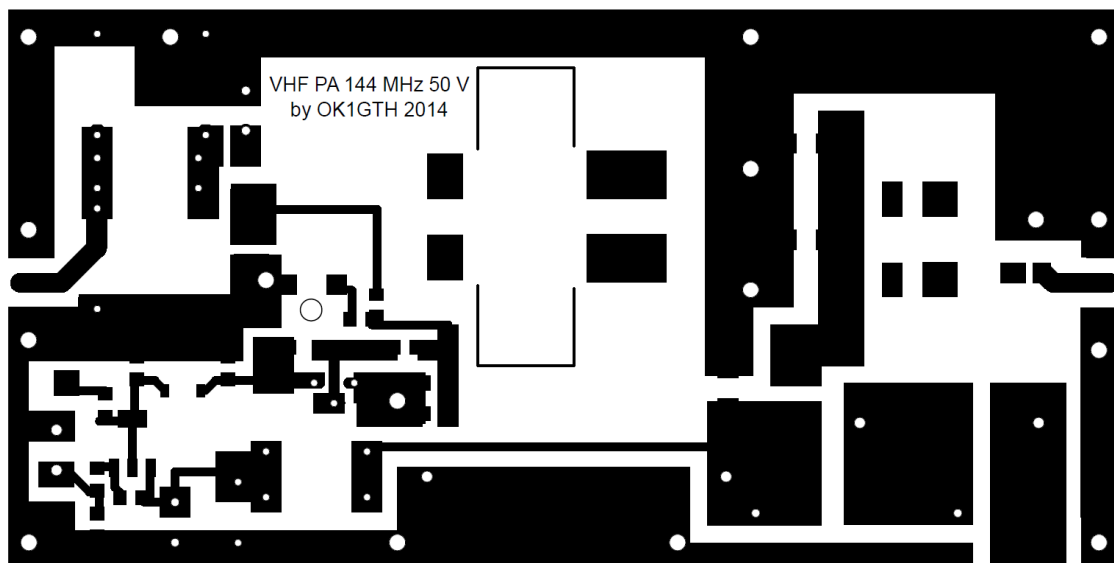
Obr. 2.30: Výsledky simulace vstupního, výstupního činitele přizpůsobení, dále parametru S11 a S22.



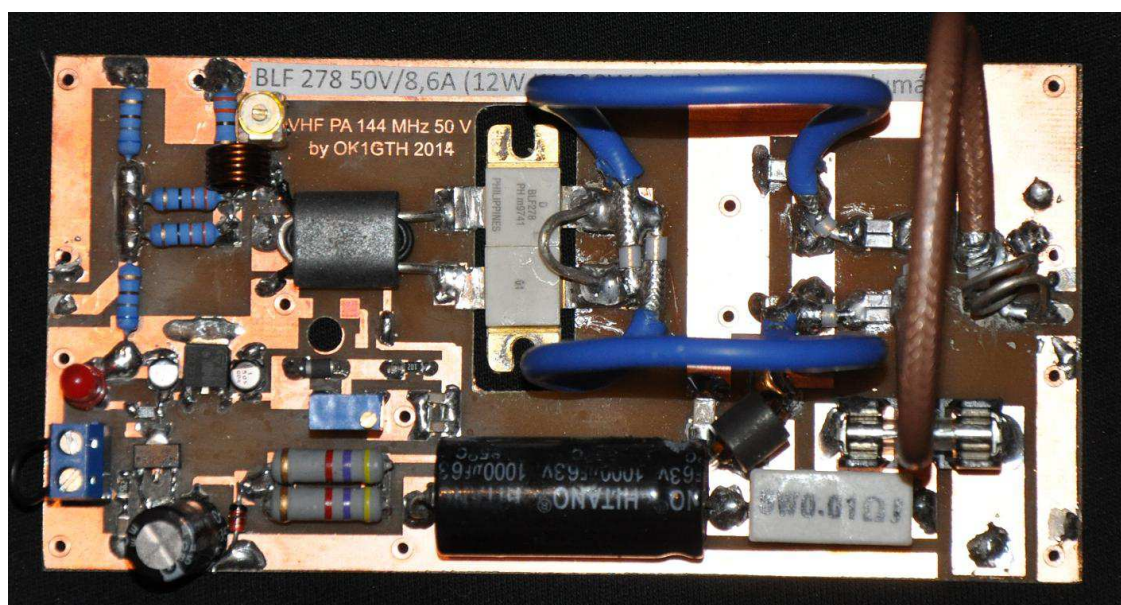
Obr. 2.31: Elektrické schéma zapojení VF části zesilovače s ovládáním PTT.



Obr. 2.32: Osazovací plán experimentálního zesilovače s BLF278 pro 144 MHz a 50 V napájení.



Obr. 2.33: Deska plošných spojů experimentálního zesilovače s BLF278 pro 144 MHz a 50 V napájení.



Obr. 2.34: Osazená deska experimentálního zesilovače s BLF278 pro 144 MHz a 50 V napájení.

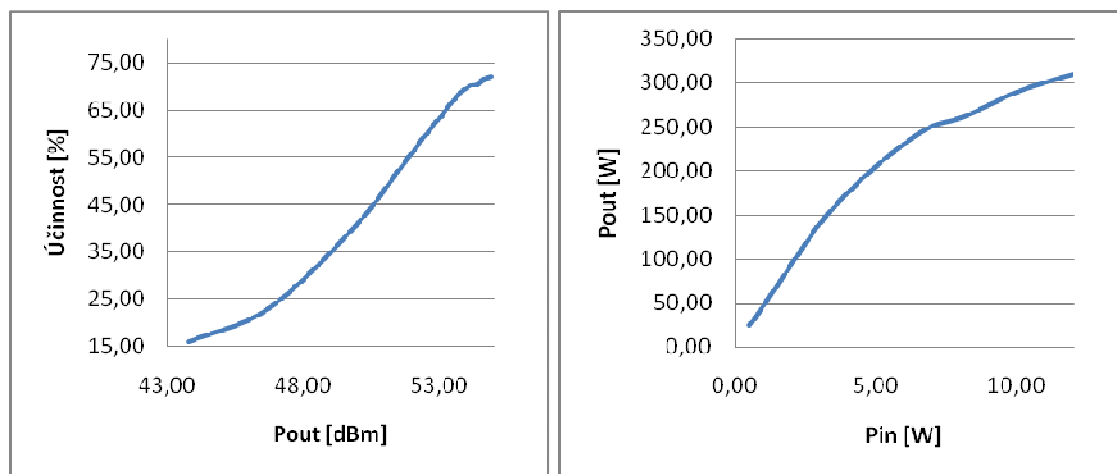
2.4.1. Měření na 50 V LDMOS zesilovači pro 144 MHz s BLF 278

Bylo provedeno následující měření:

1. maximální dosažitelný výkon: 310 W při trvalé nosné (key-down režim) při 12 W buzení (včetně 3 dB útlumového členu)

P_{in} (W)	P_{in} (dBm)	P_{out} (W)	P_{out} (dBm)	I_d (A)	U_{cc} (V)	Příkon (W)	Účinnost (%)	zisk (dB)
0,50	26,99	24,00	43,80	3,00	50,00	150,00	16,00	16,81
1,00	30,00	47,00	46,72	4,10	50,00	205,00	22,93	16,72
2,00	33,01	95,00	49,78	4,80	50,00	240,00	39,58	16,77
3,00	34,77	140,00	51,46	5,40	50,00	270,00	51,85	16,69
4,00	36,02	175,00	52,43	5,90	50,00	295,00	59,32	16,41
5,00	36,99	205,00	53,12	6,40	50,00	320,00	64,06	16,13
6,00	37,78	230,00	53,62	6,80	50,00	340,00	67,65	15,84
7,00	38,45	250,00	53,98	7,20	50,00	360,00	69,44	15,53
8,00	39,03	260,00	54,15	7,40	50,00	370,00	70,27	15,12
9,00	39,54	275,00	54,39	7,80	50,00	390,00	70,51	14,85
10,00	40,00	290,00	54,62	8,10	50,00	405,00	71,60	14,62
11,00	40,41	300,00	54,77	8,35	50,00	417,50	71,86	14,36
12,00	40,79	310,00	54,91	8,60	50,00	430,00	72,09	14,12

Tab. 2.4: Změřené parametry experimentálního 50 V zesilovače.

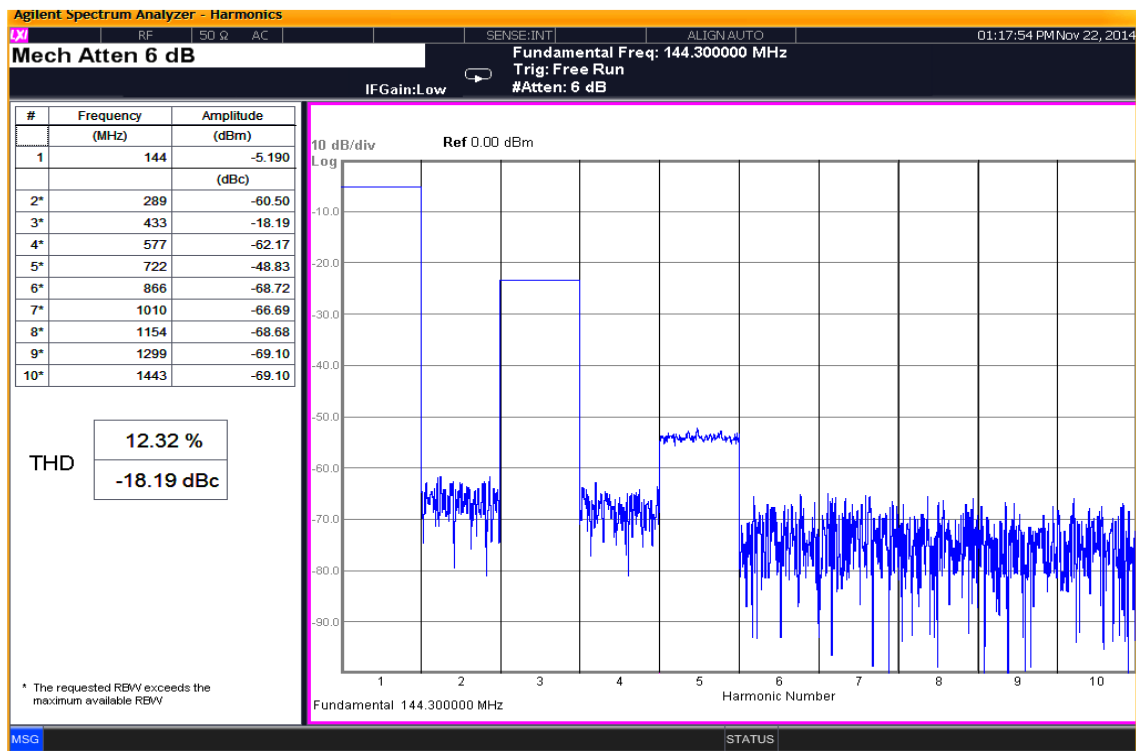


Obr. 2.35: Závislost účinnosti na výstupním výkonu a závislost výstupního versus vstupního výkonu.

2. bod 1 dB komprese zisku: komprese zisku nastává přibližně při 260 W

3. měření harmonického zkreslení THD: celkové harmonické zkreslení při výstupním výkonu 250 W = 12 % (bez výstupního filtru) a klidovém proudu 2x300 mA.

Nosná 250 W (dB)	2.harm. (dB)	3.harm. (dB)	4.harm. (dB)
0	-55	-13	-57

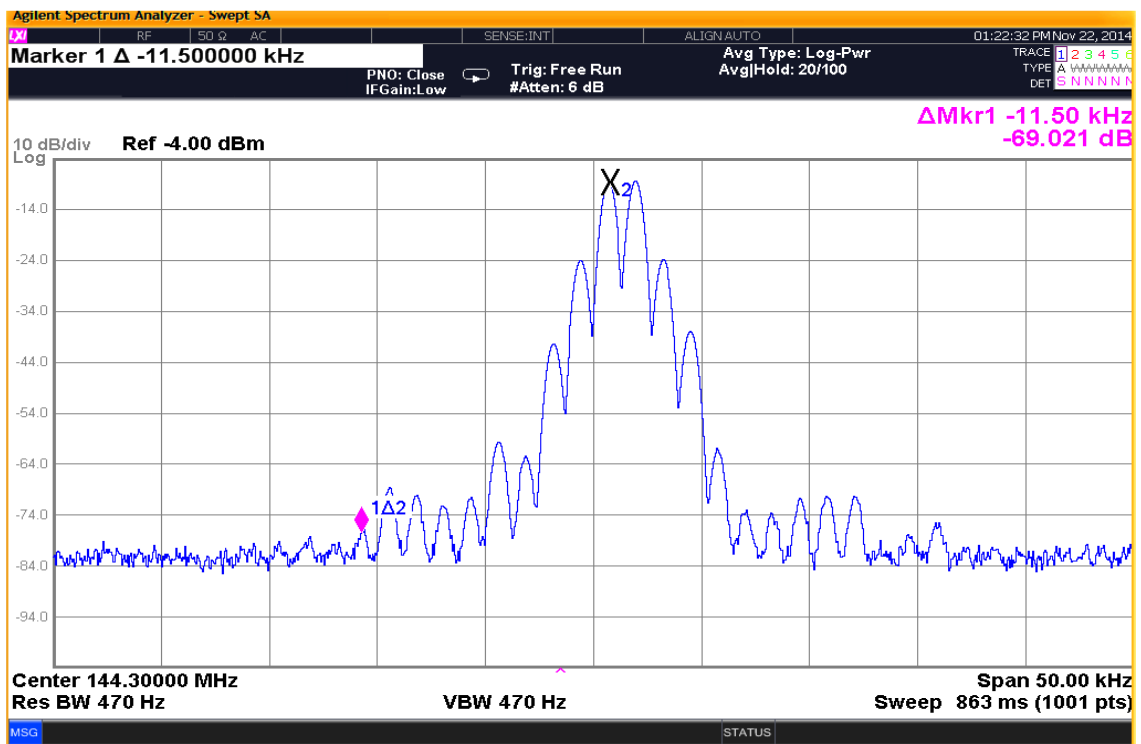


Tab. 2.5: Měření harmonického zkreslení při výstupním výkonu 250 W a klidovém proudu 2x 300 mA.

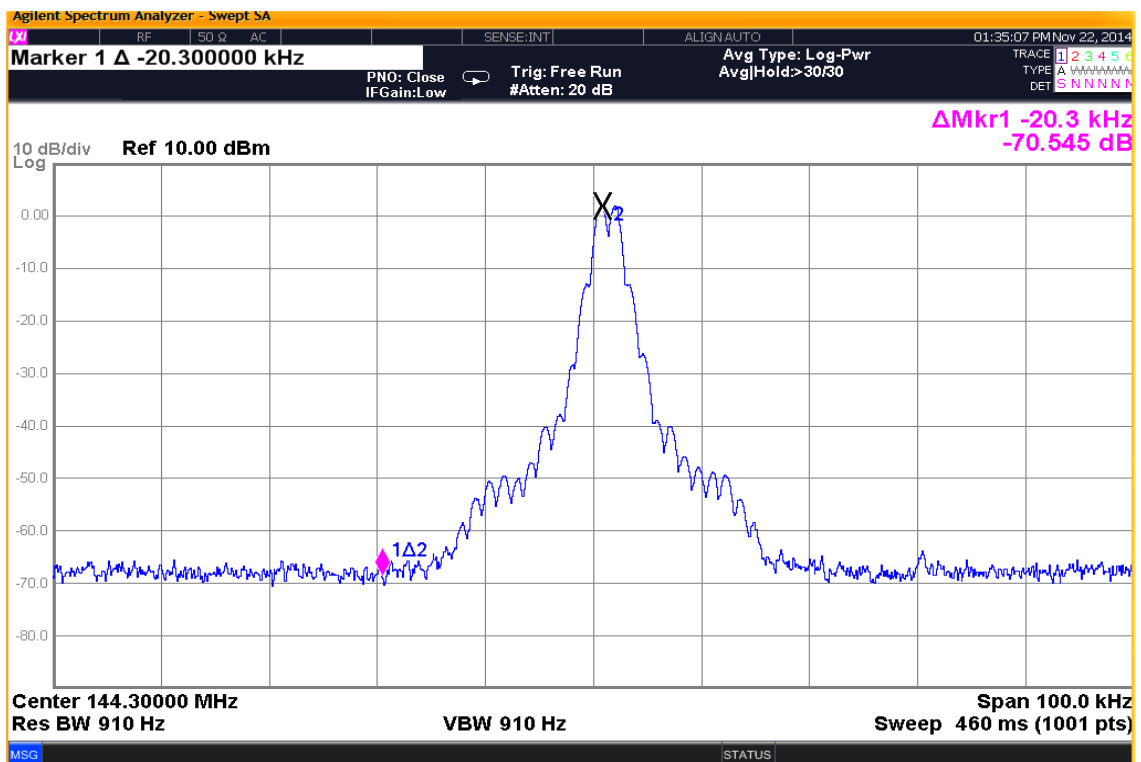
4. Měření intermodulačního (IMD) zkreslení dvojtónovou zkouškou (odstup dvou kmitočtů 2,4 kHz):

Jako budič byla použita radiostanice IC7000 buzená na cca 8 W, výstupní výkon PA nastaven na 250 W. Bylo naměřeno:

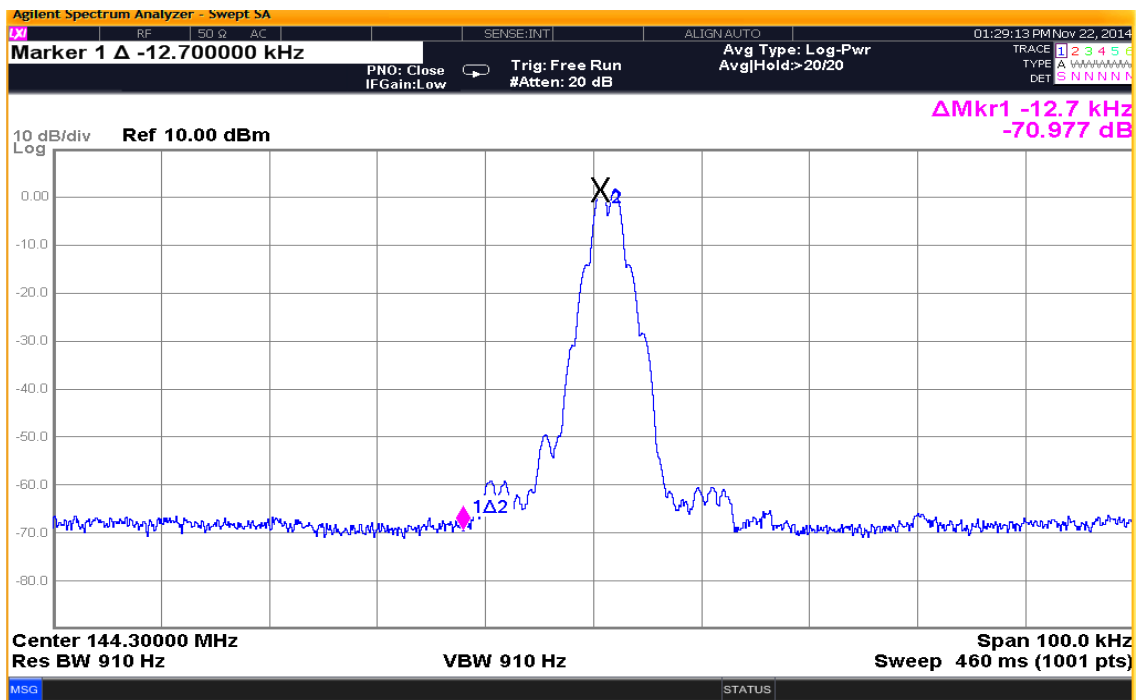
- IMD 3 = 32 dBc a IMD 5 = 60 dBc (při 2x 300 mA klidovém proudu)
- Šířka pásma pro potlačení intermodulačních produktů o 70 dB je +/- 20 kHz (při 2x100 mA)
- Šířka pásma pro potlačení intermodulačních produktů o 70 dB je +/- 13 kHz (při 2x300 mA)
- Šířka pásma pro potlačení intermodulačních produktů o 70 dB je +/- 13 kHz (při 2x500 mA)



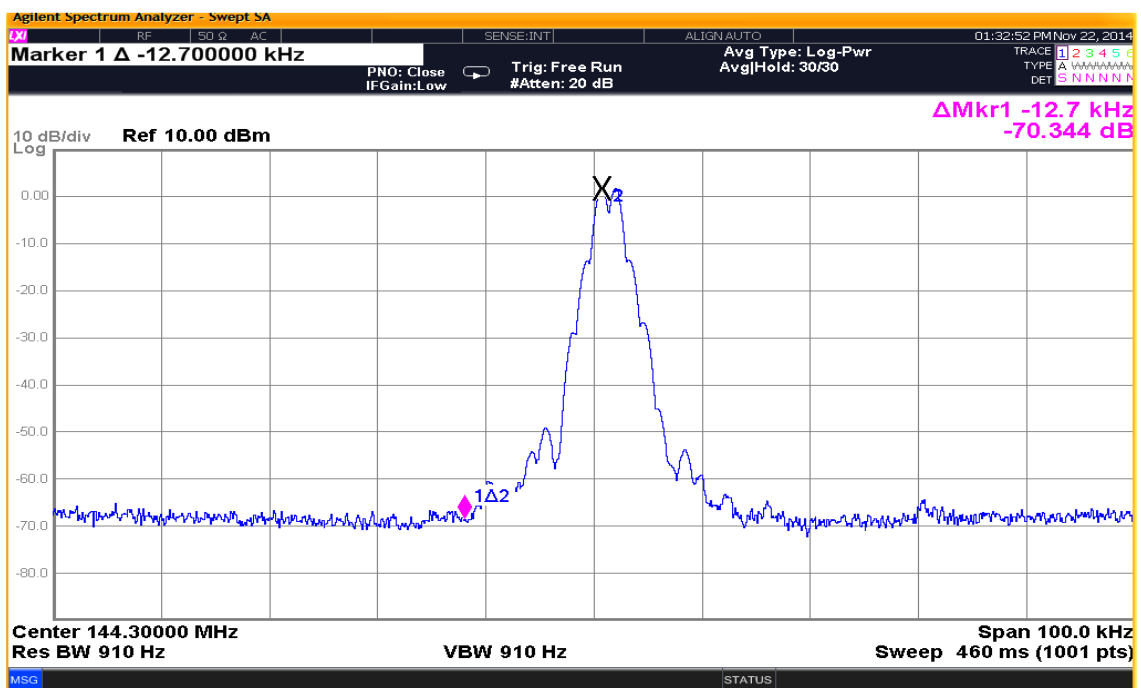
Obr. 2.36: Měření IMD zkreslení při výstupním výkonu 250 W a klidovém proudu 2x 300 mA pro 50 kHz šířku pásma.



Obr. 2.37: Měření IMD zkreslení při výstupním výkonu 250 W a klidovém proudu 2x 100 mA.



Obr. 2.38: Měření IMD zkreslení při výstupním výkonu 250 W a klidovém proudu 2x 300 mA.



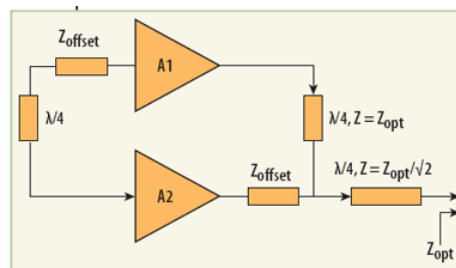
Obr. 2.39: Měření IMD zkreslení při výstupním výkonu 250 W a klidovém proudu 2x 500 mA.

5. Měření celkové účinnosti:

Celková dosažitelná účinnost včetně započítání klidového proudu (2x 300 mA) je přibližně 69 % při maximálním výkonu (310 W).

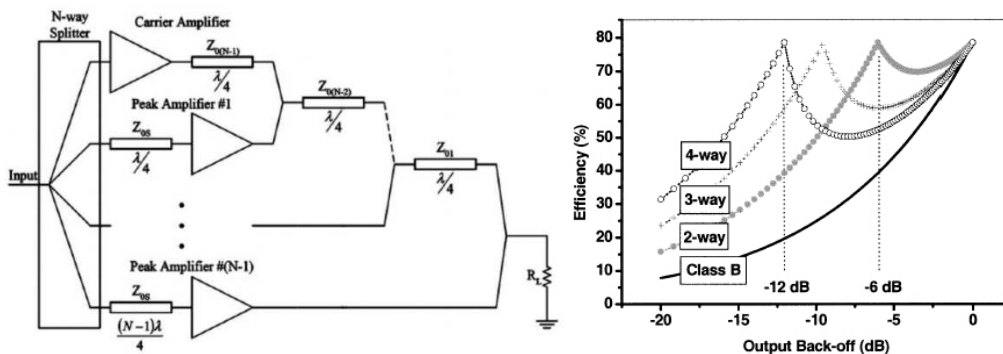
2.5. LDMOS experimentální 32 V zesilovač se zvýšenou účinností pro 144 MHz – aplikace Doherty

Zesilovač koncepce Doherty je pojmenován podle Williama H. Dohertyho z Bellových laboratoří. Zesilovač této koncepce se používá v systémech se zvýšenou účinností v režimu středního vybuzení a v nejjednodušším případě je založený na principu dvou výkonových zesilovačů, kdy jeden pracuje v lineární třídě AB („Carrier“) a druhý pracuje ve špičkové třídě C („Peak“). Jeden ze vstupních signálů pro špičkový zesilovač je fázově posunut o $\lambda/4$ a na výstupní straně je naopak signál z lineárního zesilovače posunut také $\lambda/4$. Složením obou signálů je možné získat v režimu středního vybuzení nárůst dosažitelné účinnosti v porovnání s klasickou lineární pracovní třídou. Tento princip byl znám již v roce 1936, avšak svého rozšíření se dočkal až v poslední době s nástupem digitálních technologií (WiMAX, WLAN, CDMA atd.). Jeho výhodou je především zvýšení dosažitelné účinnosti pro střední režimy vybuzení, nízké nelineární zkreslení, relativně snadná realizovatelnost především v „GHz“ pásmech. Nevýhodou tohoto řešení je snížený zisk a potřeba vyšších budících výkonů.



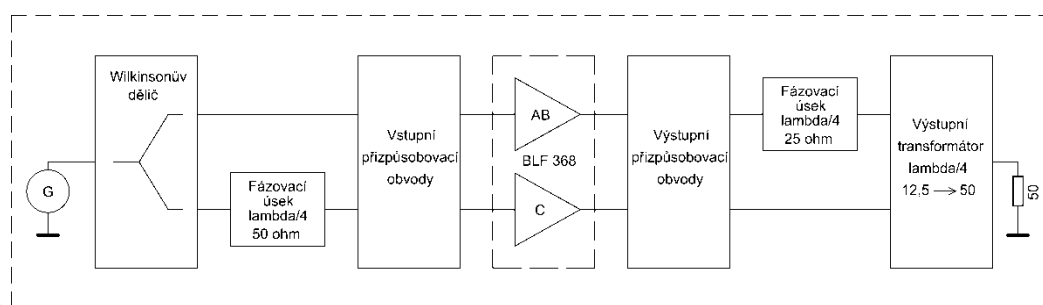
Obr. 2.40: Principiální schéma zesilovače konfigurace „Doherty“, převzato z [25].

Modifikací základního zapojení je možné získat tzv. „vícestupňové Doherty zesilovače“, kdy je možné dostat vyšší účinnost pro více úrovní výstupního výkonu. Tyto moderní systémy jsou teprve na svém počátku a masové využití především u výkonových aplikací (zesilovače pro DVB-T, DAB atd.) se dá očekávat v blízké budoucnosti.

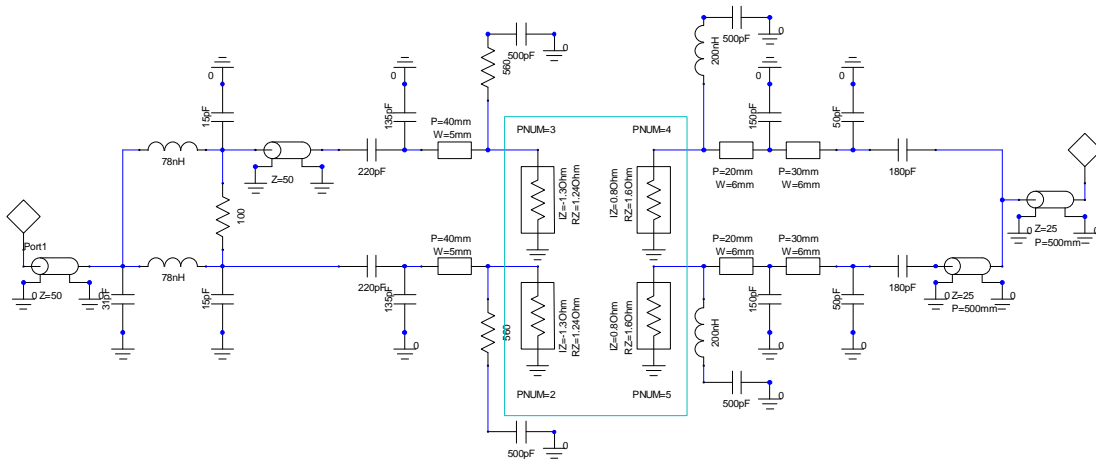


Obr. 2.41: Příklad vícecestupňového Doherty zesilovače a ukázka navýšení účinnosti pro různý počet stupňů, převzato z [18].

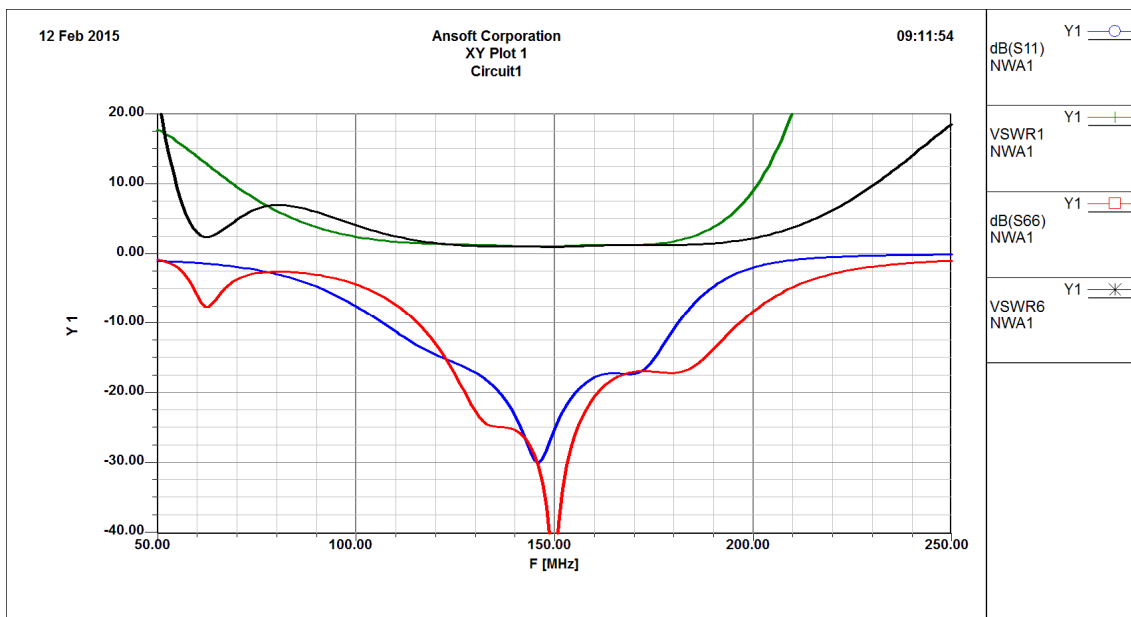
Jedná se o poměrně inovativní řešení a jedno z prvních využití této technologie pro relativně nízké kmitočtové pásmo (radioamatérské pásmo 144 MHz). Vzhledem k vlnové délce ($\lambda = 2 \text{ m}$) bylo nutné použít kompromisní řešení, kdy přizpůsobovací vstupně - výstupní obvody jsou tvořeny mikropáskovými vedeními, které byly navrženy metodou „Low Q matching“ za pomoci Smithova diagramu a fázovací úseky byly řešeny pomocí koaxiálních $\lambda/4$ vedení tvořenými úseky vedení o vlnové impedanci 50 a 25 Ω . Na vstupu je pro rozdělení signálu použit hybridní Wilkinsonův dělič s izolovanými porty, který rozdělí budící signál na dva identické vzorky s malou fázovou chybou. Na výstupu je zapojen čtvrtvlnný transformátor impedance, tvořený úsekem koaxiálního vedení 25 Ω , který transformuje impedanci z 12,5 na 50 Ω . V konstrukci bylo s výhodou použito tranzistoru BLF 368 v pouzdře pro dvojčinné zapojení, kdy je zaručena přesná shoda parametrů obou LDMOS tranzistorů.



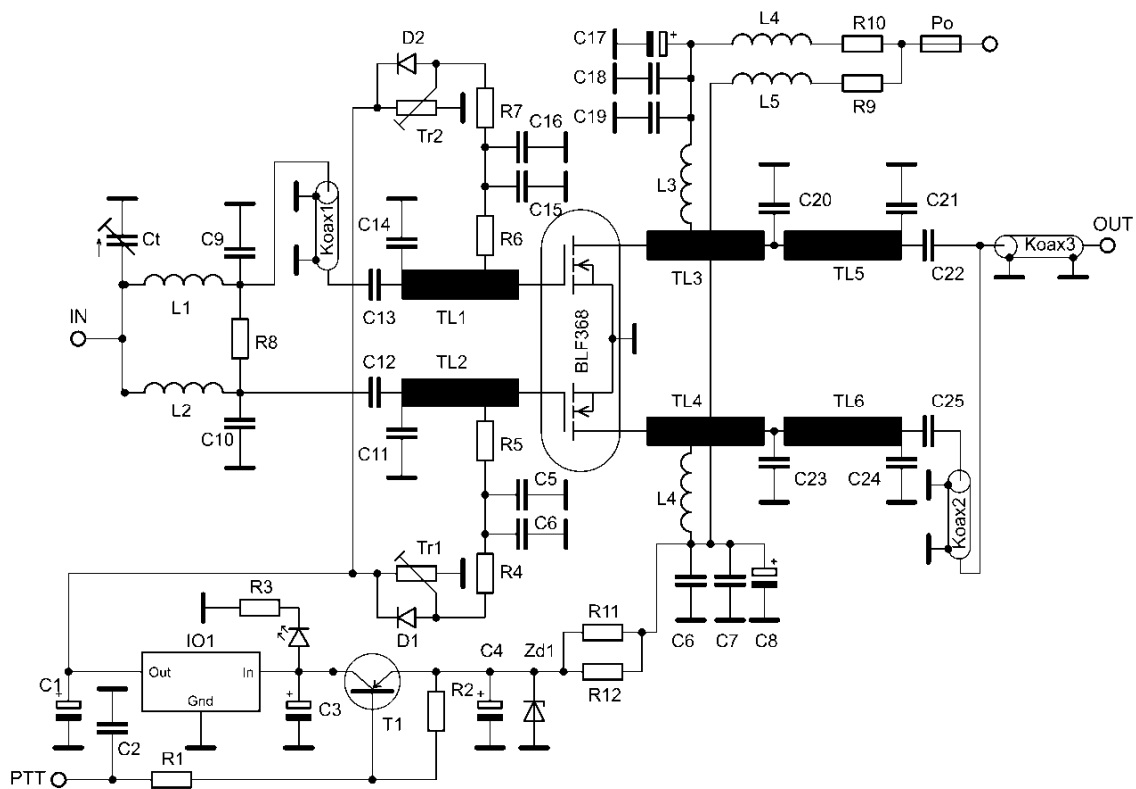
Obr. 2.42: Blokové schéma LDMOS zesilovače Doherty.



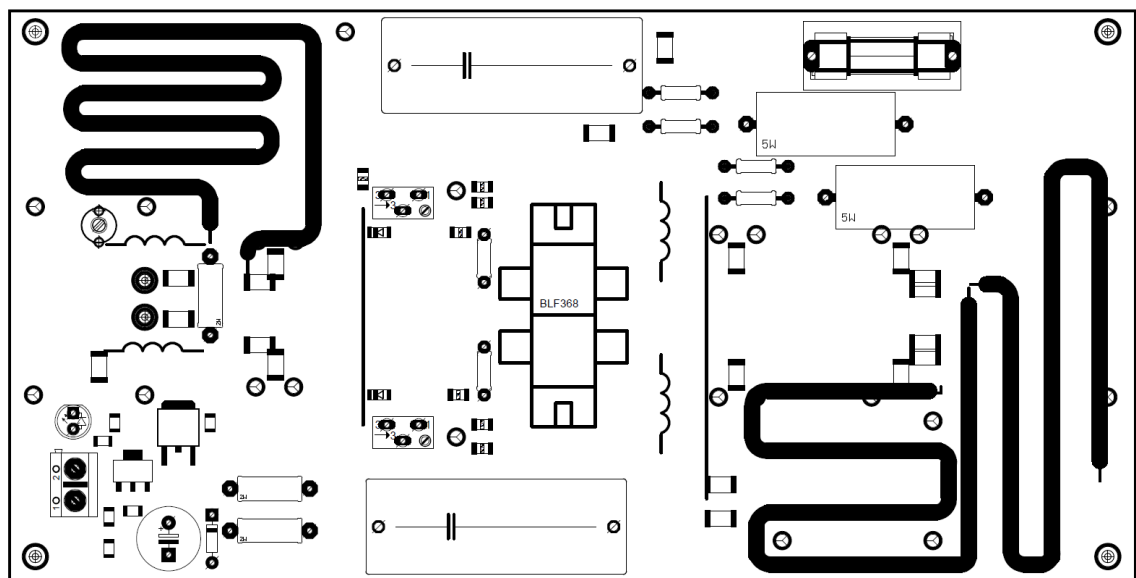
Obr. 2.43: Zjednodušený model vysokofrekvenčního zesilovače.



Obr. 2.44: Výsledky simulace vstupního, výstupního činitele přizpůsobení, dále parametru S11 a S22.



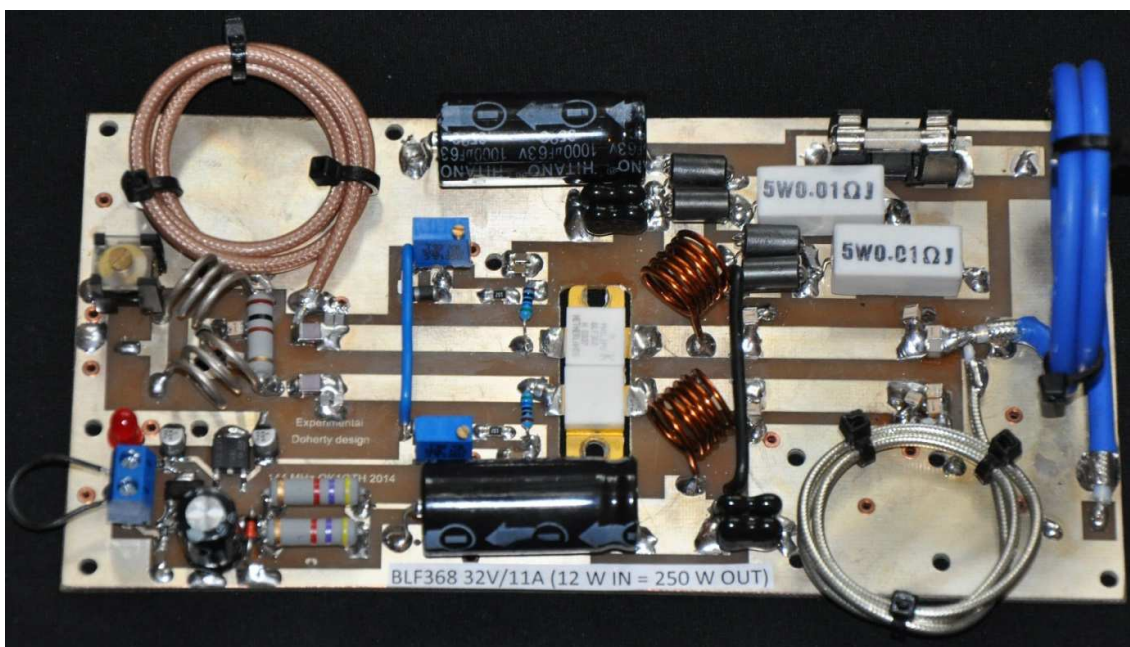
Obr. 2.45: Elektrické schéma zapojení VF části experimentálního zesilovače s ovládáním PTT.



Obr. 2.46: Osazovací plán experimentálního Doherty zesilovače s BLF368 pro 144 MHz a 32 V napájení.



Obr. 2.47: Deska plošných spojů experimentálního Doherty zesilovače s BLF368.



Obr. 2.48: Osazená deska experimentálního Doherty zesilovače s BLF368.

2.5.1. Měření na experimentální Doherty zesilovači pro 144 MHz s BLF

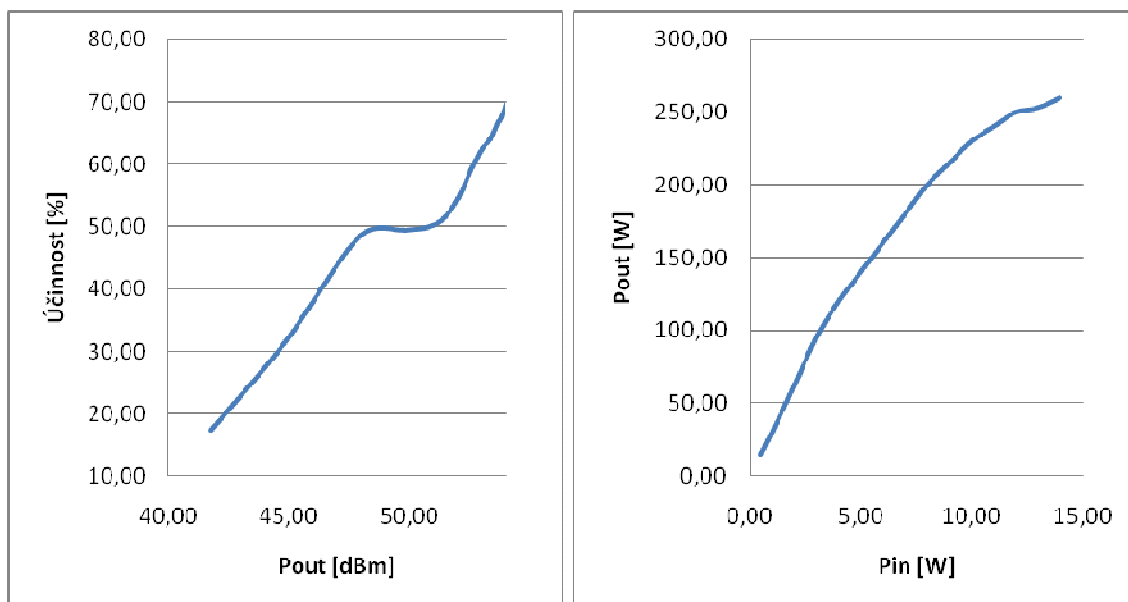
368

Bylo provedeno následující měření:

1.maximální dosažitelný výkon: 280 W při trvalé nosné (key-down režim) při 16 W buzení

P_{in} (W)	P_{in} (dBm)	P_{out} (W)	P_{out} (dBm)	I_d (A)	U_{cc} (V)	Příkon (W)	Účinnost (%)	zisk (dB)
0,50	26,99	15,00	41,76	2,70	32,00	86,40	17,36	14,77
1,00	30,00	30,00	44,77	3,00	32,00	96,00	31,25	14,77
2,00	33,01	62,00	47,92	4,00	32,00	128,00	48,44	14,91
3,00	34,77	95,00	49,78	6,00	32,00	192,00	49,48	15,01
4,00	36,02	120,00	50,79	7,50	32,00	240,00	50,00	14,77
5,00	36,99	140,00	51,46	8,50	32,00	272,00	51,47	14,47
6,00	37,78	160,00	52,04	9,10	32,00	291,20	54,95	14,26
7,00	38,45	180,00	52,55	9,50	32,00	304,00	59,21	14,10
8,00	39,03	200,00	53,01	10,00	32,00	320,00	62,50	13,98
9,00	39,54	215,00	53,32	10,50	32,00	336,00	63,99	13,78
10,00	40,00	230,00	53,62	10,80	32,00	345,60	66,55	13,62
11,00	40,41	240,00	53,80	11,10	32,00	355,20	67,57	13,39
12,00	40,79	250,00	53,98	11,20	32,00	358,40	69,75	13,19
13,00	41,14	253,00	54,03	11,30	32,00	361,60	69,97	12,89
14,00	41,46	260,00	54,15	11,50	32,00	368,00	70,65	12,69

Tab. 2.6: Změřené parametry experimentálního Doherty zesilovače.

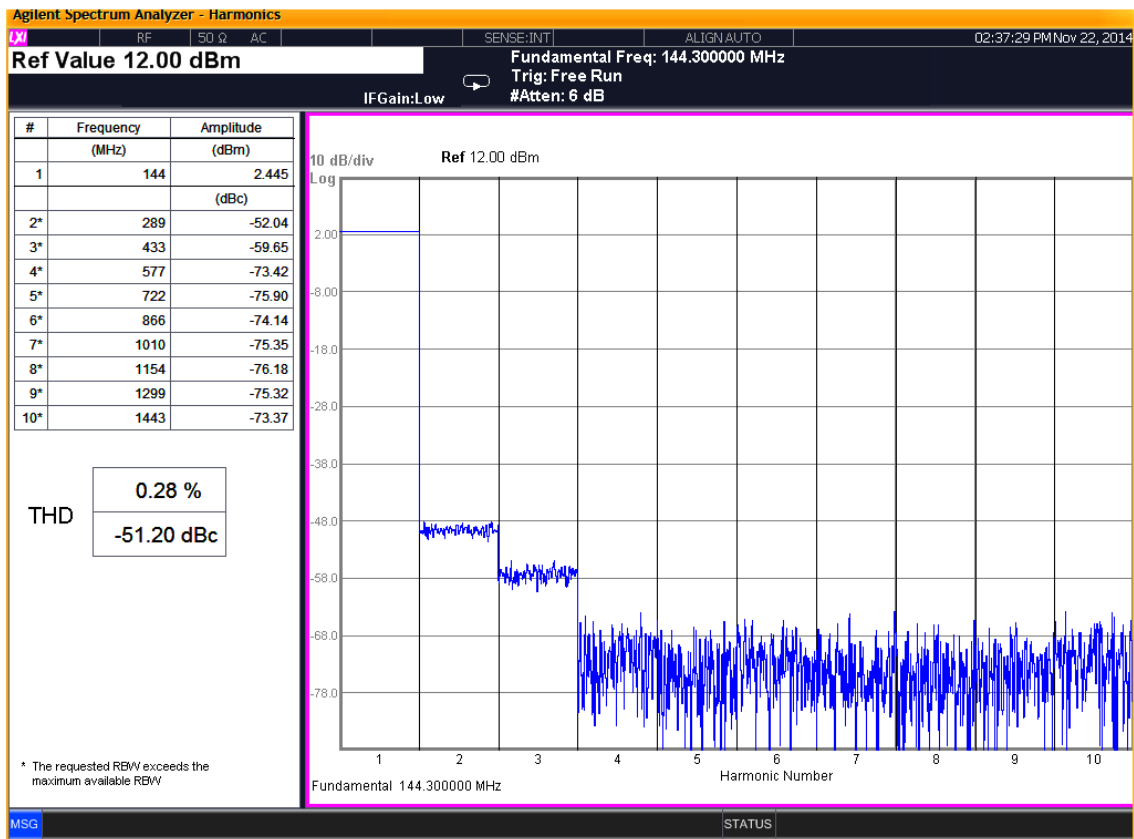


Obr. 2.49: Závislost účinnosti na výstupním výkonu a výstupního versus vstupního výkonu.

2. bod 1 dB komprese zisku: komprese zisku nastává přibližně při 230 W

3. měření harmonického zkreslení THD: celkové harmonické zkreslení při výstupním výkonu 250 W = 0,28 % (bez výstupního filtru).

Nosná 250 W (dB)	2.harm. (dB)	3.harm. (dB)	4.harm. (dB)
0	-54	-62	-76

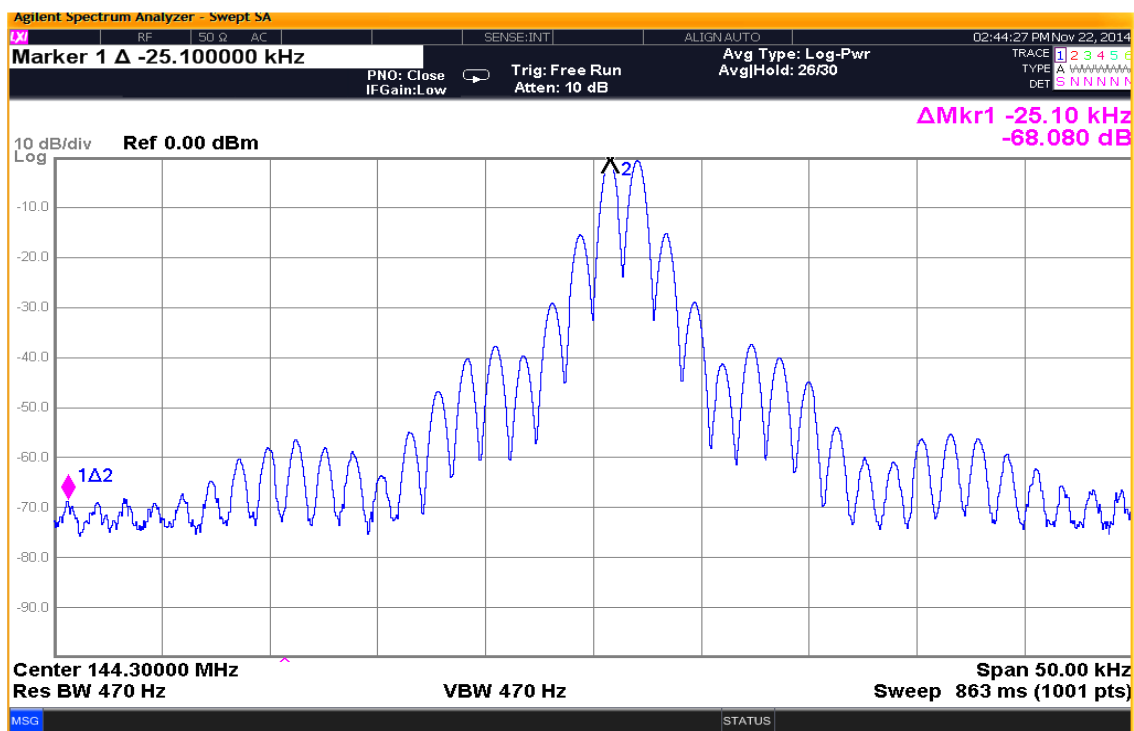


Tab. 2.7: Měření harmonického zkreslení při výstupním výkonu 250 W

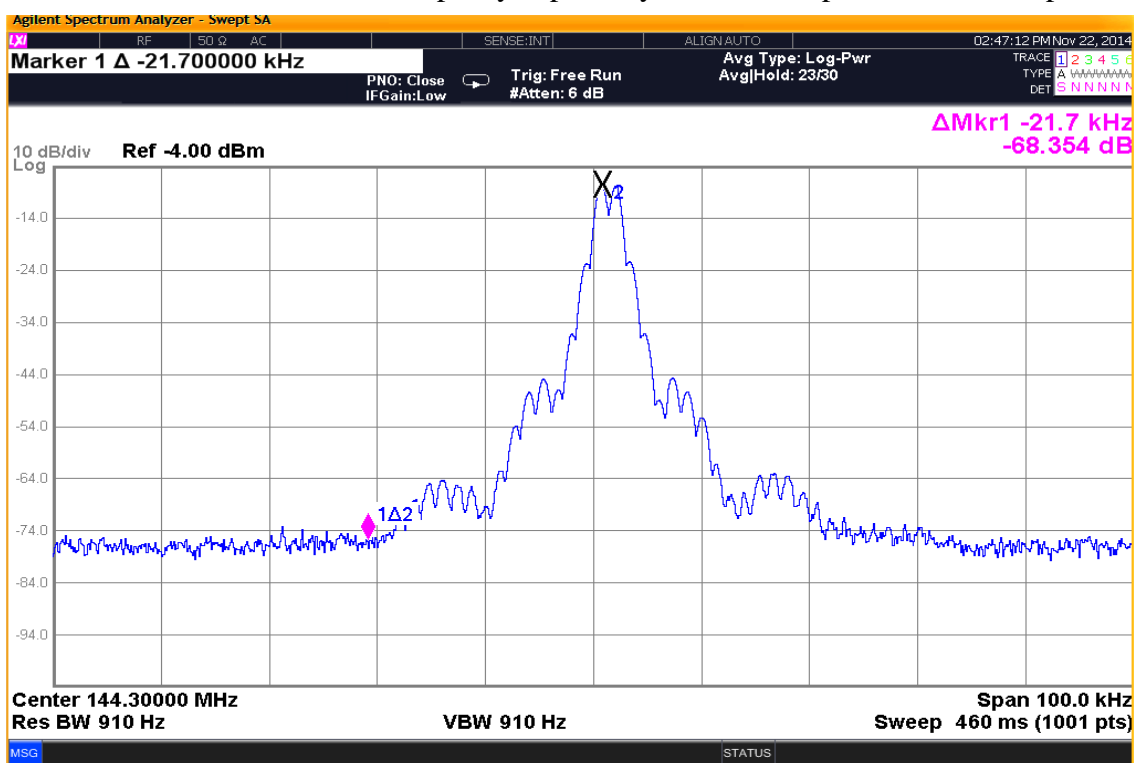
4. Měření intermodulačního (IMD) zkreslení dvojtónovou zkouškou (odstup dvou kmitočtů 2,4 kHz):

Jako budič byla použita radiostanice IC7000 buzená na cca 12 W, výstupní výkon PA nastaven na 250 W. Bylo naměřeno:

- IMD 3 = 28 dBc a IMD 5 = 38 dBc
- Šířka pásma pro potlačení intermodulačních produktů o 70 dB je +/- 25 kHz



Obr. 2.50: Měření IMD zkreslení při výstupním výkonu 250 W pro 50 kHz šířku pásma.



Obr. 2.51: Měření IMD zkreslení při výstupním výkonu 250 W pro 100 kHz šířku pásma.

5. Měření celkové účinnosti:

Celková dosažitelná účinnost včetně započítání klidového proudu je přibližně 71 % při maximálním výkonu (280 W).

2.6. Experimentální tranzistorový zesilovač pro pásmo 1 – 50 MHz

V případě 50 V širokopásmového zesilovače byl použit opět tranzistor BLF278, kdy tento tranzistor je doporučen pro použití v pásmech VKV. Po prostudování jeho parametrů a z důvodu dostupnosti tohoto tranzistoru díky sponzorskému daru, byl nakonec použit i v případě širokopásmového zesilovače v pásmu KV. Jak se nakonec prakticky ukázalo, zesilovač vykazuje velmi dobré parametry a nebyly pozorovány žádné náznaky nestability v celém kmitočtovém rozsahu i v limitních případech odpojené zátěže.

Pro vlastní simulaci zapojení bylo opět nutné stanovit přibližné vstupní – zatěžovací (výstupní) impedance. Vzhledem k tomu, že se nepředpokládá využití tranzistoru BLF 278 v kmitočtovém segmentu 1 – 50 MHz, tak výrobce tyto impedance neuvádí a ani nebylo možné je přímo získat. Vzhledem k omezením studentské verze programu Ansoft Designer je nebylo možné získat ani z nelineární analýzy (Harmonic Balance).

V kapitole „Přibližné stanovení vstupní – výstupní impedance analytickým výpočtem“ této disertační práce, byly uvedeny odvozené rovnice pro výpočet vstupní – zatěžovací (výstupní) impedance ze zjednodušeného modelu LDMOS tranzistoru. Následně podle těchto rovnic byl vytvořen program, který umožňuje po zadání vstupních parametrů tranzistoru vypočítat přibližnou hodnotu zisku, komplexní hodnotu vstupní a zatěžovací (výstupní) impedance. Vypočítané hodnoty jsou jen orientační (zvláště hodnota zisku), protože vycházejí z přibližného lineárního modelu, ale jak se nakonec ukázalo, bylo pomocí nich možné realizovat vlastní širokopásmový experimentální zesilovač s šířkou pásma necelé dvě dekády.

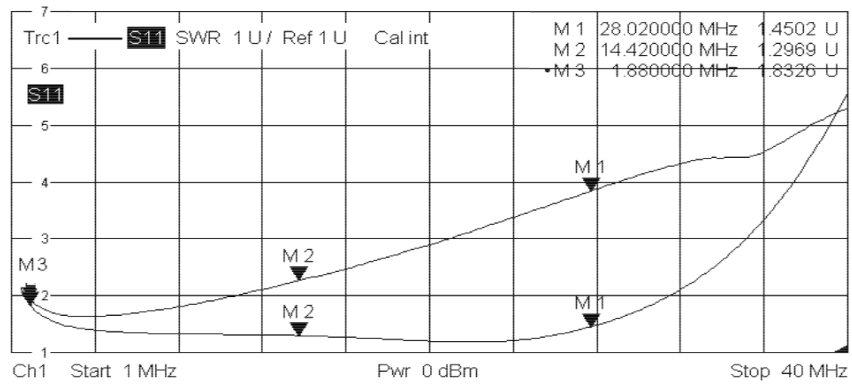
F (MHz)	Gp (dB)	Zin (Ω)	Z load (Ω)
1,8	53	2,09-j86,83	6,02+j0,09
3,7	46	2,09-j41,69	6,02+j0,18
7	41	2,09-j21,54	6,01+j0,35
14	35	2,1-j10,26	5,94+j0,69
21	32	2,11-j6,51	5,84+j1,01
28	29	2,12-j4,63	5,71+j1,32
50	24	2,18-j2,15	5,14+j2,13

Tab. 2.8: Vstupní a zatěžovací impedance BLF278 pro $V_{ds}=50$ V a $P_o=150$ W.

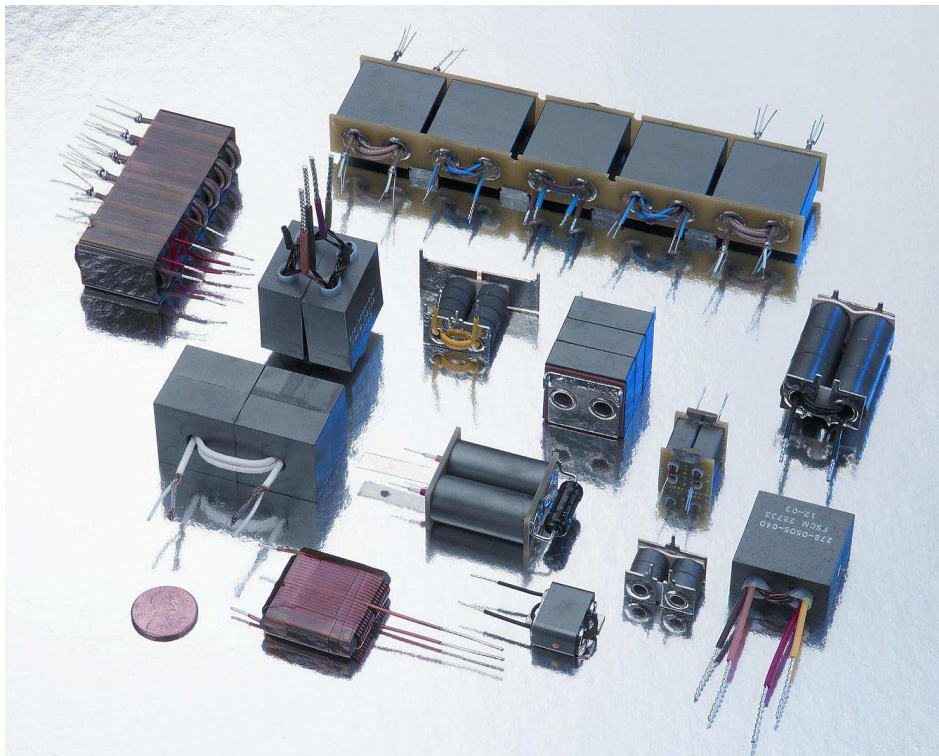
	A	B	C	D	E	F
1	GFS	6	S	Uds	50	V
2	Crs	14	pF	Po	150	W (jedna sekce)
3	Cis	480	pF	Lg	0,6	nH
4	Cos	190	pF	Ls	0,7	nH
5	Cs	5,4	pF	Ld	0,6	nH
6	f	50	MHz			
7						
8						
9	Li	1,11	nH			
10	GFS'	3,00	S			
11	Cgd	16,10	pF			
12	Cgs	699,00	pF			
13	Cds	196,19	pF			
14	Ci	963,48	pF			
15	Rload	6,02	Ω			
16	Cout	218,50	pF			
17	Xpout	-14,57	Ω			
18	Rout	5,14	Ω			
19	Xout	-2,13	Ω			
20	Gp	24,34	dB			
21	Rin	2,18	Ω			
22	Xin	-2,15	Ω			

Tab. 2.9: Ukázka z výpočetního programu pro výpočet parametrů.

Zesilovač je klasické koncepce, kdy na svém výstupu používá inovativní způsob řešení výstupního transformátoru, který vykazuje větší širokopásmovost, lépe definovanou impedanci, jednodušší konstrukci a ve výsledku i nižší cenu výroby. Běžné širokopásmové LDMOS zesilovače určené pro oblast KV jsou zpravidla realizovány formou hybridních širokopásmových transformátorů s definovaným transformačním poměrem realizovaných na speciálních jádrech z feritového materiálu. Tyto řešení vykazují zpravidla vyšší rozptylovou indukčnost, která zásadním způsobem ovlivňuje širokopásmovost transformátoru. Určitého zlepšení je možné dosáhnout kompenzací rozptylové indukčnosti.



Obr. 2.52: Konvenční širokopásmový transformátor s kompenzací a bez kompenzace rozptylové indukčnosti.

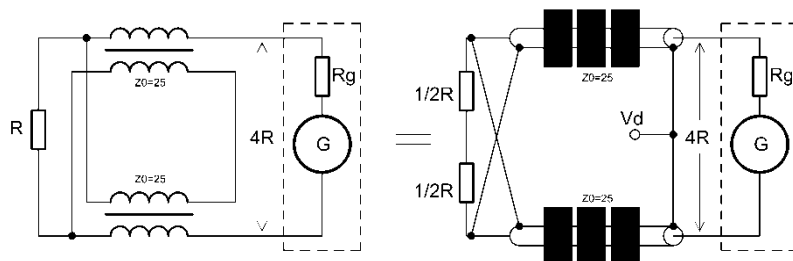


Obr. 2.53: Ukázka konvenčních širokopásmových transformátorů firmy CMI Ferrite [27].

Výstupní obvod je realizován experimentálním „Guanella transmission line“ transformátorem [23], tvořeným úsekem koaxiálního vedení o vlnové impedanci $Z_0 = 25 \Omega$ a transformačním poměrem 1:4. Optimální vlnová impedance koaxiálního vedení je dána:

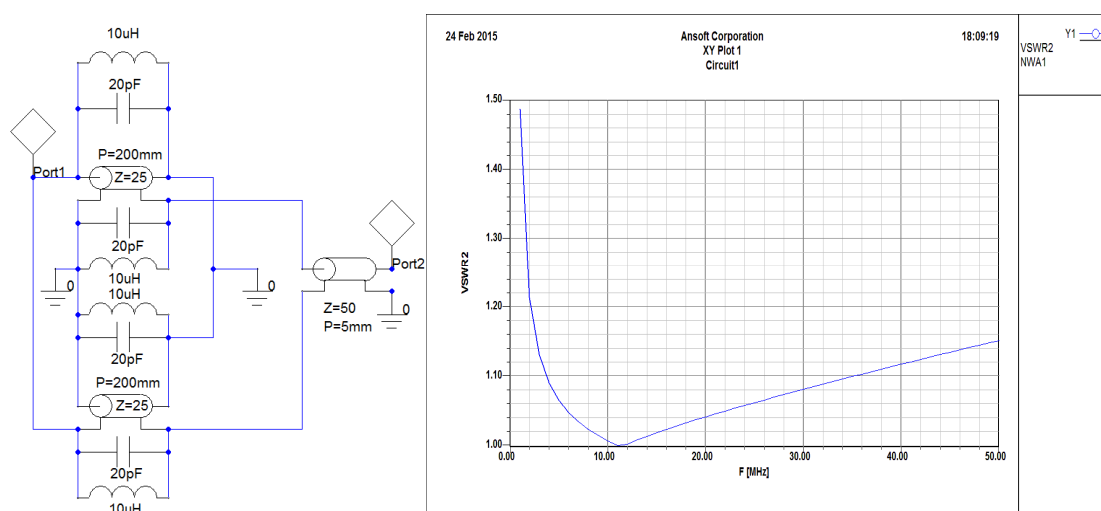
$$Z_0 = \sqrt{Z_{in} Z_{out}} \quad (2.12)$$

Tento širokopásmový transformátor je řešen netradičním způsobem, kdy vlastní koaxiální vedení o vlnové impedanci 25Ω je navinuto na toroidním jádře z hmoty 4C65 od firmy Ferroxcube.

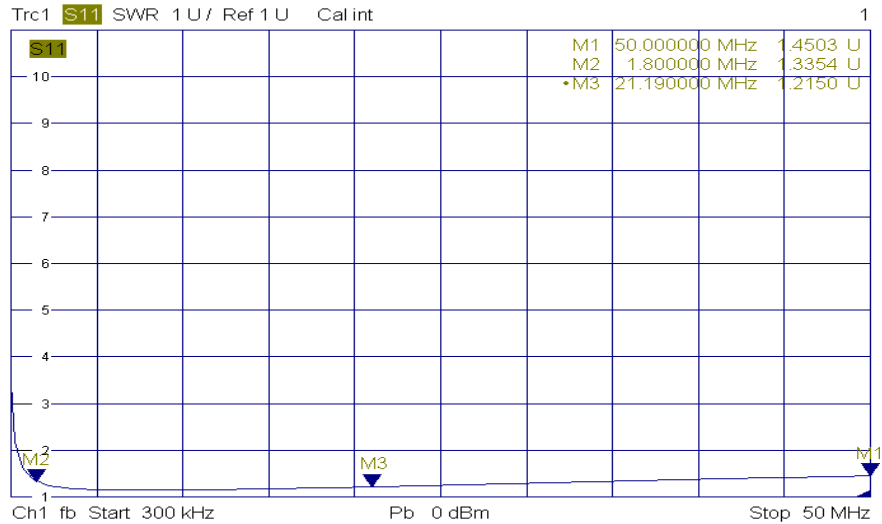


Obr. 2.54: Experimentální širokopásmový transformátor.

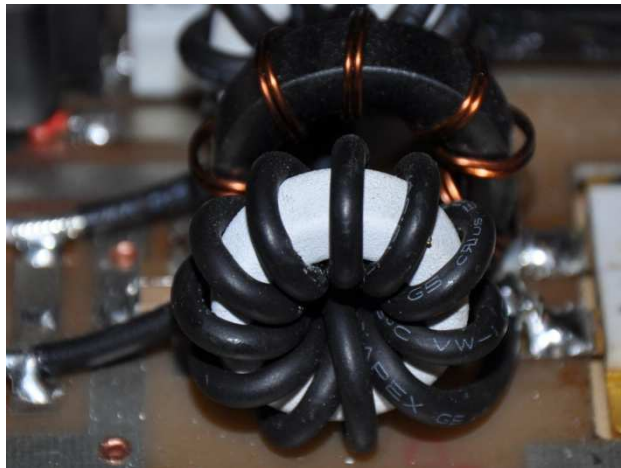
Tímto řešením vznikl širokopásmový transformátor s minimální rozptylovou indukčností o šířce pásma téměř dvě dekády. Vzhledem k velmi malému rozptylu nebylo potřeba kompenzačního kondenzátoru. Vstupní část zesilovače je tvořena transformátorem s transformačním poměrem 9:1, který zajišťuje přizpůsobení v celém rozsahu 1- 50 MHz. Takto je možné kompromisně dosáhnout relativně dobré hodnoty činitele přizpůsobení ($PSV \leq 1,6$). Na vstupu je dále integrován útlumový člen 6 dB, díky kterému je zajištěna potřebná hodnota buzení a dobré impedanční přizpůsobení vstupu.



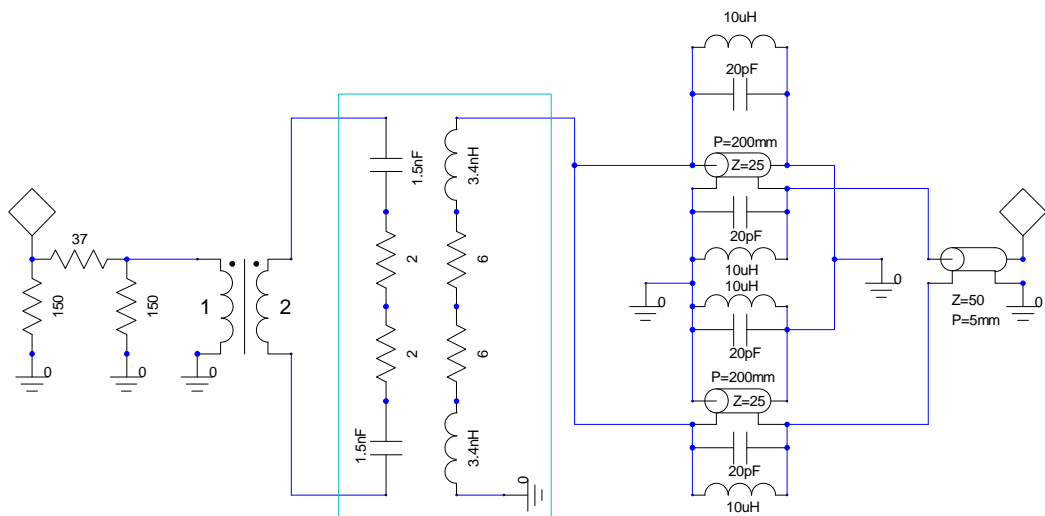
Obr. 2.55: Zjednodušený model širokopásmového transformátoru 1:4 a průběh SWR pro zatěžovací impedanci $12,5 \Omega$.



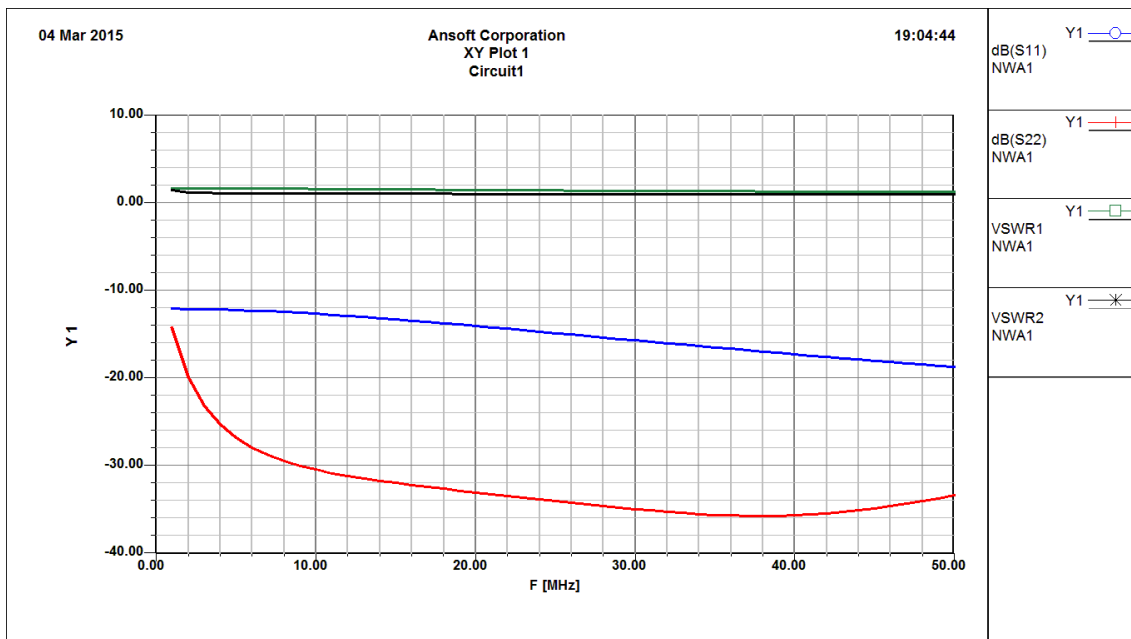
Obr. 2.56: Změřený průběh SWR pro zatěžovací impedanci $12,5 \Omega$ v pásmu 0,3 - 50 MHz.



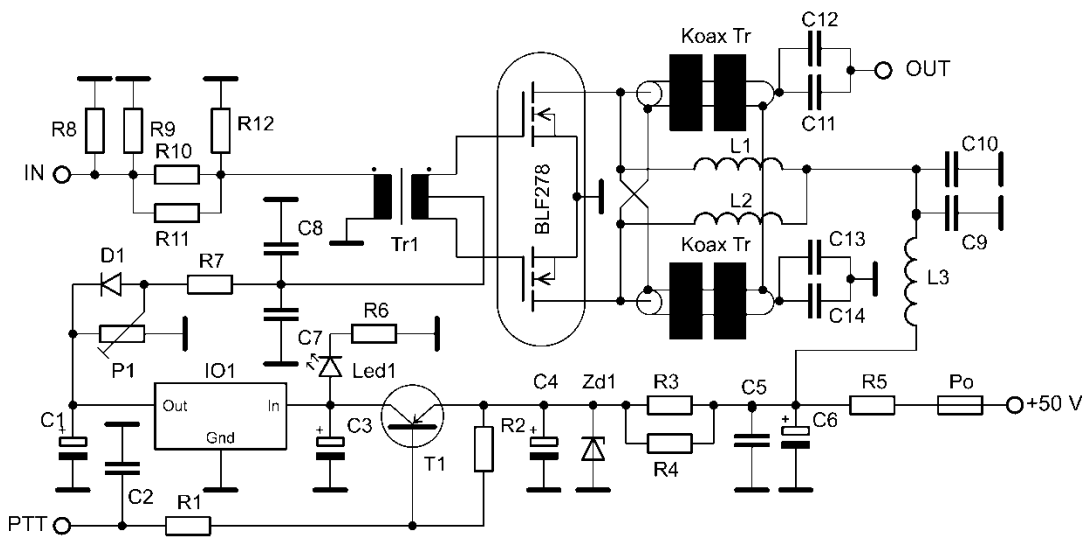
Obr. 2.57: Fyzické provedení širokopásmového transformátoru pro 1 – 50 MHz.



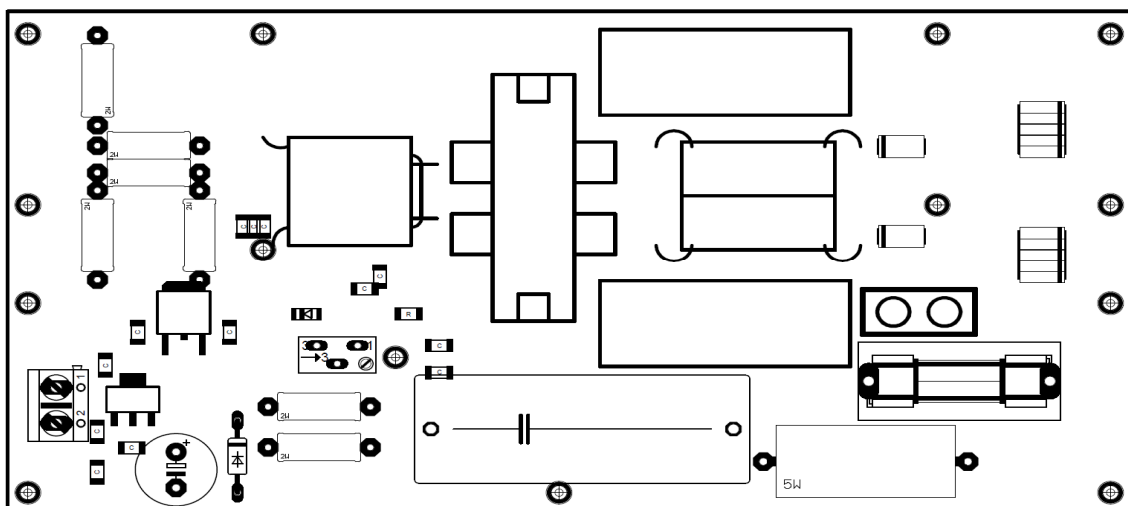
Obr. 2.58: Zjednodušený model vysokofrekvenčního širokopásmového zesilovače.



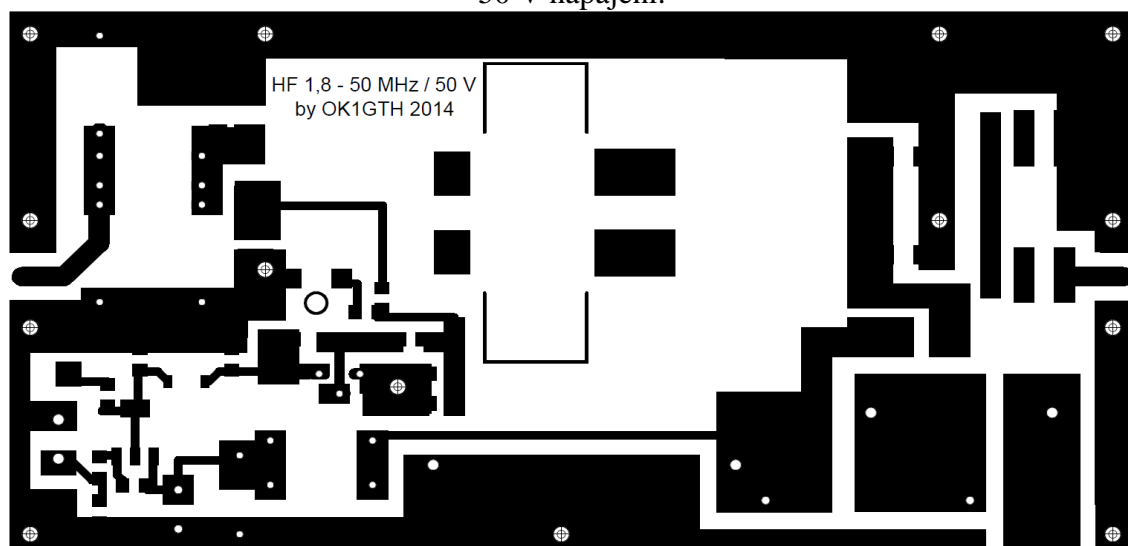
Obr. 2.59: Výsledky simulace vstupního, výstupního činitele přizpůsobení, dále parametru $S11$ a $S22$.



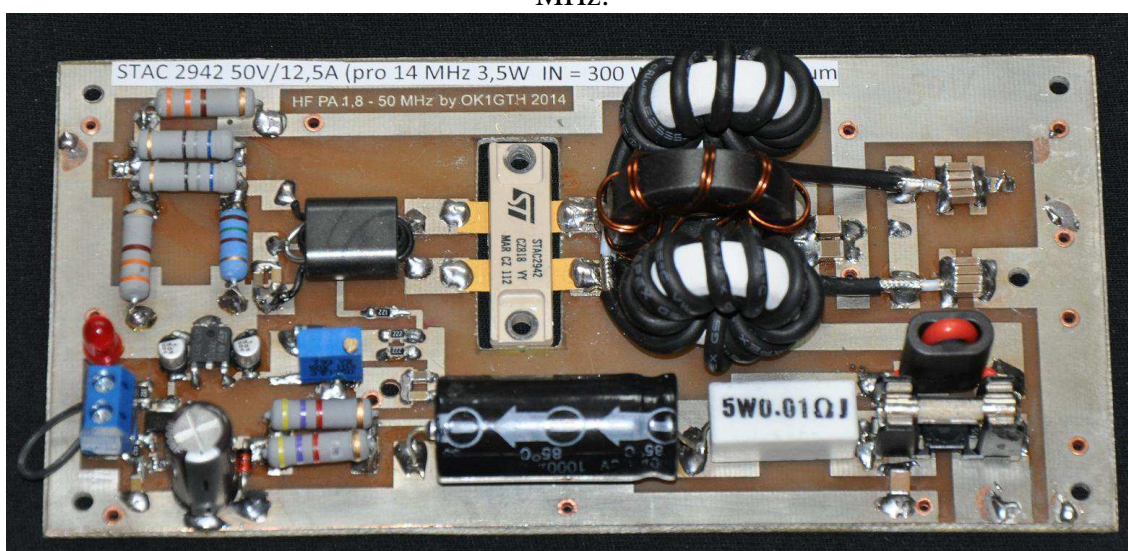
Obr. 2.60: Elektrické schéma zapojení VF části experimentálního zesilovače 1-50 MHz s ovládáním PTT.



Obr. 2.61: Osazovací plán experimentálního zesilovače s BLF278 pro 1,8 – 50 MHz a 50 V napájení.



Obr. 2.62: Deska plošných spojů experimentálního zesilovače s BLF278 pro 1,8 – 50 MHz.



Obr. 2.63: Osazená deska experimentálního širokopásmového zesilovače s BLF278.

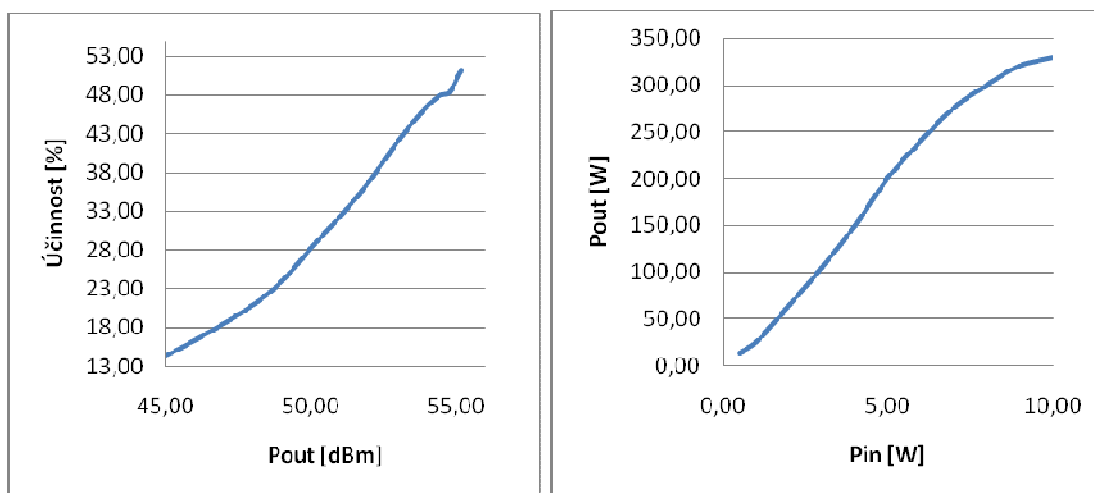
2.6.1. Měření na experimentálním širokopásmovém zesilovači pro 1 – 50 MHz

Bylo provedeno následující měření:

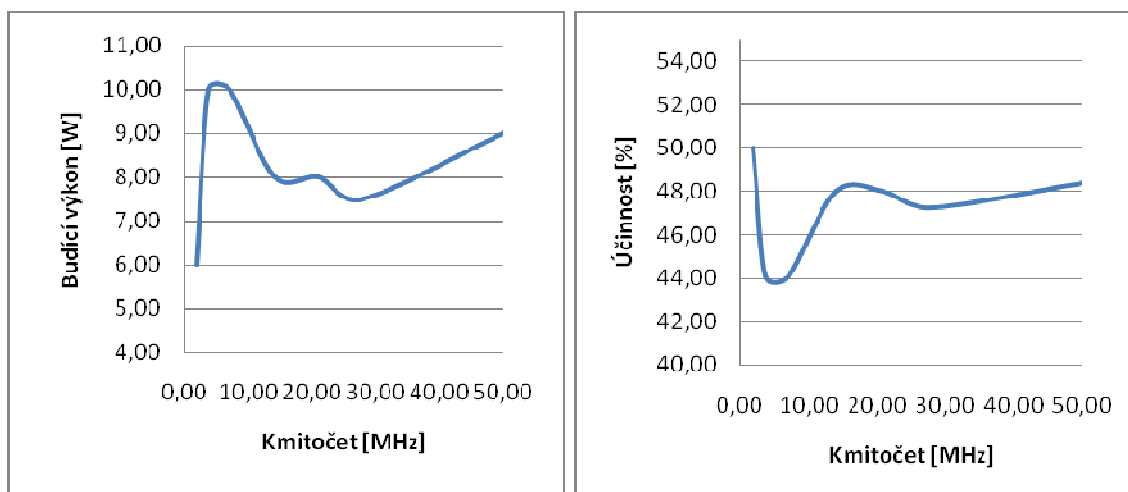
1.maximální dosažitelný výkon: 340 W při trvalé nosné (key-down režim) při 12 W buzení (včetně 6 dB vstupního útlumového členu v pásmu 14 MHz)

P_{in} (W)	P_{in} (dBm)	P_{out} (W)	P_{out} (dBm)	I_d (A)	U_{cc} (V)	Příkon (W)	Účinnost (%)	zisk (dB)
0,50	26,99	13,00	41,14	3,00	50,00	150,00	8,67	14,15
1,00	30,00	25,00	43,98	4,00	50,00	200,00	12,50	13,98
2,00	33,01	65,00	48,13	6,10	50,00	305,00	21,31	15,12
3,00	34,77	105,00	50,21	7,20	50,00	360,00	29,17	15,44
4,00	36,02	150,00	51,76	8,40	50,00	420,00	35,71	15,74
5,00	36,99	200,00	53,01	9,50	50,00	475,00	42,11	16,02
6,00	37,78	240,00	53,80	10,50	50,00	525,00	45,71	16,02
7,00	38,45	275,00	54,39	11,50	50,00	575,00	47,83	15,94
8,00	39,03	300,00	54,77	12,40	50,00	620,00	48,39	15,74
9,00	39,54	320,00	55,05	12,70	50,00	635,00	50,39	15,51
10,00	40,00	330,00	55,19	12,90	50,00	645,00	51,16	15,19

Tab. 2.10: Změřené parametry experimentálního širokopásmového zesilovače.



Obr. 2.64: Závislost účinnosti na výstupním výkonu a závislost výstupního výkonu na vstupním (14 MHz).

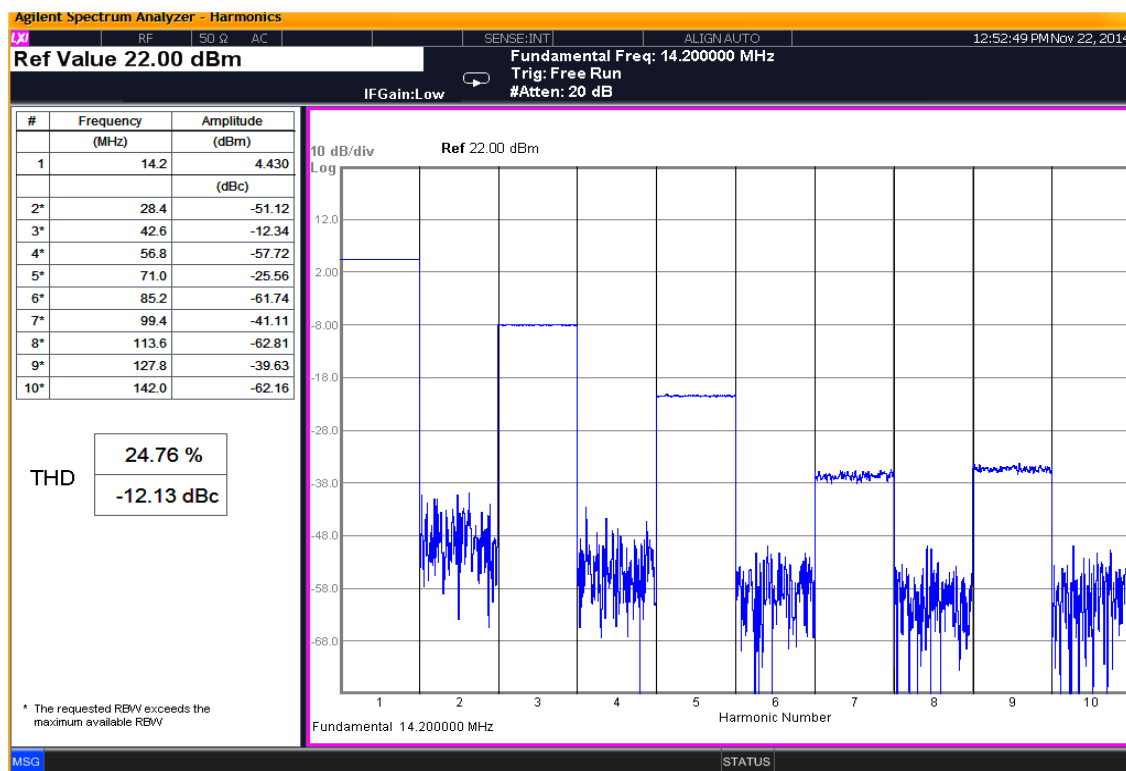


Obr. 2.65: Průběh budícího výkonu pro 300 W v závislosti na kmitočtu a průběh účinnosti při maximálním výkonu v závislosti na kmitočtu.

2. bod 1 dB komprese zisku: komprese zisku nastává přibližně při 270 W (platí pro kmitočtové pásmo 14 MHz)

3. měření harmonického zkreslení THD: celkové harmonické zkreslení při výstupním výkonu 250 W = 25 % (bez výstupního filtru) v pásmu 14 MHz.

Nosná 250 W (dB)	2.harm. (dB)	3.harm.(dB)	4.harm. (dB)	5.harm. (dB)
0	-55	-17	-62	-30

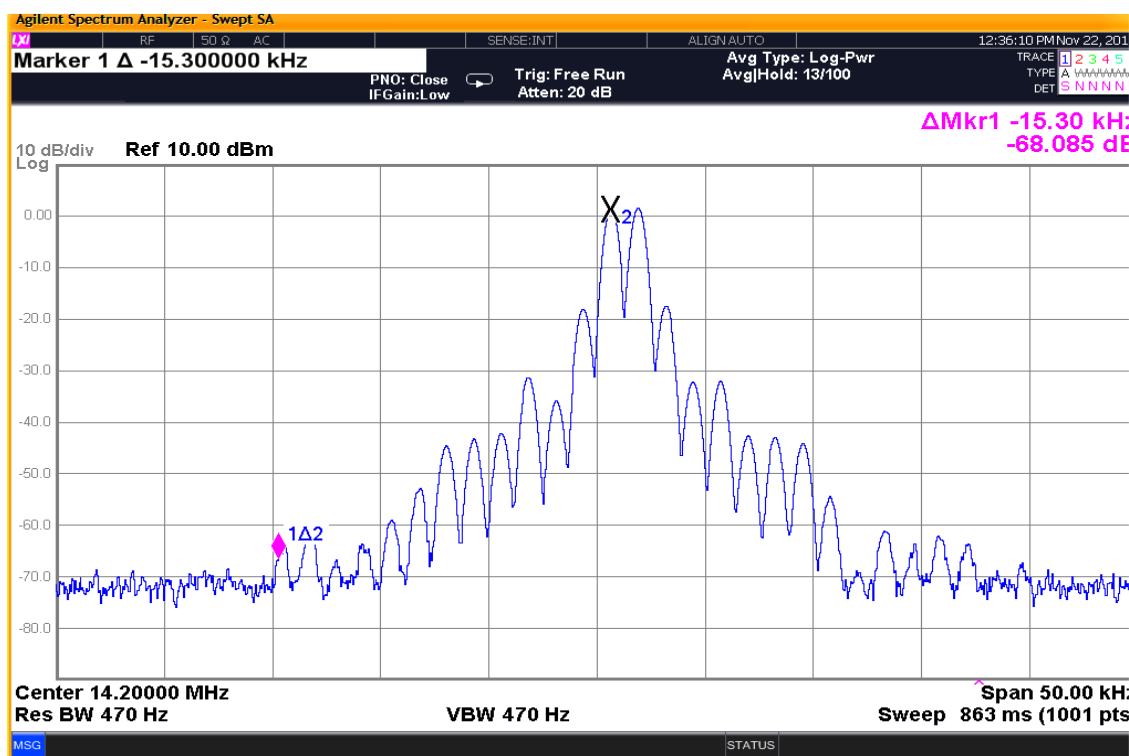


Tab. 2.11: Měření harmonického zkreslení při výstupním výkonu 250 W.

4. Měření intermodulačního (IMD) zkreslení dvojtónovou zkouškou (odstup dvou kmitočtů 2,4 kHz):

Jako budič byla použita radiostanice IC7000 buzená na cca 7 W, výstupní výkon PA nastaven na 250 W. Bylo zvoleno pásmo 14 MHz a bylo naměřeno:

- IMD 3 = 35 dBc a IMD 5 = 44 dBc
- Šířka pásma pro potlačení intermodulačních produktů o 70 dB je +/- 16 kHz



Obr. 2.66: Měření IMD zkreslení v pásmu 14 MHz při výstupním výkonu 250 W pro klidový proud 2x 300 mA.

5. Měření celkové účinnosti:

Celková dosažitelná účinnost včetně započítání klidového proudu v závislosti na kmitočtu je vyjádřena v následující tabulce.

Pásmo (MHz)	P_{in} pro 300W	I_{d2} (A)	Zisk (dB)	Účinnost pro 300W (%)
1,80	6,00	12,00	16,99	50,00
3,70	10,00	13,60	14,77	44,12
7,00	10,00	13,60	14,77	44,12
14,00	8,00	12,50	15,74	48,00
21,00	8,00	12,50	15,74	48,00
28,00	7,50	12,70	16,02	47,24
50,00	9,00	12,40	15,23	48,39

Tab. 2.12: Změřené parametry širokopásmového LDMOS zesilovače.

Závěr

Hlavní přínos této disertační práce spočívá především v přehledném rozboru možných řešení různých koncepcí vysokofrekvenčních výkonových zesilovačů, jejich přímém porovnání z hlediska dosažitelných parametrů na realizovaných funkčních vzorcích a prototypch. Jedná se o oblast, která v potřebném měřítku a šířce záběru pravděpodobně ještě nebyla publikována a v práci byly aplikovány současné moderní vědecké metody zkoumání poplatné době vzniku této disertační práce. Tyto metody zkoumání byly založeny například na využívání dostupných moderních softwarových prostředků pro řešení a optimalizaci výzkumných úkolů z oblasti vysokofrekvenční výkonové radiotechniky (obvodové simulátory, 3D EM simulátory pole, výpočetní prostředí atd.). Zároveň bylo plně využito moderního měřicího vybavení, které je dostupné v rámci oddělení a díky kterému bylo možné prokázat kvalitativní vlastnosti jednotlivých experimentálních konstrukcí a toto vybavení pomohlo jednoznačně kvantifikovat dosažitelné parametry.

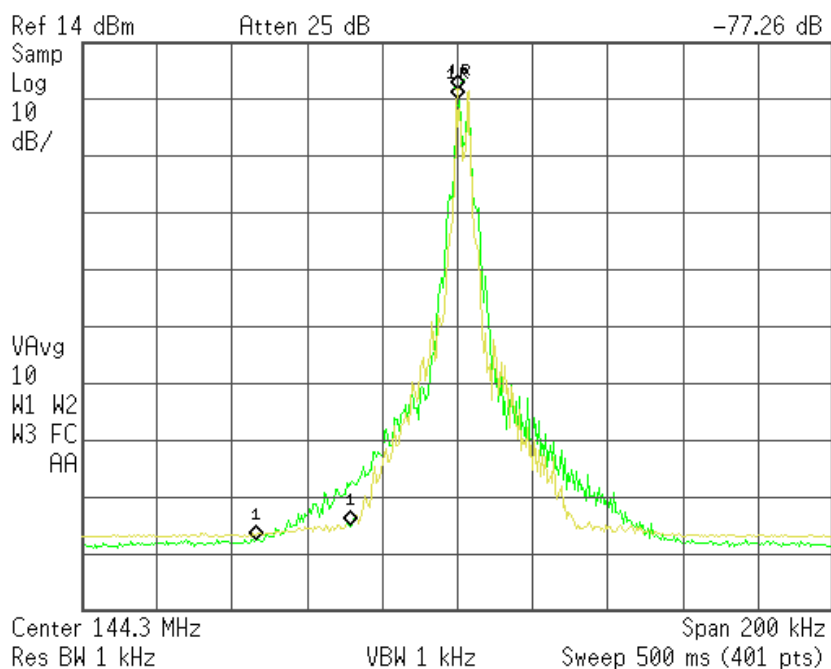
Řešením této disertační práce vzniklo poměrně značné množství dílčích výzkumných výsledků, z nich některé jsou inovativní a pravděpodobně ještě nebyly detailně diskutovány v odborné komunitě. Zároveň, jak se postupně během řešení ukázalo, ne všechny směry výzkumu měly své řešení a některé končily slepou uličkou. Díky velké obsáhlosti rozebíraného tématu nebylo možné do této disertační práce umístit všechny výsledky mnohaletého výzkumu a některé pasáže byly zkráceny. Vzhledem k možnému komerčnímu úspěchu některých konstrukcí a také díky tomu, že některá inovativní zapojení vznikla ve spolupráci se soukromým sektorem v rámci aplikovaného výzkumu, tak není možné uveřejnit všechny informace, týkající se především podrobného konstrukčního charakteru. Zároveň zde většinou nejsou uvedeny další podpůrné obvody, které jsou nutné pro spolehlivý provoz výkonových zesilovačů (ochrany, diagnostika, tepelná stabilizace pracovního bodu atd.)

V rámci řešení této disertační práce bylo provedeno i značné množství měření na různých prototypch výkonových zesilovačů, kdy cílem bylo objektivně zhodnotit vlastnosti a dosažitelné parametry jednotlivých experimentálních konstrukcí osazených odlišnými výkonovými součástkami. Vzhledem k předpokládané oblasti využití (lineární modulace SSB, případně provoz CW) byl hlavní důraz kladen především na nízké intermodulační zkreslení a vysokou linearitu zesilovače. V rámci výzkumu bylo provedeno měření v mnohem větším rozsahu, ale jak se později ukázalo, pro hodnocení

kvalitativních vlastností zesilovačů bylo stěžejní především měření intermodulačního zkreslení, kdy byla zvolena nejjednodušší měřicí metoda založená na tzv. dvojtónové zkoušce. Na vstup zesilovače byly z výkonového generátoru (radiostanice) přivedeny dva signály s nízkým kmitočtovým rozestupem (jednotky kHz) a na výstupu bylo možné pomocí spektrálního analyzátoru s nízkým RBW a pomocnými přípravky (směrové odbočnice, průchozí útlumové členy, umělé zátěže) přímo měřit hodnoty IMD zkreslení vyjádřené potlačením blízkých intermodulačních produktů nízkých řádů. Jak se ukázalo, tak pro reálný provoz výkonových zesilovačů určených pro lineární druhy modulací (a i některých moderních digitálních modulací) je klíčovou vlastností především potlačení tzv. vzdálených intermodulačních produktů a směrnice trendu potlačení těchto produktů. Jako limitní hodnota byla zvolena hodnota potlačení o 70 dB vůči nosné, kdy tato hodnota se ještě relativně snadno měří a neklade zvýšené nároky na spektrální analyzátor z hlediska jeho dynamického rozsahu a šumového prahu. Následně dojde k vyhodnocení šířky pásma pro dané potlačení o danou úroveň. Z hlediska praktického provozu se také jedná o vhodný kompromis a potlačení na těchto úrovních by již mělo zajistit bezproblémový provoz více stanic v rámci rozumných podmínek. Uvedená měřicí metoda je poměrně jednoduchá a v praxi často používaná, protože se přibližuje reálným podmínkám, ale je také zatížena určitou systematickou chybou měření, protože nerespektuje například intermodulační vlastnosti zdroje signálu (radiostanice), které nejsou zanedbatelné a v realu tak budou výsledky měření spíše příznivější. Teoreticky by bylo možné výsledky vhodnými postupy korigovat, ale došlo by k nárůstu „komplikovanosti“ měření a vzhledem k tomu, že se jedná spíše o relativní měření, tj. jde především o porovnání vlastností jednotlivých struktur, tak tato chyba není příliš na závadu. Existují i další moderní metody založené například na více tónovém měření, které již ale opět značně komplikují proveditelnost. Dále u všech vzniklých prototypů zesilovačů byla provedena měření dosažitelného výkonu, bodu jednodécibellové komprese zisku, měření harmonického zkreslení a dosažitelné celkové účinnosti se započítáním klidového proudu při maximálním výkonu.

V případě měření na experimentálním úzkopásmovém lineárním zesilovači pro 144 MHz osazeném elektronikou GS35b, kdy je anodový obvod realizován pomocí cívkového rezonátoru, je vidět, že zesilovač vykazuje velmi dobré parametry z hlediska linearit a velikosti nelineárního zkreslení. Klidový proud byl nastaven na cca 150 mA, kdy tato hodnota vycházela jako rozumný kompromis mezi stejnosměrným příkonem zesilovače a velikosti nelineárního zkreslení. Z měření je vidět, že pokud omezíme

výstupní výkon z 1000 W na 600 W při trvalé nosné, dojde ke snížení šířky pásma intermodulačních produktů v případě potlačení o 70 dBc z původních +/- 30 kHz na +/- 20 kHz, což je výborná hodnota. Žlutá křivka platí pro výstupní výkon 600 W a zelená je pro 1000 W.



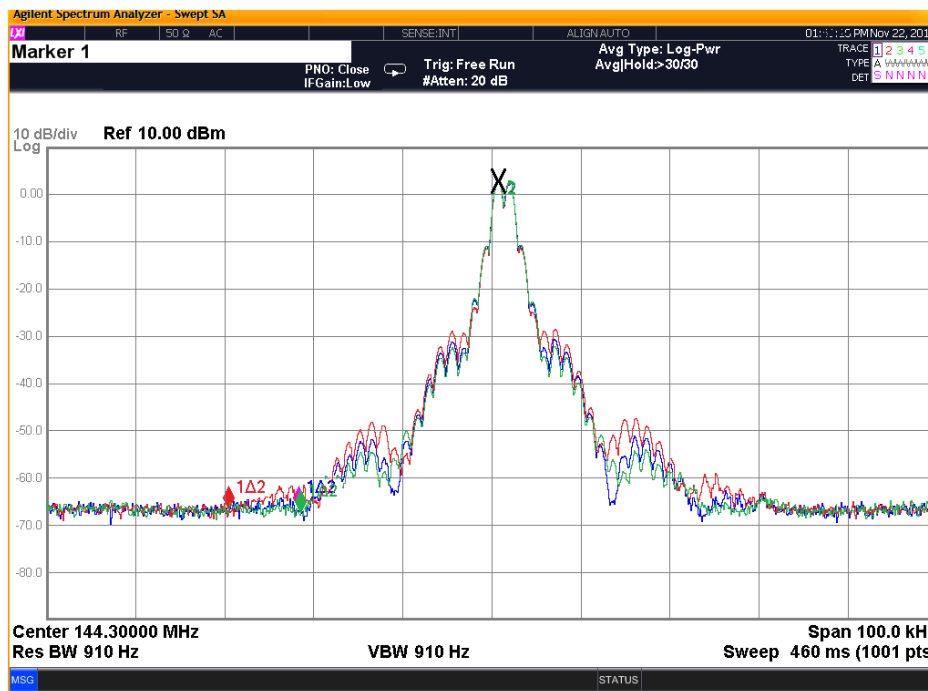
Obr. 2.67: Porovnání dvou spekter při výstupním výkonu 600 a 1000 W.

Z hlediska harmonického zkreslení a potlačení vyšších harmonických produktů zesilovač vykazuje také dobré vlastnosti a potlačení problematického produktu třetího řádu je i bez výstupního filtru vyšší než 42 dB při plném výstupním výkonu. Z hlediska splnění vyhlášky 156/2005 Sb. o technických a provozních podmínkách amatérské radiokomunikační služby je potřeba, aby potlačení nežádoucího vyzařování bylo vyšší o více než 60 dB, proto je v praxi nutné doplnit zesilovač na výstupu vhodně dimenzovaným dolnoproústným výstupním filtrem, který zaručí následné další potlačení vyšších harmonických produktů na potřebnou úroveň. Například při použití trojvodové dolní propusti je možné dosáhnout potlačení nežádoucího vyzařování o více než 73 dB.

V případě širokopásmového zesilovače pro 1-30 MHz o výstupním výkonu 3 kW osazeného výkonovou elektronikou GU78b s přepínaným anodovým obvodem je patrné, že tento zesilovač díky vhodně navrženému provoznímu Q_p dosahuje nízkého harmonického zkreslení a potlačení vyšších harmonických produktů je dostatečné a zesilovač splňuje podmínky provozování dané vyhláškou 156/2005 Sb., která stanoví,

že potlačení nežádoucího vyzařování v pásmech nižších než 29,7 MHz musí být alespoň o 40 dB. Z hlediska intermodulačního zkreslení zesilovač vykazuje větší šířku zabraného pásma, která je pro potlačení o 70 dBc cca +/- 100 kHz, ale vzhledem k povaze určení zesilovače pro provoz v pásmu krátkých vln, kde dominuje šíření prostřednictvím odrazu od ionosféry na velké vzdálenosti, toto není na závadu.

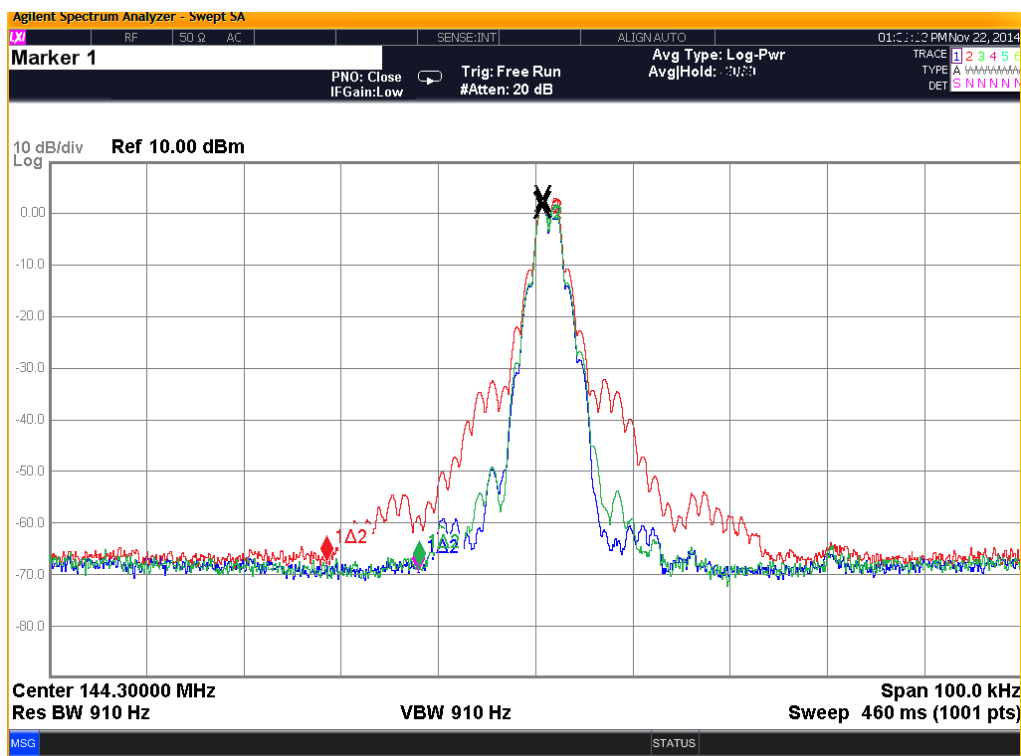
Druhou tematickou částí disertační práce byl výzkum v oblasti výkonových zesilovačů osazených moderními LDMOS tranzistorovými strukturami. Oblasti byly opět rozděleny na dvě části, kdy jedna část se věnuje úzkopásmovým zesilovačům, jejichž nejčastější využití se dá předpokládat v oblasti VKV. Zde byla část výzkumu zaměřena na návrhové metody a jejich praktické ověření pomocí funkčních prototypů, dále byl studován vliv velikosti klidového proudu a velikosti napájecího napětí. Vyhodnocení bylo zvoleno identické, jako v případě měření u elektronkových zesilovačů a jako hodnotící kritérium bylo zvoleno opět především intermodulační zkreslení a směrnice trendu poklesu nežádoucích IMD produktů na hodnotu o 70 dB vůči nosné. První byl podroben měření experimentální zesilovač 300 W určený pro radioamatérské pásmo 144 MHz osazený tranzistorem BLF 368. Tento tranzistor je doporučen pro napájecí napětí 32 V. V případě tohoto experimentálního zesilovače byla s úspěchem použita metoda přizpůsobování impedance s nízkým provozním Q (Low Q Matching) a vlastní členy byly realizovány pomocí mikropáskových vedení. Zesilovač dosahuje špičkového výkonu až okolo 300 W pro trvalou nosnou a dalšího navýšení je možné dosáhnout paralelním řazením za použití slučovacích členů. U tohoto zesilovače byl dále studován vliv klidového proudu na celkovém poklesu nežádoucích IMD produktů a byl zvolen klidový proud 2x100, 2x300 a 2x500 mA. Vliv klidového proudu je znázorněn v následujícím grafu poklesu trendu nežádoucích IMD produktů, kdy červený průběh platí pro 2x100 mA, modrý reprezentuje 2x 300 mA a zelený platí pro 2 x 500 mA.



Obr. 2.68: Graf poklesu nežádoucích IMD produktů pro různé hodnoty klidového proudu.

Z měření je patrné, že nemá smysl zbytečně volit vysoké hodnoty klidového proudu a že rozumný kompromis je již 2x300 mA. Dále bylo provedeno měření harmonického zkreslení, které je u tohoto typu zesilovače na dobré úrovni. Vlastní způsob transformace pomocí mikropáskových vedení má z principu funkce dobré filtrační schopnosti pro vyšší harmonické produkty, kdy zesilovač je možné při výstupním výkonu 200 W provozovat i bez externího filtračního členu na výstupu. Pro vyšší hodnoty výkonu je opět vhodné na výstup umístit filtr typu dolní propust.

Další část výzkumu byla opět zaměřena na úzkopásmový experimentální zesilovač pro 144 MHz, ale tentokrát byla zvolena vyšší hladina napájecího napětí 50 V a jako LDMOS tranzistor byl zvolen BLF 278. Vlastní transformační obvod byl realizován experimentálním „Guanella transmission line“ transformátorem tvořeným úseky koaxiálního vedení o vlnové impedanci $Z_0 = 25 \Omega$ a transformačním poměrem 1:4 s externí kompenzací. Při výzkumu byl opět studován vliv klidového proudu na celkovém poklesu nežádoucích IMD produktů a byl zvolen opět klidový proud o hodnotách 2x100, 2x300 a 2x500 mA. Vliv klidového proudu je znázorněn v následujícím grafu poklesu trendu nežádoucích IMD produktů, kdy červený průběh platí pro 2x100 mA, modrý reprezentuje 2x 300 mA a zelený platí pro 2 x 500 mA.

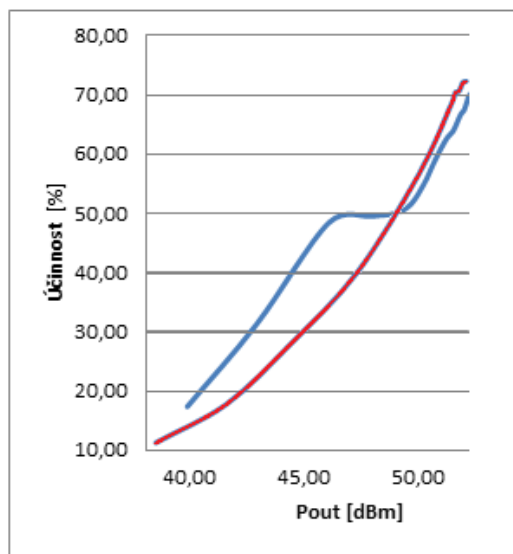


Obr. 2.69: Graf poklesu nežádoucích IMD produktů pro různé hodnoty klidového proudu.

Z tohoto měření je patrné, že v případě použití vyššího napájecího napětí má velikost klidového proudu výrazně vyšší vliv. Toto je nejvíce patrné především při volbě mezi 2x100 a 2x300 mA, kdy při vyšší hodnotě klidového proudu zesilovač potřebuje pro pokles o 70 dB výrazně menší šířku pásma. Vliv mezi 2x300 a 2x500 mA je již opět téměř zanedbatelný, tudíž nemá smysl volit vyšší hodnoty klidového proudu. Z hlediska potlačení vyšších harmonických produktů vykazuje tento typ zesilovače s obvodem typu výstupní transformátor výrazně horší hodnoty a je bezpodmínečně nutné na výstup umístit kvalitní více-obvodovou dolní propust. Problematický je především třetí harmonický produkt, který je potlačen jen o 13-15 dB oproti nosné.

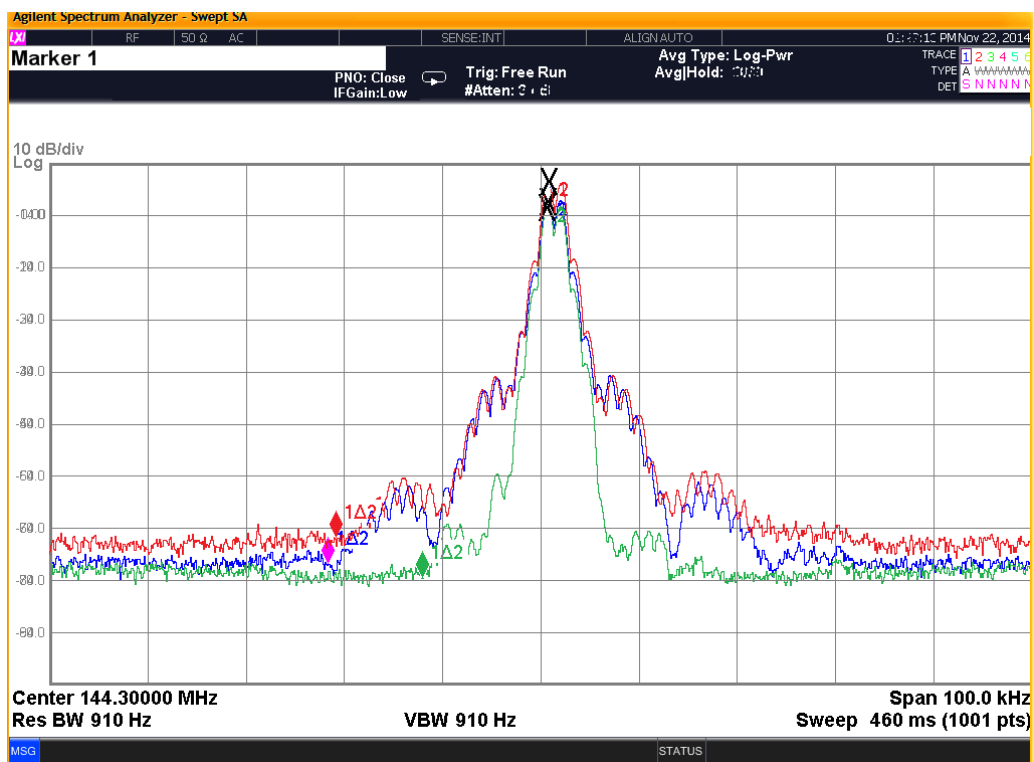
Další částí výzkumu v oblasti úzkopásmových LDMOS tranzistorových struktur bylo experimentální zvýšení dosažitelné účinnosti v režimu středního vybudení. Byl navržen a prakticky realizován funkční vzorek experimentálního zesilovače s BLF 368 a 32 V napájením s aplikací tzv. Doherty principu. Jedná se poměrně inovativní řešení a jedno z prvních využití této technologie pro relativně nízké kmitočtové pásmo 144 MHz. Vzhledem k vlnové délce ($\lambda = 2$ m) bylo použito kompromisní řešení, kdy přizpůsobovací vstupně - výstupní obvody jsou tvořeny opět mikropásmovými vedeními a fázovací úseky byly řešeny pomocí koaxiálních $\lambda/4$ vedení tvořenými úseky vedení o vlnové impedanci 50 a 25 Ω . Při měření bylo použito stejné metodiky a z hlediska

směrnice trendu poklesu IMD produktů o 70 dB vůči nosné je patrné, že zesilovač vykazuje prakticky identické výsledky, jako zesilovač klasické topologie s 32 V napájením. Z hlediska harmonického zkreslení opět díky dobrým filtračním schopnostem navrženého výstupního přizpůsobení za použití mikropáskových vedení vykazuje tento zesilovač nízké hodnoty THD zkreslení a na výstup stačí umístit jen jednoduchou dolní propust pro dodatečné potlačení vzniklých harmonických produktů. Při měření dosažitelné účinnosti je patrný znatelný nárůst dosažitelné účinnosti v oblasti středního vybuzení, kdy je možné zaznamenat až 10 % nárůst oproti klasickému řešení. Červený průběh značí závislost dosažitelné účinnosti na výstupním výkonu u zesilovače klasické koncepce s BLF 368 a 32 V napájením a modrý průběh zobrazuje opět závislost účinnosti na výstupním výkonu u experimentálního zesilovače konceptu Doherty.



Obr. 2.70: Graf porovnání dosažitelné účinnosti Doherty zesilovače a zesilovače klasické koncepce.

Následně byly porovnány vlastnosti všech tří úzkopásmových zesilovačů z hlediska směrnice trendu poklesu IMD produktů a výsledky jsou zobrazeny v následujícím grafu. Klidové proudy u klasické koncepce byly zvoleny 2x 300 mA pro obě hladiny napájení a pro koncepci Doherty bylo zvoleno pro lineární zesilovač 300 mA a pro špičkový zesilovač bylo nastaveno 5 mA. Zelený průběh značí zesilovač s 50 V hladinou napájení, modrý průběh zobrazuje zesilovač klasické koncepce s 32 V napájením a červený zobrazuje zesilovač koncepce Doherty s 32 V napájením.



Obr. 2.71: Průběh poklesu směrnice trendu IMD produktů pro různé koncepce LDMOS zesilovače.

Druhá část LDMOS tranzistorových zesilovačů se věnuje širokopásmovým zesilovačům pro oblast KV s šířkou pásma necelé dvě dekády (1 - 50 MHz). U zesilovače byla zvolena 50 V hladina napájení a je osazen LDMOS tranzistorem BLF 278. Zesilovač je klasické koncepce, kdy na svém výstupu používá inovativní způsob řešení výstupního širokopásmového „Guanella transmission line“ transformátoru navinutého na vhodném feritovém jádře a vlastní vedení je tvořené úseky koaxiálního vedení o vlnové impedanci $Z_0 = 25 \Omega$. Tento inovativní transformátor vykazuje větší širokopásmovost, má lépe definovanou impedanci, jednodušší konstrukci a ve výsledku i nižší cenu výroby. Uvedený širokopásmový zesilovač vykazuje poměrně nízké intermodulační zkreslení a šířka pásma pro potlačení IMD produktů o 70 dB vůči nosné vychází okolo +/- 16 kHz, což je výborná hodnota. Klidový proud byl nastaven na 2x 300 mA, což se ukázalo jako vhodný kompromis. Z hlediska potlačení vyšších harmonických produktů díky výstupnímu širokopásmovému transformátoru je bezpodmínečně nutné na výstupu zesilovače umístit přepínané kvalitní výstupní filtry typu dolní propust s dostatečným potlačením především na třetím harmonickém produktu a tyto filtry přepínat podle aktuálního provozovaného kmitočtu. Potlačení třetí harmonické je nízké a pohybuje se jen v rozmezí 14 - 20 dB oproti nosné. Z hlediska

dosažitelné účinnosti jsou oproti úzkopásmovému provedení patrné nižší hodnoty (44 - 50 %) dané kompromisním řešením výstupního transformátoru a je to daň za značnou širokopásmovost zesilovače.

Pokud porovnáme obě rozdílné technologie, tj. zesilovače osazené elektronkami a zesilovače osazené moderními LDMOS tranzistory, je patrné, že výkonové elektronky jistě mají ještě své uplatnění a nepatří do „starého železa“. S jejich pomocí je možné relativně snadno vyrobit výkonové zesilovače o výkonu jednotek kW a cena těchto zesilovačů může být i finančně výhodnější, než cena celotranzistorového zesilovače obdobného výkonu. Například konstrukce experimentálního úzkopásmového zesilovače osazeného elektronkou s cívkovým rezonátorem pro 144 MHz vznikla již před cca 8 lety a do dnešního dne bylo vyrobeno několik desítek kusů, které jsou úspěšně provozovány nejen v rámci ČR, ale i v rámci několika dalších Evropských států. Z dlouhodobého hlediska tyto zesilovače vykazují vysokou provozní spolehlivost při zachování velmi malých konstrukčních rozměrů srovnatelných s plně tranzistorovými konstrukcemi obdobného výstupního výkonu. Na trhu je v současné době stále několik profesionálních výrobců, kteří mají v portfoliu výroby RF zesilovače osazené výkonovými elektronkami o výstupním výkonu jednotek kW. Z neznámějších výrobců je možné uvést například firmy OM-power, Acom, Alpha, Amplitude atd.

Pro dosažení obdobného výkonu za použití LDMOS tranzistorů je potřeba prakticky vždy použít více jednotlivých modulů a tyto moduly vhodným způsobem pomocí výkonových slučovačů řadit paralelně. U jednopásmových aplikací to nepředstavuje výraznější problém, ale v případě širokopásmového provedení je již potřeba relativně komplikovaných, zpravidla hybridních slučovačů, postavených na bázi širokopásmových transformátorů. Na trhu se v současné době již objevují nejnovější špičkové výkonové typy LDMOS tranzistorů, které dosahují jmenovitého výstupního výkonu i více než 1200 W v rámci jednoho pouzdra. U takto výkonných typů ale nastává závažný problém s efektivním odvedením ztrátového tepelného výkonu z malé plochy pouzdra a je potřeba používat složité systémy chlazení. V profesionální praxi není výjimkou ani používání vodního chlazení, například výkonové zesilovače firmy Rohde Schwarz řady BBL. Tyto moderní tranzistory mezních výkonů jsou stále ještě poměrně drahé (od cca 250 USD/ks). U tranzistorových výkonových zesilovačů je dále nutné zajistit poměrně sofistikované systémy ochrany, včasné detekce a diagnostiky pro správnou funkci a dlouhodobou spolehlivost, které tyto LDMOS zesilovače dále prodražují.

Z měření zesilovačů osazených prvky LDMOS je patrné, že je výhodnější používat co nejvyšší hladiny napájecího napětí a změna hladiny z 32 na 50 V přináší výrazné zlepšení z hlediska směrnice trendu poklesu vzniklých IMD produktů. Dá se proto očekávat v blízké budoucnosti nejen postupné zvyšování mezních výkonů v rámci jednoho pouzdra LDMOS tranzistoru, ale i vylepšování jeho vlastností z hlediska robustnosti, spolehlivosti a postupné zvyšování hladiny napájecího napětí směrem k 100 V technologii.

V případě přímého porovnání obou technologií z hlediska linearity a intermodulačního zkreslení z naměřených dat, tak je vzhledem k různým výkonovým parametrům patrné, že bychom se mohli dopustit značné chyby. Je nutné porovnávat zesilovače podobného výstupního výkonu, což naznačuje možný další směr budoucího výzkumu a bádání.

Shrnutí

Práce se prioritně zabývala výzkumem v oblasti výkonové radiotechniky především v pásmech KV a VKV, tj. v kmitočtovém pásmu řádově 3 – 300 MHz a také se soustředila výhradně na oblast lineárních zesilovačů. Oblast nižších kmitočtů, ale především oblast vyšších kmitočtů (jednotky GHz a výše) vyžadují naprosto jiné způsoby přístupu k dané problematice a výsledky pramenící z této disertační práce není ve většině případů možno uplatnit v dané oblasti. Práce byla tematicky rozdělena na dvě části, kdy jedna část se zabývala výkonovými zesilovači jednopásmovými (úzkopásmovými) a druhá část zesilovači širokopásmovými s šířkou pásma vyšší než jednu dekádu. U obou témat byly uvažovány rozdílné technologie založené na použití vakuových elektronek a moderních polovodičových struktur (LDMOS tranzistorů). Výkonové zesilovače je možné realizovat i s využitím odlišných součástek, ale zcela dominantní je využití právě obou zmíněných technologií. Díky použití obou principiálně zcela odlišných technologií na pozici aktivních prvků je možné rovnou získat přímé porovnání těchto technologií jak z hlediska linearity, dosažitelných parametrů, tak i z hlediska provozní spolehlivosti, přetížitelnosti a robustnosti dané dlouhodobým využitím v praktickém provozu.

Resumé

This dissertation thesis dealt with the research in power RF radiotechnics (mainly on the HF and VHF bands, ie. in frequency range about 3-300 MHz). This work was focused exclusively on the area of linear amplifiers. The area of the lower frequency, but also the higher (GHz and above) require totally different ways of approach to the issue and the results stemming from this dissertation is not be applied in the area. This work was thematically divided into two parts. One part dealing with power narrowband amplifiers and the second part deals with the wideband amplifier with a bandwidth of more than a one frequency decade. Both topics were considered different technologies based on the use of the vacuum electron tubes and modern semiconductor structures (LDMOS transistors). The power amplifiers can be realized through the use of different components, but it is the dominant use of just those two technologies. Through the use of principally different technology on the position of the active elements, then we can obtain a direct comparison of these technologies both in terms of linearity parameters and also in terms of operational reliability, robustness etc.

Použitá literatura

- [1] SYROVATKA, B. *Výkonová radiotechnika*. Skriptum. Vysoké učení technické v Brně. 1997. ISBN 80-01-00980-7.
- [2] HANAK, P. *Použití tranzistoru LDMOS MRF9210 v nestandardním kmitočtovém pásmu*. Elektrevue. Červen 2005.
Dostupné na WWW: <<http://www.elektrevue.cz/clanky/05037/index.html>>
- [3] KAVALIR, T. *Návrh a realizace výkonového vf. zesilovače*. Diplomová práce. Plzeň: FEL ZČU v Plzni, 2009. 73 stran, 5 příloh.
- [4] PROKES, A. *Radiové přijímače a vysílače*. Skriptum. Vysoké učení technické v Brně. 2008.
- [5] BRZOBOHATY, J. *Elektronické součástky*. Učební texty. Vysoké učení technické v Brně. 2002.
- [6] CERNOHORSKY, D. *Elektromagnetické vlny a vedení*. Skriptum. Vysoké učení technické v Brně. 1997.
- [7] CRIPPS, S.: *Advanced Techniques in RF Power Amplifier Design*. Artech House, Norwood 2002.
- [8] MASEK, V. *Přednášky z amatérské radiotechniky*. Učební text. URRS, Praha 1985.
- [9] *Bias Drift in LDMOS Power FETs*. Sirenza Microdevices Application Note 2010 AN049.
- [10] *Rf transmitting transistor and power amplifier fundamentals*. Konstrukční poznámky. Philips Semiconductors 2002.
- [11] WOOD, A. *Motorola Advanced amplifier concept package*. Konstrukční poznámky. Freescale Semiconductor 2006.
- [12] POPOVIC, G. *High efficiency solid state amplifiers*. Prezentace. EME Conference, Dallas Texas 2010.
- [13] MASAYA, I. *An extended Doherty amplifier with high efficiency over a wide power range*. IEEE, 2001.
- [14] GRANBERG, H. *Building push-pull multioctave VHF power amplifiers*. Konstrukční poznámky. Motorola Semiconductor 1987.
- [15] GRANBERG, H. *Broad band transformers and power combining techniques for RF*. Konstrukční poznámky. Motorola Semiconductor 1987.

- [16] KIM, J. *Advanced Design of Linear Doherty Amplifier for High Efficiency using Saturation Amplifier*. 2007 IEEE MTT-S International Symposium Digest
- [17] CENTURELLI, F. *A novel topology of Broad-band Coaxial impedance transformer*. 2010 Proceeding of the 40th European Microwave Conference.
- [18] GREBENIKOV, A. *A High Efficiency 100-W Four Stage Doherty GAN HEMT Power Amplifier Module for WCDMA Systems*. Bell Labs, Ireland 2011.
- [19] SHAH, M. *Clamping of High Power RF Transistors and RFICs in Over Molded Plastic Packages*. Konstrukční poznámky AN3789. Freescale Semiconductor 2009.
- [20] YAMAO, Y. *Power Efficiency of OFDM Signal Amplification with Doherty and Extended Doherty Transmitters*. Advanced Wireless Communication Research Center. 2013
- [21] NXP – konstrukční poznámky [online]. 2012, Dostupné z www: <http://www.nxp.com>
- [22] Infineon – Microwavejournal [online]. 17.6.2006, Dostupné z www: <http://www.microwavejournal.com/articles/1664-high-power-rf-ldmos-devices-using-low-thermal-resistivity-packages>
- [23] SEVIC, J. *A Simplified Analysis of the Broadband Transmission Line Transformer*. High Frequency Electronics. Summit Technical Media 2004.
- [24] ATC – konstrukční poznámky [online]. Dostupné z www: <http://www.atceramics.com/technical-notes.aspx>
- [25] *LDMOS FETs Power Efficient Doherty Amps*. [online]. 26.10.2006, [citace 20.3.2015]. Dostupné z www: <http://mwrf.com/components/ldmos-fets-power-efficient-doherty-amps>
- [26] CMI Ferrite [online]. Dostupné z www: <http://www.cmi-ferrite.com/>
- [27] WOOD, S. *A high Efficiency Doherty Amplifier with Digital Predistortion for WiMAX*. High Frequency Electronics. Summit Technical Media 2008.
- [28] GENTZLER, C. *Broadband VHF/UHF Amplifier Design Using Coaxial Transformers*. High Frequency Electronics. Summit Technical Media 2003.
- [29] *100-450 MHz 250 W Power Amplifier with the BLF548 MOSFET*. Konstrukční poznámky. Philips Semiconductors 2002.
- [30] *Using the BLF574 in the 88 MHz to 108 MHz FM band*. Konstrukční poznámky. NXP 2010.

Seznam příloh

Příloha č. 1: Náčrtky provedení anodového boxu (obrázek)

Příloha č. 2: Filtr typu dolní propust s průchozími útlumem $\leq 0,1$ dB pro 1,5 kW (obrázek a graf)

Příloha č. 3: Přepínatelná banka filtrů pro 1,8 – 50 MHz pro širokopásmový LDMOS zesilovač (obrázek)

Příloha č. 4: Vstupní a výstupní Wilkinsonovy slučovače s izolovanými porty pro úzkopásmový LDMOS zesilovač pro 144 MHz (obrázek)

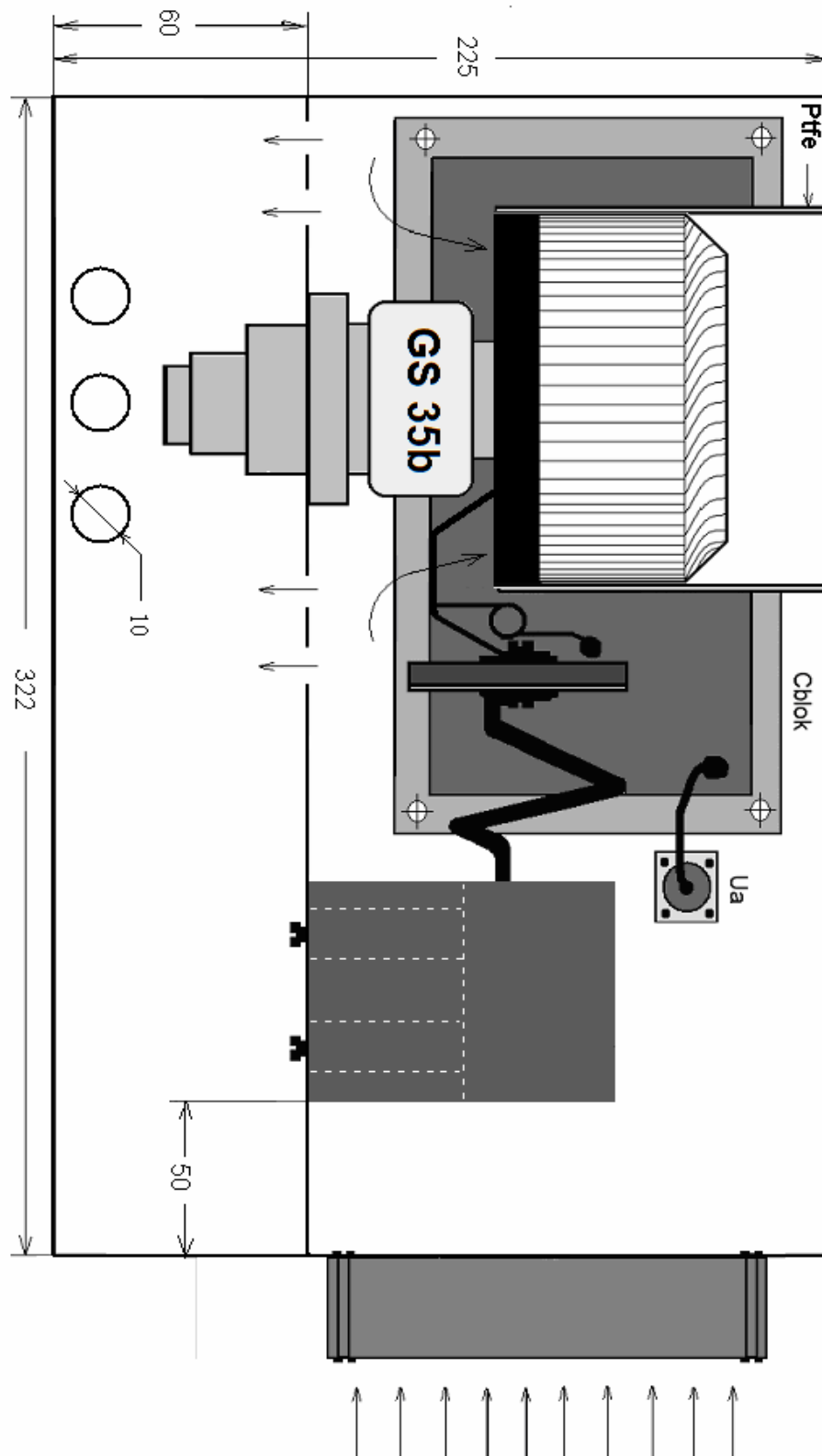
Příloha č. 5: Průchozí útlumový člen 20 dB se ztrátovým výkonem 1 kW pro kmitočtové pásmo DC – 300 MHz (obrázek a graf)

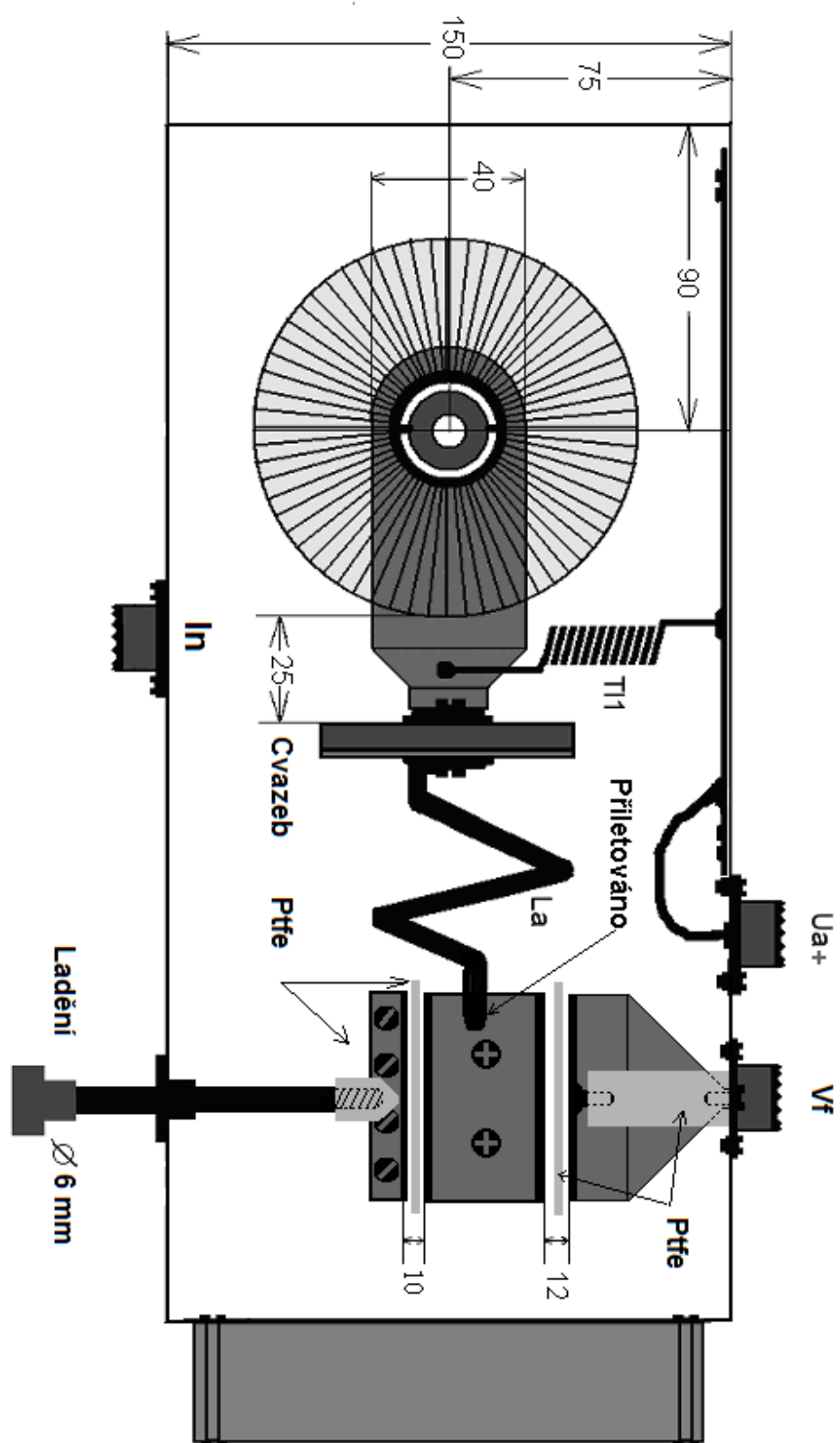
Příloha č. 6: Umělá zátěž se ztrátovým výkonem 800 W do 1,3 GHz a koaxiálně provedená umělá zátěž se ztrátovým výkonem 3000 W do 432 MHz (obrázek a graf)

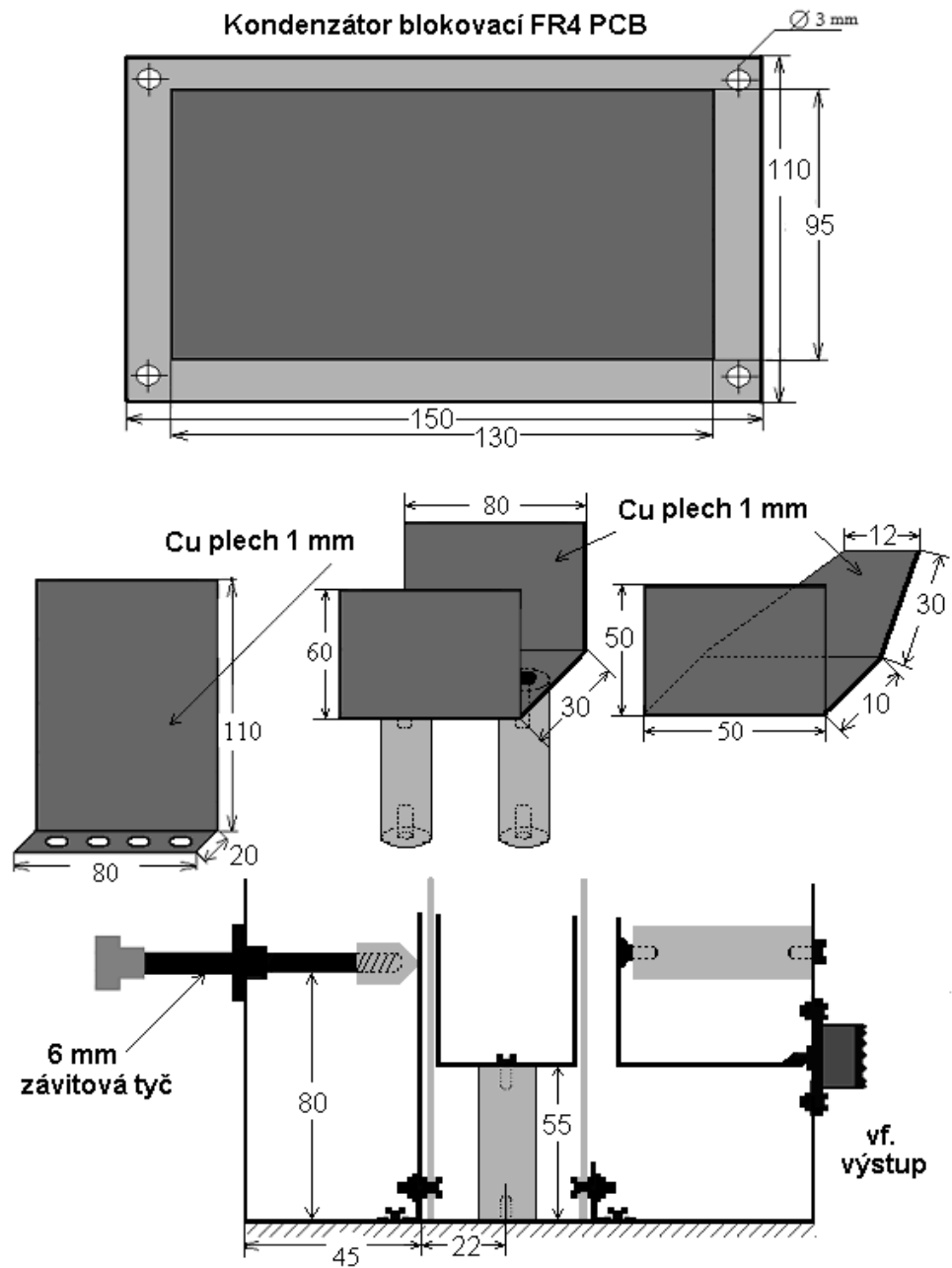
Příloha č. 7: Finální provedení výkonového LDMOS zesilovače pro 144 MHz, chladicí lavice pro testování LDMOS zesilovačů a dvojtónového NF generátoru (obrázek)

Přílohy

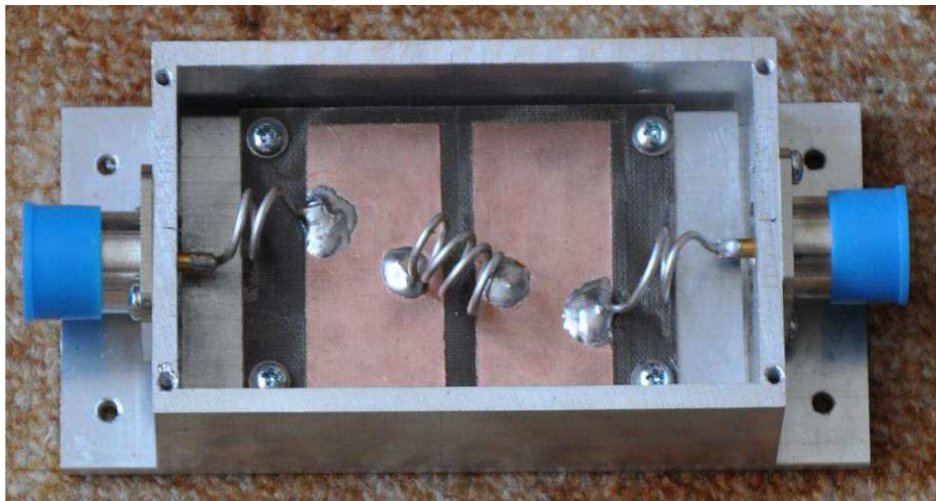
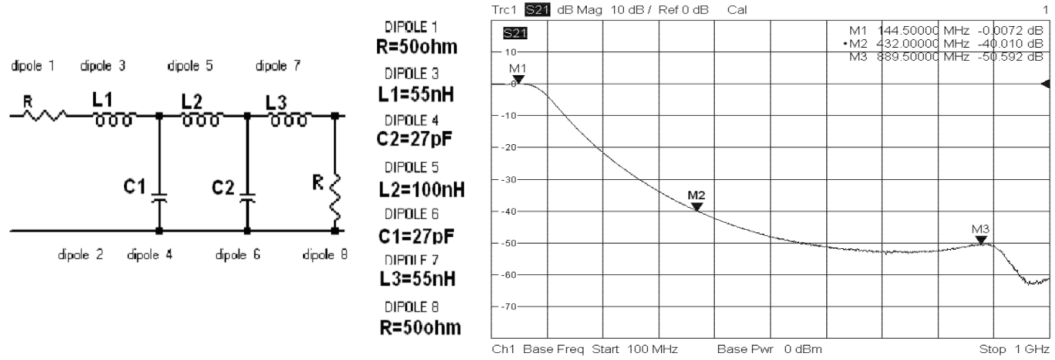
Příloha č. 1: Náčrtky provedení anodového boxu



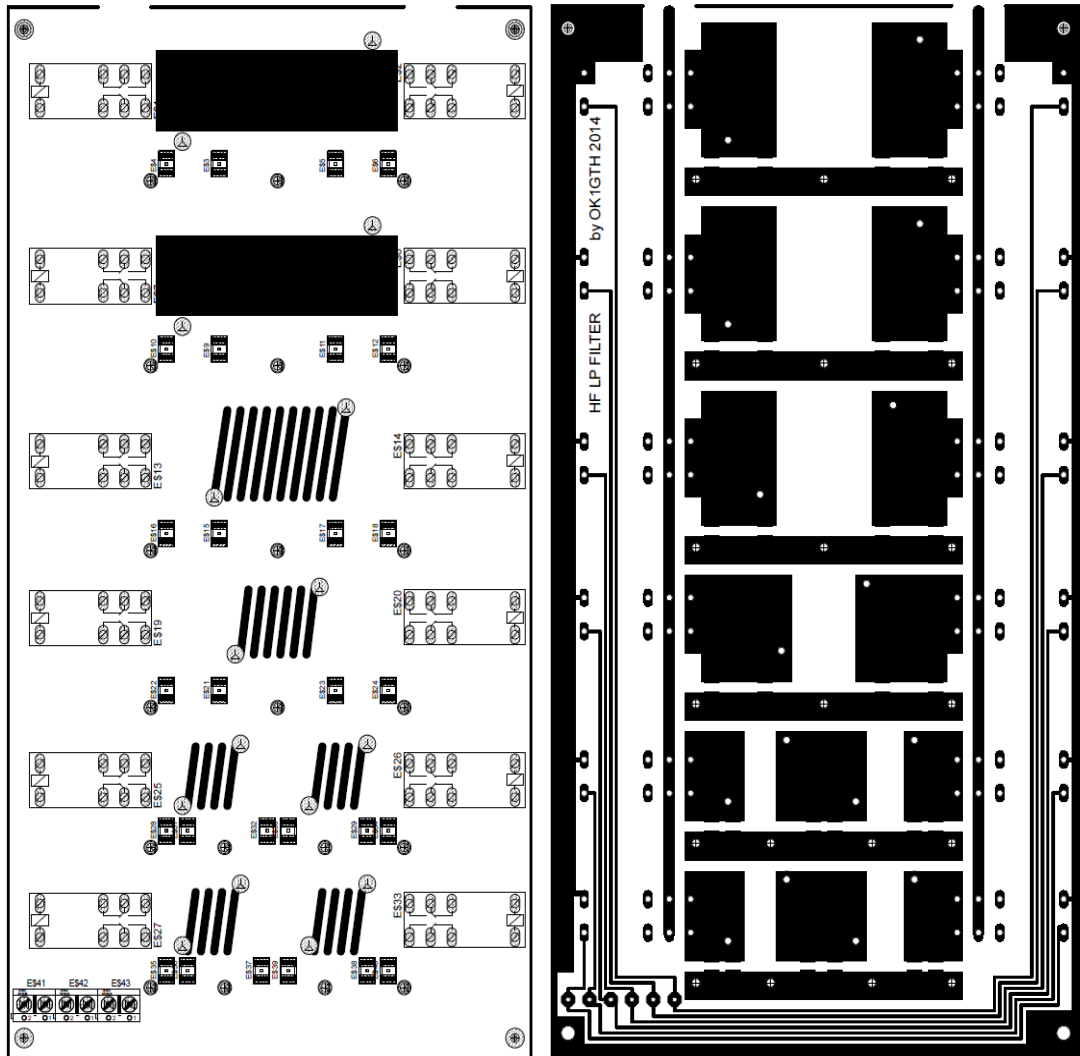




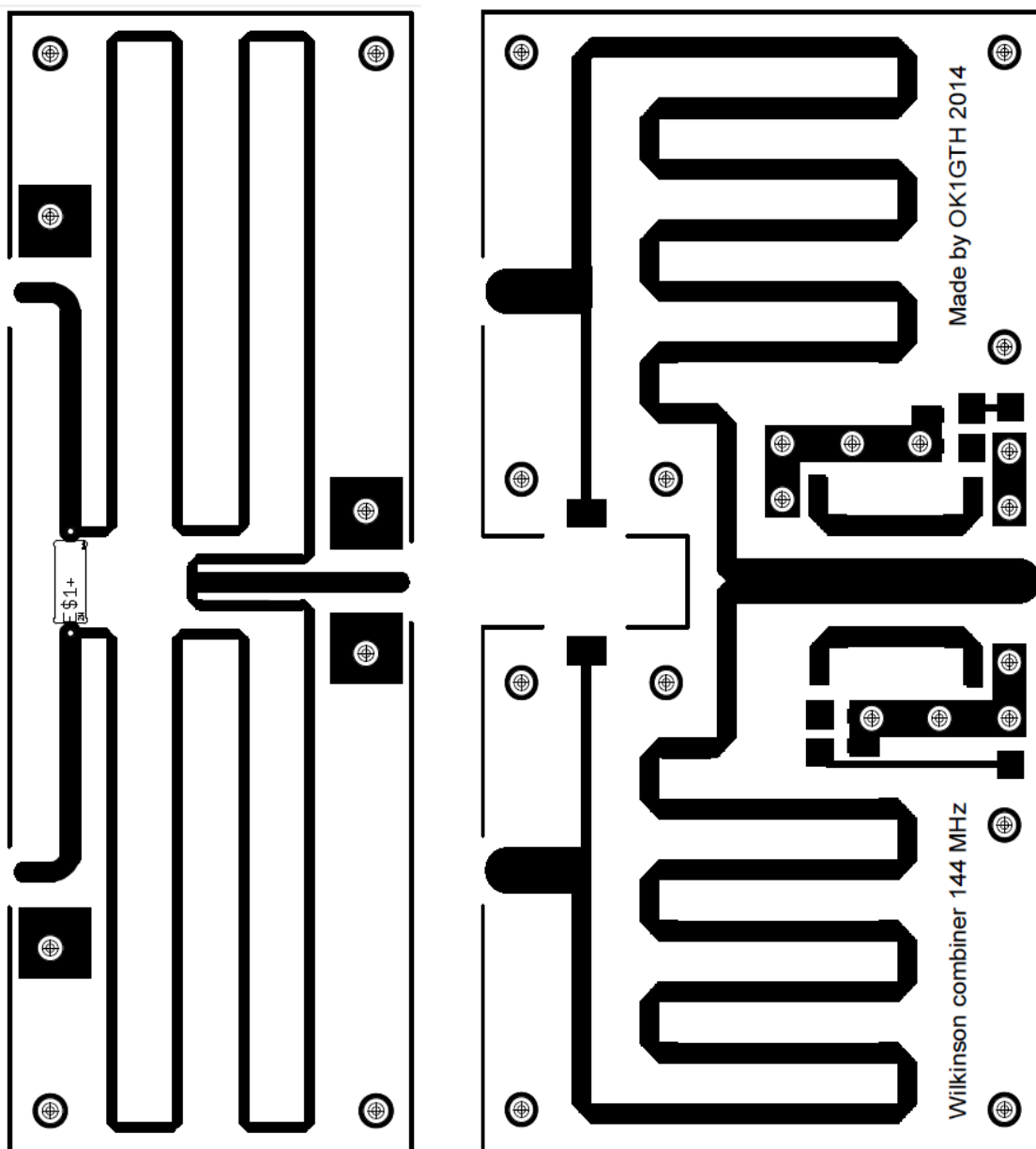
Příloha č. 2: Filtr typu dolní propust s průchozím útlumem $\leq 0,1$ dB pro 1,5 kW



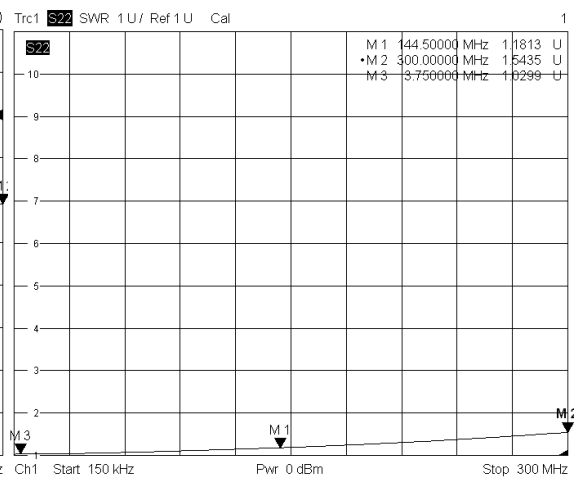
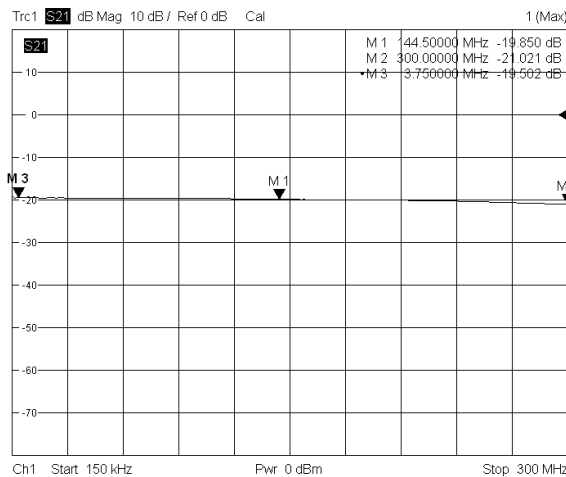
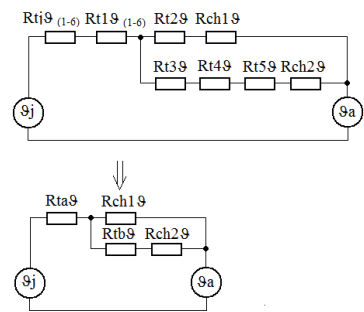
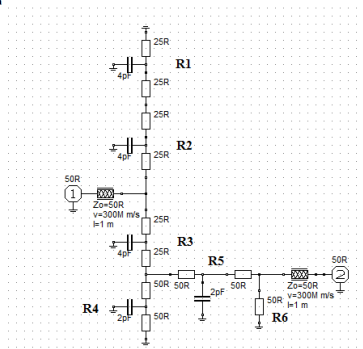
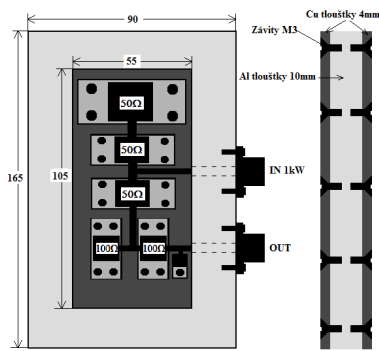
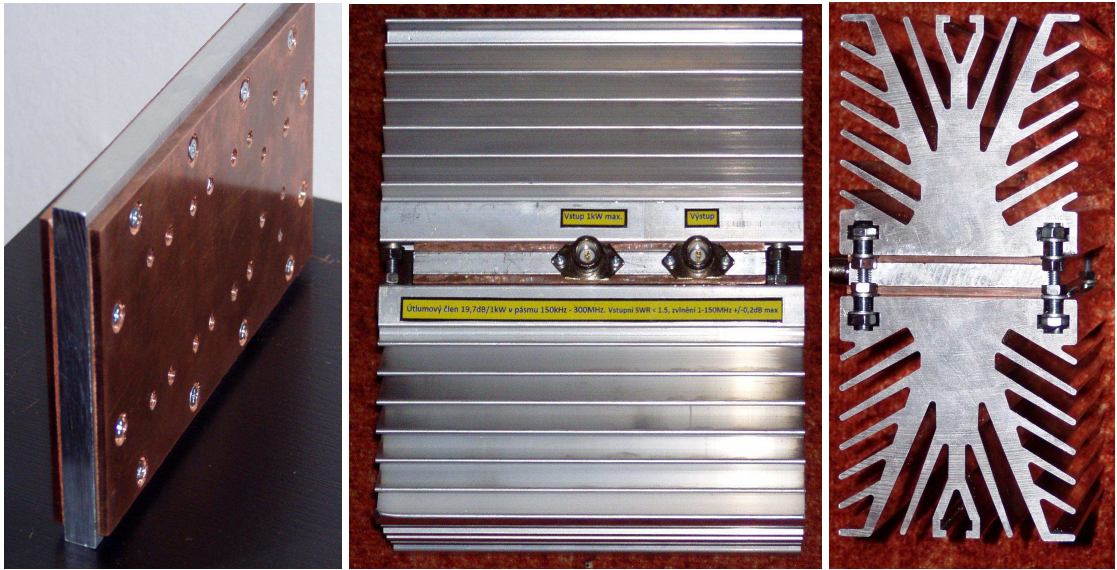
Příloha č. 3: Přepínatelná banka filtrů pro 1,8 – 50 MHz pro širokopásmový LDMOS zesilovač



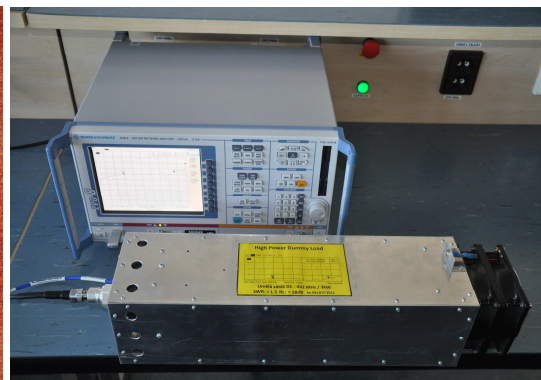
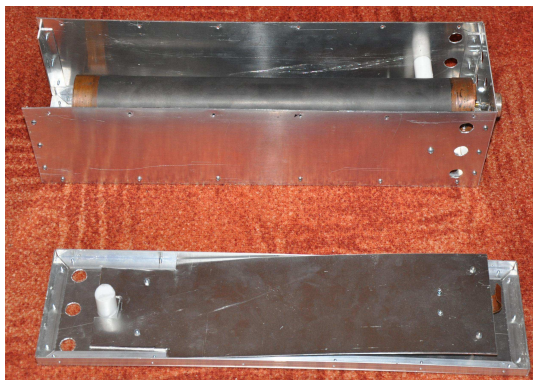
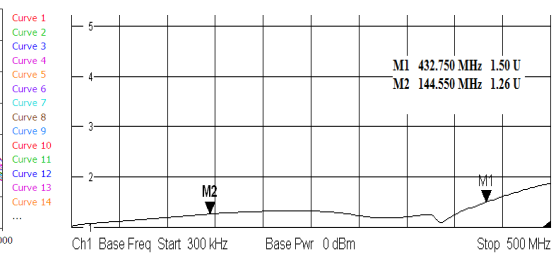
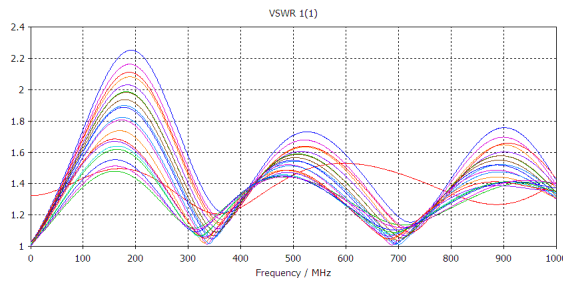
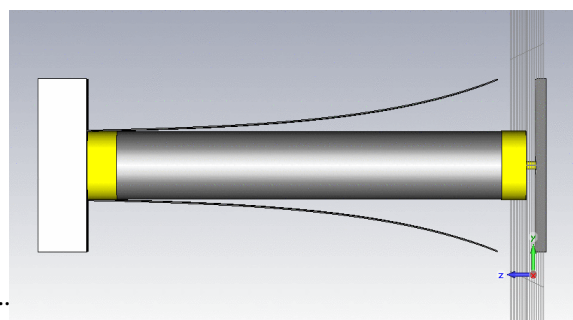
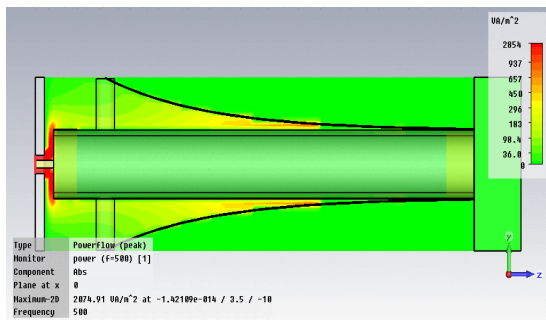
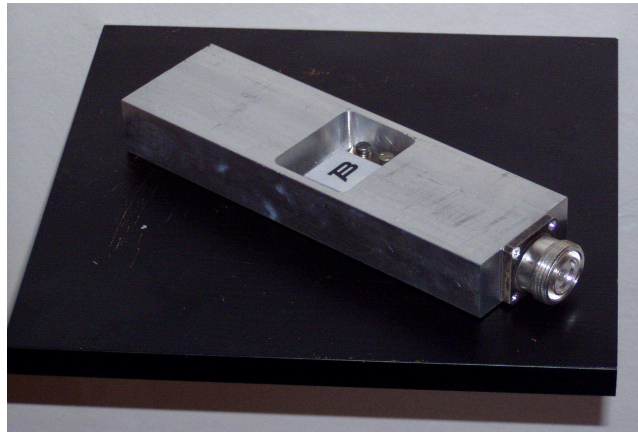
Příloha č. 4: Vstupní a výstupní Wilkinsonovy slučovače s izolovanými porty pro úzkopásmový LDMOS zesilovač pro 144 MHz



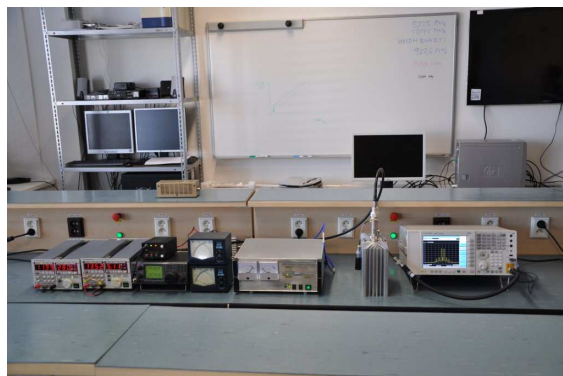
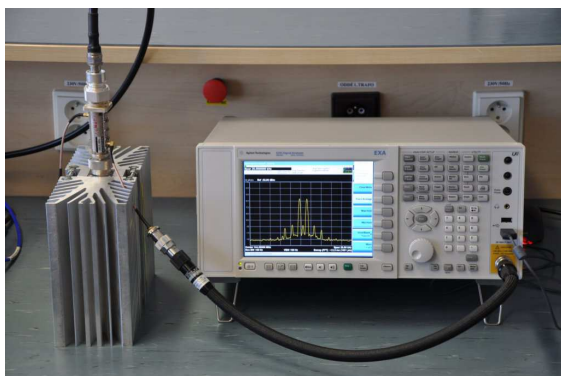
Příloha č. 5: Průchozí útlumový člen 20 dB se ztrátovým výkonem 1 kW pro kmitočtové pásmo DC – 300 MHz



Příloha č. 6: Umělá zátěž se ztrátovým výkonem 800 W do 1,3 GHz a koaxiálně provedená umělá zátěž se ztrátovým výkonem 3000 W do 432 MHz



Příloha č. 7: Ukázka finálního provedení výkonového LDMOS zesilovače pro 144 MHz, chladící lavice pro testování LDMOS zesilovačů a dvojtónového NF generátoru



Publikační činnost

KINDL, V., KAVALÍR, T., PECHÁNEK, R., SKALA, B., ŠOBRA, J. Key construction aspects of resonant wireless low power transfer system. In *Elektro 2014*. Neueden: IEEE, 2014. s. 303-306. ISBN: 978-1-4799-3721-9

KINDL, V., KAVALÍR, T., PECHÁNEK, R., HRUŠKA, K. Basic operating characteristics of wireless power transfer system for small portable devices. In *Proceedings of IECON 2014 : 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. Piscataway: IEEE, 2014. s. 3819-3823. ISBN: 978-1-4799-4033-2, ISSN: 1553-572X

PECHÁNEK, R., KINDL, V., SKALA, B., KAVALÍR, T. Experimental measuring of magnetic resonant coupling for wireless power transfer of electrical energy. In *KOPES 2014 : kolokvium pedagogů elektrických strojů : sborník příspěvků z mezinárodní konference*. Liberec: Technická univerzita v Liberci, 2014. s. 41-46. ISBN: 978-80-7494-034-7

KINDL, V., KAVALÍR, T., PECHÁNEK, R., SKALA, B., ŠOBRA, J. Key construction aspects of resonant wireless low power transfer system. In *Elektro 2014*. Neueden: IEEE, 2014. s. 303-306. ISBN: 978-1-4799-3721-9

KAVALÍR, T., MRÁZ, J. High Power and Wide band Radio Frequency Dummy Load. *Electroscope*, 2013, roč. 2013, č. 2, s. 1-4. ISSN: 1802-4564

MASOPUST, J., LINHART, R., VOBORNÍK, A., VEŘTÁT, I., POKORNÝ, M., MRÁZ, J., FIALA, P., KAVALÍR, T. Pozemní stanice piko satelitu Pilsen CUBE na ZČU - FEL v Plzni. In *Radiokomunikace 2013*. Pardubice: Unit, 2013. s. 255-263. ISBN: 978-80-905345-2-0

KAVALÍR, T. The suggestion and the practical realisation of the RF power amplifier for the non standard frequency band. In *2013 International Conference on Applied Electronics*. Pilsen: University of West Bohemia, 2013. s. 129-132. ISBN: 978-80-261-0166-6, ISSN: 1803-7232

MASOPUST, J., VEŘTÁT, I., POKORNÝ, M., LINHART, R., VOBORNÍK, A., MRÁZ, J., FIALA, P., KAVALÍR, T., ŠTEMBEROVÁ, O., BÜLLOW, J., HRUBEC, M., KRAUS, V. Komunikační a navigační systémy pikosatelitu Pilsen CUBE. In *Pravidelné setkání zájemců o mikrovlnnou techniku, 36. seminář*. Praha: Česká elektrotechnická společnost, ÚOS Mikrovlnná technika, 2012. s. 27-30. ISBN: 978-80-02-02371-5, ISSN: neuveden

MASOPUST, J., VEŘTÁT, I., POKORNÝ, M., LINHART, R., VOBORNÍK, A., MRÁZ, J., FIALA, P., KAVALÍR, T., ŠTEMBEROVÁ, O., BÜLLOW, J., HRUBEC, M., KRAUS, V. Projekt experimentálního piko satelitu Pilsen CUBE. In *Pravidelné setkání zájemců o mikrovlnnou techniku, 36. seminář*. Praha: Česká elektrotechnická společnost, ÚOS Mikrovlnná technika, 2012. s. 23-26. ISBN: 978-80-02-02371-5, ISSN: neuvede

VEŘTÁT, I., LINHART, R., POKORNÝ, M., KAVALÍR, T. Signal quality evaluation for picosatellite communication system. In *Applied Electronics*. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2012. s. 331-334. ISBN: 978-80-261-0038-6, ISSN: 1803-7232

MASOPUST, J., VEŘTÁT, I., VOBORNÍK, A., POKORNÝ, M., MRÁZ, J., LINHART, R., FIALA, P., HRUBEC, M., KAVALÍR, T., ŠTEMBEROVÁ, O. *Pilsen CUBE – Picosatellite project at the University of West Bohemia in Pilsen*. 2011.

KAVALÍR, T. *Výkonové VF zesilovače pro nestandardní kmitočtová pásma*. Plzeň : ZČU, 2012, 53 s. ISBN: neuveden (Rigorózní práce)

KAVALÍR, T. Pilsen CUBE Ground Station. In *4th European CubeSat Symposium*. Brussels: Von Karman Institute for Fluid Dynamics, 2012. s. 112. ISBN: neuveden, ISSN: neuveden

KINDL, V., KAVALÍR, T., PECHÁNEK, R. *Měření na planárních VF vazebných členech bezkontaktního přenosu energie*. Západočeská univerzita v Plzni, 2014. (Výzkumná zpráva)

KINDL, V., KAVALÍR, T. *Měření na prototypch planární induktivní rezonanční vazby*. Západočeská univerzita v Plzni, 2014. (Výzkumná zpráva)

KINDL, V., KAVALÍR, T., PECHÁNEK, R. *Návrh planárního rezonančního vazebného členu pro bezdrátové nabíjení*. Západočeská univerzita v Plzni, 2014. (Výzkumná zpráva)

KINDL, V., KAVALÍR, T., SKALA, B. *Induktivní feritová vazba*. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2013. 23 s. (Výzkumná zpráva)

KINDL, V., KAVALÍR, T., HRUŠKA, K., PECHÁNEK, R., KUBÍK, Z. *Metodika návrhu rezonátoru ve tvaru solenoidu pro bezdrátové nabíjení*. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2013. 31 s. (Výzkumná zpráva)

KINDL, V., SKALA, B., PECHÁNEK, R., KAVALÍR, T. *Návrh rezonanční vazby ve tvaru solenoidu pro bezdrátové nabíjení*. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2013. (Výzkumná zpráva)

KAVALÍR, T. *Odolný LNA pro 1296 MHz osazený E-PHEMT prvkem*. In *Elektrotechnika a informatika 2013. Část 2., Elektronika*. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2013. s. 45-48. ISBN: 978-80-261-0232-8. (Sborník na konferenci)

KAVALÍR, T. *Odolný LNA pro 1296 MHz osazený E-PHEMT prvkem*. Zámek Nečtiny, 2013 (Konference *Elektrotechnika a informatika 2013*)

KAVALÍR, T. *The suggestion and the practical realisation of the RF power amplifier for the non standard frequency band*. Pilsen, 2013. (Konference *Applied Electronics 2013*)

KAVALÍR, T., KINDL, V. *Bezindukční umělá zátěž 500 W s proměnným odporem 1-8Ω do 1 MHz*. 2014. (Funkční vzorek)

KAVALÍR, T., KINDL, V. *Planární anténní struktury pro WPT - přijímací elementy*. 2014. (Funkční vzorek)

KAVALÍR, T., KINDL, V. *Planární anténní struktury pro WPT - vysílací elementy*. 2014. (Funkční vzorek)

KAVALÍR, T., KINDL, V. *Výkonový měřicí zesilovač 10 Hz - 250 kHz*. 2014. (Funkční vzorek)

KAVALÍR, T. *3-násobný Wilkinsonův slučovač s izolovanými vstupy pro 432 MHz*. 2012. (Funkční vzorek)

KAVALÍR, T. *Experimentální nízko-šumový LNA s vysokým IP pro 1296 MHz s interdigitálním filtrem*. 2012. (Funkční vzorek)

KAVALÍR, T. *Jednoduchý dvojtónový generátor*. *Radioamatér*, 2012, roč. 3, č. 5, s. 20. ISSN: 1212-9100 (Funkční vzorek)

KAVALÍR, T. *Návrh a realizace výkonového zesilovače s LDMOS tranzistorem pro nestandardní kmitočtové pásmo*. In *Elektrotechnika a informatika 2012. Část 2., Elektronika*. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2012. s. 67-70. ISBN: 978-80-261-0119-2 (Sborník na konferenci)

KAVALÍR, T. *Nízkošumové předzesilovače s vysokým IP pro 144 a 432MHz*. 2012. (Funkční vzorek)

KAVALÍR, T. *Tranzistorový lineární zesilovač pro nestandardní kmitočtové pásmo s BLF368*. 2012. (Funkční vzorek)

KAVALÍR, T. *Umělá zátěž pro vysoké zatížení (3kW) do 500MHz*. 2012. (Funkční vzorek)

KAVALÍR, T. *Univerzální ovládací jednotka pro LNA*. 2012. (Funkční vzorek)

KAVALÍR, T. *Anténní přepínač DC - 500MHz se 4 vstupy*. Plzeň, 2011. (Funkční vzorek)

KAVALÍR, T. *Návrh a praktická realizace umělé zátěže 50ohm/250W do 1800MHz.* 2011. (Funkční vzorek)

KAVALÍR, T. *Návrh a praktická realizace umělé zátěže 50ohm se ztrátovým výkonem 800W do 1GHz.* 2011. (Funkční vzorek)

KAVALÍR, T. *Návrh a realizace útlumového členu 20 dB/1 kW pro kmitočtové pásmo DC-300 MHz.* In *Elektrotechnika a informatika 2011.* Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2011. s. 51-54. ISBN: 978-80-261-0015-7 (Sborník na konferenci)

KAVALÍR, T. *Průchozí výkonový útlumový člen 20 dB/1 kW do 300 MHz.* 2011. (Funkční vzorek)

KAVALÍR, T. *Lineární výkonový VF zesilovač pro 1,8-30MHz o výkonu 750 W.* 2010. (Funkční vzorek)

KAVALÍR, T. *Návrh a realizace širokopásmového výkonového VF zesilovače pro 1,8-30 MHz.* Plzeň, 2010., ISBN: 978-80-7043-914-2, (Sborník na konferenci)

KAVALÍR, T. *Návrh a realizace výkonového VF zesilovače pro 144 MHz.* In *Elektrotechnika a informatika 2009. Část 2., Elektronika.* Plzeň: Západočeská univerzita, 2009. ISBN: 978-80-7043-809-1 (Sborník na konferenci)