

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

KATEDRA APLIKOVANÉ ELEKTRONIKY A TELEKOMUNIKACÍ

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Nízkošumový předzesilovač do 1 MHz

Tomáš Vilím

Plzeň 2012

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
Fakulta elektrotechnická
Akademický rok: 2011/2012

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Tomáš VILÍM**
Osobní číslo: **E10N0151P**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Telekomunikační a multimediální systémy**
Název tématu: **Nízkošumový předzesilovač do 1 MHz**
Zadávací katedra: **Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací**

Z á s a d y p r o v y p r a c o v á n í :

Optimální návrh nízkošumového zesilovače se symetrickým vstupem a nesymetrickým výstupem pro snímání signálu ze smyčkové antény.

1. Rozbor vhodných prvků na trhu, operační zesilovače, přístrojové zesilovače, linkové přijímače, atd. - výběr vhodného prvku.
2. Získání nebo úprava modelu pro simulaci v systému SPICE.
3. Výběr vhodného zapojení, simulace DC parametrů, frekvenční odezvy a šumová analýza.
4. Návrh vstupní dolní propusti pro potlačení vyšších frekvencí.
5. Finální realizace zesilovače a napájecího (symetrického) zdroje.

Výsledné parametry (v co nejvyšší míře) změřte a srovnajte s předpokládanými parametry nebo s výsledky simulace. Výsledkem práce musí být funkční přístroj.

Rozsah grafických prací: **podle doporučení vedoucího**

Rozsah pracovní zprávy: **30 - 40 stran**

Forma zpracování diplomové práce: **tištěná/elektronická**

Seznam odborné literatury:

Student si vhodnou literaturu vyhledá v dostupných pramenech podle doporučení vedoucího práce.

Vedoucí diplomové práce:

Ing. Richard Linhart

Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací


Konzultant diplomové práce:

Ing. Richard Linhart

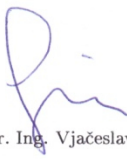
Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací

Datum zadání diplomové práce: **17. října 2011**

Termín odevzdání diplomové práce: **11. května 2012**


Doc. Ing. Jiří Hammerbauer, Ph.D.
děkan




Doc. Dr. Ing. Vjačeslav Georgiev
vedoucí katedry

V Plzni dne 17. října 2011

Anotace

Název práce:

Nízkošumový předzesilovač do 1MHz

Cílem této diplomové práce je popsat problematiku zachycení signálu na středních a dlouhých vlnách pomocí smyčkové antény a poté jeho zesílení pomocí nízkošumového předzesilovače. V práci je popsán návrh celého systému začínající od smyčkové antény a její ladění do rezonance až k návrhu zesilovačů s jejich simulací, konstrukcí a měřením parametrů, a to buď jednoduchého zesilovače z diskrétních součástek nebo diferenčního zesilovače.

Klíčová slova:

Smyčková anténa, anténa pro DV, anténa pro SV, diferenční zesilovač, nízkošumový zesilovač, šumové číslo, bod zahrazení, bod 1 dB komprese

Annotation

Name of the thesis:

The Low Noise Preamplifier for Frequencies up to 1 Mhz

This diploma thesis aims to describe the problems of capturing the medium and long wave signal by the loop antenna and of following signal amplification using the low noise preamplifier. The thesis describes the whole system design starting with the loop antenna and its resonance tuning followed by the amplifiers and their simulations design including construction and parameters measurements, meaning either a simple discrete amplifier or a differential amplifier.

Key words:

Loop antenna, LW Antenna, SW Antenna, differential amplifier, Low noise amplifier, noise figure, intercept point, 1 dB compression point

Prohlášení

Předkládám tímto k posouzení a obhajobě diplomovou práci, zpracovanou na závěr studia na Fakultě elektrotechnické Západočeské univerzity v Plzni.

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně, s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, který je součástí této diplomové práce.

Dále prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této diplomové práce, je legální.

V Plzni dne 7.5.2012

Tomáš Vilím

.....

Obsah

SEZNAM OBRÁZKŮ	8
SEZNAM TABULEK	8
SEZNAM SYMBOLŮ	9
ÚVOD	10
1. SMYČKOVÁ ANTÉNA	11
1.1. POPIS SMYČKOVÉ ANTÉNY	11
1.2. MĚŘENÍ RUŠIVÉHO NAPĚTÍ	12
1.3. VÝPOČET PARAMETRŮ ANTÉNY	13
1.4. TEORETICKÉ VÝPOČTY INTENZIT POLÍ	16
1.5. VÝPOČET INDUKOVANÉHO NAPĚTÍ SMYČKOVÉ ANTÉNY	18
1.6. SNÍMÁNÍ SIGNÁLU ZE SMYČKOVÉ ANTÉNY	20
2. NÁVRH DIFERENČNÍHO ZESILOVAČE	22
2.1. DIFERENČNÍ ZESILOVAČ	22
2.2. PŘEHLED KONSTRUKČNÍCH MOŽNOSTÍ ZESILOVAČŮ	23
2.3. DISKRÉTNÍ ŘEŠENÍ ZESILOVAČE	24
2.4. INTEGROVANÉ ŘEŠENÍ ZESILOVAČE	25
3. ŠUM, ŠUMOVÉ ČÍSLO, INTERMODULACE A JEJICH MĚŘENÍ	29
3.1. ŠUM TEPELNÝ	29
3.2. ŠUM VÝSTŘELOVÝ	29
3.3. BLIKAVÝ ŠUM	30
3.4. MĚŘENÍ ŠUMOVÉHO ČÍSLA Y METODOU	30
3.5. INTERMODULAČNÍ ODOLNOST	31
4. MĚŘENÍ PARAMETRŮ ZESILOVAČŮ	34
4.1. MĚŘENÍ PARAMETRŮ DISKRÉTNÍ VARIANTY ZESILOVAČE	34
4.2. MĚŘENÍ PARAMETRŮ INTEGROVANÉ VARIANTY ZESILOVAČE	37
ZÁVĚR	44
LITERATURA	45
A. VÝSLEDKY SIMULACE ZESILOVAČE Z DISKRÉTNÍCH SOUČÁSTEK V PROGRAMU PSPICE	46
B. VÝSLEDKY SIMULACE INTEGROVANÉ VERZE ZESILOVAČE V PROGRAMU PSPICE	50
C. NÁVRH DPS PRO INTEGROVANOU VERZI ZESILOVAČE V PROGRAMU EAGLE	55

Seznam obrázků

OBR 1.1 SMYČKOVÁ ANTÉNA - PŘEVZATO Z [4]	11
OBR 1.2 VYZAŘOVACÍ DIAGRAM ANTÉNY - PŘEVZATO Z [4]	12
OBR 1.3 NÁHRADNÍ SCHÉMA SMYČKOVÉ ANTÉNY.....	13
OBR 1.4 NAPĚŤOVÝ BALUN.....	20
OBR 2.1 DIFERENČNÍ ZESILOVAČ	22
OBR 2.2 DISKRÉTNÍ ŘEŠENÍ ZESILOVAČE.....	25
OBR 2.3 INTEGROVANÉ ŘEŠENÍ ZESILOVAČE	26
OBR 2.4 PŘÍSTROJOVÝ ZESILOVAČ	27
OBR 3.1 ŘÁDY INTERMODULAČNÍCH PRODUKTŮ.....	32
OBR 3.2 BOD ZAHRAZENÍ A BOD 1 DB KOMPRESY - PŘEVZATO Z [13]	33
OBR 4.1 MĚŘENÍ ZISKU.....	35
OBR 4.2 POROVNÁNÍ ZISKŮ OBOU VĚTVÍ ZESILOVAČE	35
OBR 4.3 MĚŘENÍ CMR	36
OBR 4.4 PRŮBĚH CMR	36
OBR 4.5 MĚŘENÍ ZISKU INTEGROVANÉ VERZE ZESILOVAČE.....	38
OBR 4.6 ZISK INTEGROVANÉ VERZE ZESILOVAČE	38
OBR 4.7 MĚŘENÍ CMR INTEGROVANÉ VERZE ZESILOVAČE.....	39
OBR 4.8 CMR INTEGROVANÉ VERZE ZESILOVAČE	39
OBR 4.9 NALEZENÍ BODU ZAHRAZENÍ IP3	40
OBR 4.10 NALEZENÍ BODU 1DB KOMPRESY	40
OBR 4.11 MĚŘENÍ ŠUMOVÉHO ČÍSLA	41

Seznam tabulek

TAB 1.1 HODNOTY INTENZITY ELEKTRICKÉHO POLE.....	16
TAB 1.2 HODNOTY INTENZITY MAGNETICKÉHO POLE	17
TAB 1.3 VÝKONY VYBRANÝCH VYSÍLAČŮ.....	17
TAB 1.4 INTENZITY POLÍ PRO VYBRANÉ VYSÍLAČE.....	18
TAB 4.1 ZMĚŘENÉ ÚROVNĚ ŠUMOVÝCH VÝKONŮ.....	42

Seznam symbolů

AF_H ... anténní faktor pro magnetickou složku elektromagnetického pole
 G_{MA} ... zisk měřicí antény
 X_i ... vnitřní indukčnost vodiče
 X_A ... vnější indukčnost smyčky
 X_{IN} ... celková indukčnost antény
 R_{INx} ... odporová část impedance antény
 R_L ... ohmický ztrátový odpor antény
 R_r ... vyzařovací odpor antény
 C_r ... ladící kondenzátor
 R_s ... vnitřní odpor ladícího kondenzátoru
 A ... plocha antény
 l ... poloměr antény
 w ... tloušťka vodiče antény
 σ ... vodivost
 μ_0 ... permeabilita vakua
 $tg\delta$... ztrátový činitel kondenzátoru
 U_{i0} ... indukované napětí antény
 U_{iORLC} ... indukované napětí antény při rezonanci
 u_T ... tepelné šumové napětí
 k ... Boltzmannova konstanta
 T ... absolutní teplota
 i_v ... proud výstřelového šumu
 e ... náboj elektronu
 i_B ... proud blikavého šumu
 F_{rec} ... šumové číslo přijímače
 F_{sys} ... šumové číslo celého systému
 T_{hot} ... vyšší šumová teplota
 T_{cold} ... nižší šumová teplota
ENR ... Excess Noise Ratio (rozdíl šumových teplot)
CMR ... Common Mode Rejection (potlačení souhlasného signálu)
 V_{out} ... výstupní napětí přístrojového zesilovače
IP3 ... bod zahrazení
 P_{-1dB} ... bod 1 dB komprese

Úvod

Tématem této diplomové práce je návrh nízkošumového předzesilovače do frekvence 1MHz. Práce se dále zabývá návrhem smyčkové antény pro příjem signálu. Anténa bude laděna do rezonance paralelním ladícím kondenzátorem, za kterým bude následovat navržený předzesilovač.

Nízkošumový předzesilovač představuje důležitý prvek v oblasti rádiového příjmu a jeho šumové vlastnosti jsou klíčové pro celý systém. Jeho hlavním úkolem bude signál co nejvíce zesílit, ale na druhou stranu nesmí představovat příliš velký zdroj šumu. Na výstupních svorkách předzesilovače musí být takový signál, který bude možné dále zpracovávat.

V první části práce je shrnuta teorie z oblasti smyčkových antén, kde je volen rozměr a počet závitů smyčky a následný výpočet jejích parametrů. Je zde řešena energetická bilance rádiového spoje ze dvou různých pohledů, a to jednak z hygienických nařízení vlády a jednak z pohledu energie signálu od vzdálených vysílačů utlumené volným prostorem. V závěru první části práce je pak popsána teorie šumů a intermodulací a jejich měření.

V druhé části je proveden rozbor diferenčních zesilovačů a volba vhodných variant se simulací a praktickým odměřením jejich parametrů. Je zde proveden návrh diferenčního zesilovače z diskrétních součástek, který vychází z časopisu *Elector* a návrh přístrojového zesilovače z operačních zesilovačů OP37 dle doporučení výrobce.

V poslední části je provedeno praktické ověření obou variant zesilovačů spolu s navrženou smyčkovou anténou a porovnání teoretických předpokladů a skutečně naměřených hodnot. Ověření je prováděno příjmem signálu od různých vysílačů pro AM rozhlas.

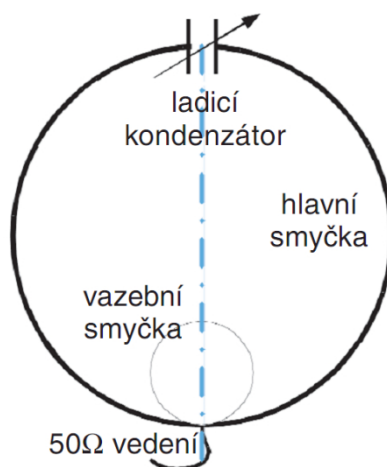
Smyslem práce je vytvořit vhodný nástroj pro příjem signálů o nižších frekvencích, který na ZČU v Plzni chybí a pomocí kterého bude možné sledovat aktivitu na frekvencích do 1MHz.

1. Smyčková anténa

1.1. Popis smyčkové antény

V případech, kdy je potřeba efektivně zmenšit velikost antény se s úspěchem využívá smyčkové antény. Ta jednak snižuje rozměry antény n -násobně ve srovnání s přijímanou vlnovou délkou a jednak dokáže generovat nebo zpracovávat pouze magnetickou složku H elektromagnetického pole kolmou k rovině smyčky. Díky této vlastnosti je smyčková anténa odolná vůči jakémukoli rušení elektrické povahy jako například rušení způsobené vyzařováním vodičů.

Smyčková anténa je tvořena vodičem, který je formován do jedné nebo více smyček (závitů) tak, že jsou oba konce blízko u sebe. Smyčkové antény mohou být děleny do dvou skupin. Jednak to jsou antény, jejichž rozměry (průměr smyčky a délka vodiče) jsou mnohem menší ve srovnání s vlnovou délkou a druhá skupina, kde jsou tyto rozměry s vlnovou délkou srovnatelné. „Malá“ smyčka je považována za jednodušší než „velká“, protože proud v malé smyčce je stejný jako v cívce, jinak řečeno proud má v každém místě smyčky stejnou amplitudu a stejnou fázi. Aby bylo možné smyčkovou anténu považovat za „malou“, tak fyzická délka vodiče nesmí být větší než je $1/20$ vlnové délky. „Velká“ smyčková anténa je anténa, u které má proud rozdílnou amplitudu a fázi v každém místě smyčky a má tedy ve srovnání s „malou“ anténou naprosto rozdílné vlastnosti. V této diplomové práci bude řešena pouze „malá“ smyčková anténa.

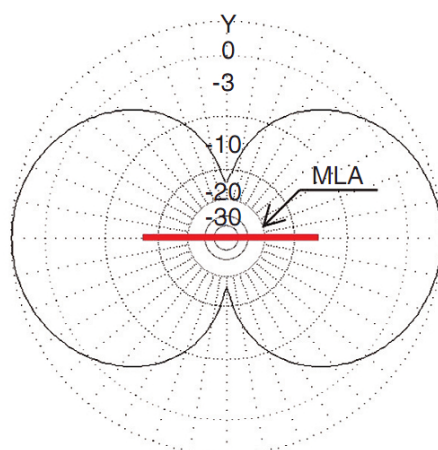


Obr 1.1 Smyčková anténa - převzato z [4]

Jak již bylo řečeno, smyčková anténa na obrázku 1.1 je tvořena hlavní smyčkou, která má velikost, odpovídající n -násobku vlnové délky frekvence, kterou anténa vysílá nebo přijímá. Ke smyčce je připojen paralelní kondenzátor, který smyčku ladí do rezonance. Jde tedy o paralelní rezonanční obvod, napájený malou vazební smyčkou připojenou k přijímači nebo vysílači.

Vyzařovací odpor smyčkové antény je úměrný ploše ohraničené smyčkou, a proto je výhodnější volit větší plochu smyčky. Vyzařovací odpor malé smyčkové antény bývá ve srovnání s ohmickým ztrátovým odporem menší. Proto je jejich účinnost, která je dána kombinací těchto odporů, malá a nejsou tedy moc vhodné jako vysílací antény v rádiové komunikaci. Spíše se tedy využívají jako přijímací antény, kde účinnost není tak důležitým parametrem jako parametr odstup signál-šum [4].

Smyčkové antény se vyznačují jistou směrovostí. Jejich vyzařovací diagram má tvar číslice 8 jak je vidět na následujícím obrázku 1.2, z čehož je patrné, že tato anténa umožňuje zaručený příjem v předozadním poměru. Ovšem příjem z boku antény je značně potlačen.



Obr 1.2 Vyzařovací diagram antény - převzato z [4]

1.2. Měření rušivého napětí

Za vf rušení je považováno rušení, které je generováno rušícím zařízením do prostoru a pohybuje se rozmezí kmitočtů od 9 kHz do 400 MHz. V nejnižším kmitočtovém pásmu (v pásmu 9 kHz až 150 kHz) je většina rušivých jevů způsobována magnetickou složkou pole. K měření tohoto kmitočtového pásma je tedy velice vhodné použít smyčkovou anténu. Ta se dá s výhodou použít i pro měření magnetického pole ve vyšším frekvenčním pásmu, tedy pro měření frekvencí 150 kHz až 30 MHz [5].

Anténa přijímá magnetickou složku H sledovaného elektromagnetického pole a převádí ji na napětí na svých výstupních svorkách. Vztah mezi velikostí vstupní intenzity pole a velikostí výstupního napětí antény udává tzv. anténní faktor AF [1/m]. Pro smyčkovou anténu je dán vztahem

$$AF_H[dBS/m] = H[dBA/m] - U[dBV] \quad (1.1)$$

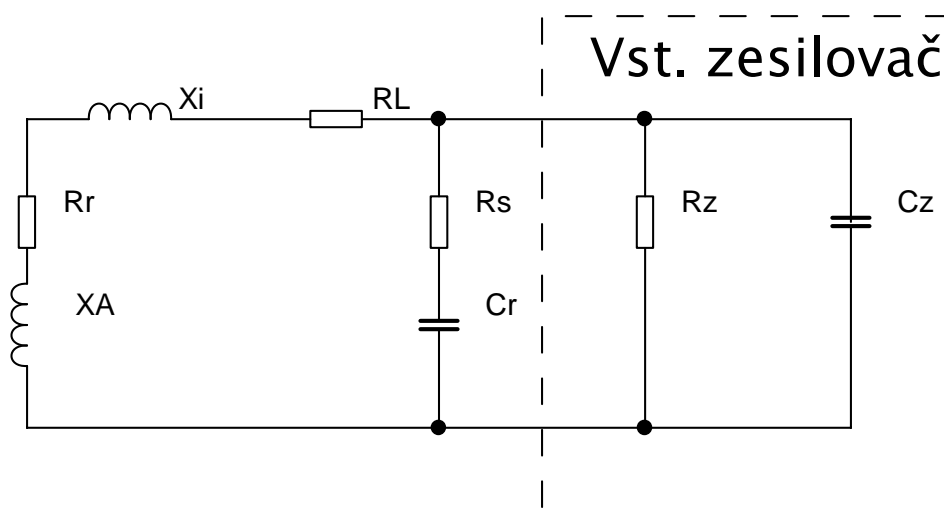
Anténní faktor je základním parametrem každé antény pro EMC a jeho kmitočtový průběh je základním údajem výrobce antény. Vztah anténního faktoru s jinými parametry jako např. se ziskem je dán následovně.

$$AF = \frac{9,73}{\lambda \cdot \sqrt{G_{MA}}} \quad (1.2)$$

G_{MA} označuje zisk měřicí antény. Vztah je platný pro svorky antény přizpůsobené zakončovací impedancí 50Ω .

1.3. Výpočet parametrů antény

V následujícím odstavci se budu zabývat výpočtem parametrů malé smyčkové antény.



Obr 1.3 Náhradní schéma smyčkové antény

Na obrázku 1.3 je uvedeno náhradní schéma smyčkové antény. Součástí je přizpůsobovací člen a vstupní zesilovač, včetně dílčích a parazitních složek. Symbol X_i označují vnitřní indukčnost vodiče a symbol X_A vnější indukčnost smyčky a v součtu dávají X_{IN} , což je

celková indukčnost antény. Jako R_{INx} bude označována odporová část impedance antény, která je dána součtem R_L , což je ohmický ztrátový odpor a R_r , který označuje vyzařovací odpor antény. Smyčková anténa se pro větší indukované napětí ladí do rezonance paralelním kondenzátorem (případně mechanicky laděným nebo přepínaným), který je v náhradním schématu označován jako C_r s vnitřním odporem R_s . Dále je naznačen vstupní zesilovač se vstupním odporem R_Z a kapacitou C_Z .

V návrhu je řešena anténa obdélníkového tvaru o rozměrech $6\text{ m} \times 3,3\text{ m}$ (rozměry vycházejí z rozměrů místnosti, kde bude anténa vytvořena). Smyčka je zhotovena UTP kabelem, kde je jako jeden závit použita jedna žíla kabelu. Protože všemi žilami teče proud souhlasným směrem, nebude docházet k potlačení indukovaného napětí vlivem kroucení žil. Anténu je možno zapojit ve třech různých variantách vzhledem k ploše, a to jako „celou“, „poloviční“ nebo „čtvrtinovou“. Navíc z každé varianty lze vytvořit anténu až s osmi závity. Pro každou variantu obvodu a pro všechny počty závitů byly spočítány výsledné parametry, které ukazují, že nejvýhodnější je použít „celou“ anténu s jediným závitem, protože pro tuto konfiguraci vychází nejvyšší hodnoty indukovaného napětí a nejvyšší frekvence (při dodržení podmínky pro malou smyčkovou anténu, kdy její délka může být maximálně dvacetina vlnové délky).

V následujících řádcích je proveden příklad výpočtu parametrů antény pro nejvýhodnější konfiguraci a to celá plocha a 1 závit. Výpočty vycházejí z [1] a [2].

Při daných rozměrech a 1 závitě má anténa délku $18,6\text{ m}$, což při podmínce, že vlnová délka musí být větší než dvacetinásobek rozměru znamená, že maximální kmitočet může být $f_{\text{max}} = 806,5\text{ kHz}$ respektive $\lambda = 372\text{ m}$. Plocha antény má velikost $A = 19,8\text{ m}^2$. Dále je třeba určit poloměr antény. V případě obdélníkové antény se s jistým přiblížením určí jako poloměr kruhové antény o stejné ploše a vychází tedy $l = 2,51\text{ m}$. Posledním parametrem je tloušťka drátu, která je u UTP kabelů udávána jako $w = 0,5\text{ mm}$.

Vyzařovací odpor antény je dán vztahem

$$R_r = 320\pi^4 \cdot \frac{(A)^2}{\lambda^4} = 640\ \mu\Omega \quad (1.3)$$

Ztrátový odpor je dán

$$R_L = \frac{l}{w} \cdot \sqrt{\frac{\pi f \mu_0}{\sigma}} = 2,37\ \Omega \quad (1.4)$$

symbol σ označuje vodivost mědi tedy $5,7 \cdot 10^7\text{ S/m}$.

Dále je uveden výpočet indukčnosti antény, tedy nejprve vnější indukčnost smyčky

$$L_A = 2\mu_0 \frac{l}{\pi} \left(\ln \left(\frac{l}{w} \right) - 0,744 \right) = 17 \mu H \quad (1.5)$$

a následovně vnitřní indukčnost vodiče

$$L_i = \frac{l}{2\pi f w} \cdot \sqrt{\frac{\pi f \mu_0}{\sigma}} = 0,47 \mu H \quad (1.6)$$

$$X_{IN} = 2\pi f L_{IN} = 2\pi f (L_A + L_i) = 88,7 \Omega \quad (1.7)$$

$$R_{INx} = R_r + R_L = 2,37 \Omega \quad (1.8)$$

Anténa je laděna do rezonance paralelním kondenzátorem, jehož velikost je dána rovností imaginárních částí admitancí obou větví náhradního schématu. Výpočet velikostí kondenzátorů pro celé frekvenční pásmo je proveden použitím Thomsonova vztahu.

$$C_R = \frac{1}{(2\pi f_{min})^2 \cdot L_{IN}} \div \frac{1}{(2\pi f_{max})^2 \cdot L_{IN}} = 145 \text{ nF} \div 1,45 \text{ nF} \quad (1.9)$$

Hodnoty frekvencí byly voleny tak, aby pokryly celé námi uvažované frekvenční spektrum tedy od minimální frekvence $f_{min} = 100 \text{ kHz}$ až po maximální frekvenci $f_{max} = 1 \text{ MHz}$.

Po připojení ladícího kondenzátoru paralelně ke smyčkové anténě dojde k transformaci vnitřního odporu antény (zde je to uváděno jako změna hodnoty R_{INx} na R_{IN}), a to podle velikosti vnitřního odporu ladícího kondenzátoru. Vnitřní odpor ladícího kondenzátoru se vypočítá pomocí vztahu

$$tg\delta = \frac{1}{2\pi f \cdot C_r R_s} \quad (1.10)$$

kde $tg\delta$ je ztrátový činitel kondenzátoru a je udáván v katalogovém listu konkrétního kondenzátoru. Zde byly zvoleny kondenzátory firmy AVX, u nichž výrobce udává ztrátový činitel 2,5 % a tedy výsledná velikost vnitřního odporu ladících kondenzátorů vycházela kolem hodnoty $R_S = 0,4 \Omega$.

$$R_{IN} = \frac{1}{\frac{R_{INx}}{R_{INx}^2 + X_{IN}^2} + \frac{R_S}{R_S^2 + X_{IN}^2}} = 2,85 \text{ k}\Omega \quad (1.11)$$

Další hodnoty, které je potřeba znát při výpočtu parametrů smyčkové antény, jsou hodnoty intenzit elektrického a magnetického pole, které jsou nezbytné ke zjištění indukovaného napětí. Tímto návrhem se zabývá následující kapitola.

1.4. Teoretické výpočty intenzit polí

K teoretickému určení velikosti intenzity elektrického a magnetického pole bylo zvoleno dvou metod přístupů. Jako maximální dovolené meze elektromagnetického rušení nebo vyzařování byly uvažovány hodnoty definované nařízením vlády [6], ale pro určení teoretických hodnot intenzit polí přijímaných signálů byl zvolen jiný přístup, a to vybrání několika různých známých vysílačů a z velikosti vyzářeného výkonu a ze znalosti vzdálenosti mezi vysílačem a místem příjmu byly spočítány teoretické hodnoty intenzity elektrického pole pro případ útlumu daného volným prostorem.

Hodnoty intenzity elektrického a magnetického pole nesmí přesáhnout hodnoty uváděné v nařízení vlády 480/2000sb. ze dne 22. listopadu 2000 o ochraně zdraví před neionizujícím zářením, příloha č. 1 nejvyšší přípustné hodnoty.

Pro elektrickou intenzitu a kmitočty uvažované v této práci platí následující tabulka 1.1. V tabulce nejsou zavedeny referenční úrovně pro statické elektrické pole. Jen je zde sděleno, že při pobytu v silném statickém elektrickém poli je důležité snížit vliv nepříjemného pocitu způsobeného elektrickým nábojem indukovaným na povrchu těla.

f [Hz]	E [V/m]
1-8	10000
8-25	10000
25-800	$2,5 \cdot 10^5 / f$
50	5000
$800-3 \cdot 10^3$	$2,5 \cdot 10^5 / f$
$3 \cdot 10^3-150 \cdot 10^3$	87
$150 \cdot 10^3-10^6$	87

Tab 1.1 Hodnoty intenzity elektrického pole

Pro intenzitu magnetického pole a kmitočty uvažované v této práci platí tabulka 1.2.

f [Hz]	B [T]	H [A/m]
1-8	0,04/f ²	31830/f ²
8-25	0,005/f	3980/f
25-800	0,005/f	3980/f
50	100.10 ⁻⁶	80
800-3.10 ³	6,25.10 ⁻⁶	5
3.10 ³ -150.10 ³	6,25.10 ⁻⁶	5
150.10 ³ -10 ⁶	0,92/f	732113/f

Tab 1.2 Hodnoty intenzity magnetického pole

Hodnoty intenzity magnetického pole jsou dopočítány z hodnot pro magnetickou indukci pomocí vztahu $H = \frac{B}{\mu_0 \cdot \mu_r}$, kde je hodnota μ_r relativní permeabilita vzduchu rovna jedné a hodnota $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$.

Existuje ještě jiný materiál [7], podle kterého nesmí hodnoty magnetické indukce ve frekvenčním pásmu 4 – 300 kHz přesáhnout 0,025 μT , což je podstatně přísnější než zde uváděné nařízení vlády. Materiály definují bezpečnostní limity pro člověka a jiné biologické organismy (bezpečnost proti možnému vzniku rakoviny nebo jiných vážných zdravotních problémů vzniklých účinky elektromagnetického záření).

Určení hodnoty intenzity elektrického pole a intenzity magnetického pole v místě příjmu s využitím znalostí vysílačů, od kterých signál přijímáme, je provedeno následujícím způsobem. Bylo zvoleno pět vysílačů *Aholming*, *Donebach*, *Topolná*, *Liblice a Stará Role u Karlových Varů*, u kterých byl zjištěn vysílací výkon z webových stránek *Českých Radiokomunikací* a pomocí aplikace *Google Maps* byla zjištěna vzdálenost mezi vysílačem a budovou *FEL ZČU*. Hodnoty jsou zaneseny do následující tabulky 1.3.

Vysílač	výkon [kW]	vzdálenost [km]	frekvence [kHz]
Aholming	500	115	207
Donebach	500	302	153
Topolná	650	320	270
Liblice	1500	117	639
Stará Role	20	69	954

Tab 1.3 Výkony vybraných vysílačů

Pro absolutní hodnotu Poyntingova vektoru S v místě příjmu platí vztah

$$S [W/m^2] = E [V/m] \cdot H [A/m] \quad (1.12)$$

a pro vztah mezi intenzitou elektrického a magnetického pole platí vztah

$$E = Z_0 \cdot H = 120\pi \cdot H \quad (1.13)$$

Kombinací výše uvedených vztahů dostaneme rovnici

$$\frac{W}{4\pi r^2} = \frac{E^2}{120\pi} \quad (1.14)$$

a výsledná intenzita elektrického pole se tedy vypočítá podle vztahu

$$E = \frac{\sqrt{30 \cdot P}}{r} [V/m] \quad (1.15)$$

kde P označuje výkon vysílače a r značí vzdálenost od místa příjmu. Tento vztah platí pouze v ideálních podmínkách za předpokladu příjmu pouze přímého elektromagnetického vlnění bez odrazů lomů atp. Teoretické hodnoty intenzit polí pro jednotlivé vysílače jsou uvedeny v následující tabulce 1.4.

Vysílač	E [mV/m]	H [μA/m]	S [μW/m ²]
Aholming	33,7	89,3	3,0
Donebach	12,8	34,0	0,4
Topolná	13,8	36,6	0,5
Liblice	57,3	152,1	8,7
Stará Role	11,2	29,8	0,3

Tab 1.4 Intenzity polí pro vybrané vysílače

1.5. Výpočet indukovaného napětí smyčkové antény

Teoretická velikost indukovaného napětí smyčkové antény, která nebude laděna do rezonance, se bude počítat pomocí následujícího vztahu, kde je uvažován příjem z nejsilnějšího vysílače v *Liblicích*.

$$U_{i0} = 2\pi^2 f \cdot l^2 \cdot \mu_0 H = 15,1 \text{ mV} \quad (1.16)$$

Indukované napětí při rezonanci bude zvětšeno v poměru činitele jakosti celého obvodu, tedy činitel jakosti ztrátového RL prvku Q_L a činitel jakosti ztrátového RC prvku Q_C .

$$Q_L = \frac{X_{IN}}{R_{INx}} = 29,2 \quad (1.17)$$

$$Q_C = \frac{X_{CR}}{R_S} = 175,3 \quad (1.18)$$

$$U_{i0RLC} = U_{i0} \cdot \frac{Q_L \cdot Q_C}{Q_L + Q_C} = 378 \text{ mV} \quad (1.19)$$

K poslednímu snížení indukovaného napětí dojde po připojení vstupního zesilovače. Vznikne tak odporový dělič, v jehož poměru se bude napětí snižovat a je tedy dobré mít vstupní odpor připojeného zesilovače co největší.

Posledním zjišťovaným parametrem smyčkové antény bude odstup signál-šum, což je velice důležitý parametr u přijímacích antén. Tento parametr se dá jednoduše spočítat pomocí vztahu definovaného *Johnem S. Belrosem* v [3].

$$SNR = 20 \cdot \log \left(\frac{66,3 \cdot N \cdot A \cdot E \cdot \mu_0}{\sqrt{B}} \cdot \sqrt{\frac{f \cdot Q}{L_{IN}}} \right) = 10,1 \text{ dB} \quad (1.20)$$

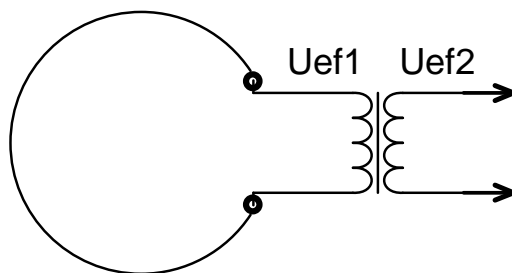
Ve výpočtu je uvažovaná šířka pásma $B = 806,5 \text{ kHz}$, což je maximální frekvence pro dodržení podmínky pro malou smyčkovou anténu a je zde uvažována intenzita elektrického pole $E = 57,3 \text{ mV/m}$, která vychází z teoretického výpočtu příjmu z vysílače v Liblicích na frekvenci $f = 639 \text{ kHz}$. Zde je uvažována pouze permeabilita vakua, neboť relativní permeabilita mědi je rovna přibližně jedné.

V případě, že uvažujeme plochu smyčky, permeabilitu smyčky, intenzitu elektrického pole přijímanou šířku pásma a přijímanou frekvenci za konstantní parametry, tak ke zvýšení poměru signál-šum zůstávají pouze možnosti zvýšit činitel jakosti nebo zvýšit počet závitů. Činitel jakosti se dá zvýšit zvolením vhodného ladícího kondenzátoru, který bude mít co nejnižší ztrátový odpor.

1.6. Snímání signálu ze smyčkové antény

V této práci jsou uvažovány dvě varianty snímání signálu ze smyčkové antény, kdy první možnost, pasivní způsob, je uvažována připojením balunu na svorky antény a za balunem už následuje vhodný jednoduchý zesilovač. Druhá varianta, aktivní, je realizována pomocí diferenčního zesilovače.

Baluny jsou zařízení, která slouží k přizpůsobení impedance antény k impedanci přijímače, tedy obvykle k impedanci 50 Ω. Baluny se rozdělují na proudové a napěťové. Proudový balun má obvykle převod 1:1 a jsou určeny k potlačení plášťových proudů, tedy proudů, které se šíří pláštěm (jinak řečeno stíněním) koaxiálního kabelu a vyzářují elektromagnetické vlny do svého okolí. Napěťový balun je vlastně impedanční transformátor, který transformuje impedanci na výstupních svorkách antény na hodnotu impedance na vstupních svorkách přijímače podle následujícího obrázku 1.4.



Obr 1.4 Napěťový balun

$$p = \frac{U_{ef2}}{U_{ef1}} \rightarrow Z_2 = Z_1 \cdot p^2 \quad (1.21)$$

Přenos transformátoru je dán poměrem hodnot napětí na výstupu a vstupu a kvadrát tohoto přenosu určuje poměr mezi vstupní a výstupní impedancí.

Díky tomuto balunu je pak trasa od antény k přijímači impedančně přizpůsobena a pro takovouto trasu teoreticky platí, že veškerý signál zachycený anténou bude přenesen do přijímače, kde bude dále zpracováván.

Návrh proudového balunu pro účely této práce je velmi složitý. Největší přehled o balunech a materiálech na jádra cívek se dá získat na stránkách *minicircuits.com*, však zde jsou nabízené téměř výhradně nízkoimpedanční baluny. Zde by byl potřeba balun konstruovaný na impedance velikosti jednotek kΩ. Po připojení balunu by docházelo ke zvětšení šířky pásma a ke snížení jakosti rezonančního obvodu a tím ke zhoršení poměru signál-šum čerpáno z [2].

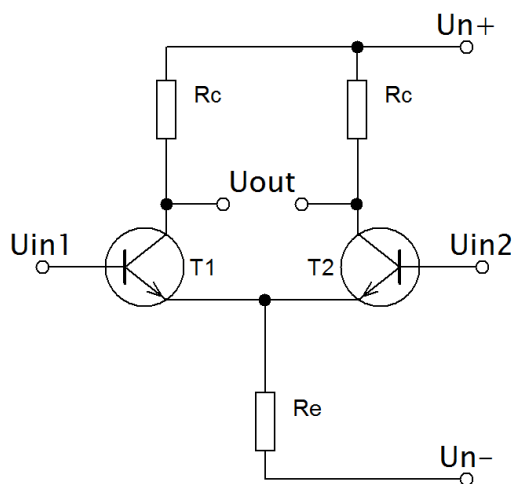
Z toho důvodu se od varianty s balunem upustilo a přešlo se na druhou možnost snímání signálu.

Druhá varianta, využívající diferenční zesilovač přímo připojený na svorky antény, byla shledána jako výhodnější. Bude vybrán vhodný diferenční zesilovač s větším vstupním odporem a vhodnou hodnotou CMR a na jeho vstupu se pro případy měření vytvoří impedance odpovídající transformované impedanci antény. K potlačení souhlasných signálů bude docházet v samotném zesilovači a měření tedy bude probíhat způsobem, jako by byla na vstupu zesilovače připojená smyčková anténa.

2. Návrh diferenčního zesilovače

2.1. Diferenční zesilovač

Diferenční neboli rozdílový zesilovač slouží k zesílení rozdílových signálů na jeho vstupech a k vytvoření jediného signálu na jeho výstupu. Má tedy symetrický vstup a nesymetrický výstup. Dále by měl být rozdílový zesilovač dostatečně necitlivý k souhlasným signálům, tedy k signálům, které jsou přiváděny na jeho vstupy se stejnou fází. Necitlivost zesilovače k souhlasným signálům určuje (často udávaný parametr u operačních zesilovačů) tzv. činitelem potlačení souhlasného signálu, který se označuje CMR (common mode rejection). Typické schéma rozdílového zesilovače je na následujícím obrázku 2.1.



Obr 2.1 Diferenční zesilovač

Zapojení se skládá ze dvou tranzistorů T_1 a T_2 , které jsou emitorově spojeny a pracují se stejným emitorovým odporem R_e . Pokud budou na obou vstupech shodná napětí, budou se oba tranzistory otevírat stejně a proud protékající obvodem se bude rozdělovat na dvě poloviny. Napětí na obou kolektorech bude stejné a rozdíl tedy bude nulový. Při rozdílných vstupních napětích se nebude proud dělit přesně na polovinu ale v poměru vstupních napětí a na výstupu se tedy objeví zesílený rozdíl těchto napětí. Další výhodou je, že souhlasné změny pracovních bodů obou tranzistorů ať už vlivem teploty nebo stárnutí by se neměli projevit.

2.2. Přehled konstrukčních možností zesilovačů

Na tomto místě je vhodné vypsát alespoň základní přehled možných konstrukčních variant zesilovačů, které jsou vhodné pro tuto problematiku. Tato problematika zahrnuje diferenční zesilovače postavené z diskrétních součástek, operačních zesilovačů nebo použití integrovaných obvodů jako jsou přístrojové zesilovače, napěťově řízené zesilovače nebo videozesilovače. Některé možné typy integrovaných obvodů jsou vypsány v následujícím odstavci.

- AD603

Jedná se o napěťově řízený nízkošumový zesilovač od firmy *Analog Devices* se ziskem až 51 dB a s udávanou šířkou pásma pro pokles zisku o 3 dB 9 MHz. Spektrální šumová hustota napětí je zde udávána $1,3 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. Vstupní impedance tohoto zesilovače je 50 M Ω . U tohoto obvodu je ale problém s dostupností, a proto nebyl zvolen.

- LTC6400-20

Tento prvek je označován jako širokopásmový diferenční zesilovací blok od firmy *Linear Technology*, který je určen na vysokorychlostní zpracování signálů do 300 MHz. Vstupní impedance je zde udávána 200 Ω , což je ale pro účely této práce málo. Spektrální hustota šumu je zde $2,1 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ a činitel potlačení souhlasného signálu je 65 dB. Zisk tohoto bloku je vnitřně udržován na hodnotě 20 dB. Z důvodu nízké vstupní impedance byl tento obvod zamítnut.

- AD8331

V tomto případě jde o ultranízký šumový zesilovač s proměnným ziskem opět od firmy *Analog Devices* označovaný jako VGA (variable gain amplifier). Dosahuje spektrální hodnoty šumu pouze $0,74 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ a maximální zisk je 48 dB až do frekvence 120 MHz. Tento obvod byl vyřazen opět z důvodů nízké vstupní impedance, která byla nastavitelná a to od hodnoty 50 Ω do 200 Ω .

- AD8429

Jedná se o nízkošumový přístrojový zesilovač od firmy *Analog Devices*, který je určen pro měření extrémně nízkých signálů. Hodnota šumu je $1 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. Problémem u tohoto obvodu byla hodnota GBP, které se pro šířku pásma nad 800 kHz značně snižuje a dosahuje hodnot pod 20 dB. Hodnota CMR je kolem 10 dB. Z těchto důvodů byl tento obvod zamítnut.

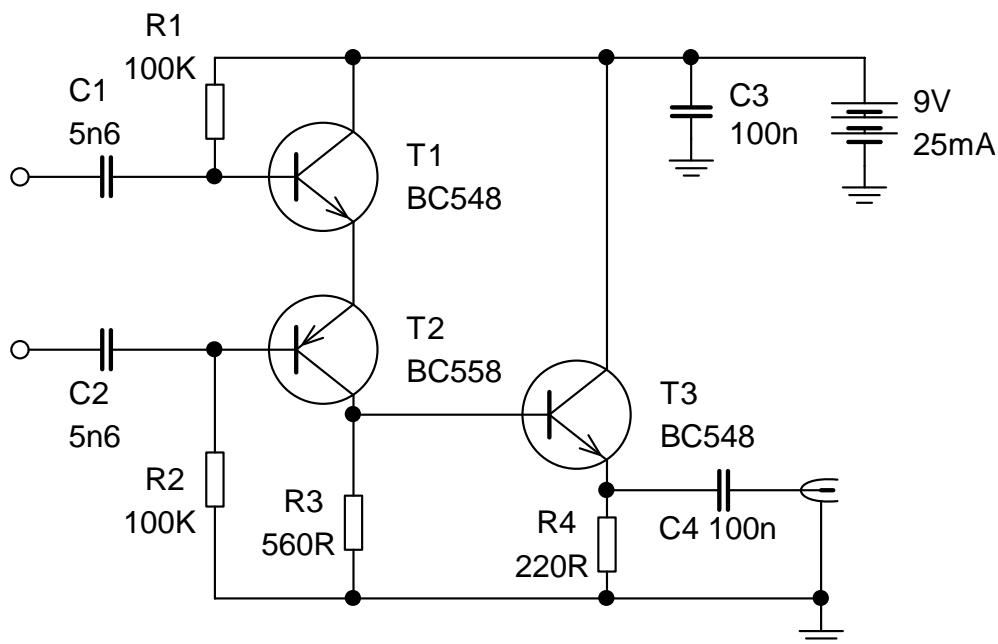
- NE592

Posledním zde uvedeným prvkem je videozesilovač od firmy *Philips Semiconductors*. Jedná se o zesilovač s diferenčními vstupy i výstupy, který má pevně nastaveny dvě úrovně zesílení a to 100 a 400. Jeho efektivní hodnota šumu je $16 \text{ } \mu\text{V}$, a to na frekvenčním rozsahu 1 kHz až 10 MHz, což odpovídá přibližně hodnotě $5,1 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. Obvod byl vyřazen z důvodu vyššího šumu a také z důvodu zastaralosti. Jedná se zde o obvod z roku 1992.

Zde uvedené varianty nebyly zvoleny z různých důvodů. Jednak to bylo z důvodu vstupní impedance zesilovačů, která byla v některých případech příliš nízká ($50 \text{ } \Omega$) nebo to bylo z důvodu úzkého frekvenčního pásma především u monolitických přístrojových zesilovačů. Pro tuto problematiku byly nakonec vybrány dvě varianty, které jsou popsány v následujících odstavcích.

2.3. Diskrétní řešení zesilovače

Pro první variantu byl zvolen diferenční zesilovač postavený z diskrétních součástek. Konstrukce vychází z článku v [10] a z článku v časopise *Elector* [11]. Důvodem volby byla jednoduchost, funkčnost a dostupnost všech součástek. Schéma zesilovače je na následujícím obrázku 2.2.



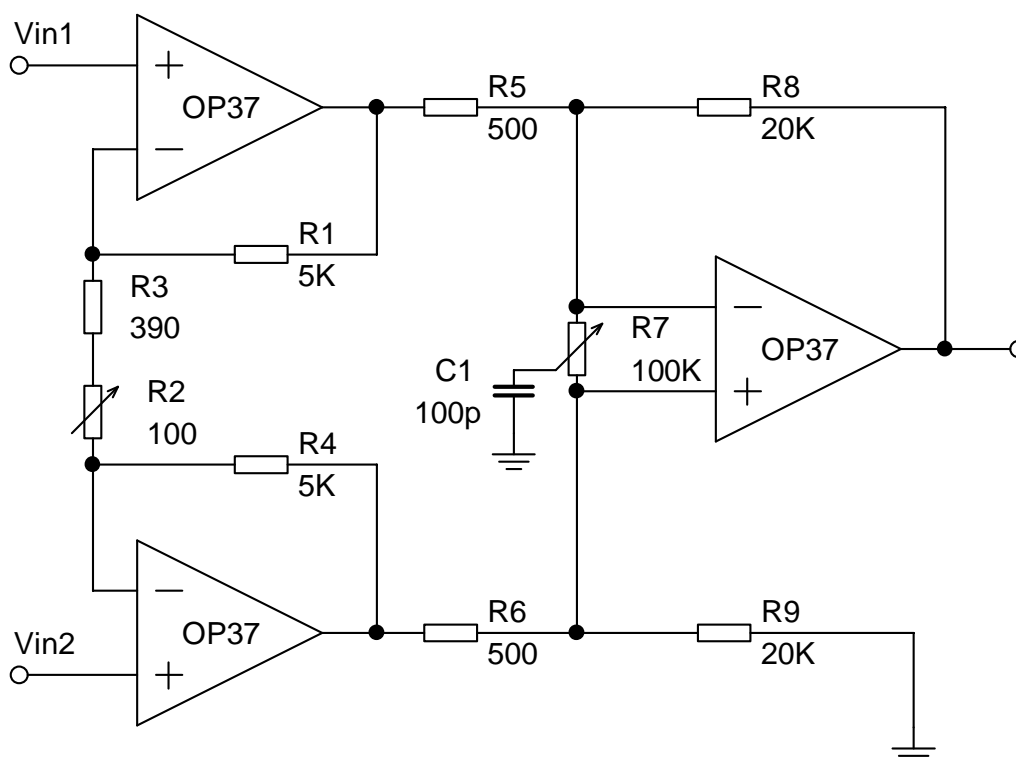
Obr 2.2 Diskrétní řešení zesilovače

Na vstupu je diferenční zesilovač tvořený dvojicí tranzistorů NPN a PNP, který zároveň převádí symetrický vstup na nesymetrický výstup. Oba tranzistory (T_1 a T_2) by měly mít co nejpodobnější vlastnosti (alespoň co se týče proudového zesílení h_{21e}), pokud ho tedy mají, bude na jejich emitorech přibližně poloviční napětí (protože při polovičním napětí poteče do bází stejný proud a i kolektorový resp. emitorový proud bude stejný). Na bázi tranzistoru T_3 bude asi třetina napájecího napětí. Poslední tranzistor T_3 funguje již jen jako emitorový sledovač, tj. vytváří impedanční přizpůsobení. Na jeho emitoru, odkud odebíráme signál, bude nízká impedance, což je žádoucí a navíc další vlastností emitorového sledovače je, že neotáčí fázi vstupního signálu. Vstupní tranzistory zesilují tedy pouze rozdílový signál přicházející na jejich báze, pouze při rozdílu se jejich přechody otevírají, čímž se mění kolektorový proud. Přejde-li na vstupy souhlasný signál, změní se hodnota napětí mezi emitory, mezi bázemi zůstává konstantní napětí (není žádný rozdíl) a otevření tranzistoru se tedy nemění. Kolektorový proud zůstává konstantní, tj. na odporu R_3 a tedy i na bázi T_3 nebude žádný signál.

2.4. Integrované řešení zesilovače

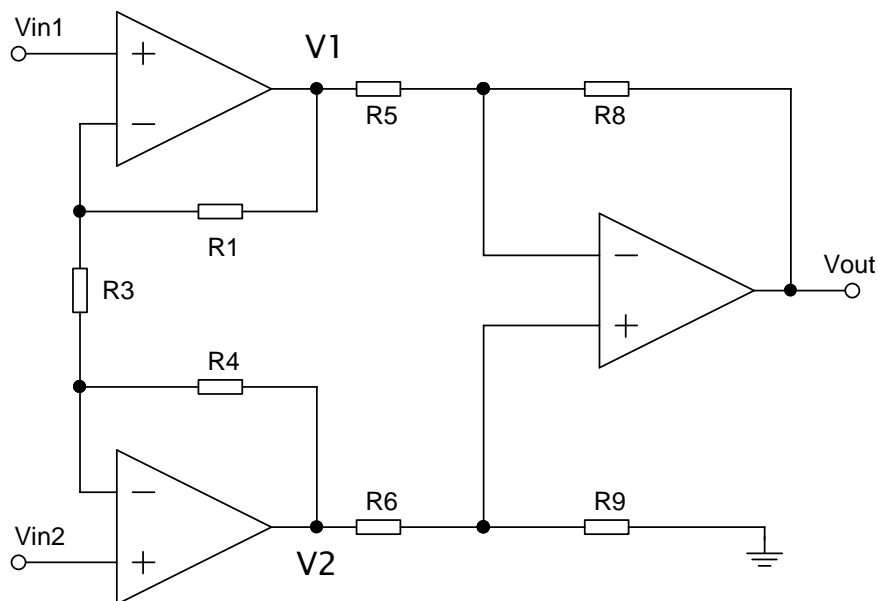
Pro druhou variantu zesilovače byl zvolen operační zesilovač OP37 od firmy *Analog Devices* a z něj vytvořený přístrojový zesilovač. V datasheetu OP37 [12] je doporučené schéma od

výrobce pro precizní nízkošumový přístrojový zesilovač. Jeho vstupní šum je udáván na hodnotu $4,9 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, zisk je rozdělen na hodnoty zisku prvního stupně 25 a zisku druhého stupně 40 tak, aby celkový zisk přístrojového zesilovače postaveného z OP37 byl 60 dB, tedy aby zesilovač zesiloval napětí s násobkem 1000. Šířka pásma je zde udávána na 800 kHz. Schéma přístrojového zesilovače je na následujícím obrázku 2.3.



Obr 2.3 Integrované řešení zesilovače

Přístrojový zesilovač je tvořen dvěma vstupními zesilovači, které jsou následovány zesilovačem rozdílu. K odvození funkce je nutné využít principu superpozice, který říká, že výstupní napětí je dáno lineární kombinací vstupních napětí. Při odvozování se uvažuje přístrojový zesilovač s ideálními operačními zesilovači podle následujícího obrázku 2.4. Je zde odebrán potenciometr R_7 , který je určen k optimalizaci činitele potlačení souhlasného signálu a potenciometr R_2 , který má za úkol doladit celkové zesílení přístrojového zesilovače tak, aby bylo rovno 1000, jak udává výrobce v datasheetu.



Obr 2.4 Přístrojový zesilovač

Nejprve se určí výstupní napětí rozdílového zesilovače tak, že se obvod v uzlu V_2 uzemní, určí se napětí V_{out1} , poté se uzemní v bodě V_1 a určí se napětí V_{out2} . Výsledné výstupní napětí je pak dáno jako součet těchto dílčích složek.

Při uzemnění V_2 vznikne invertující zesilovač, protože ze vstupů neteče žádný proud a na odporech R_6 a R_9 nevznikne žádný úbytek. Přenos tohoto zesilovače pak tedy bude

$$V_{out1} = -V_1 \cdot \frac{R_8}{R_5} \quad (2.1)$$

Při uzemnění bodu V_1 vznikne neinvertující zesilovač, který bude mít velikost vstupního napětí danou odporovým děličem R_6 a R_9 , a pro jeho výstupní napětí bude platit vztah

$$V_{out2} = V_2 \cdot \frac{R_9}{R_6 + R_9} \cdot \left(1 + \frac{R_8}{R_5}\right) \quad (2.2)$$

Výstupní napětí je tedy rovné součtu obou příspěvků a za předpokladů rovnosti dvojic odporů $R_5 = R_6$ a $R_8 = R_9$ bude pro výstupní napětí platit vztah

$$V_{out} = (V_2 - V_1) \cdot \frac{R_8}{R_5} \quad (2.3)$$

Pro výpočty napětí V_1 a V_2 je opět nutné použít superpozici. Nejprve se tedy uzemní vstup V_{in2} . Mezi odpory R_3 a R_4 bude virtuální zem a napětí V_1 bude odpovídat vztahu

$$V_1 = V_{in1} \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_3}\right) \quad (2.4)$$

Proud, který poteče z uzlu V_1 přes odpory R_1 a R_3 , musí mít stejnou velikost jako proud, který poteče z uzlu V_2 přes odpor R_4 , jen s obráceným znaménkem. Důvodem je nekonečně velký vstupní odpor operačního zesilovače, díky kterému do jeho vstupů nepotečou žádné proudy. Z toho plyne, že pro napětí V_2 musí platit rovnice (při splnění rovnosti $R_1 = R_4$)

$$V_2 = -V_{in1} \cdot \left(\frac{R_1}{R_3}\right) \quad (2.5)$$

Stejný postup výpočtu platí i pro druhý výpočet, kdy je uzemněn vstup V_{in1} . Pro výsledné výstupní napětí přístrojového zesilovače na obrázku tedy platí vztah

$$V_{out} = (V_{in2} - V_{in1}) \cdot \left(1 + \frac{2R_1}{R_3}\right) \frac{R_8}{R_5} \quad (2.6)$$

Po dosazení hodnot odporů rezistorů ze schématu vychází hodnota zesílení 1065,6, což odpovídá zisku 60,6 dB, jak udává i výrobce.

Výhodou přístrojového zesilovače oproti samotnému rozdílovému zesilovači je v tom, že zde se velikost zisku volí pouze jedinou součástíkou a to odporem R_3 (popřípadě se odpor R_3 doplní sériovým potenciometrem k přesnému doladění zisku, jak je tomu u původního schématu). Odpadá tedy složité ladění odporů R_5 a R_6 , kde je velice důležitý přesný souběh. Další výhodou přístrojového zesilovače je fakt, že vnitřní odpor zdroje signálu nemá vliv na velikost zesílení.

3. Šum, šumové číslo, intermodulace a jejich měření

Šum je náhodná většinou parazitní veličina, která vzniká ve všech elektronických obvodech a je způsobena několika vlivy. Mezi nejznámější druhy šumu patří šumy tepelné, výstřelové nebo blikavé (také označované jako šumy 1/f).

3.1. Šum tepelný

Tepelný šum vzniká ve všech elektronických součástkách odporového charakteru nebo součástkách s vnitřním odporem, ve kterých dochází při teplotě větší než je 0 K k uvolňování nosičů náboje a na svorkách součástek tak vznikají nežádoucí napětí. K omezení tohoto napětí je důležité dobré chlazení součástek nebo vhodná volba součástek. Velikost tohoto šumového napětí je dána Nyquistovým vztahem [8].

$$u_T = 4kTR [V^2/Hz] \quad (3.1)$$

kde $k = 1,3806 \cdot 10^{-23} J/K$ je Boltzmannova konstanta, T je absolutní teplota a R je ohmický odpor součástky.

3.2. Šum výstřelový

Oproti šumu tepelnému, který se nachází v elektrickém obvodu i bez připojeného napájení, šum výstřelový může vznikat pouze v případech, kdy obvodem protéká nějaký proud. Proud je dán vedením částic s diskretní hodnotou náboje, ale tato hodnota není konstantní, ale kolísá. Výstřelový šum je dán následujícím vztahem [8].

$$i_V = 2eI [A^2/Hz] \quad (3.2)$$

kde $e = 1,602 \cdot 10^{-19} C$ označuje náboj elektronu a I velikost protékajícího proudu.

3.3. Blikavý šum

Jsou dány poruchou krystalické mřížky, kde jsou procházející náboje náhodně zachytávány a uvolňovány. Je stejně jako šum výstřelový dán procházejícím proudem a navíc je nepřímo úměrný frekvenci, z čehož je patrné, že tento druh šumu je významný na nízkých kmitočtech a je proto také označován jako šum $1/f$. Blikavý šum je dán následujícím vztahem [8].

$$i_B = \frac{k_f \cdot i^\alpha}{f} [A^2/Hz] \quad (3.3)$$

kde k_f a α jsou materiálové konstanty a i je střední hodnota procházejícího proudu.

Šum zesilovače je popsán tzv. šumovým číslem, které se označuje F a udává se v decibelech. Vyjadřuje poměr signálu a šumu na výstupu zesilovače ku poměru signálu a šumu na vstupu zesilovače podle následujícího vztahu.

$$F = 10 \log_{10} \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} [dB] \quad (3.4)$$

Další parametr, který udává šum zesilovačů je spektrální hustota šumového napětí. Tento parametr popisuje šum i u ostatních polovodičových součástek a je velmi často udáván v katalogovém listu. Jedná se o efektivní hodnotu šumu v elementárním kmitočtovém pásmu 1 Hz a označuje se jednotkou V/\sqrt{Hz} . Efektivní hodnota šumového napětí zařízení se vypočítá vynásobením spektrální hustoty šumového napětí odmocninou šířky pásma, v němž šum působí, ale jen za předpokladu, že je v tomto pásmu hodnota hustoty konstantní. Nebo se šum popisuje také spektrální hustotou výkonu, která se označuje jednotkou V^2/Hz a je podobně jako v minulém případě výkon šumu, nacházející se v elementárním kmitočtovém pásmu 1 Hz.

3.4. Měření šumového čísla Y metodou

Tato metoda je velmi podrobně zpracována a odvozena v [9], proto zde jen uvedu základní myšlenku a postup pro měření šumového čísla.

Pro měření šumového čísla Y metodou je třeba použít dva zdroje šumu o rozdílné šumové teplotě nebo jeden přepínatelný zdroj a měřič výkonu s pevně definovanou šířkou pásma. Na vstupu testovaného zařízení je poté možno měnit rozsahy efektivní hodnoty šumových teplot mezi hodnotami označovanými T_{hot} a T_{cold} . Rozdíl mezi hodnotami šumových teplot zdroje se označuje ENR (Excess Noise Ratio) a je definován podle následujícího vztahu.

$$ENR = \frac{T_{hot} - T_{cold}}{T_0} \quad (3.5)$$

Teplota $T_0 = 290$ K, což odpovídá $16,85^\circ$ C. Tato teplota se používá jako standard podle IEEE.

Nejprve je třeba změřit výkony šumu bez připojeného zařízení a jejich poměr udává hodnotu Y faktoru. Šumové číslo receiveru je poté spočítáno podle vztahu.

$$F_{rec} = ENR \cdot \frac{1}{Y - 1} \quad (3.6)$$

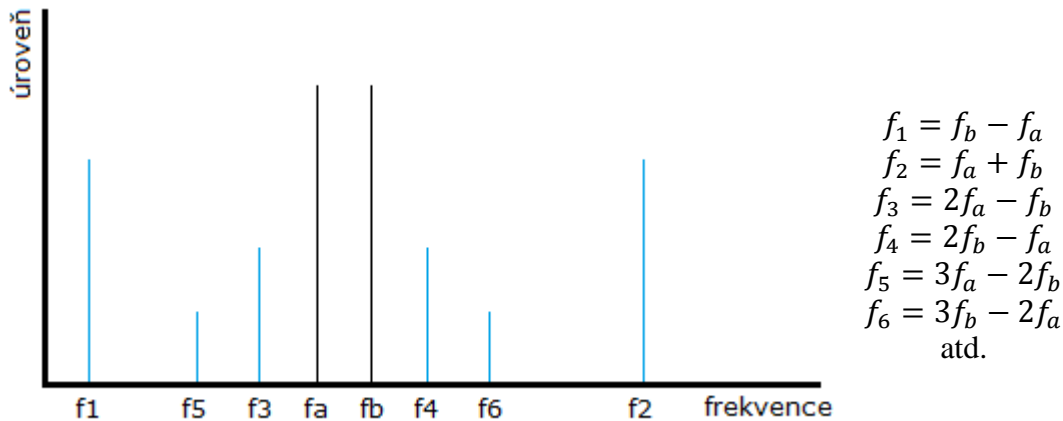
Dále se postupuje tak, že se testované zařízení připojí do systému a opakuje se postup se změřením šumového čísla tentokrát už celého systému označované F_{sys} . Posledním parametrem je výkonový zisk měřeného zařízení, který je také potřeba zahrnout do výpočtu. Výsledné šumové číslo měřeného zařízení je pak dáno vztahem.

$$F = F_{sys} - \frac{F_{rec} - 1}{G} \quad (3.7)$$

Tato rovnice je označována jako tzv. Friisův vztah [9].

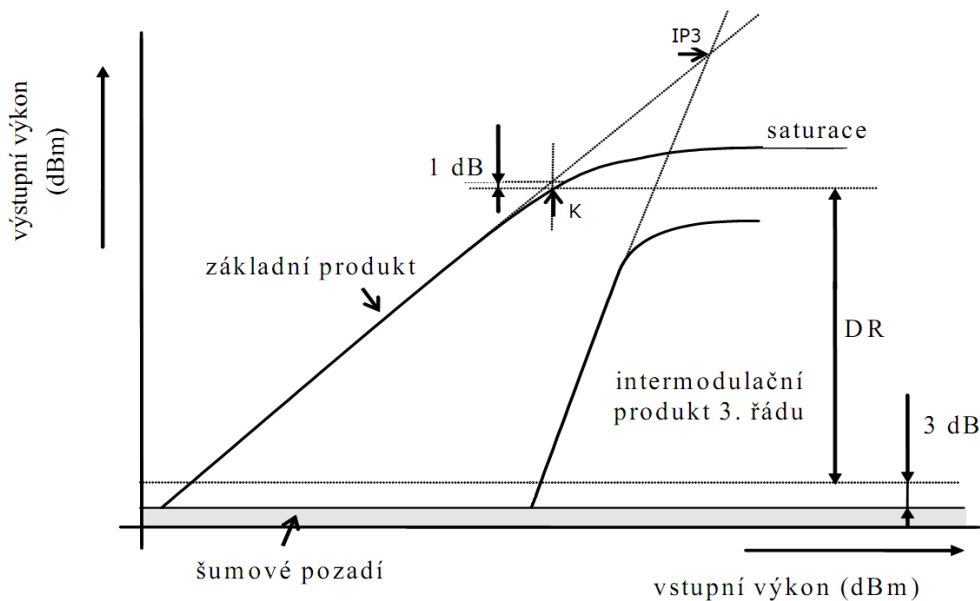
3.5. Intermodulační odolnost

V případě, že se na vstupu zesilovače (obecně jakéhokoli nelineárního prvku) objeví více frekvenčně rozdílných produktů, budou se průchodem zesilovače směřovat a na výstupu se objeví jednak původní signály, ale také intermodulační produkty. Intermodulační produkty se rozlišují podle řádu, viz následující obrázek 3.1.



Obr. 3.1 Řády intermodulačních produktů

Nejvyšší úroveň budou mít produkty 2. řádu, avšak frekvenčně se nacházejí daleko, proto nepředstavují větší problém. Největší problém představují produkty 3. řádu (f_3 a f_4), protože se nacházejí na velmi blízkých frekvencích původních produktů a jsou ještě dost silné na to, aby způsobovaly značné rušení. Úroveň intermodulačních produktů 3. řádu roste se směrnicí 3, jak ukazuje následující obrázek 3.2 a to tedy znamená, že existuje tzv. bod zahrazení, při kterém se tyto úrovně vyrovnají úrovním původních produktů. Tento bod se označuje jako IP3. Platí, že čím výše tento bod leží, tím menší úroveň budou mít tyto intermodulační produkty na výstupu. Ve skutečnosti k takovému průniku nemůže dojít, neboť dříve dojde k saturaci zesilovače, při které se výstupní signály už nebudou nadále zvětšovat. Bod zahrazení je tedy jen teoretický a slouží k popisu, jak se zesilovač chová z hlediska citlivosti v případě, že se na jeho vstupu objeví více silných sousedních signálů tedy k posouzení velikosti nelinearity zesilovače.



Obr. 3.2 Bod zahrazení a bod 1 dB komprese - převzato z [13]

Dalším důležitým parametrem je dynamický rozsah při jediném vstupním signálu. Při zvětšování úrovně vstupního signálu velikost výstupního signálu roste lineárně až do tzv. bodu komprese, kdy dojde k poklesu výstupního výkonu o 1 dB oproti teoretickému lineárnímu průběhu. Dynamický rozsah je poté definován jako rozdíl mezi bodem komprese a minimálním detekovatelným výkonem, což je výkon 3 dB nad úrovní šumu [13].

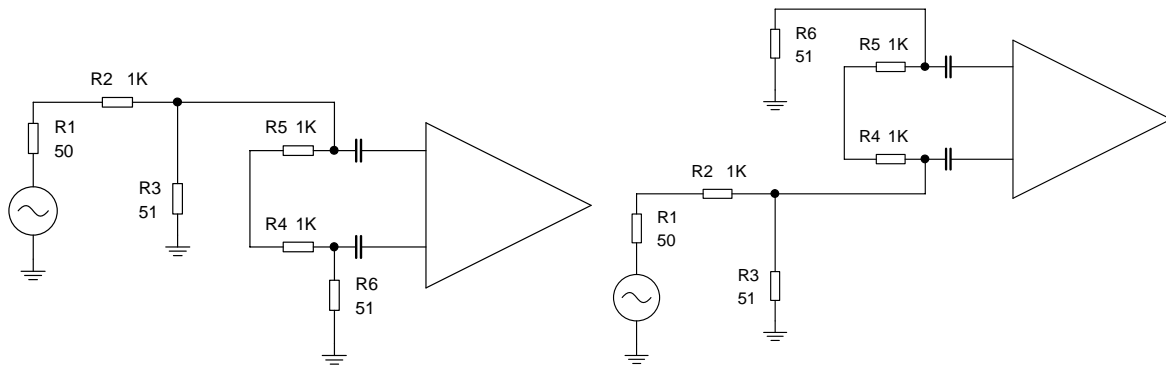
4. Měření parametrů zesilovačů

V této kapitole je shrnuta simulace a měření parametrů obou zesilovačů. Mezi zjišťované parametry patří zisk, CMR, bod zahrazení, bod 1 dB komprese a zjištění šumového čísla zesilovače. Výsledky všech simulací jsou k nalezení v přílohách A a B.

4.1. Měření parametrů diskretní varianty zesilovače

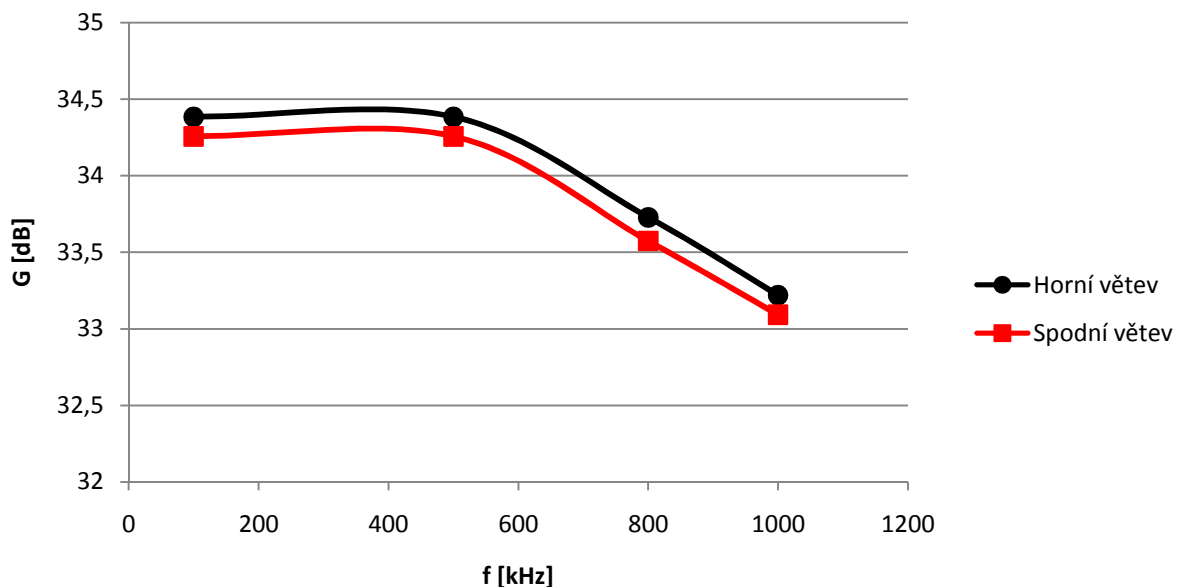
Schéma diskretní varianty zesilovače je na obrázku 2.2. Nejprve byla provedena simulace zesilovače v programu *PSpice Schematic*, ve které byly vylazeny hodnoty pasivních součástí, aby bylo zapojení co nejvíce vhodné pro zde uvažované frekvenční rozsahy. Výsledky simulace jsou k nalezení v přílohách A. Podle simulace obvod zesiluje se ziskem 35 dB od dolního mezního kmitočtu 40 kHz a od kmitočtu kolem 500 kHz dochází k poklesu zisku. Druhým simulovaným parametrem bylo potlačení souhlasných signálů CMR, kde bylo zjištěno, že zesilovač potlačuje souhlasné signály s útlumem přibližně 20 dB na nízkých kmitočtech. Tato hodnota však prudce klesá a od frekvence 100 kHz drží téměř konstantní hodnotu CMR 10 dB. Dále byla simulována přenosová charakteristika zesilovače, ke zjištění maximálního vstupního sinusového napětí, při kterém ještě nebude docházet ke zkreslení na výstupu. Bylo zjištěno, že maximální velikost amplitudy vstupního signálu se pohybuje okolo 80 mV. Hodnoty byly simulovány s připojeným vstupním odporem odpovídajícím transformovanému odporu antény. Poslední simulací byla šumová analýza, kdy na vstupu byl připojen RLC člen nahrazující reálnou anténu.

Obvod byl postaven na testovací destičku, kde byla ověřena jeho základní funkce. Parametry vstupních tranzistorů nebyly přesně shodné, a proto musel být do série s odporem R_2 (z obrázku 2.2) přidán trimr pro doladění hodnoty napětí U_{BE} tak, aby výsledné zesílení obou větví bylo přibližně stejné. Měření zisku bylo prováděno podle následujících schémat 4.1.



Obr 4.1 Měření zisku

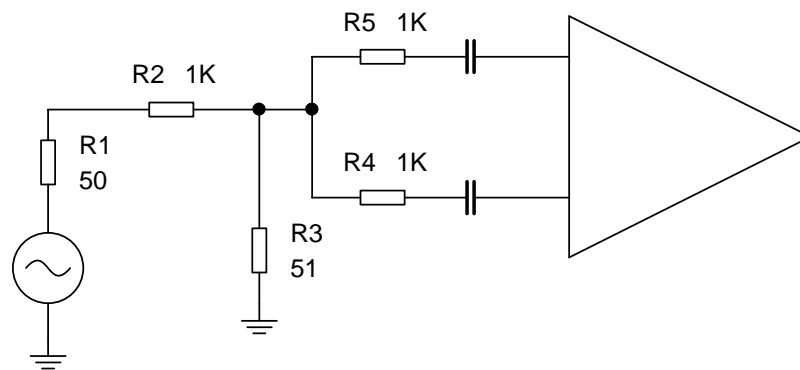
Na vstupu byl vytvořen dělič napětí, který omezoval velikost napětí z generátoru (Byl použit generátor *Agilent 33120A* od firmy *HP*, u něhož lze nastavit výstupní napětí na nejnižší hodnotu 50 mV š/š a při této hodnotě již docházelo ke zkreslení výstupu zesilovače). Za děličem byla nastavena hodnota na 10,5 mV RMS. Signál byl přiveden na jednu větev, přičemž druhá byla přes odpor uzemněna. Odpor R_4 a R_5 představují transformovaný odpor na výstupních svorkách smyčkové antény. Toto nahrazení muselo být do obvodu přidáno z důvodu, aby naměřené hodnoty přibližně odpovídaly hodnotám, které by byly dosaženy, při měření zesilovače s připojenou smyčkovou anténou na vstupu. Bylo provedeno měření zisku na frekvencích od 100 kHz do 1 MHz. Následující graf 4.2 představuje porovnání zesílení obou větví.



Obr 4.2 Porovnání zisků obou větví zesilovače

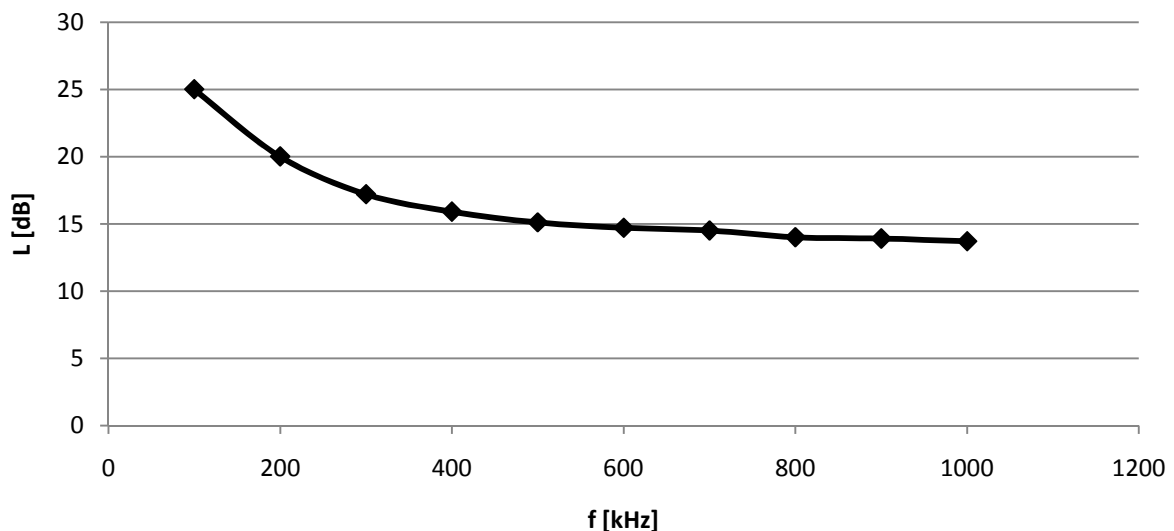
Z grafu je patrné že má zesilovač o něco nižší zisk, než bylo zjištěno simulací v příloze A a navíc ani po přidání doladovacího trimru se nepodařilo dokonale vyrovnat parametry tranzistorů, a tedy spodní větev má nepatrně menší zisk než větev horní.

Dále bylo provedeno měření činitele potlačení souhlasného signálu CMR. Měření bylo provedeno podle následujícího schématu 4.3.



Obr 4.3 Měření CMR

Jde o stejný princip jako v případě měření zisku, však v tomto případě je vstupní signál přiveden souhlasně na obě větve zesilovače a sleduje se změna velikosti výstupního napětí v poměru změny vstupního napětí. Hodnoty CMR byly vyneseny do následujícího grafu 4.4.



Obr 4.4 Průběh CMR

Je patrné, že signály na nižších kmitočtech dokáže diferenční zesilovač potlačit daleko lépe než souhlasné signály o vyšších frekvencích.

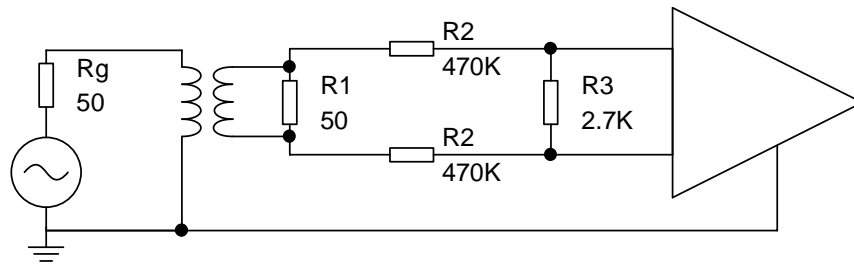
Rozdílný zisk obou větví zesilovače znamenal, že oba tranzistory byly různé co se týče parametru proudového zesilovacího činitele h_{21E} , který byl kompenzován nestejností jejich impedance. Z tohoto důvodu bylo prohlášeno, že obvod nepracuje dle předpokladů a bylo od dalšího testování zesilovače upuštěno. Nakonec byla zvolena jiná varianta zesilovače, která je popsána v dalších odstavcích.

4.2. Měření parametrů integrované varianty zesilovače

Obvod z obrázku 2.3 byl nejprve odsimulován v programu *PSpice Schematic*, kde byly zjištěny hodnoty zisku, CMR a byla zde provedena šumová a přechodová analýza. Výsledné průběhy simulací jsou k nalezení v přílohách B této práce. Simulace udává, že výsledný zisk tohoto zapojení se pohybuje kolem hodnoty 55 dB, což je ale méně než udává výrobce v datasheetu. Simulace byla ale provedena pouze pro případ pevně nastavených hodnot odporů a nebylo zde uvažováno doladění zisku pomocí odporového trimru R_2 podle původního schématu. Dalším simulovaným parametrem bylo potlačení souhlasného signálu CMR. Výsledky ukazují, že nejvyšší hodnota CMR kolem 50 dB je na nízkých kmitočtech kolem 100 kHz. Dále hodnota CMR prudce klesá. Byla zde také provedena simulace šumového čísla, která udává, že se šumové číslo měřeného zesilovače v pracovním pásmu rovná přibližně 1,6 dB.

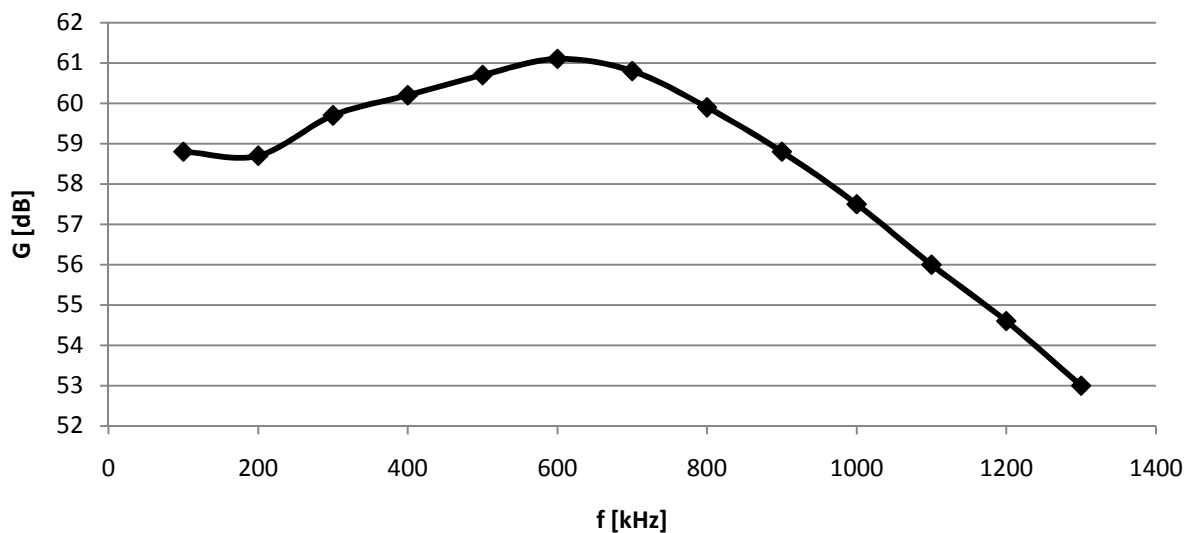
V programu Eagle byla navržena deska plošného spoje (příloha C), která musela být dvoustranná, protože zde bylo důležité, aby obě větve diferenčního zesilovače měli co nejpodobnější parametry, a tedy aby byl celkový obvod co nejsymetričtější. Dále byl obvod doplněn o blokovací kondenzátory 100 nF. Schéma navržené desky se nalézá v přílohách.

Nejprve bylo provedeno měření zisku. Pro měření zisku byl navržen vstupní útlumový člen ve formě vyváženého π -článku, který měl za úkol impedanční přizpůsobení generátoru k impedanci, která představovala transformovanou impedanci smyčkové antény. Důvodem bylo zjištění chování zesilovače v případě, že na jeho vstupu bude připojena smyčková anténa. Schéma vstupního útlumového členu společně s hodnotami odporů je na následujícím obrázku 3.9.



Obr 4.5 Měření zisku integrované verze zesilovače

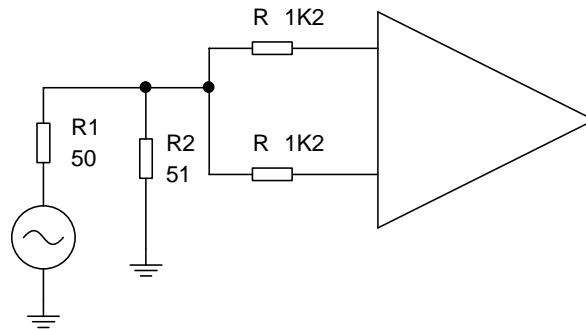
Navržený útlumový člen se chová lineárně pro celé zde uvažované frekvenční pásmo a zeslabuje vstupní signál přibližně s útlumem 45 dB. Odporovým trimrem (R_2 v původním schématu) byl zisk vyladěn na nejlepší hodnotu. Průběh výsledného zisku zesilovače je zobrazen na následujícím grafu 3.10.



Obr 4.6 Zisk integrované verze zesilovače

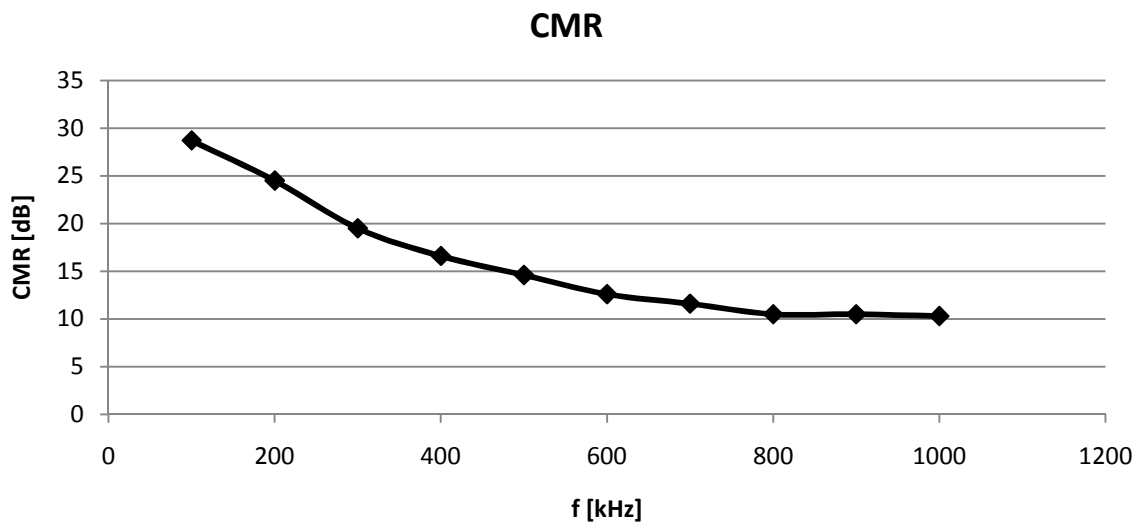
Z grafu je vidět, že se výsledný zisk pohybuje opravdu kolem hodnot 60 dB, jak udává výrobce, a tedy nižší hodnota zisku v simulaci je způsobená neuvažováním ladění odporu ve schématu. Dále je z průběhu vidět, že zisk začíná značně klesat přibližně od hodnoty 700 kHz. Je to v souladu s datasheetem výrobce, kde se udává, že zesilovač má šířku pásma pro pokles zisku o 3 dB rovnou 800 kHz.

Dalším ověřovaným parametrem bylo CMR. Pro zjištění tohoto parametru se použil generátor, který byl zatížen odporem 51Ω a signál z něj byl přiveden na oba vstupy současně. Na každém vstupu byl odpor $1k2 \Omega$, který představoval přibližně polovinu transformovaného odporu smyčkové antény. Schéma takto zapojeného systému je na obrázku 3.11.



Obr 4.7 Měření CMR integrované verze zesilovače

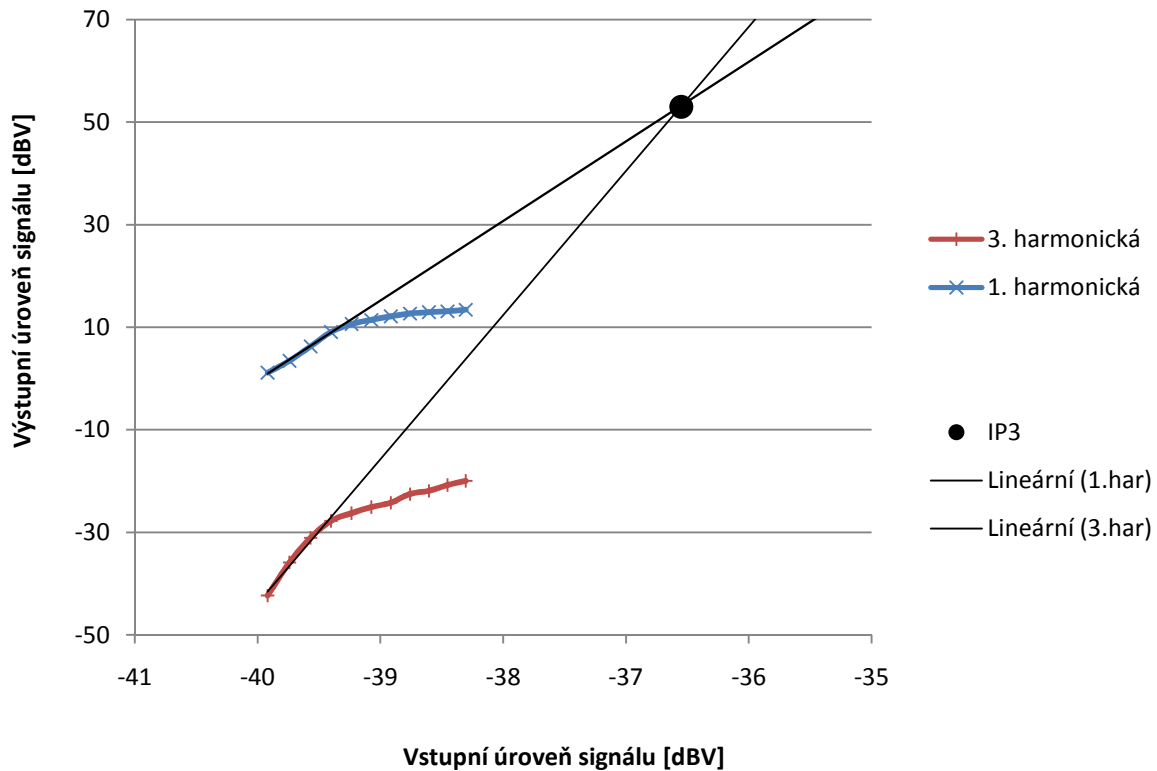
Byly odečteny hodnoty, které byly následně zaneseny do grafu na následujícím obrázku 3.12.



Obr 4.8 CMR integrované verze zesilovače

Při srovnání grafů CMR ze simulace a z reálného měření je možné pozorovat, že naměřená charakteristika je výrazně horší než výsledky ze simulace. Zhoršení je pravděpodobně způsobeno vstupními rezistory, jejichž hodnoty odporů by měli být co nejpodobnější. V tomto případě byly použity obyčejné rezistory s tolerancí 5 % a výsledný rozdíl mezi oběma hodnotami mohl být až v řádu desítek ohmu.

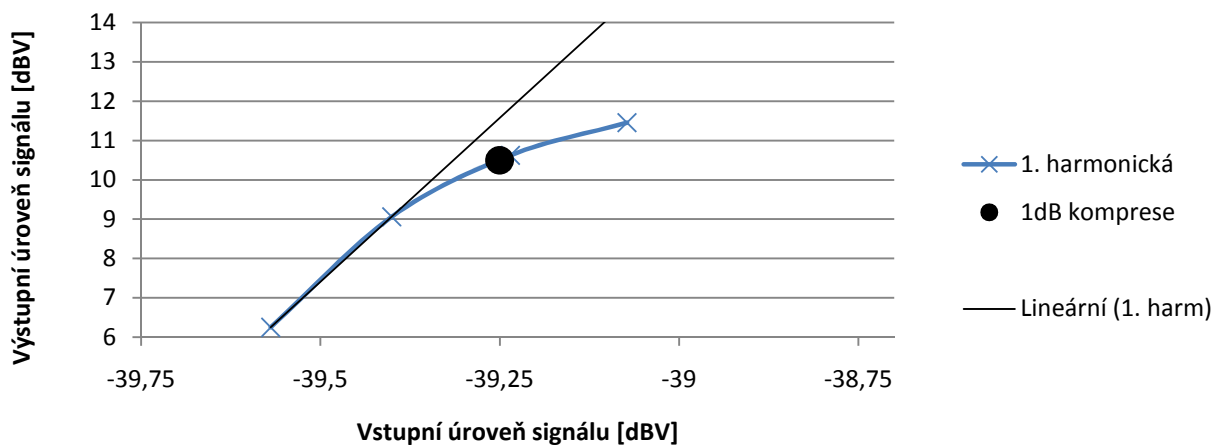
Dále je zde provedeno měření bodu zahrazení IP3 a bodu 1 dB komprese. Měření bylo prováděno pomocí stejného zapojení, jakým byl určen zisk zesilovače a ke zjištění hodnot byl použit na výstupu osciloskop *HP Agilent 54622A*, u kterého se pomocí funkce spektrální analýzy našly hodnoty výstupní úrovně signálu pro 1. a 3. harmonickou. Měření bylo prováděno na frekvenci 250 kHz. Následující graf 3.13 zobrazuje závislost výstupní úrovně na vstupní.



Obr 4.9 Nalezení bodu zahrazení IP3

Při zvětšování vstupní úrovně dochází k lineárnímu nárůstu úrovně výstupní u 1. a 3. harmonické, ale 3. harmonická narůstá s daleko větší strmostí. U lineárních částí charakteristik byla provedena aproximace a v místě průniku obou aproximačních přímek je vyznačen bod zahrazení IP3. Jeho úroveň je 53 dBV.

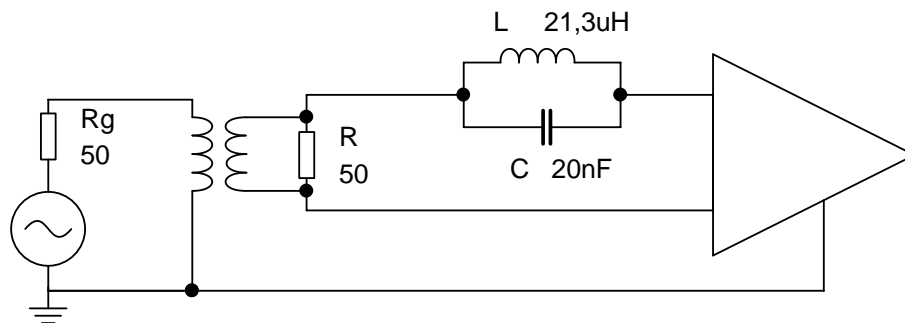
Ze stejných naměřených dat byl dále odečten bod 1 dB komprese, který je naznačen na následujícím obrázku 3.14.



Obr 4.10 Nalezení bodu 1dB komprese

Lineární částí charakteristiky výstupní úrovně je opět provedena aproximace a bod 1 dB komprese se nachází v místě poklesu skutečné křivky o 1 dB od aproximované. Jde tedy o výstupní výkon, který je o 1 dB menší než výkon dodaný ideálním lineárním zesilovačem. V tomto případě odpovídá bod $P_{-1dB} = 10,5$ dBV.

Posledním zjišťovaným parametrem je šumové číslo. Šumové číslo bylo měřeno Y metodou podle následujícího schématu 3.15.



Obr 4.11 Měření šumového čísla

Útlumový člen byl nahrazen paralelním rezonančním obvodem. Důvodem bylo mít na vstupu rezonující obvod na měřicí frekvenci podobný svými parametry smyčkové anténě. Z toho důvodu byla vybrána cívka s co nejpodobnější indukčností spočítané indukčnosti antény. Ta byla zjištěna v předchozí kapitole jako $L = 17,47 \mu\text{H}$. Nejpodobnější cívka byla nalezena s indukčností $L = 21,3 \mu\text{H}$. K ní je paralelně připojen kondenzátor o kapacitě 20 nF. Velikost kapacity byla určena pomocí Thomsonova vztahu, kdy rezonanční frekvence je 250 kHz. Jedná se o zvolenou frekvenci, na které se prováděla všechna měření. Na vstup byl připojen šumový generátor a jeho napájení určovalo dvě různé šumové teploty. Jedna šumová teplota byla určena napájecím napětím 3 V a druhá napětím 6 V. Pro zjištění úrovní šumů byl na vstupu a na výstupu použit spektrální analyzátor *Agilent HP E4402B*.

Vstupní rezonanční obvod rezonuje na frekvenci 250 kHz a výsledná křivka na výstupu zesilovače udává šířku pásma pro pokles o 3 dB pro měření šumových výkonů. Šířka pásma vycházela 500 kHz (100 – 600 kHz). Naměřené hodnoty šumových výkonů jsou v následující tabulce 3.1. Označení *hot* odpovídá vyšší šumové teplotě a *cold* odpovídá nižší. Označení šumových teplot a vzorce pro výpočty vycházejí z [9].

Šumová teplota a místo měření	Výkonová úroveň [dBm]	Výkonová úroveň [dBm/Hz]
T^{hot} bez zesilovače	2,5	-51,4
T^{cold} bez zesilovače	-3,3	-57,3
T^{hot} se zesilovačem	-56	-110,3
T^{cold} se zesilovačem	-62,9	-117

Tab 4.1 Změřené úrovně šumových výkonů

Jako první je zde proveden výpočet Y faktorů bez připojeného zesilovače a po připojení zesilovače do obvodu. Faktory se vypočítávají dle následujících rovnic.

$$Y_1 = \frac{N_1^{\text{hot}}}{N_1^{\text{cold}}} = 4,68 \quad (4.1)$$

$$Y_2 = \frac{N_2^{\text{hot}}}{N_2^{\text{cold}}} = 3,87 \quad (4.2)$$

Šumové teploty generátoru při napájecím napětí nastaveném na úrovně *hot* a *cold* se spočítají následujícím způsobem.

$$T_{\text{hot}} = \frac{N_1^{\text{hot}}}{k \cdot B} = 1591,2 \text{ K} \quad (4.3)$$

$$T_{\text{cold}} = \frac{N_1^{\text{cold}}}{k \cdot B} = 340,2 \text{ K} \quad (4.4)$$

Činitel ENR vstupního zdroje je dán rovnicí.

$$ENR = \frac{T_{\text{hot}} - T_{\text{cold}}}{T_0} = 4,31 \quad (4.5)$$

Šumové číslo zjištěné při kalibraci, tedy při měření bez připojeného zesilovače se vypočítá podle vztahu.

$$F_{\text{rec}} = ENR \cdot \frac{1}{Y_1 - 1} = 1,17 \quad (4.6)$$

Ze znalosti ENR se vypočte šumový činitel celé trasy včetně vloženého zesilovače.

$$F_{\text{sys}} = ENR \cdot \frac{1}{Y_2 - 1} = 1,5 \quad (4.7)$$

Posledním parametrem pro zjištění šumového čísla zesilovače je určit jeho výkonový zisk z jeho šumových poměrů na vstupu a výstupu.

$$G = \frac{N_1^{hot} - N_1^{cold}}{N_2^{hot} - N_2^{cold}} = 729010 \quad (4.8)$$

Po zlogaritmování tato hodnota odpovídá zisku 58,6 dB, což odpovídá předpokladu, kde má zesilovač zisk 60 dB.

Výpočet šumového čísla zesilovače je dán Friisovým vztahem a jeho převodem do dB.

$$F = 10 \cdot \log\left(F_{sys} - \frac{F_{rec} - 1}{G}\right) = 1,77 \text{ dB} \quad (4.9)$$

Výsledné šumové číslo přibližně odpovídá výsledkům simulace, kde byla zjištěna hodnota 1,63 dB na frekvenci 250 kHz. Výsledná hodnota šumového čísla odpovídá požadavkům na nízkošumový předzesilovač, protože za LNA se považují zesilovače se šumovým číslem nepřesahujícím hodnotu asi 2,5 dB [8].

Závěr

Cílem práce bylo navrhnout předzesilovač pro frekvence do 1 MHz pro příjem a zesílení signálů ze smyčkové antény.

Byla navržena anténa a byl proveden výpočet jejích parametrů až k hodnotám teoretického indukovaného napětí na jejích svorkách. Dále byly zvoleny dvě různé konstrukce rozdílového zesilovače, kdy první varianta byla z diskrétních součástek a druhá varianta představovala integrované řešení. Obě varianty byly nejprve odsimulovány v prostředí *PSpice Simulink*, a poté byly obě varianty vyrobeny. Následovalo jejich oživení a měření byly ověřovány jejich skutečné parametry. Měření první varianty bylo ale ukončeno, protože se zesilovač nechoval podle předpokladů, ale pro každý vstup byl zjištěn jiný zisk a navíc byla varianta velmi náchylná na kmitání. Druhá varianta se chovala dle předpokladů, co se týče zisku. Srovnáním výsledku simulace v příloze B a naměřeného průběhu na obrázku 4.6 získáme přibližně podobné charakteristiky, které se shodují s tvrzením výrobce. Zesilovač vykazovala nižší hodnoty CMR, při srovnání simulace B a obrázku 4.8, které byly ale způsobeny celou řadou nedostatků, z čehož asi nejvýznamnější bylo použití vstupních odporů představujících anténu, které neměly vysokou přesnost. Integrovaná varianta byla podrobena měření šumových parametrů. Srovnáním výsledků simulace v příloze B a hodnot zjištěných při měření šumového čísla pomocí Y metody (rovnice 4.9) bylo dosaženo závěru, že se zde jedná o nízkošumový předzesilovač se ziskem 60 dB a s šumovým číslem 1,77 dB na frekvenčním pásmu 100 kHz – 1 MHz. Na nízkých frekvencích se zisk prudce snižoval, což vypovídá o dolní mezní frekvenci zesilovače přibližně na frekvenci 50 kHz a šumové číslo prudce vzrostlo, což byl následek vazebních kondenzátorů v obvodu a šumu $1/f$.

Jedním z dalších bodů zadání byl návrh vhodného filtru typu dolní propust pro potlačení vyšších frekvencí. K návrhu nakonec nedošlo, protože samotný zesilovač zesiluje signály do 700 kHz a jeho frekvenční amplitudová charakteristika poté začne velmi prudce klesat, a tedy k potlačení vyšších kmitočtů dochází i bez vstupní dolní propusti. Stejně tak nedošlo k návrhu napájecího zdroje, neboť pro běžný provoz je nejvýhodnější použít baterii nebo navrhnout jednoduchý lineární zdroj např. s obvodem 7809 pro diskrétní variantu a dvojici regulátorů 7818 a 7918 pro integrovanou variantu.

Výsledkem práce je navržený systém smyčkové antény a diferenčního zesilovače použitelný pro sledování rádiové aktivity v pásmech dlouhých a středních vln.

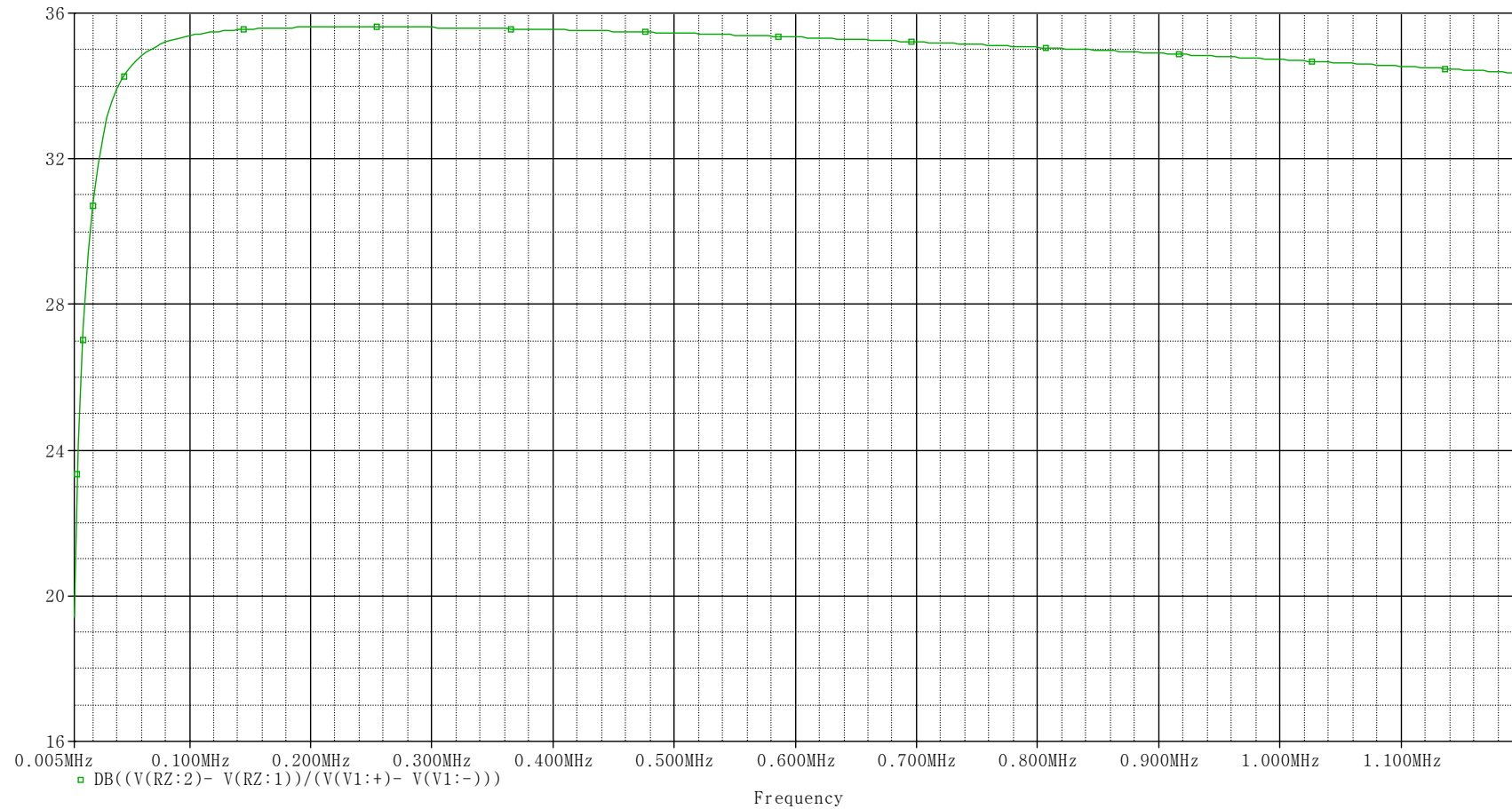
Literatura

- [1] LINHART, R. *Odhad parametrů dráhy pikosatelitu pomocí signálů pozemních FM sítí*. Dizertační práce. Plzeň: FEL ZČU v Plzni, 2011. 127 stran, 6 příloh.
- [2] BALANIS, C. A.: *Antenna theory: analysis and design*. Wiley, 2005, ISBN 978-0-471-66782-7.
- [3] STRAW, R.; CEBIK, L.; HALLIDY, D.; aj.: *The ARRL Antenna Book*. ARRL ANTENNA BOOK, ARRL, 2007, ISBN 978-0-872-59987-1.
- [4] DVORSKÝ, M. *Magnetická anténa*. Elektrotechnika. Březen 2008. Dostupné na WWW: <<http://www.elektrotechnika.cz/cz/clanky/komunikacni-technologie/0/magneticka-antena/>>. ISSN 1213-1539.
- [5] DŘÍNOVSKÝ, J. *Encyklopedie EMC* [online]. [cit. 2012-01-22]. Dostupné na WWW: <<http://www.radio.feec.vutbr.cz/emc/>>
- [6] Nařízení vlády 480/2000sb. ze dne 22. listopadu 2000 o ochraně zdraví před neionizujícím zářením, příloha č. 1 nejvyšší přípustné hodnoty.
- [7] BEVINGTON, M. *Biological and Cancer Safety Limits for Electromagnetic radiation*. The international BioInitiative Report. 2007.
- [8] PETRŽÍLKA, V. *Několik poznámek na téma předzesilovačů, šumového čísla, intermodulační odolnosti a provozu ve VKV závodech* [online]. [cit. 2012-03-02]. Dostupné na WWW: <http://www.ok2kkw.com/00003016/lna/lna_ip.htm>.
- [9] PŘÍHODA, M. *Měření šumového čísla a šumových parametrů*. Diplomová práce. ČVUT Praha., 2010. [online]. [cit. 2012-03-13]. Dostupné z WWW: <http://www.radio.feec.vutbr.cz/mtt/soutez2010/dp_mprihoda.pdf>.
- [10] Kostelec, J. *Rámové a smyčkové antény* [online]. [cit. 2012-03-16]. Dostupné na WWW: <<http://www.radiosvet.wz.cz/ramovky/ramovky.html>>.
- [11] S. van Rooij. *Wideband active loop antenna*. Elector Electronics. Leden 2000, č. 284, s. 20-21, ISSN 1757-0875
- [12] OP37, *Low Noise, Precision, High Speed Operational Amplifier*, Analog Devices, Inc., 2002
- [13] Horevajová, J., Ulovec, K.: *Měření na směšovači a mezifrekvenčním filtru*. [zadání lab. cvičení], ČVUT FEL, Praha, říjen 2007

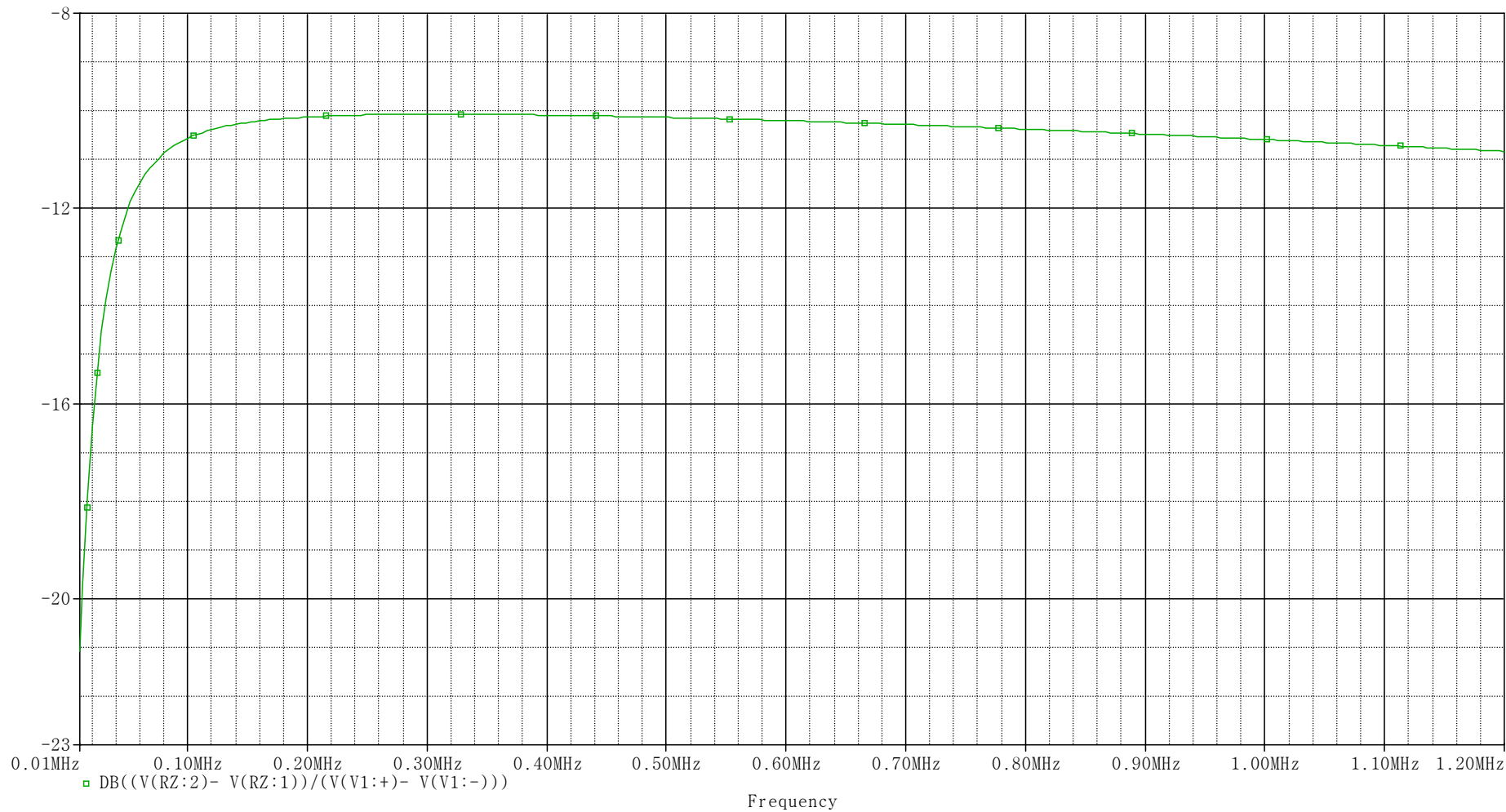
A. Výsledky simulace zesilovače z diskretních součástek v programu PSpice

AC sweep diskretní varianty s transformovaným odporem na vstupu.

Zisk

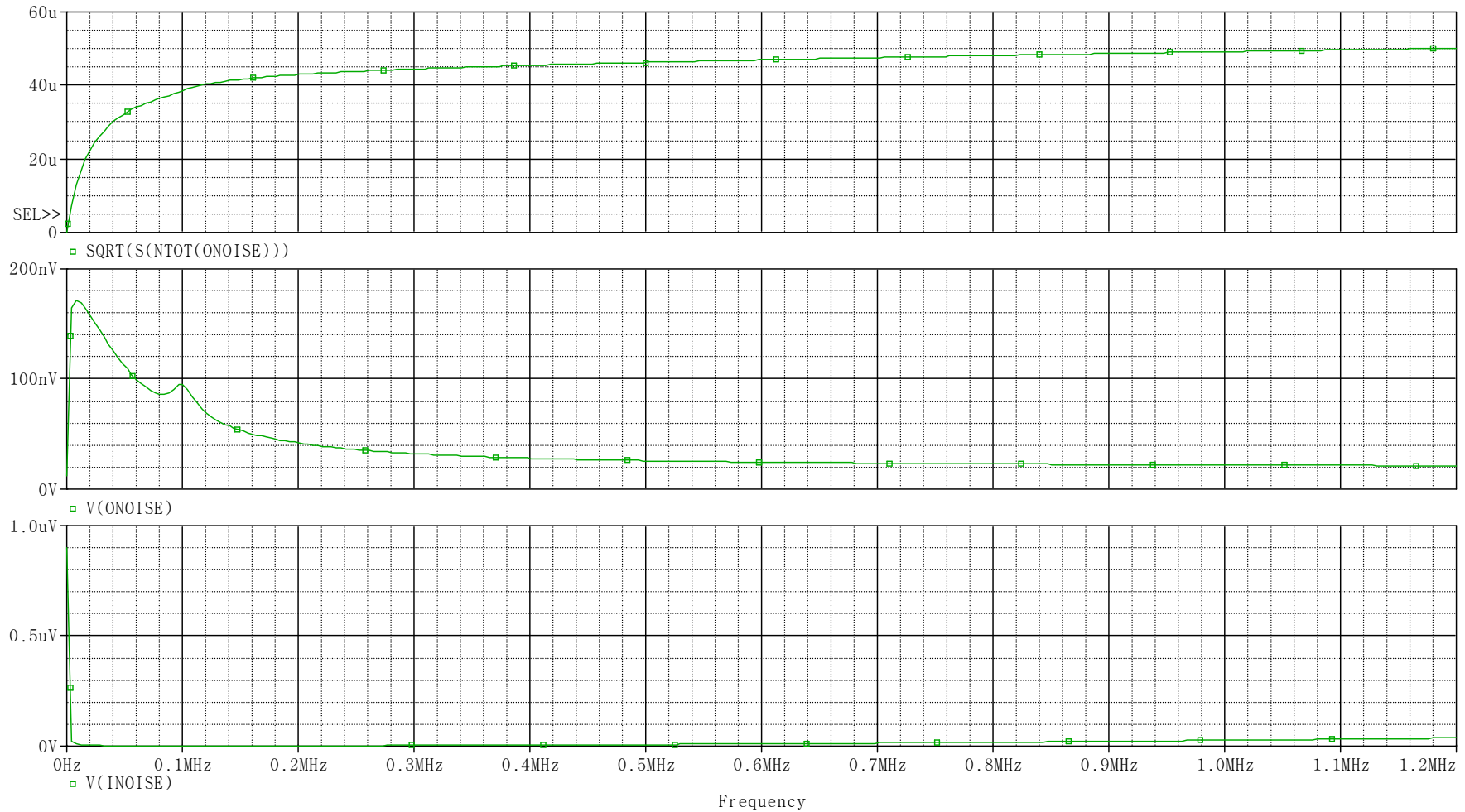


CMR

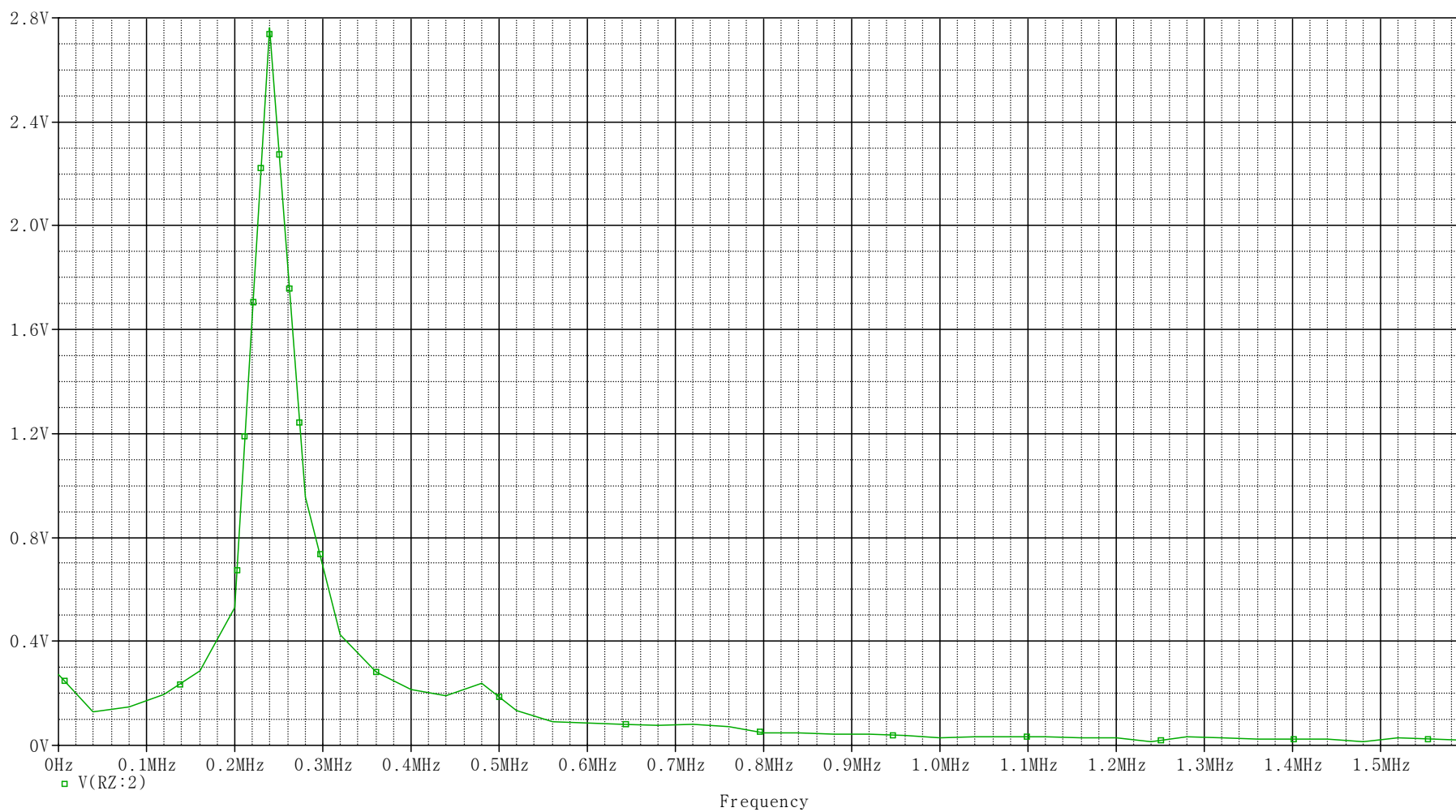


Šumová analýza – na vstupu RLC člen nahrazující parametry skutečné antény

Po sobě jdoucí grafy představují efektivní hodnotu šumového napětí na výstupu, hustotu efektivní hodnoty šumového napětí na výstupu, hustotu efektivní hodnoty šumového napětí přepočítané na vstup (ekvivalentní vstupní šum).



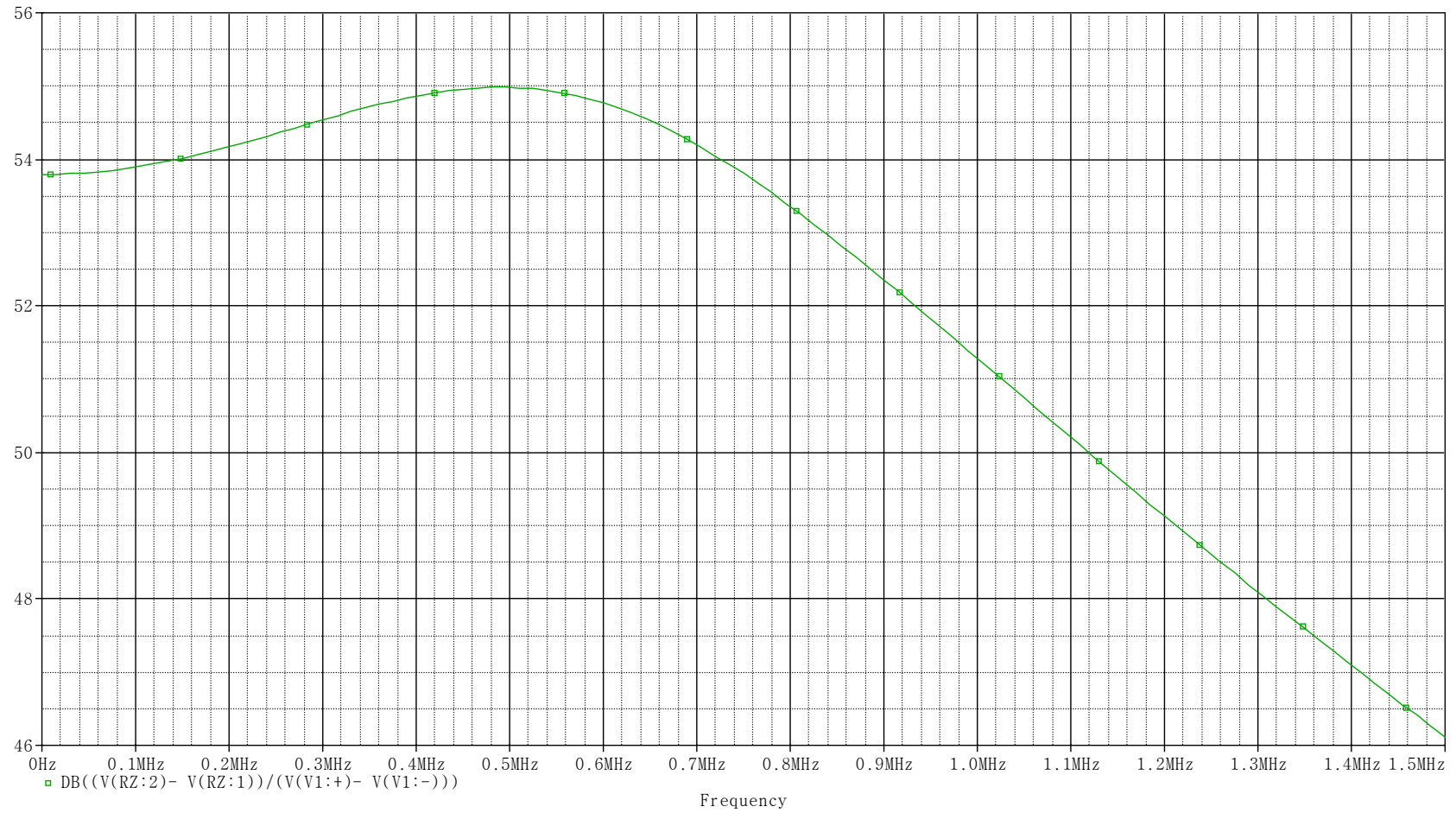
FFT přechodové analýzy s transformovaným vstupním odporem. Na vstupu sinusový zdroj s amplitudou 80mV a frekvencí 250kHz. Při dalším zvětšování amplitudy vstupního napětí dochází ke zvětšování harmonických a ke zkreslování výstupního sinusového průběhu.



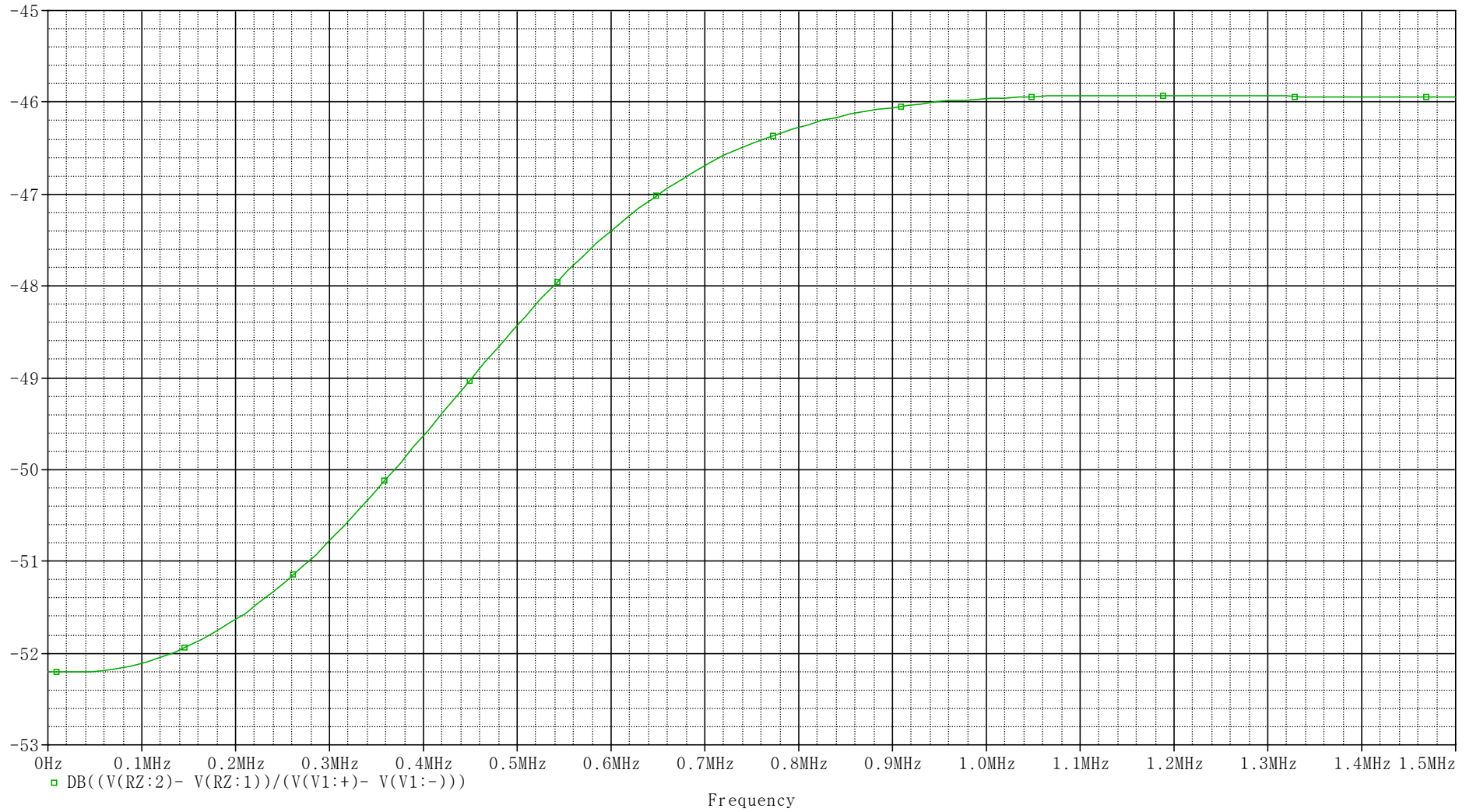
B. Výsledky simulace integrované verze zesilovače v programu PSpice

AC sweep varianty s operačními zesilovači OP37 a s transformovaným odporem na vstupu.

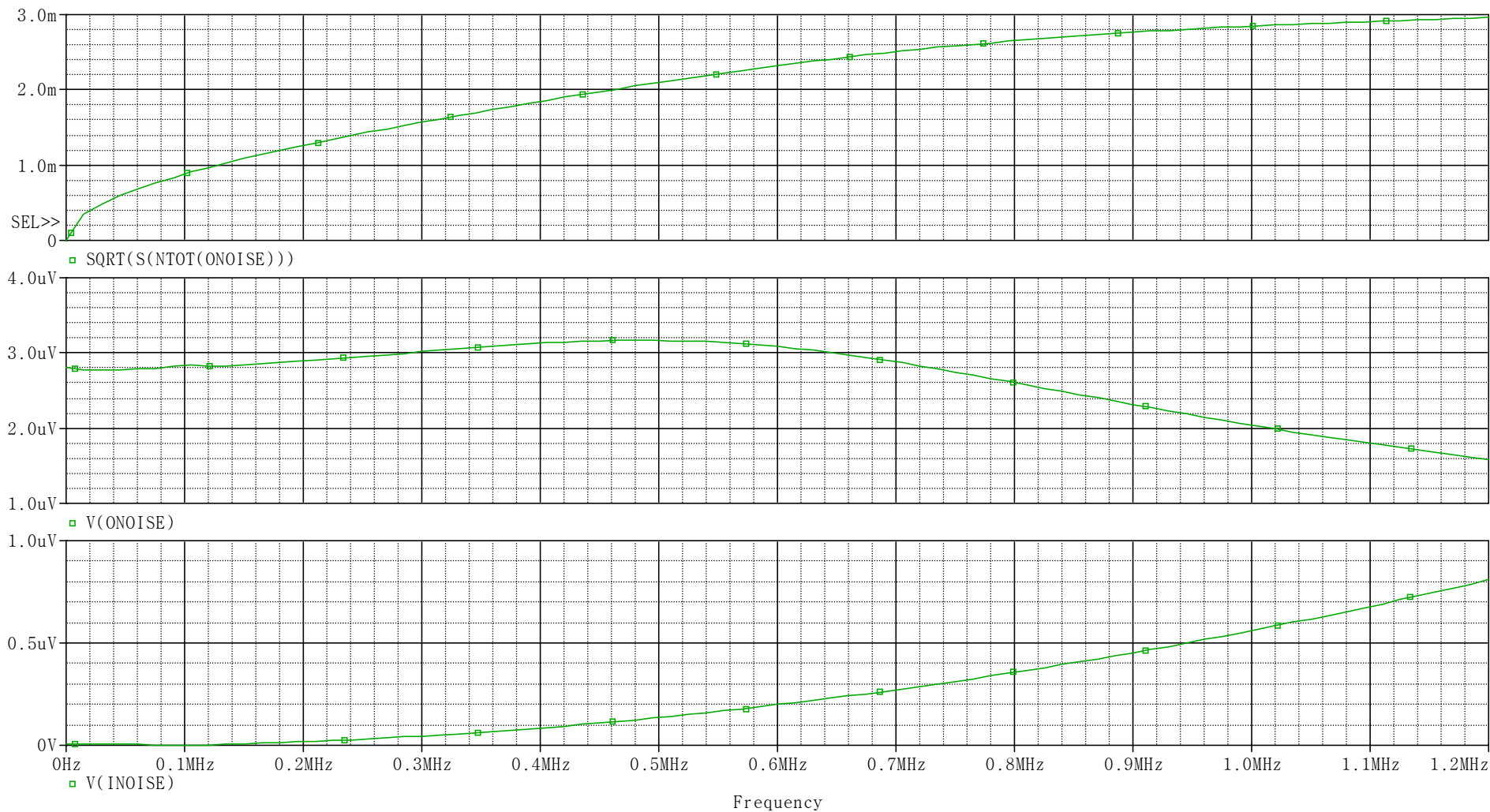
Zisk



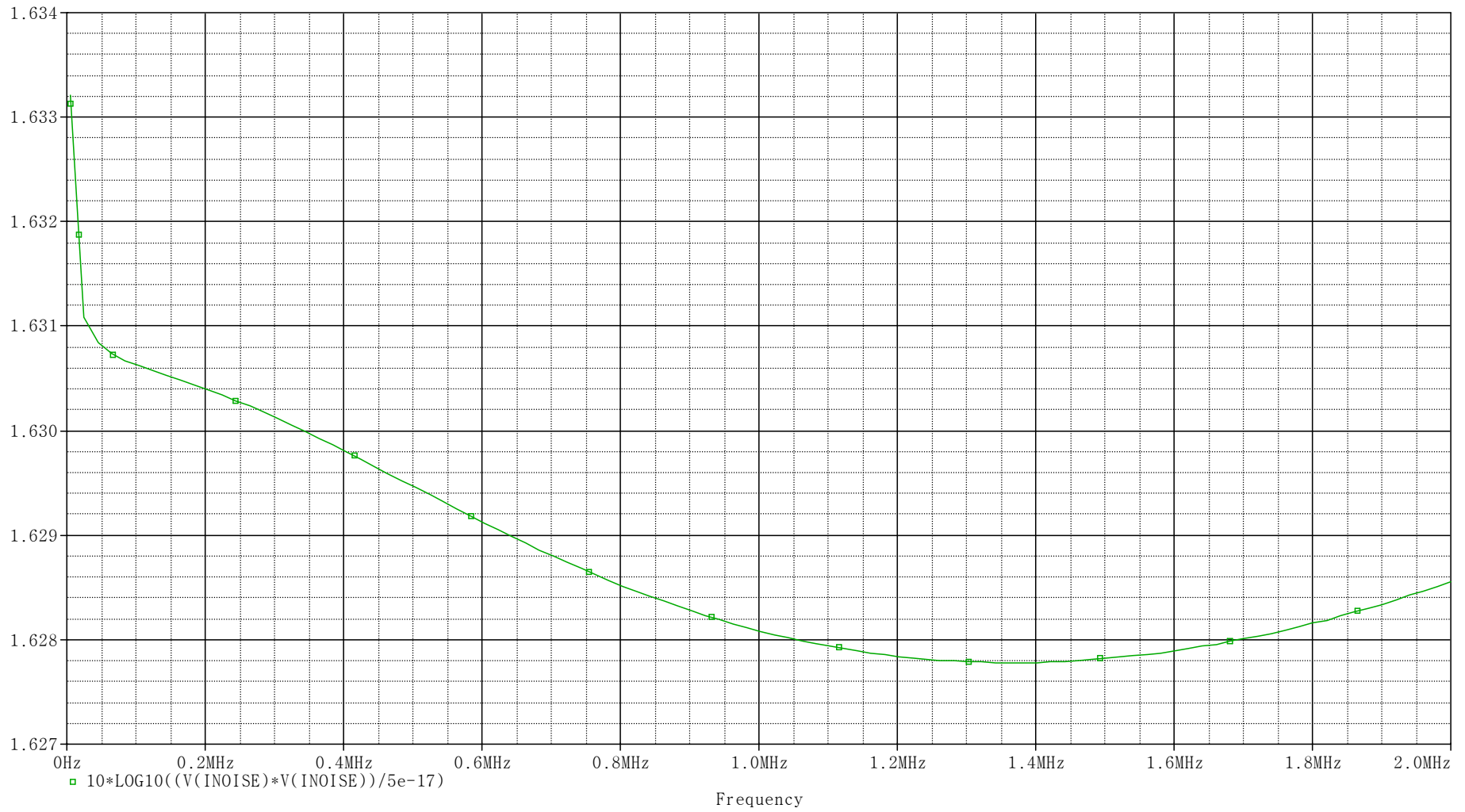
CMR



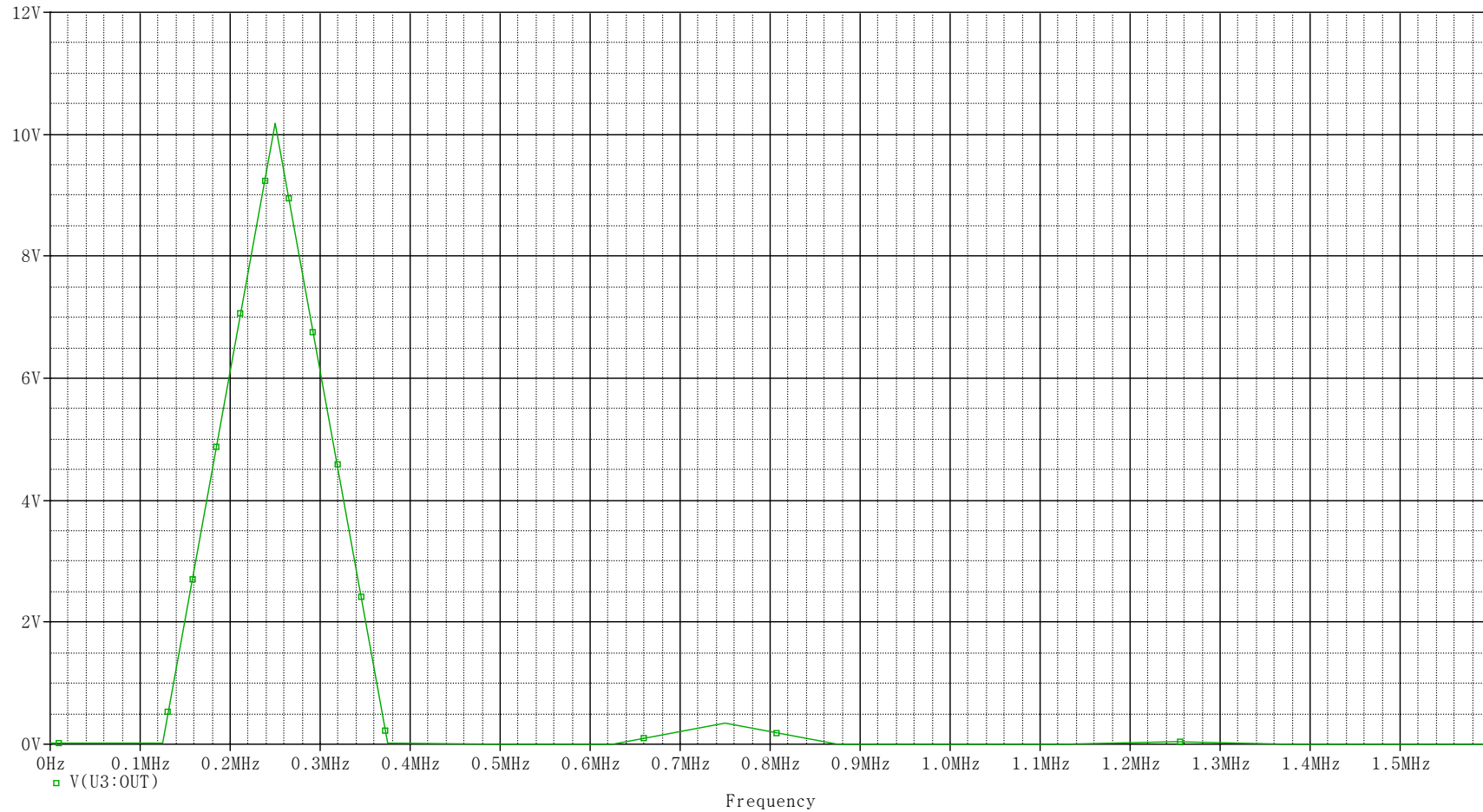
Šumová analýza – na vstupu RLC člen nahrazující parametry skutečné antény



Šumové číslo



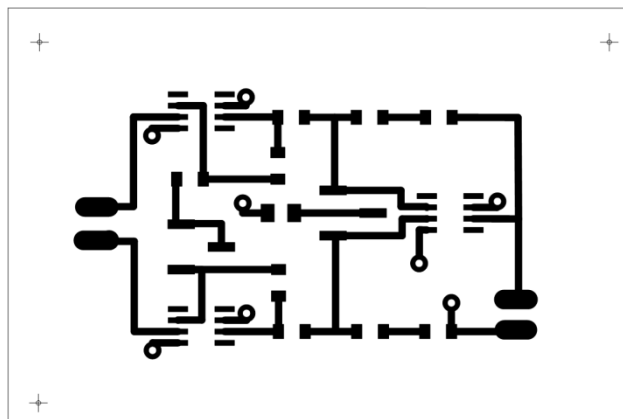
FFT přechodové analýzy s transformovaným vstupním odporem. Na vstupu sinusový zdroj s amplitudou 20mV a frekvencí 250kHz. Při dalším zvětšování amplitudy vstupního napětí dochází ke zvětšování harmonických a ke zkreslování výstupního sinusového průběhu. Hodnoty pro další frekvence vycházely stejné.



C. Návrh DPS pro integrovanou verzi zesilovače v programu Eagle

Konkrétní soubory se nalézají na přiloženém CD disku.

Vrchní strana



Spodní strana

