# VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

## FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

## NÍZKOŠUMOVÝ ZESILOVAČ PRO PÁSMO 145 MHZ

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE ROSTISLAV PIVOŇKA

**BRNO 2008** 



# VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



## FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

## NÍZKOŠUMOVÝ ZESILOVAČ PRO PÁSMO 145 MHZ LOW-NOISE AMPLIFIER FOR 145 MHZ BAND

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE Rostislav Pivoňka

VEDOUCÍ PRÁCE SUPERVISOR Ing. Ondřej Baran

BRNO, 2008

## LICENČNÍ SMLOUVA POSKYTOVANÁ K VÝKONU PRÁVA UŽÍT ŠKOLNÍ DÍLO

uzavřená mezi smluvními stranami:

а

#### 1. Pan/paní

Jméno a příjmení:	Rostislav Pivoňka
Bytem:	Vřesice 10, Sulíkov, 679 62
Narozen/a (datum a místo):	11. listopadu 1984 v Boskovicích

(dále jen "autor")

#### 2. Vysoké učení technické v Brně

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií se sídlem Údolní 53, Brno, 602 00 jejímž jménem jedná na základě písemného pověření děkanem fakulty: prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida, předseda rady oboru Elektronika a sdělovací technika (dále jen "nabyvatel")

#### Čl. 1

#### Specifikace školního díla

- 1. Předmětem této smlouvy je vysokoškolská kvalifikační práce (VŠKP):
  - □ disertační práce
  - □ diplomová práce
  - 🗷 bakalářská práce
  - □ jiná práce, jejíž druh je specifikován jako ...... (dále jen VŠKP nebo dílo)

Název VŠKP:	Nízkošumový zesilovač pro pásmo 145 MHz
Vedoucí/ školitel VŠKP:	Ing. Ondřej Baran
Ústav:	Ústav radioelektroniky
Datum obhajoby VŠKP:	

VŠKP odevzdal autor nabyvateli\*:

v tištěné formě – počet exemplářů: 2
 v elektronické formě – počet exemplářů: 2

- 2. Autor prohlašuje, že vytvořil samostatnou vlastní tvůrčí činností dílo shora popsané a specifikované. Autor dále prohlašuje, že při zpracovávání díla se sám nedostal do rozporu s autorským zákonem a předpisy souvisejícími a že je dílo dílem původním.
- 3. Dílo je chráněno jako dílo dle autorského zákona v platném znění.
- 4. Autor potvrzuje, že listinná a elektronická verze díla je identická.

<sup>\*</sup> hodící se zaškrtněte

#### Článek 2

#### Udělení licenčního oprávnění

- 1. Autor touto smlouvou poskytuje nabyvateli oprávnění (licenci) k výkonu práva uvedené dílo nevýdělečně užít, archivovat a zpřístupnit ke studijním, výukovým a výzkumným účelům včetně pořizovaní výpisů, opisů a rozmnoženin.
- 2. Licence je poskytována celosvětově, pro celou dobu trvání autorských a majetkových práv k dílu.
- 3. Autor souhlasí se zveřejněním díla v databázi přístupné v mezinárodní síti
  - ihned po uzavření této smlouvy
  - □ 1 rok po uzavření této smlouvy
  - □ 3 roky po uzavření této smlouvy
  - □ 5 let po uzavření této smlouvy
  - □ 10 let po uzavření této smlouvy
    - (z důvodu utajení v něm obsažených informací)
- 4. Nevýdělečné zveřejňování díla nabyvatelem v souladu s ustanovením § 47b zákona č. 111/ 1998 Sb., v platném znění, nevyžaduje licenci a nabyvatel je k němu povinen a oprávněn ze zákona.

#### Článek 3

#### Závěrečná ustanovení

- 1. Smlouva je sepsána ve třech vyhotoveních s platností originálu, přičemž po jednom vyhotovení obdrží autor a nabyvatel, další vyhotovení je vloženo do VŠKP.
- 2. Vztahy mezi smluvními stranami vzniklé a neupravené touto smlouvou se řídí autorským zákonem, občanským zákoném, vysokoškolským zákonem, zákonem o archivnictví, v platném znění a popř. dalšími právními předpisy.
- 3. Licenční smlouva byla uzavřena na základě svobodné a pravé vůle smluvních stran, s plným porozuměním jejímu textu i důsledkům, nikoliv v tísni a za nápadně nevýhodných podmínek.
- 4. Licenční smlouva nabývá platnosti a účinnosti dnem jejího podpisu oběma smluvními stranami.

V Brně dne: 6. června 2008

Nabyvatel

Autor

## ABSTRAKT

Tato práce obsahuje popis návrhu nízkošumového zesilovače (LNA) pro pásmo 145 MHz. Zesilovač se skládá ze vstupního obvodu, aktivního prvku a výstupního obvodu. Zesilovač je navržen s tranzistorem BF 998 na substrátu FR4. Návrh je proveden pomocí programu Ansoft Serenade. Návrh byl zpracován za pomoci návrhových vztahů a návrhových metod ve Smithově diagramu. Zesilovač je na vstupu šumově přizpůsoben a na výstupu je přizpůsoben na hodnotu impedance 50 ohmů. Zesilovač dosahuje v pásmu kmitočtů 144 – 146 MHz šumového čísla okolo 0,85 dB. Zisk zesilovače je v tomto pásmu asi 16 dB.

## ABSTRACT

This work contains a description of low noise amplifier (LNA) working on 145 MHz. This amplifier consists of three parts. They are input circuit, active device and output circuit. The amplifier is designed with transistor BF 998 on substrate FR4. The design and simulations are performed by means of software Ansoft Serenade. The design was completed with the help of design equations and Smith chart methods. The input of amplifier is noisy matched and output of amplifier is matched on impedance 50 ohms. The noise factor in frequency band 144 – 146 MHz is about 0,85 dB. The amplifier gain is in this band circa 16dB.

### Klíčová slova

Nízkošumový zesilovač, LNA, šumové číslo, stabilita zesilovače, aktivní prvek

### Keywords

low noise amplifier, LNA, noise figure, stability amplifier, active device

PIVOŇKA, R. Nízkošumový zesilovač pro pásmo 145 MHz. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2008. 44 s, 4 příl.. Vedoucí bakalářské práce Ing. Ondřej Baran.

## Prohlášení

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Nízkošumový zesilovač pro pásmo 145 MHz jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 6. června 2008

podpis autora

## Poděkování

Děkuji vedoucímu bakalářské práce Ing. Ondřeji Baranovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne 6. června 2008

podpis autora

## OBSAH

S	SEZNAM OBRÁZKŮ	
1	1 ÚVOD	
2	2 ZESILOVAČE	
	2.1 Nízkošumové zesilovače - Li	VA (Low Noise Amplifier)11
	2.1.1 Šumový činitel, šumové čís	lo, ekvivalentní šumová teplota12
	2.1.2 Zdroje šumu v zesilovači	
	2.1.3 Stabilita zesilovače	
	2.1.4 Kaskádní řazení zesilovaču	å, Friisův vzorec16
	2.1.5 Intermodulační zkreslení	
3	3 AKTIVNÍ PRVKY	
	3.1 Vysokofrekvenční bipolárn	Í TRANZISTORY18
	3.1.1 Nízkošumové vysokofrekve	nční bipolární tranzistory18
	3.1.2 Stabilizace klidového prac	ovního bodu vf bipolárních tranzistorů 20
	3.2 Vysokofrekvenční unipolár	NÍ TRANZISTORY
	3.2.1 Nízkošumové MES FETy	
	3.2.2 Klidový pracovní bod vf ur	ipolárních tranzistorů23
	3.2.3 Tranzistory HEMT	
4	4 VLASTNÍ NÁVRH ZESILOVA	ČE
	4.1 POUŽITÝ SOFTWARE	
	4.2 VYŠETŘENÍ STABILITY	
	4.3 Přizpůsobení zesilovače	
	4.4 CELKOVÉ ZAPOJENÍ NÍZKOŠUMO	VÉHO ZESILOVAČE
5	5 REALIZACE A MĚŘENÍ LNA	
	5.1 DESKA PLOŠNÝCH SPOJŮ LNA	
	5.2 Vyhodnocení výsledků měře	ZNÍ A SIMULACÍ LNA
6	6 ZÁVĚR	
S	SEZNAM PŘÍLOH	

# SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1.	BLOKOVÉ SCHÉMA ZESILOVAČE	. 11
Obr. 2.	BLOKOVÉ SCHÉMA	. 14
Obr. 3.	KASKÁDNÍ ŘAZENÍ ZESILOVAČŮ	. 16
Obr. 4.	ZÁVISLOST ŠUMOVÉHO ČINITELE NA ODPORU ZDROJE SIGNÁLU	. 19
Obr. 5.	Typické hodnoty šumového čísla a výkonového zisku nízkošumových	
	KŘEMÍKOVÝCH BIPOLÁRNÍCH TRANZISTORŮ	. 20
Obr. 6.	VOLBA KLIDOVÝCH PRACOVNÍCH BODŮ	. 21
Obr. 7.	ZÁVISLOST ŠUMOVÉHO ČÍSLA NA SS. PROUDU KOLEKTORU	. 23
Obr. 8.	VOLBA KLIDOVÝCH PRACOVNÍCH BODŮ TRANZISTORU MES FET	. 23
Obr. 9.	Kružnice K <sub>L</sub> ve Smithově diagramu	. 27
Obr. 10.	Kružnice $K_S$ ve Smithově diagramu	. 28
Obr. 11.	ZAPOJENÍ K BODU 1 VE SMITHOVĚ DIAGRAMU PRO PŘIZPŮSOBENÍ VÝSTUPU	. 29
Obr. 12.	ZNÁZORNĚNÍ PŘIZPŮSOBENÍ NA VÝSTUPU ZESILOVAČE POMOCÍ SMITHOVA	
	DIAGRAMU	. 29
Obr. 13.	ZAPOJENÍ K BODU 2 VE SMITHOVĚ DIAGRAMU PRO PŘIZPŮSOBENÍ VÝSTUPU	. 29
Obr. 14.	ZAPOJENÍ K BODU 3 VE SMITHOVĚ DIAGRAMU PRO PŘIZPŮSOBENÍ VÝSTUPU	. 30
Obr. 15.	PŘIZPŮSOBOVACÍ OBVOD.	. 30
Obr. 16.	VSTUPNÍ OBVOD ZESILOVAČE PRO ŠUMOVÉ PŘIZPŮSOBENÍ	. 30
Obr. 17.	Kmitočtová charakteristika šumového čísla	. 31
Obr. 18.	SCHÉMA NÍZKOŠUMOVÉHO ZESILOVAČE	. 31
Obr. 19.	Kmitočtová charakteristika parametru $S_{21}$	. 32
Obr. 20.	Kmitočtová modulová charakteristika S-parametrů	. 33
Obr. 21.	CELKOVÉ SCHÉMA NÍZKOŠUMOVÉHO ZESILOVAČE	. 33
Obr. 22.	Motiv desky plošných spojů LNA	. 35
Obr. 23.	Rozmístění součástek na DPS	. 37
Obr. 24.	Kmitočtová modulová charakteristika S $_{11}$ LNA	. 38
Obr. 25.	Kmitočtová modulová charakteristika S $_{22}$ LNA	. 38
Obr. 26.	Kmitočtová modulová charakteristika S $_{21}$ LNA	. 39

# 1 ÚVOD

Cílem bakalářské práce je navrhnout, odsimulovat a zkonstruovat nízkošumový zesilovač pro pásmo 145 MHz, ověřit jeho funkčnost, změřit všechny jeho význačné parametry a porovnat, zda odpovídají simulacím a požadavkům. Navržený zesilovač by měl mít ve frekvenčním pásmu 144 – 146 MHz zisk 15 – 20 dB a dosahovat co nejmenšího šumového čísla. Návrh a simulace jsou provedeny v programu Ansoft Serenade.

Nízkošumové zesilovače LNA (Low Noise Amplifier) se vyznačují velmi malým šumovým číslem. Uplatnění nacházejí hlavně při družicovém příjmu, kde útlum na trase je velmi vysoký, proto rozhodujícím faktorem v této oblasti je především poměr S/N. Přijímaný signál musí být zesílen tak, aby se na něj zbytečně nesuperponoval další šum. K tomu jsou vhodné právě nízkošumové zesilovače, které zesílí užitečný signál a přitom jej příliš nezaruší vlastním šumem.

Při návrhu bude nutné zvolit vhodný tranzistor, který na daném kmitočtu bude mít co nejlepší vlastnosti (zesílení, šumové číslo). Volba vhodného tranzistoru je zásadní a rozhoduje potom o celkových vlastnostech zesilovače. Tyto zesilovače jsou obvykle navrhovány pomocí S-parametru, které plně popisují vlastnosti a chování tranzistoru.

## 2 ZESILOVAČE

Jedná se o elektronické obvodové systémy, které nám slouží k zesílení slabých elektronických signálu. Při zesilování se zvětšuje pouze amplituda signálu, tvar a frekvence zůstávají nezměněny. Blokové schéma zesilovače je nakresleno na obr. 1.



Obr. 1. Blokové schéma zesilovače.

Zesilovače patří k nejčastěji používaným obvodům ve vysokofrekvenční technice. Můžeme je rozdělit do několika skupin:

a) stejnosměrné zesilovače

- nízkofrekvenční - zesilují frekvence v pásmu od 20Hz do 20000Hz

- vysokofrekvenční - pracují v úzkých frekvenčních pásmech okolo nosné frekvence

#### b) podle velikosti vstupního signálu

- předzesilovače - zesilují signály malé úrovně (anténní zesilovače)

- výkonové zesilovače požadujeme od nich velké výkonové zesílení
- c) podle šířky přenášeného pásma
  - úzkopásmové šířka přenášeného frekvenčního pásma je malá vzhledem ke střední frekvenci.

- širokopásmové - vzhledem ke střední frekvenci zesilují velmi široké pásmo

d) podle pracovních tříd – jsou dány polohou pracovního bodu na charakteristikách.

## 2.1 Nízkošumové zesilovače - LNA (Low Noise Amplifier)

Nízkošumové zesilovače patří mezi speciální zesilovače a používají se obvykle na vstupech přijímačů tam, kde se zpracovávají extrémně slabé signály. Pro návrh nízkošumových zesilovačů je nutné vedle signálových parametrů (zisk, útlumy odrazu, apod.) počítat i šumové parametry.

### 2.1.1 Šumový činitel, šumové číslo, ekvivalentní šumová teplota

**Šumový činitel F** (*Noise Factor*) linearizovaného zesilovače (obecně lineárního dvojbranu) je definován vztahem

$$F = \frac{\frac{P_{Sg}}{P_{Ng}}}{\frac{P_{Svyst}}{P_{Nvyst}}}$$
(1)

kde

P<sub>Sg</sub> - výkon na výstupu generátoru
P<sub>Svyst</sub> - výkon na výstupu zesilovače
P<sub>Ng</sub> - výkon šumu na výstupu generátoru
P<sub>Nvyst</sub> - výkon šumu na výstupu zesilovače.

Poměr  $P_{Sg} / P_{Ng}$  závisí pouze na parametrech zdroje. Nezávisí na parametrech zesilovače, protože vstupní admitance zesilovače zatěžuje stejně zdroj signálu i zdroj šumu. Šumový činitel je bezrozměrné číslo, které udává kolikrát je větší poměr signál/šum na vstupu zesilovače než na jeho výstupu. Ideální bezšumový zesilovač nezhoršuje poměr *S/N*, jeho šumový činitel je *F*=1. Reálný zesilovač má *F*>1. Velikost šumového činitele závisí i na admitanci generátoru . Stav, kdy je zesilovač buzen ze zdroje signálu s vnitřní admitancí  $Y_{GOPT}$  (resp. s výstupním činitelem odrazu  $G_{GOPT}$ ) se nazývá šumové přizpůsobení zesilovače a šumový činitel v tomto stavu dosahuje své minimální hodnoty [1].

Šumové číslo FdB (*Noise Figure NF*) je logaritmické vyjádření šumového činitele podle vztahu

$$F_{dB} = 10 \cdot \log F \tag{2}$$

Pro reálný zesilovač je  $F_{dB} > 0$ , pro ideální bezšumový zesilovač je  $F_{dB} = 0$ .

U kvalitních zesilovačů s malým šumem je šumový činitel pouze nepatrně větší než jedna. Malé změny šumového činitele však nedávají dostatečně názornou představu o změně

šumových vlastností zesilovače. Pro jemnější rozlišení těchto malých změn šumových vlastností byla proto zavedena tzv. ekvivalentní šumová teplota  $T_e$  (*Noise Temperature*) [1].

$$T_e = T_0 \cdot \left(F - 1\right) \tag{3}$$

*F* je šumový činitel vypočítaný při teplotě  $T_0 = 290K$ .

#### 2.1.2 Zdroje šumu v zesilovači

Základem nízkošumového zesilovače je aktivní prvek (nejčastěji se jedná o tranzistor), který má velmi malou hodnotu šumového činitele. V zesilovači se mohou vyskytovat tyto typy šumu [4]:

**Tepelný šum** vzniká v důsledku chaotického pohybu elektronu v jeho materiálu při teplotách vyšších než absolutní nula, což se navenek projeví šumovým napětím  $u_T$  na jeho svorkách. Střední kvadrát tohoto šumového napětí je dán Nyquistovým vztahem

$$u_T^2 = 4kTBR, \qquad (4)$$

kde k je Boltzmanova konstanta , T je absolutní teplota, B je šířka pásma, v níž je šum měřen (šumová šířka pásma), R je odpor reálné impedance.

Výstřelový šum (vzniká v PN přechodech tranzistoru). Vyskytuje se pouze u prvku s PN přechodem. Vzniká v důsledku toho, že nosiče náboje neprocházejí přes PN přechod spojitě, ale po kvantech. Tím se v PN přechodu vytváří výstřelový šum, který se projevuje šumovým proudem, který je roven

$$i_v^2 = 2qI_{ss}B, \qquad (5)$$

kde q je elementární náboj elektronu, *Iss* stejnosměrný proud procházející PN přechodem, *B* šumová šířka pásma.

**Rekombinační šum** se objevuje u tranzistorů s velmi nízkým proudovým zesilovacím činitelem. Se vzrůstajícím kmitočtem opět rychle klesá.

**Lavinovitý šum** se projevuje u přechodu PN namáhaných závěrným napětím, blízkým meznímu napětí přechodu.

**Partitivní šum** vzniká náhodným rozdělením proudu mezi jednotlivé elektrody aktivního prvku, například rozdělením emitorového proudu mezi kolektor a bázi tranzistoru.

#### 2.1.3 Stabilita zesilovače

Stabilita zesilovače je jedno z nejdůležitějších hledisek při jeho návrhu. Požaduje se konstantní přenos v celém pracovním pásmu. Pokud je zesilovač nestabilní, jeho vlastnosti se výrazně mění s časem, muže dojít i k rozkmitání, což je nežádoucí.



Obr. 2. Blokové schéma.

 $\Gamma_S$  - činitel odrazu na výstupu vstupního přizpůsobovacího obvodu

 $\Gamma_L$  - činitel odrazu na vstupu výstupního přizpůsobovacího obvodu

 $\Gamma_{in}$  - činitel odrazu na vstupu tranzistoru

 $\Gamma_{out}$  - činitel odrazu na výstupu tranzistoru

K vyšetřování stability zesilovače (dvojbranu) existuje řada kritérií [1]. Ne všechna jsou však vhodná pro použití ve vysokofrekvenční technice. Zde se nejčastěji používá imitanční kritérium, využívající admitančních nebo rozptylových parametrů, pomocí kterých se stanoví tzv. **Rolletův činitel stability** definovaný vztahem

$$K_{R} = \frac{2g_{11}g_{22} - \operatorname{Re}(y_{12}y_{21})}{|y_{12}y_{21}|}.$$
 (6)

Pokud platí  $K_R > 1$ , je zesilovač absolutně stabilní, je-li  $K_R < 1$  je potenciálně nestabilní. Pro  $K_R = 1$  je zesilovač na mezi stability.

Při popisu zesilovače pomocí rozptylových parametrů se Rolletův činitel stability určí ze vztahu

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta S|^2}{2 \cdot |S_{12}S_{21}|},$$
(7)

kde  $\Delta S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$ .

Pokud tedy platí K > 1, a zároveň  $\Delta S < 1$ , je zesilovač absolutně stabilní. Je-li K < 1, a nebo  $\Delta S > 1$ , je zesilovač potenciálně nestabilní.

Podobným způsobem je definován také **Linvillův činitel stability**, označovaný symbolem *C*, který je reciprokou hodnotou Rolletova činitele stability  $K_R$ , tj. platí  $C = 1/K_R$ . Pro absolutně stabilní zesilovač musí být C < 1, pro potenciální nestabilní zesilovač je C > 1.

Uvedená kritéria stability se používají pouze u linearizovaných vysokofrekvenčních zesilovačů, kde je rozkmit střídavých signálů relativně malý (vztaženo k podmínce linearity). Pro zesilovače s velkým signálem nejsou tato kritéria vhodná.

Pokud je Rolletův činitel stability K < l, musíme znát vlastnosti vstupních a výstupních přizpůsobovacích obvodů [6]. Je-li  $\Gamma_{in}$  větší než jedna

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} , \qquad (8)$$

je zesilovač nestabilní.  $\Gamma_{in}$  závisí na jeho rozptylových parametrech, ale také na  $\Gamma_L$ , kterým je tranzistor zatížen. Obdobně je tomu z pohledu ze strany zátěže. Pokud je  $\Gamma_{out}$ 

$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_L}{1 - S_{11}\Gamma_L} , \qquad (9)$$

větší než jedna, je zesilovač nestabilní.

Podmínka /  $\Gamma_L$  / > 1 může být znázorněna ve Smithově diagramu kružnicí výstupní stability, jejíž střed a poloměr jsou dány vztahy

$$C_{L} = \frac{\left(\Delta^{*} \cdot S_{11}\right) - S_{22}^{*}}{\left|\Delta\right|^{2} - \left|S_{22}\right|^{2}} , \qquad (10)$$

$$R_{L} = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{\left| \Delta \right|^{2} - \left| S_{22} \right|^{2}} \right| , \qquad (11)$$

kde hvězdička značí komplexní sdruženost. Podmínka /  $\Gamma_S$  / > 1 může být znázorněna ve Smithově diagramu kružnicí vstupní stability, jejíž střed a poloměr jsou dány vztahy

$$C_{s} = \frac{\left(\Delta^{*} \cdot S_{22}\right) - S_{11}^{*}}{\left|\Delta\right|^{2} - \left|S_{11}\right|^{2}},$$
(12)

$$R_{s} = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{\left| \Delta \right|^{2} - \left| S_{11} \right|^{2}} \right| , \qquad (13)$$

Pokud je /  $S_{11}$  / < 1, potom střed Smithova diagramu  $\Gamma_L = 0$ , který definuje kružnice výstupní stability, musí ležet ve stabilní oblasti. Obdobně pro /  $S_{22}$  / < 1 musí ležet střed Smithova diagramu  $\Gamma_S = 0$ , jež definuje kružnice vstupní stability, ve stabilní oblasti.

#### 2.1.4 Kaskádní řazení zesilovačů, Friisův vzorec

Máme-li kaskádu zesilovačů zapojených podle obr. 3, tak první zesilovač má šumový činitel  $F_1$  a dosažitelné výkonové zesílení  $A_{P1}$ , druhý  $F_2$  a  $A_{P2}$ , atd. Výsledný šumový činitel této kaskády zesilovačů je určen Friisovým vzorcem

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{A_{p1}} + \frac{F_3 - 1}{A_{p1}A_{p2}} + \frac{F_4 - 1}{A_{p1}A_{p2}A_{p3}} + \cdots,$$
(14)

kde A<sub>p</sub> je výkonové zesílení príslušného dvojbranu.



Obr. 3. Kaskádní řazení zesilovačů.

Friisův vzorec lze použít nejen pro kaskádu zesilovačů [1], ale obecně platí i pro zapojení aktivních i pasivních dvojbranů. Jeho využití je rozmanité.

U všech těchto příkladů je třeba, v souladu se vzorcem (14), aby první blok kaskády měl minimální šumový činitel a co nejvyšší dosažitelné výkonové zesílení. Jedině tak lze zaručit, že výsledný šumový činitel kaskády bude malý a může tak být eliminován i vliv některého bloku s vyšším šumovým činitelem.

#### 2.1.5 Intermodulační zkreslení

Kromě vzniku vyšších harmonických způsobují nelinearity intermodulačni zkreslení (IMD). Jsou-li na vstupu nelineárního členu alespoň dva signály různého kmitočtu, objeví se na jeho výstupu signály, jejichž kmitočty jsou určeny součty a rozdíly kmitočtů vstupních signálů.

Intermodulační zkreslení se kvantitativně vyjadřuje **činitelem intermodulačního zkreslení k**<sub>i</sub>, což je poměr amplitudy intermodulační složky r - tého řádu Ir ku amplitudě jednoho ze vstupních harmonických signálů.

Amplitudy intermodulačních složek závisí na velikostech vstupních signálů. Při malých vstupních signálech bude malé i intermodulační zkreslení. Jakmile se však jeden ze vstupních signálů zvětší nad určitou úroveň, intermodulační zkreslení prudce vzroste. S rostoucím řádem intermodulačních složek, klesá jejich amplituda.

Rovnež spoje vedoucí vf energii a ležící vedle sebe mohou vlivem vzájemné kapacity mezi spoji a zmíněnou indukčností vzájemně ovlivňovat prenášené signály a vyvolat tak nežádoucí intermodulační zkreslení.

Při měření intermodulačního zkreslení jsou na vstup zkoumaného zařízení přivedeny dva monofrekvenční signály s blízkými kmitočty f1 a f2 a stejné úrovně. Ve spektru na výstupu je pak sledována úroveň nežádoucích intermodulačních složek, které vznikly na nelinearitách zkoumaného zařízení. Nejčastěji se sledují pouze produkty třetího řádu (2f1 - f2), produkty pátého (3f1 - 2f2) a vyšších řádů mají pro většinu aplikací menší význam [1]. Výsledky jsou nejčastěji prezentovány jako poměr úrovně intermodulačního produktu k úrovni vstupních signálů (nejčastěji v dB). V zahraniční literatuře se tento poměr někdy označuje zkratkou dBc (c = carrier, nosná).

# **3** AKTIVNÍ PRVKY

Základními stavebními aktivními prvky ve vysokofrekvenční technice jsou bipolární a unipolární tranzistory.

Vývojově starší bipolární tranzistory jsou v současné době používány v kmitočtové oblasti až do cca 20 GHz. Vyrábějí se typy s extrémně malým šumovým číslem. Pro vývojově mladší unipolární tranzistory neboli tranzistory řízené elektrickým polem FET (*Field Effect Transistor*) se používá následující označení elektrod: emitor S (*Source*), kolektor D (*Drain*) a hradlo G (*Gate*). Ve srovnání s bipolárními tranzistory mají odlišné admitanční vlastnosti, menší nelineární zkreslení a příznivější šumové vlastnosti. Běžné typy se používají do kmitočtů cca 2 GHz. Tranzistory FET se Schottkyho hradlem typu MESFET (*MEtall Semiconductor FET*) a zejména nejnovější tranzistory HEMT (*High Electron Mobility Transistor*) se mohou používat až do kmitočtů desítek GHz (oblast mikrovlnné techniky).

## 3.1 Vysokofrekvenční bipolární tranzistory

Pro výrobu vysokofrekvenčních bipolárních tranzistorů se užívá převážně křemík. Důvodem je především dokonale zvládnutá planární technologie, a tím dobře reprodukovatelná výroba tranzistorů s velmi úzkou bází.

Ve vysokofrekvenčních bipolárních tranzistorech [3] se používá výhradně struktura NPN. Důvodem je vyšší pohyblivost elektronů než děr (v GaAs i v křemíku), a tím kratší dosahovaná průletová doba nosičů bází P tranzistoru.

Vysokofrekvenční tranzistory se používají v zapojení se společnou bází (SB) či se společným emitorem (SE) pro dosažení výkonového zesílení.

#### 3.1.1 Nízkošumové vysokofrekvenční bipolární tranzistory

V bipolárním tranzistoru existují tři zdroje šumu [3]:

– tepelný šum odporu báze $r_{\rm B}$  ,

– tepelný šum a výstřelový šum propustně pólovaného přechodu E - B ( $r_E$ ,  $I_E$ ),

– výstřelový šum závěrně pólovaného přechodu K - B ( $I_{K0}$ ).

S uvážením těchto šumových mechanismů lze pro šumové číslo bipolárního tranzistoru v zapojení se společnou bází i se společným emitorem odvodit vztah

$$F = 1 + \frac{r_B}{R_G} + \frac{r_E}{2R_G} + \frac{(r_B + r_E + R_G)^2}{2\alpha_0 r_E R_G} \cdot \left[ \left( \frac{f}{f_\alpha} \right)^2 + \frac{1}{\beta_0} + \frac{I_{K0}}{I_E} \right],$$
(15)

v němž  $R_{\rm G}$  značí odpor vstupního generátoru,  $r_{\rm E} = {\rm k}T / eI_{\rm E}$  je odpor otevřeného emitorového přechodu a  $I_{\rm K0}$  je zbytkový kolektorový proud. Protože  $I_{\rm K0} \ll I_{\rm E}$ , lze poslední člen ve vztahu (15) obvykle zanedbat. Pro nízkošumové bipolární tranzistory je tedy nutný malý odpor báze  $r_{\rm B}$ , vysoký mezní kmitočet  $f\alpha$  a velký stejnosměrný. proudový zesilovací činitel  $\alpha_0$  a  $\beta_0$ . Šumové číslo (15) dosahuje svého minima při odporu generátoru

$$R_{G opt} = \sqrt{(r_B + r_E)^2 + \alpha_0 \cdot \frac{r_E \cdot (2r_B + r_E)}{(f / f_\alpha)^2 + 1 / \beta_0}} .$$
(16)

Obvyklá hodnota optimálního vnitřního odporu generátoru bývá několik desítek ohmů. Při hodnotě (16) vykazuje tranzistor ze vztahu (15) **minimální šumové číslo** 

$$F_{\min} \approx 1 + h \cdot \left(1 + \sqrt{1 + 2/h}\right)$$
, kde veličina  $h \approx 0.04 \cdot I_E \cdot r_B \cdot \left(f / f_\alpha\right)^2$ . (17)

Stav, kdy je tranzistor buzen ze zdroje signálu s vnitřním odporem  $R_{Gopt}$  a dosahuje tedy minimálního šumového činitele  $F_{min}$ , se nazývá **šumové přizpůsobení tranzistoru** (obr. 4) [1].



Obr. 4. Závislost šumového činitele na odporu zdroje signálu.

Grafické závislosti  $F = f(R_G)$ , případně  $R_{Gopt}$  a  $F_{min}$  pro různé pracovní body, udávají výrobci tranzistorů ve svých katalozích. Pro konkrétní typ tranzistoru a dané pracovní podmínky lze tyto závislosti, důležité pro nastavení šumového přizpůsobení, také poměrně jednoduchým způsobem změřit.



Obr. 5. Typické hodnoty šumového čísla a výkonového zisku nízkošumových křemíkových bipolárních tranzistorů.

Křemíkové bipolární tranzistory se v nízkošumových zesilovačích dnes používají na kmitočtech do cca 8 GHz. Při jejich nasazení je nutno uvážit kmitočtovou závislost jak šumového čísla, tak i zisku příslušného zesilovače. Typické hodnoty jsou na obr. 5 [3]. Komerčně vyráběné bipolární tranzistory lze použít do 2 ÷ 4 GHz jako vstupní nízkošumové stupně s vysokým ziskem ( $F_{min} \approx 1.7$  dB,  $Au_P \approx 18$  dB) a do 5 ÷ 8 GHz jako zesilovací stupně s dobrým ziskem zařazené za vstupní stupeň s nízkošumovým tranzistorem MESFET ( $Fmin \approx$ 2,7 dB,  $APu \approx 12$  dB).

#### 3.1.2 Stabilizace klidového pracovního bodu vf bipolárních tranzistorů

Pro vhodný pracovní režim tranzistoru je třeba správně nastavit jeho klidový stejnosměrný pracovní bod a stabilizovat jej zejména vůči vlivu změn teploty. Nejcitlivějšími parametry tranzistoru na změnu teploty jsou zbytkový proud kolektoru  $I_{K0}$  (lineárně roste s teplotou), napětí přechodu báze-emitor  $U_{BE}$  a stejnosměrný proudový zesilovací činitel  $\beta_0$  (lineárně roste s teplotou). Volba klidového pracovního bodu závisí hlavně na konkrétní aplikaci bipolárního tranzistoru [3]. Základní případy jsou naznačeny na obr. 6.



Obr. 6. Volba klidových pracovních bodů.

- A nízkošumové a nízkovýkonové aplikace;
- ${\bf B}-{\rm nízkošumov}\acute{e}$  aplikace s vysokým výkonovým ziskem;
- C vysoký výstupní výkon (lineární výkonový zesilovač ve třídě A);
- **D** vysoký výstupní výkon a dobrá účinnost (výkonový zesilovač ve třídě AB);
- E vysoký výkon a vysoká účinnost (výkonový zesilovač ve třídě B, případně C)

## 3.2 Vysokofrekvenční unipolární tranzistory

Vysokofrekvenční unipolární tranzistory neboli **tranzistory řízené elektrickým polem** (*Field Effect Transistor* - **FET**) byly vyvinuty v 70. letech z unipolárních tranzistorů pro nízké kmitočty. Základními typy jsou JFET (*Junction FET*) - unipolární tranzistor s přechodem PN a IGFET (*Isolated Gate FET*) - unipolární tranzistor s izolovaným hradlem. Pokud je použitým izolantem kysličník (např. S<sub>i</sub>O<sub>2</sub>), označuje se tranzistor jako MOS FET (*Metal Oxid Semiconductor FET*).

V současné vysokofrekvenční technice se však daleko nejčastěji užívá tzv. **MES FET** (*Metal Schottky FET*) - hradlo je odděleno od kanálu Schottkyho diodou[3].

#### 3.2.1 Nízkošumové MES FETy

Jako zdroje šumu působí v unipolárním tranzistoru MES FET jak aktivní oblast tranzistoru (kanál), tak i jeho pasivní oblasti. Protože šumy aktivní oblasti MES FETu jsou velmi malé, přispívají pasivní oblasti k celkovému šumu výrazněji než je tomu u bipolárních tranzistorů [3].

Šumové číslo nízkošumového MES FETu lze vyjádřit ve tvaru

$$F = 1 + 0.27 \cdot f \cdot L \cdot \sqrt{g_{m0}} \cdot \left(R_G + R_S\right) \qquad \text{pro f [GHz] a L [\mu m],} \tag{18}$$

kde L je délka hradla (délka kanálu).

Pro dosažení minimálního šumového číslo je tedy dle (18) třeba, aby tranzistor měl co nejkratší hradlo *L*. Tím však roste odpor metalizace hradla  $R_G \sim w/L$  a je tedy nutno zvětšit tloušťku *w* metalizace kontaktu G. Dále je třeba, aby tranzistor měl co nejmenší parazitní odpory pasivních částí tranzistoru ( $R_G + R_S$ ).

Šumové číslo MES FETu závisí na klidovém pracovním bodě tranzistoru, zejména na velikosti klidového kolektorového proudu  $I_{\text{DS}}$ . Typická závislost je naznačena na obr. 7 ( $I_{\text{DSS}}$  zde značí kolektorový proud při napětí  $U_{\text{GS}} = 0$  V).



Obr. 7. Závislost šumového čísla na ss. proudu kolektoru.

Tranzistory JFET a MOSFET se používají do kmitočtu asi 2 GHz. Pro vyšší kmitočty se používají tranzistory MESFET. Při použití kanálu z křemíku je mezní kmitočet cca 10 GHz. Je-li použit arzenid galia s několikráte vyšší pohyblivostí elektronů, zvýší se mezní kmitočet až na několik desítek GHz. Takto vysoký mezní kmitočet dosahují i tranzistory HEMT.

#### 3.2.2 Klidový pracovní bod vf unipolárních tranzistorů

Klidový pracovní bod, a tím i nastavení obvodu stejnosměrného předpětí, se volí podle konkrétní aplikace MES FETu [3]. Typické případy jsou uvedeny ve výstupních charakteristikách tranzistoru na obr. 8:



Obr. 8. Volba klidových pracovních bodů tranzistoru MES FET.

- A nízkošumové a nízkovýkonové aplikace;
- **B** nízkošumové aplikace s vysokým výkonovým ziskem;
- C vysoký výstupní výkon (výkonový zesilovač ve třídě A);
- **D** vysoký výstupní výkon a vysoká účinnost (výkonový zesilovač ve třídě AB či B).

#### 3.2.3 Tranzistory HEMT

Dalším typem tranzistoru používaným pro nízkošumové aplikace je tranzistor s velkou pohyblivostí elektronů označován HEMT [4].

Struktura HEMT (High Electron Mobility Transistor) je založena na poznatku, že heteropřechod (přechod dvou různých materiálu) vytváří na svém rozhraní vrstvu akumulace elektronu, která má vlastnost dvourozměrného elektronového plynu. Dvourozměrný zde znamená, že se elektrony nemohou pohybovat libovolně, ale pouze v rovině vrstvy rovnoběžné s rozhraním heteropřechodu. Taková struktura velmi zvětší pohyblivost elektronu Substrát polovodičové destičky čipu tranzistoru je vyroben z arsenitu galia (GaAs). Takový polovodič má pak mnohem lepší šumové vlastnosti a menší hodnotu sériového odporu, než polovodiče na čipu z SiO<sub>2</sub>. Na stejném kmitočtu má polovodič z GaAs až šestinásobnou pohyblivost elektronu a asi dvojnásobnou driftovou rychlost než Si polovodiče.

# 4 VLASTNÍ NÁVRH ZESILOVAČE

Nejdůležitějším krokem při návrhu nízkošumového zesilovače je zvolit vhodný tranzistor. Zvolil jsem tranzistor BF998, který má vhodné šumové číslo a je běžně komerčně dostupný a jeho katalogový list je uveden v příloze.

Zde jsou některé parametry tranzistoru, které budu dále používat ve výpočtech: Pracovní bod tranzistoru:  $U_{DS} = 5 \text{ V}$ ,  $I_D = 10 \text{ mA}$ Šumové číslo tranzistoru: pro f = 145 MHz je  $F_{dB} = 0,7 \text{ dB}$ 

S-parametry tranzistoru:  $S_{11} = 0,9992e^{-j4^{\circ}}$ 

 $S_{12} = 0,0009e^{j89^{\circ}}$  $S_{21} = 2,23e^{j174,5^{\circ}}$  $S_{22} = 0,9923e^{-j2,1^{\circ}}$ 

## 4.1 Použitý software

Pro návrh vysokofrekvenčních obvodů máme v současné době k dispozici celou řadu profesionálních programů, které umožňují v grafickém editoru vyvíjený obvod sestavit, simulovat jeho činnost a optimalizovat jeho parametry tak, aby se co nejvíce přiblížily parametrům požadovaným.

Mezi nejvýznamnější výrobce programů pro mikrovlnnou techniku patří mimo jiné firma ANSOFT Corp. Programový balík pro vývoj planárních obvodů nese název SERENADE. Balík SERENADE se stává ze dvou modulů, z modulu HARMONICA pro návrh nelineárních obvodů a z modulu SYMPHONY pro blokový návrh celých komunikačních řetězců. Oba tyto simulátory obsahují množství řešených příkladů, které snadněji umožní pochopit práci s tímto programem.

Program HARMONICA vyniká bohatou knihovnou pasivních i aktivních komponentů, z nichž lze sestavit téměř libovolný obvod. Harmonica umožňuje například tyto simulace a optimalizace:

lineární analýzu nelineární analýzu ( s volbou nelineární analýzy ) lineární optimalizaci nelineární optimalizaci statickou analýzu lineární ladění nelineární ladění analýzu oscilátoru analýzu stability

Dále máme možnost použití dalších nástrojů a pomůcek, které nám mohou usnadnit návrh obvodu:

Smithův diagram knihovna elektronických součástek export dat přenosové vedení syntéza obvodu přizpůsobení seznam použitého materiálu S2A Layout editor

Je vidět, že se jedná o všestranný program, který může velmi usnadnit práci všem návrhářům vf a mikrovlnných obvodů. Jeho velikou výhodou je, že obsahuje layout editor, který dokáže ze simulovaného obvodu přímo vygenerovat motiv plošného spoje. Toto je zvláště výhodné při návrhu mikropáskových struktur, kde záleží na přesnosti návrhu plošného spoje. To znamená, že nemusíme z vypočítaných rozměrů složitě vytvářet motivy obvodů v některém z programů pro tvorbu plošných spojů (např. Eagle), ale pouhým spuštěním funkce "S2A Layout–Top Level Circuit", kterou program Serenade obsahuje, se nám automaticky vytvoří plošný spoj. Neznamená to ovšem, že bychom museli pracovat pouze v layout editoru programu Serenade, jelikož tento program umožňuje exportovat vytvořené plošné spoje do mnoha jiných layout editorů, kde se s nimi dále pracuje jako s běžnými součástkami.

Kromě profesionální verze programu dává firma na svých internetových stránkách http://www.ansoft.com k dispozici zcela zdarma studentskou verzi programu. Studentská verze má omezen počet prvků, z nichž se může obvod skládat, a neumí generovat motiv obvodu.

## 4.2 Vyšetření stability

Pomocí vzorce (7) jsem si vypočítal Rolletův činitel stability K

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta S|^2}{2 \cdot |S_{12}S_{21}|} = \frac{1 - |0,9992|^2 - |0,9923|^2 + |0,9915|^2}{2 \cdot |0,0009 \cdot 2,23|} = 0,0031$$

Rolletův činitel stability K < 1 (tranzistor není absolutně stabilní), musíme sestrojt kružnice stability. Střed kružnice a její poloměr v **rovině**  $\Gamma_L$  vypočítáme podle vztahů (10) a (11).

$$C_{L} = \frac{\left(\Delta^{*} \cdot S_{11}\right) - S_{22}^{*}}{\left|\Delta\right|^{2} - \left|S_{22}\right|^{2}} = \frac{\left(0.9915e^{j6^{\circ}} \cdot 0.9992e^{-j4^{\circ}}\right) - 0.9923e^{j2.1^{\circ}}}{\left|0.9915\right|^{2} - \left|0.9923\right|^{2}} = 1.484e^{j49.5^{\circ}}$$

$$R_{L} = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{\left| \Delta \right|^{2} - \left| S_{22} \right|^{2}} \right| = \left| \frac{0,0009e^{j89^{\circ}} \cdot 2,23e^{j174,5^{\circ}}}{\left| 0,9915 \right|^{2} - \left| 0,9923 \right|^{2}} \right| = 1,26$$



Obr. 9. Kružnice K<sub>L</sub> ve Smithově diagramu.

Střed kružnice a její poloměr v rovině  $\Gamma_s$  vypočítáme podle vztahů (12) a (13).



Obr. 10. Kružnice K<sub>s</sub> ve Smithově diagramu.

Z výše uvedených obrázků je vidět, že všechny body uvnitř Smithova diagramu ležící mimo vymezené kružnice, jsou stabilní (obrázky 9 a 10 jsou uvedeny jen pro názornost a byly získány pomocí programu RF Assistant, který je možné získat na internetové adrese <u>http://www.utdallas.edu/~frensley/courses/EE4368/RFAssistant.html</u>, program je volně ke stažení).

## 4.3 Přizpůsobení zesilovače

#### Přizpůsobení výstupního obvodu zesilovače na hodnotu impedance Z = 50 $\Omega$

Na obr. 11 je zapojen prvek "A", který představuje zesilovač s tranzistorem T1 BF998. Parametr  $S_{22}$ , který je měřen na portu P2, je znázorněn ve Smithově diagramu na obr. 12 pomocí bodu 1.



Obr. 11. Zapojení k bodu 1 ve Smithově diagramu pro přizpůsobení výstupu.



Obr. 12. Znázornění přizpůsobení na výstupu zesilovače pomocí Smithova diagramu.

Prvek "a" na obr. 13 představuje mikropáskové vedení, jehož impedance je  $Z = 50\Omega$  a pomocí něhož se parametr  $S_{22}$  transformuje z bodu 1 na jednotkovou kružnici normované admitance do bodu 2. Tato situace je znázorněna na obr. 12.



Obr. 13. Zapojení k bodu 2 ve Smithově diagramu pro přizpůsobení výstupu.

Prvek "b" na obr. 14 představuje pahýl, který je realizován pomocí mikropáskového vedení o impedanci Z =  $50\Omega$ . Pomocí tohoto pahýlu se parametr  $S_{22}$  transformuje z bodu 2 do středu Smithova diagramu (bod 3).



Obr. 14. Zapojení k bodu 3 ve Smithově diagramu pro přizpůsobení výstupu.

V mém případě je přizpůsobení výstupního obvodu zesilovače pomocí mikropáskového vedení konstrukčně nerealizovatelné, protože délka mikropáskového vedení byla větší než 40 cm. Proto jsem byl nucen vytvořit přizpůsobovací obvod ze součástek a to pomocí rezistoru R a indukčnosti L zapojených do série na obr. 15.



Obr. 15. Přizpůsobovací obvod.

#### Návrh vstupního obvodu zesilovače pro šumové přizpůsobení

Šumové přizpůsobení provedeme paralelním zapojením indukčnosti L a kondenzátoru C na vstup zesilovače (obr. 16).



Obr. 16. Vstupní obvod zesilovače pro šumové přizpůsobení.

Ze závislosti na obr. 17 lze vypozorovat, že je tranzistor na kmitočtech 144 a 146 MHz optimálně šumově přizpůsoben. Šumové číslo sice není 0,7 dB, ale činí asi 0,75 dB.



Obr. 17. Kmitočtová charakteristika šumového čísla.

## 4.4 Celkové zapojení nízkošumového zesilovače



Obr. 18. Schéma nízkošumového zesilovače.

Kondenzátory *C1* a *C3* jsou tzv. vazební kondenzátory, které slouží k oddělení stejnosměrné složky od střídavé. Indukčnost *L2*, zapojená v emitoru tranzistoru, zajišťuje stabilitu celého zesilovače.

Prvky *L3* a *C3* je nastaven požadovaný zisk zesilovače. Prvky L1 a C2 realizují šumové přizpůsobení vstupu zesilovače a R2 a L4 představují přizpůsobení výstupu zesilovače. Na vstupu i výstupu zesilovače je umístěno mikropáskové vedení o šířce a délce 5 mm. Tyto úseky vedení nám představují plošky pro naletování konektorů na destičku plošného spoje.

Na obr.19 je zobrazena frekvenční závislost zisku zesilovače a je vidět, že zisk v pásmu 144 MHz až 146 MHz se pohybuje kolem 18,5 dB.

Na obr.20 jsou zobrazeny kmitočtové průběhy parametrů  $S_{11}$  a  $S_{22}$  zesilovače.



Obr. 19. Kmitočtová charakteristika parametru S<sub>21</sub>.



Obr. 20. Kmitočtová modulová charakteristika S-parametrů.

Na obr. 21 můžeme vidět už celé zapojení zesilovače i s napájecím obvodem. Zesilovač je napájen napětím 15 V přes stabilizátor *IC1* na 12V. Prvek *R5* je odporový trimr pro přesné nastavení pracovního bodu tranzistoru. V zapojení jsou uvedeny hodnoty součástek, které jsou vybrány dle normalizovaných řad.



Obr. 21. Celkové schéma nízkošumového zesilovače.

Zapojení z obr.18 bylo rovněž simulováno s hodnotami prvků, uvedených v obr.21. V tomto případě šum zesilovače vzrostl asi o 1 dB (na hodnotu přibližně 0.85 dB), zisk zesilovače klesl cca o 1,5 dB.

Navržený zesilovač bude realizován na substrátu FR4, jehož datasheet je uveden v příloze.

# 5 REALIZACE A MĚŘENÍ LNA

## 5.1 Deska plošných spojů LNA

Navržený nízkošumový zesilovač LNA byl realizován na oboustranně plátovaném substrátu FR4. Motiv plošného spoje je na obr. 22.



Obr. 22. Motiv desky plošných spojů LNA

V místech označených šedou tečkou jsou umístěny prokovy. Cívky L1 a L3 jsou jednovrstvé válcové cívky bez jádra, tzv. vzduchové cívky. Původně byly cívky L1 a L3 v SMD provedení, ale při oživování LNA bylo zjištěno, že tato volba byla špatná, proto bylo zvoleno náhradní řešení – vzduchové.

Cívky bez jádra se konstruují pro indukčnosti řádově jednotek mikrohenry, výjímečně jednotek milihenry. Používají se v obvodech s frekvencí až několik set megahertzů nebo v nízkofrekvenčních obvodech v těch případech, kdy záleží na tom, aby se při změně proudu procházejícího vinutím neměnila indukčnost. Vinou se buď na izolační kostry, nebo použije-li se tlustší drát, mohou být provedeny jako samostatné (bez kostry). Speciální skupinu cívek

bez jádra tvoří tzv. plošné cívky, které jsou vytvořeny vyleptáním fólie tvořící obrazec plošných spojů do tvaru závitů. Indukčnost těchto cívek zpravidla nepřesahuje 10 μH Používají se pro frekvence několika desítek až stovek megahertzů.

Pro výpočet vzduchových cívek lze použít upravený Nagaokův vztah.

$$L = k \cdot \frac{D^2}{l} \cdot N^2 \cdot 10^{-3} \qquad (\mu H; cm^2, cm, -)$$

Konstanta *k* přihlíží k prostorovému rozložení magnetického pole v závislosti na poměru průměru cívky *D* k její délce *l*. Do délky *l* musíme pro výpočet zahrnout také mezeru mezi jednotlivými závity. Cívky jsou navinuty na průměru 3,2 milimetrů z měděného drátu, přičemž cívka L1 má 5 závitů a je vinuta drátem o průměru 0,15 milimetrů a cívka L3 má také 5 závitů a je vinuta drátem o průměru 0,2 milimetrů. Tyto cívky společně s kapacitními trimry C2 a C3 slouží k doladění potřebných parametrů LNA.

V místech, kde jsou umístěny kapacitní trimry C2 a C3, je deska plošného spoje provrtána. Trimry jsou pro lepší naletování na desku umístěny z její spodní strany. Kvůli potřebnému zmenšení desky plošného spoje je cívka L1 připájena z její horní strany naproti kapacitnímu trimru C2.

Cívka L2 zapojená v emitoru tranzistoru T1 byla zrealizována pomocí úseku mikropáskového vedení o délce 5 milimetrů a šířce 1 milimetr.

Vstup i výstup LNA jsou opatřeny konektory SMA. Přivedení napájecího napětí je přes průchodkový kondenzátor s kapacitou 2nF.

Osazená deska plošných spojů je umístěna v plechové krabičce o rozměrech 30 x 45 milimetrů, která slouží jako ochranný kryt a stínění.

Na obr. 23 je rozmístění součástek na desce plošného spoje s původními cívkami L1 a L3 v SMD provedení.

Finální vzhled zkonstruovaného LNA je zobrazen v příloze.



Obr. 23. Rozmístění součástek na DPS

## 5.2 Vyhodnocení výsledků měření a simulací LNA

Měření realizovaného LNA bylo provedeno na vektorovém analyzátoru firmy Agilent technologies E8364B. Před vlastním měřením LNA byl nejprve nastaven pracovní bod tranzistoru na stanovenou hodnotu. Změřeny byly S-parametry ve frekvenčním rozsahu 70 až 220 MHz. Následně bylo provedeno finální doladění pomocí kapacitních trimrů a vzduchových cívek tak, aby funkce zesilovače co možná nejlépe odpovídala zadání. Na následujících obrázcích jsou vyneseny výsledky měření a simulací navrženého LNA.







Obr. 25. Kmitočtová modulová charakteristika S22 LNA



Obr. 26. Kmitočtová modulová charakteristika S21 LNA

Jak můžeme na první pohled vidět, změřené a odsimulované výsledky se tvarově shodují, ale absolutní hodnoty amplitud se o něco liší. Zisk v pásmu 144 – 146 MHz poklesl v průměru asi o 2 dB, avšak i v tomto případě odpovídá zadání. Vzhledem k tomu, že změřené charakteristiky činitelů odrazu jsou téměř v souladu s odsimulovanými, je chyba měření vyloučena. Z toho vyplývá, že zesilovač se při simulaci chová v podstatě stejně jako ve skutečnosti. Výsledky měření a simulací v zadaném pásmu jsou pro srovnání uvedeny v tabulce1.

f [MHz]	144			145			146		
S-parametry	S <sub>11</sub> [dB]	S <sub>22</sub> [dB]	S <sub>21</sub> [dB]	S <sub>11</sub> [dB]	S <sub>22</sub> [dB]	S <sub>21</sub> [dB]	S <sub>11</sub> [dB]	S <sub>22</sub> [dB]	S <sub>21</sub> [dB]
Simulace	-2,18	-25,35	18,73	-2,05	-30,58	18,50	-1,90	-31,16	18,20
Měření	-3,63	-30,4	16,28	-3,74	-35,80	16,31	-3,69	-35,70	16,30

Tab.1. Porovnání naměřených a odsimulovaných parametrů v pásmu 144 – 146 MHz

# 6 ZÁVĚR

V druhé kapitole této práce bylo popsáno základní rozdělení zesilovačů. Dále jsou zde zmíněny nízkošumové zesilovače a jejich základní parametry. Jsou zde popsány šumové vlastnosti, zdroje šumu v zesilovačích a stabilita zesilovače.

Ve třetí kapitole jsou uvedeny aktivní prvky a jejich vlastnosti. Je zde věnován prostor nízkošumovým bipolárním i unipolárním vysokofrekvenčním tranzistorům. Je zde také zmínka o tranzistorech HEMT, které se používají v moderních vysokofrekvenčních aplikacích.

Čtvrtá kapitola je věnována samotnému návrhu zesilovače. Je zde popsán výběr tranzistoru a použitý software. Zesilovač je navržen s tranzistorem BF 998. Při vyšetření stability tranzistoru bylo zjištěno, že daný tranzistor je na kmitočtu 145 MHz potenciálně nestabilní a proto bylo nutné sestrojit kružnice stability, abychom vymezili stabilní oblast Smithova diagramu. Zesilovač je na vstupu šumově přizpůsoben. Šumové číslo navrženého zesilovače je v pásmu 144 – 146 MHz asi 0,85 dB. Na výstupu zesilovače bylo provedeno přizpůsobení na hodnotu impedance 50 ohmů. Výsledný zisk zesilovače v zadaném pásmu činí asi 18 dB. Navržený zesilovač je simulován na substrátu FR4.

Desku plošného spoje jsem navrhl v programu Eagle. Po zhotovení desky plošného spoje jsem si vyzkoušel osazení součástkami a následné oživení navrženého LNA. Při měření jsem provedl doladění a drobné úpravy v osazení desky plošného spoje (náhrada SMD cívek L1 a L3 za vzduchové cívky), které byly nezbytně nutné pro správnou funkci zesilovače. Dosažený zisk zesilovače na frekvenci 145 MHz je 16,3 dB. Vzhledem k tomu, že všechny změřené S-parametry odpovídají simulacím, dá se předpokládat, že i šumové číslo realizovaného LNA bude dosahovat hodnoty při simulaci, což je 0,85 dB.

## LITERATURA

- [1] HANUS, S.; SVAČINA, J. Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika. Brno: Skripta FEKT VUT v Brně, 2002. 210s. ISBN 80-214-2222-X.
- [2] TYSL, V.; RŮŽIČKA, V. *Teoretické základy mikrovlnné techniky*. Praha: SNTL Nakladatelství technické literatury, 1989. 452s. ISBN 80-03-00141-2.
- [3] SVAČINA, J. Speciální elektronickésoučástky a jejich aplikace. Brno: Skripta FEKT VUT v Brně, 2004. 96s.
- [4] NÁVARA, D. Nízkošumový zesilovač a ozařovač pro pásmo S. Brno: 2007. 48s.
   Diplomová práce.
- [5] MAREK, J. Návrh ozařovače parabolické antény a předzesilovače v pásmu Ka. Brno:
   2006. 67s. Diplomová práce.
- [6] RAIDA, Z. Počítačové řešení komunikačních systémů. Brno: Elektronická skripta FEKT VUT v Brně. 99s.
- [7] KUTÍN, P. Návrh a použití mikropáskových filtrů ve vysokofrekvenční a mikrovlnné technice. <a href="http://electrorevue.cz/clanky/oldindex.html">http://electrorevue.cz/clanky/oldindex.html</a>. Technický článek. Publikováno 20.11.2002.
- [8] ŽALUD, V. *Moderní radioelektronika*. Praha: BEN technická literatura, 2002. 656s.
   ISBN 80-86056-47-300.
- [9] NOBILIS, J. Teorie elektronických obvodů VI. (Vysokofrekvenční zesilovače, Směšovače). Pardubice: Skripta VOŠ v Pardubicích, 2001. 112s.
- [10] ROHDE, U. L,NEWKIRK, D. P. RF/Microwave Circuit Design for Wireless Applications. New York: John Wiley & Sons, 2000. ISBN 0-471-29818-2.
- [11] WHITE, J. F,High Frequency Techniques. New York: John Wiley & Sons, 2004. ISBN 0-471-45591-1.

- [12] MIŠUREC, J., ZEMAN, V., ŠTĚPÁN, M. Konstrukce elektronických zařízení návrh plošných spojů. Brno: Skripta FEKT VUT v Brně, 72s.
- [13] INFINEON TECHNOLOGIES BF 998 NPN Silicon N\_Channel MOSFET Tetrode Datasheet. Jun. 2004.
- [14] SERENADE 8.5 Documentation Set manuál programu Ansoft Serenade 8.5

# SEZNAM PŘÍLOH

SEZNAM SOUČÁSTEK LNA

VZHLED ZKONSTRUOVANÉHO LNA

KATALOGOVÉ LISTY SUBSTRÁTU FR 4

KATALOGOVÉ LISTY TRANZISTORU BF 998

## Seznam součástek LNA

<b>Tranzistory:</b> T1	BF998	SOT143
<b>Kondenzátory:</b> C1 C4, C5, C6, C8 C7,9	6,8pF 1nF 10μF/16V	Keramický, SMD 0805 Keramický, SMD 0805 Tantalový, SMD velikost A
Kapacitní trimry: C2 C3	3,0 – 10pF 3,0 – 15pF	Žlutý, 2pin, 23109 Modrý, 2pin, 23159
Cívky:		
L1	68nH	vzduchová cívka, 5 závitů, průměr 3,2 mm, Cu 0,2 mm
L3	127nH	vzduchová cívka, 5 závitů, průměr 3,2 mm, Cu 0,15 mm
L4	68nH	SMD 0805
<b>Rezistory:</b>		
R1	10R	SMD 0805
R2	33R	SMD 0805
R3	33k	SMD 0805
R4	6,8k	SMD 0805
Odporové trimry:		
R5	1k	SMD 4315
Integrované obvody	7	
IC1	78M12	SMD DPAK
Konektory:		
IN	SMA F PP	SMA50 $\Omega$ zásuvka(f) panelová přírubová, pájecí
OUT	SMA F PP	SMA50 $\Omega$ zásuvka(f) panelová přírubová, páiecí

## Vzhled zkonstruovaného LNA

Obrázek LNA z jeho horní strany



Obrázek LNA z jeho spodní strany



Rozměry krabičky LNA



## FR4 Data Sheet :-

Test/Specification	FR4 Laminate Typical Values
Thermal Stress, Solder bath 288 deg. C	>60
Dimensional Stability, E-2/150	<0.04% Warp/fill
	<1.00% Bow/Twist
Flammability, Classification UL94	VO
Water Absorption E-1/105	0.10%
Peel Strength After Thermal Stress	11 lb./in After 10s/288 Deg. C
Flexural Strength	100,000 lbf/in² Lengthwise
	75,000 lbf/in² Crosswise
Resistivity After Damp Heat Volume	10 ^8 M ohms cm
Resistivity After Damp Heat Surface	10 ^8 M ohms
Dielectric Breakdown. Parallel to laminate	>60KV
Dielectric Constant @ 1MHz	4.7
Dissipation Factor @ 1MHz	0.014
Q-Resonance @ 1 MHz	>75
Q-Resonance @ 50 MHz	>95
Arc Resistance	125 s
Glass Transition Temperature	135 Deg. C
Temperature Index	130 Deg. C
<u>A Few Other Relevant</u>	Facts from other Sources
Specific Gravity	1.8-1.9
Rockwell Hardness (M scale)	110
Coefficient of Thermal Expansion	11 microns/m/Deg.C Lengthwise
	15 microns/m/Deg.C Crosswise
Thermal Conductivity	2.2-2.5 cal/h. cm Deg C

### FR4 Epoxy Laminate:-

**This is the standard laminate** used in our sector of the industry. We carry stocks of all the main variants. The standard thickness used is 1.6mm, but we also stock 0.8mm, 1.0mm, 1.2mm, 2.0mm, 2.4mm, and 3.2mm. The most common copper thickness is 35 microns or 1oz square foot but 70 microns 2 oz square Ft is regularly used for higher current applications.

Its closely related to FR5 which is the old high temperature version, but has now been replaced by the more common BT Epoxy type.

Not quite so widely used any more are the G10 and G11 Laminates. They are effectively the old Non flame retardant versions of FR4 and FR5.

The last epoxy laminate worth a mention is the FR3 grade. Its a cross between FR2 and FR4 as it's constructed from the epoxy resin but using internal strengthening paper sheets instead of the glass cloth. It had the advantage of being easier to punch for the traditional punch and crunch mass production houses.

Listed on the links are two tables of figures from our laminate specification sheet. As tested in accordance with Mil-s-13949

Test/Specification	BT/Epoxy Typical Values
X-axis Dimensional Stability Y axis Z-axis	15 ppm/C 18 ppm/C 140 ppm/C
Flammability, Classification UL94	VO
Water Absorption E-1/105	0.14%
Peel Strength After Thermal Stress	7 lb./in After 10s/288 Deg. C
Flexural Strength *	100,000 lbf/in² Lengthwise
	75,000 lbf/in² Crosswise
Resistivity After Damp Heat Volume	10 ^7 M ohms cm
Resistivity After Damp Heat Surface	10 ^6 M ohms
Dielectric Constant @ 1MHz	4.1
Dissipation Factor @ 1MHz	0.013
Arc Resistance	115 s
Glass Transition Temperature	185 Deg. C

### BT Epoxy Data Sheet :-



BF998...

## Silicon N\_Channel MOSFET Tetrode

- Short-channel transistor with high S / C quality factor
- For low-noise, gain-controlled input stage up to 1 GHz



ESD: Electrostatic discharge sensitive device, observe handling precaution!

Туре	Package		Marking					
BF998	SOT143	1=S	2=D	3=G2	4=G1	-	-	MOs
BF998R	SOT143R	1=D	2=S	3=G1	4=G2	-	-	MRs
BF998W	SOT343	1=D	2=S	3=G1	4=G2	-	-	MR

### **Maximum Ratings**

Parameter	Symbol	Value	Unit
Drain-source voltage	V <sub>DS</sub>	12	V
Continuous drain current	I <sub>D</sub>	30	mA
Gate 1/ gate 2-source current	±I <sub>G1/2SM</sub>	10	
Total power dissipation	P <sub>tot</sub>		
<i>T</i> <sub>S</sub> ≤ 76 °C, BF998, BF998R		200	
<i>T</i> <sub>S</sub> ≤ 94 °C, BF998W		200	
Storage temperature	T <sub>stg</sub>	-55 150	°C
Channel temperature	T <sub>ch</sub>	150	

### **Thermal Resistance**

Parameter	Symbol	Value	Unit
Channel - soldering point <sup>1)</sup>	R <sub>thchs</sub>		K/W
BF998, BF998R		≤ <b>370</b>	
BF998W		≤ 280	

<sup>1</sup>For calculation of  $R_{\rm thJA}$  please refer to Application Note Thermal Resistance



## **Electrical Characteristics**

Parameter	Symbol	Values		Unit	
		min.	typ.	max.	
DC Characteristics					
Drain-source breakdown voltage	V <sub>(BR)DS</sub>	12	-	-	V
$I_{\rm D}$ = 10 µA, $V_{\rm G1S}$ = -4 V, $V_{\rm G2S}$ = -4 V					
Gate 1 source breakdown voltage	±V <sub>(BR)G1SS</sub>	8	-	12	
$\pm I_{G2S}$ = 10 mA, $V_{G2S}$ = $V_{DS}$ = 0					
Gate2 source breakdown voltage	±V <sub>(BR)G2SS</sub>	8	-	12	
$\pm I_{G2S}$ = 10 mA, $V_{G2S}$ = $V_{DS}$ = 0					
Gate 1 source leakage current	±I <sub>G1SS</sub>	-	-	50	nA
$\pm V_{G1S} = 5 V, V_{G2S} = V_{DS} = 0$					
Gate 2 source leakage current	±I <sub>G2SS</sub>	-	-	50	nA
$\pm V_{G2S} = 5 V, V_{G2S} = V_{DS} = 0$					
Drain current	I <sub>DSS</sub>	5	9	15	mA
$V_{\rm DS}$ = 8 V, $V_{\rm G1S}$ = 0 , $V_{\rm G2S}$ = 4 V					
Gate 1 source pinch-off voltage	-V <sub>G1S(p)</sub>	-	0.8	2.5	V
$V_{\rm DS}$ = 8 V, $V_{\rm G2S}$ = 4 V, $I_{\rm D}$ = 20 µA					
Gate 2 source pinch-off voltage	-V <sub>G2S(p)</sub>	-	0.8	2	
$V_{\rm DS}$ = 8 V, $V_{\rm G1S}$ = 0 , $I_{\rm D}$ = 20 $\mu$ A					



## **Electrical Characteristics**

Parameter	Symbol	Values			Unit
		min.	typ.	max.	
AC Characteristics					
Forward transconductance	g <sub>fs</sub>	20	24	-	-
V <sub>DS</sub> = 8 V, <i>I</i> <sub>D</sub> = 10 mA, <i>V</i> <sub>G2S</sub> = 4 V					
Gate1 input capacitance	C <sub>g1ss</sub>	-	2.1	2.5	pF
$V_{\rm DS}$ = 8 V, $I_{\rm D}$ = 10 mA, $V_{\rm G2S}$ = 4 V,					
<i>f</i> = 1 MHz					
Gate 2 input capacitance	C <sub>g2ss</sub>	-	1.2	-	pF
V <sub>DS</sub> = 8 V, <i>I</i> <sub>D</sub> = 10 mA, <i>V</i> <sub>G2S</sub> = 4 V,					
<i>f</i> = 1 MHz					
Feedback capacitance	C <sub>dg1</sub>	-	25	-	fF
V <sub>DS</sub> = 8 V, <i>I</i> <sub>D</sub> = 10 mA, <i>V</i> <sub>G2S</sub> = 4 V,					
<i>f</i> = 1 MHz					
Output capacitance	C <sub>dss</sub>	-	1.1	-	pF
V <sub>DS</sub> = 8 V, <i>I</i> <sub>D</sub> = 10 mA, <i>V</i> <sub>G2S</sub> = 4 V,					
<i>f</i> = 1 MHz					
Power gain	Gp				dB
V <sub>DS</sub> = 8 V, <i>I</i> <sub>D</sub> = 10 mA, <i>V</i> <sub>G2S</sub> = 4 V,					
<i>f</i> = 45 MHz		-	28	-	
$V_{\rm DS}$ = 8 V, $I_{\rm D}$ = 10 mA, $V_{\rm G2S}$ = 4 V,					
<i>f</i> = 800 MHz		-	20	-	
Noise figure	F				dB
V <sub>DS</sub> = 8 V, <i>I</i> <sub>D</sub> = 10 mA, <i>V</i> <sub>G2S</sub> = 4 V,					
<i>f</i> = 45 MHz		-	2.8	-	
V <sub>DS</sub> = 8 V, <i>I</i> <sub>D</sub> = 10 mA, <i>V</i> <sub>G2S</sub> = 4 V,					
<i>f</i> = 800 MHz		-	1.8	-	
Gain control range	$\Delta G_{p}$	40	50	-	
V <sub>DS</sub> = 8 V, V <sub>G2S</sub> = 42 V, <i>f</i> = 800 MHz					



Total power dissipation  $P_{tot} = f(T_S)$ BF998, BF998R



## **Output characteristics** $I_{D} = f(V_{DS})$

 $V_{G2S} = 4 V$ 

 $V_{G1S}$  = Parameter



## Total power dissipation $P_{tot} = f(T_S)$ BF998W



### Gate 1 forward transconductance

 $g_{fs} = f(I_D)$  $V_{DS} = 5V, V_{G2S} = Parameter$ 





### Gate 1 forward transconductance

 $g_{fs1} = f(V_{G1S})$ 



**Drain current**  $I_D = f(V_{G1S})$ 

V<sub>DS</sub> = 5V

 $V_{G2S}$  = Parameter



Power gain  $G_{ps} = f (V_{G2S})$ f = 45 MHz



Noise figure  $F = f (V_{G2S})$ f = 45 MHz





Power gain  $G_{ps} = f(V_{G2S})$ f = 800 MHz



Power gain  $G_{ps} = f(V_{G2S})$ f = 800 MHz



Gate 1 input capacitance  $C_{g1ss} = f(V_{G1S})$ 

Output capacitance  $C_{dss} = f(V_{DS})$ 





This datasheet has been download from:

www.datasheetcatalog.com

Datasheets for electronics components.