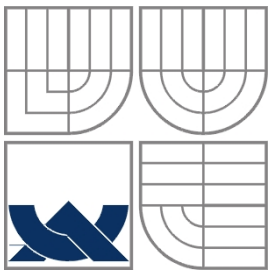
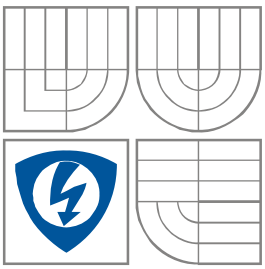


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

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 S

LOW-NOISE S-BAND AMPLIFIER

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE Bc. Dušan Potěšil

AUTHOR

VEDOUCÍ PRÁCE prof. Ing. Miroslav Kasal, CSc.

SUPERVISOR

BRNO, 2008

VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Potěšil Dušan, Bc. ***ID:*** 89510
Ročník: 2 ***Akademický rok:*** 2007/08

NÁZEV TÉMATU:

Nízkošumový zesilovač pro pásmo S

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte možnosti návrhu a realizace nízkošumového mikrovlnného zesilovače pro pásmo S s tranzistory s vysokou pohyblivostí elektronů na bázi GaAs, pracující v obohaceném módu. Seznamte se s programovým prostředím Ansoft Serenade nebo Ansoft Designer. Navrhněte zesilovač pro pásmo 2,10 – 2,45 GHz se ziskem alespoň 20 dB a šumovým číslem menším než 1 dB. Vstup i výstup zesilovače nechť je nesymetrický s impedancemi 50 Ohmů a konektory SMA. Zesilovač namodelujte v prostředí Ansoft Designer. Navržený zesilovač realizujte na vhodnem substratu a proměřte jeho vlastnosti.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] HANUS, S., SVAČINA, J. Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika. Skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2002.

[2] ROHDE, U. L., NEWKIRK, D. P. RF/Microwave Circuit Design for Wireless Applications. Hoboken: John Wiley & Sons, 2000.

[3] WHITE, J. F. High Frequency Techniques. Hoboken: John Wiley & Sons, 2004.

Termín zadání: 5.10.2007 ***Termín odevzdání:*** 30.5.2008

Vedoucí projektu: prof. Ing. Miroslav Kasal, CSc.

Raida

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida
předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

Faculty of Electrical Engineering and Communication
Department of Radio Electronics

Low-noise S-band ampifier

Diploma Thesis

Specialization of study: Electronics & Communication

Author: Dušan POTĚŠIL

Supervisor: Prof. Ing. Miroslav Kasal, Csc.

ABSTRACT

This work deals with design, simulation and realisation of a receiving systém of an S-band front end for satellite communication. The first part of the project is designed the low noise amplifier (LNA) with high associated gain. The basic point of the design is choice of the active device. In the present time are available the ultra low noise transistors based on the GaAs with high mobility electron.

The two-stage LNA has been designed with Agilent ATF-55143. It is pseudomorphic HEMTs ,which work in an enhancement mode.These transistor do not require a negative bias voltage and have extremely good typical noise figure. The design includes an interdigital tuned band pass filter between stages. The second part of the project is search another way design circuit. There are designed two LNA with paralel coupled line filter. The first has been applied on a PTFE substrate Duroid 5880 with relative permitivity 2,2 and tg δ = 0,009. The substrate FR-4 (ε_r = 4.34) with the thickness 0.06” was used for the realization.

Keywords

LNA, Low-Noise Amplifier, Noise Faktor , Noise Figure (NF), Noise Temperature, Power Gain, Available Gain, Transducer Gain.

ABSTRAKT

Tato práce zabývá se návrhem, simulací a realizaci přední části přijímajícího systému pro satelitní komunikaci. První část projektu je návrh LNA s vysokým přidruženým ziskem. Základním bodem návrhu je výběr aktivního zařízení. V současnosti jsou dostupné nízkošumové tranzistory založené na GaAs s vysokou pohyblivostí elektronů.

Dvojstupňový nízkošumový zesilovač byl navržen s tranzistorem Agilent ATF-55143. Je to P-HEMT, který pracuje v obohaceném modu. Tento tranzistor nevyžaduje záporné přepětí a má extrémně dobré šumové číslo. Návrh obsahuje mezi stupni interdigitalní laděnou pásmovou propust. V druhé části projektu jsou jiné možnosti realizace obvodu. Jsou zde navrženy dva zesilovače s parelelním coupled line filtrem. První je navržen na substrátu Duroid 5880 s relativní permitivitou 2,2 a tg δ = 0,009. Pro realizaci byl použit materiál FR-4 (ε_r = 4.34) s tloušťkou 0.06".

Klíčová slova

LNA, nízkošumový zesilovač, šumový činitel, šumové číslo (NF), šumová teplota, výkonový zisk, dostupný zisk, energetický zisk.

Bibliografická citace mé práce:

POTĚŠIL, D. *Nízkošumový zesilovač pro pásmo S*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2008. 61 s. Vedoucí diplomové práce prof. Ing. Miroslav Kasal, CSc.

LICENČNÍ SMLOUVA
POSKYTOVANÁ K VÝKONU PRÁVA UŽÍT ŠKOLNÍ DÍLO

uzavřená mezi smluvními stranami:

1. Pan/paní

Jméno a příjmení: Bc. Dušan Potěšil

Bytem: Sobůlky 117, Kyjov, 697 01

Narozen/a (datum a místo): 13. srpna 1983 v Kyjově

(dále jen „autor“)

a

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 S

   Vedoucí/ školitel VŠKP: prof. Ing. Miroslav Kasal, CSc.

   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.

* 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 zákoníkem, 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: 30. května 2008

…….. ……

Nabyvatel Autor

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma „Nízkošumový zesilovač pro pásmo S“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a 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 30. května 2008 .....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce Prof. Ing. Miroslavu Kasalovi, CSc. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne 30. května 2008 .....
podpis autora

OBSAH

ÚVOD 8

1 NÍZKOŠUMOVÉ ZESILOVAČE 9

1.1 Šumový činitel, šumové číslo, ekvivalentní šumová teplota 9
1.2 Kaskádní řazení šumových dvojbranů 10
1.3 Stabilita zesilovače 11

2 NÁVRH ZESILOVAČE V PROGRAMU ANSOFT DESIGNER 14

2.1 Blokové schéma 14
2.2 Návrh pásmové propusti 14
2.3 Návrh jednostupňového zesilovače 18
2.3.1 Řešení stability tranzistoru: 18
2.3.2 Návrh šumového přizpůsobení: 19
2.4 Návrh druhého stupně zesilovače 22
2.5 Stejnosměrné napájení zesilovače 22
2.5.1 Nastavení pracovního bodu 23
2.5.2 Výpočet hodnot rezistorů: 25
2.6 Výsledky návrhu 26

3 JINÉ MOŽNOSTI REALIZACE 29

3.1 Substrát 29
3.2 Šumové přizpůsobení 29
3.3 Oddělení DC části od RF 31
3.4 Pásmová propust 34

4 REALIZACE LNA 37

4.1 Duroid 5880 37
4.2 FR4 41

ZÁVĚR 44
POUŽITÁ LITERATURA 45
PŘÍLOHY 46

ÚVOD

Cílem projektu je navrhnout nízkošumový zesilovač (LNA-Low-Noise Amplifier) pro pásmo 2,1 – 2,45 GHz. Vysokofrekvenční zesilovače hrají důležitou úlohu na výstupu vysílače i na vstupu přijímače. Mají za úkol zvýšit výkonovou úroveň vysílaného signálu dostatečně vysoko nad úroveň šumů a rušení přenosového kanálu, a to i při započtení útlumu šířením. Důraz tedy klademe na dostatečné výkonové zesílení. V tomto případě klademe důraz na co možná nejlepší šumové parametry zesilovače (aby byl co možná nejméně zhoršen odstup přijatého signálu od šumu).

Výborných šumových vlastností a taky dobrým ziskem se vyznačují tranzistory MESFET. Jde o unipolární tranzistory na bázi GaAs s vysokou pohyblivostí elektronů. S jejich pomocí je možné realizovat dvojstupňové zesilovače se ziskem větším jak 20 dB a šumovým číslem menším jak 1 dB.

V této práci jsem navrhl dvojstupňový zesilovač s tranzistorem Agilent ATF-55143. Je zde nastíněn podrobný popis návrhu v programu Ansoft Designer v2. V další části práce jsou popsány jiné možnosti návrhu.

1 Nízkošumové zesilovače

Při popisu šumových vlastností zesilovače již nezkoumáme jeho jednotlivé vnitřní zdroje šumu, ale obvykle pomocí jedné veličiny jsou charakterizovány jeho výsledné šumové vlastnosti [1].

1.1 Šumový činitel, šumové číslo, ekvivalentní šumová teplota

Šumový činitel *F* *(Noise Faktor)* lineárního dvojbranu lze definovat pomocí odstupu signál-šum nebo jako poměr poměrů výkonů S_1/N_1 na vstupu ku S_2/N_2 na výstupu [1].

$$F = \frac{\frac{S_1}{N_1}}{\frac{S_2}{N_2}}, \tag{1.1}$$

kde S_1 je výkon signálu na vstupu dvojbranu (zesilovače),

N_1 je výkon šumu na vstupu dvojbranu (zesilovače),

S_2 je výkon signálu na výstupu dvojbranu (zesilovače),

N_2 je výkon šumu na výstupu dvojbranu (zesilovače).

Poměr S_1/N_1 vyjadřuje poměr signál/šum na vstupu zesilovače a závisí pouze na parametrech zdroje (generátoru). Nezávisí na parametrech zesilovače, protože vstupní admitance zesilovače zatěžuje stejně zdroj signálu i zdroj šumu. Šumový činitel je bezrozměrné číslo, které udává kolikrát je vetší 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 vnitrní admitancí Y_{GOPT} (resp. s výstupním činitelem odrazu G_{GOPT}) se nazývá šumové prizpusobení zesilovače a šumový činitel v tomto stavu dosahuje své minimální hodnoty [1].

Šumové číslo F_{dB} (*Noise figure NF*) je logaritmické vyjádření šumového činitele podle vztahu

$$F_{dB} = 10 \cdot \log F \tag{1.2}$$

Ideální „nešumící“ zesilovač má $F_{dB} = 0$, pro reálný zesilovač $F_{dB} > 0$.

U kvalitních zesilovačů s malým šumem je šumový činitel pouze nepatrně vetší 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*). Relaci mezi šumovým činitelem a ekvivalentní šumovou teplotou vyjadřuje vztah:

$$T_e = T_c(F-1) \tag{1.3}$$

Změna šumového činitele z hodnoty F_1=1,0 na hodnotu F_2=2,0 potom odpovídá změně ekvivalentní šumové teploty z hodnoty T_{e1} = 0 K na hodnotu T_{e2} = 290 K, což je rozlišení dostatečně jemné [1].

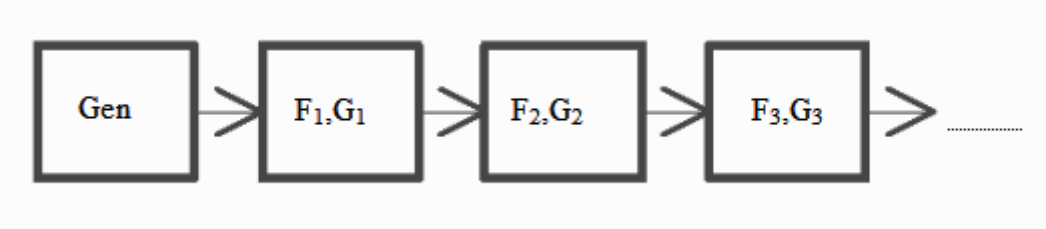
1.2 Kaskádní řazení šumových dvojbranů

Při návrhu nízkošumových zesilovačů i při návrhu rádiových složitější řetězců je velmi užitečný tzv. Friisův vztah, definující šumový činitel (resp. šumové číslo) kaskády *n* šumových dvojbranů. Kaskádní řazení zesilovačů je zobrazeno na obr. (1.1). Frissův vztah pro 3 kaskádně razené šumové dvojbrany je

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2}, \tag{1.4}$$

kde F je šumový činitel celé soustavy,

F_n *a* G_n jsou šumové činitele jednotlivých dvojbranu a jejich dosažitelná výkonová zesílení [1].



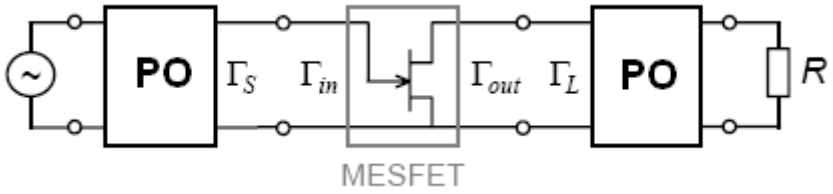
Obr. 1.1: Kaskádní řazení dvojbranů

Výsledné šumové číslo kaskády je dominantně dáno šumovým číslem prvního stupně F_1. Proto by měl mít první blok kaskády minimální šumový činitel a co nejvyšší dosažitelné výkonové zesílení. Tím bude zaručen malý šumový činitel celé kaskády a lze tak eliminovat i vliv bloku s vyšším šumovým činitelem. Proto jsou nízkošumové zesilovače zapojovány vždy na vstupech rádiových přijímačů [1].

1.3 Stabilita zesilovače

Při návrhu zesilovače vycházíme ze známých parametrů aktivního prvku jímž je v našem případě tranzistor MESFET ATF-55143 [6]. Ten chápeme jako dvojbran, který je popsán svými rozptylovými parametry S. Tyto parametry závisejí na stejnosměrném nastavení pracovního bodu, a proto musejí být vždy měřeny právě v platném nastavení. V našem případě budeme zesilovač navrhovat pro hodnoty V_{DS} = 2V a I_{DS} = 10mA (pro tyto hodnoty jsou udány rozptylové parametry v datasheetu v příloze) [6]. Při návrhu se omezíme na zesilovače malých signálů, takže můžeme využít linearizovaného modelu tranzistoru.

V nejjednodušším případě je tranzistor doplněn jen přizpůsobovacími obvody na vstupu a na výstupu podle (obr. 1.2), a obvodem pro nastavení pracovního bodu tranzistoru [5]. Jelikož vhodně navržený obvod pro nastavení pracovního bodu neovlivní vysokofrekvenční přizpůsobení, nebudeme v návrhu tento obvod uvažovat.



Obr. 1.2: Blokové schéma jednostupňového zesilovače

Hlavní vlastností zesilovače je stabilita. Nutnými a postačujícími podmínkami pro nepodmíněnou stabilitu samotného tranzistoru jsou

$$\Delta s = | s_{11} s_{22} - s_{21} s_{12} | < 1, \tag{1.5}$$

tj. determinant rozptylové matice tranzistoru je menší než jedna, a

$$K = \frac{1 - |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2 + |\Delta s|^2}{2 * |s_{11} s_{21}|} > 1, \tag{1.6}$$

tj. Linvillův činitel stability je větší než jedna. Na pravé straně (1.6) vystupují rozptylové parametry tranzistoru a determinant jeho rozptylové matice Δs.

Pokud je tranzistor pouze podmíněně stabilní, musíme znát vlastnosti vstupních a výstupních přizpůsobovacích obvodů. Je-li velikost činitele odrazu na vstupu tranzistoru větší než jedna

$$\Gamma_{in} = s_{11} + \frac{s_{21} s_{12} \Gamma_L}{1 - s_{22} \Gamma_L}, \tag{1.7}$$

je zesilovač nestabilní [4]. Činitel odrazu na vstupu tranzistoru závisí na jeho rozptylových parametrech, ale také na činiteli odrazu na vstupu výstupního přizpůsobovacího obvodu Γ_L, kterým je tranzistor zatížen.

Obdobně je tomu z pohledu ze strany zátěže (výstupní brána tranzistoru se nám jeví jako vstup a vstupní přizpůsobovací obvod jako zátěž). Pokud je činitel odrazu na výstupní bráně tranzistoru

$$\Gamma_{out} = s_{22} + \frac{s_{21}s_{12}\Gamma_S}{1 - s_{11}\Gamma_S}, \tag{1.8}$$

větší než jedna, je zesilovač nestabilní. Ve vztahu (1.8) si vyměnily role rozptylové parametry s_{11} a s_{22} (pohled z opačného směru) a činitel odrazu na vstupu výstupního přizpůsobovacího dvojbranu Γ_L byl nahrazen činitelem odrazu na výstupu vstupního přizpůsobovacího dvojbranu Γ_S [4].

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

$$C_L = \frac{\left(s_{22} - \Delta s \cdot s_{11}^{\ *}\right)^*}{|s_{22}|^2 - |\Delta s|^2}, \tag{1.9}$$

$$r_L = \left|\frac{s_{12} \cdot s_{21}}{|s_{22}|^2 - |\Delta s|^2}\right|, \tag{1.10}$$

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

$$C_L = \frac{\left(s_{22} - \Delta s \cdot s_{11}^{\ *}\right)^*}{|s_{22}|^2 - |\Delta s|^2}, \tag{1.11}$$

$$r_P = \left|\frac{s_{12} \cdot s_{21}}{|s_{22}|^2 - |\Delta s|^2}\right|, \tag{1.12}$$

Rovnice (1.9) až (1.12) určují hranice oblastí stability, ale neříkají, zda je stabilní oblast uvnitř nebo vně těchto kružnic. 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 [4].

Pokud je tranzistor stabilní podmínečně, nelze dosáhnout současného přizpůsobení vstupu i výstupu [5]. Požadované hodnoty energetického zisku lze tedy dosáhnout navržením zesilovače tak, aby se dostupný zisk nebo výkonový zisk rovnal zisku energetickému, a poté výkonově přizpůsobíme buď vstup nebo výstup zesilovače [4].

Z toho vyplývá postup návrhu:

1. Specifikujeme požadovaný energetický zisk G_t.
2. Rozhodneme, který port má být přizpůsoben:
   a) vstupní – vyber Γ_L, aby $G_p = G_t$, vypočti $\Gamma_S = \Gamma_{in}^*$ z (1.7)
   b) výstupní – vyber Γ_S, aby $G_a = G_t$, vypočti $\Gamma_L = \Gamma_{out}^*$ z (1.8)

kde Gp je výkonový zisk (*power gain*) definován jako poměr výkonu dodaného do zátěže k výkonu dodanému celému obvodu, Ga je dostupný zisk (*available gain*) definován jako poměr výkonu dostupného v obvodu k výkonu dostupnému ve zdroji a Gt je energetický zisk (*transducer gain*) definován jako poměrem výkonu dodaného do zátěže k výkonu dostupnému ve zdroji [5].

Je-li vstup přizpůsoben, je výkon dodávaný obvodu roven výkonu dostupnému ve zdroji a z výše uvedených vztahů vyplývá $G_t = G_p$.

Posledním problémem je nalezení takových hodnot Γ_L, které odpovídají požadovanému výkonovému zisku G_p resp. takových hodnot Γ_S, které odpovídají požadovanému dostupnému zisku G_a. Hledané hodnoty Γ_L leží ve Smithově diagramu na kružnici, jejíž střed a poloměr jsou dány

$$C_P = \frac{g_p\left(s_{22} - \Delta s \cdot s_{11}^{\ *}\right)}{1 + g_p\left(\left|s_{22}\right|^2 - \left|\Delta s\right|^2\right)}, \tag{1.9}$$

$$r_P = \frac{\left(1 - 2Kg_p\left|s_{12}s_{21}\right| + g_p{}^2\left|s_{12}s_{21}\right|^2\right)^{\frac{1}{2}}}{1 + g_P\left(\left|s_{22}\right|^2 - \left|\Delta s\right|^2\right)}, \tag{1.10}$$

kde $g_p = G_p / |s_{21}|^2$ [4]. Hledané hodnoty Γ_S leží ve Smithově diagramu na kružnici, jejíž střed a poloměr jsou dány

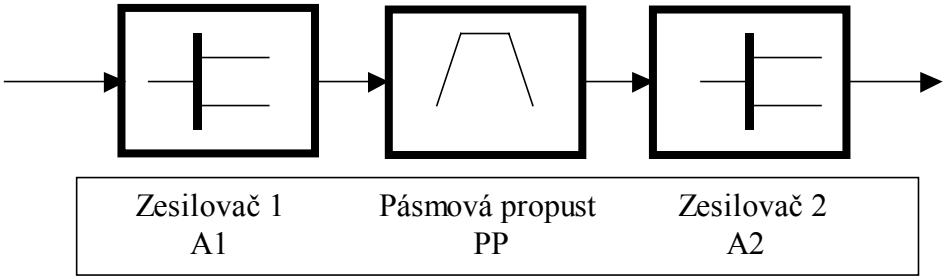
$$C_a = \frac{g_a\left(s_{11} - \Delta s \cdot s_{22}^{\ *}\right)}{1 + g_a\left(\left|s_{11}\right|^2 - \left|\Delta s\right|^2\right)}, \tag{1.11}$$

$$r_a = \frac{\left(1 - 2Kg_a\left|s_{12}s_{21}\right| + g_a{}^2\left|s_{12}s_{21}\right|^2\right)^{\frac{1}{2}}}{1 + g_a\left(\left|s_{11}\right|^2 - \left|\Delta s\right|^2\right)}, \tag{1.12}$$

2 Návrh zesilovače v programu ANSOFT DESIGNER

2.1 Blokové schéma

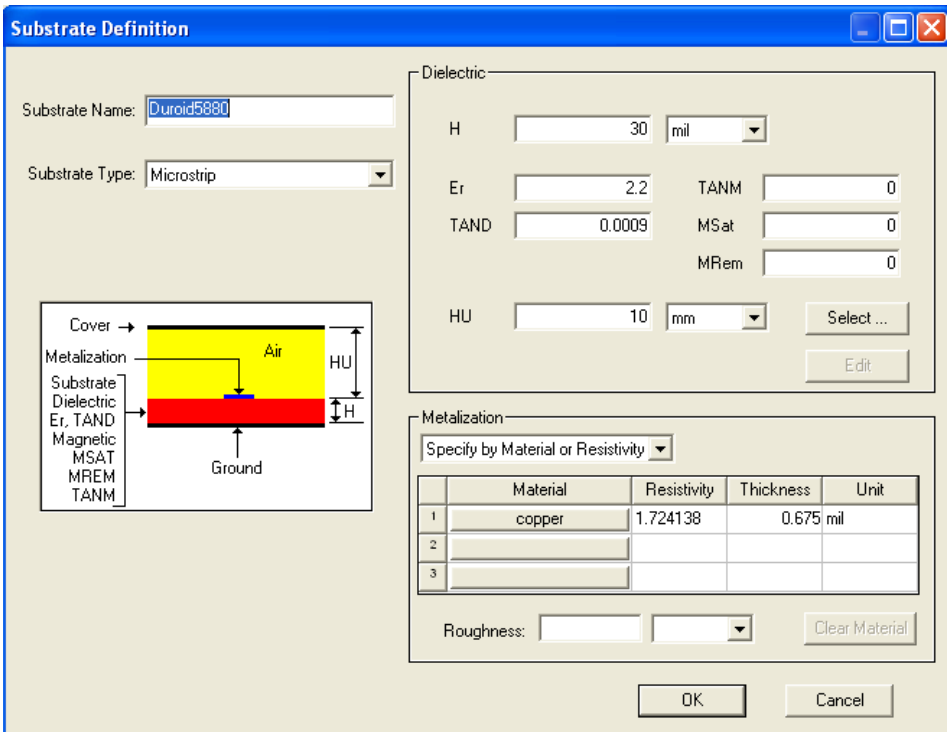
Blokové schéma se skládá z prvního stupně zesilovače A1, následuje pásmová propust PP a za ní je druhý stupeň zesilovače A2. Blokové schéma je naznačeno na obr. 2.1.



Obr. 2.1: Blokové schéma dvoustupňového LNA

2.2 Návrh pásmové propusti

Zesilovač budeme navrhovat v programu **Ansoft Designer** s tranzistorem ATF-55143 [6]. Vytvoříme nový projekt *New – Projekt* a vybereme substrát, na kterém budeme obvod realizovat *Projekt – Insert Circuit Design* a zvolíme materiál *MS – RT Duroid 5880 (ε_r=2.20) 0.02inch, 0.5oz cooper* [7]. Nastavení hodnoty H substrátu, na kterém budeme LNA navrhovat, je nutno změnit na hodnoty reálné. Na obr. 2.2 je znázorněno nastavení substrátu Duroid 5880, kde nastavujeme výšku substrátu H, relativní permitivitu ε_r, TAND a HU (velikost vzduchové mezery mezi deskou plošného spoje a horním víčkem) [7].



Obr. 2.2: Parametry substrátu

Hodnoty substrátu H a HU je možné zadávat buď v „mm“ a nebo v „mil“ (což jsou tisíciny palce). Jelikož pracujeme s šířkou substrátu H=0.79mm, je možné tuto hodnotu přepočítat na tisíciny palce podle vztahu (2.1):

$$H\,[\text{mil}] = \frac{H\,[\text{mm}]}{25{,}4} \cdot 1000 = \frac{0{,}79}{25{,}4} \cdot 1000 = 31{,}1 \approx 30[mil] \qquad (2.1)$$

Nyní se pustíme do návrhu pásmové propusti, která nám zajistí dostatečné zesílení na požadovaném kmitočtu a útlum na ostatních kmitočtech. Pásmovou propust (dále jen PP) vytvoříme se dvou vázaných paralelních kmitavých obvodů (vázané mikropáskové vedení) [1].

Vycházet budeme ze zapojení na obr. 2.3 na kterém je znázorněno interdigitální uspořádání PP. V záložce *Components – Microstrips – Coupled Lines* vybereme *MSCPL: MS Coupled Lines, Symmetric, Physical Length.* Impedanci Z_0 a Z_E volíme blízko 50Ω, protože takovou hodnotu impedance má mít vstup a výstup pásmové propusti [1]. Pro výpočet tedy zadáváme:

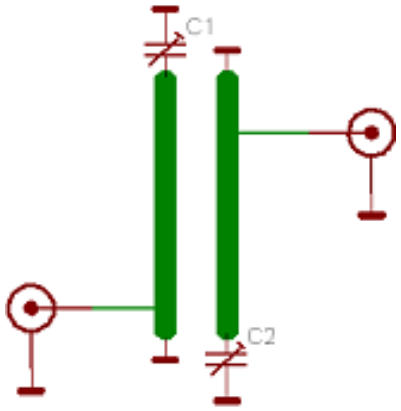
$Z_0 = 48\ \Omega$

$Z_E = 52\ \Omega$

$E_{\frac{\lambda}{4}} = 90\,°$

$TAND = 0.009$

ER=2,2, f = 2,4GHz

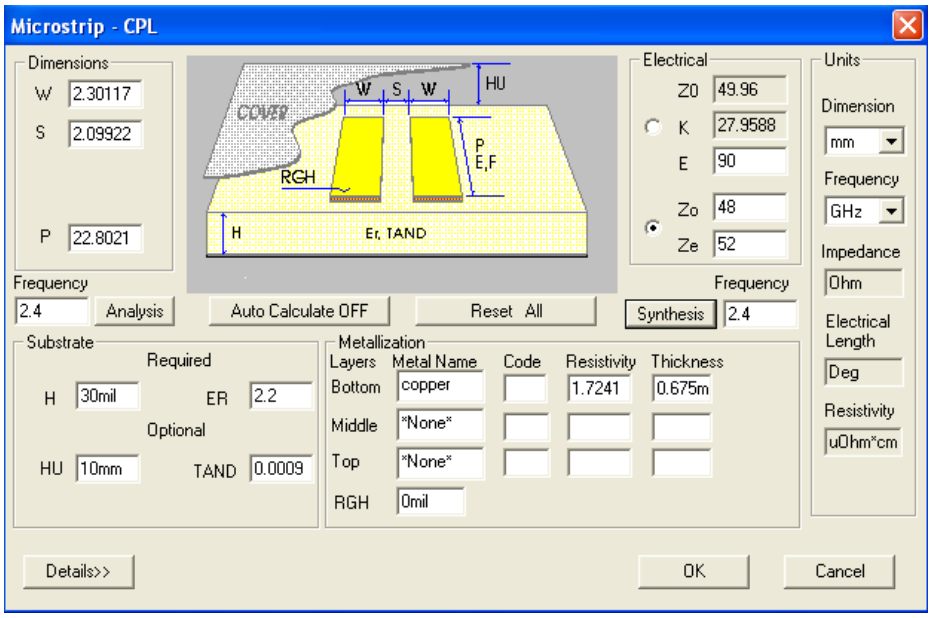


Obr. 2.3: Interdigitální uspořádání PP

Z těchto hodnot vypočteme potřebnou délku mikropásku stisknutím tlačítka *Synthesis*, což je znázorněno na obr.2.4. Ze zjištěných údajů (w = 2,3mm; s = 2.1mm; p = 21.8mm) je možné navrhnout výslednou PP. Mikropásek je nutno rozdělit na tři mikropásky o délce λ /8 , λ /4, λ/8. Rozdělení nám umožní připojit vstup a výstup k PP.

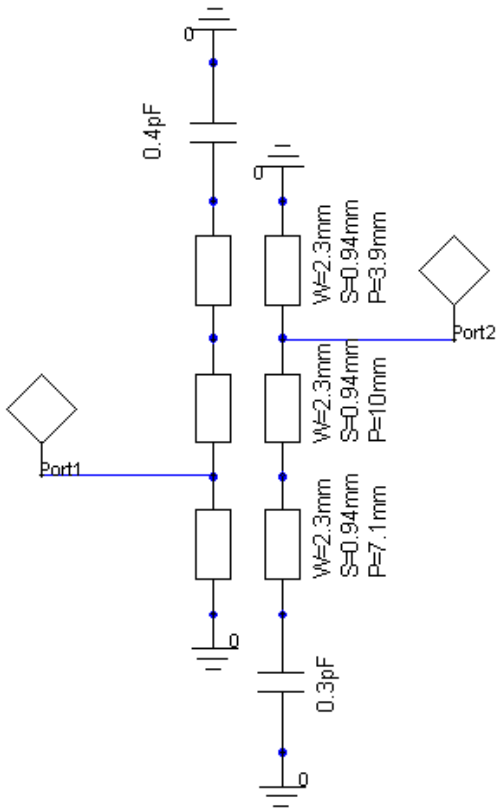
Zapojení PP provedeme podle obr. 2.5 a doplníme vázané vedení kondenzátory ze záložky *Components – Lumped – Capacitors – CAP: Capacitor* (představuje ideální kondenzátor), uzemníme (ground) a připojíme porty(těmto portům nastavím impedanci 50 Ω a připojím k obvodu).

Pomocí velikosti kondenzátorů nastavíme frekvenci, na které budeme mít maximální přenos tj. v našem případě nulový útlum na 2300 MHz. Vhodným nastavením vázaných vedení docílíme požadovaného průběhu přenosu s_{21}, činitele odrazu na vstupu a výstupu s_{11} a s_{22} a šumového čísla F [dB]. Musí přitom platit, že parametry ***w (šířka mikropásku)*** a ***s (vzdálenost mezi mikropásky)*** u vázáného vedení musí být ve všech třech případech stejné. Různá může být pouze délka jednotlivých vázaných vedení ***p.***



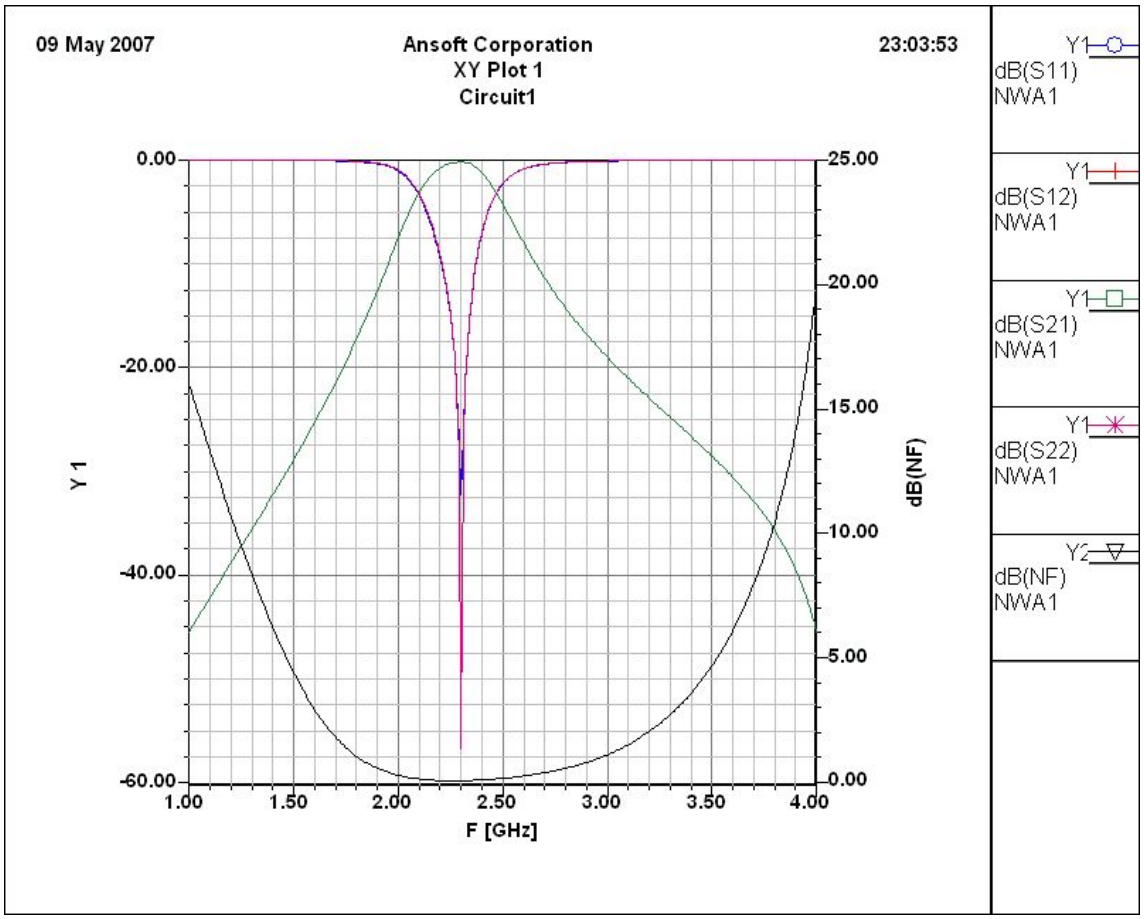
Obr. 2.4: Výpočet délky PP

Pro zobrazení výstupních charakteristik musíme nastavit a poté spustit analýzu vytvořené pásmové propusti. To provedeme pomocí záložky *Analysis – Add Solution Setup.* Vybereme lineární analýzu, nastavíme rozmítání od 1 GHz do 4 GHz s krokem např. 10 MHz a potvrdíme ji [4]. Vytvořenou analýzu spustíme pomocí záložky *Analysis – Analyze.*



Obr. 2.5: Schéma zapojení pásmové propusti

Získané výsledky můžeme zobrazit pomocí položky *Results – Create Reports*, kde vybere požadované průběhy s_{11}, s_{22}, s_{12}, s_{21} a NF v požadovaných veličinách tj. v dB [4]. Výsledné charakteristika pásmové propusti jsou zobrazeny na obr. 2.6.



Obr. 2.6: Výsledné charakteristiky PP

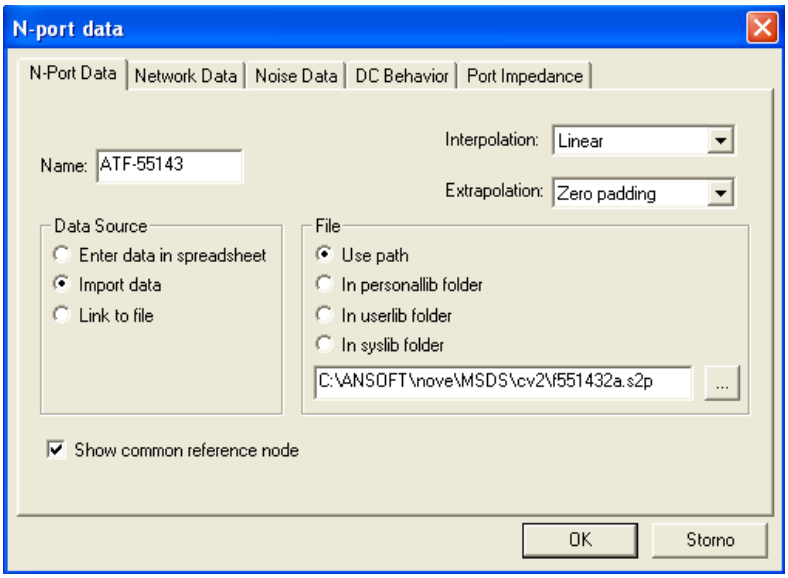
V případě potřeby je možné obvod ladit pomocí záložky *Circuit – Tune* a výsledek rovnou sledovat v grafické podobě. Ladění vyžaduje mít aktivované ty součástky, které chceme měnit. To provedeme kliknutím pravého tlačítka myši na danou součástku a vybereme položku *Tune* a z nabídky vybereme ten parametr, který chceme měnit. Výsledné parametry PP jsou zobrazeny v tab. 1.

Tab.1 Nastavení pásmové propusti

Kondenzátory	C1=2,4pF	C2=2,3pF	
vedení1	w=2,3mm	s=0,94mm	p=7,1mm
vedení2	w=2,3mm	s=0,94mm	p=10mm
vedení3	w=2,3mm	s=0,94mm	p=3,9mm

2.3 Návrh jednostupňového zesilovače

V této fázi přidáme k PP tranzistor ATF-55143. Všechny potřebné parametry skutečného tranzistoru jsou uloženy v souboru (*.s2p), který je k dispozici přímo od výrobce. Do projektu tento tranzistor vložíme jako položku *NPORT* pomocí záložky *Draw – Nport* viz. obr. 2.7. Zde je potřeba zatrhnout volbu „ *Show common reference node*“ a v sekci *File* nastavit cestu k souboru s parametry tranzistoru. Pokud se po přidání tranzistoru do obvodu zvětší činitel odrazu na vstupu s_{11} či na výstupu s_{22} nad hodnotu 0 dB, je třeba tuto hodnotu snížit pod tuto úroveň zařazením sériového rezistoru o odporu jednotek až desítek ohmu (podle potřeby). Rezistor do obvodu vložíme pomocí záložky *Circuit elements – Lumped – Rezistors – RES.*



Obr. 2.7: Přidání tranzistoru ATF-55143

2.3.1 Řešení stability tranzistoru:

Hodnoty rozptylových parametrů nutných pro výpočet jsou uvedeny v tab. 2. Tyto hodnoty jsme dosáhly pomocí programu AppCAD. Jelikož máme podle zadání dosáhnout zisku min. 20 dB a šumového čísla F_{min} menšího než jedna na kmitočtu 2,1 GHz až 2,45 GHz, použijeme pro výpočet rozptylové parametry pro střední kmitočet těchto dvou kmitočtů tj. 2,3 GHz.

Tab. 2 Rozptylové parametry tranzistoru ATF-55143 při frekvenci f = 2,3 GHz

S11	0,6814∟-116,1
S12	0,0812∟26,94
S21	6,4834∟92
S22	0,5254∟-63,26

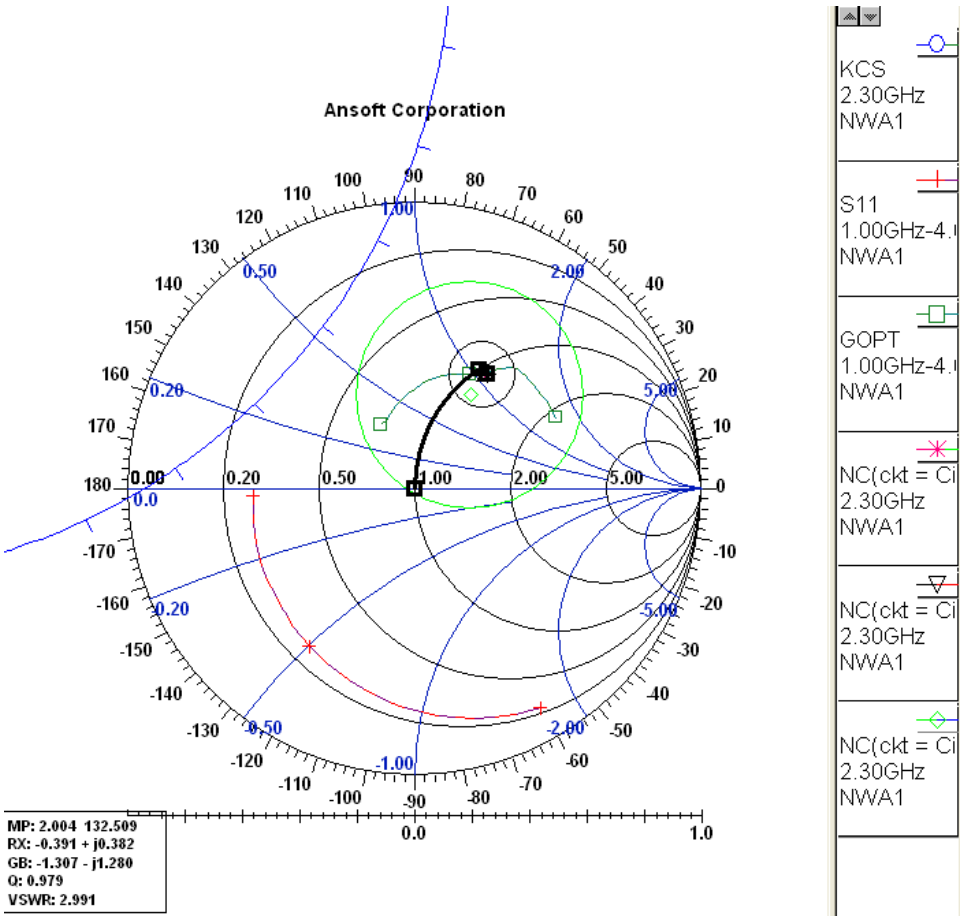
Pomocí programu AppCAD jsem zjistil činitel stability k_S = 0,46. Protože je činitel stability k_S menší než jedna, je tranzistor na tomto kmitočtu potenciálně nestabilní [4]. Pro stejný kmitočet vypočteme determinant matice ΔS:

$$\begin{aligned}\Delta s &= \left|s_{11}.s_{22} - s_{12}.s_{21}\right| = \\ &= \left|(0{,}6814\mathrm{L}\,{-}116{,}1)*(0{,}5254\mathrm{L}\,{-}\,63{,}26) - (0{,}0812\mathrm{L}26{,}94)*(6{,}4834\mathrm{L}92)\right| = \\ &= 0{,}476\mathrm{L}\,{-}102{,}5\end{aligned} \qquad (2.2)$$

Protože determinant ΔS vyšel menší než jedna, je tranzistor podmíněně stabilní. Je tedy nutno provést šumové přizpůsobení na vstupu zesilovače [4].

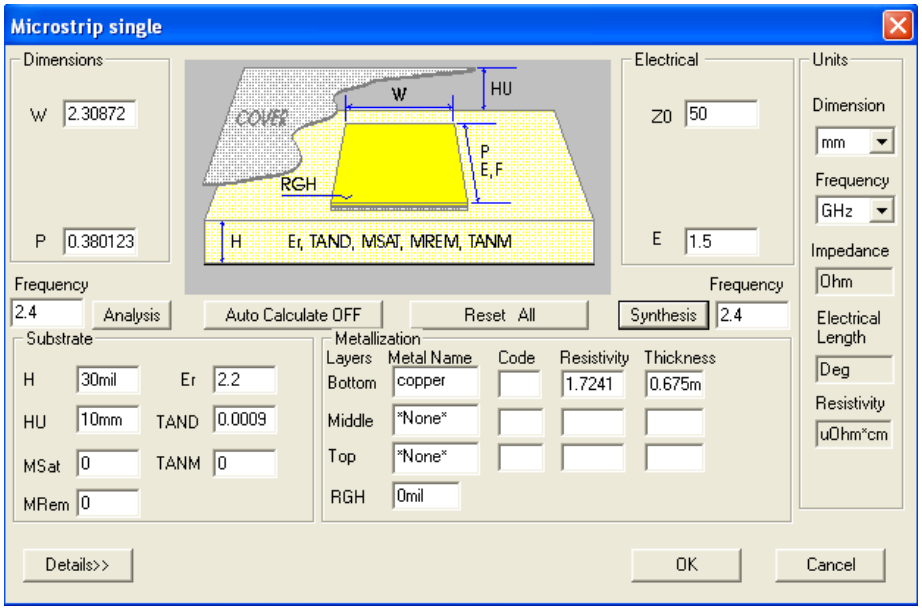
2.3.2 Návrh šumového přizpůsobení:

Abychom dosáhli šumového přizpůsobení, musíme impedanci na výstupu generátoru přizpůsobit k impedanci vstupu tranzistoru [5]. K tomu slouží záložka *Circuit – Smith Tool*, kde si zobrazíme nejnižší šumové číslo při frekvenci 2400 MHz a do tohoto bodu musíme transformovat impedanci 50 Ω, která se nám normováním projeví ve Smithově diagramu jako bod (1 + j0) Ω. Přizpůsobení provedeme v záložce *Matching* nejprve pomocí indukčnosti 3,1nH a poté mikropáskem zapojeným do série s indukčností. Přizpůsobení je znázorněno na obr. 2.8.



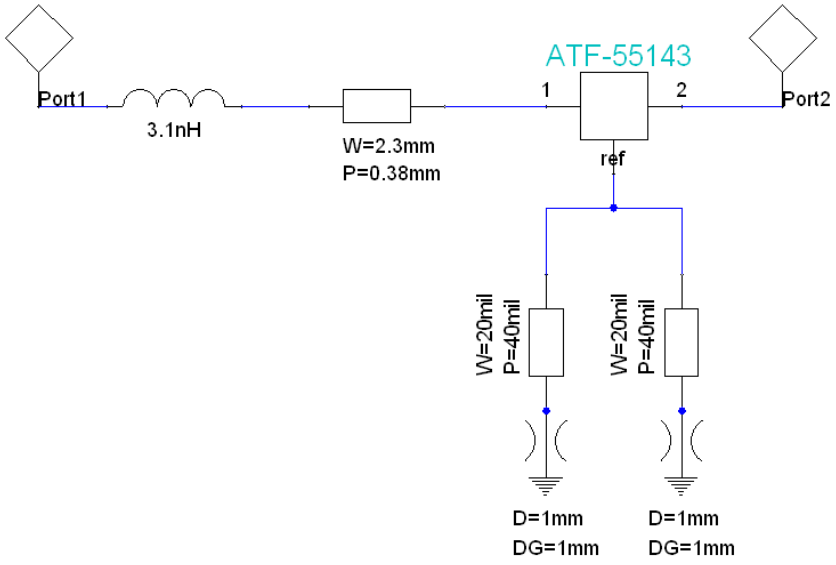
Obr. 2.8: Šumové přizpůsobení

Nyní zbývá přepočítat hodnoty mikropásku: pro impedanci 50 Ω a el.délku 1,5° provedeme syntézu při náší frekvenci 2400 MHz. Záložka pro přepočet hodnot mikropásku slouží záložka *Circuit – TRL – Microstrip – Single* viz obr. 2.9.



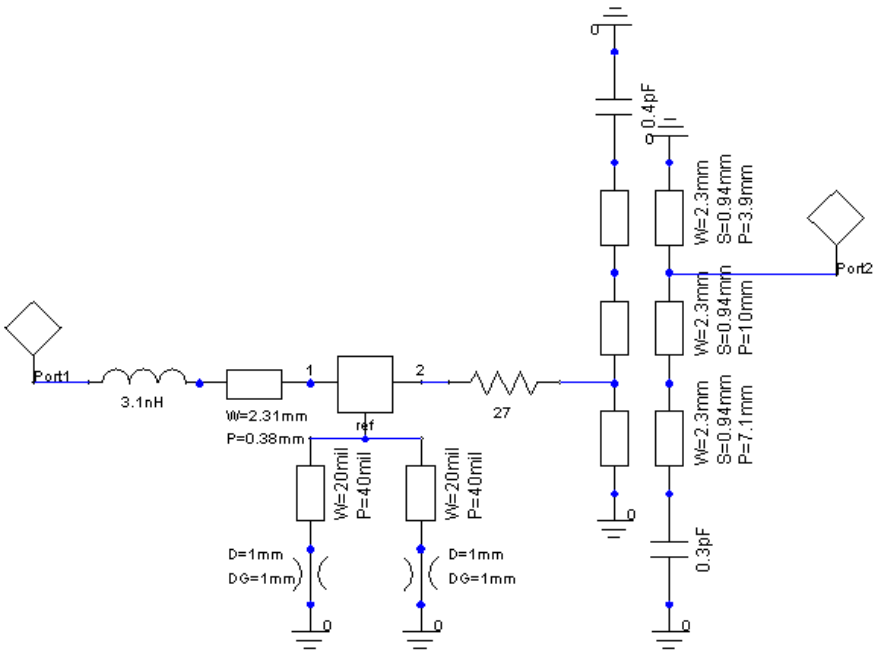
Obr. 2.9: Přepočet hodnot mikropásku

Vypočtené hodnoty indukčnosti a mikropásku využijeme a vložíme součástky do obvodu. Indukčnost pomocí záložky *Circuit elements – Lumped – Inductors – IND* a vedení pomocí záložky *Circuit elements - Mikrostrip – Transmision lines – MSTRL*. Schéma zapojení šumového přizpůsobení je znázorněno na obr. 2.10. Výrobce v katalogových listech udává také pro snížení s_{11} a s_{22} zapojení dvou indukčností do emitoru tranzistoru, které jsou přes průchodky připojeny na zem. Důvodem proč jsou indukčnosti dvě je, že náš tranzistor má dva společné emitory. Indukčnosti vložím do projektu pomocí položky *Components – Microstrip – Transmission Lines – MSTRL* a nastavím jim požadované parametry P a W, které vypočítám z uvedených hodnot indukčností v katalogových listech. Protože musíme uvažovat vliv průchodek, musíme je do zapojení také přidat pomocí *Components – Microstrip – General components – MSVIAH*.

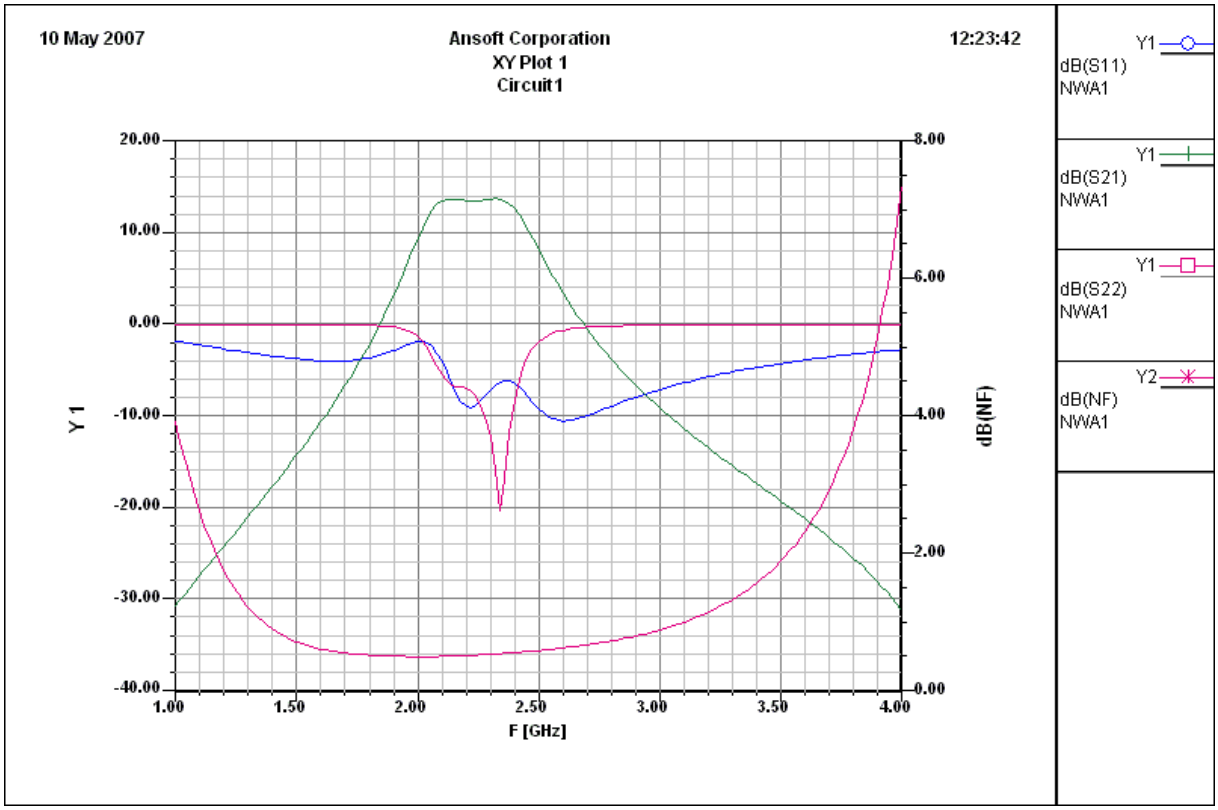


Obr. 2.10: Schéma zapojení šumového přizpůsobení

Nyní takto vytvořený zesilovač připojíme k dříve vytvořené pásmové propusti a dostaneme jednostupňoví zesilovač zobrazený na obr. 2.11. Jeho výstupní charakteristiky jsou znázorněny v grafu níže na obr. 2.12.



Obr. 2.11: Schéma zapojení jednostupňového zesilovače



Obr. 2.12: Výsledné charakteristiky jednostupňového zesilovače

V grafu máme vyneseny následující veličiny: činitel odrazu na vstupu a výstupu obvodu, přenos obvodu a veličinu NF tzv. noise factor, který má ovšem pro lepší přehlednost přidělenu jinou samostatnou osu. Všechny veličiny jsou udávány v dB. Samotný tranzistor má v daném pásmu kmitočtů zesílení menší jak 20 dB, proto je nutné navrhnout dvoustupňový zesilovač.

2.4 Návrh druhého stupně zesilovače

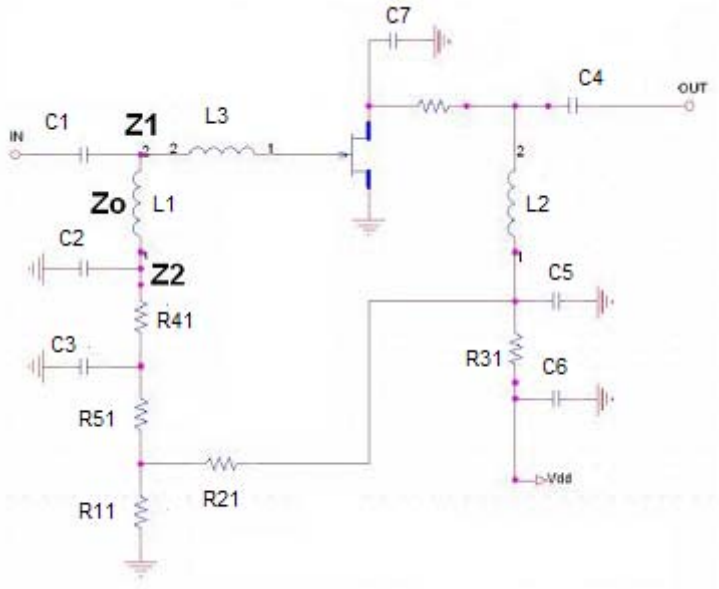
Druhý stupeň zesilovače je stejný jako první takže celý tranzistor i s indukčnosti překopírujeme na výstup PP. Z důvodů napájení zesilovače je nutno galvanicky oddělit zesilovač pomocí oddělovacích kondenzátorů a to jak na vstupu a výstupu zesilovače tak mezi tranzistorem a PP jinak by došlo ke zkratování napájecího napětí tranzistoru přes PP na zem. Kondenzátory na vstupu a výstupu zesilovače volíme C = 100 pF. Kondenzátory na vstupu a výstupu PP budou mít taky hodnotu C = 100 pF.

2.5 Stejnosměrné napájení zesilovače

Schéma zapojení pro nastavení pracovního bodu a zajištění pracovních podmínek je znázorněno v příloze 1 v katalogových listech tranzistoru ATF-55143 a na obr. 2.13. Protože napájecí napětí musí být přivedeno do místa s nejnižší impedancí, jsou v zapojení indukčnosti L1 a L2 ve funkci čtvrtvlnného transformátoru [6]. Transformační vztah pro čtvrtvlnný transformátor je [1]:

$$Z_1 = \frac{Z_0^{\,2}}{Z_2} \tag{2.3}$$

Místo cívek se použije čtvrtvlnné vedení jehož parametry vypočítám stejně jako v předchozích případech. Zadáme požadovanou frekvenci a elektrickou délku vedení E = 90° a provedeme syntézu. Parametry vedení nám vyšly **w=0,3mm** a **p=44,3mm** a pro tyto hodnoty vychází impedance $\mathbf{Z_0=134}$ Ω. Aby byla hodnota impedance Z_2 co nejmenší, musí být hodnota impedance Z_1, při stálé hodnotě Z_0, co možná největší.

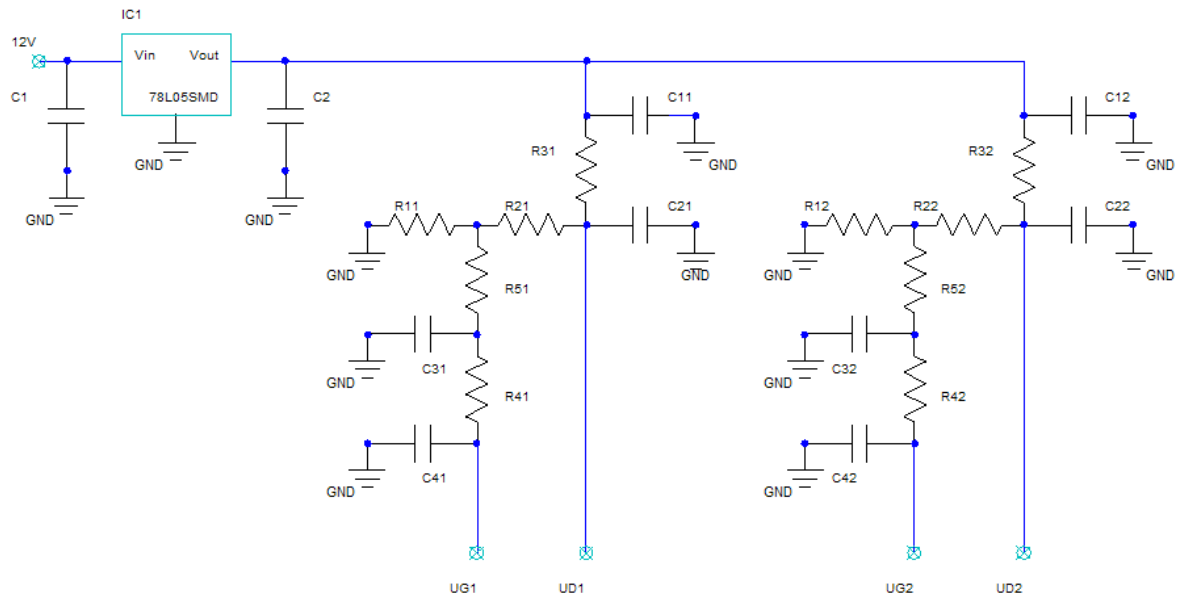


Obr. 2.13: Schéma zapojení napájecí části obvodu

Hodnoty kondenzátorů volíme C_2 = 100 pF (na pracovním kmitočtu je hodnota impedance kondenzátoru cca 0,66 Ω, po dosazení do vztahu (2.3) zjistíme, že na vstupu by měla být impedance přibližně 28 kΩ) a C_3 = 1 nF (na pracovním kmitočtu je impedance kondenzátoru velmi nízká a jeví se téměř jako zkrat, čímž se paralelně k vstupu připojí rezistor R_{41}). Velikost odporu R_{41} volíme 47 Ω pro přizpůsobení obvodu na nízkých kmitočtech. Tyto hodnoty jsou stejné pro oba tranzistory jak na vstupu tak na výstupu obou tranzistorů.

2.5.1 Nastavení pracovního bodu

Napájecí obvod je na obr. 2.14. Vstupní napetí +12 V je stabilizátorem 78L05 (SMD provedení, pouzdro SOT-89) upraveno na +5 V. To je dále vedeno přes odpory R_{31} a R_{32} na kolektory (drain) tranzistorů. Toto napětí je též vedeno na odporový dělič, který vytvoří na odporu R_{11} (resp. R_{21}) napětí U_{G1} (resp. U_{G2}).



Obr. 2.14: Napájeci obvod zesilovače

Nyní vypočítáme hodnoty rezistorů R_{11}, R_{21} a R_{31} pro nastavení pracovního bodu tranzistoru. Pro výpočet použijeme následující vzorce:

$$R_{11} = \frac{U_{GS}}{I_{BB}}, \tag{2.4}$$

$$R_{21} = \frac{(U_{DS} - U_{GS}).R_3}{U_{GS}}, \tag{2.5}$$

$$R_{31} = \frac{U_{DD} - U_{DS}}{I_D + I_{BB}}, \tag{2.6}$$

kde I_{BB} …proud tekoucí odporovým děličem R_{41},R_{51},

U_{GS} …předpětí na hradle tranzistoru,

U_{DS} …napětí na drainu,

U_{DD} …napájecí napětí,

I_D …proud protékající drainem.

Rezistory R_{41} a R_{31} spolu s kondenzátory C_3 a C_6 zajišťují stabilitu obvodu na nízkých kmitočtech a zajišťují vstupní impedanci cca 50 Ω. Tím je dosaženo přizpůsobení brány zesilovače k napájecím obvodům. Kondenzátory C_2 a C_5 spolu s mikropáskovým vedením zajišťují stabilitu zapojení v pracovním pásmu (na kmitočtu 2,3GHz) [6].

Hodnota proudu I_{BB} by měla být cca 10x větší než maximální možný očekávaný proud do G a volíme ho 0,5 mA (podle katalogového listu). Hodnotu rezistoru R_{51} volíme také podle údaje udaného v katalogu a to R_{51} = 10 kΩ. Ostatní hodnoty musíme dopočítat ze zadaných hodnot [6].

Zadané hodnoty: U_{DS} = 2V

U_{GS} = 0,47V

I_D = 10 mA

U_{DD} = 5V

I_{BB} = 0,5 mA

2.5.2 Výpočet hodnot rezistorů:

Nejprve vypočítáme podle vztahu (2.4) hodnotu rezistoru R_{11} a vybereme ze seznamu součástek rezistor, jehož hodnota se bude co nejvíce blížit k vypočtené [6]. Tuto reálnou hodnotu dosadíme do vztahu (2.5) a vypočteme tak hodnotu rezistoru R_{21}.

$$R_{11} = \frac{U_{GS}}{I_{BB}} = \frac{0,47}{0,5*10e-3} = 940\Omega \qquad \rightarrow \qquad R_{11} = 910\Omega$$

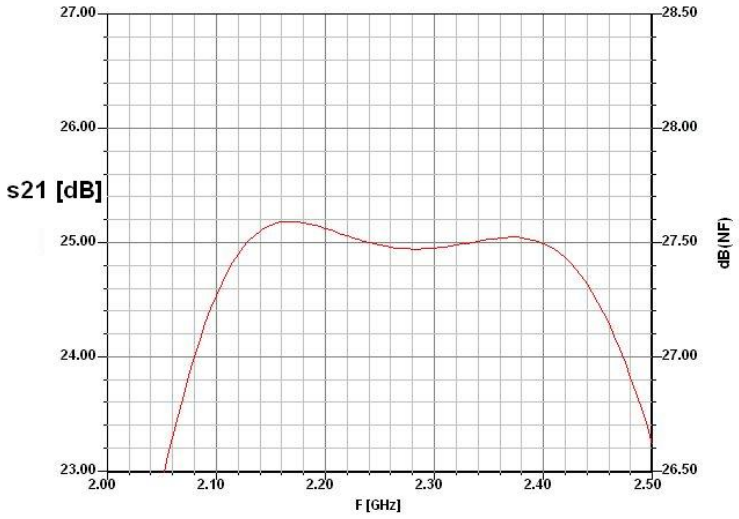
$$R_{21} = \frac{(U_{DS} - U_{GS}).R_{11}}{U_{GS}} = \frac{(2-0,47)\cdot 910}{0,47} = 2962\Omega \qquad \rightarrow \qquad R_{21} = 3\ k\Omega$$

$$R_{31} = \frac{U_{DD} - U_{DS}}{I_D + I_{BB}} = \frac{5-2}{(10+0,5)*10^{-3}} = 285,7\Omega \qquad \rightarrow \qquad R_{31} = 300\ \Omega$$

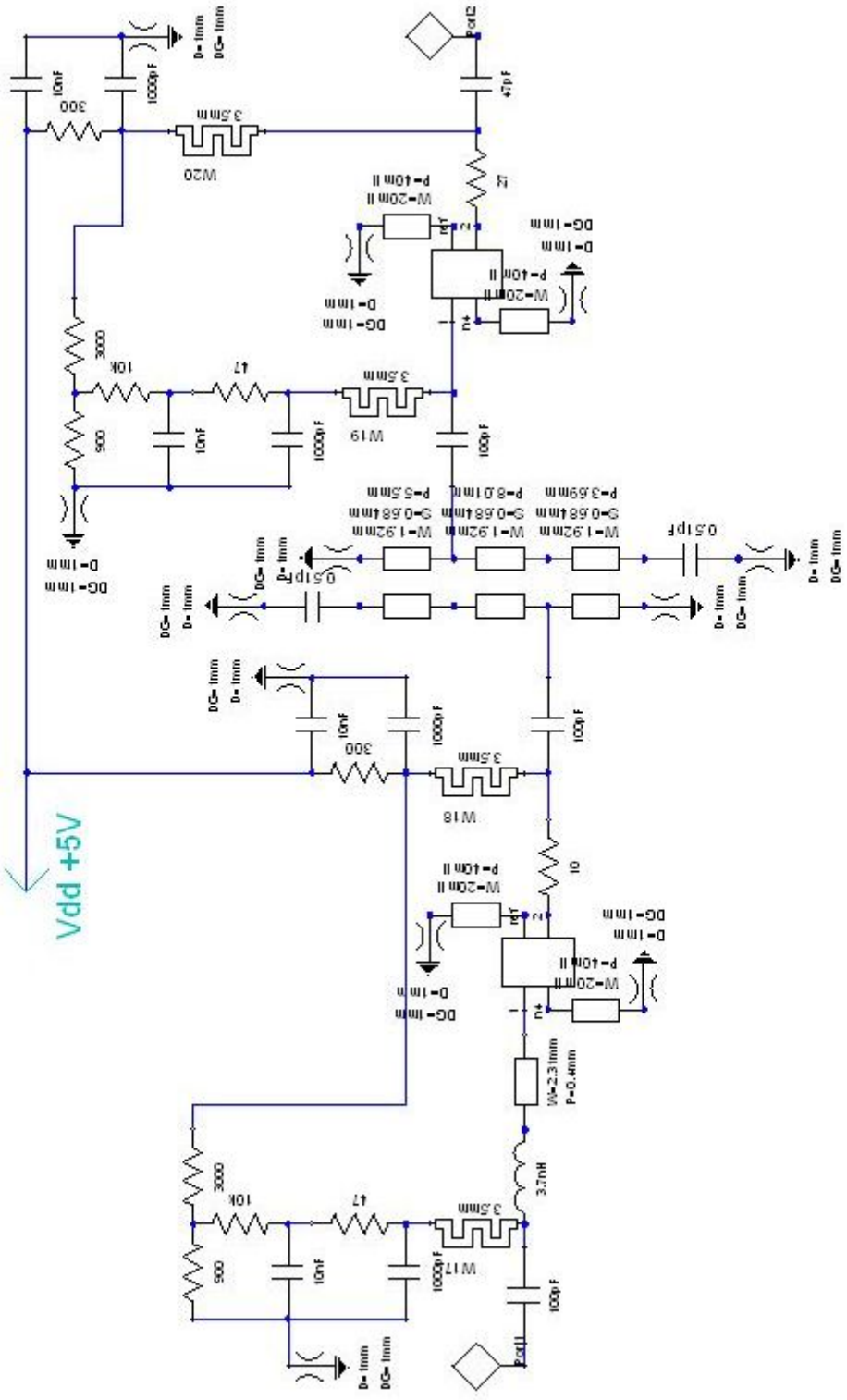
2.6 Výsledky návrhu

Na obr. 2.16 je znázorněn celý obvod zesilovače LNA pro kmitočtové pásmo od 2,1GHz do 2,45GHz a na obr. 2.15 a obr. 2.17 jsou znázorněny výsledné charakteristiky zesilovače.

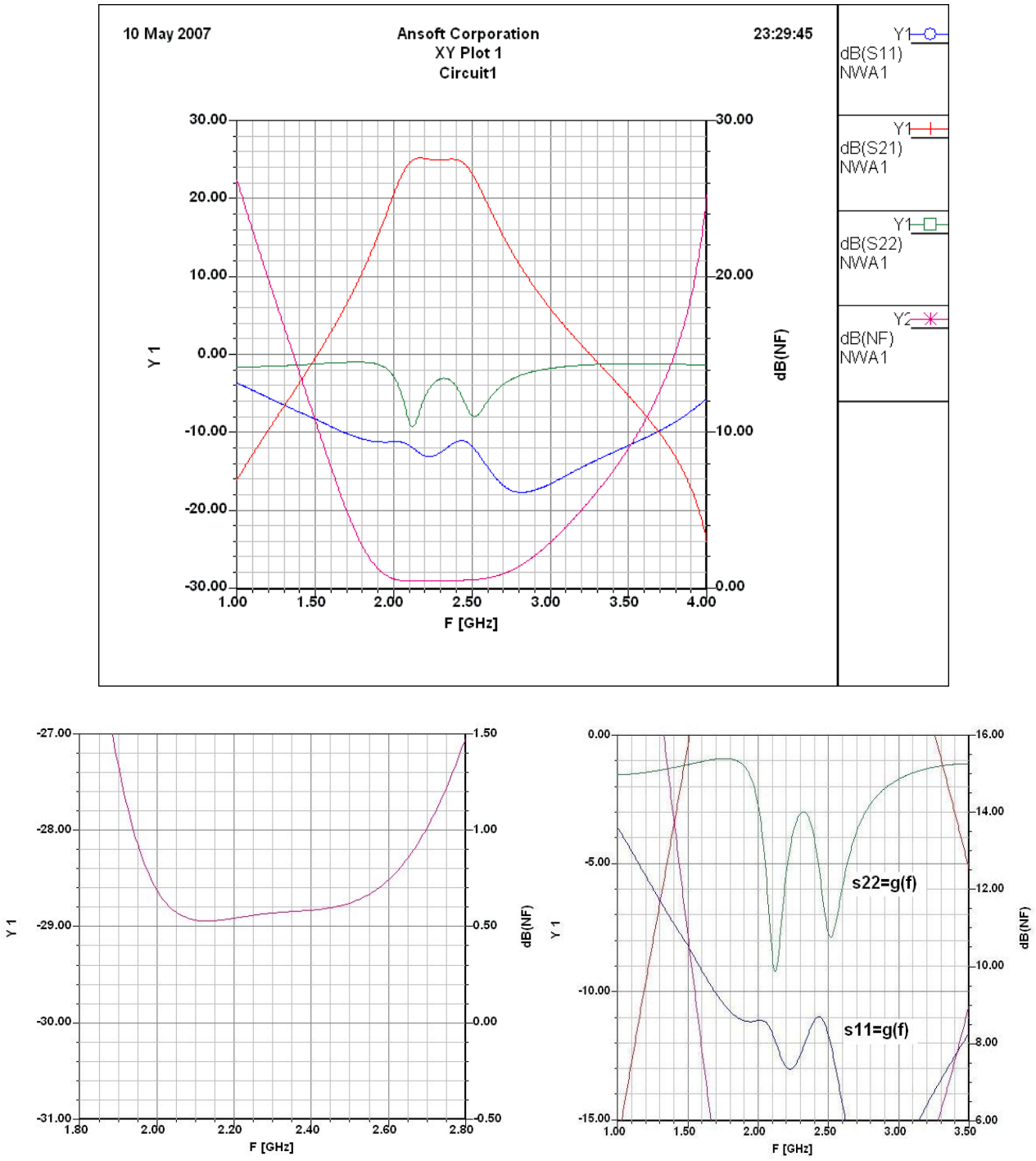
Ve výsledných charakteristikách, konkrétně na obr. 2.15, je patrné prosedlání v přenosové charakteristice, které ale není vůbec na závadu. Je způsobeno nadkritickým tlumením obvodu. Při snížení tlumení by se nám zvýšil noise faktor a zmenšil útlum obvodu. Dále je vidět, že oba činitele odrazu jak na vstupu tak na výstupu jsou pod úrovní 0 dB.



Obr. 2.15: Detailní zobrazení přenosové charakteristiky LNA



Obr. 2.16: Schéma zapojení LNA pro frekvenční rozsah 2,1 GHz až 2,45Ghz



Obr. 2.17: Výsledné charakteristiky LNA

3 Jiné možnosti realizace

V předchozí části diplomové práce jsem ukázal příklad jak navrhnout LNA i s patřičnými kroky postupu v programu Ansoft Designer. V následující části jsem se zaměřil na různé možnosti návrhu LNA jako je např. šumové přizpůsobení, oddělení DC části od RF, pásmová propust ale také i jiný použitý materiál (substrát), na kterém je obvod realizovaný.

3.1 Substrát

Volba substrátu značně ovlivňuje parametry navrženého LNA tj. šířka a délka mikropásků (např. při návrhu pásmové propusti vycházejí šířky mikropásků velmi malé, což může působit potíže při realizaci), šumové číslo na pracovním kmitočtu atd. Proto při návrhu použiji více substátů jejichž parametry jsou zobrazeny v tab.3 [7], [8].

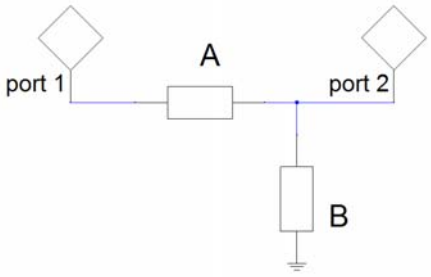
Tab.3 Parametry substrátů

	RT duroid	**FR4**	
H[mm]	30	30	60
HU[mm]	10	10	10
TAND	0.0009	0.01	0.01
Er	2.2	4.34	4.34

3.2 Šumové přizpůsobení

V předchozím případě přizpůsobení (viz. kap. 2.3.2) jsem použil sériovou kombinaci cívky a mikropásku. Protože zapojením indukčnosti se značně ovlivňovali parametry signálu, rozhodl jsem se přistoupit k jinému návrhu použitím pouze mikropáskového vedení. Zapojení je zobrazeno na obr. 3.1. Na port 1 je přiveden vf. vstupní signál, port 2 je připojen ke vstupu tranzistoru.

Přizpůsobení je zobrazeno ve smithově diagramu na obr. 3.2. Bod 1 zde představuje impedanci $Z=(1.1 + j\ 0.88)\,\Omega$, kdy při dané střední frekvenci 2.28GHz je šumové číslo nejmenší možné.



Obr. 3.1: Schéma zapojení

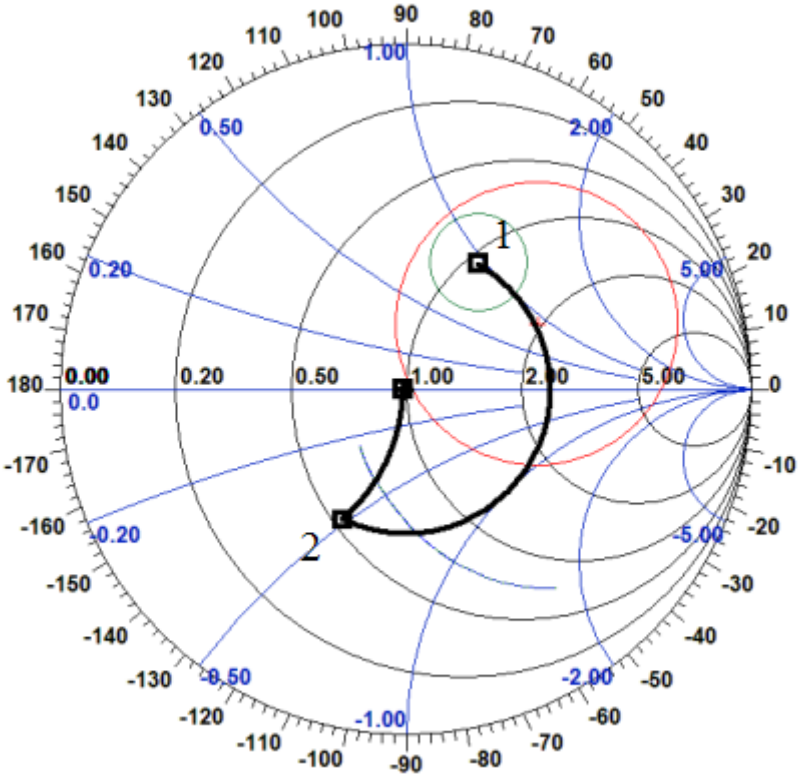
Prvek “A“ na obr. 3.1 představuje mikropáskové vedení, jehož impedance je Z = 50 Ω a pomocí něhož se transformuje bod 1 na jednotkovou kružnici normované admitance do bodu 2. Tato situace je znázorněna na obr. 3.2.

Prvek “B“ na obr. 3.1 představuje pahýl, který je realizován pomocí mikropáskového vedení o impedanci Z = 50 Ω. Pomocí tohoto pahýlu se transformuje bod 2 do středu Smithova diagramu viz obr. 3.2.

Parametry mikropásků, tj. délka p[mm] a šířka w[mm], jsou zobrazeny v tab.4. Tyto hodnoty jsou vypočítány pro všechny substráty, pro které zesilovač navrhuji.

Tab.4 Parametry mikropásků pro šumové přizpůsobení pro různé substráty

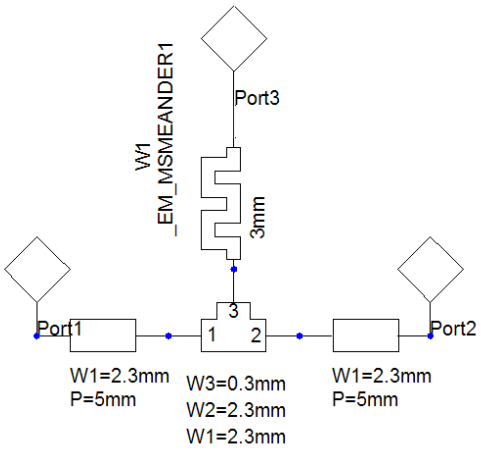
		RT duroid 5880 30mil	**FR4 30mil**	**FR4 60mil**
w[mm]		2.31	1.44	2.87
p[mm]	**A**	23.48	17.77	17.36
	B	12.54	9.51	9.89



Obr. 3.2: Šumové přizpůsobení pomocí dvou mikropásků

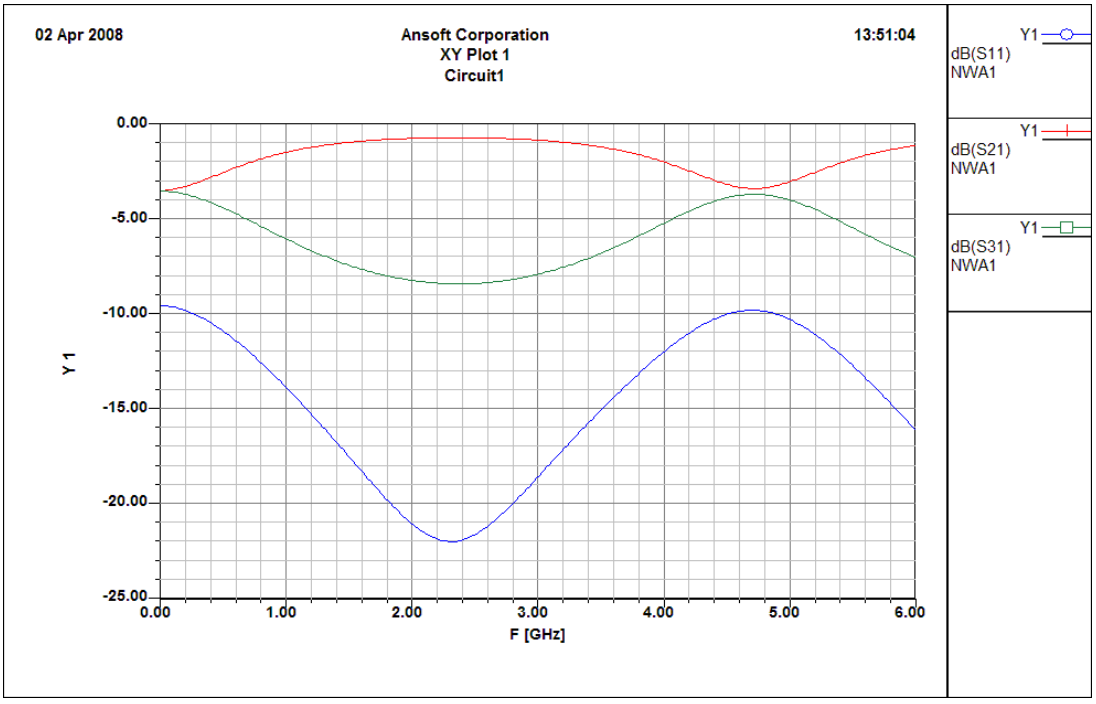
3.3 Oddělení DC části od RF

Při návrhu LNA v kapitole 2.5 jsem jako čtvrtvlnný transformátor použil pro snížení velikosti mikropásek meandrového tvaru. Toto zapojení je zobrazeno na obr. 3.3 avšak na pracovním kmitočtu vykazuje výšší útlum mezi porty 2 a 1. Útlum mezi porty 3 a 1 je naopak dost malý. Průběhy mezi jednotlivými porty jsou zobrazeny na obr. 3.4.

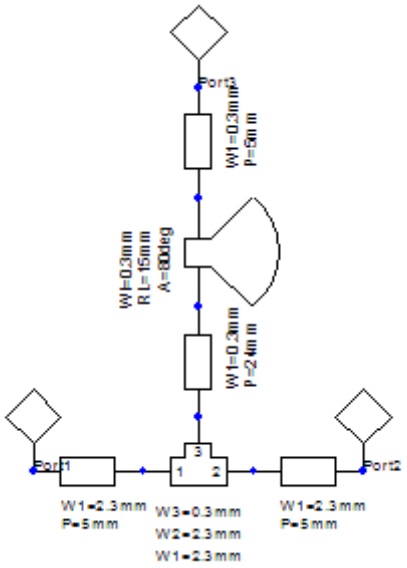


Obr. 3.3: Oddělení RF části pomocí meandrového vedení (zapojení A)

Jak je vidět na obr. 3.4 útlum mezi porty 3 a 1 je maximálně 8,5dB. Proto jsem přistoupil k návrhu jiného oddělení pomocí čtvrtvlnného úseku vedení s filtračními pahýly (zapojení B a C). Tyto zapojení jsou zobrazeny na obr. 3.5 a obr. 3.7. Rozdíl mezi těmito dvěma zapojeními je v počtu použitých filtračních pahýlů a tedy i v útlumu mezi porty 3 a 1.

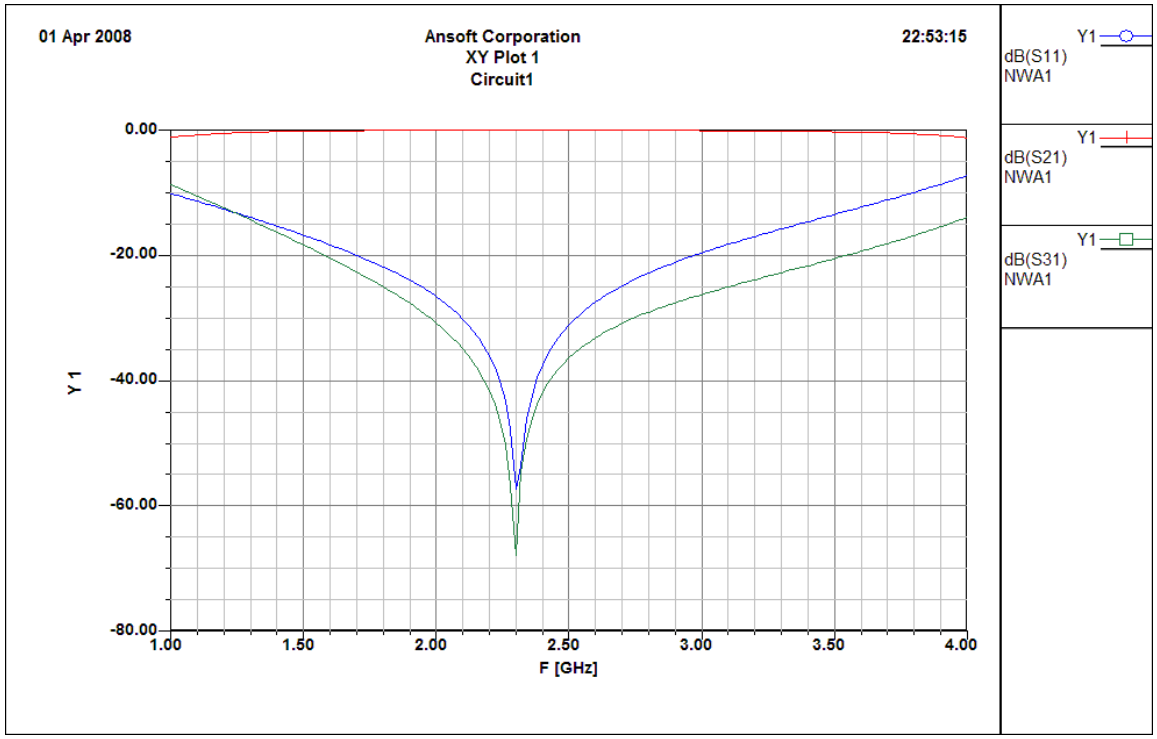


Obr. 3.4: Průběhy mezi jednotlivými branami (zapojení A)

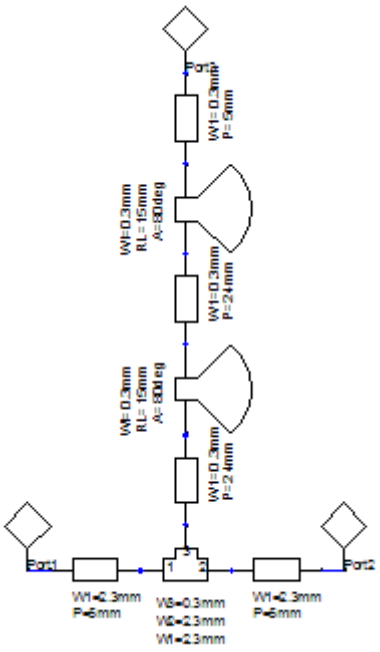


Obr. 3.5: Oddělení RF části pomocí filtračních pahýlů (zapojení B)

Zapojení C se vyznačuje téměř dvojnásobným útlumem mezi porty 3 a 1. Na středním kmitočtu dosahuje útlum vice jak 100 dB viz obr. 3.8. Nevýhodou tohoto zapojení je však dvojnásobné zvětšení délky a dvojnásobný počet filtračních pahýlů viz obr. 3.7. To mnohonásobně zvětší celkový rozměr substrátu a tím by se zvýšily i náklady na výrobu přípravku.

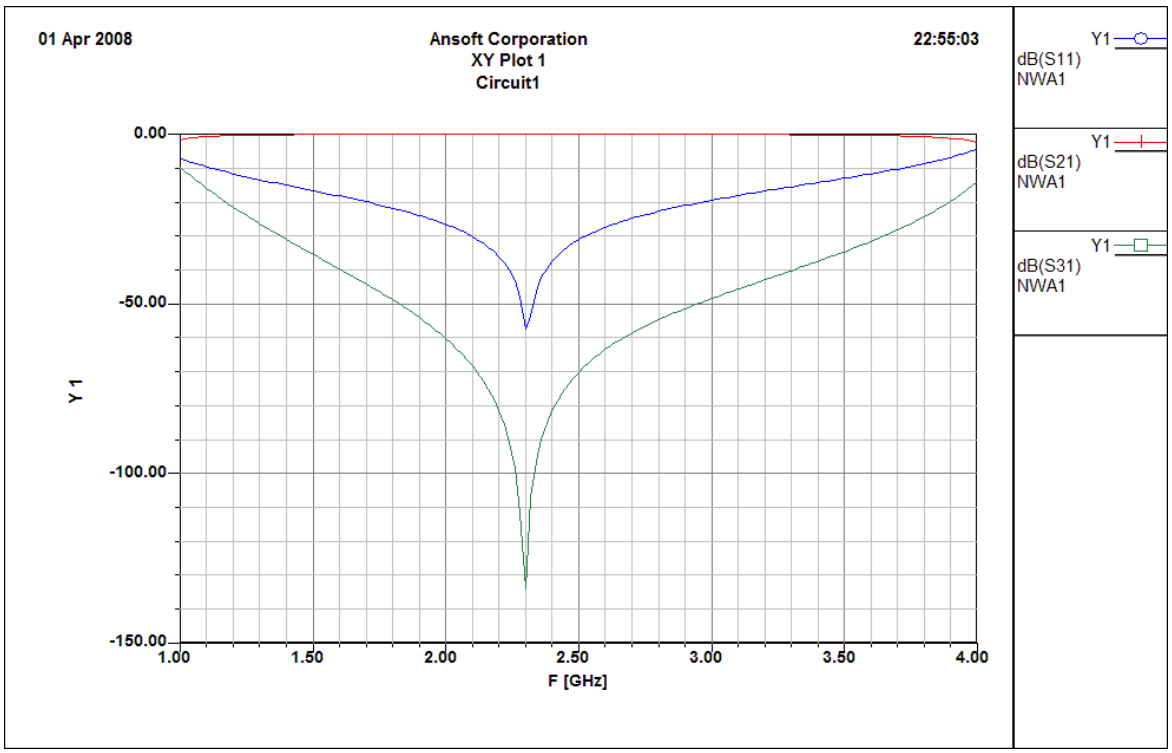


Obr. 3.6: Průběhy mezi jednotlivými branami (zapojení B)



Obr. 3.7: Oddělení RF části pomocí filtračních pahýlů (zapojení C)

Proto jsem se při návrhu zesilovače rozhodl pro variantu zapojení „B“. Hodnoty velikosti filtračních pahýlů a délky čtvrtvlnných vedení jsou pro jednotlivé substráty znázorněny v tab. 5.



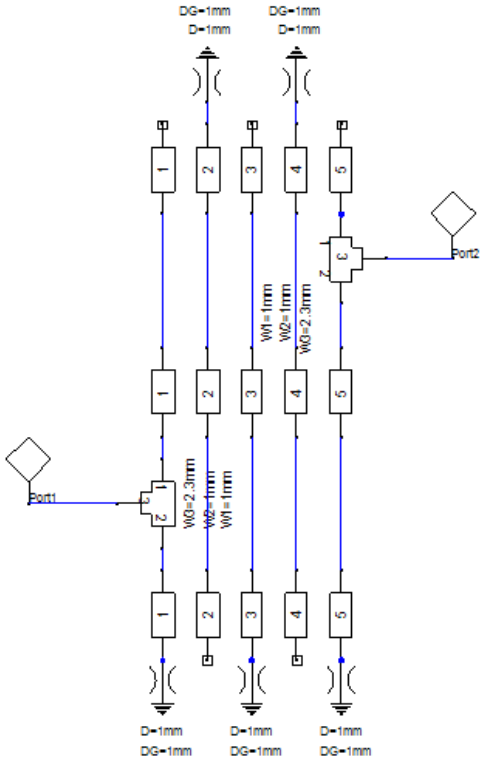
Obr. 3.8: Průběhy mezi jednotlivými branami (zapojení C)

Tab.5 Parametry oddělovacích obvodů pro jednotlivé substráty

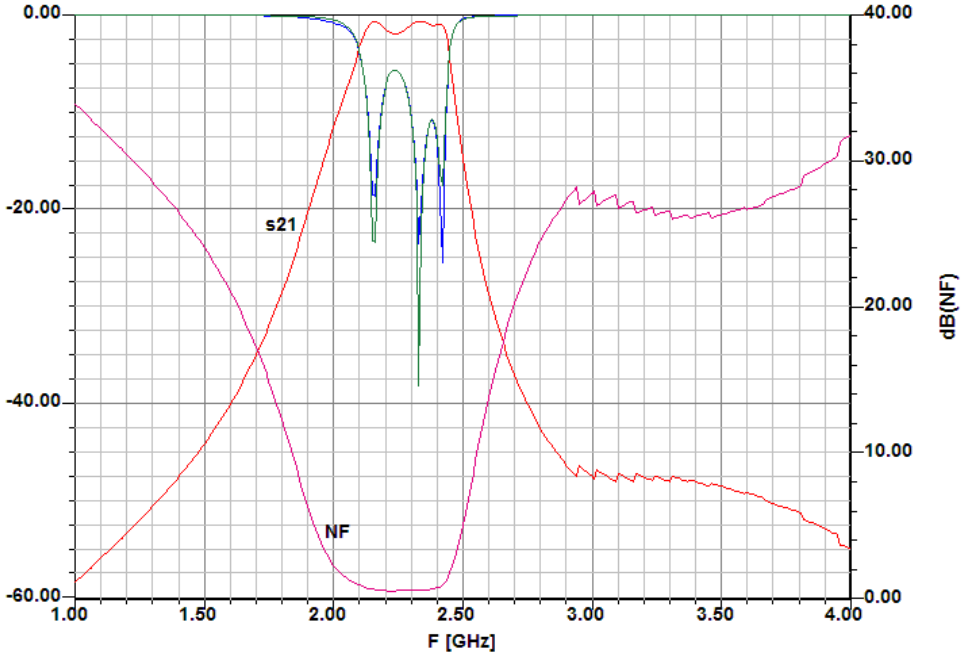
	λ/4		Filtrační pahýl		
	w[mm]	p[mm]	WI [mm]	RL [mm]	A [°]
Duroid 5880 30mil	0.3	24	0.3	15	80
FR4 30mil	0.3	17	0.3	11.3	80
FR4 60mil	0.6	17.3	0.6	12.4	80

3.4 Pásmová propust

Existuje spousta možností realizace pásmové propusti. Jedním z nich je také modifikace interdigitálního uspořádání PP navrhované v kap. 2.3. Toto zapojení je znázorněno na obr. 3.9 [9]. Jde o pásmovou propust 5. řádu. Vhodným nastavením délky (pro nastavení střední frekvence se délka vedení nastaví na λ/4), šířky a vzduchové mezery vázaných vedení lze pásmovou propust naladit na požadovaný tvar. Jednotlivé průběhy tohoto zapojení jsou zobrazeny na obr. 3.10 [12].



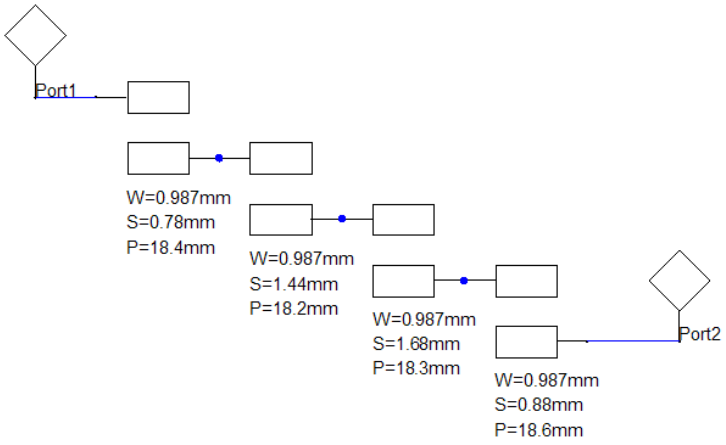
Obr. 3.9: Interdigitální zapojení pásmové propusti



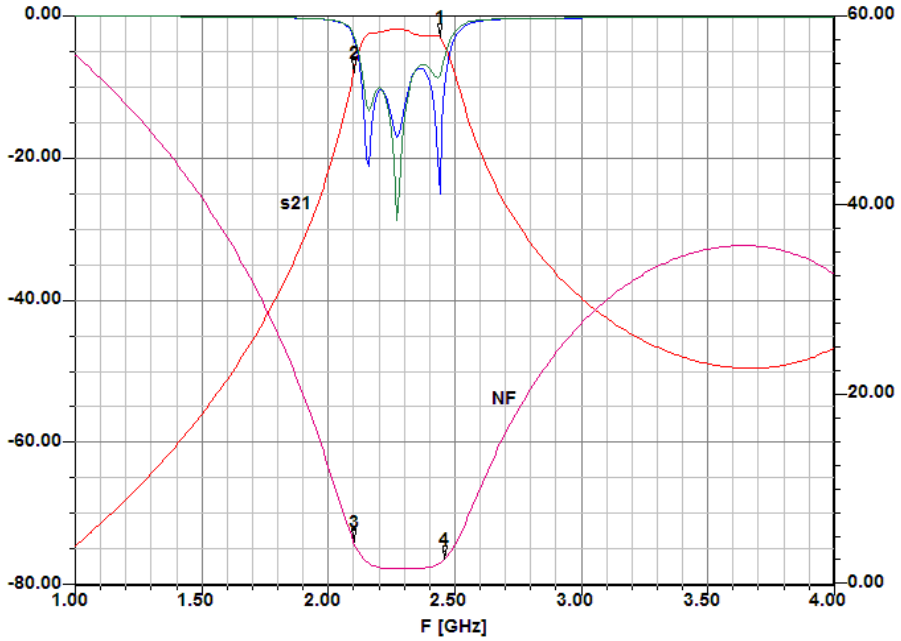
Obr. 3.10: Průběhy interdigitální pásmové propusti

Implementací této pásmové propusti do zesilovače dojde ke zmeně jednotlivých průběhů a je nutné celý obvod doladit.

Druhou variantou návrhu pásmové propusti je použitím tzv. „coupled lines“ filtrů. Jde o vázené vedení délky λ/4 [12]. Principiální zapojení je vidět na obr. 3.11. Jsou zde zobrazeny i hodnoty jednotlivých bloků pásmové propusti. Pro tyto hodnoty jsou zobrazeny jednotlivé průběhy na obr. 3.12.



Obr. 3.11: Zapojení coupled lines filtru



Obr. 3.12: Průběhy coupled lines filtru

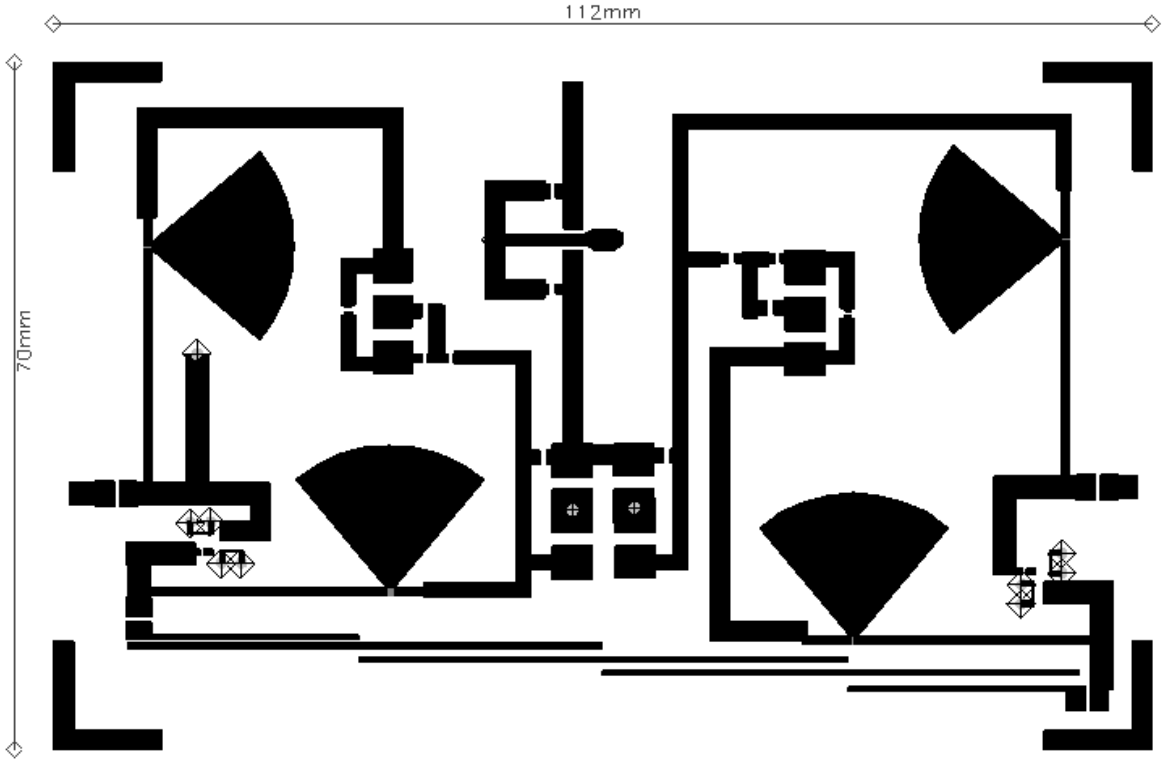
Jak je vidět na obr. 3.12, oba průběhy s_{11} i s_{22} mají v požadovaném pásmu útlum kolem 10 dB. Parametr s_{21} je v propustném pásmu minimálně zvlněn.

4 Realizace LNA

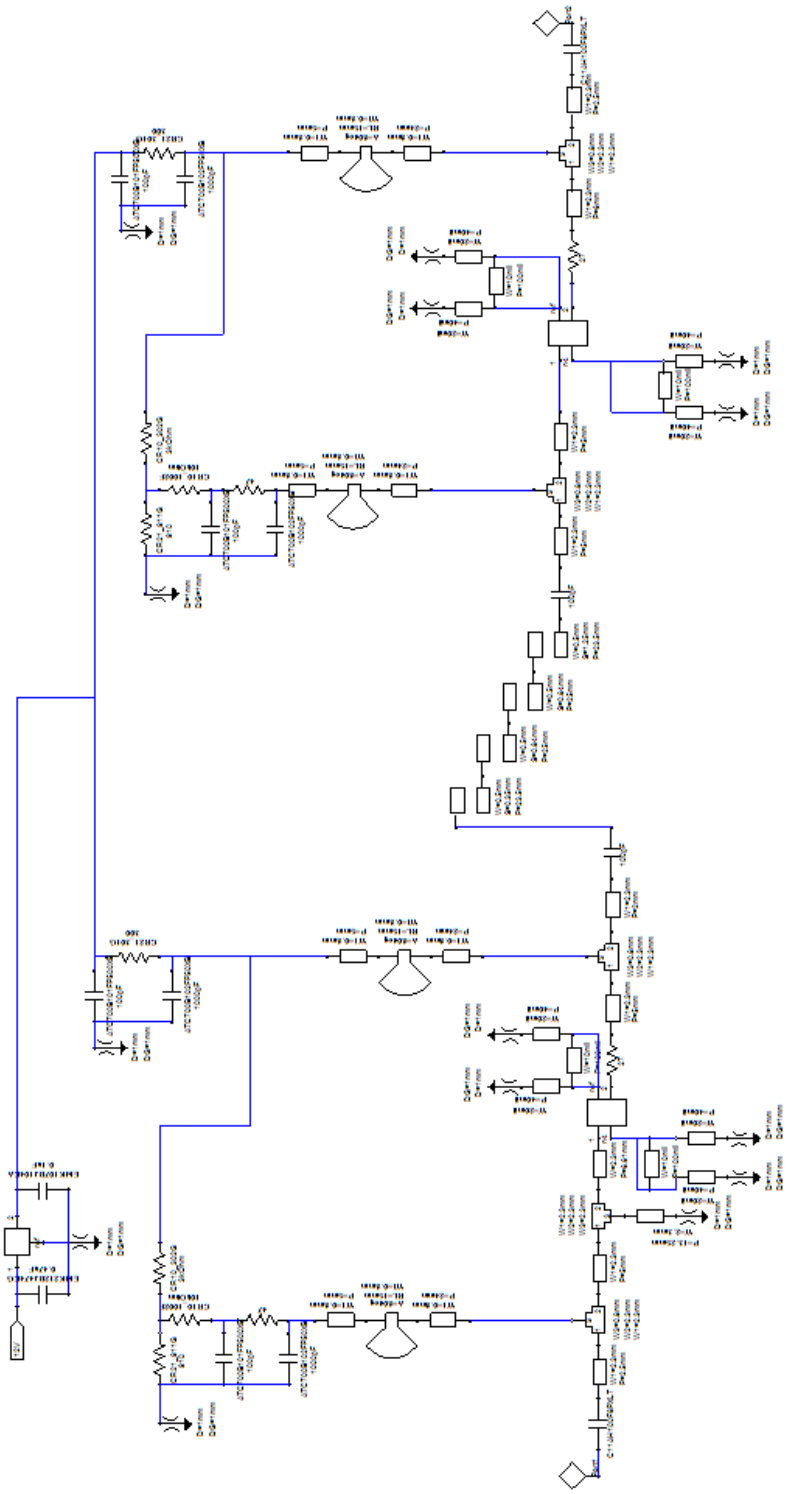
V následujících podkapitolách jsem provedl návrh zesilovače na substrátech Duroid 5880 (tloušťka substrátu 0,03“) a na substrátu FR4 (tloušťka substrátu 0,06“). Pro oddělení DC napájení do RF části jsem použil zapojení „B“ z kap. 3.3 a jako pásmovou propust zapojení coupled lines z kap. 3.4.

4.1 Duroid 5880

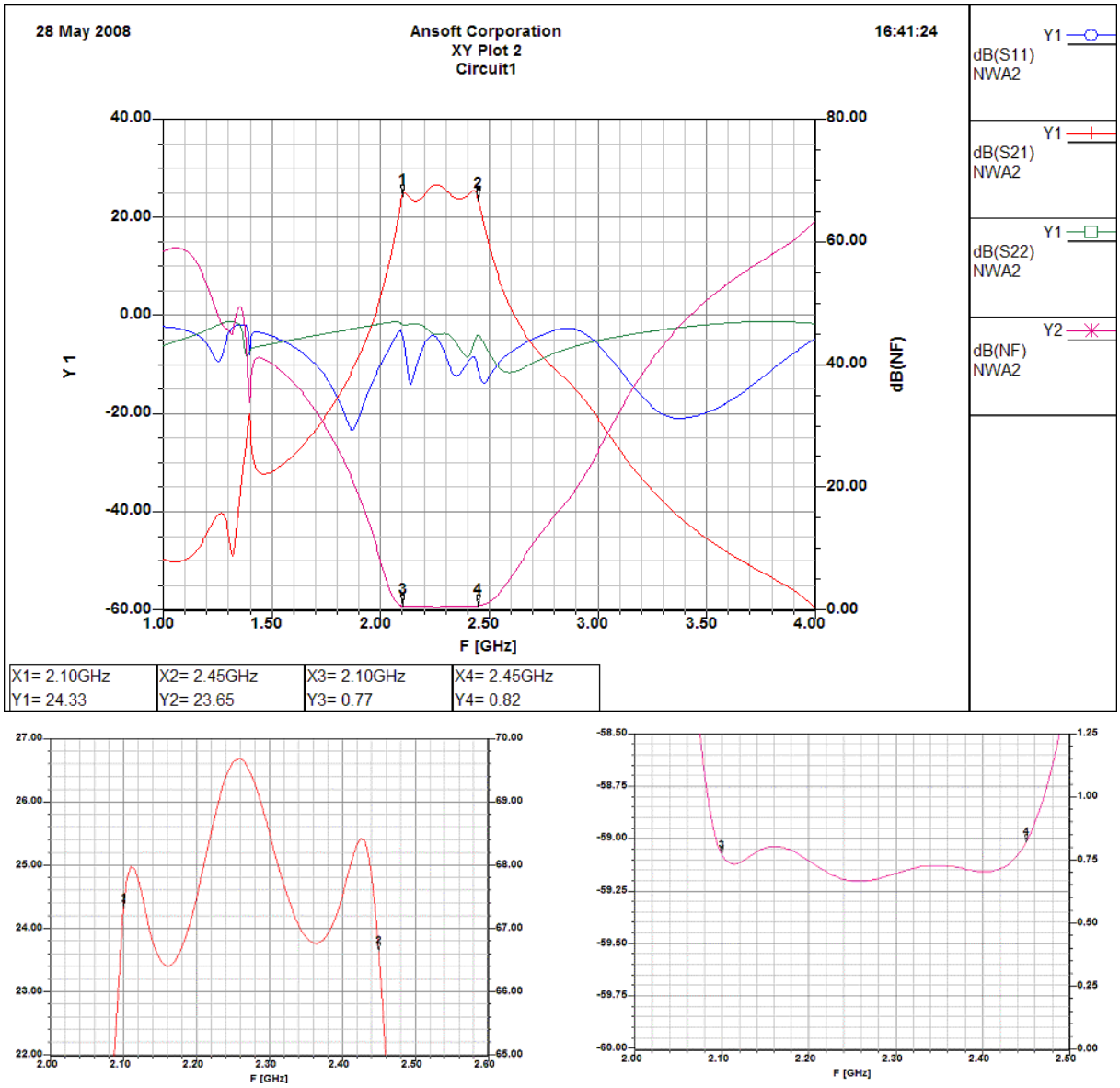
Schéma zapojení je zobrazeno na obr. 4.2. Deska plošného spoje i s rozměry je zobrazena na obr. 4.1. Na obr. 4.3 jsou zobrazeny charakteristiky tohoto zapojení. Jsou v něm také zobrazeny detaily charakteristik na pracovním kmitočtu. Z těchto průběhů je patrné, že maximální zvlnění parametru s_{21} na pracovním kmitočtu je o něco málo větší jak 3 dB. Také je vidět, že šumové číslo na pracovním kmitočtu není větší jak 0,85 dB. Na obr. 4.4 jsou zobrazeny průběhy pro celé kmitočtové pásmo z důvodu zjištění, zda na některém kmitočtu nedochází k přechodu průběhu některého z odrazů (s_{11} nebo s_{22}) přes hodnotu 0 dB.Tím by vznikly nežádoucí oscilace obvodu.



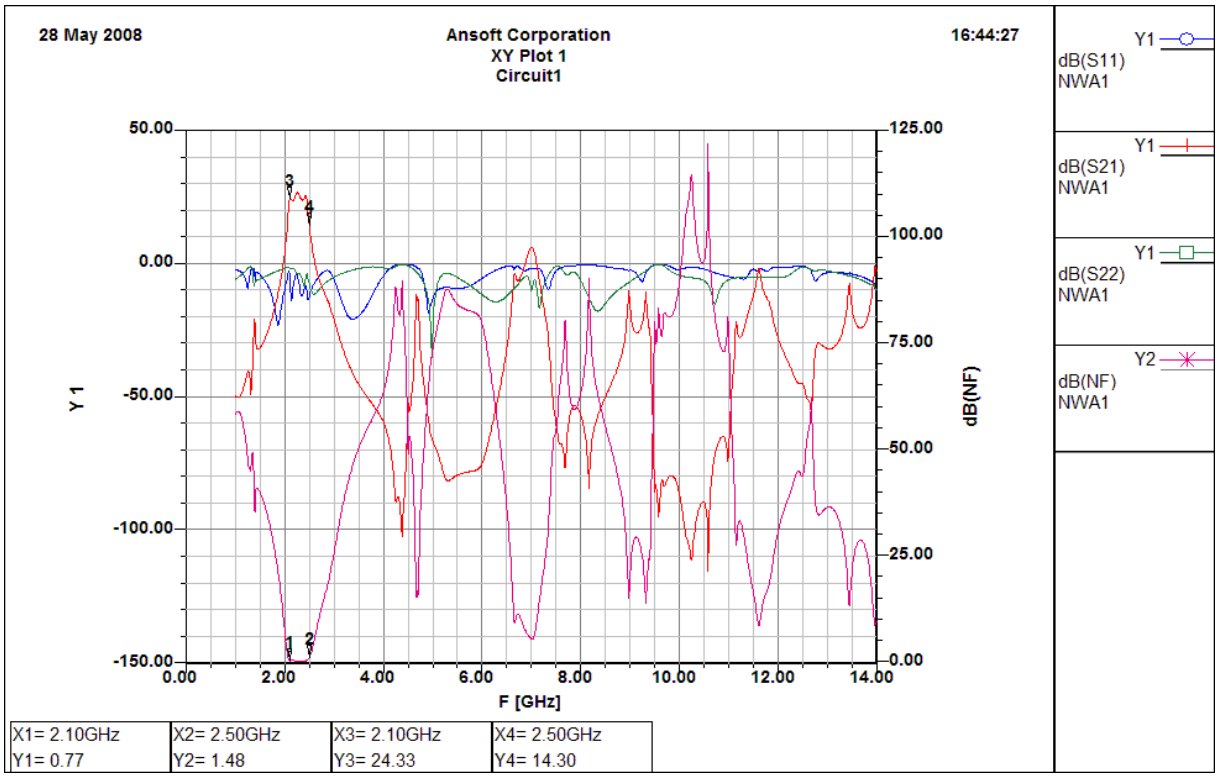
Obr. 4.1: Motiv desky plošného spoje



Obr. 4.2: Schéma zapojení LNA na subsrátu RT/Duroid 5880



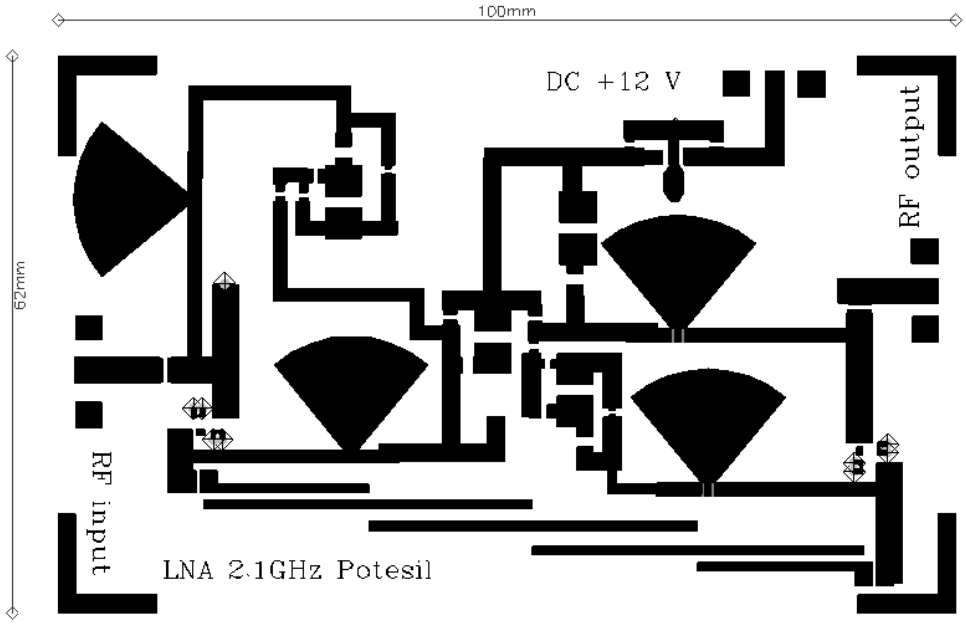
Obr. 4.3: Zobrazení charakteristik s detaily



Obr. 4.4: Zobrazení charakteristik v celém frekvenčním pásmu

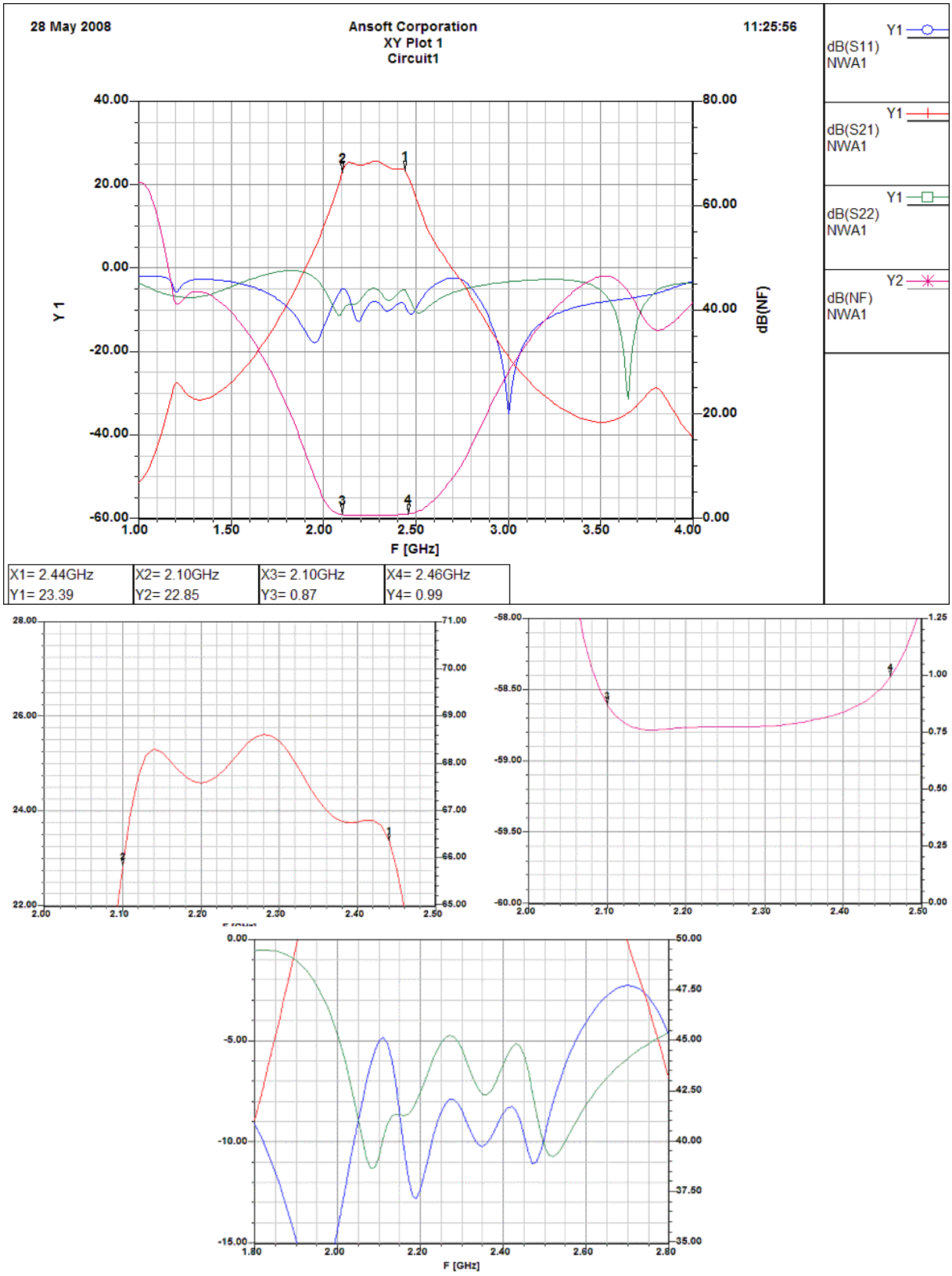
4.2 FR4

Zapojení zesilovače na tomto substrátu se prakticky neliší od zapojení na substrátu Duroid 5880. Rozdíl je pouze v šířce mikropáskového vedení s charakteristickou impedancí 50 Ω. Na tomto substrátu vychází větší šířky mikropásků u pásmové propusti jak je vidět na obr. 4.5. kde je zobrazena deska plošného spoje. Celkový rozměr desky je však trochu menší než u duroidu. Na obr. 4.6 jsou zobrazeny charakteristiky tohoto zapojení. Jsou v něm také zobrazeny detaily charakteristik na pracovním kmitočtu.

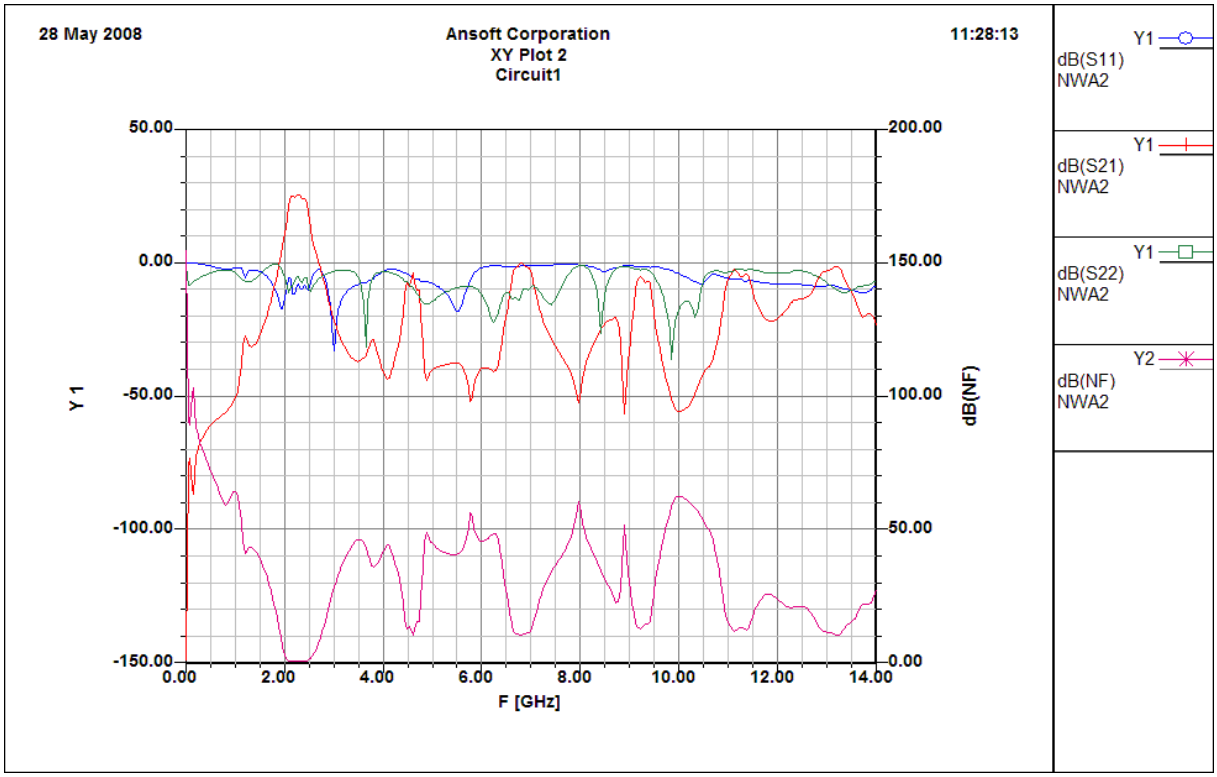


Obr. 4.5: Motiv desky plošného spoje

Z charakteristik na obr. 4.6 je patrné, že maximální zvlnění parametru s_{21} na pracovním kmitočtu není větší jak 3 dB. Také je vidět, že šumové číslo se na horním kmitočtu nebezpečně blíží hodnetě 1 dB. Jinak se šumové číslo pohybuje kolem hodnoty 0,8 dB, čož je přijatelné. Odrazy na vstupu s_{11} a na výstupu s_{22} se na pracovním kmitočtu pohybují pod hranicí –5 dB. Na obr. 4.7 jsou znázorněny charakteristiky v celém kmitočtovém pásmu. Na nich je patrné, že na žádném kmitočtu nejsou odrazy na vstupu ani na výstupu větší nebo rovny hodnotě 0 dB. Kdyby k tomu došlo, obvod by se na daném kmitočtu rozkmital (vznikl by oscilátor) a mohlo by dojít ke zničení přípravku nebo měř.přístrojů.



Obr. 4.6: Zobrazení charakteristik s detaily



Obr. 4.7: Zobrazení charakteristik v celém frekvenčním pásmu

ZÁVĚR

Úkolem mé práce bylo navrhnout vysokofrekvenční nízkošumový zesilovač pro pásmo od 2,1 GHz do 2,45 GHz. Zesílení v požadovaném pásmu kmitočtů mělo být větší jak 20 dB a šum nižší než 1 dB.

Při návrhu zesilovače jsem použil tranzistor MESFET ATF-55143. Výhodou tohoto tranzistoru je, že pro svou činnost potřebuje mít kladné napětí na hradle. Jedná se o tranzistor PHEMT. Jak je zřejmé z katalogových listů, jednostupňový zesilovač není schopen dosáhnout potřebného zesílení a taky není možné dosáhnout nižšího NF jak 0,5 dB. Proto jsem navrhnul dvoustupňový zesilovač. Návrh jsem provedl pomocí programu Ansoft Designer, ve kterém jsem navrhnul i desku plošného spoje.

Ve druhé části projektu jsem se zaměřil na jiné možnosti návrhu LNA. Navrhl jsem dva zesilovače z toho jeden na substrátu Duroid 5880 a druhý na FR4. I když návrh na substrátu Duroid měl lepší šumové vlastnosti, rozhodl jsem se realizovat LNA na FR4. Ten měl zase lepší průběh přenosové charakteristiky. Jak je vidět na výsledných charakteristikách LNA, dosáhl jsem na požadovaném frekvenčním rozsahu zesílení cca 24 dB, přičemž zvlnění není větší jak 3 dB. Taktéž šumové číslo je typicky 0.8 dB. V blízkosti hraničních kmitočtů 2,1 GHz a 2,45 GHz se šumové číslo zvýší až na hodnotu 0,99 dB. Velmi důležité jsou také průběhy činitele odrazu na vstupu a na výstupu s_{11} a s_{22}. Jejich hodnoty jsou v požadovaném frekvenčním pásmu pod úrovní –5 dB.

Z důvodů pozdního dodání tranzistoru jsem nestihl zesilovač realizovat a tudíž ověřit simulované hodnoty. Srovnání naměřených a simulovaných hodnot bude provedeno až v průběhu obhajoby diplomové práce.

POUŽITÁ LITERATURA

[1] HANUS, S., SVAČINA, J. Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika. Brno: Skripta FEKT VUT v Brně, 2002. 210 s. ISBN 80-214-2222-X.

[2] ROHDE, U. L., NEWKIRK, D. P. RF/Microwave Circuit Design for Wireless Applications. John Wiley & Sons, 2000. ISBN 0-471-29818-2.

[3] WHITE, J. F. High Frequency Techniques. Jonh Wiley & Sons, 2004. ISBN 0-471-45591-1.

[4] RAIDA, Z. Počítačové řešení komunikačních systémů. Brno: Skripta FEKT VUT v Brně, 2002.

[5] ŽALUD, V. Moderní radioelektronika. BEN – technická literatura, Praha 2000. ISBN 80-86056-47-3.

[6] AVAGO TECHNOLOGIES. Katalogové listy tranzistoru ATF-55143. Datasheet dostupné na http://www.avagotech.com/products/.

[7] ROGERS CORPORATIONS. Katalogové listy substrátu Roger RT/Duroid 5880. Datasheet dostupné na http://www.rogerscorporation.com/mwu/pdf/5000data.pdf.

[8] WIKIPEDIA. Katalogové listy substrátu Coper Clad FR-4. Datasheet dostupné na http://en.wikipedia.org/wiki/FR4.

[9] WAVECON. Microwave/ RF Circuit Design and Analysis Software http://www.waveconsoft.com/.

[10] HOFFMANN, R. K. Handbook of Microwave Integrated Circuit. Artech House,1987. ISBN 0-89006-163-7.

[11] RAIDA Z., ČERNOHORSKÝ D., GALA D., GOŇA S., MICHÁLEK V. , NAVRÁTIL V., NOVÁČEK Z., OTEVŘEL V., POMĚNKA P., ŠEBESTA J., URBANEC T., KVOR Z. Elektromagnetické vlny, mikrovlnná technika Brno: http://www.urel.feec.vutbr.cz/~raida/multimedia/, 2001.

[12] CHRIS H., M. Filter Design and Microstrip Filter http://www.sunshadow.co.uk/chris.htm.

PŘÍLOHY

- Příloha 1: Katalogové listy tranzistoru Agilent ATF-55143
- Příloha 2: Katalogové listy substrátu Rogers RT/duroid 5880
- Příloha 3: Parametry substrátu FR-4
- Příloha 4: Schéma zapojení napájecího obvodu
- Příloha 5: Schéma zapojení LNA bez napájecího obvodu
- Příloha 6: Deska plošného spoje s rozmístěním součástek
- Příloha 7: Deska plošného spoje 1:1
- Příloha 8: Seznam použitých součástek

PŘÍLOHA 1

Katalogové listy tranzistoru Agilent ATF-55143

Agilent ATF-55143 Low Noise Enhancement Mode Pseudomorphic HEMT in a Surface Mount Plastic Package

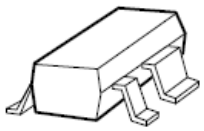
Data Sheet

Description

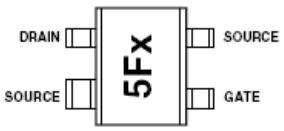
Agilent Technologies's ATF-55143 is a high dynamic range, very low noise, single supply E-PHEMT housed in a 4-lead SC-70 (SOT-343) surface mount plastic package.

The combination of high gain, high linearity and low noise makes the ATF-55143 ideal for cellular/PCS handsets, wireless data systems (WLL/RLL, WLAN and MMDS) and other systems in the 450 MHz to 6 GHz frequency range.

Surface Mount Package SOT-343



Pin Connections and Package Marking



Note:
Top View. Package marking provides orientation and identification

"5F" = Device Code
"x" = Date code character identifies month of manufacture.

Features

- High linearity performance
- Single Supply Enhancement Mode Technology[1]
- Very low noise figure
- Excellent uniformity in product specifications
- 400 micron gate width
- Low cost surface mount small plastic package SOT-343 (4 lead SC-70)
- Tape-and-Reel packaging option available

Specifications

2 GHz; 2.7V, 10 mA (Typ.)

- 24.2 dBm output 3rd order intercept
- 14.4 dBm output power at 1 dB gain compression
- 0.6 dB noise figure
- 17.7 dB associated gain

Applications

- Low noise amplifier for cellular/PCS handsets
- LNA for WLAN, WLL/RLL and MMDS applications
- General purpose discrete E-PHEMT for other ultra low noise applications

Note:
1. Enhancement mode technology requires positive Vgs, thereby eliminating the need for the negative gate voltage associated with conventional depletion mode devices.

Agilent Technologies

ATF-55143 Absolute Maximum Ratings[1]

Symbol	Parameter	Units	Absolute Maximum
V_{DS}	Drain-Source Voltage[2]	V	5
V_{GS}	Gate-Source Voltage[2]	V	-5 to 1
V_{GD}	Gate Drain Voltage[2]	V	-5 to 1
I_{DS}	Drain Current[2]	mA	100
I_{GS}	Gate Current[5]	mA	1
P_{diss}	Total Power Dissipation[3]	mW	270
$P_{in\ max.}$	RF Input Power[5]	dBm	10
T_{CH}	Channel Temperature	°C	150
T_{STG}	Storage Temperature	°C	-65 to 150
θ_{jc}	Thermal Resistance[4]	°C/W	235
	ESD (Human Body Model)	V	200
	ESD (Machine Model)	V	25

Notes:
1. Operation of this device above any one of these parameters may cause permanent damage.
2. Assumes DC quiescent conditions.
3. Source lead temperature is 25°C. Derate 4.3 mW/°C for $T_L > 87°C$.
4. Thermal resistance measured using 150°C Liquid Crystal Measurement method.
5. Device can safely handle +10 dBm RF Input Power as long as I_{GS} is limited to 1 mA. I_{GS} at P_{1dB} drive level is bias circuit dependent. See applications section for additional information.

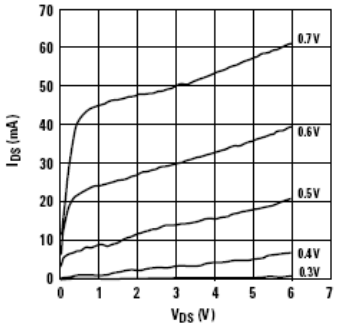


Figure 1. Typical I-V Curves. (V_{GS} = 0.1 V per step)

Product Consistency Distribution Charts[6, 7]

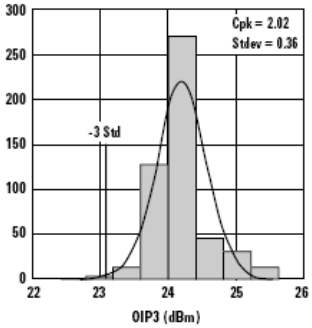


Figure 2. OIP3 @ 2.7 V, 10 mA. LSL = 22.0, Nominal = 24.2

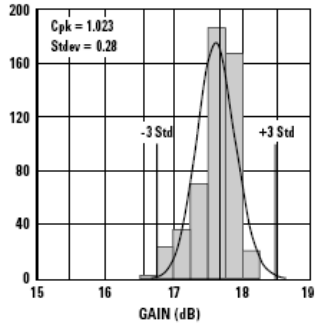


Figure 3. Gain @ 2.7 V, 10 mA. USL = 18.5, LSL = 15.5, Nominal = 17.7

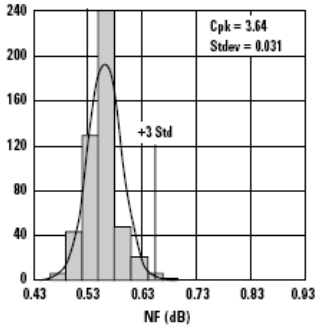


Figure 4. NF @ 2.7 V, 10 mA. USL = 0.9, Nominal = 0.6

Notes:
6. Distribution data sample size is 500 samples taken from 6 different wafers. Future wafers allocated to this product may have nominal values anywhere between the upper and lower limits.
7. Measurements made on production test board. This circuit represents a trade-off between an optimal noise match and a realizeable match based on production test equipment. Circuit losses have been de-embedded from actual measurements.

ATF-55143 Electrical Specifications
T_A = 25°C, RF parameters measured in a test circuit for a typical device

Symbol	Parameter and Test Condition			Units	Min.	Typ.[2]	Max.
Vgs	Operational Gate Voltage		Vds = 2.7 V, Ids = 10 mA	V	0.3	0.47	0.65
Vth	Threshold Voltage		Vds = 2.7 V, Ids = 2 mA	V	0.18	0.37	0.53
Idss	Saturated Drain Current		Vds = 2.7 V, Vgs = 0V	µA	—	0.1	3
Gm	Transconductance		Vds = 2.7 V, gm = ΔIdss/ΔVgs; ΔVgs = 0.75 – 0.7 = 0.05V	mmho	110	220	285
Igss	Gate Leakage Current		Vgd = Vgs = -2.7 V	µA	—	—	95
NF	Noise Figure[1]	f = 2 GHz	Vds = 2.7 V, Ids = 10 mA	dB	—	0.6	0.9
		f = 900 MHz	Vds = 2.7 V, Ids = 10 mA	dB	—	0.3	—
Ga	Associated Gain [1]	f = 2 GHz	Vds = 2.7 V, Ids = 10 mA	dB	15.5	17.7	18.5
		f = 900 MHz	Vds = 2.7 V, Ids = 10 mA	dB	—	21.6	—
OIP3	Output 3rd Order	f = 2 GHz	Vds = 2.7 V, Ids = 10 mA	dBm	22.0	24.2	—
	Intercept Point[1]	f = 900 MHz	Vds = 2.7 V, Ids = 10 mA	dBm	—	22.3	—
P1dB	1dB Compressed	f = 2 GHz	Vds = 2.7 V, Ids = 10 mA	dBm	—	14.4	—
	Output Power[1]	f = 900 MHz	Vds = 2.7 V, Ids = 10 mA	dBm	—	14.2	—

Notes:
1. Measurements obtained using production test board described in Figure 5.
2. Typical values determined from a sample size of 500 parts from 6 wafers.

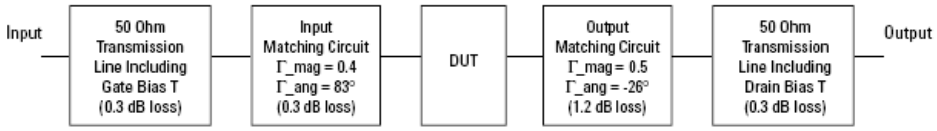


Figure 5. Block diagram of 2 GHz production test board used for Noise Figure, Associated Gain, P1dB, OIP3, and IIP3 measurements. This circuit represents a trade-off between an optimal noise match, maximum OIP3 match and associated impedance matching circuit losses. Circuit losses have been de-embedded from actual measurements.

ATF-55143 Typical Scattering Parameters, V_{DS} = 2V, I_{DS} = 10 mA

Freq.	S_{11}		S_{21}			S_{12}		S_{22}		MSG/MAG
GHz	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	dB
0.1	0.998	-6.5	20.78	10.941	174.9	0.006	86.1	0.796	-4.2	32.61
0.5	0.963	-31.7	20.37	10.434	154.8	0.029	70.2	0.762	-20.4	25.56
0.9	0.894	-54.7	19.57	9.516	137.1	0.048	56.9	0.711	-34.4	22.97
1.0	0.879	-60.1	19.32	9.252	133.0	0.051	54	0.693	-37.3	22.59
1.5	0.793	-84.1	18.07	8.009	115.2	0.066	41.5	0.622	-49.6	20.84
1.9	0.731	-100.8	17.11	7.166	102.8	0.075	33.6	0.570	-57.1	19.80
2.0	0.718	-104.7	16.86	6.970	100.1	0.077	31.8	0.559	-58.7	19.57
2.5	0.657	-123.7	15.79	6.159	86.6	0.084	23.7	0.503	-66.3	18.65
3.0	0.611	-141.8	14.80	5.494	74.2	0.090	16.5	0.446	-73	17.86
4.0	0.561	-177.5	13.10	4.517	51.0	0.098	3.6	0.343	-87.6	16.64
5.0	0.558	149.4	11.52	3.768	29.3	0.102	-8.3	0.269	-104.4	15.68
6.0	0.566	122.5	10.06	3.183	9.4	0.104	-18.4	0.224	-120.4	14.08
7.0	0.583	99.7	8.78	2.748	-9.2	0.106	-28.5	0.189	-137.3	11.96
8.0	0.601	77.7	7.62	2.404	-27.4	0.105	-38.4	0.140	-149.3	10.40
9.0	0.636	57.5	6.63	2.147	-45.3	0.110	-44.7	0.084	-170	9.51
10.0	0.708	38.3	5.66	1.919	-64.6	0.117	-56.6	0.08	109.3	9.34
11.0	0.76	21.8	4.45	1.670	-83.1	0.119	-68.2	0.151	64.5	8.77
12.0	0.794	7.6	3.32	1.465	-100.2	0.121	-79.3	0.217	40.8	8.14
13.0	0.819	-7.8	2.29	1.302	-117.9	0.121	-91.4	0.262	20.8	7.55
14.0	0.839	-23.6	1.27	1.157	-136.7	0.122	-104.4	0.327	0.5	6.92
15.0	0.862	-37.9	-0.19	0.978	-155.2	0.115	-117.7	0.431	-16.4	6.14
16.0	0.853	-51.0	-1.83	0.810	-171.8	0.109	-129.4	0.522	-28.6	4.53
17.0	0.868	-60.1	-3.25	0.688	173.9	0.107	-139.9	0.588	-41.6	3.91
18.0	0.911	-70.3	-4.44	0.601	158.5	0.102	-153.2	0.641	-55.8	4.79

Typical Noise Parameters, V_{DS} = 2V, I_{DS} = 10 mA

Freq	F_{min}	Γ_{opt}	Γ_{opt}	$R_{n/50}$	G_a
GHz	dB	Mag.	Ang.		dB
0.5	0.21	0.65	17.5	0.13	24.84
0.9	0.26	0.60	22.6	0.12	22.86
1.0	0.27	0.55	27.0	0.12	22.39
1.9	0.42	0.55	49.4	0.11	18.77
2.0	0.43	0.54	51.7	0.11	18.42
2.4	0.50	0.45	61.5	0.10	17.14
3.0	0.59	0.40	78.1	0.09	15.50
3.9	0.73	0.26	111.9	0.07	13.62
5.0	0.92	0.21	172.5	0.06	12.05
5.8	1.04	0.24	-151.5	0.07	11.28
6.0	1.06	0.23	-144.5	0.08	11.12
7.0	1.22	0.28	-107.1	0.14	10.45
8.0	1.42	0.33	-75.5	0.24	9.84
9.0	1.57	0.43	-51.5	0.38	9.10
10.0	1.71	0.54	-33.3	0.57	8.03

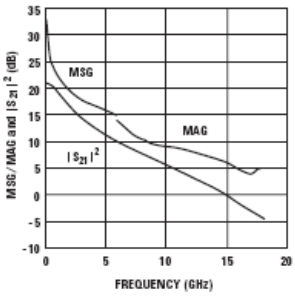


Figure 26. MSG/MAG and $|S_{21}|^2$ vs. Frequency at 2V, 10 mA.

Notes:

1. F_{min} values at 2 GHz and higher are based on measurements while the F_{mins} below 2 GHz have been extrapolated. The F_{min} values are based on a set of 16 noise figure measurements made at 16 different impedances using an ATN NP5 test system. From these measurements F_{min} is calculated. Refer to the noise parameter application section for more information.
2. S and noise parameters are measured on a microstrip line made on 0.025 inch thick alumina carrier. The input reference plane is at the end of the gate lead. The output reference plane is at the end of the drain lead. The parameters include the effect of four plated through via holes connecting source landing pads on top of the test carrier to the microstrip ground plane on the bottom side of the carrier. Two 0.020 inch diameter via holes are placed within 0.010 inch from each source lead contact point, one via on each side of that point.

ATF-55143 Applications Information

Introduction

Agilent Technologies's ATF-55143 is a low noise enhancement mode PHEMT designed for use in low cost commercial applications in the VHF through 6 GHz frequency range. As opposed to a typical depletion mode PHEMT where the gate must be made negative with respect to the source for proper operation, an enhancement mode PHEMT requires that the gate be made more positive than the source for normal operation. Therefore a negative power supply voltage is not required for an enhancement mode device. Biasing an enhancement mode PHEMT is much like biasing the typical bipolar junction transistor. Instead of a 0.7V base to emitter voltage, the ATF-55143 enhancement mode PHEMT requires about a 0.47V potential between the gate and source for a nominal drain current of 10 mA.

Matching Networks

The techniques for impedance matching an enhancement mode device are very similar to those for matching a depletion mode device. The only difference is in the method of supplying gate bias. S and Noise Parameters for various bias conditions are listed in this data sheet. The circuit shown in Figure 1 shows a typical LNA circuit normally used for 900 and 1900 MHz applications (Consult the Agilent Technologies website for application notes covering specific applications). High pass impedance matching networks consisting of L1/C1 and L4/C4 provide the appropriate match for noise figure, gain, S11 and S22. The high pass structure also provides low frequency gain reduction which can be beneficial from the standpoint of improving out-of-band rejection.

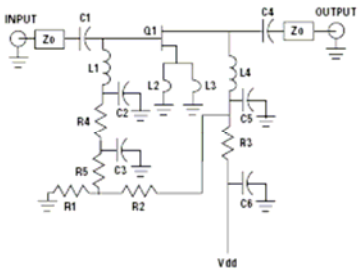


Figure 1. Typical ATF-55143 LNA with Passive Biasing.

Capacitors C2 and C5 provide a low impedance in-band RF bypass for the matching networks. Resistors R3 and R4 provide a very important low frequency termination for the device. The resistive termination improves low frequency stability. Capacitors C3 and C6 provide the low frequency RF bypass for resistors R3 and R4. Their value should be chosen carefully as C3 and C6 also provide a termination for low frequency mixing products. These mixing products are as a result of two or more in-band signals mixing and producing third order in-band distortion products. The low frequency or difference mixing products are terminated by C3 and C6. For best suppression of third order distortion products based on the CDMA 1.25 MHz signal spacing, C3 and C6 should be 0.1 µF in value. Smaller values of capacitance will not suppress the generation of the 1.25 MHz difference signal and as a result will show up as poorer two tone IP3 results.

Bias Networks

One of the major advantages of the enhancement mode technology is that it allows the designer to be able to dc ground the source leads and then merely apply a positive voltage on the gate to set the desired amount of quiescent drain current I_d.

Whereas a depletion mode PHEMT pulls maximum drain current when $V_{gs} = 0V$, an enhancement mode PHEMT pulls only a small amount of leakage current when $V_{gs} = 0V$. Only when V_{gs} is increased above V_{th}, the device threshold voltage, will drain current start to flow. At a V_{ds} of 2.7V and a nominal V_{gs} of 0.47V, the drain current I_d will be approximately 10 mA. The data sheet suggests a minimum and maximum V_{gs} over which the desired amount of drain current will be achieved. It is also important to note that if the gate terminal is left open circuited, the device will pull some amount of drain current due to leakage current creating a voltage differential between the gate and source terminals.

Passive Biasing

Passive biasing of the ATF-55143 is accomplished by the use of a voltage divider consisting of R1 and R2. The voltage for the divider is derived from the drain voltage which provides a form of voltage feedback through the use of R3 to help keep drain current constant. Resistor R5 (approximately 10kΩ) is added to limit the gate current of enhancement mode devices such as the ATF-55143. This is especially important when the device is driven to P_{1dB} or P_{SAT}.

Resistor R3 is calculated based on desired V_{ds}, I_{ds} and available power supply voltage.

$$R3 = \frac{V_{DD} - V_{ds}}{I_{ds} + I_{BB}} \quad (1)$$

V_{DD} is the power supply voltage.
V_{ds} is the device drain to source voltage.
I_{ds} is the desired drain current.
I_{BB} is the current flowing through the R1/R2 resistor voltage divider network.

The values of resistors R1 and R2 are calculated with the following formulas

$$R1 = \frac{V_{gs}}{I_{BB}} \quad (2)$$

$$R2 = \frac{(V_{ds} - V_{gs})\,R1}{V_{gs}} \quad (3)$$

Example Circuit

$V_{DD} = 3V$
$V_{ds} = 2.7V$
$I_{ds} = 10\ mA$
$V_{gs} = 0.47V$

Choose I_{BB} to be at least 10X the normal expected gate leakage current. I_{BB} was conservatively chosen to be 0.5 mA for this example. Using equations (1), (2), and (3) the resistors are calculated as follows

$R1 = 940\Omega$
$R2 = 4460\Omega$
$R3 = 28.6\Omega$

Active Biasing

Active biasing provides a means of keeping the quiescent bias point constant over temperature and constant over lot to lot variations in device dc performance. The advantage of the active biasing of an enhancement mode PHEMT versus a depletion mode PHEMT is that a negative power source is not required. The techniques of active biasing an enhancement mode device are very similar to those used to bias a bipolar junction transistor.

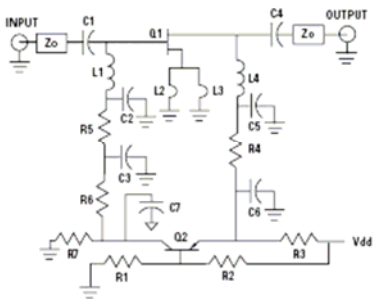


Figure 2. Typical ATF-55143 LNA with Active Biasing.

An active bias scheme is shown in Figure 2. R1 and R2 provide a constant voltage source at the base of a PNP transistor at Q2. The constant voltage at the base of Q2 is raised by 0.7 volts at the emitter. The constant emitter voltage plus the regulated V_{DD} supply are present across resistor R3. Constant voltage across R3 provides a constant current supply for the drain current. Resistors R1 and R2 are used to set the desired Vds. The combined series value of these resistors also sets the amount of extra current consumed by the bias network. The equations that describe the circuit's operation are as follows.

$$V_E = V_{ds} + (I_{ds} \cdot R4) \quad (1)$$

$$R3 = \frac{V_{DD} - V_E}{I_{ds}} \quad (2)$$

$$V_B = V_E - V_{BE} \quad (3)$$

$$V_B = \frac{R1}{R1 + R2} V_{DD} \quad (4)$$

$$V_{DD} = I_{BB}\,(R1 + R2) \quad (5)$$

Rearranging equation (4) provides the following formula

$$R2 = \frac{R_1\,(V_{DD} - V_B)}{V_B} \quad (4A)$$

and rearranging equation (5) provides the following formula

$$R1 = \frac{V_{DD}}{I_{BB}\left(1 + \frac{V_{DD} - V_B}{V_B}\right)} \quad (5A)$$

Example Circuit

$V_{DD} = 3V$ $\quad I_{BB} = 0.5\ mA$
$V_{ds} = 2.7V$
$I_{ds} = 10\ mA$
$R4 = 10\Omega$
$V_{BE} = 0.7V$

Equation (1) calculates the required voltage at the emitter of the PNP transistor based on desired V_{ds} and I_{ds} through resistor R4 to be 2.8V. Equation (2) calculates the value of resistor R3 which determines the drain current I_{ds}. In the example R3=20Ω. Equation (3) calculates the voltage required at the junction of resistors R1 and R2. This voltage plus the step-up of the base emitter junction determines the regulated V_{ds}. Equations (4) and (5) are solved simultaneously to determine the value of resistors R1 and R2. In the example R1=4200Ω and R2=1800Ω. R7 is chosen to be 1kΩ. This resistor keeps a small amount of current flowing through Q2 to help maintain bias stability. R6 is chosen to be 10kΩ. This value of resistance is necessary to limit Q1 gate current in the presence of high RF drive levels (especially when Q1 is driven to the P_{1dB} gain compression point). C7 provides a low frequency bypass to keep noise from Q2 effecting the operation of Q1. C7 is typically 0.1 µF.

PŘÍLOHA 2

Katalogové listy substrátu Rogers RT/duroid 5880

ROGERS CORPORATION

Advanced Circuit Materials

Advanced Circuit Materials Division
100 S. Roosevelt Avenue
Chandler, AZ 85226
Tel: 480-961-1382, Fax: 480-961-4533
www.rogerscorporation.com

Data Sheet
1.5000

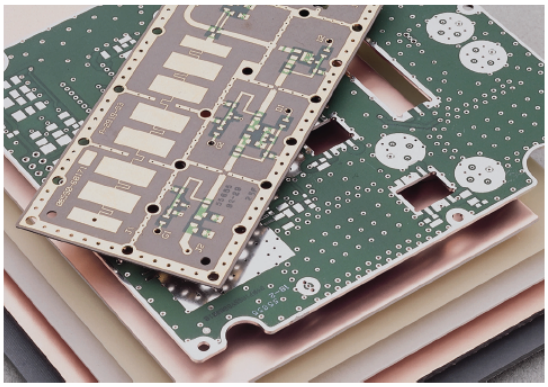
RT/duroid®5870 /5880 High Frequency Laminates

Features:

- Lowest electrical loss for reinforced PTFE material.
- Low moisture absorption.
- Isotropic
- Uniform electrical properties over frequency.
- Excellent chemical resistance.

Some Typical Applications:

- Commercial Airline Telephones
- Microstrip and Stripline Circuits
- Millimeter Wave Applications
- Military Radar Systems
- Missile Guidance Systems
- Point to Point Digital Radio Antennas



RT/duroid® 5870 and 5880 glass microfiber reinforced PTFE composites are designed for exacting stripline and microstrip circuit applications.

Glass reinforcing microfibers are randomly oriented to maximize benefits of fiber reinforcement in the directions most valuable to circuit producers and in the final circuit application.

The dielectric constant of RT/duroid 5870 and 5880 laminates is uniform from panel to panel and is constant over a wide frequency range. Its low dissipation factor extends the usefulness of RT/duroid 5870 and 5880 to Ku-band and above.

RT/duroid 5870 and 5880 laminates are easily cut, sheared and machined to shape. They are resistant to all solvents and reagents, hot or cold, normally used in etching printed circuits or in plating edges and holes.

Normally supplied as a laminate with electrodeposited copper of ¼ to 2 ounces/ft.^{2} (8 to 70µm) on both sides, RT/duroid 5870 and 5880 composites can also be clad with rolled copper foil for more critical electrical applications. Cladding with aluminum, copper or brass plate may also be specified.

When ordering RT/duroid 5870 and 5880 laminates, it is important to specify dielectric thickness, tolerance, rolled or electrodeposited copper foil, and weight of copper foil required.

he information in this data sheet is intended to assist you in designing with Rogers' circuit material laminates. It is not intended to and does not create any warranties express or implied, including any warranty of merchantability or fitness for a particular purpose or that the results shown on this data sheet will be achieved by a user for a particular purpose. The user should determine the suitability of Rogers' circuit material laminates for each application.

The world runs better with Rogers.™

PROPERTY	TYPICAL VALUE				DIRECTION	UNITS	CONDITION	TEST METHOD
	RT/duroid® 5870		RT/duroid 5880					
Dielectric Constant, ε_r	2.33 2.33 ± 0.02 spec.		2.20 2.20 ± 0.02 spec.		Z Z		C24/23/50 C24/23/50	1 MHz IPC-TM-650, 2.5.5.3 10 GHz IPC-TM-2.5.5.5
Dissipation Factor, tan δ	0.0005 0.0012		0.0004 0.0009		Z Z		C24/23/50 C24/23/50	1 MHz IPC-TM-650, 2.5.5.3 10 GHz IPC-TM-2.5.5.5
Thermal Coefficient of ε_r	-115		-125			ppm/°C	-50 - 150°C	IPC-TM-650, 2.5.5.5
Volume Resistivity	2 X 10^7		2 X 10^7		Z	Mohm cm	C96/35/90	ASTM D257
Surface Resistivity	2 X 10^8		3 X 10^7		Z	Mohm	C/96/35/90	ASTM D257
Tensile Modulus	Test at 23°C	Test at 100°C	Test at 23°C	Test at 100°C		MPa (kpsi)	A	ASTM D638
	1300 (189)	490 (71)	1070 (156)	450 (65)	X			
	1280 (185	430 (63)	860 (125)	380 (55)	Y			
ultimate stress	50 (7.3)	34 (4.8)	29 (4.2)	20 (2.9)	X			
	42 (6.1)	34 (4.8)	27 (3.9)	18 (2.6)	Y			
ultimate strain	9.8	8.7	6.0	7.2	X	%		
	9.8	8.6	4.9	5.8	Y			
Compressive Modulus	1210 (176)	680 (99)	710 (103)	500 (73)	X	MPa (kpsi)	A	ASTM D695
	1360 (198)	860 (125)	710 (103)	500 (73)	Y			
	803 (120)	520 (76)	940 (136)	670 (97)	Z			
ultimate stress	30 (4.4)	23 (3.4)	27 (3.9)	22 (3.2)	X			
	37 (5.3)	25 (3.7)	29 (5.3)	21 (3.1)	Y			
	54 (7.8)	37 (5.3)	52 (7.5)	43 (6.3)	Z			
ultimate strain	4.0	4.3	8.5	8.4	X	%		
	3.3	3.3	7.7	7.8	Y			
	8.7	8.5	12.5	17.6	Z			
Deformation Under Load, Test at 150°C			1.0		Z	%	24hr/14 MPa (2 Kpsi)	ASTM D621
Heat Distortion Temperature	>260 (>500)		>260 (>500)		X,Y	°C (°F)	1.82 MPa (264 psi)	ASTM D648
Specific Heat	0.96 (0.23)		0.96 (0.23			J/g/K		Calculated
Moisture Absorption — Thickness 0.31" (0.8mm)	0.9 (0.02)		0.9 (0.02)			mg (%)	D24/23	ASTM D570
Moisture Absorption — 0.62" (1.6mm)	13 (0.015)		13 (0.015					
Thermal Conductivity	0.22		0.20		Z	W/m/K		ASTM C518
Thermal Expansion	X	Y	Z	X	Y	Z		
	-5.0	-5.5	-11.6	-6.1	-8.7	-18.7	-100°C	ASTM D3386 (10K/min) (Values given are total change from a base temperature of 35°C)
	-0.6	-0.9	-4.0	-0.9	-1.8	-6.9	15	
	-0.3	-0.4	-2.6	-0.5	-0.9	-4.5	25	
	0.7	0.9	7.5	1.1	1.5	8.7	75	
	1.8	2.2	22.0	2.3	3.2	28.3	150	
	3.4	4.0	58.9	3.8	5.5	69.5	250	
							mm/m	
Td	500		500			°C TGA		ASTM D3850
Density	2.2		2.2					ASTM D792
Copper Peel	20.8 (3.7)		22.8 (4.0)			pli (N/mm)	after solder float	IPC-TM-650 2.4.8
Flammability	94V-0		94V-0					UL
Lead-Free Process Compatible	Yes		Yes					

[1] SI unit given first with other frequently used units in parentheses.
[2] References: Internal TR's 1430, 2224, 2854. Test were at 23°C unless otherwise noted.
Typical values should not be used for specification limits.

STANDARD THICKNESS:

0.005" (0.127mm), 0.031" (0.787mm)
0.010" (0.254mm), 0.062" (1.575mm)
0.015" (0.381mm), 0.125" (3.175mm)
0.020" (0.508mm),

STANDARD PANEL SIZE:

18" X 12" (457 X 305mm)
18" X 24" (457 X 610mm)
18" X 36" (457 X 915mm)
18" X 48" (457 X 1.224m)

STANDARD COPPER CLADDING:

¼ oz. (8 µm) electrodeposited copper foil.
½ oz. (17µm), 1 oz. (35µm), 2 oz. (70µm) electrodeposited and rolled copper foil.

The information in this data sheet is intended to assist you in designing with Rogers' circuit material laminates. It is not intended to and does not create any warranties express or implied, including any warranty of merchantability or fitness for a particular purpose or that the results shown on this data sheet will be achieved by a user for a particular purpose. The user should determine the suitability of Rogers' circuit material laminates for each application.

These commodities, technology and software are exported from the United States in accordance with the Export Administration regulations. Diversion contrary to U.S. law prohibited. RT/duroid and DUROID are licensed trademarks of Rogers Corporation.

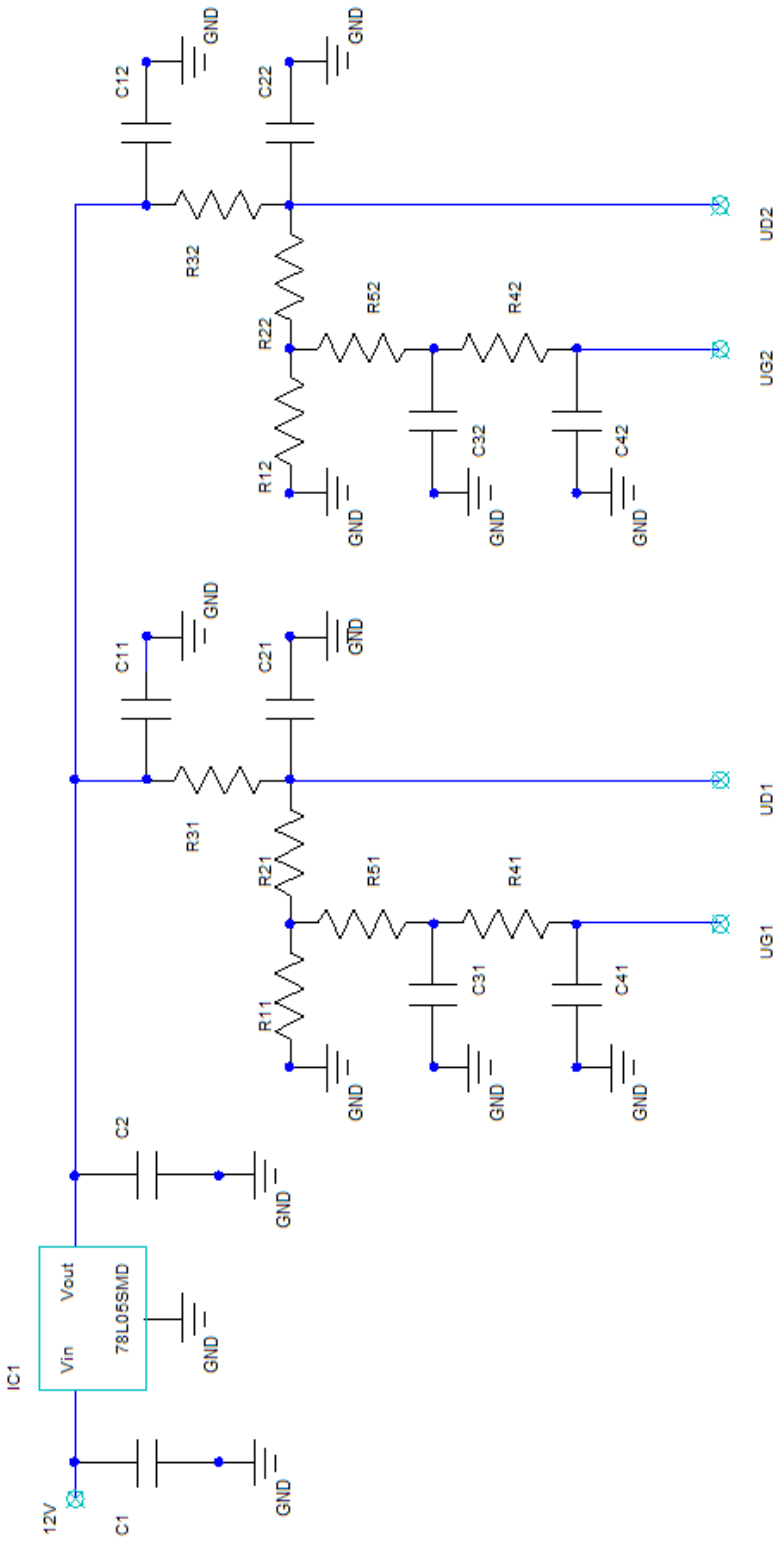
©1989, 1994, 1995, 1999, 2002, 2005, 2006 Rogers Corporation, Printed in U.S.A. All rights reserved.
Revised 11/06 0696-1106-0.5CC **Publication #92-101**

PŘÍLOHA 3
Parametry substrátu FR-4

Property	Value
Dielectric constant (permittivity)	4.70 max, 4.35 @ 500 MHz, 4.34 @ 1 GHz
Dissipation factor (loss tangent)	0.02 @1 MHz, 0.01 @ 1 GHz
Dielectric strength	20 MV/m (500 V/mil)
Surface resistivity (min)	2×10^5 MΩ
Volume resistivity (min)	8×10^7 MΩ·cm^2/cm
Typical thickness	1.25–2.54 mm (0.049–0.100 inches)
Typical stiffness (Young's modulus)	17 GPa (2.5×10^6 PSI; for use in PCBs)
Tg (glass transition temperature)	110–200 °C by manufacture and resin system
Density	1.91 kg/L

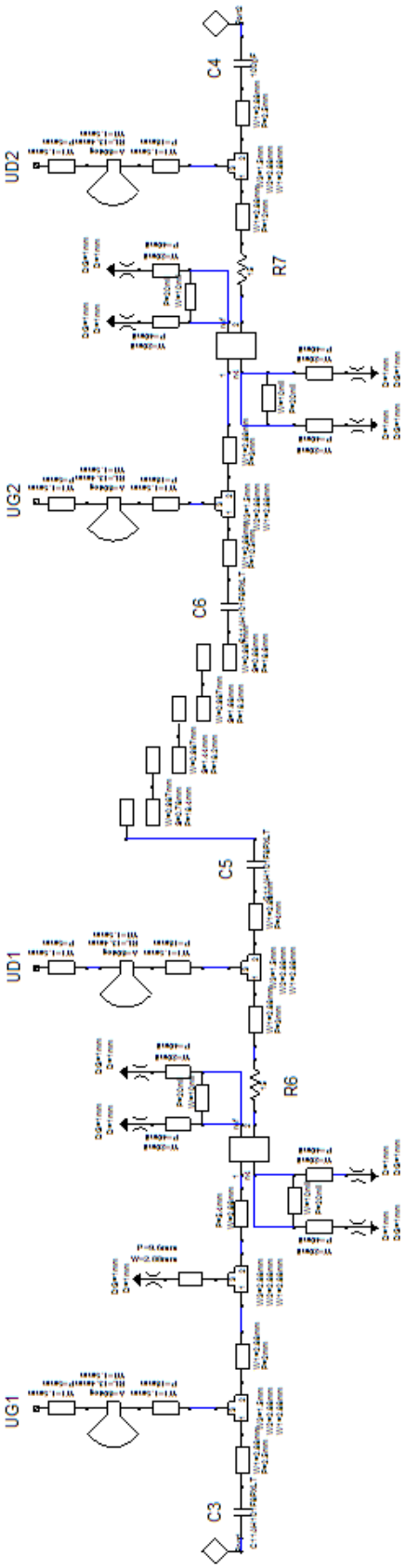
PŘÍLOHA 4

Schéma zapojení napájecího obvodu



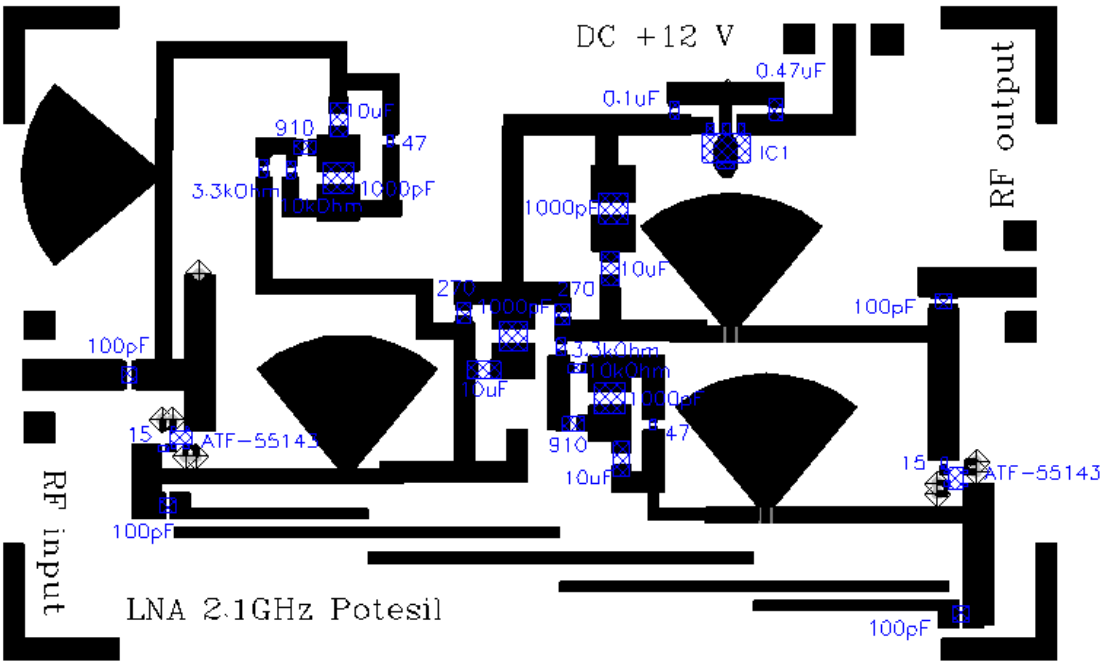
PŘÍLOHA 5

Schéma zapojení LNA bez napájecí části



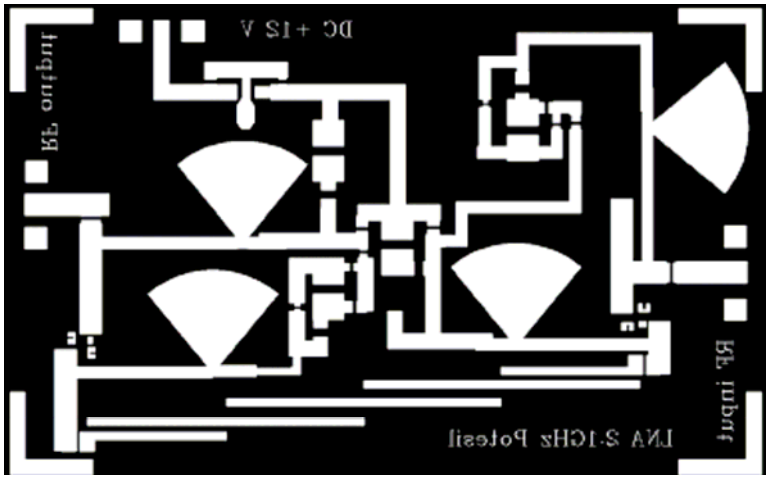
PŘÍLOHA 6

Deska plošného spoje s rozmístěním součástek



PŘÍLOHA 7

Deska plošného spoje 1:1



PŘÍLOHA 8

Seznam použitých součástek LNA

Tranzistory:		
T1, T2	ATF-55143	SOT 343
Konektory:		
IN	SMA F PP	SMA50Ω zásuvka(f) panelová přírubová, pájecí
OUT	SMA F PP	SMA50Ω zásuvka(f) panelová přírubová, pájecí
Stabilizátor napětí:		
IC1	78L05F	SMD, SOT-89
Dioda:		
D	1N4007	DO41, 1A
Kondenzátory:		
C11, C12	10uF	SMA 1206
C21, C22	1nF	SMA 0805
C31, C32	10uF	SMA 1206
C41, C42	1nF	SMA 0805
C1	0,33uF	SMA 1206
C2	0,1uF	SMA 0805
C3, C4	100pF	SMA 0805
C5, C6	100pF	SMA 0805
Rezistory:		
R11, R12	910R	SMA 0805
R21, R22	3,3K	SMA 0603
R31, R32	270R	SMA 0805
R41, R42	47R	SMA 0805
R51, R52	10K	SMA 0603
R6	15R	SMA 0603
R7	15R	SMA 0603