

5.3 Měření spektra zvoleného směšovače

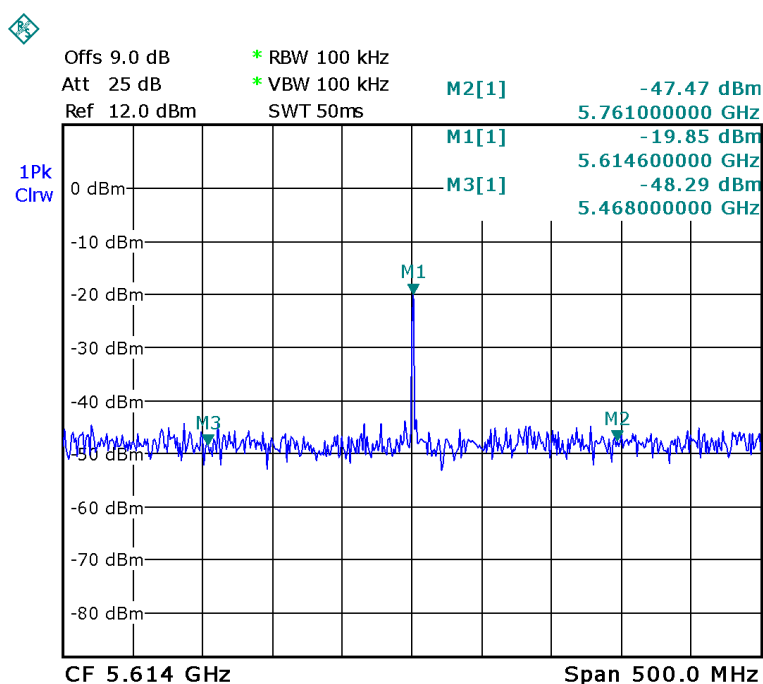
Ověření vlastností směšovače bylo provedeno na vývojové desce od výrobce. Pomocí generátoru a spektrálního analyzátoru bylo možné změřit izolaci LO i výsledné směšovací produkty. Při měření bylo použito injekce LO o úrovni $P_{LO} = 10$ dBm. Výrobce udává izolaci LO portu na RF port lepší jak 25 dB. Podle měření na obr. 54. je pronikání lokálního oscilátoru bez přivedeného signálu na IF port ještě lepší. Úroveň LO na portu RF je $P_{LO-RF} = -19$ dBm. Izolace je tedy:

$$A_{LO} = P_{LO-RF} - P_{LO} \quad [\text{dB}] \quad (5.1)$$

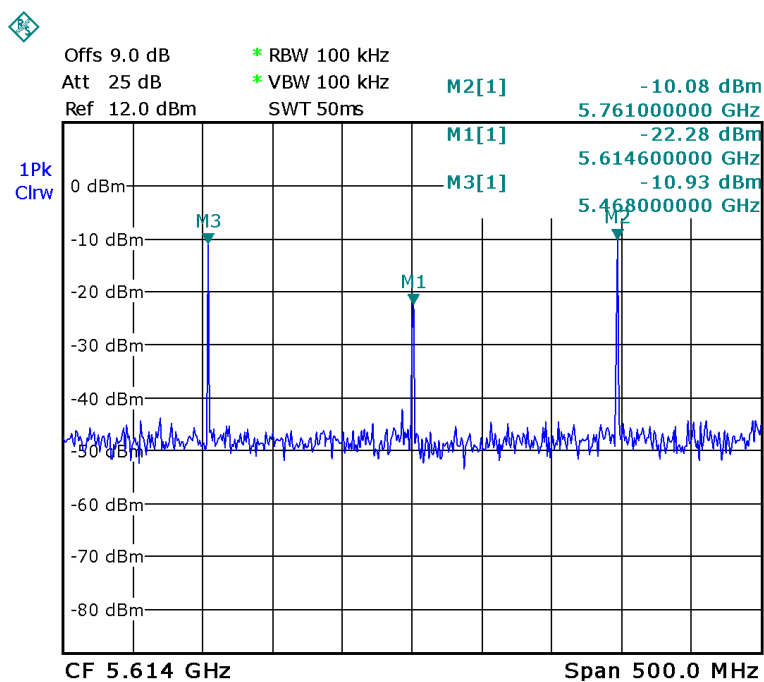
$$A_{LO} = |(-19) - 10|$$

$$A_{LO} = 29 \text{ dB}$$

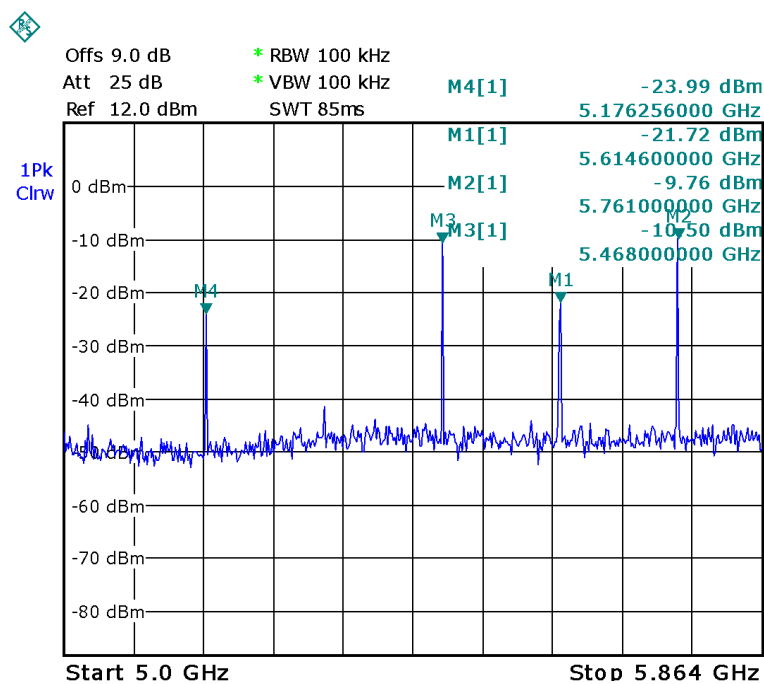
Po přivedení signálu o kmitočtu 146 MHz na port IF o úrovni $P_{IF} = 0$ dBm dojde ke zlepšení izolace mezi porty IF a RF. Úroveň LO signálu na portu RF je $P_{LO-RF} = -22$ dBm. Je tedy o 3 dB lepší a izolace je přes 30 dB. Směšovací produkty LO s IF signálem jsou na úrovni $P_{SSB} \approx -10$ dBm. Tato hodnota odpovídá konverzní ztrátě $CL = 10$ dB.



Obr. 54.: Pronikání LO na RF port při LO 10 dBm.



Obr. 55.: Výstupní spektrum na RF portu při úrovních LO 10 dBm a IF -10dBm.



Obr. 56.: Široké výstupní spektrum na RF portu při úrovních LO 10 dBm a IF -10dBm.

6 Mikrovlnná přijímací část

Úkolem této části je zesílit požadovaný mikrovlnný signál na vstupním SMA konektoru a přivést ho do směšovače. Zároveň musí potlačit nežádoucí signály z okolí bez vlivu na vlastní parametry přijímací cesty. Také musí signál zesílit bez vnesení dalšího šumu. To fyzikálně není možné, proto se snažíme dosáhnout alespoň co nejmenšího šumového čísla celého řetězce.

Základními aktivními prvky nejen ve vysokofrekvenční technice jsou bipolární a unipolární tranzistory. Dalšími aktivními prvky jsou hybridní nebo monolitické obvody, ty jsou však většinou určené pro přesně dané využití.

Dnes vyráběné monolitické zesilovače (MMIC) jsou velmi hojně využívány jako zesilovače od DC až do frekvencí 10GHz. Mají dostatečný zisk, přijatelná šumová čísla a vstupní i výstupní impedance je blízká 50Ω.

Vývojově starší bipolární tranzistory jsou v současné době běžně využívány v kmitočtové oblasti do přibližně 20GHz. Vyrábějí se typy s velmi malým šumovým číslem i s velkým rozsahem výstupních výkonů dosahujících až stovek wattů na mikrovlnných pásmech. 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.

Podobně jako u pasivních reálných součástek je třeba sestavit vhodné modely i pro reálné tranzistory. Jelikož tyto tranzistory jsou nelineární prvky, jejichž parametry závisí na teplotě a kmitočtu, budou příslušné modely složité. Před použitím tranzistoru v libovolném obvodu určeném pro požadovanou aplikaci je třeba nejdříve nastavit a teplotně stabilizovat jeho klidový pracovní bod. Pracuje-li tranzistor s velkým střídavým signálem, pohybuje se pracovní bod po příslušné charakteristice v takovém rozsahu, že se projeví její nelinearita.

6.1 Stabilita zesilovače

Stabilita zesilovače představuje odolnost zesilovače vůči rozkmitání. Je zřejmé, že je to stěžejní problém při realizaci zesilovače.

Zesilovač se může rozkmitat, platí-li:

$$S_{11} > 1 \text{ nebo } S_{22} > 1, \quad (6.1)$$

kde S_{11} a S_{22} jsou vstupní a výstupní činitele odrazu při obecném impedančním nepřizpůsobení.

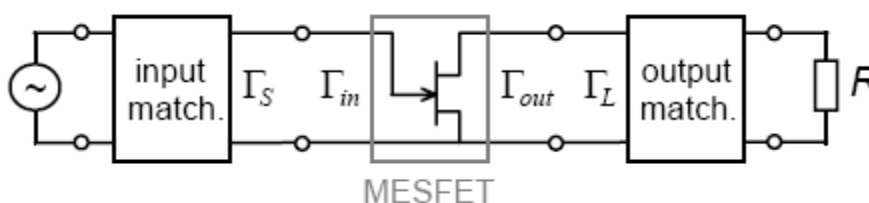
Nutnými a dostačujícími podmínkami pro nepodmíněnou stabilitu samotného tranzistoru jsou

$$|\Delta S| = |S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12}| < 1, \quad (6.2)$$

kde determinant rozptylové matice tranzistoru je menší než jedna.

Linvilův činitel stability je větší než jedna.

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta S|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1, \quad (6.3)$$



Obr. 57.: Blokové schéma zesilovače. [8].

Pokud je tranzistor pouze podmíněně stabilní, musíme znát vlastnosti vstupních a výstupních přizpůsobovacích obvodů, obr. 57. Je-li velikost činitele odrazu na vstupu větší než jedna

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (6.4)$$

je zesilovač nestabilní. 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.

Stejně je to 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

$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S}, \quad (6.5)$$

větší jak jedna, je zesilovač opět nestabilní.

Reálný vstupní, popř. výstupní odpor je ovlivňován jednak parametry S samotného tranzistoru, z nichž některé můžeme ovlivnit jednak volbou tranzistoru, jednak připojenými impedancemi Z_z a Z_G (obr. 57). Nevhodná velikost impedancemi Z_z a Z_G bývá jedním z nejčastějších důvodů k rozkmitání zesilovače. U širokopásmových zesilovačů je vyšetřování stability dosti rozsáhlé, vždy musíme uvažovat Z_z a Z_G i mimo provozní kmitočtovou oblast, všude tam, kde zesilovač zesiluje. Proto je vždy výhodné omezit kmitočtový rozsah zesilovače na nutné minimum zařazením filtru do vstupu (omezuující rozsah Z_G) nebo mezi jednotlivé stupně. Tyto stabilizační filtry mohou být velmi jednoduché. Často stačí i články degenerované, tvořené jedním reaktančním prvkem, např. vazebním kondenzátorem s malou kapacitou, který zmenší zisk na nízkých kmitočtech.

Uměle lze stabilitu zlepšit zařazením malého rezistoru do báze tranzistoru, popř. ve formě feritové trubičky. V prvním stupni je to však šumového hlediska nežádoucí. Rezistor vnese vlastní šum a zvětší o něj výsledné šumové číslo zesilovače.

Další parametr S , který může ovlivnit stabilitu, je zpětnovazební přenos S_{12} . Způsobuje zpětnovazební přenos z kolektoru (D) do báze (G). Pro zapojení se společným emitorem (source) vytváří zápornou zpětnou vazbu, která zmenšuje zisk, zvětšuje stabilitu. Pro nevhodné Z_z nebo Z_G však tato vazba může přejít v kladnou a vytvořit tak opačný stav. Tím se může zmenšit stabilita a dojít k rozkmitání tranzistoru.

Ze vztahů (6.5) vyplývá, že stabilita může být ovlivněna také ziskovým parametrem S_{21} . Se zvětšujícím se ziskem se Linvillův činitel stability zmenšuje a s tím i stabilita.

6.2 Šumový činitel – F (Noise Factor)

Šumový činitel linearizovaného zesilovače je definován vztahem:

$$F = \frac{\frac{P_{sg}}{P_{šg}}}{\frac{P_{svýst}}{P_{švýstu}}} \quad (6.6)$$

, kde P_{sg} je výkon signálu na vstupu zesilovače,

P_{sg} je výkon šumu na vstupu zesilovače,
 $P_{svýst}$ je výkon signálu na výstupu zesilovače,
 $P_{švýst}$ je výkon šumu na výstupu zesilovače.

Výraz P_{sg}/P_{sg} vyjadřuje poměr signál/šum na vstupu zesilovače a závisí pouze na parametrech generátoru. Nezávisí na parametrech zesilovače, protože vstupní admitance zesilovače zatěžuje stejně zdroj signálu i zdroj šumu. Výraz $P_{svýst}/P_{švýst}$ vyjadřuje poměr signál/šum na výstupu zesilovače a nezávisí na admitanci zátěže Y_z , protože ta je stejná pro signál i šum. Proto i na výstupu zesilovače můžeme skutečné výkony nahradit dosažitelnými výkony (poměr výkonů se nezmění).

Šumový činitel je bezrozměrné číslo, které udává, kolikrát je větší poměr signál/šum na vstupu zesilovače než na jeho výstupu. Pro reálný zesilovač platí:

$F > 1$, pro ideální „nešumící“ zesilovač je $F = 1$.

Při jeho definici se vždy uvažuje teplota rovna $T_0 = 290 \text{ K}$ ($16,8^\circ\text{C}$). Má-li však zesilovač teplotu $T \neq T_0$, určí se jeho šumový činitel podle vztahu:

$$F_T = 1 + \frac{T}{T_0} (F - 1), \quad (6.7)$$

kde F je šumový činitel při teplotě T_0

Šumové číslo – F_{dB} (Noise Figure – NF) je šumový činitel vyjádřený v dB podle vztahu

$$F_{dB} = 10 \log F \quad (6.8)$$

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

Poměr signál/šum, pomocí kterého je definován šumový činitel, se také často označuje symbolem S/N (*Signal to Noise*) nebo SNR (*Signal to Noise Ratio*). V praxi je měření poměru S/N dosti obtížné, a proto se nahrazuje určením poměru $(S + N)/N$, který lze změřit celkem snadno. Nepřesnost, která touto záměnou vzniká je tím menší, čím větší je poměr S/N . Je-li na vstupu zesilovače kromě užitečného signálu a šumu také rušivý signál (například u rádiových přijímačů), vyhodnocuje se tzv. **poměr SINAD** (*Signal plus Noise And Distortion*), definovaný vztahem:

$$SINAD_{dB} = 10 \log \frac{S + N + D}{N + D}, \quad (6.9)$$

kde symbol D označuje výkon rušivého signálu.

6.3 Friisův vzorec

Máme kaskádu zesilovačů zapojených podle obr. 58. První zesilovač má šumový činitel F_1 a dosažitelné výkonové zesílení A_{Pa1} , druhý F_2 a A_{Pa2} , atd. Výsledný šumový činitel této kaskády zesilovačů je určen Friisovým vzorcem.

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{A_{Pa1}} + \frac{F_3 - 1}{A_{Pa1} \cdot A_{Pa2}} + \frac{F_4 - 1}{A_{Pa1} \cdot A_{Pa2} \cdot A_{Pa3}} + \dots \quad (6.10)$$



Obr. 58.: Kaskádní řazení zesilovačů.

V případě, že zesílení A_{Pa1} bude dostatečně veliké, lze druhý, třetí a další členy pravé strany vzorce (6.10) zanedbat a výsledný šumový činitel bude určen především šumovým činitelem prvního zesilovače. Pro dosažení minimálního šumového činitele je tedy důležité, jak budou jednotlivé zesilovače v kaskádě seřazeny. Je důležité, aby zesílení A_{Pa1} , A_{Pa2} , A_{Pa3} , ..., atd. ve vzorci (6.10) byla dosažitelná výkonová zesílení, nikoliv skutečná (obecná) výkonová zesílení A_{p1} , A_{p2} , A_{p3} , ..., atd. Nesplnění této podmínky má za následek chybný výpočet. Je tedy nutné přepočítat zisk z dB na výkonové zesílení.

Friisův vzorec lze použít nejen pro kaskádu zesilovačů, ale obecně platí i pro zapojení aktivních i pasivních dvojbranů. Za kaskádu dvojbranů lze považovat například:

- a) anténní předzesilovač → svod → přijímač
- b) vstupní předzesilovač → vf zesilovač → směšovač → mf zesilovač ...

U všech těchto příkladů je třeba, v souladu se vzorcem (6.10), aby první blok kaskády měl minimální šumové číslo 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, např. diodového směšovače.

Ztráty vstupního obvodu závisí na:

- a) Na poměru provozního činitele jakosti obvodu vůči témuž činiteli naprázdno:

$$[1 - (Q_p/Q_0)]^2.$$

Čím větší je Q_0 , tím vyšší může být Q_p a tedy selektivita. Maximální Q_0 vyžaduje provedení obvodu s optimální Z_0 , minimální povrchové ztráty materiálu obvodu a minimální ztráty v dielektriku obvodu. U koaxiálního typu vstupního obvodu je optimální Z_0 cca 100 Ω . Pro docílení co nejvyššího Q_0 je teoreticky třeba rezonátor co největších rozměrů. Jeho velikost se ještě zvýší při použití bezeztrátového dielektrika s malým ϵ_r . Takový obvod se však obtížně bezeztrátově přizpůsobuje miniaturnímu FET-u, čím vznikají přídavné ztráty. Každý kousek přívodu totiž představuje změnu rozměrů a znamená výraznou změnu Z_0 v tomto místě.

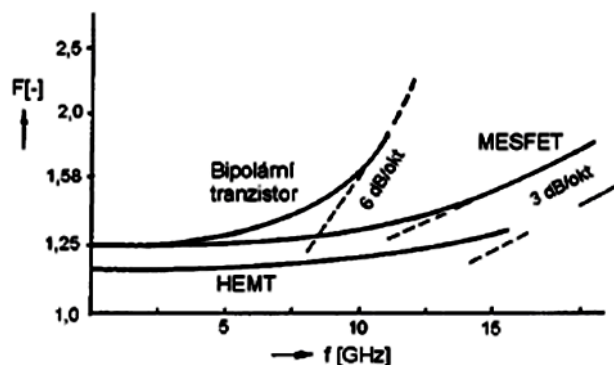
- b) Na provedení vstupního obvodu, tj. na velikosti ztrát vyzařováním. Bohužel obvykle platí, že čím menší je ϵ , tím větší jsou ztráty vyzařováním obvodu, není-li obvod dokonale kompaktně uzavřen. Čím kompaktnější je vstupní obvod, tj. čím více je elektromagnetického pole ve vstupním obvodu koncentrováno, např. použitím dielektrika s vysokým ϵ_r , tím menší jsou ztráty vyzařováním, ale bohužel současně ztráty v dielektriku rostou s velikostí ϵ_r .

V praxi dosahovaná hodnota Q_p u nízkošumových LNA s jedním rezonančním obvodem na vstupu je okolo 10 i méně, je-li LNA nastaven na co nejmenší možné NF_{min} . Provoznímu činiteli jakosti $Q_p \approx 10$ ovšem odpovídá šířka pásma obvodu pro pokles -3 dB okolo 50 MHz, pro pokles o 10 dB je šířka pásma již cca 150...200 MHz a pro -20 dB je šířka pásma více než 500 MHz a je již značně nesymetrická podle provedení obvodu. Při typickém paralelním obvodu s kapacitní vazbou křivka propustnosti klesá k nižším kmitočtům podstatně rychleji než směrem k vyšším kmitočtům.

Malá hodnota Q_p na vstupu LNA umožní, aby se na vstup transistoru dostaly velmi silné signály, např. z blízkých vysílačů VKV FM, TV, WLAN a vysílačů jiných radiokomunikačních služeb. Jejich interakcí na nelinearitě transistoru pak mohou snadno vznikat jak harmonické produkty, tak produkty intermodulační nejen třetího, ale i vyšších řádů. Některé z těchto produktů pak mohou padnout do pásma 5760 MHz.

6.4 Vlastnosti a rozdíly mezi strukturami tranzistorů

Z obrázku 59 vyplývá, že tranzistory typu FET dosahují lepších šumových vlastností, než bipolární tranzistory a to zvláště na vyšších kmitočtech. Velkou předností tranzistorů FET ve srovnání s bipolárními tranzistory je jejich větší odolnost vůči vzniku intermodulačního zkreslení včetně křížové modulace.

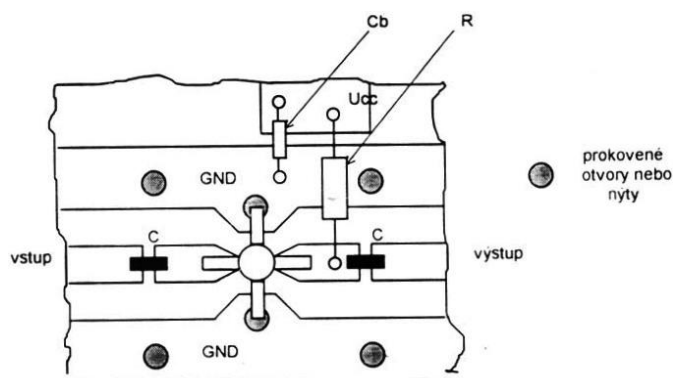


Obr. 59.: Kmitočtová závislost šumu u bipolárních a unipolárních tranzistorů. [1]

Zvláště na vyšších jednotkách GHz jednoznačně vítězí tranzistory řízené polem. V ojedinělých případech se však používají i tranzistory bipolární. Například některá zařízení WLAN 5,6 GHz používají na vstupním zesilovači přijímače speciální bipolární tranzistor navržený na tyto kmitočty. Šumové poměry jsou sice horší jak u HEMT tranzistorů, ale odolnost proti zkreslení a přebuzení vstupního zesilovače zařízení, jsou lepší.

6.5 Monolitické zesilovače - MMIC.

Monolitické zesilovače (MMIC amp.) jsou velmi praktické aktivní součástky používané nejen v mikrovlnné technice. Na trhu je celá řada výrobců a s nimi i celá řada těchto obvodů. Ty nejjednodušší pracují od nízkých kmitočtů, výrobci označovány jako DC kmitočty, až po kmitočty blízké 10 GHz. Nejnovější MMIC obvody však pracují až do vysokých desítek GHz. Jsou konstruovány jako zesilovače s rozloženými parametry. Jsou vnitřně přizpůsobeny na impedanci blízkou 50 Ω a mají vyrovnaný zisk v celém udávaném rozsahu.



Obr. 60.: Zapojení MMIC zesilovače. [23]

Tyto obvody se dále vyznačují tím, že potřebují jen nezbytné součástky pro připojení do navrhované konstrukce. Jsou to vazební kondenzátory (na obr.60 označené jako C) a napájecí

tlumivku, případně odpor pro nastavení správného napájecího napětí (R , C_b). Některé specifické MMIC zesilovače umožňují pomocí externího napájení či rezistoru nastavovat zesílení, případně pracovní bod. Některé MMIC, například nízkošumové vstupní zesilovače, mají implementovány i vazební kapacity.

6.6 Vstupní tranzistor

Podle předešlé kapitoly je zřejmé, že nejlepšího šumového čísla zesilovače dosáhneme s tranzistorem řízeným polem. Podle Friisova vztahu jsou parametry prvního tranzistoru nejdůležitější. Je třeba dosáhnout nízkého šumového čísla a co možná největšího zisku. To vše při zachování stability zesilovače v celém rozsahu impedancí na vstupu a při zatížení na výstupu.

Jako vstupní tranzistor jsem zvolil nízkošumový pseudomorphický HJ FET firmy NEC typ NE32584C. Jedná se o tranzistor určený především pro LNB satelitní konvertory. Jeho elektrické parametry jsou v tabulce na obr. 61.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$)

PART NUMBER PACKAGE OUTLINE			NE32584C 84C		
SYMBOLS	PARAMETERS AND CONDITIONS	UNITS	MIN	TYP	MAX
NF ¹	Optimum Noise Figure, $V_{DS} = 2\text{ V}$, $I_{DS} = 10\text{ mA}$, $f = 12\text{ GHz}$	dB		0.45	0.55
GA ¹	Associated Gain, $V_{DS} = 2\text{ V}$, $I_{DS} = 10\text{ mA}$, $f = 12\text{ GHz}$	dB	11.0	12.5	
I_{DSS}	Saturated Drain Current, $V_{DS} = 2\text{ V}$, $V_{GS} = 0\text{ V}$	mA	20	60	90
V_P	Pinch-off Voltage, $V_{DS} = 2\text{ V}$, $I_{DS} = 100\text{ }\mu\text{A}$	V	-2.0	-0.7	-0.2
g_m	Transconductance, $V_{DS} = 2\text{ V}$, $I_D = 10\text{ mA}$	mS	45	60	
I_{GSO}	Gate to Source Leakage Current, $V_{GS} = -3\text{ V}$	μA		0.5	10.0
$R_{TH}(CH-A)$	Thermal Resistance (Channel to Ambient)	$^\circ\text{C/W}$		750	
$R_{TH}(CH-C)$	Thermal Resistance (Channel to Case)	$^\circ\text{C/W}$			350

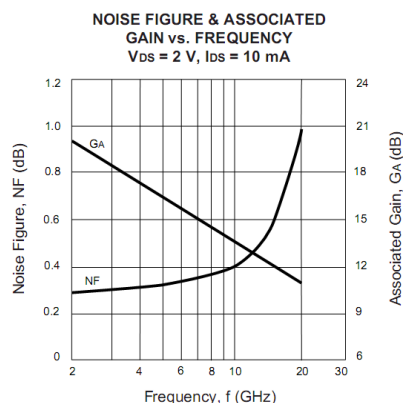
Obr. 61.: Elektrické parametry tranzistoru NE32584C.

Tranzistor je nutné „šumově“ přizpůsobit. Výrobce udává následující šumové parametry:

TYPICAL NOISE PARAMETERS ($T_A = 25^\circ\text{C}$)

$V_{DS} = 2\text{ V}$, $I_D = 10\text{ mA}$

FREQ. (GHz)	NF _{OPT} (dB)	GA (dB)	Γ_{OPT}		Rn/50
			MAG	ANG	
2	0.29	20.0	0.86	22	0.27
4	0.30	18.3	0.76	45	0.25
6	0.33	16.5	0.69	70	0.18
8	0.36	15.0	0.63	96	0.11
10	0.40	13.6	0.59	122	0.08
12	0.45	12.5	0.54	147	0.04
14	0.54	12.0	0.48	171	0.04
16	0.68	11.8	0.40	-165	0.05
18	0.85	11.5	0.31	-144	0.06



Obr. 62.: Typické parametry tranzistoru, závislost zisku a šumového čísla na kmitočtu.

Z obr. 62 je patrné, že na kmitočtu je podle výrobce možné dosáhnout nejnižšího šumového čísla 0,33 dB. Zisk tranzistoru je pak 16,5 dB. Tyto parametry jsou při nastaveném pracovním bodu $V_{DS} = 2V$ a proudu tranzistorem $I_D = 10mA$.

6.7 Následující zesilovací stupně

Jelikož z Friisova vztahu plyne, že první stupeň udává šumové číslo zesilovacího řetězce (při dodržení dostatečného zisku), je možné na dalších pozicích s výhodou použít MMIC zesilovače, které nevyžadují tak složité zacházení.

MMIC zesilovač firmy Hittite HMC320ms8g je určený jako LNA zesilovač s vnitřním vstupně výstupním přizpůsobením na 50 Ω a vnitřním šumovým přizpůsobením. Typické parametry tohoto obvodu udávané výrobcem jsou v tabulce na obr. 63.

Electrical Specifications, $T_A = +25^\circ C$, $V_{dd} = +3V$

Parameter	Low Power* (VSET = 0V, Idd = 7 mA)			Medium Power* (VSET = 3V, Idd = 25 mA)			High Power* (VSET = 3V, Idd = 40 mA)			Units
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
Frequency Range	5 - 6			5 - 6			5 - 6			GHz
Gain	8	10	16	8	12	16	9	13	16	dB
Gain Variation over Temperature		0.025	0.035		0.025	0.035		0.025	0.035	dB/°C
Gain Flatness		±0.5			±1.0			±1.5		dB
Noise Figure		2.7	3.8		2.5	3.8		2.6	3.8	dB
Input Return Loss	4	10		4	10		4	10		dB
Output Return Loss	7	13		10	18		10	20		dB
Output Power for 1 dB Compression (P1dB)	-4	-1		6	9		9	12		dBm
Input Third Order Intercept Point (IIP3)	-3	1		4	8		6	10		dBm
Supply Current (Idd)		7			25			40		mA

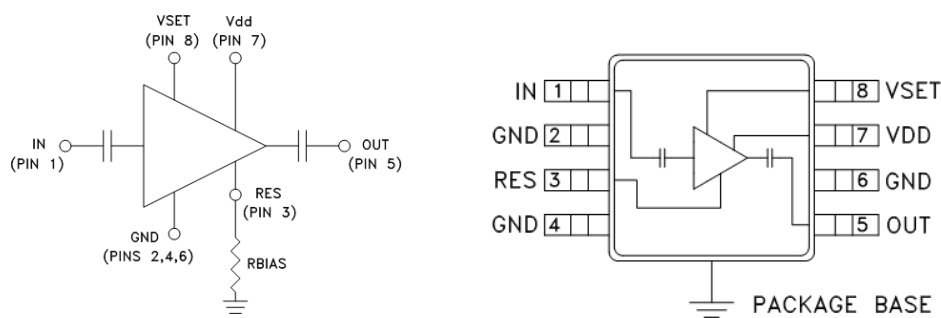
Obr. 63.: Parametry MMIC prvku z katalogového listu.

Obvod umožňuje pomocí jediného pasivního externího prvku regulovat pracovní bod zesilovače a tím zisk a maximální výstupní výkon. Při zvolení proudu $I_{DD} = 40mA$ (obr. 64) je zisk přibližně 13 dB a šumové číslo typicky 2,6 dB. Obvod je navíc stejnosměrně oddělen a není nutné použít vazební kapacity, viz obr. 65.

RF Performance at 5.8 GHz ($V_{dd} = +3V$)

VSET (VDC)	RBIAS Resistor Between Pin 3 and GND (Ohms)	Idd (mA)	Output P1dB (dBm)	Output Return Loss (dB)
0	174	7	1.0	16.0
3	22	25	9.0	12.0
3	7	40	13.0	15.0
3	GND (No Resistor)	60	14.0	15.0

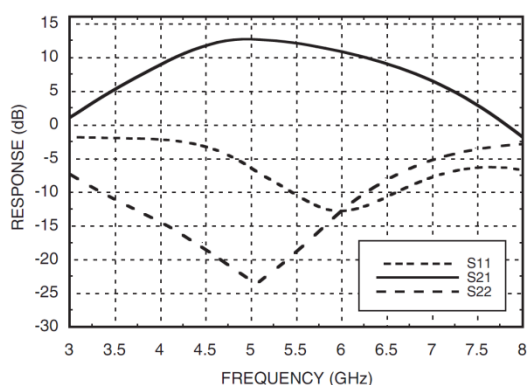
Obr. 64.: Parametry nastavitelné vnějším rezistorem.



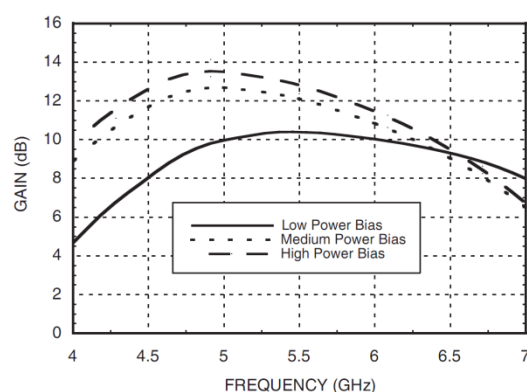
Obr. 65.: Zapojení vývodů, popis pouzdra.

Z grafů na obr.66 z katalogového listu výrobce je možné odečíst hodnoty zisku, vstupního i výstupního odrazu, průběh šumového čísla a závislosti uvedených veličin na pracovním bodu.

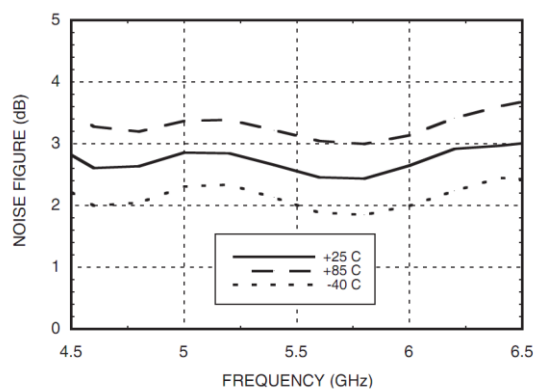
Broadband Gain & Return Loss Medium Power Bias



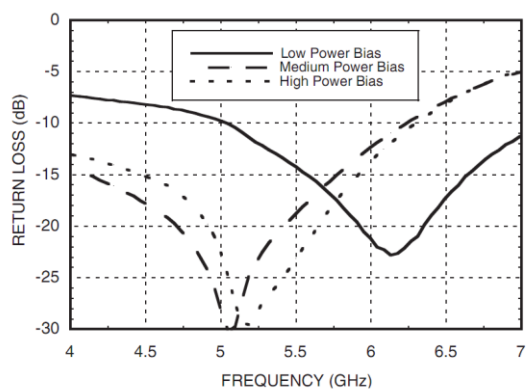
Gain @ Three Bias Conditions



Noise Figure vs. Temperature Medium Power Bias



Output Return Loss @ Three Bias Conditions



Obr. 66.: Výrobce udávané průběhy přizpůsobení, zisku a šumového čísla na kmitočtu.

6.8 Výpočet zisku a šumového čísla

Nyní známe předpokládané parametry zesilovacích prvků. Z předešlých kapitol známe průchozí útlumy vazebního a selektivního hrníčkového filtru a nyní je možné spočítat šumové číslo a zisk celého řetězce. Můžeme tak učinit ručním výpočtem, dosazením do Friisova vztahu, nebo využít počítačového programu. Já jsem využil programu AppCAD. Ve výpočtu uvažujeme i zařazení Wilkinsonova děliče a směšovače. První tranzistor je na vstupu „šumově“ přizpůsoben pasivním obvodem, u kterého jsem odhadnul průchozí útlum 0,15 dB. Výsledný výpočet je na obr. 67.

		Stage 1	Stage 2	Stage 3	Stage 4	Stage 5	Stage 6	Stage 7	Stage 8
Stage Name:	Units	přizpůsobení	Ga As FET	vazba	MMIC	MMIC	Wilkinson	filtr	směšovač
Noise Figure	dB	0,15	0,33	1,5	2,5	2,5	3,2	3	8
Gain	dB	-0,15	16	-1,5	13	13	-3,2	-3	-8
Output IP3	dBm	100	14	100	9	9	100	100	100
dNF/dTemp	dB/°C	0	0	0	0	0	0	0	0
dG/dTemp	dB/°C	0	0	0	0	0	0	0	0
Stage Analysis:		0	0	0	0	0	0	0	0
NF (Temp corr)	dB	0,15	0,33	1,50	2,50	2,50	3,20	3,00	8,00
Gain (Temp corr)	dB	-0,15	16,00	-1,50	13,00	13,00	-3,20	-3,00	-8,00
Input Power	dBm	-40,00	-40,15	-24,15	-25,65	-12,65	0,35	-2,85	-5,85
Output Power	dBm	-40,15	-24,15	-25,65	-12,65	0,35	-2,85	-5,85	-13,85
d NF/d NF	dB/dB	0,90	0,97	0,04	0,06	0,00	0,00	0,00	0,00
d NF/d Gain	dB/dB	-0,10	-0,03	-0,02	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00
d IP3/d IP3	dBm/dBm	0,00	0,00	0,00	0,04	0,95	0,00	0,00	0,00

Enter System Parameters:			System Analysis:		
Input Power	-40	dBm	Gain =	26,15	dB
Analysis Temperature	25	°C	Noise Figure =	0,64	dB
Noise BW	1	MHz	Noise Temp =	46,38	°K
Ref Temperature	25	°C	SNR =	73,33	dB
S/N (for sensitivity)	0	dB	MDS =	-113,33	dBm
Noise Source (Ref)	290	°K	Sensitivity =	-113,33	dBm
			Noise Floor =	-173,33	dBm/Hz

Input IP3 =	-31,57	dBm
Output IP3 =	-5,42	dBm
Input IM level =	-56,87	dBm
Input IM level =	-16,87	dBm
Output IM level =	-30,72	dBm
Output IM level =	-16,87	dBm
SFDR =	54,51	dB

Obr. 67.: Výpočet zisku RX řetězce.

Z výpočtu je zřejmé následující:

Zisk řetězce: $G = 26$ dB
 Šumové číslo řetězce: $NF = 0,64$ dB

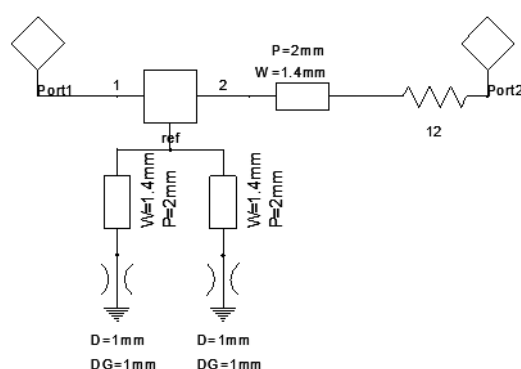
Zisk 26 dB vyjadřuje konverzní zisk celého transvertoru, pokud počítáme nulové ztráty v IF části.

6.9 Návrh a přizpůsobení vstupního tranzistoru

Návrh vstupního zesilovače musí splňovat následující požadavky:

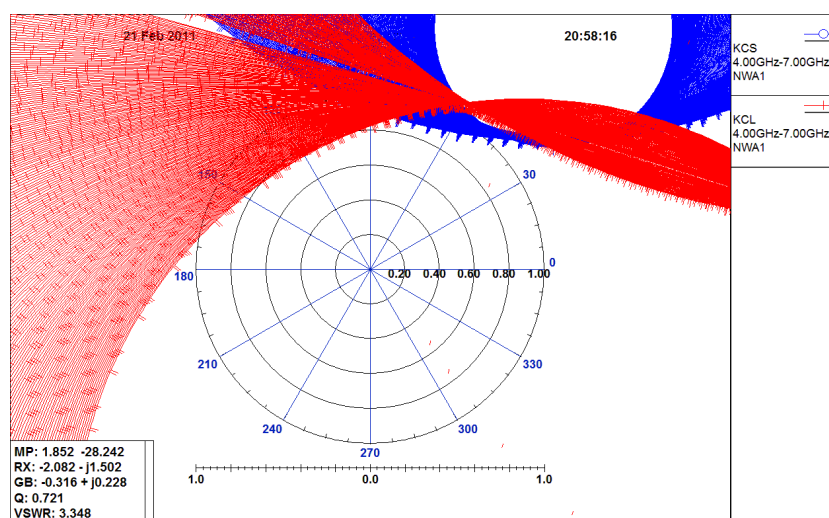
- Šumové impedanční přizpůsobení tranzistoru.
- Zajištění stability v celém rozsahu vstupních i výstupních impedancí.
- Výstupní přizpůsobení k vazebnímu filtru.
- Dostatečný zisk

V simulaci nepočítáme se stejnosměrnými napájecími obvody. Ty budou provedeny tak, aby neovlivňovaly vysokofrekvenční parametry navrženého zesilovače. Obr. 68 představuje základní zapojení pro simulaci, kde krom samotného aktivního prvku zadaného s2p parametry, jsou vedení obou emitorů, provedení prokovů na zemní plochu a výstupní mikropásek s rezistorem. Umístění tranzistoru na plošný spoj změní všechny jeho parametry. Díky programové simulaci máme představu o tom, jaké tyto změny jsou. Nemůžeme tranzistor přizpůsobovat na hodnoty udávané v katalogovém listu, protože například uzemnění tranzistoru přes prokovené otvory znamená na tomto kmitočtu uzemnění přes malou indukčnost. Také mikropásky pod vývody tranzistoru mají na tomto kmitočtu nemalý vliv.

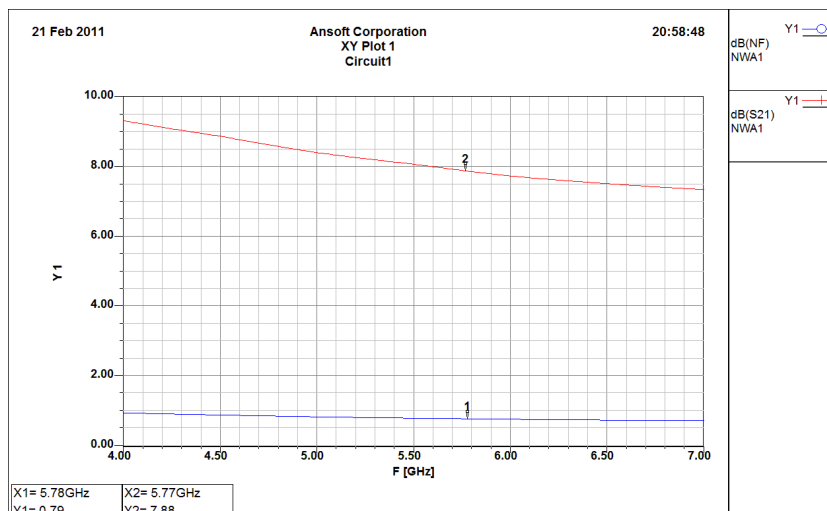


Obr. 68.: Schéma prvotní simulace zesilovače.

Takto navržený obvod vykazuje následující stabilitu, obr. 69. Kružnice vyjadřují oblasti, kde musí ležet normované impedance, aby byl zesilovač stabilní. Impedance musí ležet v oblasti, kam ukazují kolmé „čárky“ z kružnic. Červená kružnice znázorňuje výstupní a modrá vstupní oblast impedancí. Ve Smithově diagramu existují normované impedance, které by způsobily nestabilitu zesilovače.

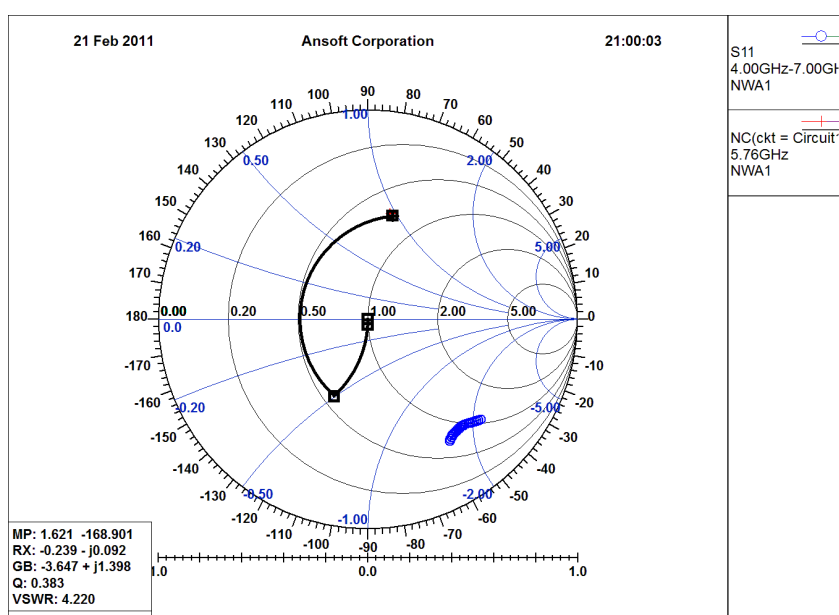


Obr. 69.: Simulace stability obvodu.

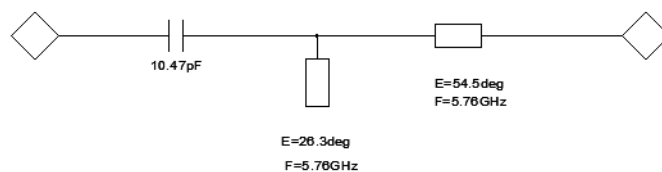


Obr. 70.: Simulace zisku a šumového čísla.

Na obr. 70 je zisk a šumové číslo takto „nepřizpůsobeného“ tranzistoru. Zisk je nízký, pouze 7,9 dB a šumové číslo 0,79 dB. Šumové číslo je vyšší, než udává výrobce pro impedančně „šumově“ přizpůsobený tranzistor. Pomocí Smithova diagramu v programu Ansoft Designer navrhne vstupní přizpůsobovací obvod. Program proloží hodnoty normované impedance udávané výrobcem a na námi zvoleném kmitočtu vložíme impedanci do diagramu. Pak již navrhujeme samotný obvod, obr.71. Na paměti máme to, že vstup je nutné stejnosměrně oddělit. Tato kapacita vychází ze středu diagramu a při hodnotě 10 pF tvoří velmi malý úsek kružnice. Tato kapacita musí být velmi kvalitní. Jakékoliv ztráty v tomto kondenzátoru se přímo přičítají k velikosti šumového čísla a mají negativní vliv. Následuje mikropáskové vedení na konci naprázdno. Sériové vedením pak transformujeme impedanci na vstup tranzistoru.

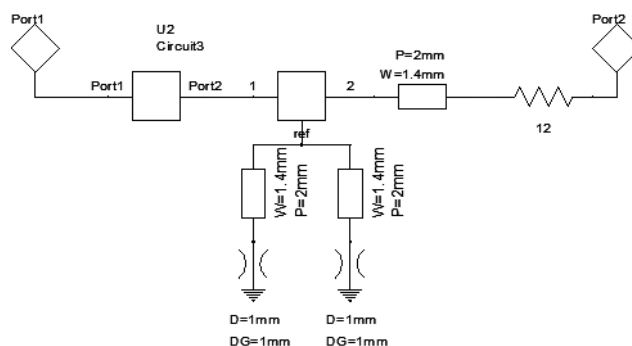


Obr. 71.: Návrh přizpůsobovacího obvodu.



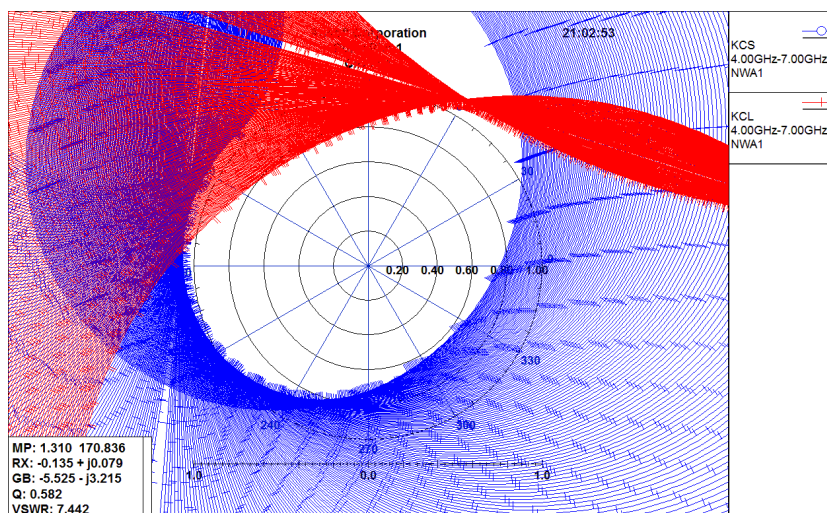
Obr. 72.: Výsledný návrh vstupního přizpůsobovacího členu.

Mikropásková vedení jsou v simulaci uvažována ve formě elektrické délky vztažené k vlnové délce. Přepočítání je celkem jednoduché, můžeme využít integrované utility v programu Ansoft Designer. Vedení dlouhé 26,3 ° představuje na kmitočtu 5,76 GHz mikropásek s rozměry $W = 7,49$ mm a $P = 2,21$ mm. Druhé transformační vedení dlouhé 54,5° má rozměry $W = 1,51$ mm a $P = 4,91$ mm, kde W je šířka a P délka mikropásku. Rozměry uvažujeme pro zadaný materiál plošného spoje Arlon 25N.

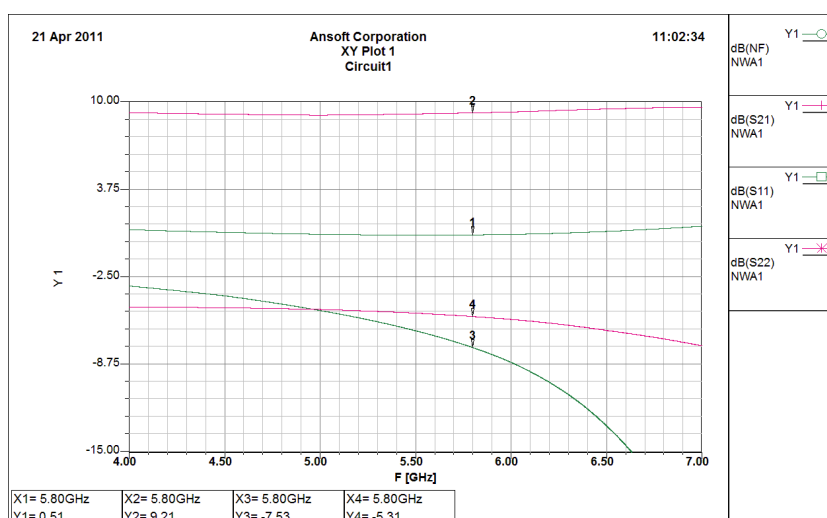


Obr. 73.: Obvod doplněný o vstupní přizpůsobení

Obr. 73 je doplněním zesilovače o blok vstupního přizpůsobení. Simulací stability bylo zjištěno, že se oblast impedancí nestability rozšířila. A to především díky impedanční transformaci vstupního obvodu. Šumové číslo se však vylepšilo na hodnotu 0,51 dB a zisk je 9,2 dB, viz obr. 74.



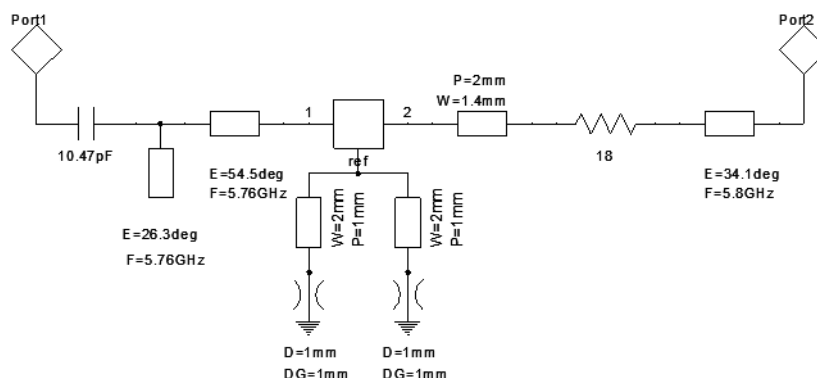
Obr. 74.: Simulace stability obvodu.



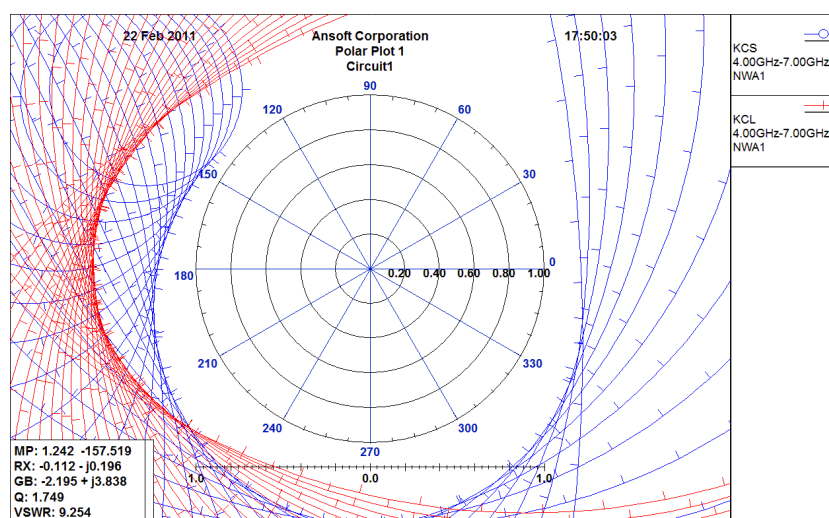
Obr. 75.: Simulace zisku, NF a přizpůsobení.

Vstupní přizpůsobení zesilovače (S_{11}) je okolo -7,5 dB, výstupní pak -5,3 dB. Nyní se zaměříme na zlepšení stability zesilovače. Jedna z možností je zmenšení zisku zesilovače, toho se dosahuje rezistorem na výstupu tranzistoru, zvolil jsem hodnotu 18 Ω . Další a velmi důležitou věcí, je dobré uzemnění tranzistoru. Samotné prokovy tvoří indukčnost, pájecí plošky pod emitory pak mikropásková vedení. Jejich skácení a zvětšení impedance zlepší stabilitu, stejně tak i zvětšení počtu prokovů do protější zemní vrstvy.

Zapojení je na obr.76 a následná simulace stability v rozsahu 4 až 7 GHz odhaluje, že všechny impedance ve Smithově diagramu splňují kritérium stability. Viz obr. 77.



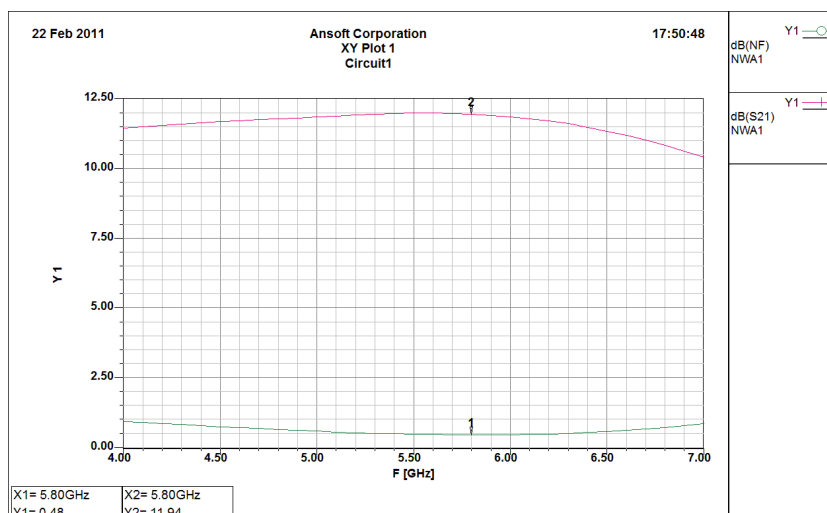
Obr. 76.: Schéma zesilovače s vylepšenou stabilitou.



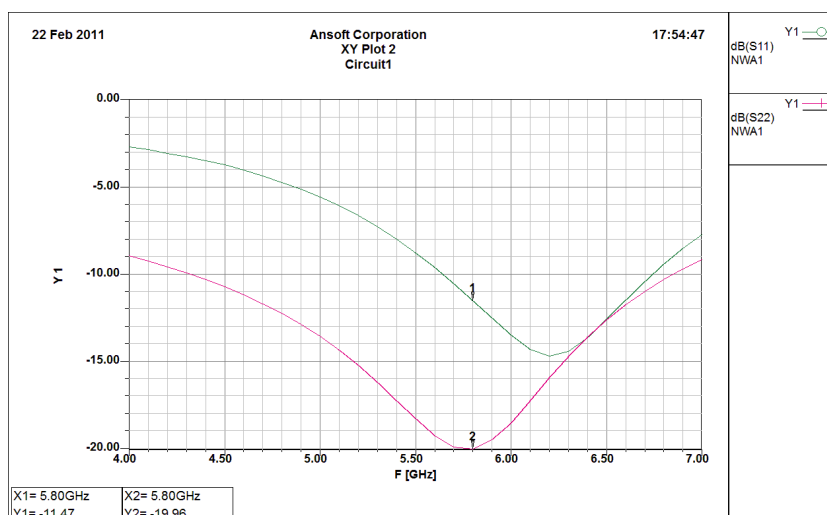
Obr. 77.: Simulace stabilního zesilovače.

Společně s mikropáskovým vedením na výstupu jsme dosáhli jak šumového přizpůsobení, výstupního přizpůsobení a zároveň stability zesilovače. Podle simulace jsou tedy výsledky následující:

Zisk:	$G = 11,9 \text{ dB}$
Šumové číslo:	$NF = 0,48 \text{ dB}$
Vstupní přizpůsobení:	$S_{11} = -11,47 \text{ dB}$
Výstupní přizpůsobení:	$S_{22} = -19,9 \text{ dB}$



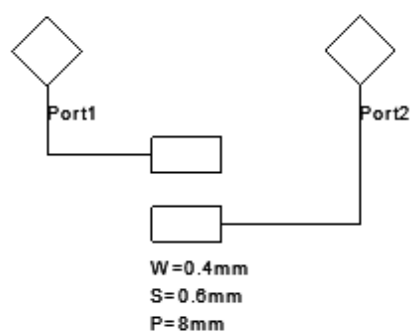
Obr. 78.: Výsledek simulace zisku a šumového čísla.



Obr. 79.: Simulace vstupního a výstupního přizpůsobení.

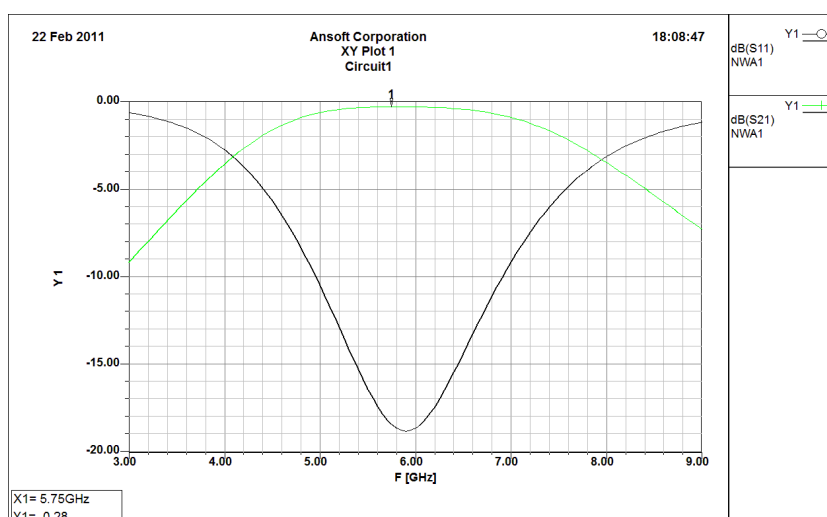
6.10 Vazební filtr

Mezi prvním a druhým zesilovacím stupněm je umístěn vazební filtr tvořený úseky $\lambda/4$ mikropáskového vedení. Tento filtr slouží zároveň jako stejnosměrná vazba. Navržený vazební filtr nemá velikou selektivitu, avšak dokáže omezit zesílení na nízkých kmitočtech.



Obr. 80.: Návrh vazebního filtru pro kmitočet 5760 MHz.

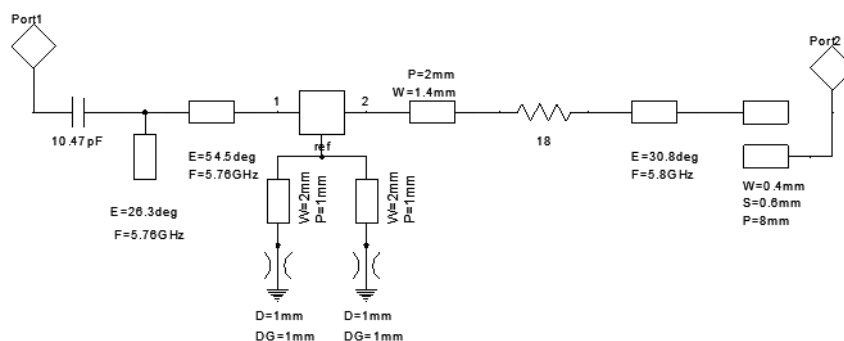
Na obr. 80 jsou rozměry filtru pro plošný spoj Arlon N25. Jeho charakteristiky jsou na obrázku 81. Podle simulace vykazuje filtr průchozí útlum $S_{21} = -0,28$ dB a vstupní odraz je lepší jak 17 dB.



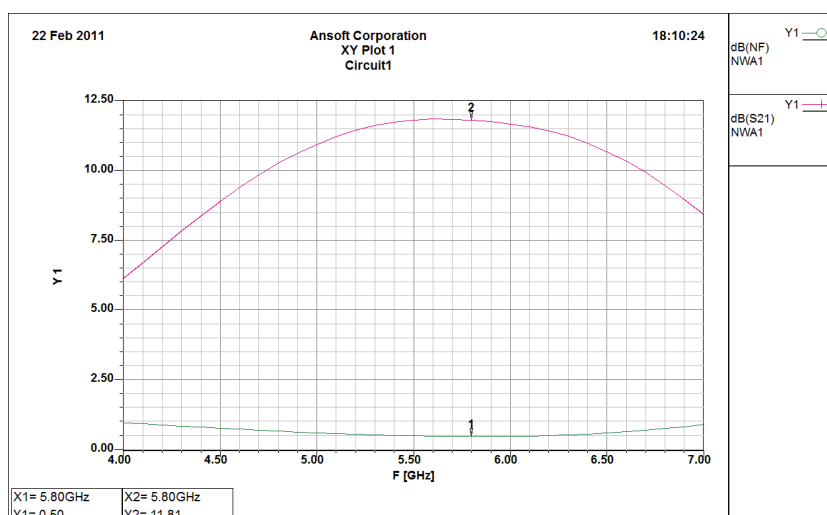
Obr. 81.: Simulace navrženého filtru. Odraz a průchozí útlum.

6.11 Simulace celého RX řetězce

V prvním kroku přidáme ke vstupnímu zesilovacímu stupni navržený filtr, obr. 82. Ze simulace je na první pohled patrné, že dojde k omezení zesílení podle charakteristiky filtru.



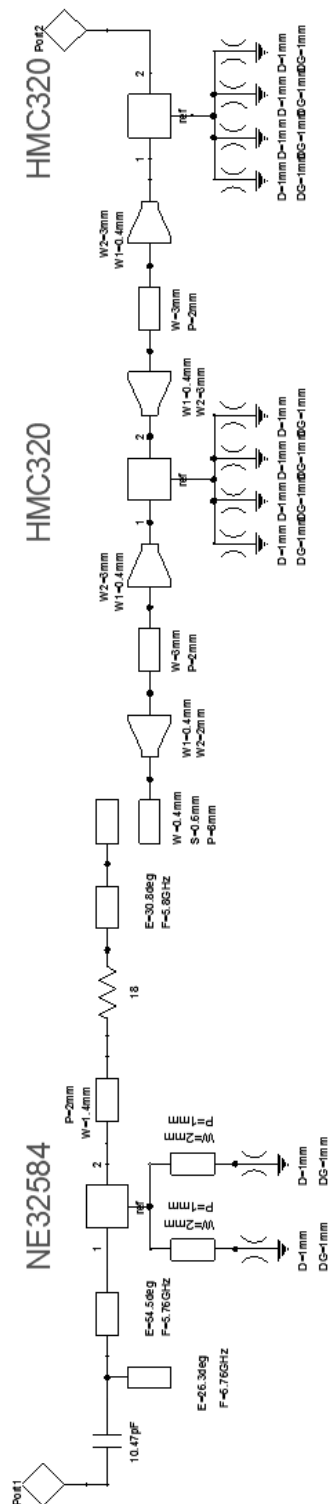
Obr. 82.: Vstupní zesilovač s vazebním filtrem.



Obr. 83.: Simulace zesilovače s vazebním filtrem.

Nyní můžeme přidat i následující zesilovací stupně. Jedná se o MMIC zesilovače s vnitřně vstupně výstupním přizpůsobením. Tyto zesilovače jsou uvnitř stejnosměrně odděleny. Simulací pomocí s2p parametrů je možné získat představu o výsledném zisku i přizpůsobení. Tyto hodnoty nakonec srovnáme s hotovým vzorkem.

Na obr. 84 je pak celé schéma simulovaného obvodu. Vstupní tranzistor je přizpůsoben na co nejnižší šumové číslo, jeho výstup impedančně přizpůsoben k vazebnímu filtru a zároveň je zesilovač stabilní. Za vazebním filtrem pak následuje kaskáda dvou MMIC LNA zesilovačů.

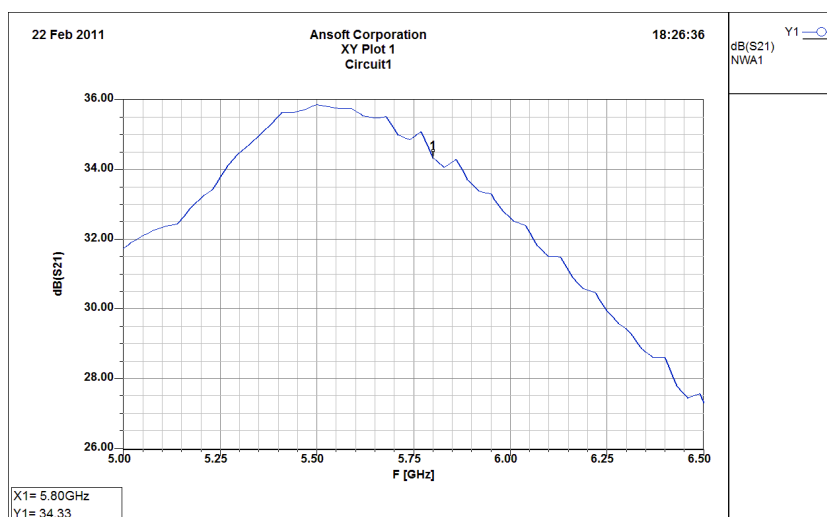


Obr. 84.: Schéma celé mikrovlnné přijímací části.

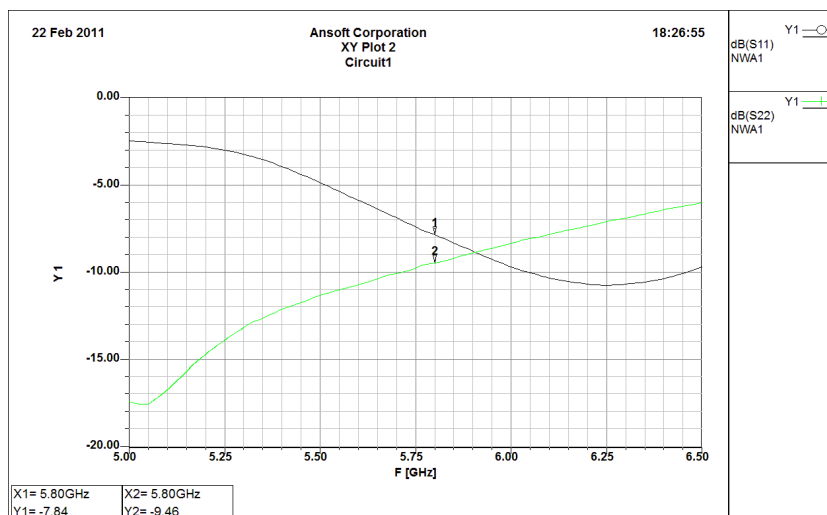
Přidání dvou MMIC zesilovačů obnáší minimum dalších přídavných prvků. Nutné je zajistit správné napájecí napětí a také nastavit pracovní bod. Ten je možné volit pomocí jednoho externího rezistoru. Zisk celého řetězce vzrostl na přibližně 34 dB. Podle simulace je zisk o něco vyšší na

kmitočtu kolem 5,5 GHz. To je dáno ziskem MMIC zesilovače, který má na tomto kmitočtu vyšší zisk. A to především díky vnitřnímu impedančnímu přizpůsobení.

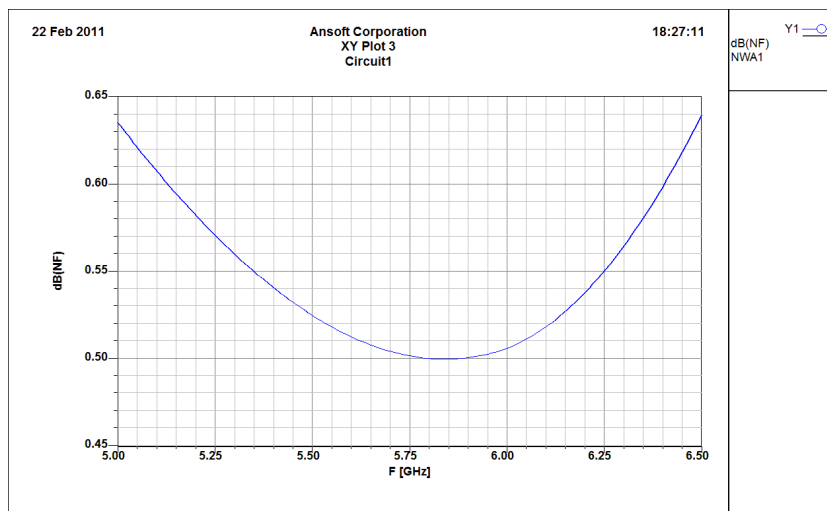
Šumové číslo by mělo zůstat stejné. Změna šumového čísla by se projevila v případě, že by první stupeň měl malý zisk a byl za něj zařazen útlum. Vstupní odraz zůstává téměř stejný a výstupní je přibližně – 10 dB.



Obr. 85.: Průběh zisku celého řetězce



Obr. 86.: Vstupní (S_{11}) a výstupní (S_{22}) přizpůsobení.



Obr. 87.: Kmitočtová závislost šumového čísla.

Výsledky simulace celého mikrovlnného přijímacího řetězce:

Zisk řetězce:	$G_{\Sigma} = 34 \text{ dB}$
Šumové číslo:	$NF = 0,5 \text{ dB}$
Vstupní odraz:	$S_{11} = -7,84 \text{ dB}$
Výstupní odraz:	$S_{22} = -9,46 \text{ dB}$

7 Wilkinsonův dělič

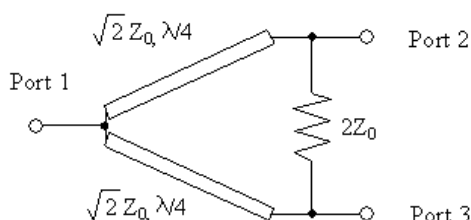
Mezi mikrovlnnou přijímací a vysílací částí je nutné vyřešit přepínání. To je možné například pomocí relé. Na takto vysokém kmitočtu je to ale obtížné. Klasická relé jsou nevhodná díky impedančním poměrům a navíc izolace, mezi rozepnutým a sepnutým pólem, je malá. Koaxiální relé jsou naopak rozměrná a navíc drahá. Další možností je použití PIN diod. Toto řešení vyžaduje zapojení tlumivek a přepínání ovládacích napětí. Při použití správných diod je toto řešení velmi vhodné. Já jsem se rozhodl pro použití Wilkinsonova děliče výkonu. Takovéto řešení nepotřebuje žádné pomocné obvody pro přepínání příjem-vysílání. Jeho nevýhodou je průchozí útlum. Ten je dán vlastností děliče a útlumem v materiálu dielektrika. Průchozí útlum je tedy o něco více jak 3 dB. Izolace mezi RX a TX cestou bude závislá na přesnosti provedení. Měla by být lepší jak 25 dB.

Na obrázku obr. 88 je znázorněno zapojení Wilkinsonova děliče výkonu. Při předpokladu, že vstupní i výstupní porty mají impedanci 50 Ω , je impedance dělicích vedení:

$$Z_V = \sqrt{2} \cdot Z_0 \quad [\Omega] \quad (7.1)$$

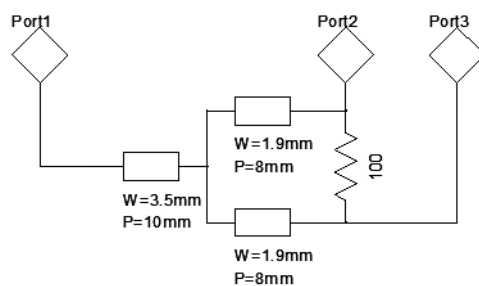
$$Z_V = \sqrt{2} \cdot 50$$

$$Z_V = 70,7 \Omega$$

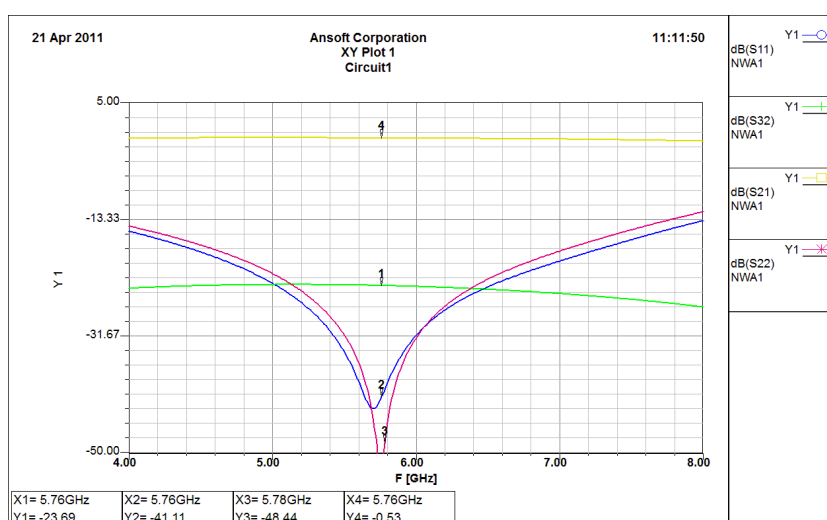


Obr. 88.: Principiální schéma Wilkinsonova děliče výkonu.

Délka transformačních úseků je čtvrtina vlnové délky. Tato délka je zkrácena díky dielektriku použitého plošného spoje. Pro použití materiálu Arlon 25N s tloušťkou 1,524 mm a $\epsilon_r = 3,38$ je délka vedení 8 mm a šířka 1,9 mm. Z konstrukčního hlediska se Wilkinsonův dělič konstruuje jako kruhový, kde na jedné části je střední port a na druhé straně rezistor 100 Ω . Tato konstrukce zlepšuje vlastnosti z hlediska izolace mezi porty 2 a 3. Simulace navrženého děliče v Ansoft Designer ukazuje velikost odbočení 3,05 dB a vstupní i výstupní odrazy jsou velmi dobré. Velikost izolace mezi porty 2 a 3 bude ve skutečnosti nižší.



Obr. 89.: Schéma s hodnotami pro simulaci.



Obr. 90.: Simulace děliče.

Simulací Wilkinsonova děliče byly zjištěny následující hodnoty:

Odrazy na branách: $S_{11} < -60$ dB
 $S_{22} < -50$ dB

Dělení výkonu: $S_{31} = 3,05$ dB

Izolace mezi porty 2 a 3: $S_{32} < -50$ dB

8 Mikrovlnná vysílací část

Mikrovlnná vysílací část transvertoru začíná výstupním portem směšovače (RF) a končí výstupním konektorem SMA. Úkolem této části je dostatečně zesílit žádaný signál ze směšovače. Žádaný signál je omezen dostatečně selektivními filtry.







8.1 Návrh vysílacího řetězce

Na výstupním portu směšovače naměříme signál lokálního oscilátoru pronikajícího na výstupní port (RF), dále součtovou a rozdílovou složku oscilátoru (LO) a mezifrekvenčního signálu (IF). Jediný signál, který je pro nás na výstupním portu směšovače užitečný, je součet LO a IF signálu. Tento signál je nutné vybrat a zároveň potlačit ostatní signály na výstupu směšovače. K tomuto úkolu je hned za směšovač zařazen hrníčkový dutinový filtr. Za ním následuje rozdělení cesty na RX a TX.

Jelikož za směšovačem máme zařazeny samé pasivní prvky, které signál jen zeslabí, je namístě zařadit do cesty aktivní prvek pro zesílení úrovně signálu. Zde se nabízí použití MMIC zesilovače, jež vyžaduje jen minimum přídavných prvků, a který je vnitřně přizpůsoben k impedanci blízké 50 Ω .

Následuje další selektivní filtr pro potlačení signálu oscilátoru a zrcadlového signálu. Zde by měl být signál dostatečně vyfiltrován a následuje koncový zesilovací stupeň. Ten je složen ze dvou MMIC zesilovačů v kaskádě pro získání většího zisku.

Při základní úvaze v návrhu zesilovacího stupně máme dva vstupní parametry. Výstupní signál ze směšovače nechť je -10 dBm. Požadovaný výstupní výkon vysílače uvažujeme větší jak 20 dBm. Vložený útlum filtru známe z předchozího měření, počítáme 3 dB. Útlum Wilkinsonova děliče počítáme 3 dB. Zisk prvního MMIC zesilovače nechť je 13 dB a zisky výstupních zesilovačů 14 dB. Výpočet celého řetězce je na obr. 91.

		Stage 1	Stage 2	Stage 3	Stage 4	Stage 5	Stage 6
							
Stage Data	Units						
Stage Name:		filtr	Wilkinson	MMIC	filtr	MMIC	MMIC
Noise Figure	dB	0	0	5	0	5,5	5,5
Gain	dB	-3	-3	13	-3	14	14
Output IP3	dBm	100	100	100	100	100	100
dNF/dTemp	dB/°C	0	0	0	0	0	0
dG/dTemp	dB/°C	0	0	0	0	0	0

Obr. 91.: Výpočet zisku vysílací mikrovlnné části.

Při této konfiguraci jsou předpokládány:

Výstupní výkon: $P_{OUT} > 20$ dBm (22 dBm)

Zisk celého řetězce: $G = 32$ dB.

8.2 Výběr aktivních prvků

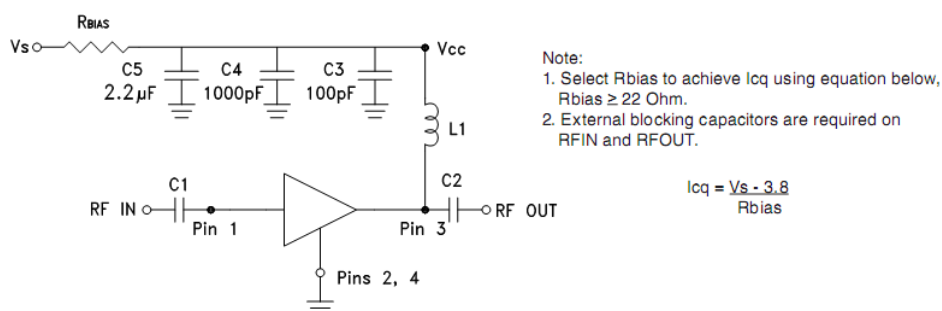
První zesilovací stupeň má mít zisk alespoň 13 dB. Na tuto pozici jsem zvolil MMIC zesilovač firmy Hittite HMC311ST89. Parametry tohoto zesilovače jsou následující:

Electrical Specifications, $V_s = 5V$, $R_{bias} = 22\ \Omega$, $T_A = +25^\circ C$

Parameter		Min.	Typ.	Max.	Units
Gain	DC - 1.0 GHz	14.0	16.0		dB
	1.0 - 4.0 GHz	13.0	15.0		dB
	4.0 - 6.0 GHz	12.5	14.5		dB
Gain Variation Over Temperature	DC - 2.0 GHz		0.004	0.007	dB/°C
	2.0 - 4.0 GHz		0.007	0.012	dB/°C
	4.0 - 6.0 GHz		0.012	0.016	dB/°C
Return Loss Input / Output	DC - 2.0 GHz		8		dB
	2.0 - 5.0 GHz		7		dB
	5.0 - 6.0 GHz		8		dB
Reverse Isolation	DC - 6 GHz		20		dB
Output Power for 1 dB Compression (P1dB)	DC - 2.0 GHz	13.5	15.5		dBm
	2.0 - 4.0 GHz	12.0	15.0		dBm
	4.0 - 6.0 GHz	10.0	13.0		dBm
Output Third Order Intercept (IP3)	DC - 1.0 GHz		31.5		dBm
	1.0 - 2.0 GHz		30		dBm
	2.0 - 4.0 GHz		27		dBm
	4.0 - 6.0 GHz		24		dBm
Noise Figure	DC - 4 GHz		4.5		dB
	4.0 - 6.0 GHz		5		dB
Supply Current (Icq)			55	74	mA

Obr. 92.: Elektrické parametry MMIC zesilovače podle katalogového listu.

Obvod je v pouzdře SOT-89. Maximální napájecí napětí je 7 V. Z tabulky plyne, že zisk na našem kmitočtu je minimálně 12,5 dB, typicky 14,5 dB. Tento zesilovač vyžaduje minimální počet přídavných prvků. Doporučené zapojení je na obr. 93.



Obr. 93.: Doporučené zapojení MMIC zesilovače HMC311ST89.

Na místě koncového stupně je dvojice integrovaných zesilovačů HMC407MS8G také od firmy Hittite. Tento zesilovač je konstruován pro kmitočtový rozsah 5 – 7 GHz. V tomto rozsahu je vnitřně přizpůsoben k impedanci 50 Ω .

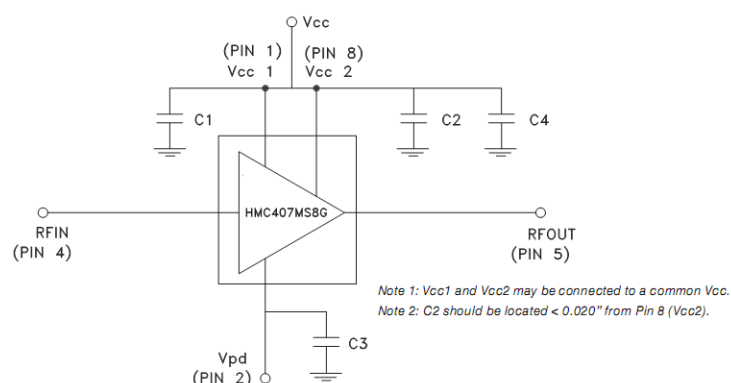
Základní elektrické vlastnosti jsou na obr. 94.

Electrical Specifications, $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_s = 5\text{V}$, $V_{pd} = 5\text{V}$

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Units
Frequency Range		5 - 7		5.6 - 6.0			GHz
Gain	10	15	18	12	15	18	dB
Gain Variation Over Temperature		0.025	0.035		0.025	0.035	dB/°C
Input Return Loss		12			12		dB
Output Return Loss		15			15		dB
Output Power for 1 dB Compression (P1dB)	21	25		22	25		dBm
Saturated Output Power (Psat)		29			29		dBm

Obr. 94.: Elektrické parametry výkonového MMIC zesilovače.

Zisk na námi uvažovaném kmitočtu je typicky 15 dB při napájecím napětí 5 V. Doporučené zapojení výrobce je na obr. 95.

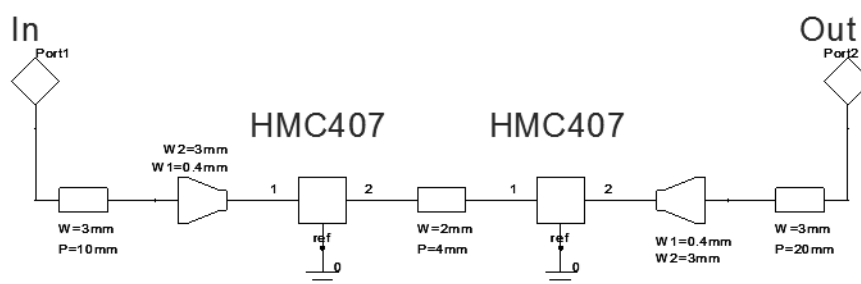


Obr. 95.: Popis vývodů a doporučené zapojení filtračních kapacit.

Z tohoto zapojení plyne, že obvod je vnitřně stejnosměrně oddělen. Nejsou tedy potřeba žádné vazební kapacity. Zesilovač nepotřebuje žádné externí obvody předpětí. Důležité je pouze dobré vysokofrekvenční blokování napájecích cest a stabilní napájecí napětí. Zesilovač má poměrně velký klidový proud. Důvodem tohoto faktu je to, že jsou určeny pro systém WLAN, kde se používají vícestavové modulace. Ty využívají nejen amplitudy, ale i fáze vysílaného signálu. Průchod takto modulovaného signálu zesilovačem vyžaduje dobrou linearitu při zesílení. V opačném případě dojde k poškození modulovaného signálu, například k fázovému posunutí bodů konstalačního diagramu.

8.3 Simulace koncového stupně

Zvolené zesilovače jsou vnitřně impedančně přizpůsobené. S použitím s2p parametrů výrobce byla provedena simulace v programu Ansoft designer. Do simulace byly zahrnuty mikropásková vedení propojující oba zesilovače a první stupeň s hrníčkovým filtrem. Na výstupu druhého zesilovače je směrová odbočnice pro měření výstupního výkonu.



Obr. 96.: Schéma simulace s mikropáskovými vedeními.

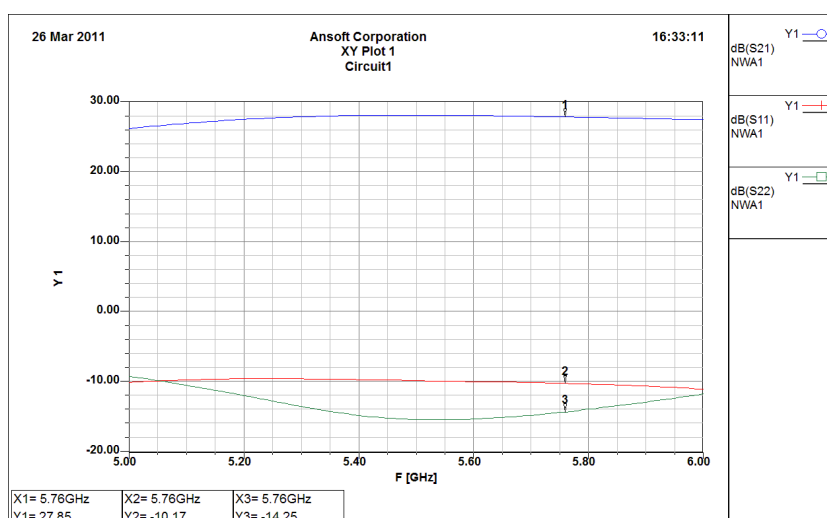
Výsledek simulace je na obr. 96. Ze simulace plyne:

Zisk dvoustupňového zesilovače: $G \approx 27$ dB

Vstupní odraz: $S_{11} \approx -10$ dB

Výstupní odraz: $S_{22} \approx -14$ dB

Tyto hodnoty nejsou ideální, ale jsou v souladu s hodnotami udávanými výrobcem.



Obr. 97.: Simulace impedančního přizpůsobení a zisku.

8.4 Směrová odbočnice

Je vhodné mít určité povědomí o tom, zda-li mikrovlnný vysílač produkuje nějaký výstupní výkon. Je možné ho detekovat například na výstupu pomocí externí směrové odbočnice, kde by bylo možné měřit i výkon odražený z antény, a nebo se spokojíme pouze s informativním měřením přímo v transvertoru. Pro tento účel je za výstupním tranzistorem umístěna směrová odbočnice, která

z výstupního výkonu odbočí dostatečnou úroveň signálu. Tu posléze detekujeme na mikrovlnné detekční diodě.

Směrová odbočnice je založena na principu vzájemně vázaných vedení. Skládá se obvykle ze čtvrtvlnného úseku vázaných vedení a čtyř bran. Do brány *Port 2* vstupuje signál o výkonu P_1 , prochází čtvrtvlnným vedením a je zeslaben o hodnotu vloženého útlumu směrové odbočnice. Tento zeslabený signál je na bráně *Port 1*. Vložený útlum má hodnotu:

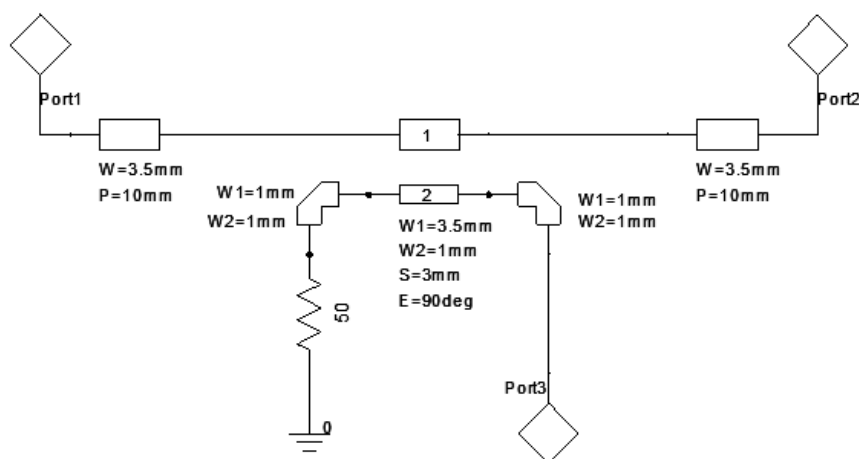
$$IL = 10 \log \frac{P_1}{P_2} \quad [\text{dB}] \quad (8.1)$$

Zároveň se na bráně *Port 3* objeví vstupní signál zeslabený o hodnotu vazebního útlumu směrové odbočnice. Vazební útlum je definován:

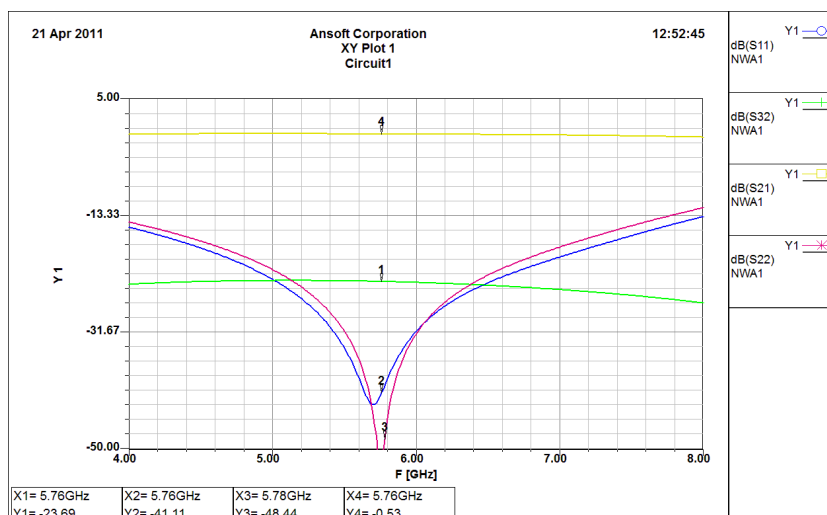
$$C = 10 \log \frac{P_1}{P_3} \quad [\text{dB}] \quad (8.2)$$

Při návrhu jsem počítal s výstupním výkonem až 26 dBm. Pro detekování výkonu na mikrovlnné diodě jsem uvažoval hodnotu 0 dBm odpovídající udanému výkonu. To znamená velikost odbočení směrové vazby přibližně 26 dB.

V programu Ansoft Designer jsem si sestavil jednoduchý směrový člen pomocí vázaných mikropáskových vedení na materiálu Arlon N25. Tento člen je na obr. 98.



Obr. 98.: Simulace vazebního členu.



Obr. 99.: Výsledek simulace vazebního členu.

Ze simulace na obr. 99 vyplývá, že:

Vazební útlum směrové odbočnice: $C = 23,6 \text{ dB}$

Vstupní odraz směrové odbočnice: $S_{11} < -40 \text{ dB}$

8.4.1 Detekce výstupního výkonu

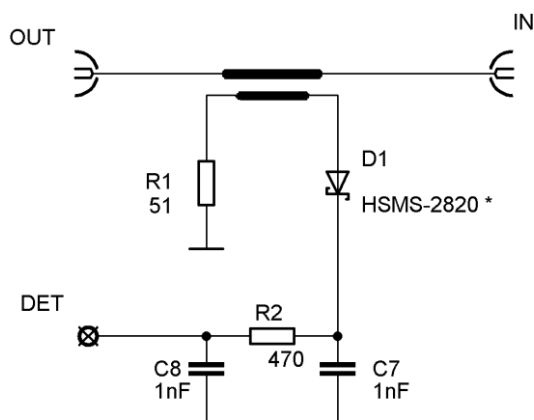
Odbočený výkon na *Portu 3* směrové odbočnice z obr.98 má stejný kmitočet, jako průchozí signál. Pro jednoduchý přehled o výstupním výkonu je nutné signál převést na stejnosměrný a ten je poté možné jednoduše měřit milivoltmetrem. K tomuto účelu se používají diodové detektory. Zjednodušeně si to můžeme představit jako usměrnění vf signálu. K těmto účelům se vyrábějí speciální mikrovlnné detekční diody. Nové planární technologie, aplikované na galium-arzenidové polovodičové struktury, umožnily výrobu vysokofrekvenčních detekčních a směšovacích diod zcela nových kvalit. Diody se vyrábějí pod označením Schottkyho PDB diody (PDB = „planar doped barrier“) a jsou použitelné do frekvencí přibližně 50 GHz. Mají malý rozptyl parametrů, snesou i krátkodobé výkonové přetížení a při nulovém předpětí („zero bias“) mají tvar voltampérové charakteristiky vhodný pro kvadratické detektory.

Převodová charakteristika detektoru je definována jako závislost výstupního stejnosměrného napětí na vstupním vysokofrekvenčním výkonu. Tato závislost je nelineární a závisí na mnoha činitelích. Obecně ji lze vyjádřit vztahem:

$$U_{vyst} = \gamma \cdot P_{vst} \quad (8.3)$$

Činitel γ je napěťová citlivost detektoru.

V určité části převodové charakteristiky nakreslené v logaritmickém měřítku se mění sklon přímek, kterými jsou proloženy lineární úseky V-A charakteristiky diody. V oblasti mezi kvadratickou a lineární částí charakteristiky leží tzv. *bod zlomu*. Jeho pozice na charakteristice je definována vstupním výkonem, který je o daný počet dB vyšší než výkon odečtený na přímce prodlužující lineární úsek kvadratické charakteristiky, pro stejné výstupní stejnosměrné napětí detektoru. Bývá v rozsahu -30 až -15 dBm, pro rozdíl výkonů $\Delta = 0,3$ až 1 dB.



Obr. 100.: Schéma vazebního členu s diodovým detektorem..

Z měření na transvertoru bylo zjištěno:

Detekované napětí pro $P_{OTU} = 200 \text{ mW}$ (32 dBm):

$U_{\text{det}} = 220 \text{ mV}$

9 Obvod mezifrekvence

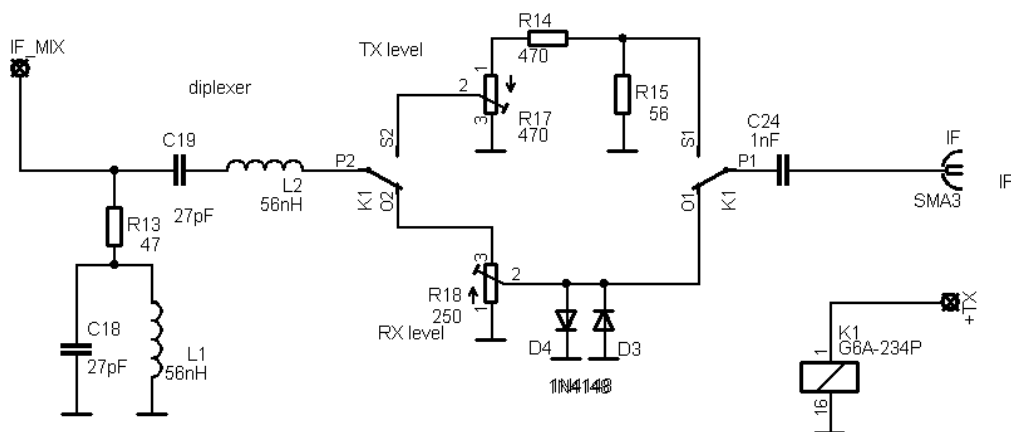
Začíná přizpůsobovacím článkem na IF portu směšovače. Ten je popsán v kapitole *Směšovač*. Hlavním úkolem mezifrekvenční části je ochránit směšovač před zničením přebuzením a také možnosti nastavení správné a maximální úrovně budícího IF signálu. Pro přepínání RX a TX cesty je použito obyčejné relé do plošného spoje, které parametry vyhoví našim požadavkům.

Ty jsou:

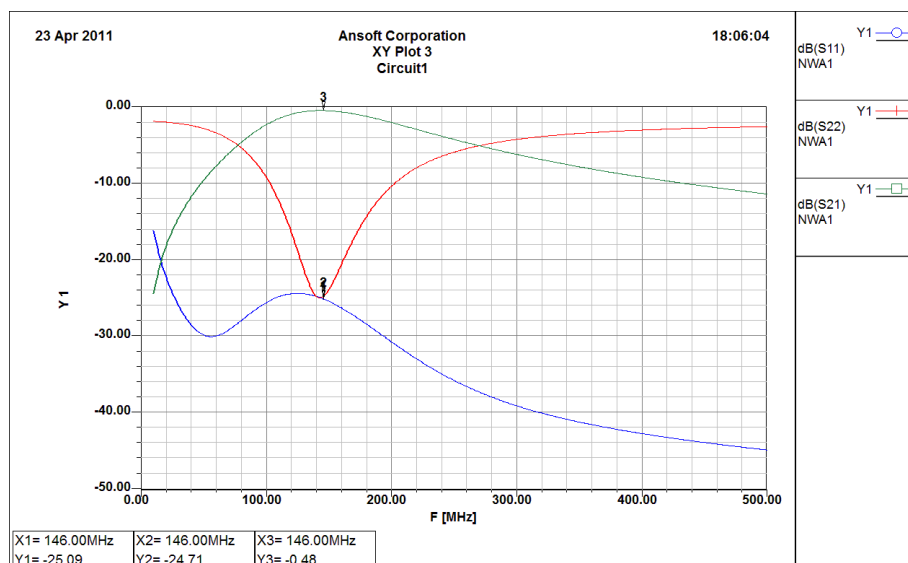
- dostatečná izolace mezi sepnutým a rozepnutým portem,
- malý průchozí útlum,
- dostatečně rychlé přepnutí.

Toto relé je ovládáno napájecím napětím TX cesty, je tedy spínané při vysílání. TX cesta obsahuje zatěžovací odpor 50 Ω / 2W ze strany vysílače, rezistor 560 Ω sériově pro snížení napětí (vlození útlumu) a trimru pro nastavení optimálního budícího výkonu.

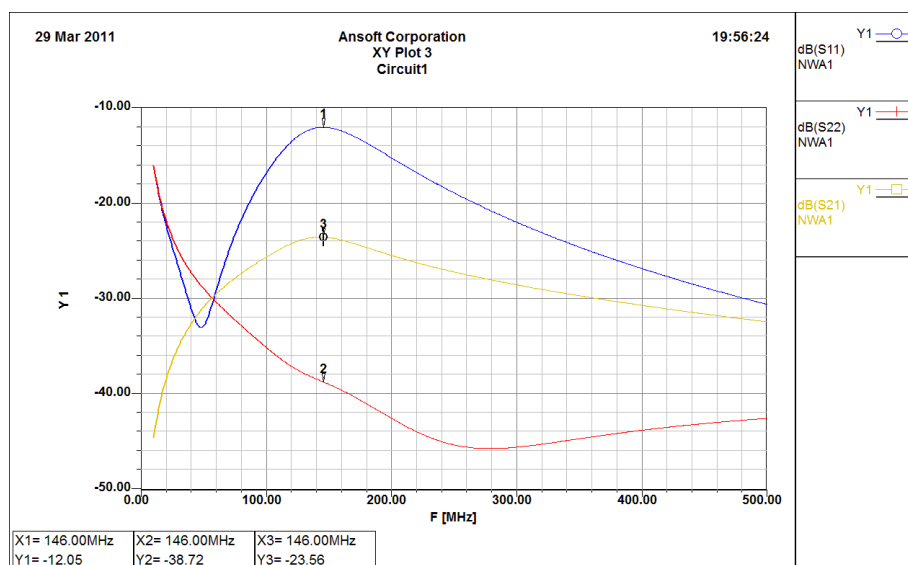
RX cesta obsahuje trimr pro nastavení úrovně přijímaného signálu. Tento trimr má uplatnění při vysokém zisku mikrovlnné části. To je případ, je-li před transvertor předřazen předzesilovač – LNA. Antiparalelně zapojené diody chrání směšovač v případě, že by relé nepřeplo a výkon IF vysílače by procházel RX cestou bez většího útlumu.



Obr. 101.: Mezifrekvenční část.



Obr. 102.: Simulace mezifrekvenční přijímací cesty



Obr. 103.: Simulace mezifrekvenční vysílací cesty

Hodnoty vypočítané simulací:

Průchozí útlum TX cesty při střední poloze trimru R_{17} :

$$A_{TX} \approx 25 \text{ dB}$$

Průchozí útlum TX cesty při minimálním útlumu trimru R_{17} :

$$A_{TX} \approx 20 \text{ dB}$$

Průchozí útlum RX cesty při minimálním útlumu trimru R_{18} :

$$A_{RX} = 0,5 \text{ dB}$$

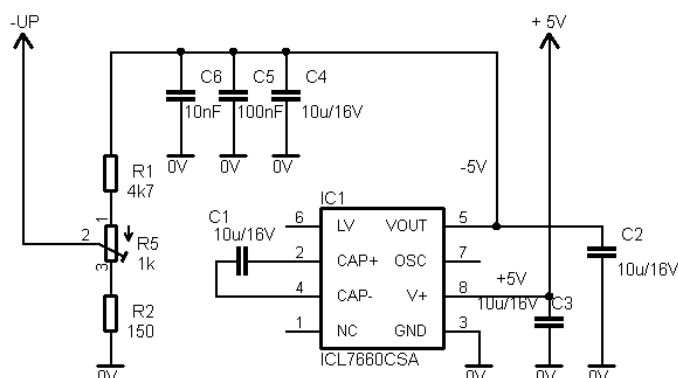
Vstupní a výstupní odraz:

$$S_{11}, S_{22} < -20 \text{ dB}$$

10 Obvody napájení

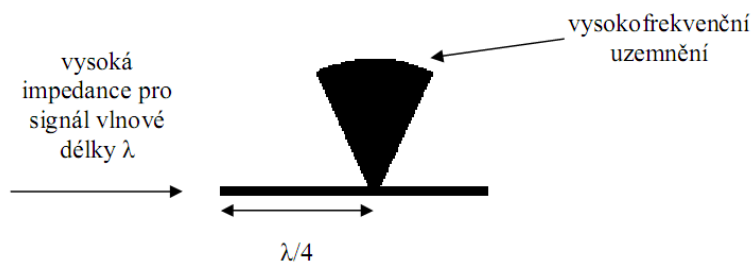
Obvody stejnosměrného napájení jsou nedílnou součástí zařízení. Každá aktivní součástka vyžaduje určité napájecí napětí, které je buď dáno výrobcem, nebo použitým pracovním bodem. Trvalé napětí o konstantní úrovni vyžaduje lokální oscilátor složený z násobiče kmitočtu. Příjímač a vysílač vyžadují napětí řízené podle RX a TX stavu, případně trvalé záporné napětí pro nastavení pracovního bodu vstupního GaAs FET tranzistoru. Toto napětí je připojeno trvale z důvodu ochrany tranzistoru.

Na obr. 104 je katalogové zapojení obvodu ICL 7660, který tvoří stejnosměrný měnič napětí. Přivedené vstupní napětí + 5 V je měničem převedeno na – 5 V. Výstupní záporné napětí je nutné dobře filtrovat. Obvod funguje na principu frekvenčního měniče a v případě, že nebude napětí vyfiltrováno, dojde k cyklické změně pracovního bodu a to má vliv například na intermodulační odolnost. Odporový dělič R_1 společně s trimrem R_5 umožňuje měnit napětí v rozsahu několika mV do přibližně – 1 V.



Obr. 104.: Obvod záporného stejnosměrného předpětí.

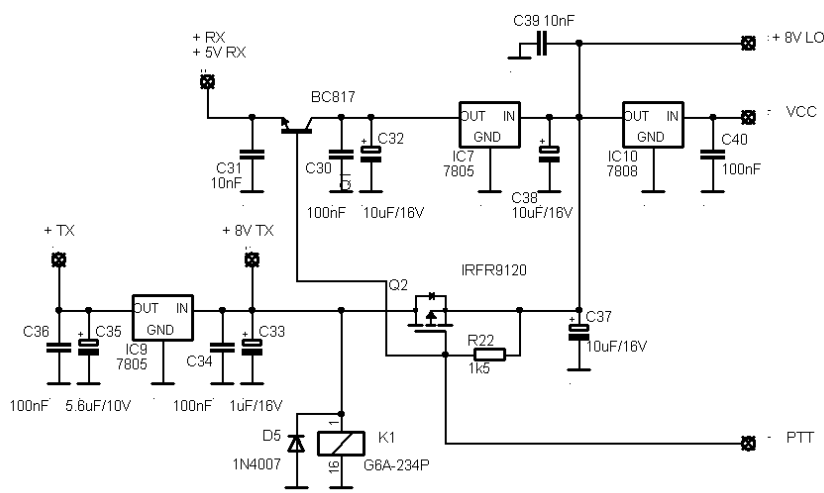
Napájení mikrovlnných obvodů lze provést přes vysokoimpedanční úsek vedení dlouhý $\lambda/4$, ten tvoří napájecí tlumivku, obr. 105. Vedení dlouhé $\lambda/4$ je známé jako impedanční transformátor. Je-li na konci vedení zkrat, je na vstupu nekonečná impedance. Pokud tuto impedanci připojíme k impedanci blízké 50Ω , nedojde k jejímu ovlivnění. Tlumivka je vysokofrekvenčně uzemněna kapacitou. Pracuje na principu transformace impedance. Tato kapacita nemusí být veliká, avšak musí být kvalitní. Proto se na vysokých kmitočtech realizuje jako “praporek” dlouhý opět $\lambda/4$. Klasické SMD kondenzátory nemají takovou jakost. Za touto tlumivkou obvykle následuje malý rezistor a poté blokovací SMD kondenzátor. Uvedená konfigurace vyhovuje i jako blokování na nižších kmitočtech.



Obr. 105.: Vysokofrekvenční blokování. [2]

V základním blokovém schématu, na začátku této práce, je naznačeno, že stejnosměrné napájení pro přijímací a vysílací část je přepínáno podle provozu. Znamená to, že v čase příjmu je napájena přijímací část a vysílací je nenapájena. Při vysílání je situace opačná. Trvale napájeny jsou jen MMIC zesilovač před směšovačem v části LO a vstupní GaAs FET tranzistor má přivedeno záporné předpětí pro nastavení pracovního bodu.

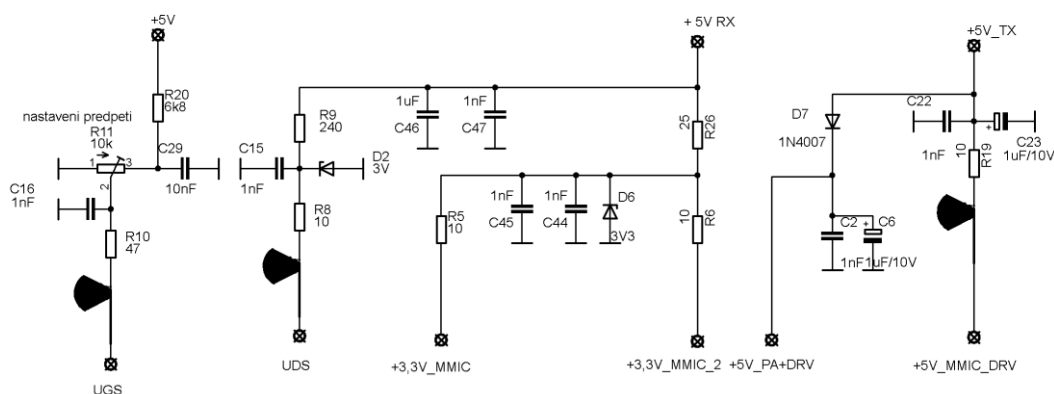
Tranzistor Q_1 slouží k přepínání + 5 V při příjmu a Q_2 při vysílání. Jelikož je odběr vysílací části větší, je tranzistor Q_2 zvolen jako výkonnější. Vyhovuje FET tranzistor s kanálem typu P. Při uzemnění báze tranzistoru se stane vodivým a tranzistor Q_1 je naopak rozeptnut. Úbytky napětí na stabilizátorech jsou rozloženy postupně na více stabilizátorů. První IC10 stabilizuje vstupní napětí na 8 V, které je použito i pro napájení LO části. IC7 stabilizuje napětí na 5 V pro přijímací a IC9 pro vysílací část. Bohužel se jedná o lineární stabilizátory, kde jsou úbytky napětí přeměněny na teplo. S výhodou by bylo lepší použít spínané stabilizátory pro zvětšení účinnosti zařízení. Tyto stabilizátory by ovšem bylo nutné ošetřit proti pronikání kmitočtu měniče do VF částí zařízení a tím k degradaci parametrů.



Obr. 106.: Stejnosměrné napájení.

Obr. 106 představuje připojení stejnosměrného napájení k VF částem. Levá část znázorňuje obvod nastavení předpětí vstupního GaAs FET tranzistoru. Napětí se nastavuje trimrem R_{11} a je

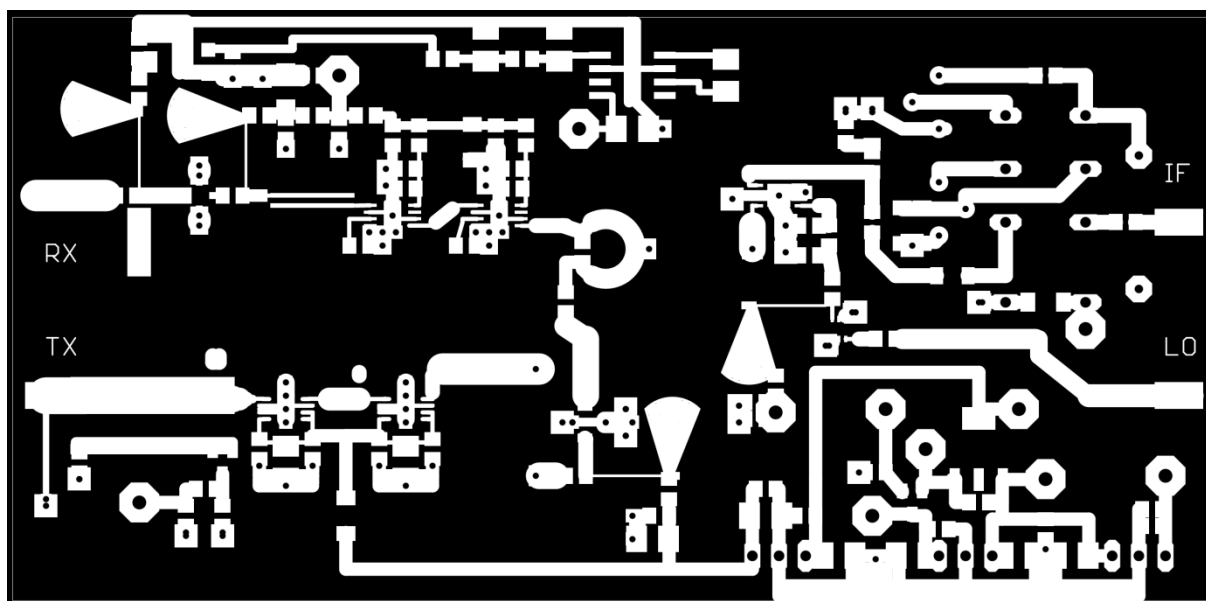
přivedeno přes vysokofrekvenční mikropáskovou tlumivku s blokovacím praporkem. Napětí U_{DS} musí být podle katalogového listu omezeno na maximální hodnotu + 3 V. Po překročení této hodnoty může dojít k poškození tranzistoru. Napětí je omezeno zenerovou diodou D_2 . MMIC zesilovače Hittite HMC 320 vyžadují napájecí napětí + 3 V. Napětí je opět omezeno zenerovou diodou a úbytky na rezistorech. Napětí jsou filtrována kondenzátory s kapacitou 1 nF, případně 1 μ F. Pravá část je napájení vysílací části. MMIC zesilovače HMC 407 jsou napájeny + 5 V s omezením přes diodu D_7 , limitní napětí těchto MMIC zesilovačů je 5,5 V. Zesilovač za směšovačem, mezi filtry, je napájen přímo 5 V přes ochranný rezistor R_{19} s hodnotou 10 Ω .



Obr. 107.: Schéma připojení ss napětí k zesilovacím stupňům.

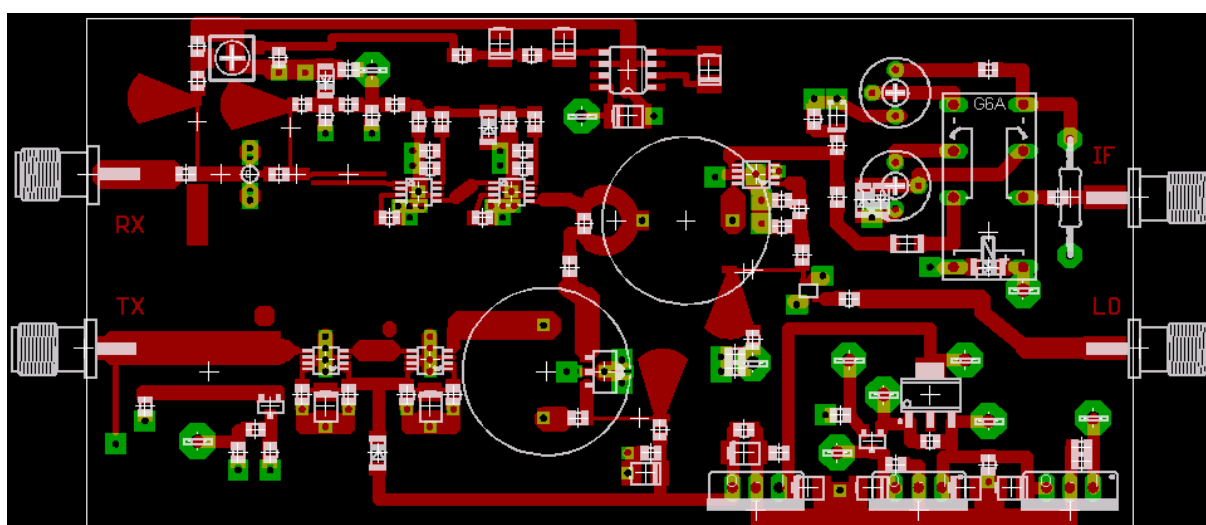
11 Návrh plošného spoje

Návrh plošného spoje byl proveden v programu Eagle CAD soft. Celkové schéma mikrovlnné části transvertoru je na obr. 110. Strana součástek navrženého plošného spoje je na obr. 108. Deska plošného spoje je realizována z materiálu Arlon 25N tloušťky 1,524 mm s $\epsilon_r = 3,38$.

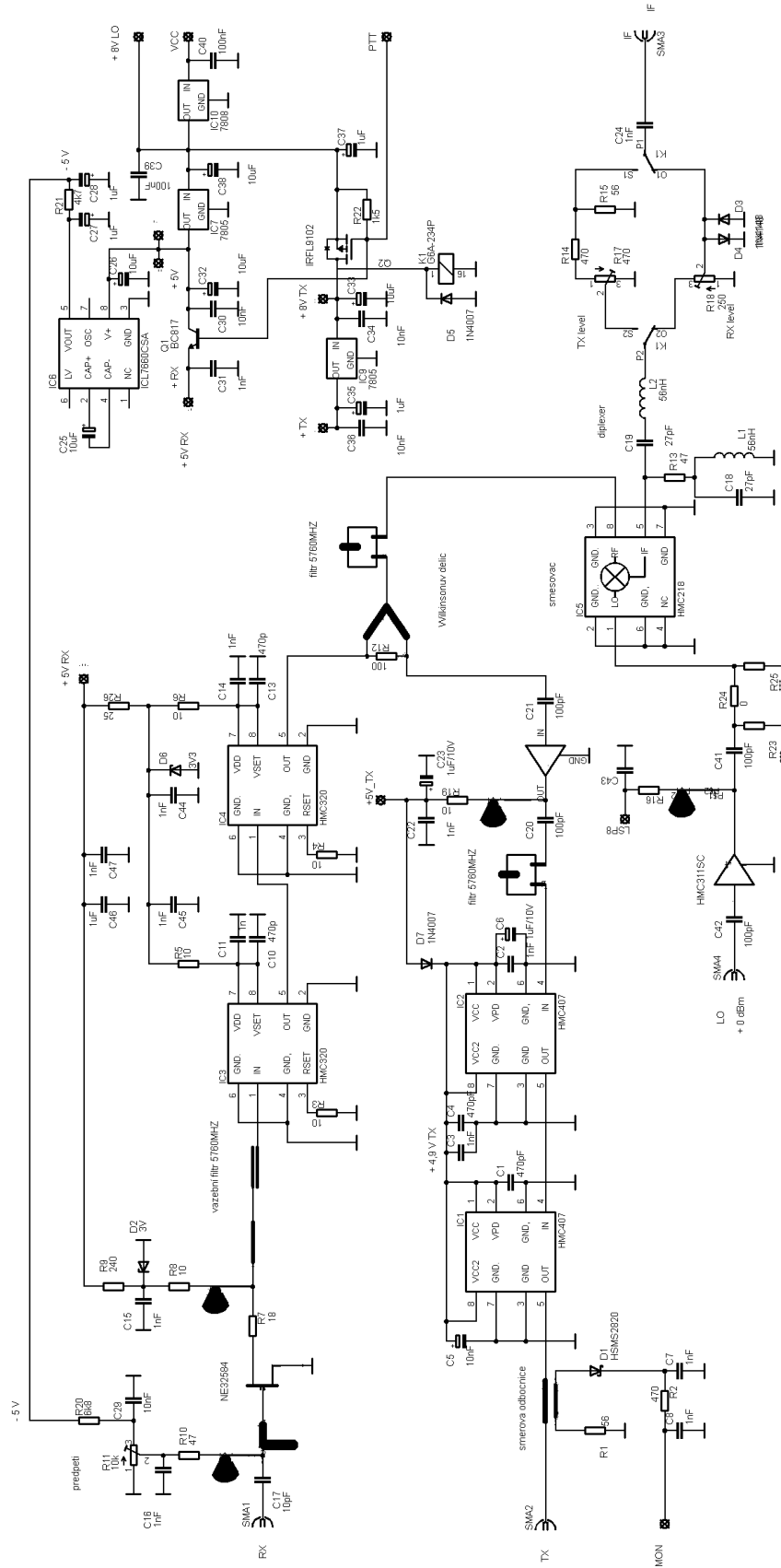


Obr. 108.: Deska plošného spoje, pohled zespod.

Osazení součástek je na obr. 109. Některé součástky jsou z vrchní strany, jako například hrníčkové filtry, stabilizátory napětí, atd.

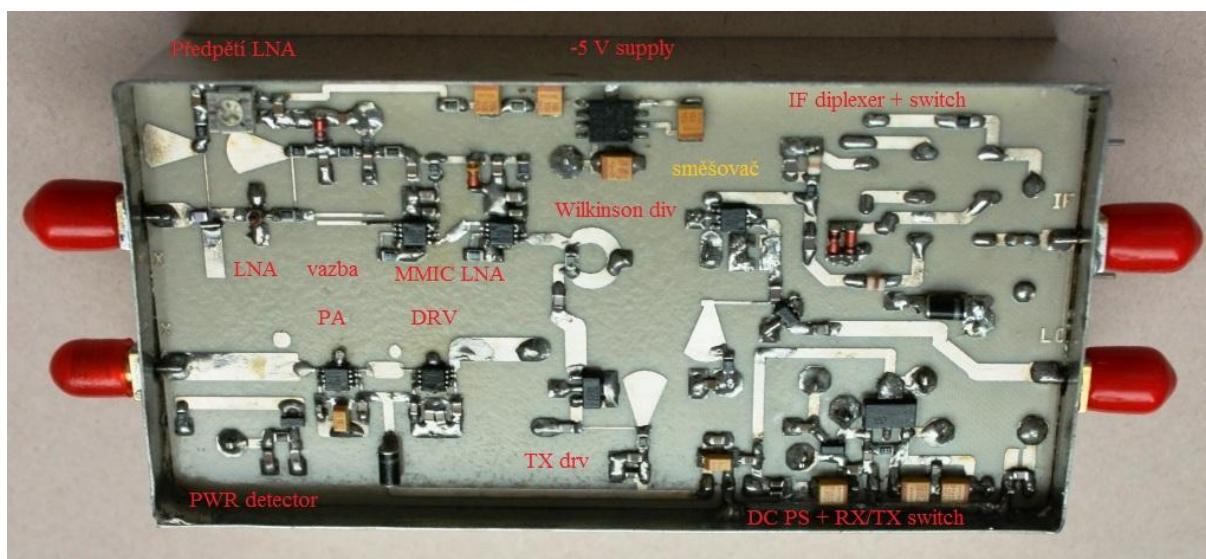


Obr. 109.: Deska plošného spoje, pohled na osazení.



Obr. 110.: Schéma transvertoru.

Pohled na osazený transvertor:



Obr. 111.: Fotka osazeného transvertoru.

Celkový pohled na část transvertoru shora:



Obr. 112.: Fotka transvertoru.

12 Měření na realizovaném transvertoru

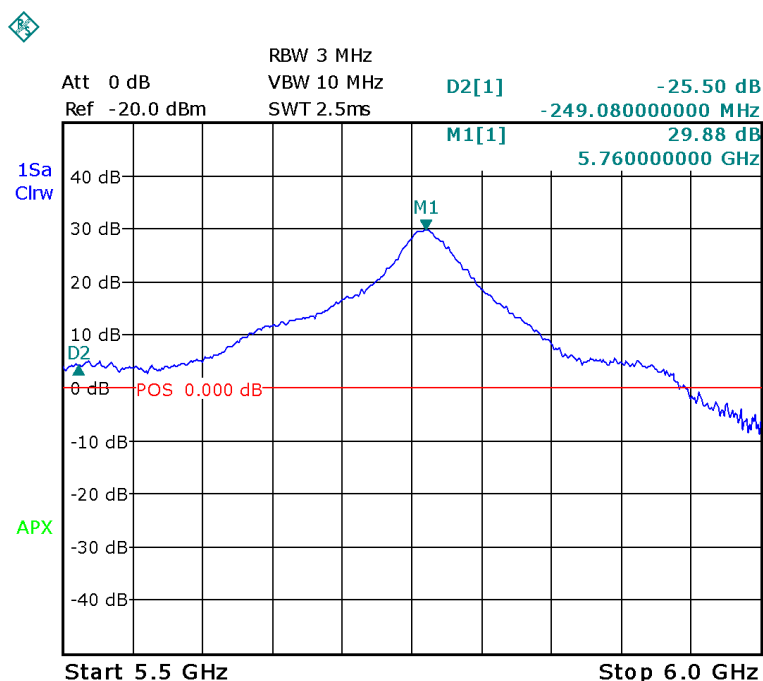
Použité přístroje pro měření realizovaného vzorku transvertoru:

Spektrální analyzátor:	Rohde&Schwarz FSL-6
Generátor:	Synthesized signal generátor HP-8672A
Měřič výkonu:	Powermeter Boonton 4220 + Power sensor Boonton 51100
Útlumové články:	MCL BW-N20W5 20 dB, BW-N10W5 10 dB

Na mezifrekvenčním kmitočtu byla použita radiostanice Yaesu FT-817 s IF kmitočtem 146 MHz.

12.1 Proměření přijímací mikrovlnné části

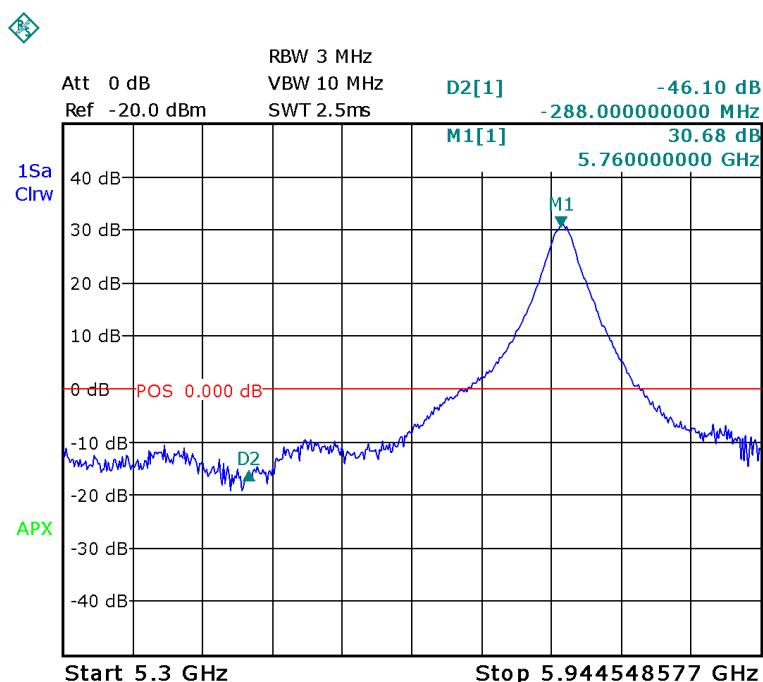
Po osazení součástek transvertoru jsem změřil přijímací mikrovlnnou část. Zkalibrovaným spektrálním analyzátozem s generátorem byla proměřena cesta od vstupního SMA po vstupní port směšovače RF. Zisk zesilovače je omezen selektivním filtrem, který udává tvar kmitočtové charakteristiky. Podle obr. 113 je zisk na kmitočtu 5760 MHz více jak 29 dB. Potlačení zrcadlového kmitočtu je více jak 25 dB. I na tomto kmitočtu však přijímací řetězec vykazuje zisk přes 4 dB. Nad kmitočtem 5,9 GHz je zisk menší jak 0 dB.



Obr. 113.: Měření mikrovlnné přijímací části.

12.2 Proměření mikrovlnné vysílací části

Měření mikrovlnné vysílací cesty je na obr. 114. Podle tohoto měření je zisk TX cesty 30 dB a potlačení zrcadlového kmitočtu lepší jak 46 dB. Předpokládaný zisk podle simulace byl 32 dB. Do předpokladu jsem se celkem trefil. Potlačení zrcadlového kmitočtu je dáno dvěma hrníčkovými filtry s velkou selektivitou. Toto potlačení je pro naše účely dostatečné.



Obr. 114.: Měření vysílací mikrovlnné části.

Na obrázcích 115. a 116. je výstupní spektrum mikrovlnného signálu měřené spektrálním analyzátozem na výstupním SMA konektoru. Z prvního obrázku jsou patrné všechny tři signály: kmitočet oscilátoru, zrcadlový kmitočet a náš kmitočet 5760 MHz. Při měření byl mezifrekvenční vysílač naladěn na kmitočet 146.0 MHz. Nejsilnější spektrální čára o úrovni 22 dBm je výstupní výkon požadovaného signálu. O 40 dB je potlačen signál oscilátoru a o 49 dB signál zrcadlového kmitočtu.

Z měření vyplývá:

Výstupní výkon:

$$P_{OUT} = 22,1 \text{ dBm}$$

Potlačení oscilátoru:

$$\Delta P_{LO} = 40,5 \text{ dB}$$

Potlačení zrcadlového kmitočtu:

$$\Delta P_{mirr} = 49,6 \text{ dB}$$

Po optimalizaci koncového stupně:

Výstupní výkon:

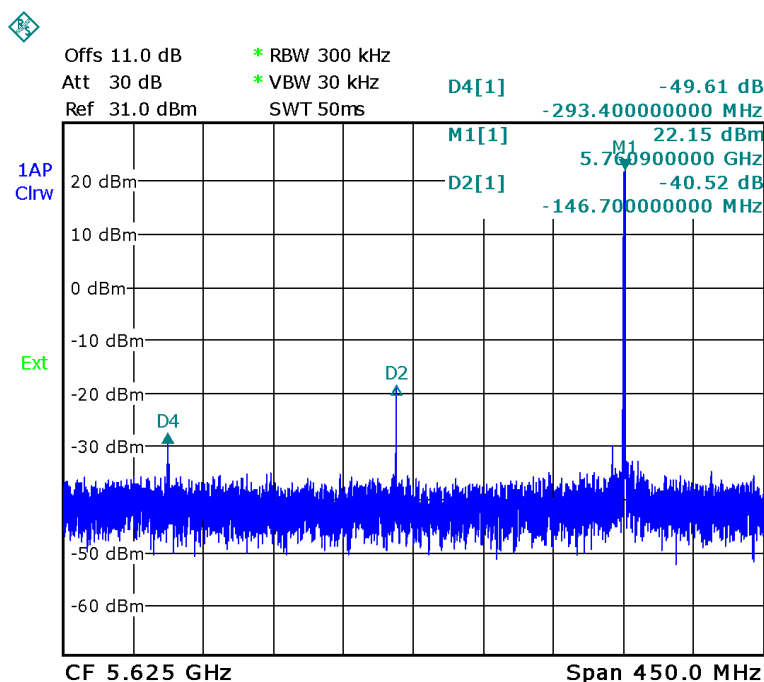
$$P_{OUT} = 26,1 \text{ dBm}$$

Potlačení oscilátoru:

$$\Delta P_{LO} = 51,6 \text{ dB}$$

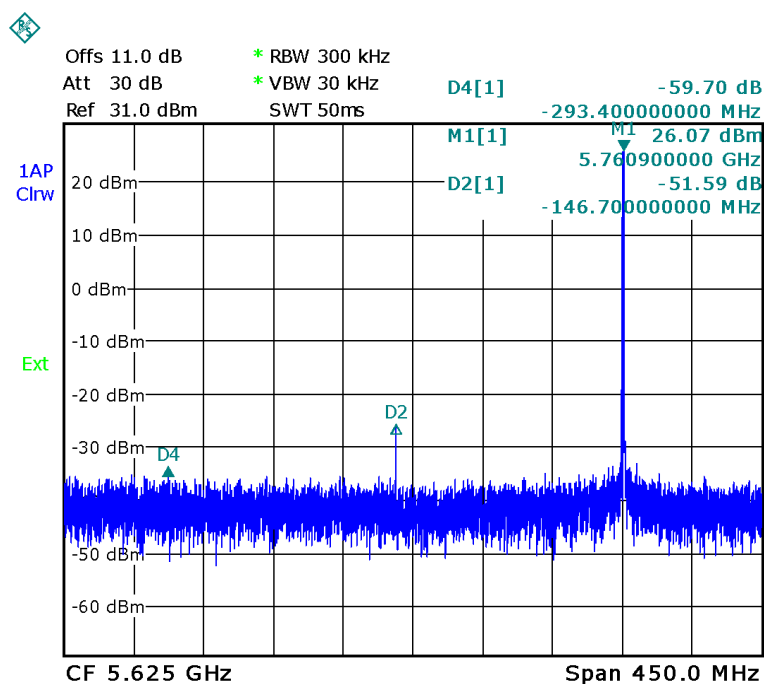
Potlačení zrcadlového kmitočtu:

$$\Delta P_{mirr} = 59,7 \text{ dB}$$



Obr. 115.: Výstupní spektrum vysílače transvertoru.

Na druhém obrázku je patrnější vyšší úroveň výstupního výkonu požadovaného kmitočtu 5760 MHz a větší potlačení ostatních signálů. Toho bylo dosaženo doladěním výstupního MMIC zesilovače přidáním měděného praporku o rozměrech 5 x 5 mm poblíž výstupního SMA konektoru. Výstupní výkon 26 dBm odpovídá přibližně 400 mW výkonu na impedanci 50 Ω.



Obr. 116.: Výstupní spektrum vysílače transvertoru po optimalizaci.

Z naměřených hodnot můžeme vypočítat účinnost vysílacího řetězce. Jelikož známe výstupní výkon, potřebujeme vypočítat stejnosměrný příkon:

<i>VF výkon:</i>	$P_{VF} = 400 \text{ mW}$
<i>Napájecí napětí:</i>	$U_{TX} = 5 \text{ V}$
<i>Klidový proud:</i>	$I_{stb} = 0,35 \text{ A}$
<i>Proud při vysílání:</i>	$I_{TX} = 0,80 \text{ A}$

Stejnoseměrný příkon při klidových proudech:

$$P_{stb} = U_{TX} \cdot I_{stb} \quad (12.1)$$

$$P_{stb} = 5 \cdot 0,35$$

$$P_{stb} = 1,75 \text{ W}$$

Stejnoseměrný příkon při vysílání a výstupním výkonu $P_{OUT} = 400 \text{ mW}$:

$$P_{TX} = U_{TX} \cdot I_{TX} \quad (12.2)$$

$$P_{TX} = 5 \cdot 0,8$$

$$P_{TX} = 4 \text{ W}$$

Účinnost vysílače:

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{TX}} \quad (12.3)$$

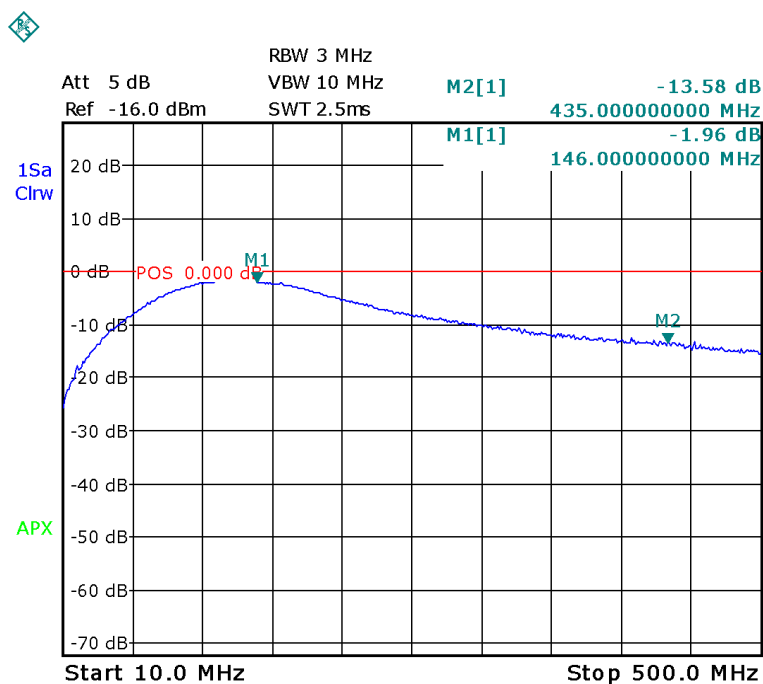
$$\eta = \frac{0,4}{4}$$

$$\eta = 0,1 \sim 10 \%$$

Z výpočtu vychází účinnost vysílací části pouze 10 %. Tato hodnota je velmi malá a je dána především poměrem klidových proudů a přírůstku proudů potřebných k získání vysílacího výkonu 400 mW. Příkon zesilovačů 1,75 W je jen pro nastavení pracovních bodů. To je věc daná výrobcí použitých MMIC zesilovačů. Ty jsou navrženy pro práci v lineárním režimu, a proto je i odebíraný klidový proud větší. Jejich hlavní užití je dnes v systémech WLAN, kde se používají vícestavové modulační, které potřebují maximální linearitu zesilovačů pro zajištění co nejmenšího zkreslení při průchodu.

12.3 Proměření obvodu mezifrekvence

Zde je proměřena přijímačová cesta mezifrekvenčního řetězce. Obsahuje přepínací relé, odporový trimr pro regulaci přijímací úrovně a přizpůsobovací článek směšovače. Z měření na obr. 117 je vidět, že průchozí útlum je 1,96 dB. Filtř u směšovače omezuje třetí harmonickou mezifrekvenčního signálu o více jak 11 dB. Nižší kmitočty jsou potlačeny více.



Obr. 117.: Měření mezifrekvenčního obvodu.

12.4 Vliv spodního víčka

Při měření realizovaného transvertoru bylo zjištěno, že při zavíčkování spodní strany boxu dochází k oscilacím jak přijímače, tak vysílače. Tyto oscilace jsou nejspíš způsobeny vznikem vazby mezi vstupy a výstupy MMIC zesilovačů. Tyto zesilovače mají v kaskádním zapojení velký zisk a uzavřením boxu vzniká nad plošným spojem dutina, která se může chovat jako vlnovod či rezonátor. Řešením problému je použití speciální tlumící hmoty, která se nalepí na spodní víčko. V praxi postačí nalepení tlumící hmoty pouze nad zesilovače a tím zvětšit izolaci mezi vstupy a výstupy.

13 Porovnání výsledků

V této práci jsme na jednu stranu navrhovali a simulovali obvody a celé zařízení, v druhé části měřili realizovaný vzorek. Závěrem provedu diskuzi mezi rozdíly simulace a měření.

Přijímací část			
parametr	simulace	měření	rozdíl
	[dB]	[dB]	[dB]
Zisk	40,2	29,9	-10,3

Tab. 1: Porovnání mikrovlnné přijímací části.

Konverzní zisk RX			
parametr	simulace	měření	rozdíl
	[dB]	[dB]	[dB]
Zisk	26	18	-8

Tab. 2: Porovnání konverzního zisku přijímací části.

Vysílací část			
parametr	simulace	měření	rozdíl
	[dB(m)]	[dB(m)]	[dB]
Zisk	32	30,7	-1,3
Výst. výkon	22	22	0

Tab. 3: Porovnání vysílací části.

Z porovnání jistě vyplývá, že simulace počítají velmi „optimisticky“. Uvažují ve výpočtech nejlepší hodnoty, jako například nejvyšší udávaný zisk, a proto jsou simulované parametry lepší než-li ty naměřené. Přijímací mikrovlnná část vykazuje rozdíl 10,3 dB, konverzní zisk je horší o 8 dB a vysílací část má zisk menší o 1,3 dB. Výstupní výkon je stejný, jako předpokládala simulace. Důvodem může být větší výstupní výkon ze směšovače, než je předpokládáno ve výpočtu. I přes rozdíly mezi simulací a měřením jsou hodnoty dostatečné a splňují zadané požadavky.

Závěr

Úkolem této práce bylo teoreticky rozebrat postup řešení zadání. Rozdělení na dílčí části a návrh jejich řešení.

Zaměřil jsem se na problematiku základního oscilátoru, na možná řešení, na vlastnosti oscilátorů a srovnání s našimi požadavky. Tímto postupem byl vybrán a navržen krystalový oscilátor, který tvoří část nazvanou základní oscilátor.

Dalším krokem bylo vyřešení problému, jak získat kmitočet potřebný pro směšovač. Byl tak navržen násobič kmitočtu, který se skládá z aktivních násobících stupňů. U těchto stupňů byly vypočítány pracovní body tranzistorů a následně provedeno měření. Násobící stupně jsou odděleny pásmovými filtry.

Pásmové filtry byly realizovány jako dvě rezonanční cívky volně vázané v rezonančním boxu. Tyto filtry se nazývají helixové. Na výstupu násobiče byl použit vysoce selektivní filtr s rezonanční dutinou, jedná se o hrníčkový filtr. U realizovaných filtrů bylo provedeno měření a diskuze s očekávanými vlastnostmi. Pásmové filtry splňují požadavky.

Celý navržený řetězec oscilátoru splňuje požadavky na čistotu výstupního spektra i na výstupní výkonovou úroveň, a pro zvýšení stability kmitočtu by bylo možné oscilátor doplnit o některou z uvedených možností, která by vedla ke zlepšení.

Výběr směšovače je další podstatná část. Po rozboru možností realizace bylo přistoupeno k použití dvojité vyváženého diodového směšovače integrovaného v pouzdru MSOT8.

Následoval návrh přijímací mikrovlnné části. Pomocí programu Ansoft Designer bylo navrženo impedanční přizpůsobení vstupního tranzistoru. Důraz byl kladen na získání minimálního šumového čísla. Následují monolitické integrované zesilovače s dobrým ziskem a šumovým číslem. Tyto obvody jsou vnitřně impedančně přizpůsobeny. Podle simulace má být zisk přijímací mikrovlnné části 40,2 dB. Změřený zisk na realizovaném transvertoru je 29,9 dB, rozdíl činí 10,3 dB v prospěch simulace. Konverzní zisk přijímače, čili zisk včetně směšovače a mezifrekvenčních obvodů, byl změřen na 18 dB. Simulací byl vypočten na 26 dB. Je tedy opět menší, zde o 8 dB.

Vysílací mikrovlnná část zesiluje signál ze směšovače na potřebnou výstupní úroveň z transvertoru. Výstupní výkon jsme uvažovali alespoň 20 dBm. V této části je zařazen druhý selektivní filtr, který omezí signál oscilátoru a zrcadlový kmitočet. Simulací řetězce s MMIC zesilovači byl vypočten zisk 32 dB. Podle měření má zesilovač zisk 30,7 dB. Rozdíl je 1,3 dB. Výstupní výkon byl změřen 22 dBm. Při pokusu o doladění výstupního koncového zesilovače byl naměřen výstupní výkon až 26 dBm. Potlačení lokálního oscilátoru je lepší jak 40 dB, resp. 51 dB po doladění PA. Potlačení zrcadlového kmitočtu je lepší jak 49 dB, resp. 59 dB. Tyto hodnoty jsou dostatečné.

Samostatnou část tvoří napájecí obvody, stabilizátory potřebných napětí a záporného předpětí.

Mezifrekvenční obvod ochraňuje směšovač před zničením, umožňuje nastavit optimální úroveň buzení směšovače a případně úroveň přijímaného signálu.

Díky této práci jsem se blíže seznámil s postupem návrhu a simulací mikrovlnných obvodů. Využil jsem moderní integrované součástky a ověřil jejich jednoduchou aplikaci do mikrovlnných obvodů.

Seznam zkratek

RX	Přijímač
TX	Vysílač
LO	Lokální oscilátor
IF	Mezifrekvenční kmitočet
SSB	Signál s jedním postranním pásmem
PLL	Obvod fázového detektoru
YIG	Rezonátor z feromagnetického materiálu
DRO	Dielektrický rezonátor
VCO	Napětím řízený oscilátor
PWM	Pulsně šířková modulace
GSP	Satelitní systém přesného času a určování polohy
BW	Šířka pásma
Q	Jakost
MMIC	Monolitický integrovaný obvod (zesilovač), (Monolithic Microwave Integrated Circuit)
PPS	Puls za sekundu
VCXO	Napětím řízený oscilátor s krystalem
IM	Intermodulační odolnost
dBm	Výkonová úroveň vztažená k 1 mW.

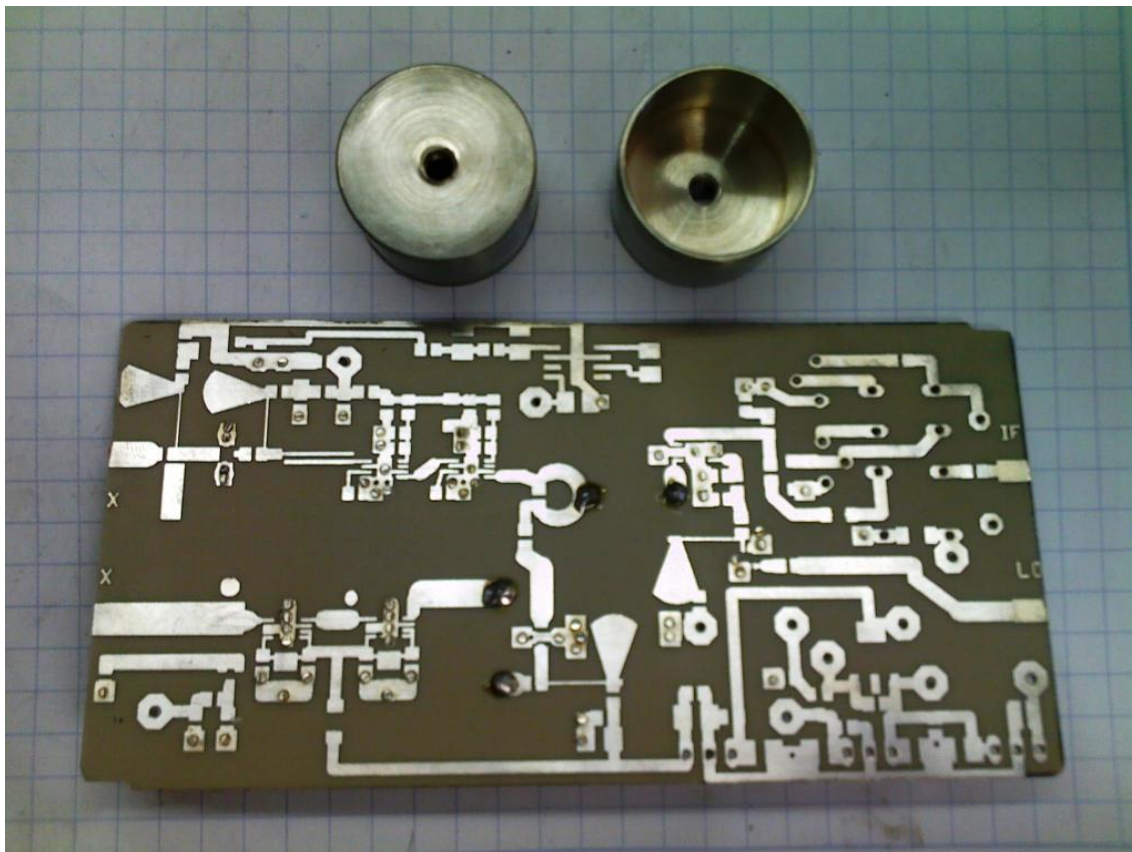
Literatura

- [1] HANUS, S.; SVAČINA, J.: *Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika*. Brno: Skripta FEKT VUT v Brně, 2002. 210 s. ISBN 80-214-2222-X.
- [2] VÁGNER, P.: *PLL syntetizátor v pásmu X*. Diplomová práce, Brno 2005
- [3] CALIFORNIA EASTERN LABORATORIES, AN1035: *“Design Considerations for a Ku-Band DRO in Digital Communication Systems”*
- [4] DOBEŠ, J.; KOLEKTIV: *Amatérská radiotechnika a elektronika [2.díl]*. Praha: tiskárna Naše vojsko, n.p. v Praze 1986; 28-092-86
- [5] DOBEŠ, J.; KOLEKTIV: *Amatérská radiotechnika a elektronika [3.díl]*. Praha: tiskárna Naše vojsko, n.p. v Praze 1988; 28-098-88
- [6] WADE, P.: *Pipe-cap filters revisited*. 2008, <http://www.w1ghz.org>
- [7] MILLER, J.: *Simple GPS stabilized 10MHz oscillator*. 2007 Dec 30, www.jrmiller.demon.co.uk
- [8] SUMMERS, H.: *GPS frequency reference*. 2007, <http://www.hanssummers.com>
- [9] KUTÍN, P.: *Lokální oscilátor konvertoru pro pásmo 24 GHz*. Diplomová práce, Brno 2002
- [10] BIOLEK, D.; HÁJEK, K.; KRTIČKA, A.: *Analogové elektrické obvody*. Brno: Skripta FEKT VUT v Brně, 2007.
- [11] NITSCHKE, U.: *60°OCXO dy DF9LN (90-140 MHz)*. Dostupné na adrese: <http://www.dl6nci.de/ocxo.htm>
- [12] ŠVÁBENÍK, P.: *Synchronizace času pomocí GPS*. Diplomová práce, Brno 2010
- [13] SKYWORKS, AN1008: *Coaxial resonators for VCO applications*. Trans-Tech, March 2007
- [14] JUGES, D.: *Pipe Cap Filters for Microwave Applications*. Dostupné na adrese: <http://www.ko4bb.com/>
- [15] KUHNE, M.: *KIT 5,7 GHz 57 G2*. Dostupné na adrese: <http://www.kuhne-electronic.de>
- [16] DOAKKAEW, D.: *SINGLE-BALANCED DIODE MIXER USING DEFECTED GROUND STRUCTURE FOR WIRELESS APPLICATIONS*. SIRINDHORN INTERNATIONAL THAI-GERMAN GRADUATE SCHOOL OF ENGINEERING. 2006. ISBN 974-1908-46-6
- [17] *Katalogové listy Hittite. HMC 407, HMC 311, HMC 218, HMC 313, HMC 320*. Dostupné na adrese: <http://www.hittite.com>

- [18] GREENMAN, M.: *Simple GPS disciplined reference*.
Dostupné na adrese: <http://www.qsl.net/zl1bpu/>
- [19] DANEK, K. *Moderní rádiový přijímač*. Praha: BEN - technická literatura, 2005.
- [20] *The ARRL Handbook for Radio Communications*. Newington: ARRL Publisher, 2003.
- [21] KUHNE, M.: *Transverter for 5.7 GHz*. Technical reports: DUBUS 3/1991
- [22] *Katalogový list firmy NEC : NE32584C: ULTRA LOW NOISE PSEUDOMORPHIC HJ FET*
- [23] ŠÍR, P.: *Radioamatérské konstrukce pro mikrovlnná pásma*.
Nakladatelství BEN, ISBN 80-7300-014-8, Praha 2001

Přílohy

Vyrobený a postříbřený plošný spoj včetně prokovů, postříbřených hrníčků a budících antének



Možné zlepšení: 5,7 GHz LNA, G = 16,5 dB, NF = 1,1 dB



v01.1008

HMC717LP3 / 717LP3E

**GaAs PHEMT MMIC LOW NOISE
AMPLIFIER, 4.8 - 6.0 GHz**

Typical Applications

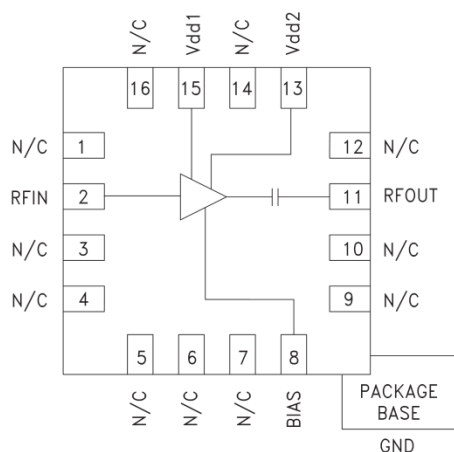
The HMC717LP3(E) is ideal for:

- Fixed Wireless and LTE/WiMAX/4G
- BTS & Infrastructure
- Repeaters and Femtocells
- Public Safety Radio
- Access Points

Features

Noise Figure: 1.1 dB
Gain: 16.5 dB
Output IP3: +31.5 dBm
Single Supply: +3V to +5V
16 Lead 3x3mm QFN Package: 9 mm²

Functional Diagram



General Description

The HMC717LP3(E) is a GaAs PHEMT MMIC Low Noise Amplifier that is ideal for fixed wireless and LTE/WiMAX/4G basestation front-end receivers operating between 4.8 and 6.0 GHz. The amplifier has been optimized to provide 1.1 dB noise figure, 16.5 dB gain and +31.5 dBm output IP3 from a single supply of +5V. Input and output return losses are excellent and the LNA requires minimal external matching and bias decoupling components. The HMC717LP3(E) can be biased with +3V to +5V and features an externally adjustable supply current which allows the designer to tailor the linearity performance of the LNA for each application.

Electrical Specifications

$T_A = +25^\circ\text{C}$, $R_{\text{bias}} = 2\text{k Ohms}$ for $V_{\text{dd}} = 5\text{V}$, $R_{\text{bias}} = 20\text{k Ohms}$ for $V_{\text{dd}} = 3\text{V}$ [1] [2]

Parameter	Vdd = +3V			Vdd = +5V			Units
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
Frequency Range		4.8 - 6.0			4.8 - 6.0		MHz
Gain	12	14.3		13.5	16.5		dB
Gain Variation Over Temperature		0.01			0.01		dB/ °C
Noise Figure		1.25	1.5		1.1	1.4	dB
Input Return Loss		13			13		dB
Output Return Loss		13			18		dB
Output Power for 1 dB Compression (P1dB)	12	14		15	18.5		dBm
Saturated Output Power (Psat)		15			19.5		dBm
Output Third Order Intercept (IP3)		25.5			31.5		dBm
Total Supply Current (Idd)		31	40		73	100	mA

[1] Rbias resistor sets current, see application circuit herein

[2] Vdd = Vdd1 = Vdd2

For price, delivery, and to place orders, please contact Hittite Microwave Corporation:
20 Alpha Road, Chelmsford, MA 01824 Phone: 978-250-3343 Fax: 978-250-3373
Order On-line at www.hittite.com

Možné zlepšení: 5,7 GHz POUT > 1 W



v03.0705

HMC408LP3 / 408LP3E

**GaAs InGaP HBT MMIC 1 WATT
POWER AMPLIFIER, 5.1 - 5.9 GHz**

Typical Applications

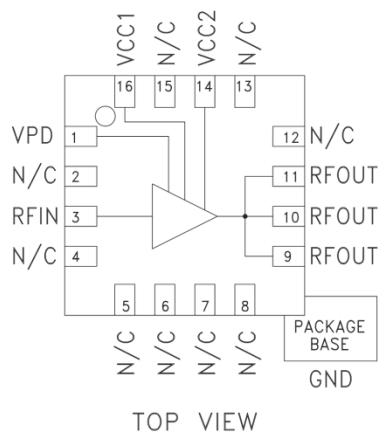
The HMC408LP3 / HMC408LP3E is ideal for:

- 802.11a & HiperLAN WLAN
- UNII & Point-to-Point / Multi-Point Radios
- Access Point Radios

Features

Gain: 20 dB
Saturated Power: +32.5 dBm @ 27% PAE
Single Supply Voltage: +5V
Power Down Capability
3x3 mm Leadless SMT Package

Functional Diagram



General Description

The HMC408LP3 & HMC408LP3E are 5.1 - 5.9 GHz high efficiency GaAs InGaP Heterojunction Bipolar Transistor (HBT) Power Amplifier MMICs which offer +30 dBm P1dB. The amplifier provides 20 dB of gain, +32.5 dBm of saturated power, and 27% PAE from a +5V supply voltage. The input is internally matched to 50 Ohms while the output requires a minimum of external components. Vpd can be used for full power down or RF output power/current control. The amplifier is packaged in a low cost, 3x3 mm leadless surface mount package with an exposed base for improved RF and thermal performance.

Electrical Specifications, $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_S = 5\text{V}$, $V_{pd} = 5\text{V}$

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Units
Frequency Range		5.7 - 5.9			5.1 - 5.9		GHz
Gain	17	20		17	20		dB
Gain Variation Over Temperature		0.045	0.055		0.045	0.055	dB/°C
Input Return Loss		8			8		dB
Output Return Loss*		14			6		dB
Output Power for 1 dB Compression (P1dB)	Icq= 750 mA Icq= 500 mA	27 27	30 27	24	27 23		dBm
Saturated Output Power (Psat)		32.5			31		dBm
Output Third Order Intercept (IP3)	40	43		36	39		dBm
Harmonics, Pout= 30 dBm, F= 5.8 GHz	2 fo 3 fo	-50 -90			-50 -90		dBc dBc
Noise Figure		6			6		dB
Supply Current (Icq)	Vpd= 0V/5V	0.002 / 750			0.002 / 750		mA
Control Current (Ipd)	Vpd= 5V	14			14		mA
Switching Speed	tOn, tOff	50			50		ns

* Output match optimized for 5.7 - 5.9 GHz operation. See Application Circuit herein.

For price, delivery, and to place orders, please contact Hittite Microwave Corporation:
20 Alpha Road, Chelmsford, MA 01824 Phone: 978-250-3343 Fax: 978-250-3373
Order On-line at www.hittite.com