VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

DIPLOMOVÁ PRÁCE

2002 **Petr KUTÍN**

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

Ústav radioelektroniky

Lokální oscilátor konvertoru pro pásmo 24 GHz

Diplomová práce

Obor: Elektronika a sdělovací technika

Jméno diplomanta: Petr KUTÍN

Vedoucí diplomové práce: Doc. Ing. Miroslav Kasal, Csc.

Brno University of Technology
Faculty of Electrical Engineering and Communication
Department of Radio Electronics

Local oscillator for converter in 24 GHz band

Diploma Thesis

Specialization of study: Electronics & Communication
Author: Petr **Kutín**
Supervisor: Doc. Ing. Miroslav Kasal, Csc.

ABSTRACT

This thesis deals about design and construction of a local oscillator for converter of receiver working in 24GHz band. In receiver is applied the chip CHR2295 (United Monolithic Semiconductor), which contains frequency doubler of local oscillator. Requested parameters of the oscillator are as follows:

Output frequency	11914MHz
Output impedance	50Ω (SMA connector)
Output power	10dBm

Local oscillator is designed in two part. First part is a oscillator which generates signal at frequency f = 124,104MHz. The oscillator is designed like a crystal oscillator. It's output signal is multiplied and amplified in a second part. This part includes five multipliers and two stage amplifier. The whole chain is designed and realized on a PTFE substrate with the thickness 0,5mm. Multipliers and amplifier was modelled and simulated by Serenade 8.5. The oscillator layout was made by Eagle layout editor 4.01.

OBSAH

1 ÚVOD 5

1.1 ZÁKLADNÍ PARAMETRY OSCILÁTORU 5

1.1.1 STABILITA FREKVENCE 5

1.1.2 PŘESNOST FREKVENCE 6

1.2 PIEZOKRYSTALOVÉ REZONÁTORY 8

1.3 HYBRIDNÍ MIKROVLNNÉ INTEGROVANÉ OBVODY 10

2 NÁVRH LOKÁLNÍHO OSCILÁTORU 12

2.1 ZÁKLADNÍ OSCILÁTOR 13

2.2 NÁSOBIČE FREKVENCE 14

2.2.1 PRVNÍ NÁSOBIČ FREKVENCE 14

2.2.2 DRUHÝ NÁSOBIČ FREKVENCE 19

2.2.3 TŘETÍ NÁSOBIČ FREKVENCE 24

2.2.4 ČTVRTÝ NÁSOBIČ FREKVENCE 28

2.2.5 PÁTÝ NÁSOBIČ FREKVENCE 36

2.3 KONCOVÝ ZESILOVAČ 42

2.3.1 ZAPOJENÍ KONCOVÉHO ZESILOVAČE 42

2.3.2 VÝPOČET STEJNOSMĚRNÉHO PRACOVNÍHO BODU 42

2.3.3 VÝKONOVÉ PŘIZPŮSOBENÍ 44

3 KONSTRUKCE LOKÁLNÍHO OSCILÁTORU 48

3.1 ZÁKLADNÍ OSCILÁTOR 48

3.2 NÁSOBIČE FREKVENCE 50

4 MODIFIKACE LOKÁLNÍHO OSCILÁTORU 55

5 ZÁVĚR 56

LITERATURA

PŘÍLOHY

1 ÚVOD

V technické praxi často potřebujeme obvody schopné vytvářet (generovat) elektrické napětí s vhodným časovým průběhem, tyto obvody je zvykem nazývat oscilátory. Jde v podstatě o autonomní obvody přeměňující stejnosměrné (napájecí) napětí na napětí střídavé.

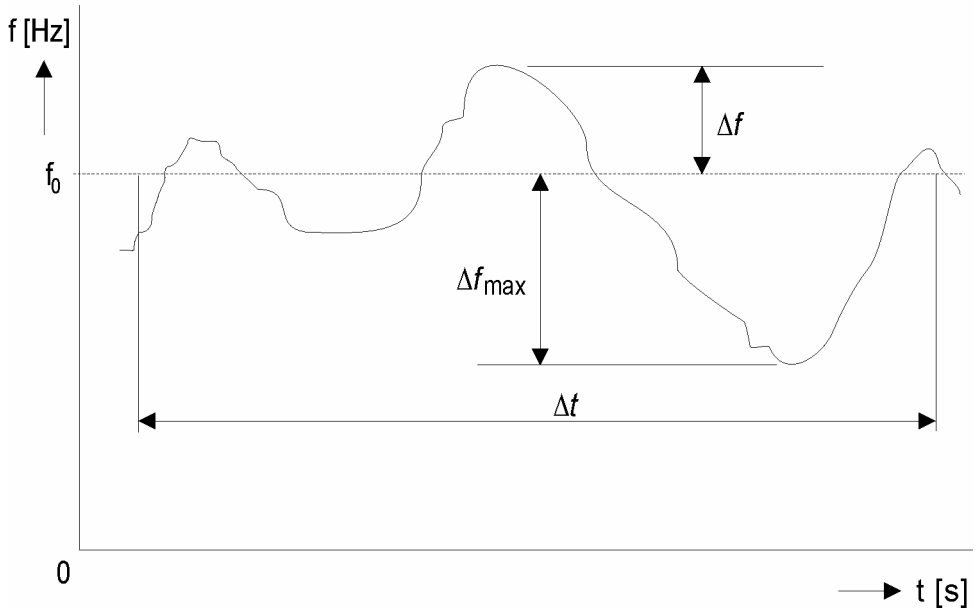
Budeme-li zkoumat zapojení oscilátorů, zjistíme, že bez ohledu na jejich zapojení musí obsahovat tři základní části. První z nich je řídicí obvod (např. kmitavý okruh LC). Druhý je automatický regulátor (předávající vhodným způsobem ve vhodné velikosti a ve správných časových okamžicích energii z napájecího obvodu řídícímu obvodu) a konečně zdroj elektrické energie (stejnosměrný napájecí zdroj) [1].

1.1 ZÁKLADNÍ PARAMETRY OSCILÁTORU

Základní parametry oscilátoru, jsou stabilita a přesnost frekvence.

1.1.1 STABILITA FREKVENCE

Stabilita frekvence je míra změny frekvence s časem. Číselně se vyjadřuje největší relativní změnou $\Delta f_{max}/f_0$ uvažovanou v určitém časovém intervalu Δt, například za 1sekundu, 1 hodinu, 1 den, atd.

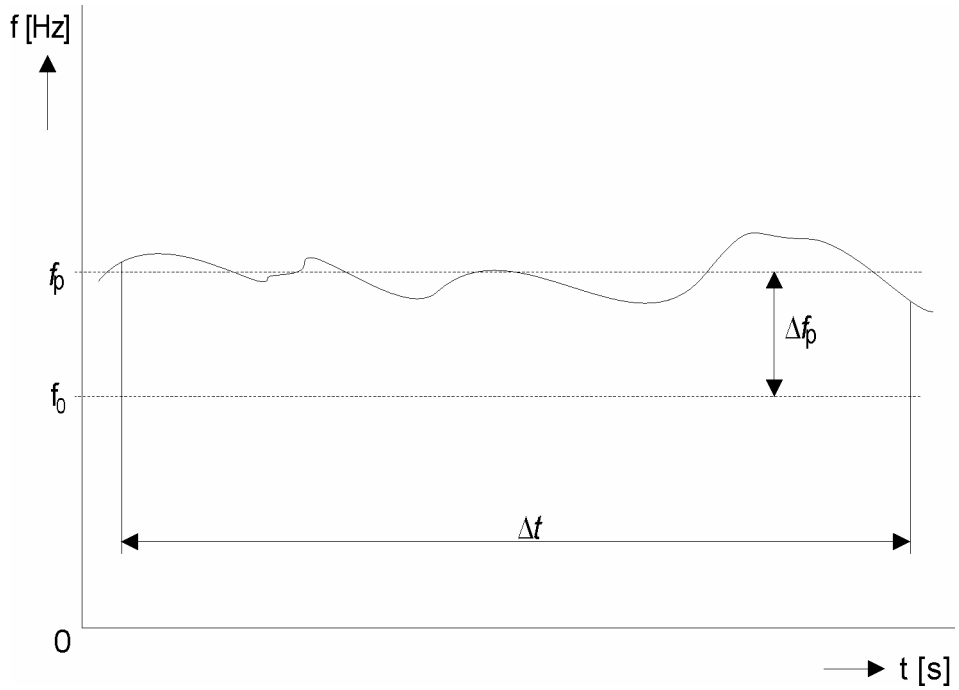


Obr. 1. Stanovení stability výstupní frekvence

Je-li Δt mnohem větší než 1 s, hovoříme o ***dlouhodobé stabilitě.*** Naopak ***krátkodobá stabilita*** je odchylka frekvence v relativně krátkém časovém intervalu, obvykle mnohem menším než 1 s, způsobená především náhodnými fluktuacemi a šumem. Pokud je oscilátor nastaven na jmenovitou hodnotu výstupní frekvence f_0, lze změřit časový průběh okamžité frekvence v určitém časovém intervalu, jak je znázorněno na obr. 1. Pro požadovaný časový interval Δt lze potom z naměřených hodnot stanovit Δf_{max} a vypočítat stabilitu frekvence.

1.1.2 PŘESNOST FREKVENCE

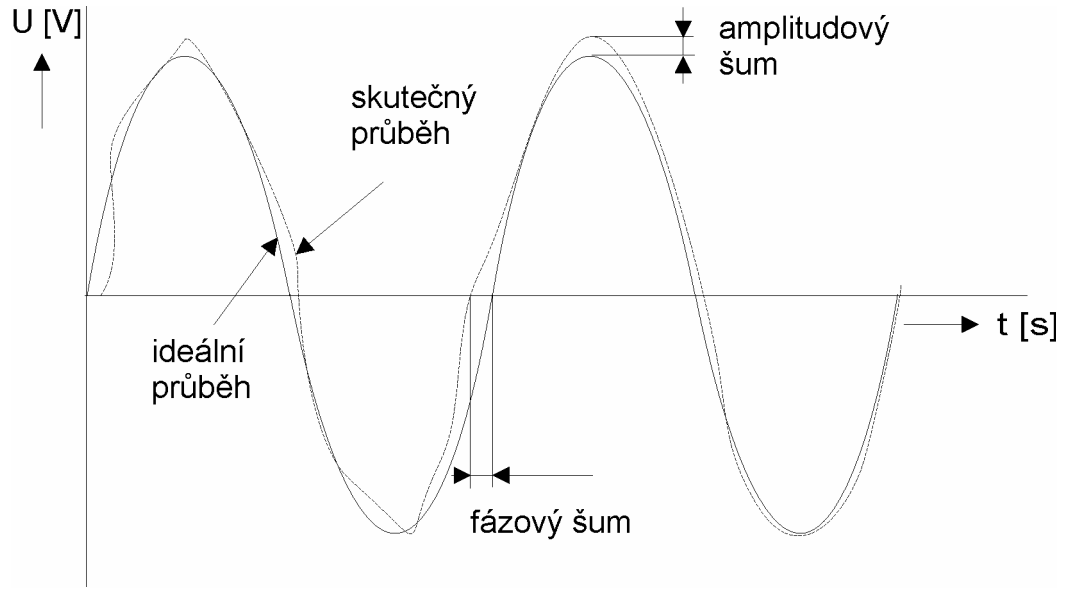
Přesnost frekvence se vyjadřuje poměrnou odchylkou $\Delta f_p/f_0$ uvažovanou opět v daném časovém intervalu Δt. Ze změřeného časového průběhu okamžité výstupní frekvence v intervalu Δt se stanoví střední hodnota frekvence f_p, jak je znázorněno na obr. 2. Z frekvencí f_p a f_0 se určí Δf_p a následně se vypočítá přesnost výstupní frekvence.



Obr. 2. Stanovení přesnosti výstupní frekvence

Na obr. 3 je zakreslen časový průběh ideálního sinusového signálu a současně i signálu reálného, který může být na výstupu oscilátoru. U reálného signálu dochází k náhodným rychlým změnám okamžité velikosti signálu, které jsou označovány jako ***amplitudový šum***. U většiny zdrojů vf signálů je

amplitudový šum zanedbatelný. Kromě toho je z obr. 3 vidět, že dochází i k fluktuaci fáze signálu, t.j. ke změnám průchodu signálu nulou oproti ideálnímu průběhu. V důsledku toho vzniká tzv. ***fázový šum***, který může být velice intenzivní, a proto patří k nejdůležitějším parametrům zdrojů vf signálů. Vysoká úroveň fázového šumu, například frekvenčního syntezátoru přijímače, má u analogových systémů za následek zvětšení šumového čísla přijímače, u digitálních systémů vzrůstá chybovost přenosu.

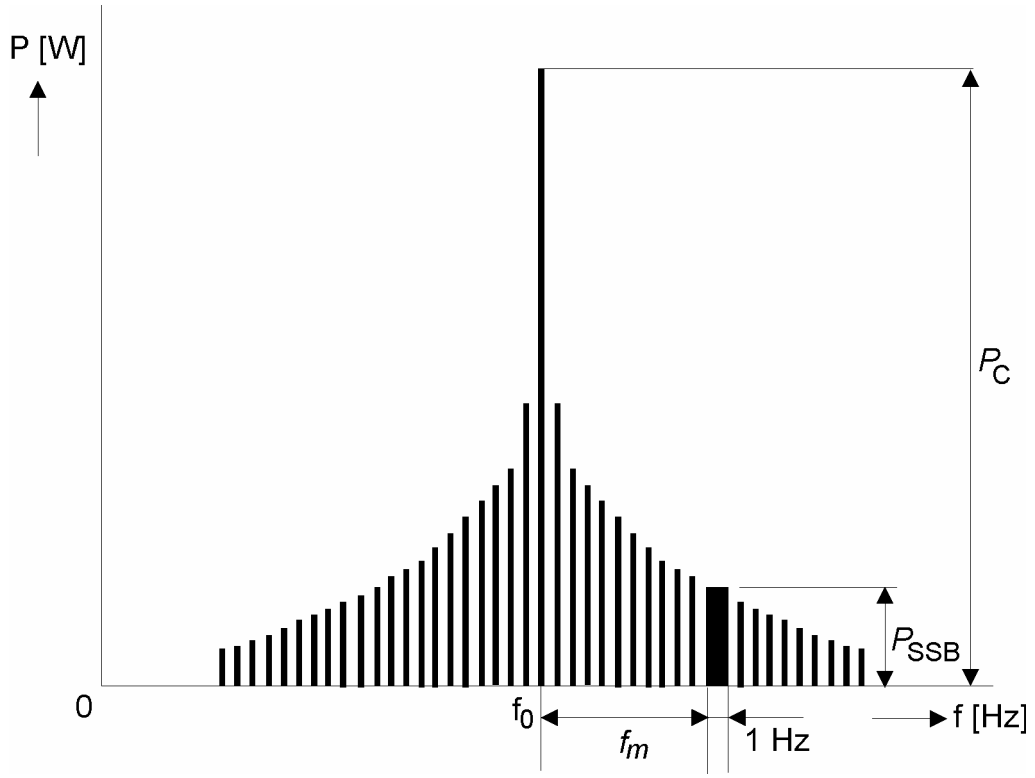


Obr. 3. Znázornění amplitudového a fázového šumu

Kvalitativní hodnocení fázového šumu lze provést různými způsoby. Nejčastěji se vychází ze zobrazení výstupního signálu ve frekvenční oblasti, které lze získat v praxi pomocí spektrálního analyzátoru. Typický průběh spektra výstupního signálu oscilátoru je nakreslen na obr. 4. Poněvadž spektrum je souměrné vůči jmenovité hodnotě frekvence (nosné) f_0, uvažuje se pouze jedno postranní pásmo (SSB). Fázový šum na ofsetové (nebo Fourierové) frekvenci f_m je potom definován vztahem

$$\alpha(f_m) = \frac{P_{\mathrm{SSB}}}{P_{\mathrm{C}}} \quad \left[\mathrm{Hz}^{-1}\right] \quad \text{resp.} \quad \alpha_{\mathrm{dB}}(f_m) = 10 \cdot \log \frac{P_{\mathrm{SSB}}}{P_{\mathrm{C}}} \quad \left[\mathrm{dBc} \cdot \mathrm{Hz}^{-1}\right]. \qquad (1.1)$$

V tomto vztahu P_{SSB} vyjadřuje hustotu výkonu signálu (výkon na jednotku šířky pásma 1 Hz) na ofsetové frekvenci f_m a P_C je celkový výkon signálu (nosné) s frekvencí f_0.



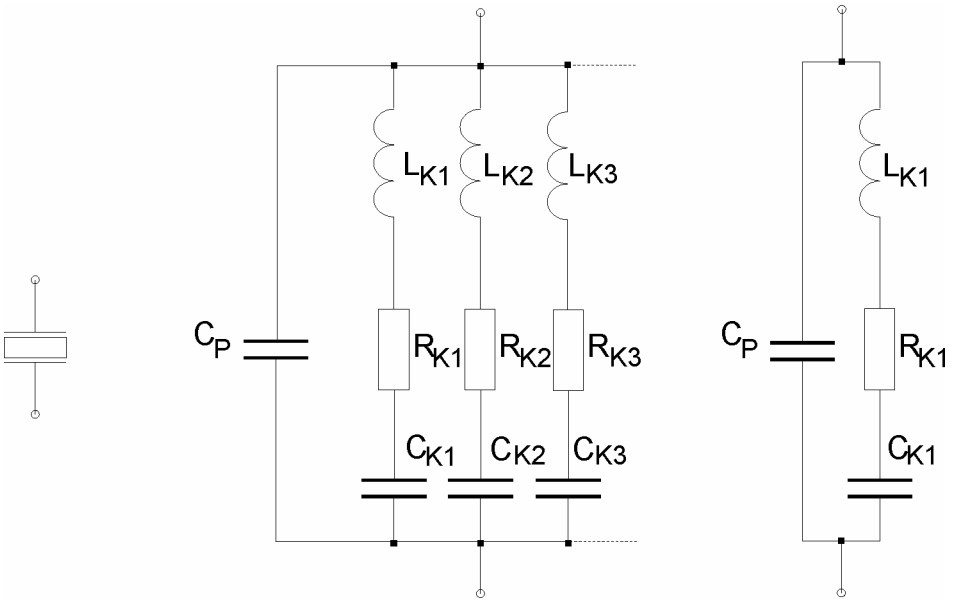
Obr. 4. Spektrum fázového šumu

Při měření fázového šumu v decibelech se používá označení dBc. Toto označení respektuje skutečnost, že se jedná o relativní vyjádření vzhledem k výkonu nosné (carrier – c) [2].

1.2 PIEZOKRYSTALOVÉ REZONÁTORY

Piezokrystalový rezonátor, běžně nazývaný krystal, je vyroben vhodným výbrusem (v přesně stanovených řezech) z monokrystalu křemene, např. ve tvaru destičky nebo hranolu, kam jsou na protilehlé stěny napařené kovové elektrody. Využívá piezoelektrického jevu, při kterém v důsledku mechanického namáhání vhodného materiálu vzniká na jeho stěnách elektrické napětí a naopak, přiložením napětí na takový materiál dochází k jeho mechanické deformaci. Je-li tedy na výbrus z vhodného materiálu přivedeno vysokofrekvenční napětí, jsou v celém jeho objemu vybuzeny mechanické kmity a krystal se navenek jeví jako selektivní

obvod s vysokým činitelem jakosti. Schématická značka krystalu a jeho ekvivalentní obvodový model jsou nakresleny na obr. 5.



Obr. 5. Schématická značka a ekvivalentní obvodový model krystalu

Chování krystalu v širokém frekvenčním rozsahu vystihuje model nakreslený na obr. 5 uprostřed. Prvky L_{K1}, R_{K1} a C_{K1}, tvořící sériový rezonanční obvod, jsou dány mechanickými vlastnostmi krystalu a určují jeho základní rezonanční frekvenci. Další sériové rezonanční obvody určují vyšší rezonanční frekvence (módy) krystalu. Kondenzátor C_P reprezentuje především kapacity elektrod a držáku krystalu. Pro užší frekvenční oblast je vhodnější jednodušší model nakreslený na obr.5 vpravo. Podle něj vykazuje krystal dvě rezonance, a to sériovou a paralelní. Pro rezonanční frekvence při sériové a paralelní rezonanci platí následující vztahy

$$f_S = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot L_{K1} \cdot C_{K1}} \quad \text{a} \quad f_P = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot L_{K1} \cdot C_{ekv}} \ , \tag{1.2}$$

kde

$$C_{ekv} = \frac{C_P \cdot C_{K1}}{C_P + C_{K1}} \ . \tag{1.3}$$

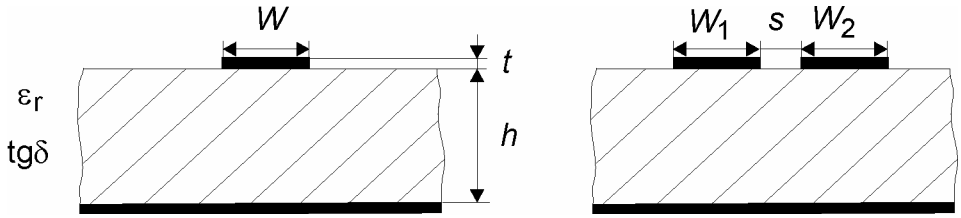
Ekvivalentní činitelé jakosti krystalových rezonátorů dosahují extrémně vysokých hodnot řádu 10^4 až 10^6 a jejich časová i teplotní stabilita jsou vynikající. Pracovní frekvence se pohybují v rozsahu jednotek kHz až asi do 300 MHz (při použití vyšších rezonančních módů). Používají se hlavně pro konstrukci vysoce stabilních oscilátorů.

Pomocí piezokrystalových rezonátorů je možné realizovat filtry typu pásmových propustí, vyznačujících se velmi dobrou selektivitou. Tyto filtry mají nejčastěji podobu křížových nebo příčkových článků, případně jejich ekvivalentních zapojení [2].

1.3 HYBRIDNÍ MIKROVLNNÉ INTEGROVANÉ OBVODY

Pasivní mikrovlnné obvody se vytvářejí nanesením vodivých pásků na pevnou dielektrickou podložku (tzv. ***substrát***) ve tvaru vytvářeného obvodu (tzv. ***vodivý motiv***). Polovodičové a ostatní součástky jsou do obvodu vsazovány (zapouzdřené či nezapouzdřené) jako diskrétní prvky (tzv. ***čipy***), a to pájením nebo ultrazvukovým svařováním. Hybridní technologie MIO tak umožňuje vzájemně nezávislou optimalizaci použitých aktivních součástek a pasivních mikropáskových obvodů.

Mezi nejpoužívanější pasivní hybridní MIO patří nesymetrické mikropáskové vedení (microstrip), které je na obr. 6 vlevo a vázané mikropáskové vedení (coupled microstrip) na obr. 6 vpravo.



Obr. 6. Nesymetrické a vázané mikropáskové vedení

V obr. 6 značí *W* šířku (width) mikropáskového vedení, *s* vzdálenost (spacing) mezi vázaným mikropáskovými vedeními, *t* tloušťku (thickness) mikropáskového vedení, *h* výšku (height) substrátu, ε_r relativní permitivitu a tgδ činitele dielektrických ztrát substrátu.

Používané dielektrické substráty musí mít vysokou relativní permitivitu ε_r (konstantní v použitém rozsahu kmitočtů a teplot), co nejmenší činitel

dielektrických ztrát tgδ (jeho kmitočtová a teplotní stálost), homogennost, vysokou tepelnou vodivost, rozměrovou stabilitu (teplotní, vlhkostní, během výrobního procesu, stárnutím), schopnost povrchové metalizace, adheze vůči nanášeným kovům, konstantní tloušťku podložky, hladký povrch, dobré fyzikální, chemické a mechanické vlastnosti (pevnost, křehkost, pružnost, opracovatelnost). ***Vlastnosti dielektrického substrátu mají rozhodující vliv na útlumové a výkonové parametry hybridních MIO*** [2]. Některé druhy používaných substrátů, jejich parametry a stručný popis jsou uvedeny níže v tab. 1.

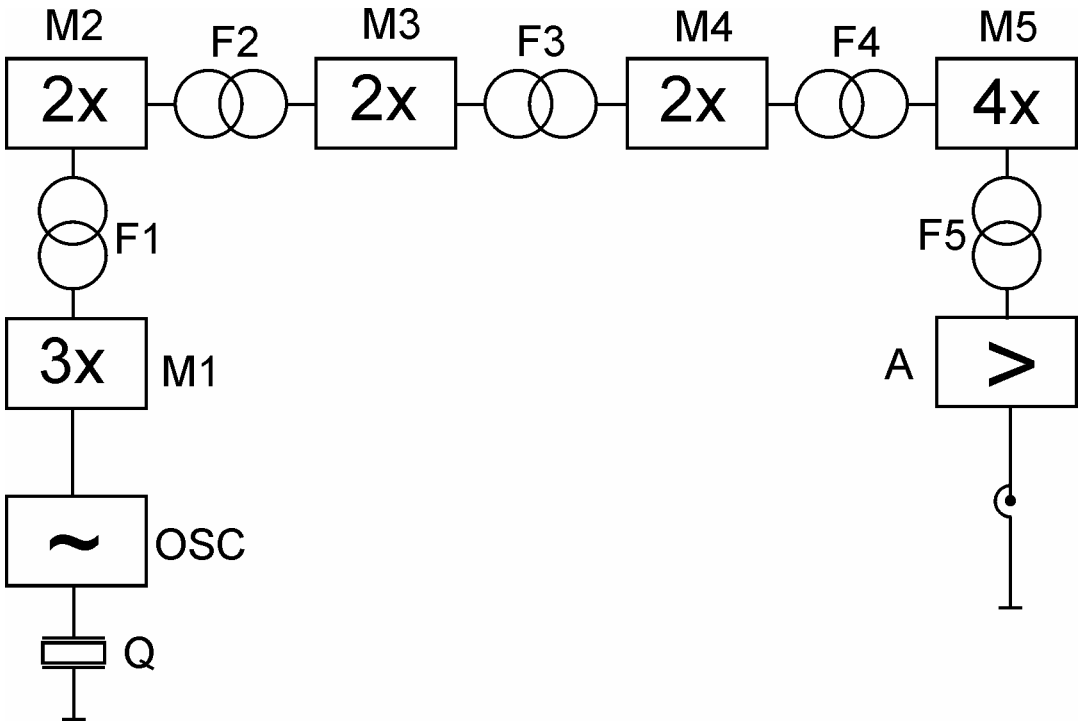
Tab. 1. Některé používané materiály pro hybridní MIO

MATERIÁL	**ε_r při 10GHz**	**tg δ při 10GHz**	**Tepelná vodivost [W/cm/K]**	**Poznámka**
Korundová keramika	9,6 – 10,1	$2 \cdot 10^{-4}$	0,3	Nejčastěji užívaný materiál v profesionálních zařízeních
Beryliová keramika	6 – 6,6	$1 \cdot 10^{-4}$	2,5	Integrace výkonových prvků; drahá výroba
RT DUROID® (PTFE)	2,25	$1 \cdot 10^{-4}$	0,26	Dobrá mechanická opracovatelnost
Cuprextit (2 GHz)	4,2	$5 \cdot 10^{-3}$	-	Pro nenáročné aplikace na dm vlnách

2 NÁVRH LOKÁLNÍHO OSCILÁTORU

Při návrhu oscilátorů (pracujících na jednom kmitočtu), které mají mít dobré vlastnosti na vysokých kmitočtech, se postupuje tak, že se navrhne základní oscilátor, který pracuje na relativně nízkém kmitočtu a který má na tomto kmitočtu dobré parametry. Za tento základní oscilátor se zařadí série násobičů frekvence, které vynásobí základní kmitočet až na požadovaný, který musí být celým násobkem základního. Jako základní oscilátor se obyčejně volí oscilátor krystalový, který pracuje buď na základní, nebo na některé z vyšších harmonických (overtone) krystalu.

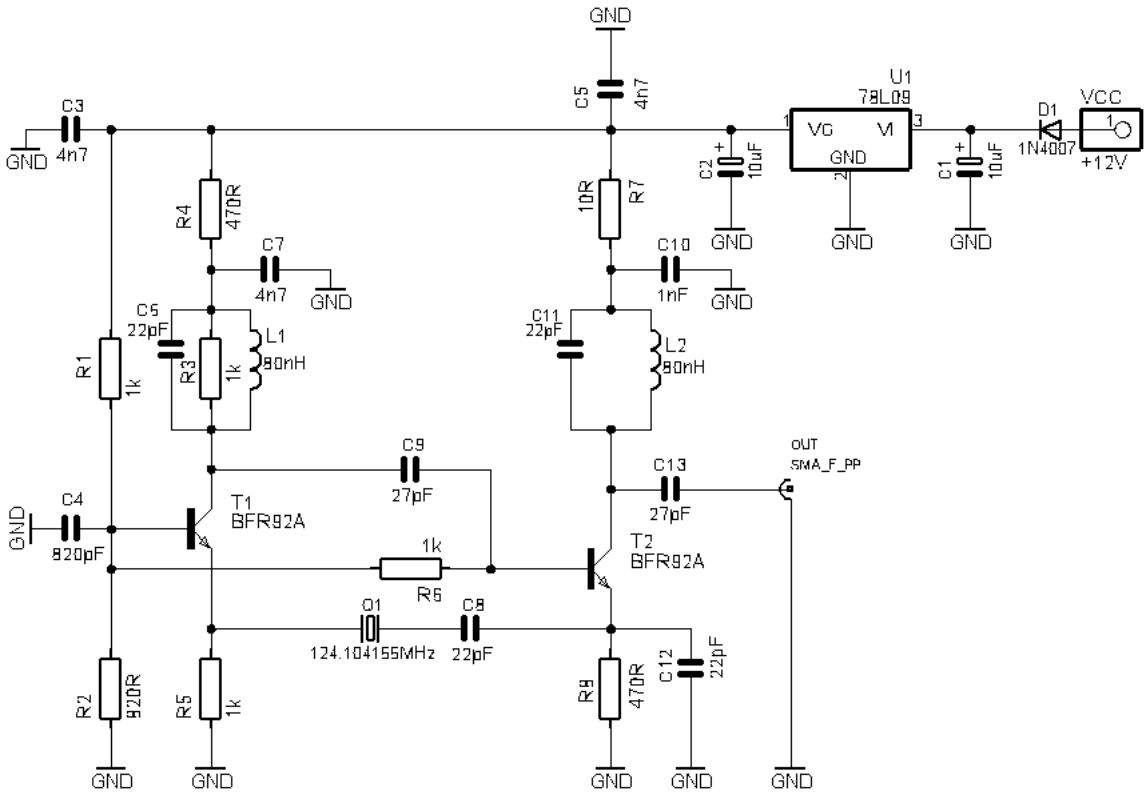
Na obr. 7 je blokové schéma koncepce kterou jsem zvolil. Základní oscilátor (OSC) je řízen krystalem (Q). Signál ze základního oscilátoru je postupně násoben v násobičích (M1 – M5) a na konci zesílen v zesilovači (A). Filtry, které jsou nezbytnou součástí násobičů, jsou všechny navrženy mikropáskovou technikou. Filtry F1 – F3 jsou interdigitální, filtr F4 je vlásenkového typu (hairpin) a poslední F5 je z vázaných půlvlnných rezonátorů.



Obr. 7. Blokové schéma oscilátoru

2.1 ZÁKLADNÍ OSCILÁTOR

Základní oscilátor je koncipován jako oscilátor krystalový, který využívá pátou harmonickou krystalu. Oscilátor pracuje na frekvenci f_0 = 124,104 MHz. Pro tyto účely se musel nechat zhotovit krystal na zakázku. Krystal pracuje na své sériové rezonanci. Základní oscilátor je navržen jako samostatný, tzn., že bude umístěn odděleně od násobičů frekvence. Toto na první pohled komplikující řešení má dva důvody. První z těchto důvodů je ten, že substrát pro který jsou násobiče navrženy, a který je pro frekvence na kterých budou násobiče pracovat nezbytný, je relativně dost drahý. Jinými slovy, základní oscilátor bude pracovat stejně i na levném materiálu. Druhým a tím důležitějším důvodem je to, že tento základní oscilátor může být dodatečně vyměněn za jiný, který bude mít lepší vlastnosti (např. oscilátor vybavený termostatem). Deska s plošnými spoji základního oscilátoru bude umístěna ve stínící krabičce, stejně jako deska s násobiči. Oscilátor bude propojen s násobiči frekvence pomocí konektoru SMA. Schéma základního oscilátoru je na obr. 8.

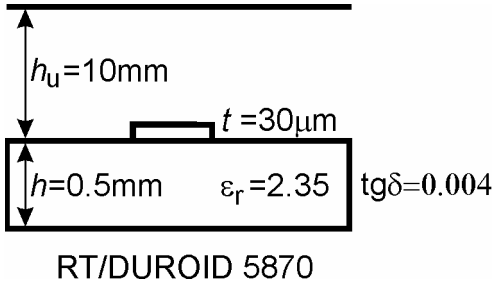


Obr. 8. Schéma základního oscilátoru

Oscilátor obsahuje dva tranzistory. Oba dva tranzistory T1 i T2 jsou od firmy Philips. Parametry těchto tranzistorů jsou v příloze 1. Celý oscilátor je napájen z jediného zdroje. Napětí je stabilizováno pomocí tříbodového stabilizátoru 78L09.

2.2 NÁSOBIČE FREKVENCE

Všechny násobiče jsou navrženy na jednom substrátu, jehož základní parametry jsou na obr. 9.



Obr. 9. Parametry použitého substrátu RT/DUROID 5870

Všechno použité značení kromě h_u bylo popsáno výše. Značka h_u zde značí vzdálenost stínícího krytu od substrátu. Podrobnější údaje o substrátu, které udává výrobce, lze najít v příloze 2. Všechny násobiče frekvence, včetně filtrů v nich použitých, byly navrženy a optimalizovány pomocí programu *Serenade 8.5.*

2.2.1 PRVNÍ NÁSOBIČ FREKVENCE

První násobič frekvence násobí vstupní signál ze základního oscilátoru o kmitočtu f_0 = 124,1041MHz třikrát, na kmitočet f_1 = 372,3125MHz. Schéma násobiče je na obr. 10. Násobič obsahuje bipolární tranzistor T1 BFP540 od firmy Infineon Technologies, jehož podrobné parametry jsou v příloze 3. Pro simulaci v programu Serenade byl použit nelineární model tranzistoru, jehož parametry jsou rovněž v příloze. Pro filtraci třetí harmonické složky výstupního signálu tranzistoru T1 jsem použil interdigitální filtr, který je vyroben mikropáskovou technologií. Jeho návrh a cílové rozměry jsou uvedeny níže.

VÝPOČET STEJNOSMĚRNÉHO PRACOVNÍHO BODU

Polohu stejnosměrného pracovního bodu určují velikosti odporů rezistorů R1 a R2. Pro výpočet těchto rezistorů potřebujeme znát proudový zesilovací činitel h_{FE}, napájecí napětí U_{CC}, kolektorový proud I_C, napětí mezi kolektorem a emitorem U_{CE} a napětí mezi bází a emitorem tranzistoru U_{BE}.

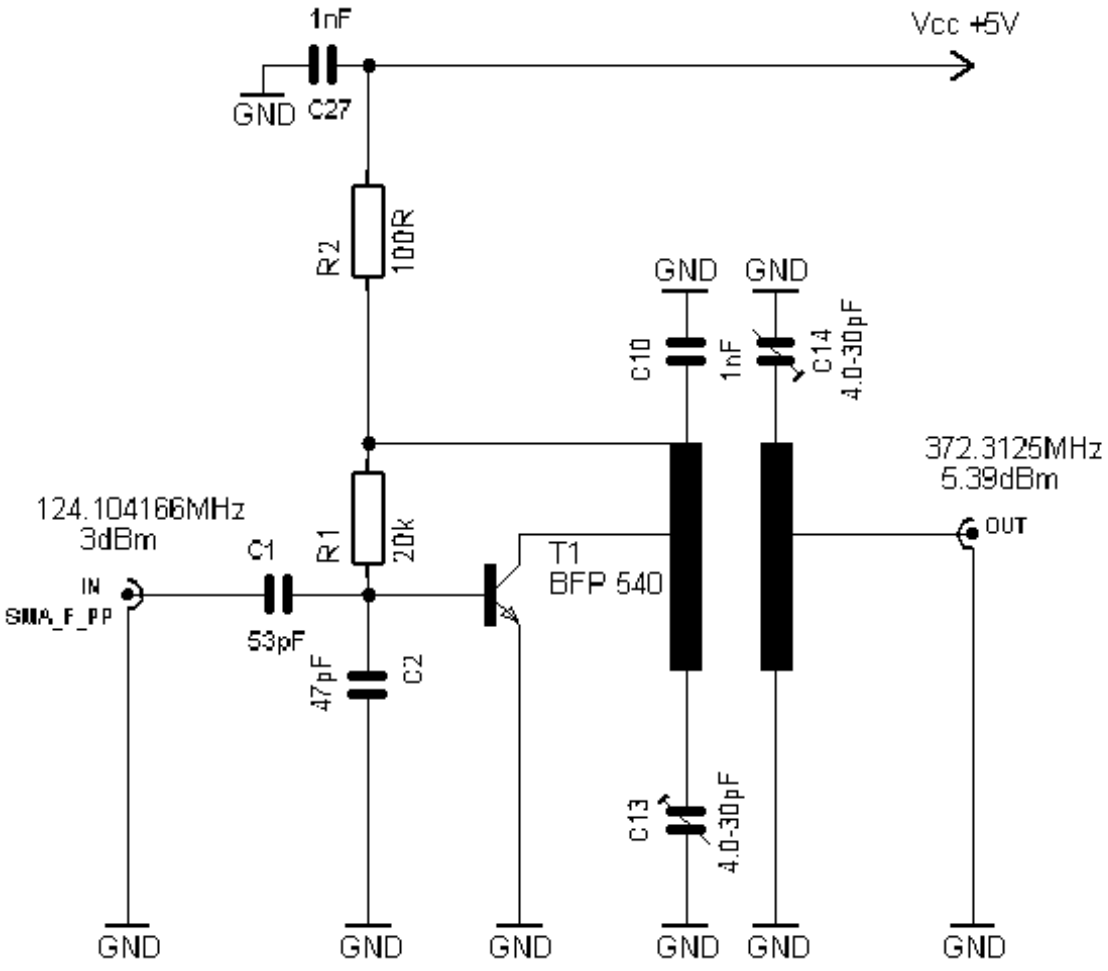
Vstupní parametry: U_{CC} = 5V

h_{FE} = 107,5

I_C = 15mA

U_{CE} = 3,5V

U_{BE} = 0,85V



Obr. 10. Schéma prvního násobiče frekvence

Nejprve spočítám hodnotu odporu rezistoru R2, pomocí vzorce

$$R2 = \frac{U_{CC} - U_{CE}}{I_C} = \frac{5 - 3.5}{15 \cdot 10^{-3}} = \underline{\underline{100\Omega}}. \tag{2.1}$$

Dále hodnotu bázového proudu I_B,

$$I_B = \frac{I_C}{h_{FE}} = \frac{15 \cdot 10^{-3}}{107.5} = 139.5\mu A, \tag{2.2}$$

velikost napětí mezi kolektorem a bází U_{CB},

$$U_{CB} = U_{CE} - U_{BE} = 3.5 - 0.85 = 2.65V, \tag{2.3}$$

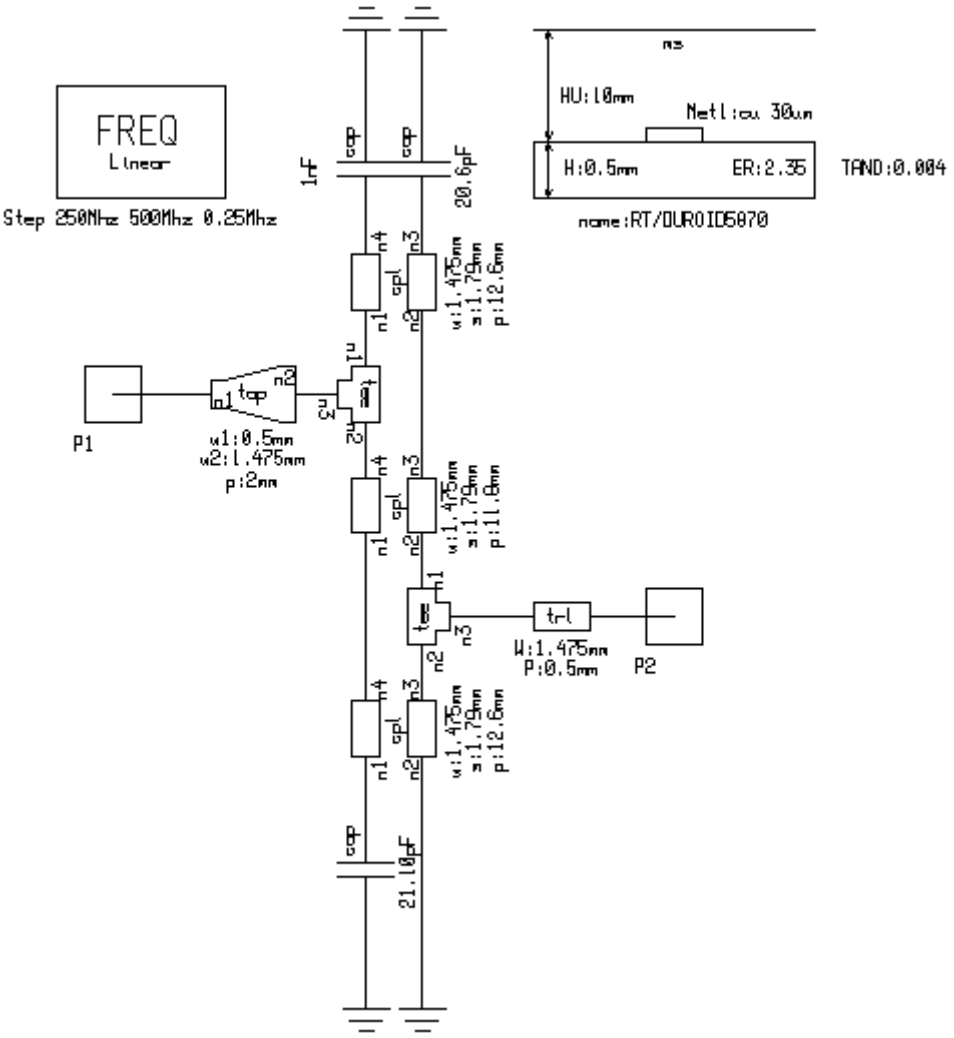
a konečně hodnotu odporu rezistoru R1,

$$R1 = \frac{U_{CB}}{I_B} = \frac{2.65}{139.5 \cdot 10^{-6}} = 18996\Omega \Rightarrow \underline{\underline{20k\Omega}}. \tag{2.4}$$

NÁVRH FILTRU F1

Filtr F1 je pásmová propust, která má střed propustného pásma na frekvenci f_1 = 372,3125MHz. Návrh filtru a optimalizace jeho vlastností, byla provedena pomocí programu Serenade. Simulovaný obvod je na obr. 11.

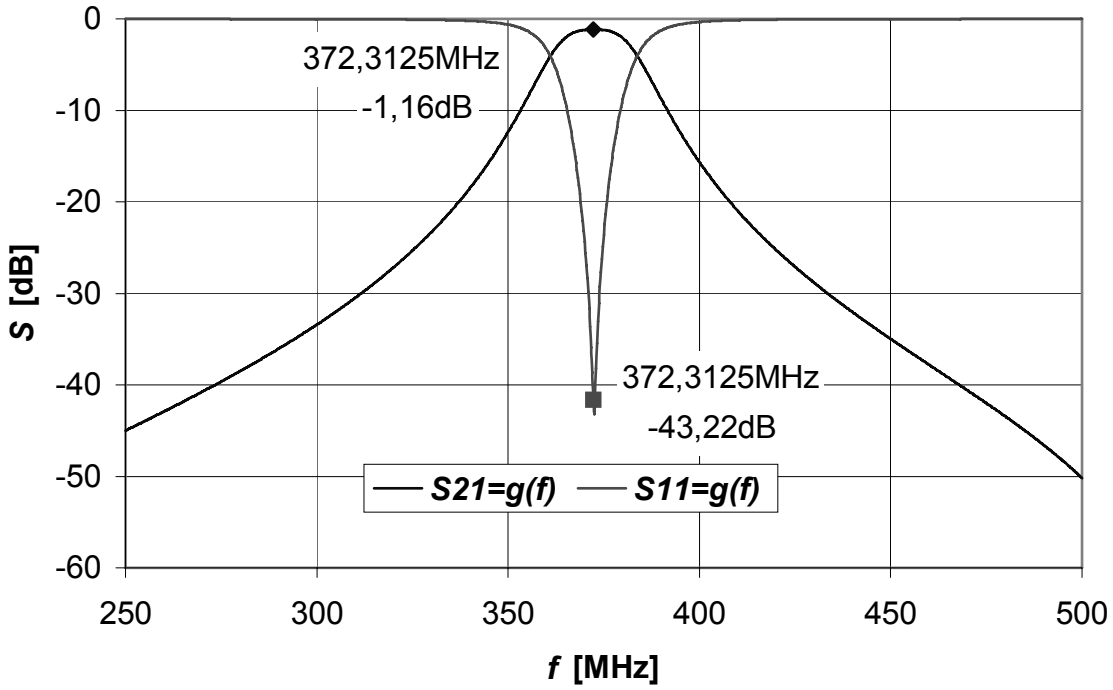
Tento typ filtru se nazývá interdigitální. Je to mikropáskový filtr, který pracuje na principu dvou vázaných čtvrtvlnných rezonátorů na obou koncích uzemněných. Délka každého rezonátoru ovšem ve skutečnosti není přesně čtvrtina vlnové délky, ale je o něco kratší. Zkrácení je zde provedeno pomocí kondenzátoru na konci každého rezonátoru. Toto řešení je velice výhodné, protože se jednak zkrátí fyzická délka filtru a také je zde možnost doladění filtru na přesnou čtvrtvlnnou elektrickou délku filtru. Toto se běžně provádí za použití kapacitních trimrů. Tyto trimry by měli mít dobré vlastnosti na používaném kmitočtu. Tento typ filtrů se používá na kmitočtech zhruba od 300MHz, až asi do 2GHz. Toto omezení je dáno závislostí rozměrů filtru na pracovním kmitočtu.



Obr. 11. Simulované schéma filtru F1

Filtr je dlouhý *p* = 37mm, vzdálenost rezonátorů je *s* = 1,79mm a šířka obou rezonátorů je *W* = 1,475mm. Tyto rozměry jsou navrženy pro výše uvedený substrát. Vstup a výstup filtru nejsou přesně naproti sobě, stejně jako zkracovací kapacity nejsou na jedné straně. Toto uspořádání filtru vede k lepšímu potlačení signálů, které jsou mimo pásmo propustnosti. Kondenzátor na vstupním rezonátoru je nepatrně větší, než kondenzátor na výstupním rezonátoru. To je dáno tím, že na vstupním rezonátoru je z druhé strany ještě jeden kondenzátor, který je zde pro stejnosměrné oddělení země. Zem se musí stejnosměrně oddělit, protože částí vstupního rezonátoru se realizuje stejnosměrné napájení tranzistoru T1. Na vstupu je použito zužující se vedení kvůli tomu, že miniaturní pouzdro tranzistoru SOT343 by bylo proti vedení o impedanci 50Ω příliš malé a kolektor

tranzistoru T1 by se komplikovaně připojoval na vstup filtru. Mikrovlnné porty P1 a P2 představují zátěž 50Ω a zároveň je to místo, ve kterém se filtry měří. Na obr. 12 je frekvenční závislost rozptylových parametrů filtru F1.



Obr. 12. Frekvenční závislost rozptylových parametrů filtru F1

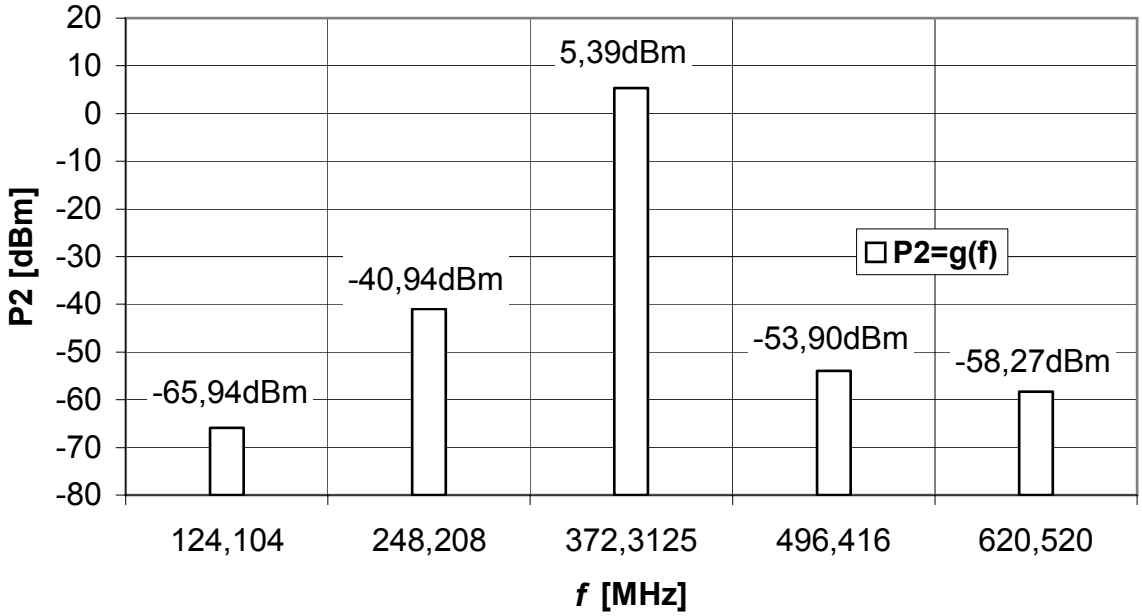
Parametr *S21* představuje napěťový přenos analyzovaného filtru a parametr *S11* činitele odrazu na vstupu filtru. Parametr *S12* (zpětný napěťový přenos) má stejný průběh jako *S21*, stejně jako *S22* (činitel odrazu na výstupu), který je stejný jako *S11*. Toto je dáno symetrií filtru.

Z obr. 12 je vidět, že útlum filtru na frekvenci třetí harmonické složky výstupního signálu tranzistoru T1 je 1,16dB. Tento útlum je dán nenulovou tloušťkou povrchové metalizace a ztrátami v dielektriku substrátu. Činitel odrazu na této frekvenci je –43,22dB. Dále je vidět, že potlačení nežádoucího signálu na frekvenci druhé harmonické je asi 45dB, což je velmi dobré. Potlačení nežádoucího signálu na čtvrté harmonické je ještě lepší (asi 50dB).

VÝKONOVÉ POMĚRY

Program Serenade umožňuje spektrální analýzu výkonových poměrů v obvodu násobiče frekvence. Pro tyto účely se používají nelineární modely tranzistorů. Tyto modely se v tomto programu dají nadefinovat pokud máme

k dispozici nelineární parametry příslušného tranzistoru. Nelineární parametry tranzistoru T1 BFP540 udávané výrobcem jsou v příloze 3. Na obr. 13 je výkonové spektrum na výstupu prvního násobiče.

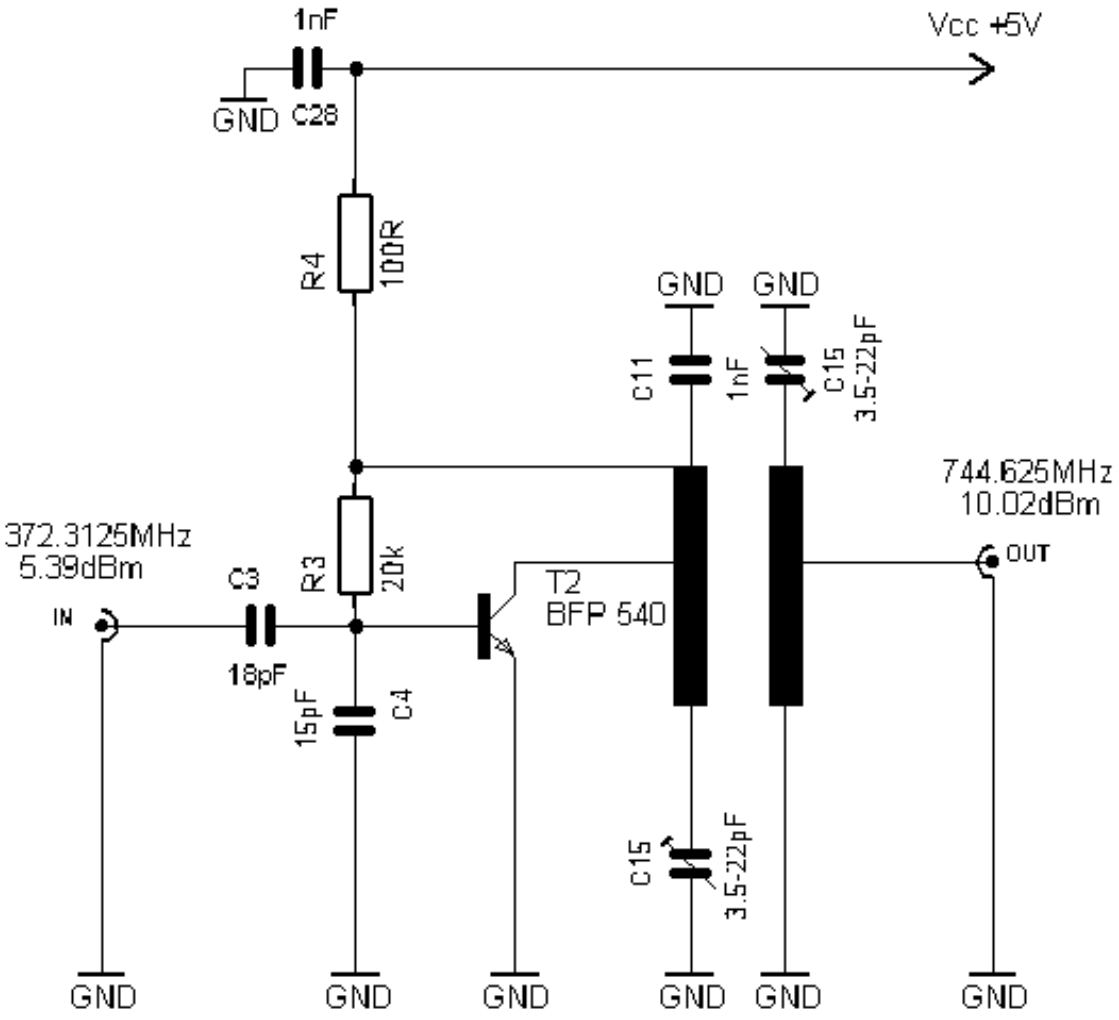


Obr. 13. Výkonové spektrum na výstupu prvního násobiče frekvence

Simulován byl obvod z obr. 10 a simulace byla provedena pro pět harmonických. Výkon signálu na vstupu násobiče je P1 = 3dBm. To je výkon, který se očekává od základního oscilátoru. Jak je vidět z obr. 13, výkon užitečné třetí harmonické vzrostl na P2=5,39dBm, kdežto ostatní parazitní harmonické jsou dostatečně potlačeny pomocí filtru F1.

2.2.2 DRUHÝ NÁSOBIČ FREKVENCE

Druhý násobič frekvence násobí vstupní signál z prvního násobiče frekvence o kmitočtu f_1=372,3125MHz dvakrát, na kmitočet f_2=744,625MHz. Schéma násobiče je na obr. 14. Násobič obsahuje bipolární tranzistor T2 BFP540 od firmy Infineon Technologies, který byl použit i v předchozím případě u prvního násobiče frekvence. Pro simulaci v programu Serenade byl použit nelineární model tranzistoru, jehož parametry jsou v příloze 3. Pro filtraci druhé harmonické složky výstupního signálu tranzistoru T2 jsem použil interdigitální filtr, který je vyroben mikropáskovou technologií. Jeho návrh a cílové rozměry jsou uvedeny níže.



Obr. 14. Schéma druhého násobiče frekvence

VÝPOČET STEJNOSMĚRNÉHO PRACOVNÍHO BODU

Polohu stejnosměrného pracovního bodu určují velikosti odporů rezistorů R3 a R4. Pro výpočet těchto rezistorů potřebujeme znát proudový zesilovací činitel h_{FE}, napájecí napětí U_{CC}, kolektorový proud I_C, napětí mezi kolektorem a emitorem U_{CE} a napětí mezi bází a emitorem tranzistoru U_{BE}. Všechny parametry jsou stejné jako v předchozím případě.

Vstupní parametry: U_{CC} = 5V

h_{FE} = 107,5

I_C = 15mA

U_{CE} = 3,5V

U_{BE} = 0,85V

Nejprve spočítám hodnotu odporu rezistoru R4, pomocí vzorce

$$R4 = \frac{U_{CC} - U_{CE}}{I_C} = \frac{5 - 3.5}{15 \cdot 10^{-3}} = \underline{\underline{100\Omega}}. \tag{2.5}$$

Dále hodnotu bázového proudu I_B,

$$I_B = \frac{I_C}{h_{FE}} = \frac{15 \cdot 10^{-3}}{107.5} = 139.5\mu\text{A}, \tag{2.6}$$

velikost napětí mezi kolektorem a bází U_{CB},

$$U_{CB} = U_{CE} - U_{BE} = 3.5 - 0.85 = 2.65\text{V}, \tag{2.7}$$

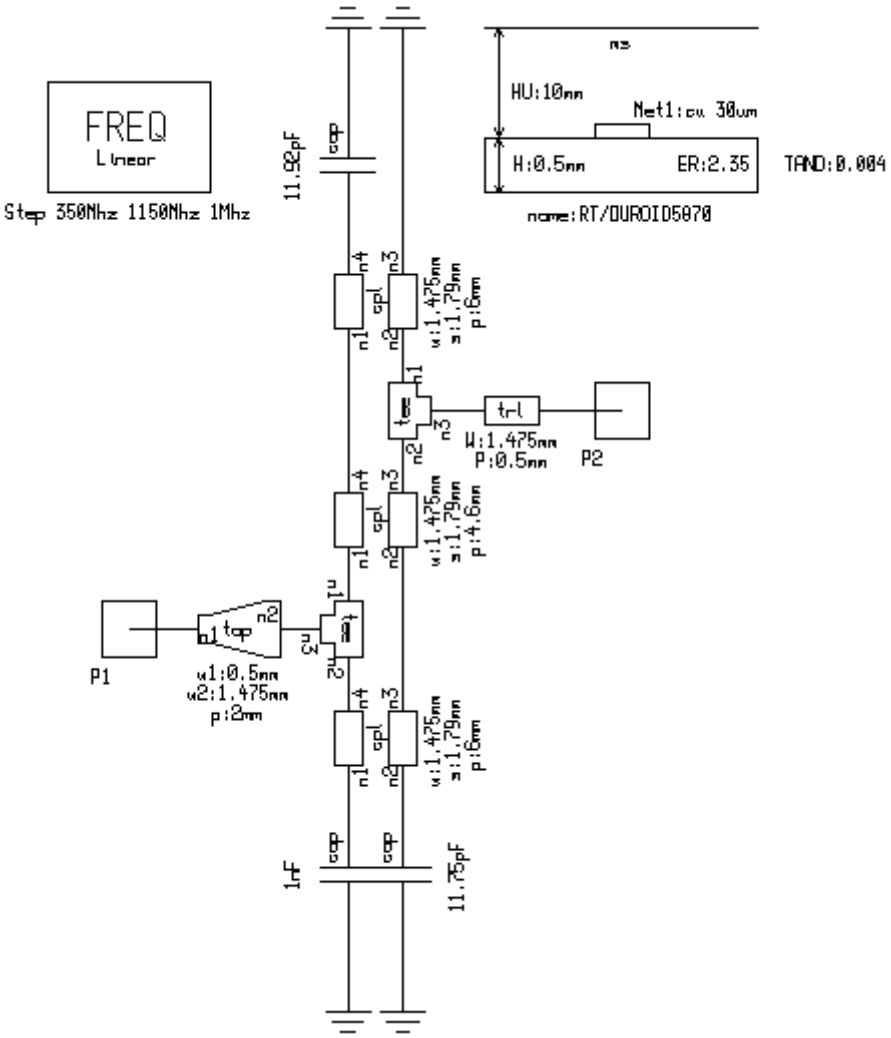
a konečně hodnotu odporu rezistoru R3,

$$R3 = \frac{U_{CB}}{I_B} = \frac{2.65}{139.5 \cdot 10^{-6}} = 18996\Omega \Rightarrow \underline{\underline{20\text{k}\Omega}}. \tag{2.8}$$

NÁVRH FILTRU F2

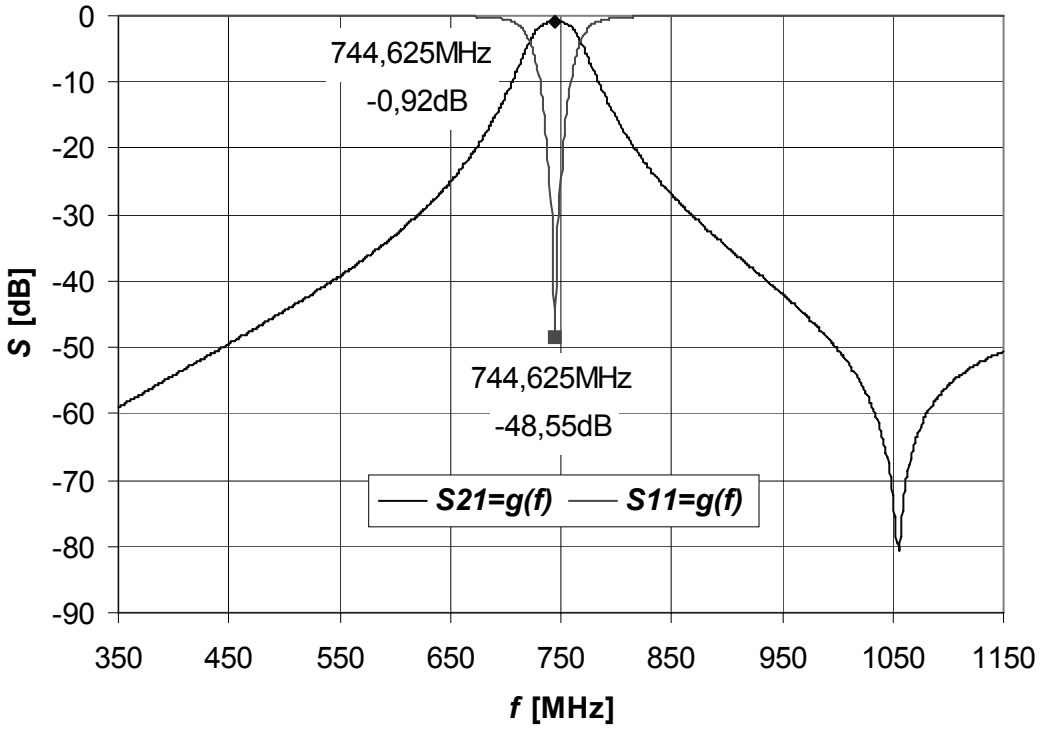
Filtr F2 je pásmová propust, která má střed propustného pásma na frekvenci f_2 = 744,625MHz. Návrh filtru a optimalizace jeho vlastností, byla provedena pomocí programu Serenade. Simulovaný obvod je na obr. 15.

Filtr je dlouhý *p* = 16,6mm, vzdálenost rezonátorů je *s* = 1,79mm a šířka obou rezonátorů je *W* = 1,475mm. Tyto rozměry jsou navrženy pro výše uvedený substrát. Vše ostatní, co bylo řečeno u filtru F1 platí i zde. Jedná se totiž o ten samý interdigitální filtr, který je pouze přeladěn na vyšší frekvenci a tudíž je o něco kratší než filtr F1. Zkracovací kapacity jsou samozřejmě také menší.



Obr. 15. Simulované schéma filtru F2

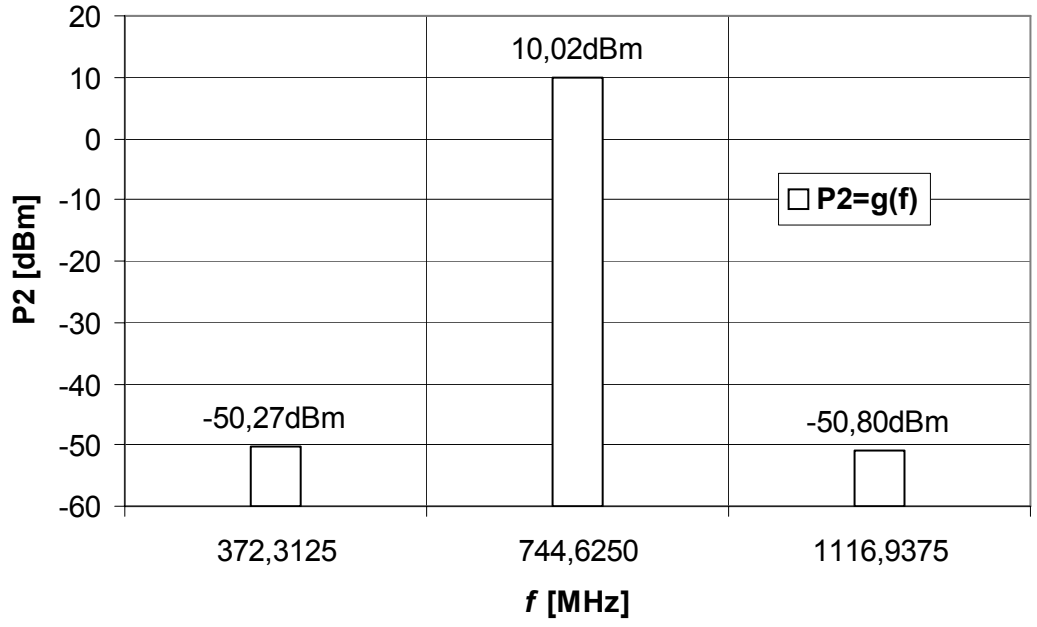
Na obr. 16 je frekvenční závislost rozptylových parametrů filtru F2. Z obr. 16 je vidět, že útlum filtru na frekvenci druhé harmonické složky výstupního signálu tranzistoru T2 je 0,92dB. Tento útlum je dán nenulovou tloušťkou povrchové metalizace a ztrátami v dielektriku substrátu. Činitel odrazu na této frekvenci je –48,55dB. Dále je vidět, že potlačení nežádoucího signálu na frekvenci první harmonické je asi 57dB. Potlačení nežádoucího signálu na třetí harmonické je asi 54dB.



Obr. 16. Frekvenční závislost rozptylových parametrů filtru F2

VÝKONOVÉ POMĚRY

Na obr. 17 je výkonové spektrum na výstupu druhého násobiče.

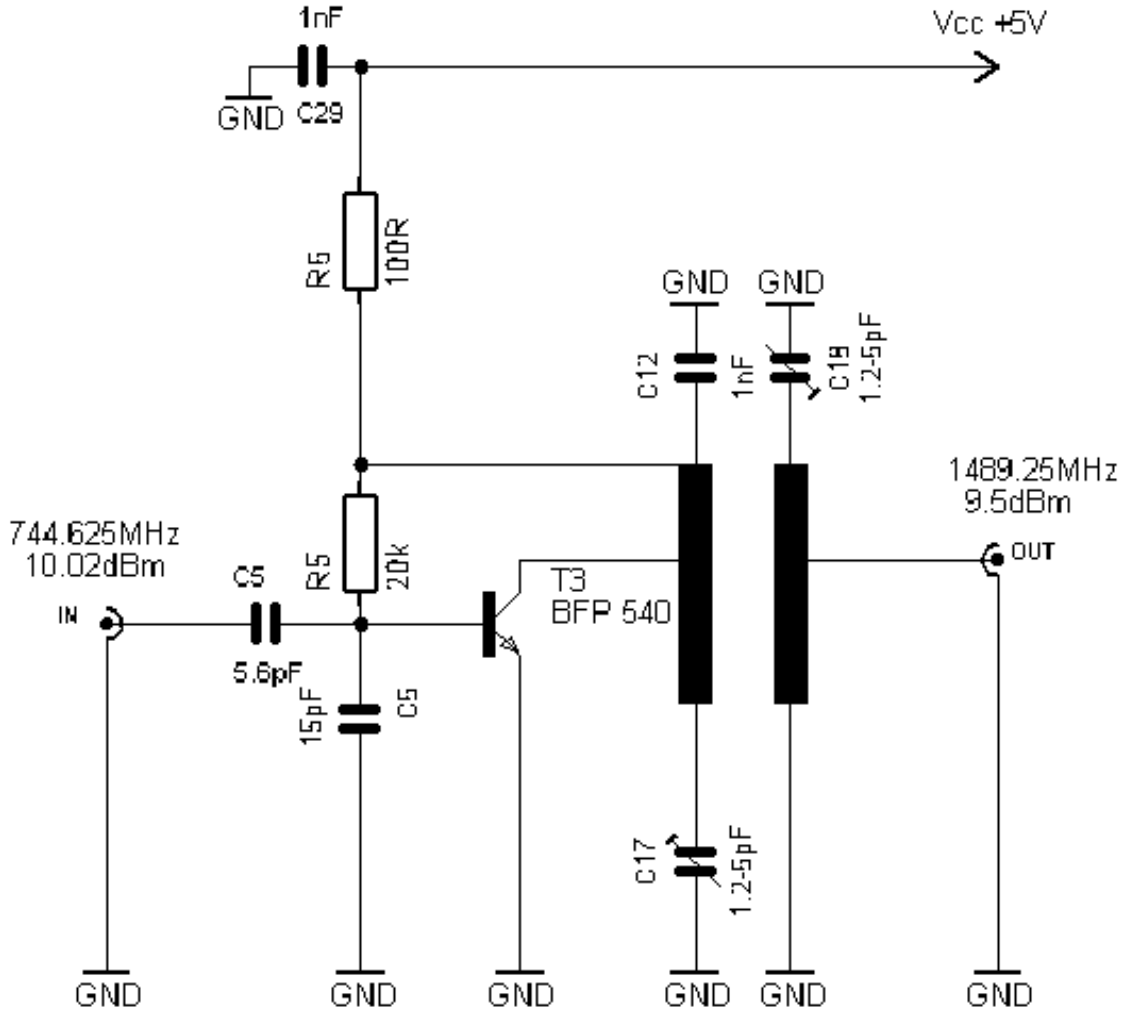


Obr. 17. Výkonové spektrum na výstupu druhého násobiče frekvence

Simulován byl obvod z obr. 14 a simulace byla provedena pro tři harmonické. Výkon signálu na vstupu násobiče je P1 = 5,39dBm. To je výkon, který se očekává od prvního násobiče frekvence na základě nelineární analýzy provedené výše. Jak je vidět z obr. 16, výkon užitečné druhé harmonické výstupního signálu vzrostl na P2 = 10,02dBm, kdežto ostatní parazitní harmonické jsou dostatečně potlačeny pomocí filtru F2.

2.2.3 TŘETÍ NÁSOBIČ FREKVENCE

Třetí násobič frekvence násobí vstupní signál z druhého násobiče frekvence o kmitočtu f_2 = 744,625MHz dvakrát, na kmitočet f_3 = 1489,25MHz. Schéma násobiče je na obr. 18. V násobiči je opět použit bipolární tranzistor T3 BFP540 od firmy Infineon Technologies,



Obr. 18. Schéma třetího násobiče frekvence

VÝPOČET STEJNOSMĚRNÉHO PRACOVNÍHO BODU

Polohu stejnosměrného pracovního bodu určují velikosti odporů rezistorů R5 a R6. Pro výpočet těchto rezistorů potřebujeme znát proudový zesilovací činitel h_{FE}, napájecí napětí U_{CC}, kolektorový proud I_C, napětí mezi kolektorem a emitorem U_{CE} a napětí mezi bází a emitorem tranzistoru U_{BE}. Všechny parametry jsou opět stejné jako v předchozích případech u prvního a druhého násobiče.

Vstupní parametry: U_{CC} = 5V
h_{FE} = 107,5
I_C = 15mA
U_{CE} = 3,5V
U_{BE} = 0,85V

Nejprve spočítám hodnotu odporu rezistoru R6, pomocí vzorce

$$R6 = \frac{U_{CC} - U_{CE}}{I_C} = \frac{5 - 3.5}{15 \cdot 10^{-3}} = \underline{\underline{100\Omega}}\,. \tag{2.9}$$

Dále hodnotu bázového proudu I_B,

$$I_B = \frac{I_C}{h_{FE}} = \frac{15 \cdot 10^{-3}}{107.5} = 139.5\mu\text{A}\,, \tag{2.10}$$

velikost napětí mezi kolektorem a bází U_{CB},

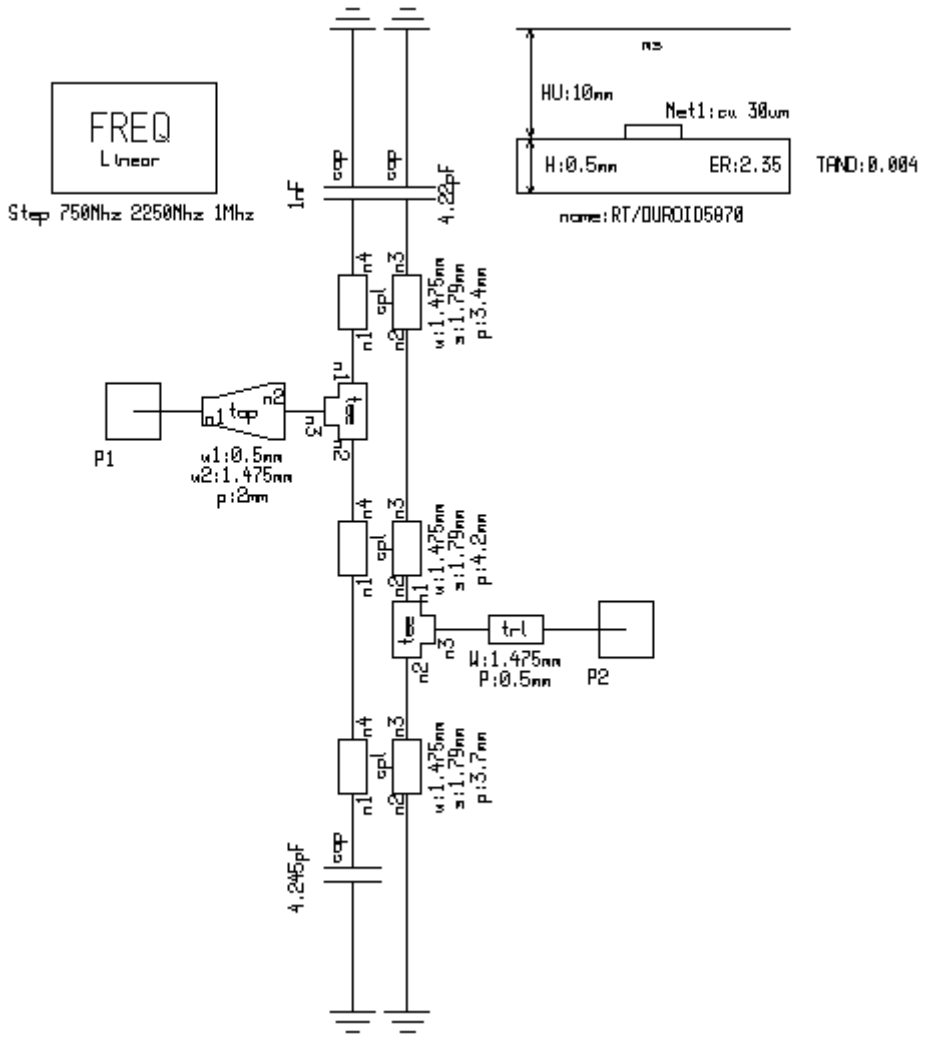
$$U_{CB} = U_{CE} - U_{BE} = 3.5 - 0.85 = 2.65\text{V}\,, \tag{2.11}$$

a konečně hodnotu odporu rezistoru R5,

$$R5 = \frac{U_{CB}}{I_B} = \frac{2.65}{139.5 \cdot 10^{-6}} = 18996\Omega \Rightarrow \underline{\underline{20\text{k}\Omega}}\,. \tag{2.12}$$

NÁVRH FILTRU F3

Filtr F3 je pásmová propust, která má střed propustného pásma na frekvenci f_3 = 1489,25MHz. Návrh filtru a optimalizace jeho vlastností, byla provedena pomocí programu Serenade. Simulovaný obvod je na obr. 19.

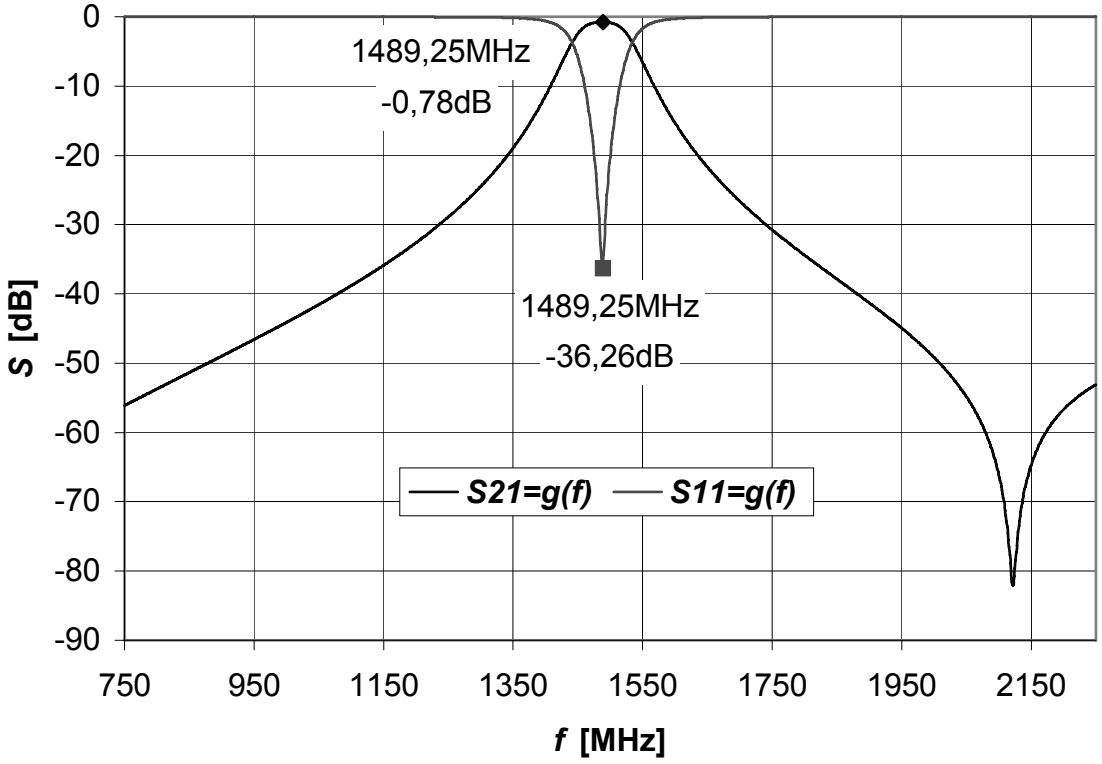


Obr. 19. Simulované schéma filtru F3

Filtr je dlouhý *p* = 11,3mm, vzdálenost rezonátorů je *s* = 1,79mm a šířka obou rezonátorů je *W* = 1,475mm. Tyto rozměry jsou navrženy pro výše uvedený substrát. Vše ostatní, co bylo řečeno u filtru F1 platí i zde. Jedná se opět o ten samý interdigitální filtr, který je pouze přeladěn na vyšší frekvenci a tudíž je o něco kratší než filtr F1. Zkracovací kapacity jsou samozřejmě také menší.

Na obr. 20 je frekvenční závislost rozptylových parametrů filtru F3. Z obr. 20 je vidět, že útlum filtru na frekvenci druhé harmonické složky výstupního

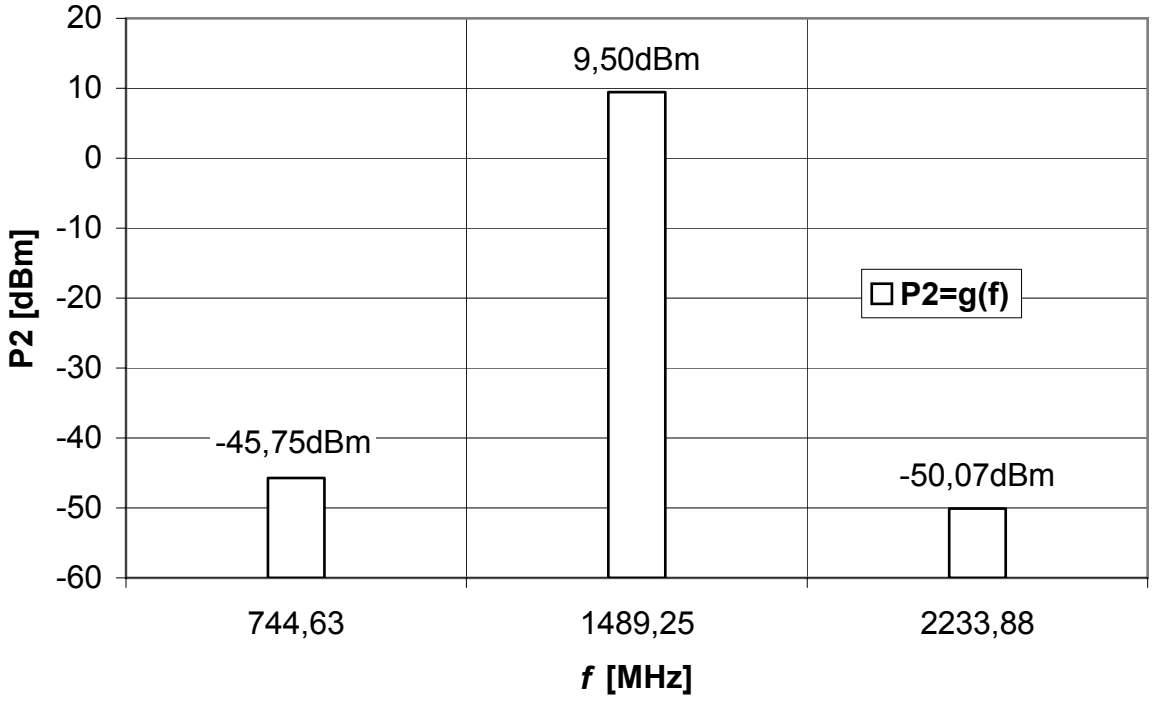
signálu tranzistoru T3 je 0,78dB. Tento útlum je dán nenulovou tloušťkou povrchové metalizace a ztrátami v dielektriku substrátu. Činitel odrazu na této frekvenci je –36,26dB. Dále je vidět, že potlačení nežádoucího signálu na frekvenci první harmonické je asi 57dB. Potlačení nežádoucího signálu na třetí harmonické je asi 54dB.



Obr. 20. Frekvenční závislost rozptylových parametrů filtru F3

VÝKONOVÉ POMĚRY

Na obr. 21 je výkonové spektrum na výstupu třetího násobiče. Simulován byl obvod z obr. 18 a simulace byla provedena pro tři harmonické. Výkon signálu na vstupu násobiče je P1 = 10,02dBm. To je výkon, který se očekává od druhého násobiče frekvence na základě nelineární analýzy provedené výše. Jak je vidět z obr. 21, výkon užitečné druhé harmonické výstupního signálu poklesl na P2 = 9,50dBm, kdežto ostatní parazitní harmonické jsou dostatečně potlačeny pomocí filtru F3.

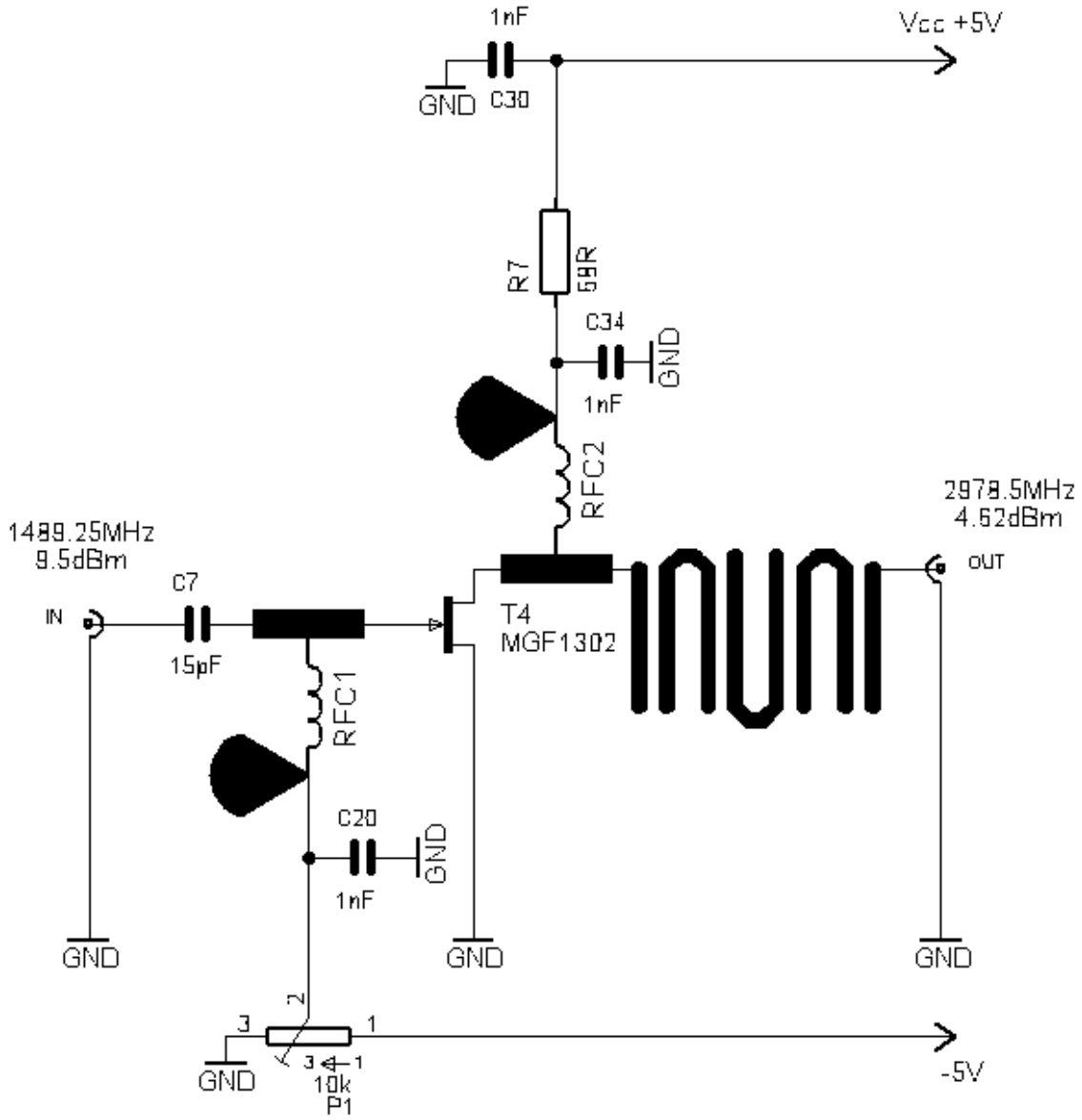


Obr. 21. Výkonové spektrum na výstupu třetího násobiče frekvence

2.2.4 ČTVRTÝ NÁSOBIČ FREKVENCE

Čtvrtý násobič frekvence násobí vstupní signál z třetího násobiče frekvence o kmitočtu f_3 = 1489,25MHz dvakrát, na kmitočet f_4 = 2978,5MHz. Schéma násobiče je na obr. 22. Násobič frekvence obsahuje unipolární tranzistor T4 MGF1302 od firmy mitsubishi, jehož podrobné parametry jsou v příloze 4. Pro simulaci v programu Serenade byl použit nelineární model tranzistoru. Pro filtraci druhé harmonické složky výstupního signálu tranzistoru T4 jsem použil vlásenkový filtr, který je vyroben mikropáskovou technologií. Jeho návrh a cílové rozměry jsou uvedeny níže.

Prvky RFC1 a RFC2 jsou vysokofrekvenční tlumivky sloužící k oddělení stejnosměrného napájení a vysokofrekvenčního signálu, které jsou realizovány jako čtvrtvlnné vedení s vysokou impedancí. Návrh těchto prvků byl proveden opět pomocí programu Serenade. Délka prvku RFC1 je p = 37,39mm a jeho šířka je W = 0,21mm. Délka prvku RFC2 je p = 18,69mm a šířka je stejná jako u RFC1.



Obr. 22. Schéma čtvrtého násobiče frekvence

VÝPOČET STEJNOSMĚRNÉHO PRACOVNÍHO BODU

Polohu stejnosměrného pracovního bodu tohoto násobiče určuje velikost odporu rezistoru R7 a stejnosměrné předpětí U_{gs} mezi hradlem (g = gate) a emitorem (s = source). Pro výpočet odporu rezistoru R7 a předpětí U_{gs}, potřebujeme znát napájecí napětí U_{CC}, kolektorový proud I_d, napětí mezi kolektorem (d = drain) a emitorem U_{ds} a výstupní a převodní charakteristiku tranzistoru T4.

Vstupní parametry: U_{CC} = 5V

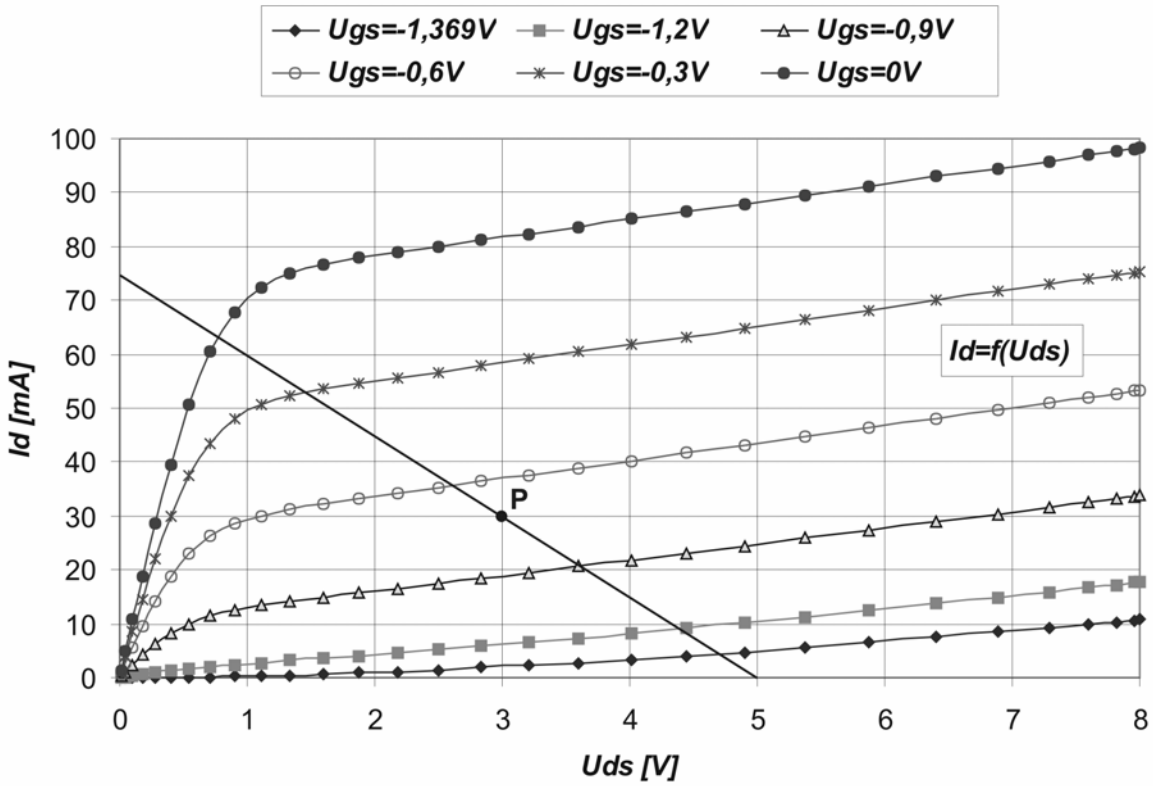
I_d = 30mA

U_{ds} = 3V

Nejprve spočítám hodnotu odporu rezistoru R7, pomocí vzorce

$$R7 = \frac{U_{CC} - U_{ds}}{I_d} = \frac{5-3}{30 \cdot 10^{-3}} = 66.66\Omega \Rightarrow \underline{\underline{68\Omega}}\,. \qquad (2.13)$$

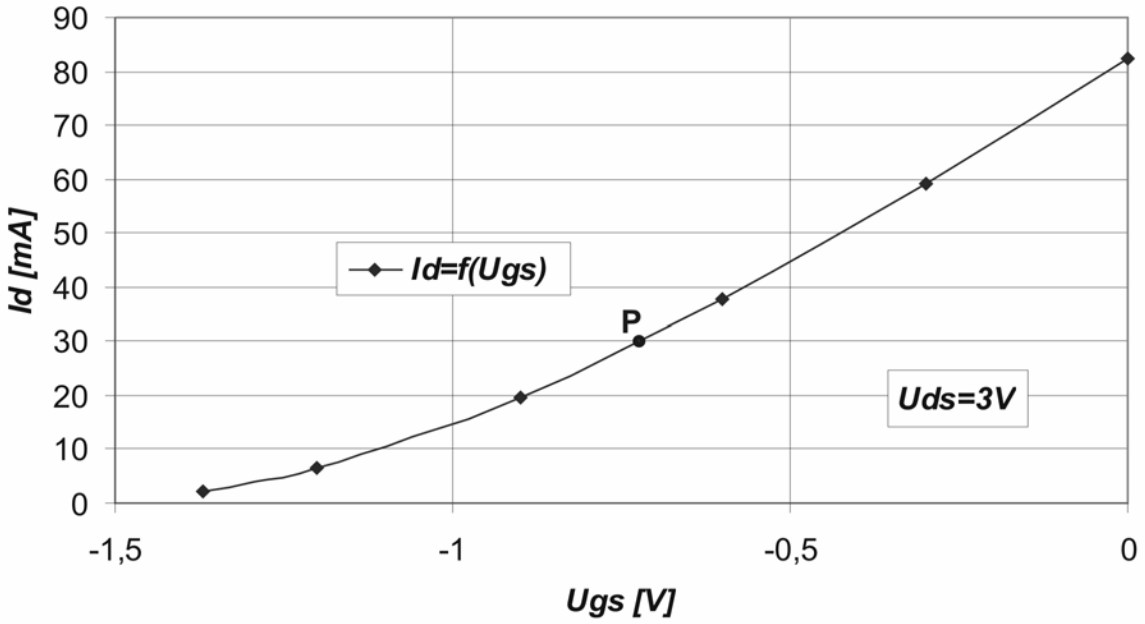
Na obr. 23 je výstupní charakteristika tranzistoru MGF1302. V této charakteristice je zakreslena statická zatěžovací přímka, jejíž sklon je dán rezistorem R7.



Obr. 23. Výstupní charakteristika tranzistoru MGF1302

Bod P zde značí klidový pracovní bod, který jsem zvolil ve vstupních parametrech. Statická zatěžovací přímka spojuje pracovní bod, kdy je tranzistor zcela otevřen (je v saturaci) s bodem, kdy je tranzistor uzavřen (nevede žádný proud a na kolektoru je celé napájecí napětí).

K určení velikosti stejnosměrného předpětí tranzistoru U_{gs} použijeme převodní charakteristiku, která je na obr. 24.



Obr. 24. Převodní charakteristika tranzistoru MGF1302

Na převodní charakteristice značí bod P zvolený klidový pracovní bod. Průběh na obr. 24 platí pro napětí mezi kolektorem a emitorem U_{ds} = 3V. Z této charakteristiky se odečte hodnota předpětí U_{gs}, která je potřebná pro nastavení tranzistoru do zvoleného klidového pracovního bodu.

Odečteno z grafu: $U_{gs} = \underline{\underline{-0.73V}}$.

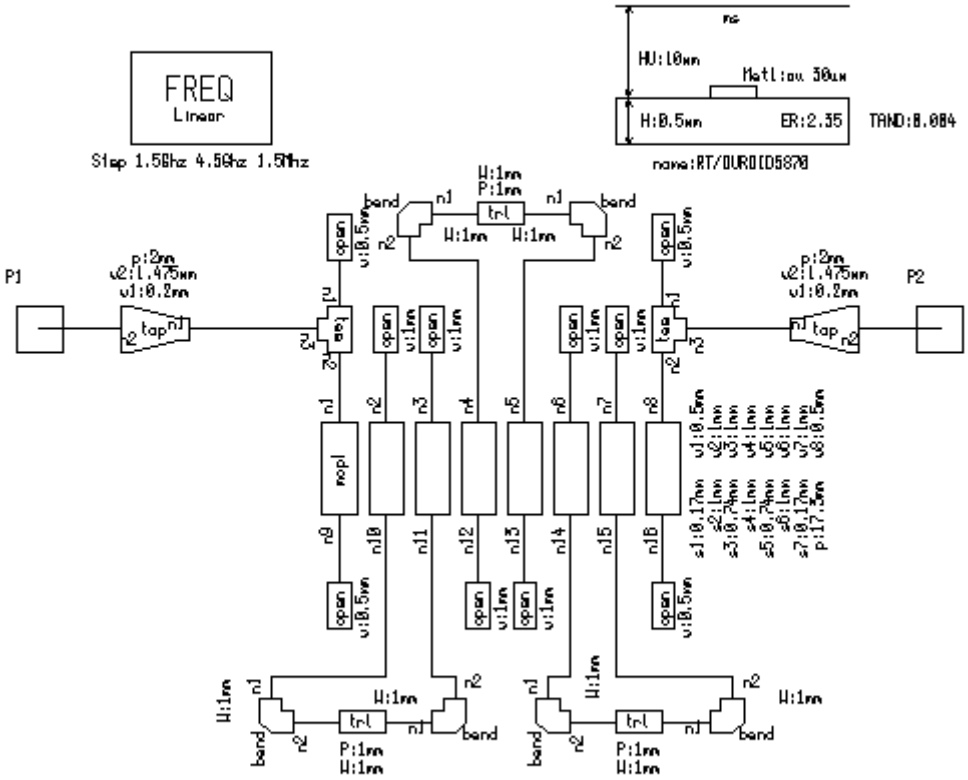
Předpětí U_{gs} se nastaví pomocí potenciometru P1.

NÁVRH FILTRU F4

Filtr F4 je pásmová propust, která má střed propustného pásma na frekvenci f_4 = 2978,5MHz. Návrh filtru a optimalizace jeho vlastností, byla provedena pomocí programu Serenade. Simulovaný obvod je na obr. 25.

Mikropáskový filtr na obr. 25, se nazývá vlásenkový (hairpin). Skládá se z vázaných půlvlnných rezonátorů, které jsou kvůli velikosti tvarovány do podoby vlásenky, čímž se zkrátí na polovinu. Ve filtru F4 jsem použil tři vázané rezonátory a tudíž se jedná o filtr třetího řádu. Čím vyššího řádu filtr je, tím větší je jeho

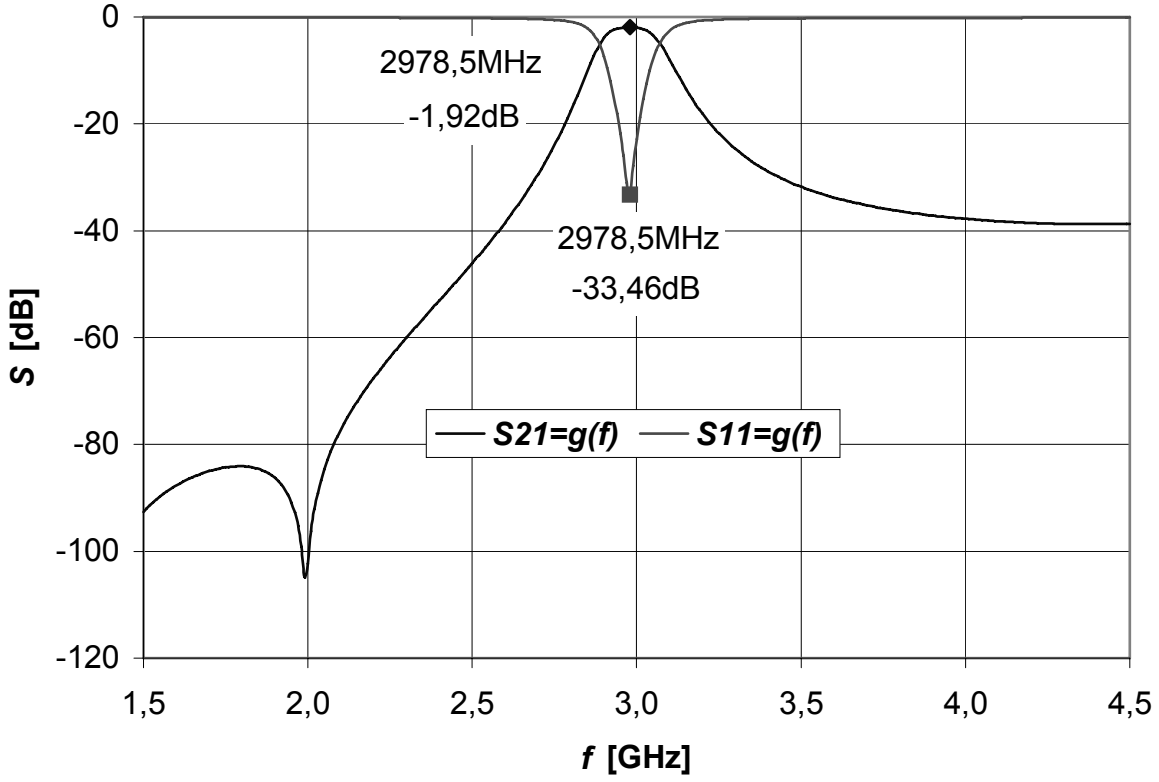
selektivita, ale i vetší útlum na jeho rezonanční frekvenci. Zvyšování útlumu je dáno zvyšováním počtu vázaných vedení.



Obr. 25. Simulované schéma filtru F4

Rozměry filtru F4 jsou uvedeny na obr. 25. Tyto rozměry jsou navrženy pro výše uvedený substrát.

Na obr. 26 je frekvenční závislost rozptylových parametrů filtru F4. Z obr. 26 je vidět, že útlum filtru na frekvenci druhé harmonické složky výstupního signálu tranzistoru T4 je 1.92dB. Tento útlum je dán nenulovou tloušťkou povrchové metalizace a ztrátami v dielektriku substrátu. Činitel odrazu na této frekvenci je -33,46dB. Dále je vidět, že potlačení nežádoucího signálu na frekvenci první harmonické je asi 92dB. Potlačení nežádoucího signálu na třetí harmonické je asi 39dB.



Obr. 26. Frekvenční závislost rozptylových parametrů filtru F4

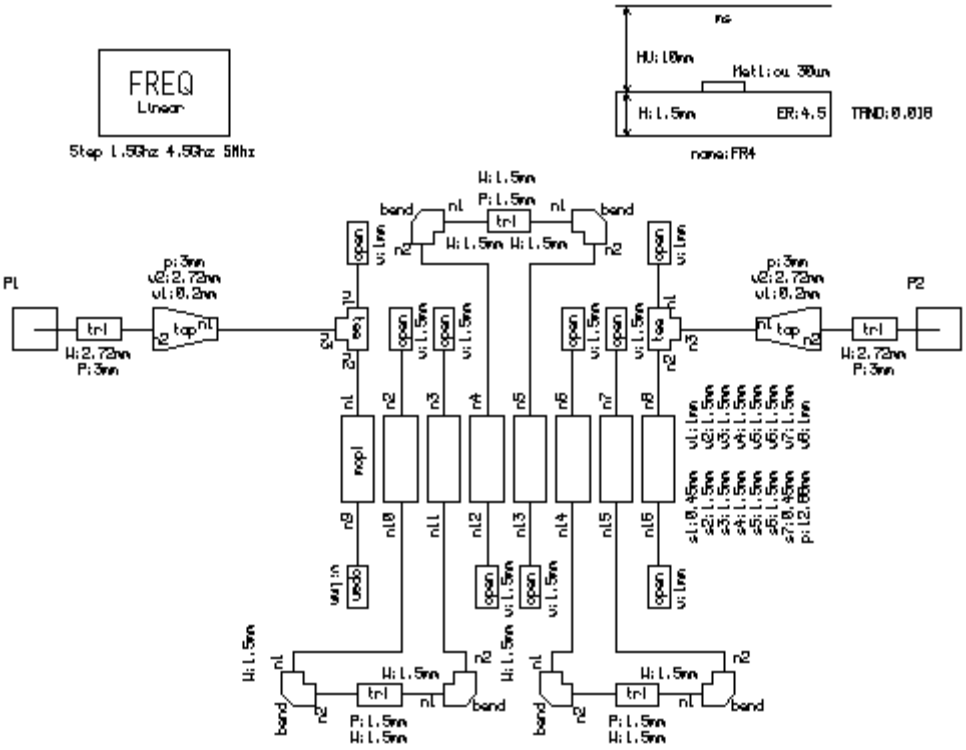
MODIFIKACE FILTRU F4

Kvůli ověření správnosti návrhu filtru, jsem chtěl navržený filtr zkušebně zrealizovat a poté proměřit. Substrát, na který jsou filtry navrženy je dosti drahý, proto jsem provedl návrh na materiál, který je běžně dostupný. Je to materiál s označením FR4. Parametry tohoto materiálu a rozměry navrženého filtru jsou na obr. 27. Motiv modifikovaného filtru se díky jiným parametrům substrátu samozřejmě liší od motivu filtru F4, který je navržen výše. Tato odchylka zde není na závadu, protože se zde ověřuje pouze princip návrhu, a ten je stejný u obou materiálů.

Na obr. 28 je změřená frekvenční závislost rozptylových parametrů modifikovaného filtru F4. Měření bylo provedeno pomocí spektrálního analyzátoru a poté bylo zpracováno tabulkovým procesorem.

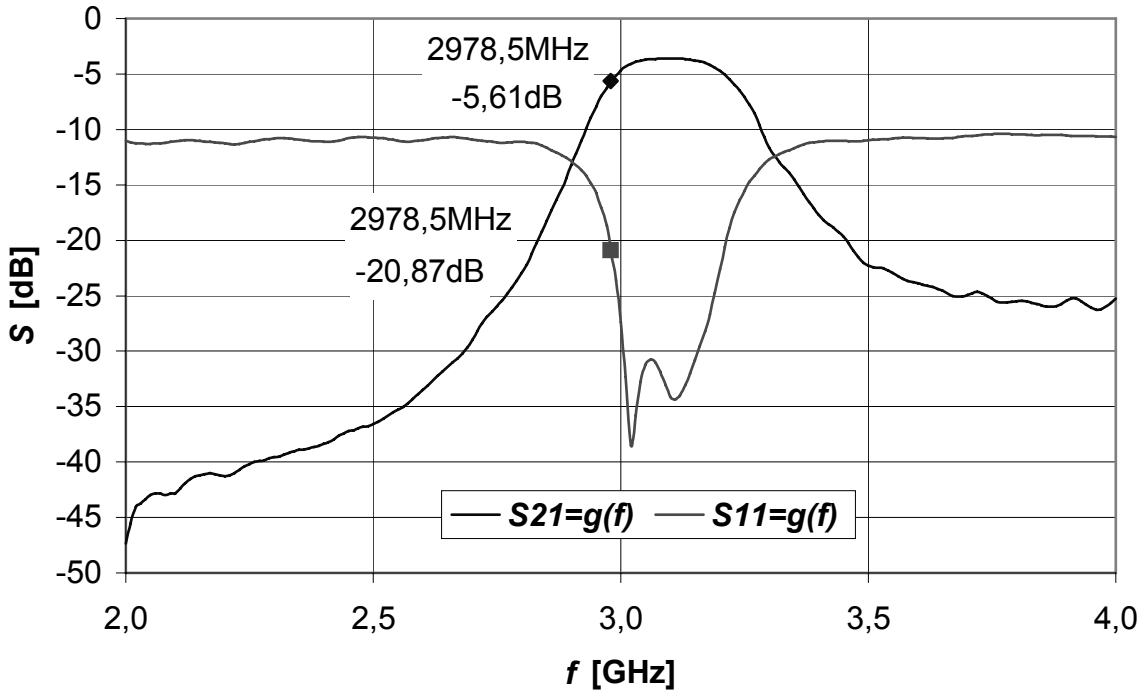
Z obr. 28 je vidět, že filtr není naladěn přesně na frekvenci f_4 = 2978,5MHz. Jeho rezonanční frekvence je posunuta směrem k vyšším hodnotám kmitočtu. Toto posunutí není způsobeno chybným postupem při návrhu, ale použitím nepřesných parametrů substrátu. U tohoto materiálu nejsou parametry udávány

tak precizně, jak je tomu u materiálu, který bude použit pro konečnou výrobu plošného spoje násobičů frekvence. Jedná se zde hlavně o parametr ε_r, který se pohybuje (podle dostupných údajů) v rozmezí asi 4,2 až 4,6. Mnou použitá hodnota relativní permitivity ε_r = 4,5 byla zjevně chybná. Parametr ε_r má rozhodující vliv na délku vlny v použitém materiálu. Při použití nižší hodnoty relativní permitivity, by se délka vlny v substrátu prodloužila, délka použitých rezonátorů by se rovněž prodloužila a došlo by ke snížení rezonanční frekvence filtru.



Obr. 27. Simulované schéma modifikovaného filtru F4

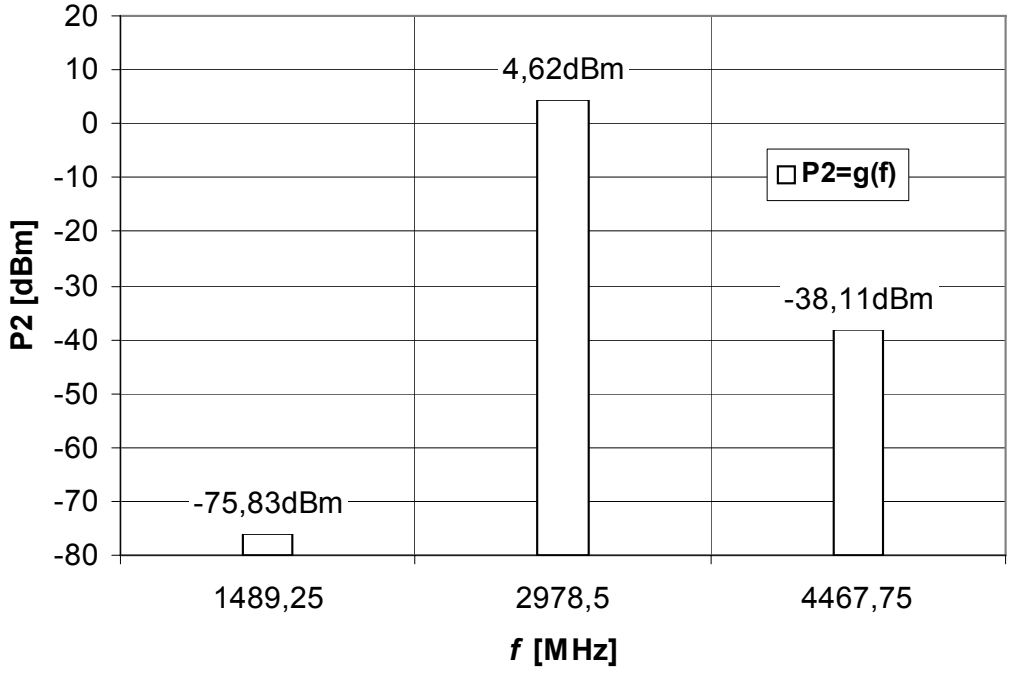
Útlum na rezonanční frekvenci modifikovaného filtru F4 je vetší než u filtru uvedeného výše. To je způsobeno většími ztrátami v dielektriku u materiálu FR4, které jsou udávány asi tgδ = 0,018. Tato hodnota je ovšem pouze orientační.



Obr. 28. Naměřená frekvenční závislost rozptylových parametrů modifikovaného filtru F4

VÝKONOVÉ POMĚRY

Na obr. 29 je výkonové spektrum na výstupu čtvrtého násobiče frekvence.

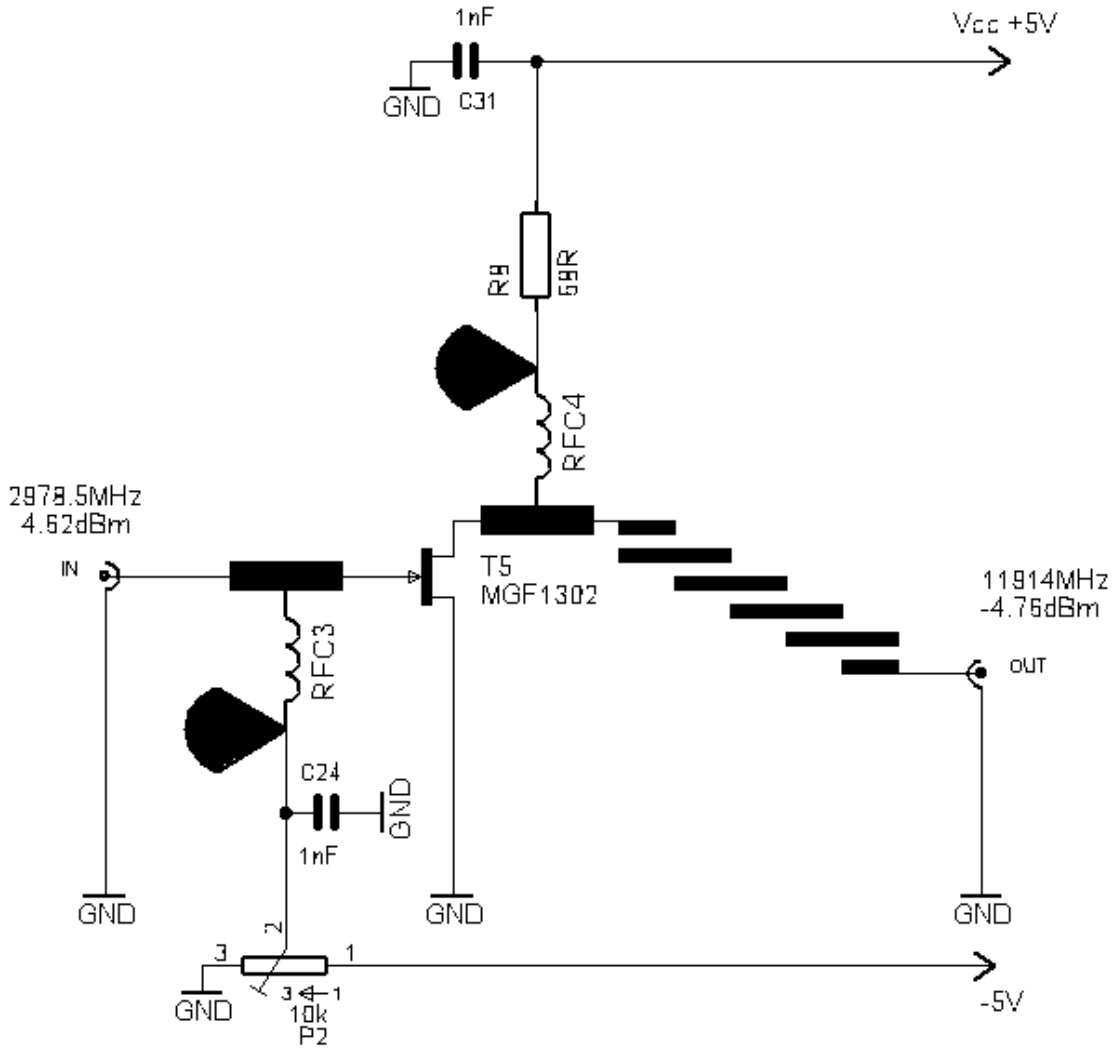


Obr. 29. Výkonové spektrum na výstupu čtvrtého násobiče frekvence

Simulován byl obvod z obr. 22 a simulace byla provedena pro tři harmonické. Výkon signálu na vstupu násobiče je P1 = 9,50dBm. To je výkon, který se očekává od třetího násobiče frekvence na základě nelineární analýzy provedené výše. Jak je vidět z obr. 29, výkon užitečné druhé harmonické výstupního signálu násobiče poklesl na P2 = 4,62dBm, ostatní parazitní harmonické jsou dostatečně potlačeny pomocí filtru F4.

2.2.5 PÁTÝ NÁSOBIČ FREKVENCE

Pátý násobič frekvence násobí vstupní signál ze čtvrtého násobiče frekvence o kmitočtu f_4 = 2978,5MHz čtyřikrát, na kmitočet f_5 = 11914MHz. Schéma násobiče je na obr. 30.



Obr. 30. Schéma pátého násobiče frekvence

Násobič obsahuje unipolární tranzistor T5 MGF1302 od firmy mitsubishi, jehož podrobné parametry jsou v příloze 4. Pro simulaci v programu Serenade byl použit nelineární model tranzistoru. Pro filtraci čtvrté harmonické složky výstupního signálu tranzistoru T5 jsem použil filtr, který je vyroben mikropáskovou technologií. Jeho návrh a cílové rozměry jsou uvedeny níže.

Prvky RFC3 a RFC4 jsou vysokofrekvenční tlumivky sloužící k oddělení stejnosměrného napájení a vysokofrekvenčního signálu, které jsou realizovány jako čtvrtvlnné vedení s vysokou impedancí. Návrh těchto prvků byl proveden opět pomocí programu Serenade. Délka prvku RFC3 je p = 18,69mm a jeho šířka je W = 0,21mm. Délka prvku RFC4 je p = 4,66mm a šířka je stejná jako u RFC3.

VÝPOČET STEJNOSMĚRNÉHO PRACOVNÍHO BODU

Polohu stejnosměrného pracovního bodu tohoto násobiče určuje velikost odporu rezistoru R8 a stejnosměrné předpětí U_{gs} mezi hradlem a emitorem. Pro výpočet odporu rezistoru R8 a předpětí U_{gs} potřebujeme znát napájecí napětí U_{CC}, kolektorový proud I_d, napětí mezi kolektorem a emitorem U_{ds} a výstupní a převodní charakteristiku tranzistoru T5. Jelikož je tranzistor T5 stejný jako tranzistor T4, výstupní a převodní charakteristika se použije z předešlého případu.

Vstupní parametry: U_{CC} = 5V
I_d = 30mA
U_{ds} = 3V

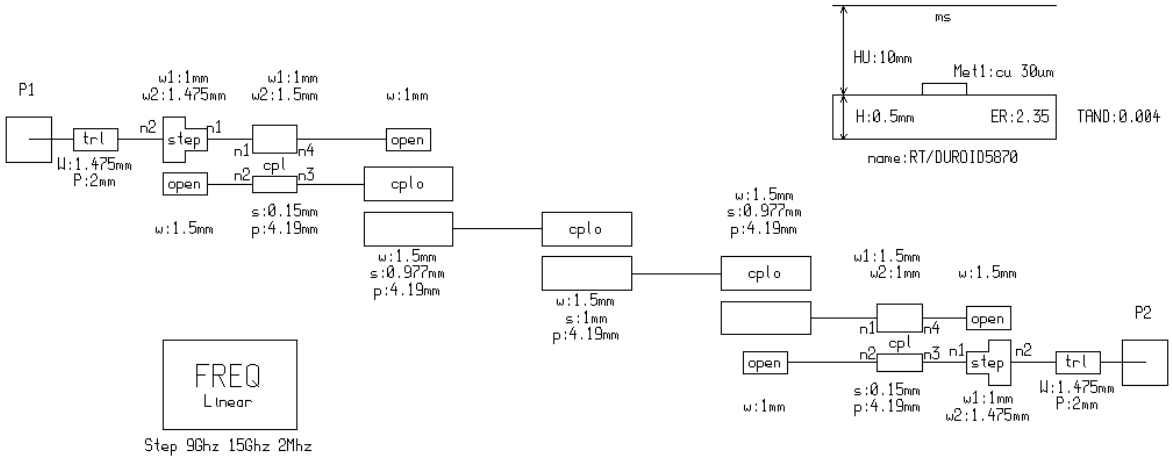
Nejprve spočítám hodnotu odporu rezistoru R8, pomocí vzorce

$$R8 = \frac{U_{CC} - U_{ds}}{I_d} = \frac{5-3}{30 \cdot 10^{-3}} = 66.66\Omega \Rightarrow \underline{\underline{68\Omega}}. \qquad (2.14)$$

Jelikož je klidový pracovní bod tranzistoru T5 stejný jako v předešlém případě u tranzistoru T4, bude stejné i předpětí U_{gs}. Toto předpětí se nastaví pomocí potenciometru P2.

NÁVRH FILTRU F5

Filtr F5 je pásmová propust, která má střed propustného pásma na frekvenci f_5 = 11914MHz. Návrh filtru a optimalizace jeho vlastností, byla provedena pomocí programu Serenade. Simulovaný obvod je na obr. 31.



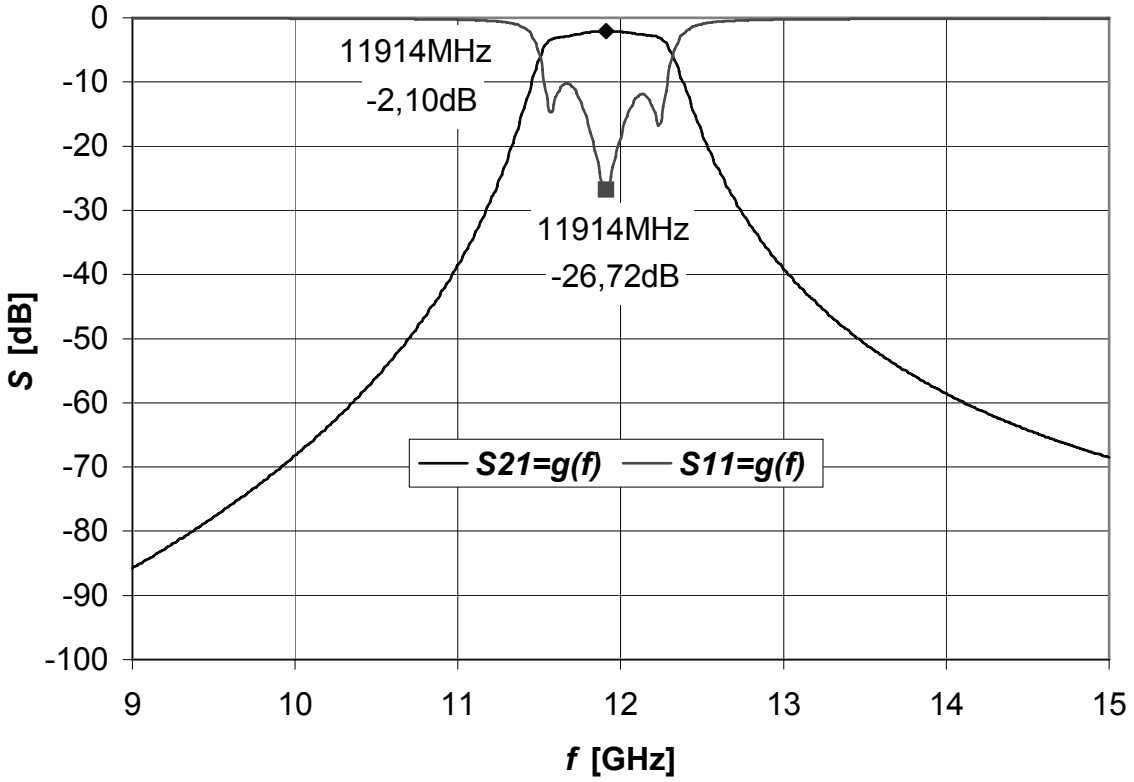
Obr. 31. Simulované schéma filtru F5

Mikropáskový filtr na obr. 31 se skládá z půlvlnných rezonátorů, které jsou vázány pomocí čtvrtvlnných vázaných vedení. Filtr obsahuje celkem čtyři půlvlnné rezonátory a tudíž se jedná o pásmovou propust čtvrtého řádu. Tento typ filtru se používá zpravidla až na relativně vysokých kmitočtech (zhruba od 10GHz). Samozřejmě není vyloučeno použití tohoto typu filtru i na nižších kmitočtech, ovšem vzniká zde problém s délkou půlvlnných rezonátorů. Jelikož se jedná o filtr čtvrtého řádu, je selektivita tohoto obvodu značná.

Rozměry filtru F5 jsou uvedeny na obr. 31. Tyto rozměry jsou navrženy pro výše uvedený substrát.

Na obr. 32 je frekvenční závislost rozptylových parametrů filtru F5. Z obr. 32 je vidět, že útlum filtru na frekvenci čtvrté harmonické složky výstupního signálu tranzistoru T5 je 2.10dB. Tento útlum je dán nenulovou tloušťkou povrchové metalizace a ztrátami v dielektriku substrátu. Činitel odrazu na této frekvenci je –26,72dB. Dále je vidět, že potlačení nežádoucího signálu

na frekvenci třetí harmonické je asi 86dB. Potlačení nežádoucího signálu na páté harmonické je asi 68dB.

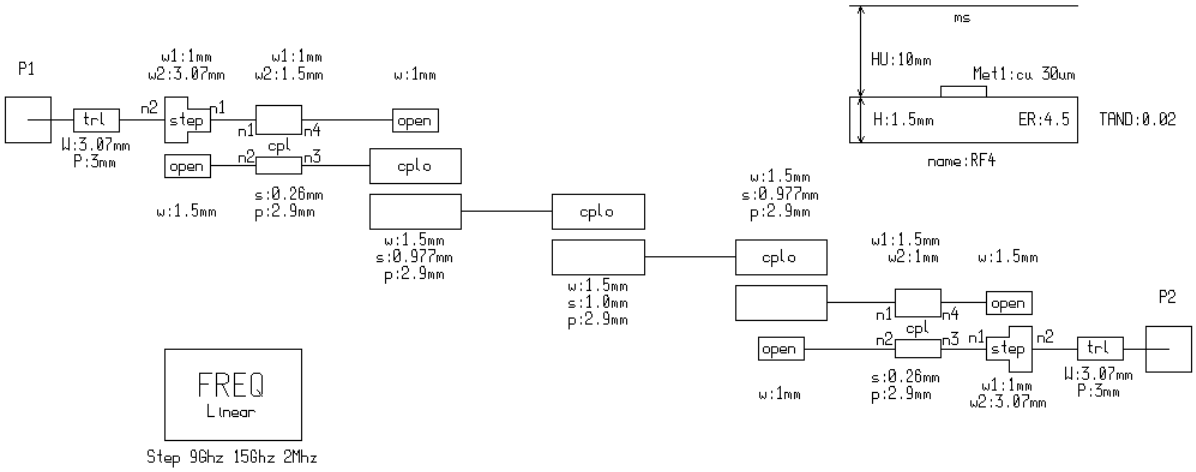


Obr. 32. Frekvenční závislost rozptylových parametrů filtru F5

MODIFIKACE FILTRU F5

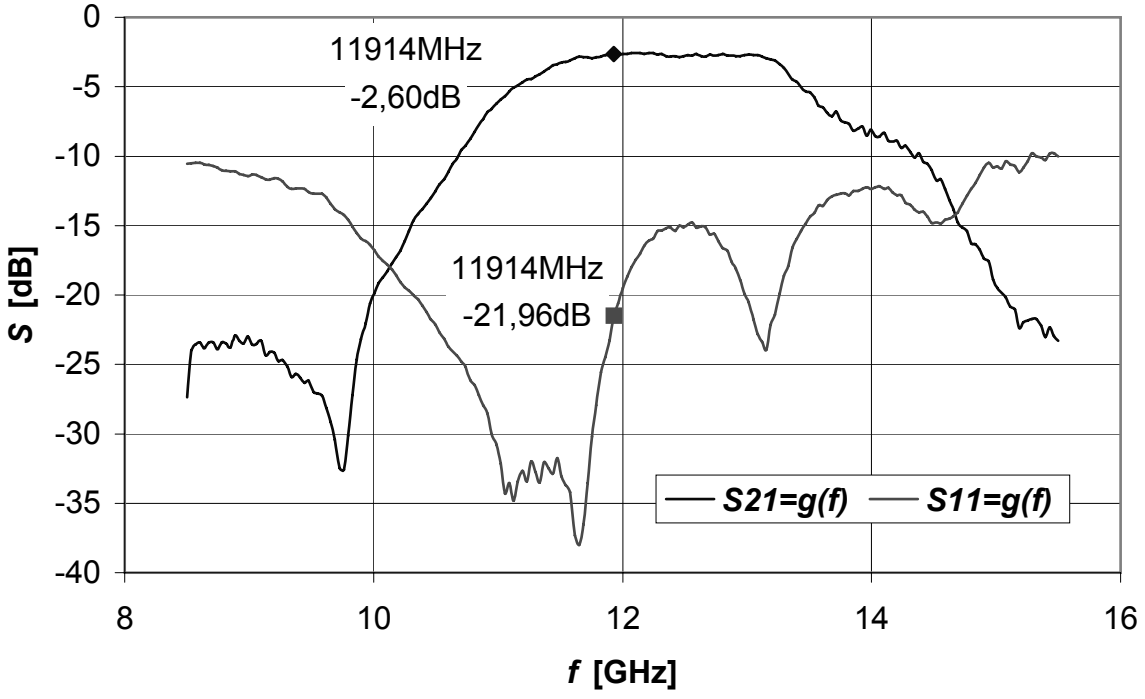
Stejně jako v předešlém případu u filtru F4, jsem chtěl ověřit návrhovou metodu pomocí změření zkušebního vzorku. Návrh byl proveden opět na substrát FR4. Na obr. 33 je schéma které bylo použito při simulaci modifikovaného filtru F5.

Na obr. 34 je změřená frekvenční závislost rozptylových parametrů modifikovaného filtru F5. Měření bylo provedeno pomocí spektrálního analyzátoru a poté bylo zpracováno tabulkovým procesorem. Z obr. 34 je vidět, že filtr není naladěn přesně na frekvenci f_5 = 11914MHz. Jeho rezonanční frekvence je posunuta směrem k vyšším hodnotám kmitočtu. Toto posunutí není způsobeno chybným postupem při návrhu, ale stejně jako v předešlém případu použitím nepřesných parametrů substrátu.



Obr. 33. Simulované schéma modifikovaného filtru F5

Útlum na rezonanční frekvenci modifikovaného filtru F5 je vetší než u filtru uvedeného výše. To je způsobeno většími ztrátami v dielektriku u materiálu FR4.

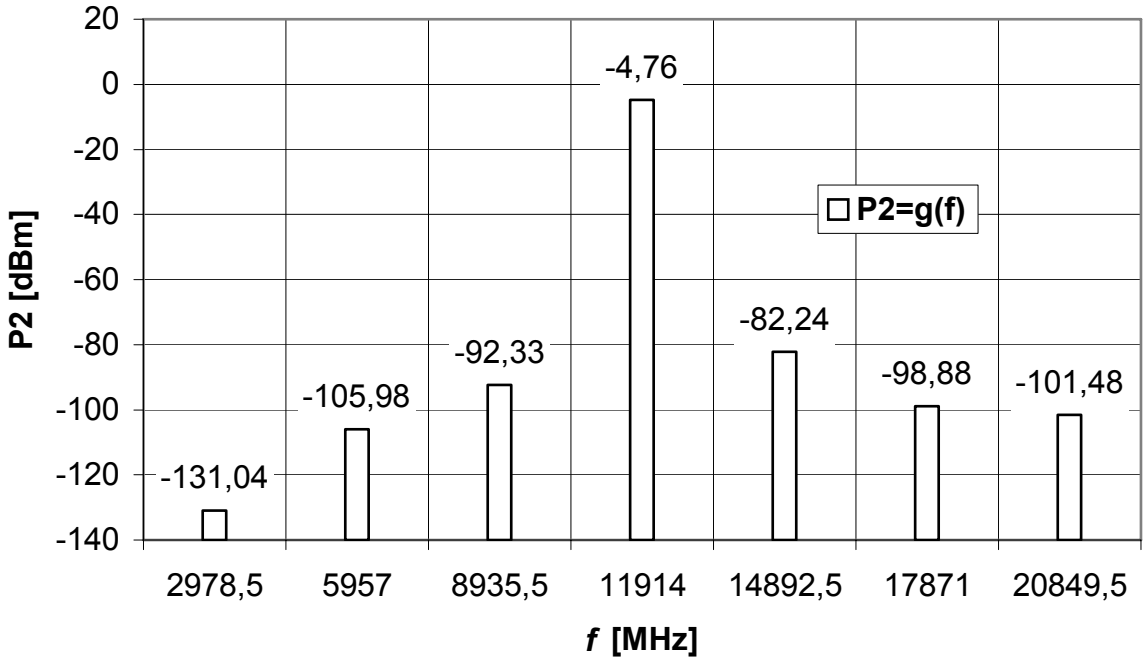


Obr. 34. Naměřená frekvenční závislost rozptylových parametrů modifikovaného filtru F5

Při simulaci tohoto filtru byly uvažovány ztráty tgδ = 0,02. To je ovšem jen orientační hodnota, stejně jako u modifikovaného filtru F4. Tento materiál se na tak vysoké frekvenci prakticky nepoužívá a tudíž potřebné parametry nejsou dostupné. Na obr. 34 je vidět, že selektivita modifikovaného filtru F5 je velmi špatná, to je dáno rovněž použitím nevhodného substrátu.

VÝKONOVÉ POMĚRY

Na obr. 35 je výkonové spektrum na výstupu pátého násobiče. Simulován byl obvod z obr. 30 a simulace byla provedena pro sedm harmonických. Výkon signálu na vstupu násobiče je P1 = 4,62dBm. To je výkon, který se očekává od čtvrtého násobiče frekvence na základě nelineární analýzy provedené výše. Jak je vidět z obr. 35, výkon užitečné čtvrté harmonické výstupního signálu násobiče poklesl na P2 = - 4,76dBm, ostatní parazitní harmonické jsou dostatečně potlačeny pomocí mikropáskového filtru F5.



Obr. 35. Výkonové spektrum na výstupu pátého násobiče frekvence

2.3 KONCOVÝ ZESILOVAČ

Od koncového zesilovače se požaduje, aby zesílil výstupní signál na požadovanou úroveň (v mém případě 10dBm). Na koncový zesilovač není kladen pouze požadavek na zesílení signálu, ale také to, aby signál nebyl zkreslen.

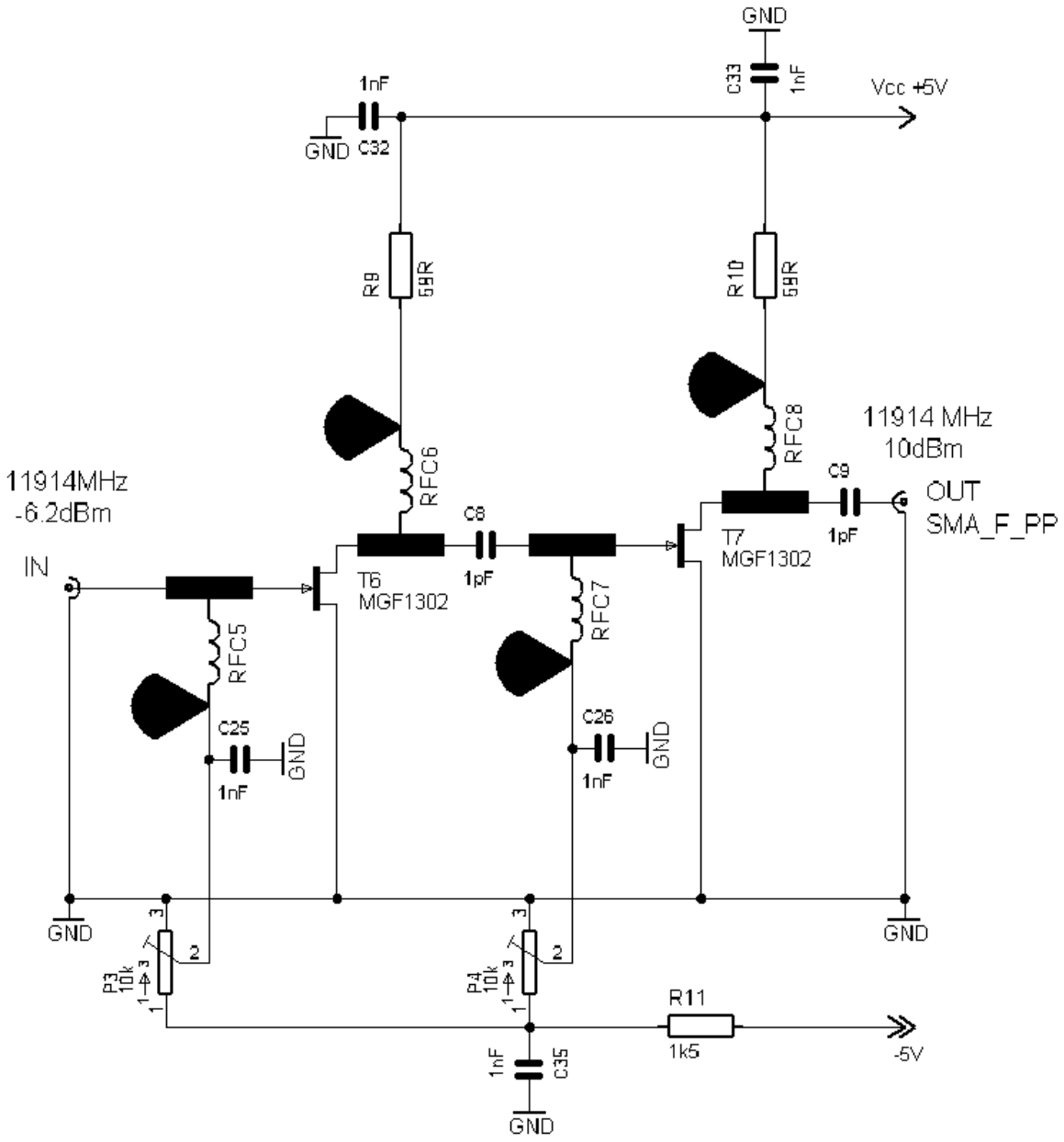
2.3.1 ZAPOJENÍ KONCOVÉHO ZESILOVAČE

Koncový zesilovač je koncipován jako dvoustupňový. Jako aktivní prvky jsou zde použity unipolární tranzistory MGF1302 od firmy mitsubishi. Zesilovač je napájen ze stabilizovaného zdroje napětí Vcc=5V. Pomocí napěťového konvertoru je získáno záporné předpětí pro nastavení klidových pracovních bodů obou tranzistorů. Schéma koncového zesilovače je na obr. 36. Výstup zesilovače je přizpůsoben na impedanci 50Ω a je vyveden na vysokofrekvenční konektor SMA. Prvky RFC5 až RFC8 jsou vysokofrekvenční tlumivky sloužící k oddělení stejnosměrného napájení a vysokofrekvenčního signálu, které jsou realizovány jako čtvrtvlnné vedení s vysokou impedancí. Délka prvků RFC5 až RFC8 je p = 4,66mm a jejich šířka je W = 0,21mm.

2.3.2 VÝPOČET STEJNOSMĚRNÉHO PRACOVNÍHO BODU

Klidový pracovní bod obou tranzistorů je stejný. Polohu stejnosměrného pracovního bodu tohoto zesilovače určují velikosti odporů rezistorů R9,10 a stejnosměrná předpětí U_{gs} obou tranzistorů. Pro výpočet odporů rezistorů R9,10 a předpětí U_{gs} potřebujeme znát napájecí napětí U_{CC}, kolektorový proud I_d, napětí mezi kolektorem a emitorem U_{ds} a výstupní a převodní charakteristiky tranzistorů T6 a T7. Jelikož se jedná o stejné tranzistory jako byl T4, použijí se výstupní a převodní charakteristiky, které byly uvedeny u tohoto tranzistoru výše.

Vstupní parametry: U_{CC} = 5V
I_d = 30mA
U_{ds} = 3V



Obr. 36. Schéma koncového zesilovače

Nejprve spočítám hodnotu odporů rezistorů R9,10, pomocí vzorce

$$R9{,}10 = \frac{U_{CC} - U_{ds}}{I_d} = \frac{5-3}{30 \cdot 10^{-3}} = 66.66\Omega \Rightarrow \underline{\underline{68\Omega}}\,. \qquad (2.15)$$

Jelikož je klidový pracovní bod obou tranzistorů T6 a T7 stejný jako u tranzistoru T4 bude stejné i předpětí U_{gs}. Toto předpětí se nastaví pomocí potenciometrů P3 a P4.

2.3.3 VÝKONOVÉ PŘIZPŮSOBENÍ

Jelikož jsou tranzistory T6 a T7 stejné a stejné jsou i jejich klidové pracovní body, bude metoda přizpůsobení u obou stupňů stejná. Z tohoto důvodu popíšu níže pouze přizpůsobení prvního stupně. Přizpůsobení bylo provedeno pomocí programu Serenade 8.5.

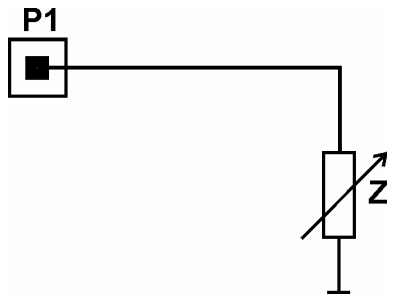
METODA PŘIZPŮSOBENÍ

Postup k přizpůsobení zesilovače pro dosažení maximálního zesílení je rozdělen do dvou kroků:

- Zaprvé je navržen vstupní obvod tak, aby parametr *S11* (měřený v místě P1) byl minimální při zátěži, jejíž velikost je udávaná výrobcem.
- Zadruhé je navržen výstupní obvod tak, aby parametr *S22* (měřený v místě P2) byl minimální. Přitom se už nezasahuje do vstupního obvodu.

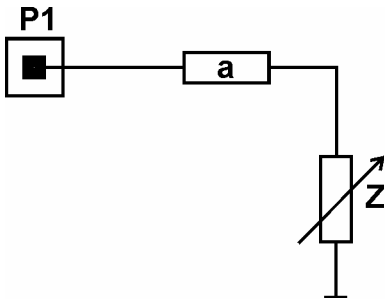
VSTUPNÍ OBVOD

Nejprve se provede výkonové přizpůsobení vstupu. Zapojení na obr. 37 obsahuje proměnnou impedanci Z, která má hodnotu Z = (18,7 + j12,7)Ω. To je impedance, jejíž velikost odpovídá hodnotě parametru *S11* (0,47 ⌊ 147,5°) tranzistoru T6 udávané výrobcem. Parametr *S11* (činitel odrazu), který je měřen v místě portu P1, vystihuje bod 1 ve Smithově diagramu na obr. 41.



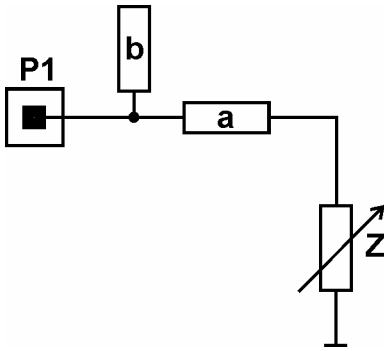
Obr. 37. Zapojení k bodu 1 ve Smithově diagramu pro přizpůsobení vstupu

Prvek “a“ na obr. 38 představuje mikropáskové vedení, jehož impedance je Z = 50Ω a pomocí něhož se parametr *S11* transformuje z bodu 1 na jednotkovou kružnici normované admitance do bodu 2. Tato situace je znázorněna na obr. 41.



Obr. 38. Zapojení k bodu 2 ve Smithově diagramu pro přizpůsobení vstupu

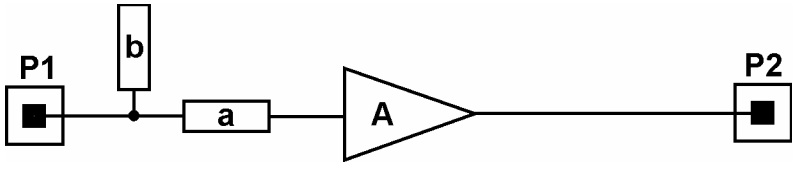
Prvek "b" na obr. 39 představuje pahýl, který je realizován pomocí mikropáskového vedení o impedanci Z = 50Ω. Pomocí tohoto pahýlu se parametr *S11* transformuje z bodu 2 do středu Smithova diagramu (bod 3).



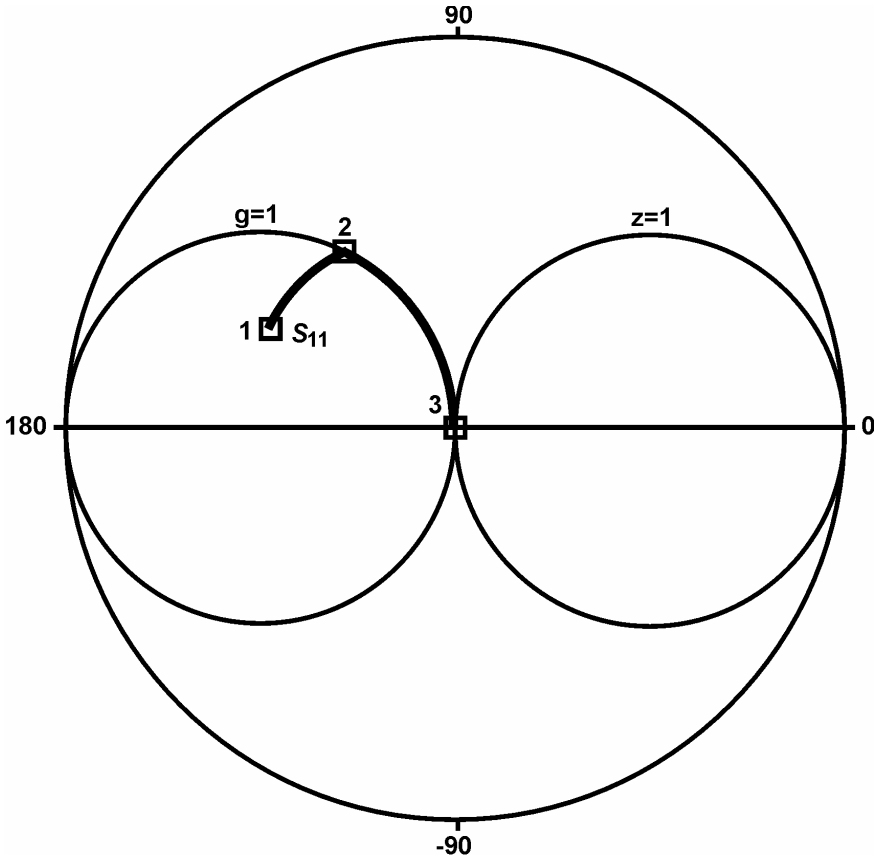
Obr. 39. Zapojení k bodu 3 ve Smithově diagramu pro přizpůsobení vstupu

VÝSTUPNÍ OBVOD

Nyní se provede výkonové přizpůsobení na výstupu zesilovače. Vstupní obvod, který byl přizpůsoben v předchozím bodě se již neupravuje. Na obr. 40 je již namísto proměnné impedance zapojen prvek "A", který představuje zesilovač s tranzistorem T6 MGF1302. Parametr *S22*, který je měřen na portu P2, je znázorněn ve Smithově diagramu na obr. 44 pomocí bodu 1.

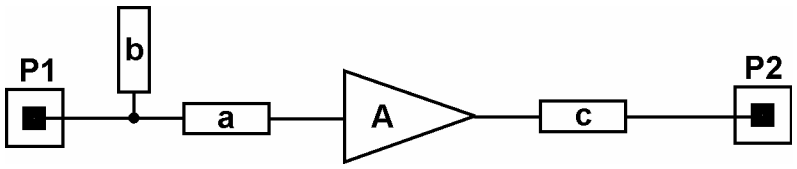


Obr. 40. Zapojení k bodu 1 ve Smithově diagramu pro přizpůsobení výstupu



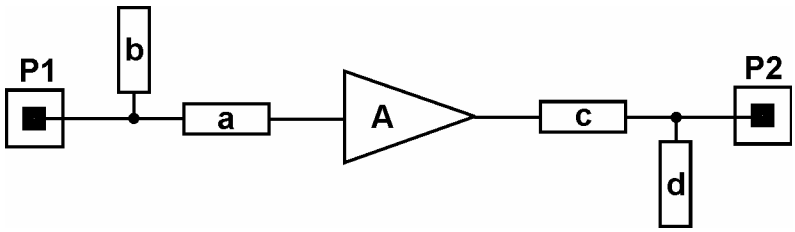
Obr. 41. Znázornění výkonového přizpůsobení na vstupu zesilovače pomocí Smithova diagramu

Stejně jako v předchozím bodě, je pomocí prvku “c“ (obr. 42) parametr *S22* transformován z bodu 1 do bodu 2 na jednotkové kružnici normované admitance.

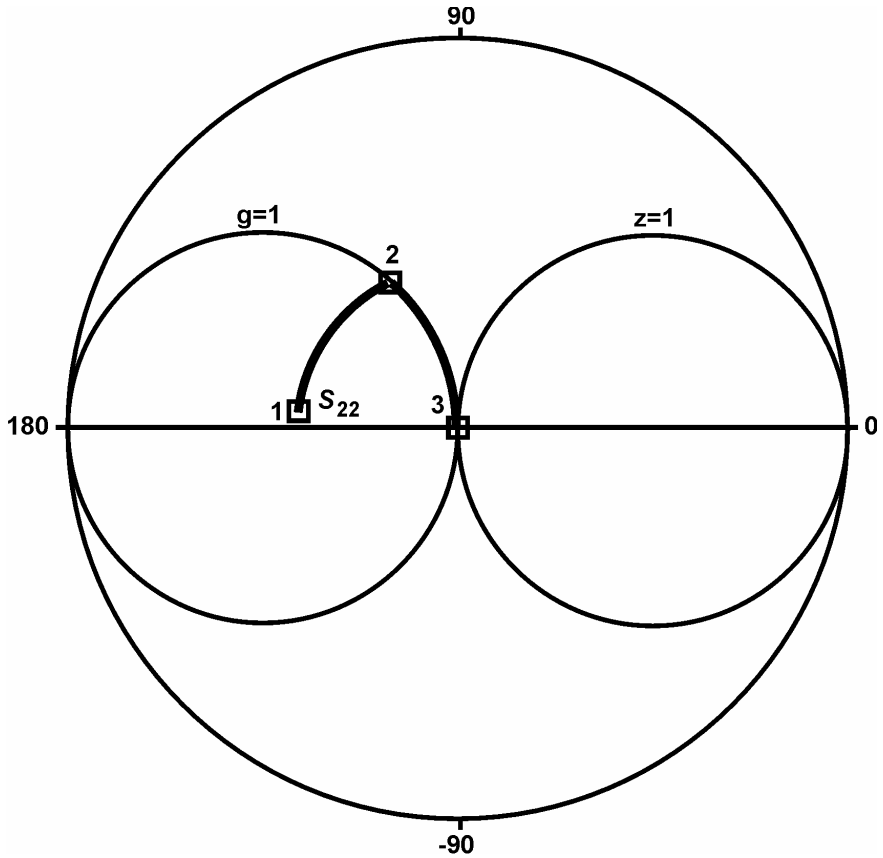


Obr. 42. Zapojení k bodu 2 ve Smithově diagramu pro přizpůsobení výstupu

Pomocí pahýlu “d“ (obr.43) se *S22* transformuje z bodu 2 do středu Smithova diagramu (bod 3).



Obr. 43. Zapojení k bodu 3 ve Smithově diagramu pro přizpůsobení výstupu



Obr. 44. Znázornění výkonového přizpůsobení na výstupu zesilovače pomocí Smithova diagramu

3 KONSTRUKCE LOKÁLNÍHO OSCILÁTORU

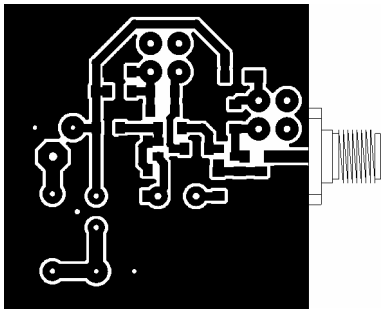
Celá konstrukce oscilátoru se skládá z návrhu plošného spoje, jeho realizace a z návrhu stínící krabičky, do které má být plošný spoj umístěn. Jelikož se oscilátor skládá ze dvou částí, jsou navrženy dva plošné spoje a dvě stínící krabičky. Návrh plošných spojů je proveden pomocí programu eagle 4.01. Plošné spoje jsou zhotoveny fotocestou.

3.1 ZÁKLADNÍ OSCILÁTOR

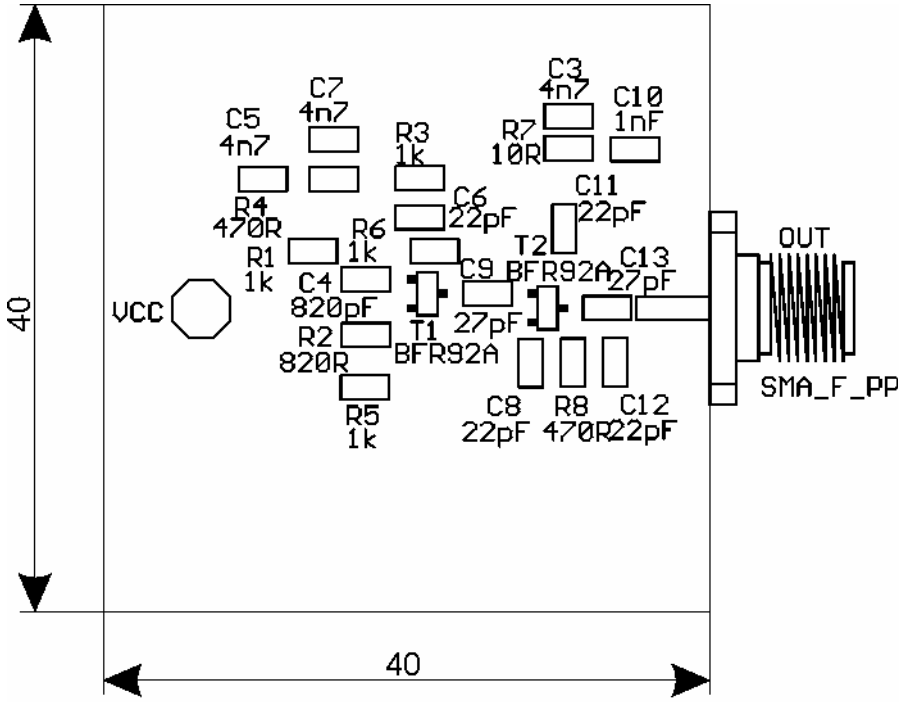
Deska s plošnými spoji je zapájena ve stínící krabičce ve výšce 10mm. Napájení je provedeno přes průchodkový kondenzátor. Tento kondenzátor je také zapájen do krabičky. Konektor SMA je připevněn pomocí čtyř šroubů.

Schéma oscilátoru je na obr. 8. Základní oscilátor je vyroben na jednostranném plošném spoji. Materiál je cuprextit, jehož výška je h = 1,5mm. Tento materiál má dostatečné vlastnosti na použitém kmitočtu. Na obr. 45 je motiv plošného spoje ve skutečné velikosti. Z této strany (TOP) jsou umístěny součástky SMD . Rozmístění součástek SMD je na obr. 46. Tento obrázek je vyobrazen ve dvojnásobné velikosti a jsou zde uvedeny i rozměry plošného spoje. Všechny ostatní součástky, které nejsou SMD, jsou umístěny z druhé strany (BOTTOM). Rozmístění těchto součástek je na obr. 47.

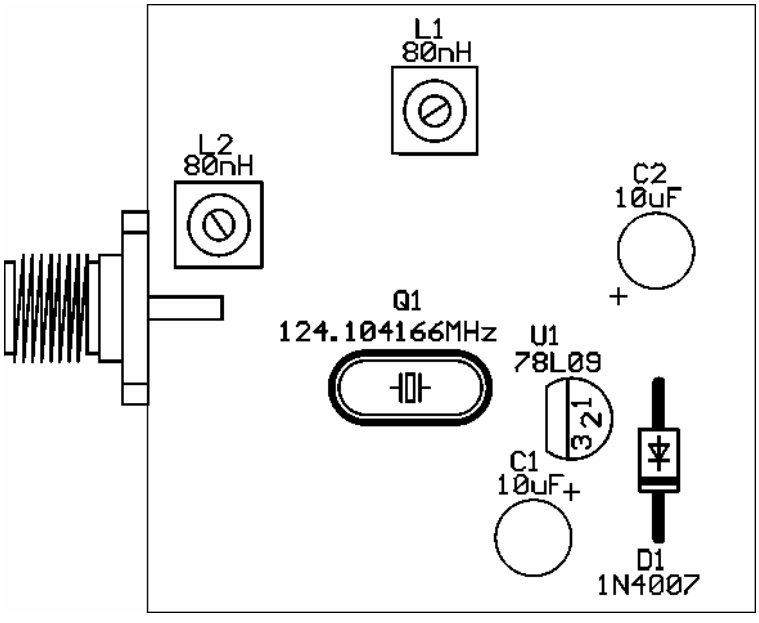
Výkres stínící krabičky je na obr. 48. Plášť i víčka (nejsou součástí výkresu) jsou vyrobena z bílého plechu tloušťky 0,3mm. Spoje krabičky jsou pájené cínem.



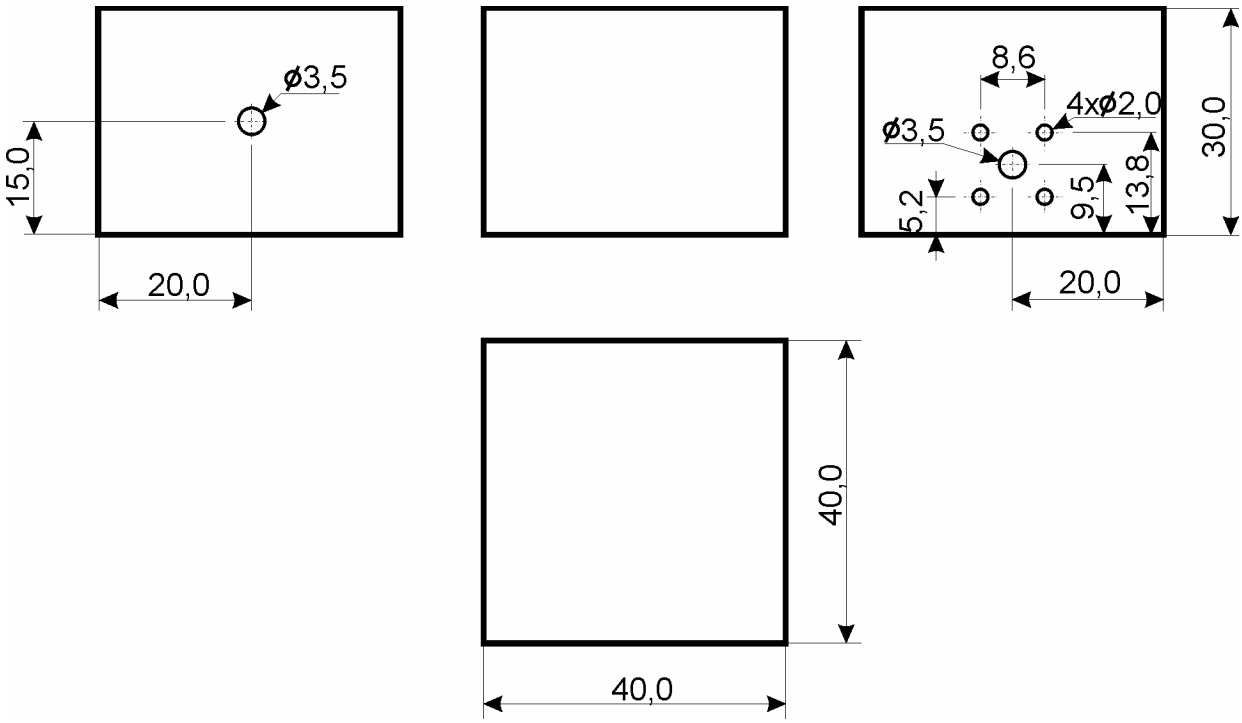
Obr. 45. Plošný spoj (TOP 1:1)



Obr. 46. Rozmístění součástek (TOP 2:1)



Obr. 47. Rozmístění součástek (BOTTOM 2:1)



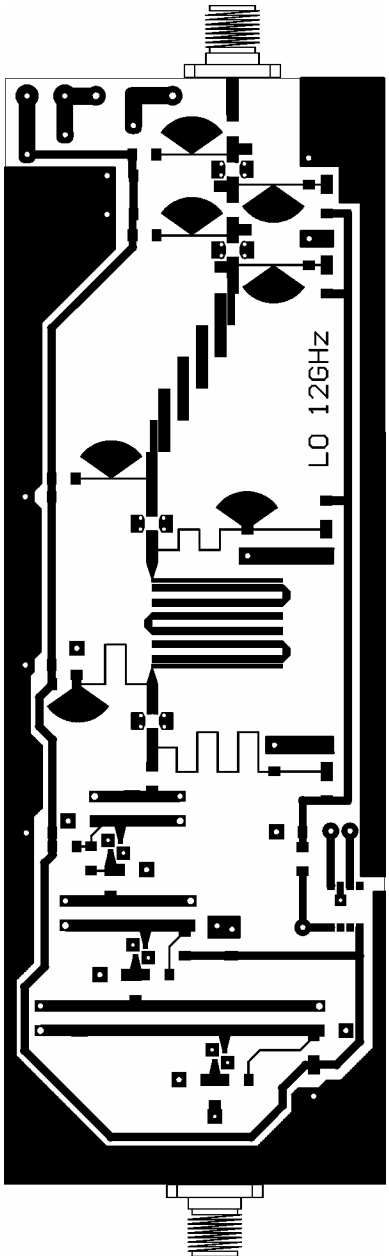
Obr. 48. Výkres stínící krabičky pro základní oscilátor (měřítko 1:1)

3.2 NÁSOBIČE FREKVENCE

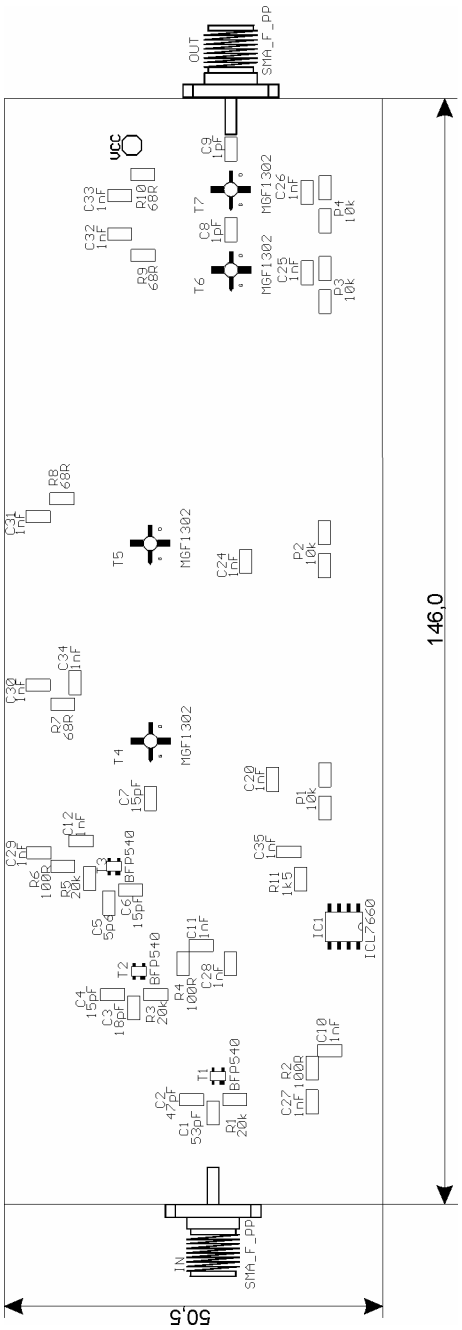
Deska s plošnými spoji je zapájena ve stínící krabičce ve výšce 10mm. Napájení je provedeno přes průchodkový kondenzátor. Tento kondenzátor je také zapájen do krabičky. Konektory SMA jsou připevněny pomocí čtyř šroubů.

Schéma násobičů frekvence je v příloze 5. Násobiče frekvence jsou vyrobeny na oboustranném plošném spoji. Materiál je popsán výše. Na obr. 49 je motiv plošného spoje ve skutečné velikosti. Z této strany (TOP) jsou umístěny součástky SMD . Rozmístění součástek SMD je na obr. 50 a jsou zde uvedeny i rozměry plošného spoje. Všechny ostatní součástky, které nejsou SMD, jsou umístěny z druhé strany (BOTTOM). Rozmístění těchto součástek je na obr. 51. Potenciometry P1 až P4 nejsou ve skutečnosti potenciometry, ale jedná se o dělič napětí složený ze dvou rezistorů. Potenciometr se použije pouze pro oživení násobičů a poté se nahradí diskrétními rezistory.

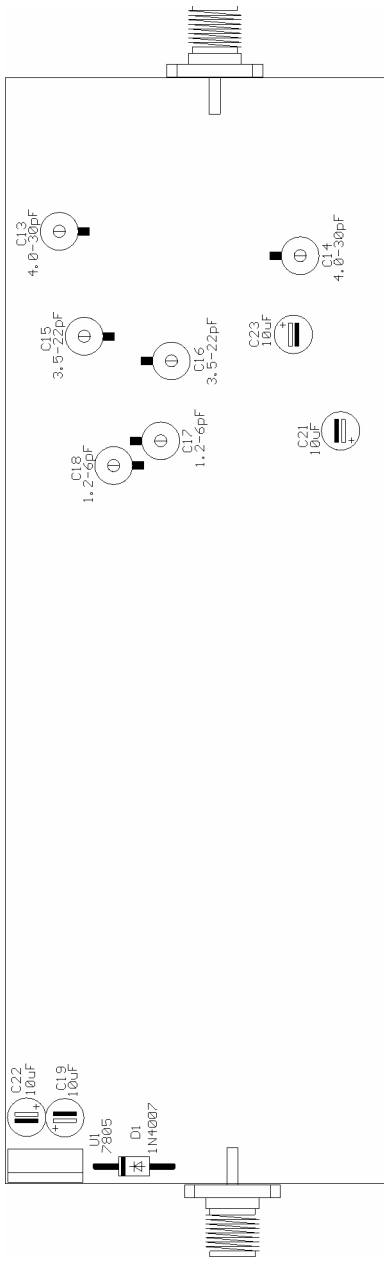
Výkres stínící krabičky je na obr. 52. Plášť i víčka (nejsou součástí výkresu) jsou vyrobena z bílého plechu tloušťky 0,3mm. Spoje krabičky jsou pájené cínem.



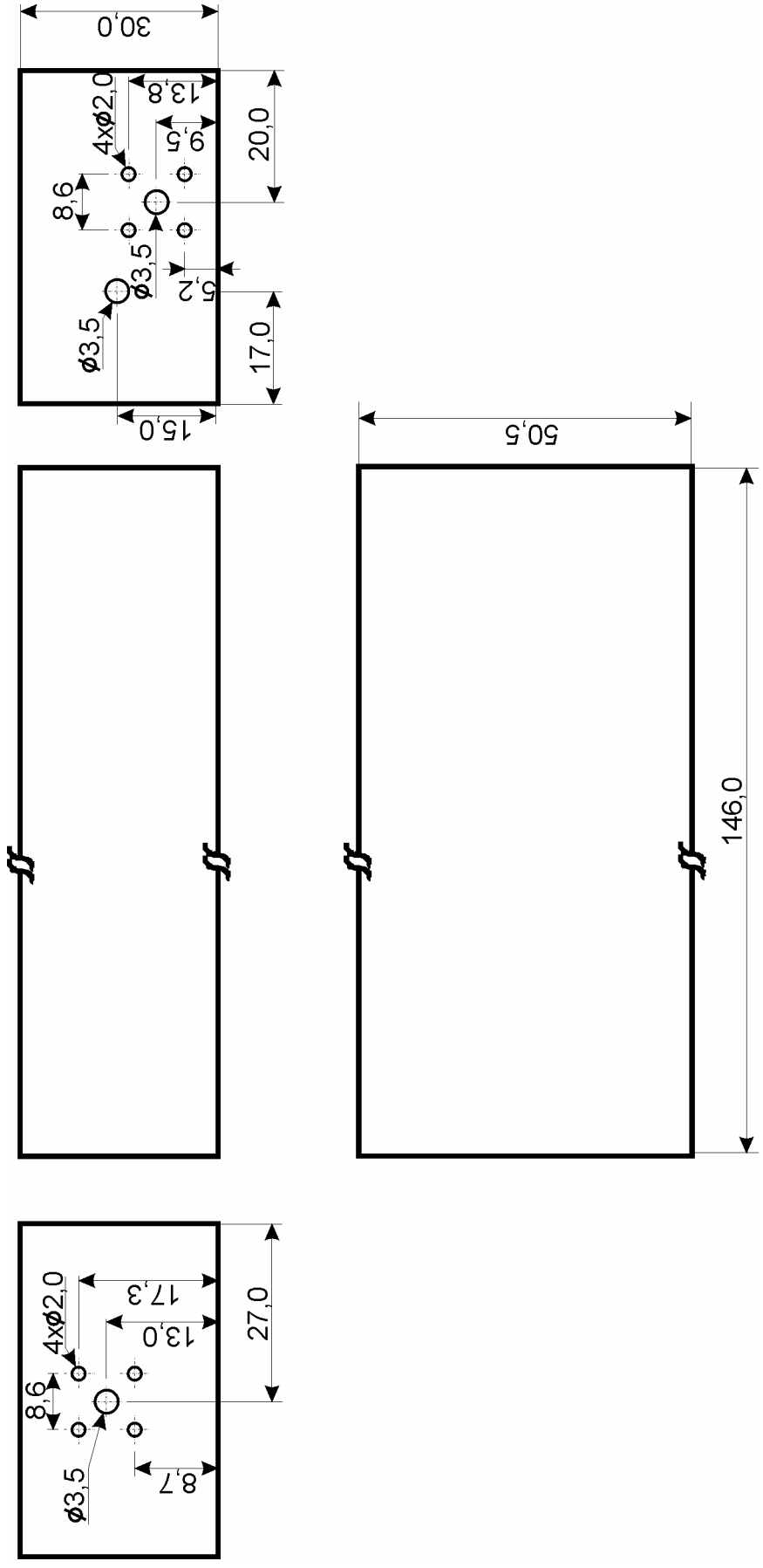
Obr. 49. Plošný spoj (TOP 1:1)



Obr. 50. Rozmístění součástek (TOP 1:1)



Obr. 51. Rozmístění součástek (BOTTOM 1:1)



Obr. 52. Výkres stínící krabičky pro násobiče frekvence (měřítko 1:1)

4 MODIFIKACE LOKÁLNÍHO OSCILÁTORU

Tento lokální oscilátor, by měl být použitelný v konvertoru přijímače, který pracuje na dvou kmitočtech, f_1=10368MHz a f_2=10452MHz. Mezifrekvence tohoto konvertoru je f_{mf}=144MHz. Kmitočty, na kterých by měl lokální oscilátor pracovat jsou tedy:

$$f_{LO1} = f_1 - f_{mf} = 10368 \cdot 10^6 - 144 \cdot 10^6 = \underline{\underline{10224\text{MHz}}} \tag{4.1}$$

$$f_{LO2} = f_2 - f_{mf} = 10452 \cdot 10^6 - 144 \cdot 10^6 = \underline{\underline{10308\text{MHz}}} \tag{4.2}$$

Jak je vidět ze schématu zapojení (příloha 8), nenastala zde žádná principielní změna oproti zapojení oscilátoru předchozímu (příloha 5). Postup násobení i pracovní body všech tranzistorů jsou stejné. Modifikace spočívala pouze v přeladění filtrů F1 až F5 na nižší frekvence. Jednotlivé filtry a jejich frekvenční závislosti rozptylových parametrů jsou v přílohách 9-13. Kvůli změně frekvence se také změnili délky vysokofrekvenčních tlumivek RFC1 až RFC8. Tlumivka RFC1 má nyní délku p = 44,21mm a její šířka je W = 0,21mm. Tlumivky RFC2 a RFC3 mají p = 22,14mm a W = 0,21mm a RFC4 až RFC8 mají p = 5,52mm a W = 0,21mm. Výkonové přizpůsobení koncového zesilovače, bylo provedeno stejnou metodou jaká byla popsána výše.

Vzhledem k tomu, že frekvence f_{LO1} a f_{LO2} nejsou od sebe příliš vzdáleny, je možné použít násobiče frekvence pro oba tyto kmitočty bez nutnosti přeladění filtrů, nebo něčeho podobného. Jediná změna spočívá v použití dvou krystalů. Rezonanční frekvence krystalu pro f_{LO1} je f_{XTAL1} = 106,5MHz a pro f_{LO2} je f_{XTAL2} = 107,375MHz. Zapojení základního oscilátoru zůstává stejné.

Plošný spoj a rozmístění součástek násobičů jsou v přílohách 14-16.

5 ZÁVĚR

Úkolem mé práce bylo navrhnout a realizovat lokální oscilátor, který by byl použitelný pro přijímač družicových signálů v pásmu 24GHz. Tento oscilátor měl pracovat na frekvenci f_{LO} = 11914MHz s výstupním výkonem P_{LO} = 10dBm.

Při návrhu jsem postupoval tak, že jsem navrhl základní oscilátor pracující na frekvenci f_0 = 124,104MHz a signál z tohoto oscilátoru jsem postupně násobil v násobičích frekvence až na požadovanou hodnotu. Použitím tohoto postupu se dociluje velmi dobré stability kmitočtu (nízké hodnoty fázového šumu). Při návrhu násobičů frekvence a koncového zesilovače jsem využíval program Serenade 8.5.

Filtry pro výběr příslušné harmonické u násobičů frekvence, jsou všechny navrženy mikropáskovou technikou. Tato technika má tu výhodu, že filtry vlastně nic nestojí a ani se nemusí dodatečně montovat do plošného spoje (jsou jeho součástí). V násobičích frekvence byly použity celkem tři druhy mikropáskových filtrů, a to z toho důvodu, že neexistuje jeden typ mikropáskového filtru reálně použitelný pro široký rozsah pracovních kmitočtů. To je dáno závislostí velikosti filtru na používané frekvenci. V násobičích frekvence byl vedle osvědčeného tranzistoru MGF1302, také využit nový moderní bipolární tranzistor BFP540 od firmy Infineon Technologies.

Po dohodě se svým vedoucím diplomové práce, jsem ještě provedl návrh oscilátoru, který pracuje na dvou kmitočtech f_{LO1} = 10224MHz a f_{LO2} = 10308MHz. Jedná se vlastně jen o modifikaci předchozího oscilátoru. Tato modifikace spočívala v přeladění jednotlivých mikropáskových filtrů na nižší frekvence a několika dalších menších úpravách, které jsou popsány v kapitole 4. Schématické zapojení tohoto oscilátoru je prakticky stejné jako u oscilátoru popsaného výše.

Díky této diplomové práci jsem se seznámil s postupy při návrhu a realizaci hybridních mikrovlnných integrovaných obvodů, které jsou součástí přijímacího a vysílacího systému pro družicovou komunikaci.

LITERATURA

[1] PROKEŠ, A. – HANOUSEK, K. *Rádiové přijímače a vysílače*. Ústav radioelektroniky FEI VUT v Brně, 2001

[2] HANUS, S. – SVAČINA, J. *Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika.* Skripta FEI VUT v Brně, 2000

[3] TYSL, V. – RŮŽIČKA, V. *Teoretické základy mikrovlnné techniky.* SNTL, Praha, 1989

[4] MAIER, J. *Preparing to Receive Phase 3D´s 10,4 GHz Downlink.* AMSAT Journal No. 5, Vol. 21, 1998

[5] HANOUSEK, K. *Technika radiových přijímačů.* Skripta FEI VUT v Brně, 1992

[6] SVAČINA, J. – NOVOTNÝ, V. *Speciální elektronické součástky a jejich aplikace.* 2. přepracované a rozšířené vydání. Skripta FEI VUT v Brně, 1999

[7] ČERNOHORSKÝ, D. – NOVÁČEK, Z. – RAIDA, Z. *Elektromagnetické vlny a vedení.* VUTIUM, Brno, 1999

[8] WEDGE, S. W. – COMPTON, R. – RUTLEDGE, D. *Computer aided design for microwave integrated circuits.* CALIFORNIA INSTITUTE OF TECHNOLOGY, Pasadena, 1991

[9] BLAGOVEŠČENSKIJ, M. – UTKIN, G. *Rádioelektronické vysielacie zariadenia.* ALFA, Bratislava, 1989

[10] STRÁNSKÝ, J. *Polovodičová technika II.* SNTL, Praha, 1975

[11] MITSUBISHI SEMICONDUCTOR. *MGF1302 Datasheet.* http://wwww.ges.cz/sheet/m/mgf1302.pdf

[12] PHILIPS SEMICONDUCTORS. *BFR92 Datasheet.* http://www.semiconductors.philips.com/pip/BFR92

[13] INFINEON TECHNOLOGIES. *BFP540 Datasheet.* http://www.infineon.com/cgi/ecrm.dll/ecrm/scripts/public_download.jsp?oid=9072&parent_oid=8950

[14] ROGERS CORPORATION. *RT/duroid® 5870 Datasheet.* http://www.rogers-corp.com/mwu/

SEZNAM PŘÍLOH

PŘÍLOHA 1: KATALOGOVÉ LISTY TRANZISTORU BFR92 II

PŘÍLOHA 2: PARAMETRY SUBSTRÁTU RT/DUROID 5870 IV

PŘÍLOHA 3: KATALOGOVÉ LISTY TRANZISTORU BFP540 V

PŘÍLOHA 4: KATALOGOVÉ LISTY TRANZISTORU MGF1302 VIII

PŘÍLOHA 5: SCHÉMA NÁSOBIČŮ FREKVENCE PRO LO 12GHz IX

PŘÍLOHA 6: SEZNAM SOUČÁSTEK ZÁKLADNÍHO OSCILÁTORU X

PŘÍLOHA 7: SEZNAM SOUČÁSTEK NÁSOBIČŮ FREKVENCE XI

PŘÍLOHA 8: SCHÉMA NÁSOBIČŮ FREKVENCE PRO LO 10GHz XIII

PŘÍLOHA 9: MODIFIKACE FILTRU F1 PRO LO 10GHz XIV

PŘÍLOHA 10: MODIFIKACE FILTRU F2 PRO LO 10GHz XV

PŘÍLOHA 11: MODIFIKACE FILTRU F3 PRO LO 10GHz XVI

PŘÍLOHA 12: MODIFIKACE FILTRU F4 PRO LO 10GHz XVII

PŘÍLOHA 13: MODIFIKACE FILTRU F5 PRO LO 10GHz XVIII

PŘÍLOHA 14: PLOŠNÝ SPOJ (TOP 1:1) PRO LO 10GHz XIX

PŘÍLOHA 15: ROZMÍSTĚNÍ SOUČÁSTEK (TOP) PRO LO 10GHz XX

PŘÍLOHA 16: ROZMÍSTĚNÍ SOUČÁSTEK (BOTTOM) PRO LO 10GHz ... XXI

PŘÍLOHA 1: KATALOGOVÉ LISTY TRANZISTORU BFR92

DESCRIPTION

NPN transistor in a plastic SOT23 envelope primarily intended for use in RF wideband amplifiers and oscillators. The transistor features low intermodulation distortion and high power gain; due to its very high transition frequency, it also has excellent wideband properties and low noise up to high frequencies.

PNP complement is BFT92.

PINNING

PIN	DESCRIPTION
Code: P1p	
1	base
2	emitter
3	collector

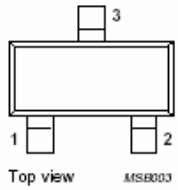
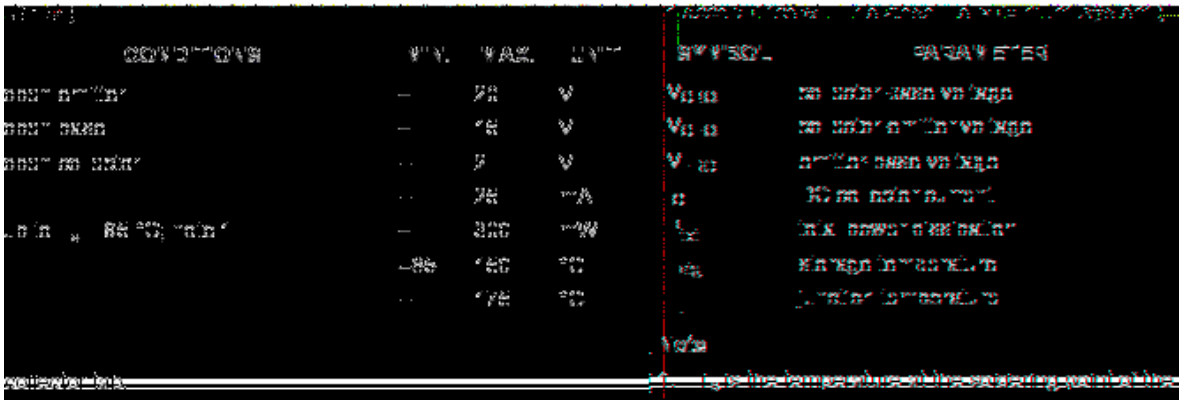


Fig.1 SOT23.

QUICK REFERENCE DATA

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	TYP.	MAX.	UNIT
V_{CBO}	collector-base voltage	open emitter	–	20	V
V_{CEO}	collector-emitter voltage	open base	–	15	V
I_C	DC collector current		–	25	mA
P_{tot}	total power dissipation	up to T_s = 95 °C; note 1	–	300	mW
f_T	transition frequency	I_C = 14 mA; V_{CE} = 10 V; f = 500 MHz; T_j = 25 °C	5	–	GHz
C_{re}	feedback capacitance	I_C = 2 mA; V_{CE} = 10 V; f = 1 MHz	0.4	–	pF
G_{UM}	maximum unilateral power gain	I_C = 14 mA; V_{CE} = 10 V; f = 500 MHz; T_{amb} = 25 °C	18	–	dB
F	noise figure	I_C = 2 mA; V_{CE} = 10 V; f = 500 MHz; T_{amb} = 25 °C; Z_s = opt.	2.4	–	dB
V_o	output voltage	d_{im} = –60 dB; I_C = 14 mA; V_{CE} = 10 V; R_L = 75 Ω; T_{amb} = 25 °C; $f_{(p+q-r)}$ = 493.25 MHz	150	–	mV

LIMITING VALUES



THERMAL RESISTANCE

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	THERMAL RESISTANCE
$R_{th\,j\text{-}s}$	thermal resistance from junction to soldering point	up to T_s = 95 °C; note 1	260 K/W

Note

1. T_s is the temperature at the soldering point of the collector tab.

CHARACTERISTICS

T_j = 25 °C unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
I_{CBO}	collector cut-off current	I_E = 0; V_{CB} = 10 V	–	–	50	nA
h_{FE}	DC current gain	I_C = 14 mA; V_{CE} = 10 V	40	90	–	
f_T	transition frequency	I_C = 14 mA; V_{CE} = 10 V; f = 500 MHz	–	5	–	GHz
C_c	collector capacitance	$I_E = i_e$ = 0; V_{CB} = 10 V; f = 1 MHz	–	0.75	–	pF
C_e	emitter capacitance	$I_C = i_c$ = 0; V_{EB} = 0.5 V; f = 1 MHz	–	0.8	–	pF
C_{re}	feedback capacitance	I_C = 2 mA; V_{CE} = 10 V; f = 1 MHz; T_{amb} = 25 °C	–	0.4	–	pF
G_{UM}	maximum unilateral power gain (note 1)	I_C = 14 mA; V_{CE} = 10 V; f = 500 MHz; T_{amb} = 25 °C	–	18	–	dB
F	noise figure (see Fig.2 and note 2)	I_C = 2 mA; V_{CE} = 10 V; f = 500 MHz; T_{amb} = 25 °C; Z_s = opt.	–	2.4	–	dB
V_o	output voltage	note 3	–	150	–	mV

Notes

1. G_{UM} is the maximum unilateral power gain, assuming S_{12} is zero and $G_{UM} = 10 \log \frac{|S_{21}|^2}{\left(1-|S_{11}|^2\right)\left(1-|S_{22}|^2\right)}$ dB
2. Crystal mounted in a SOT37 envelope (BFR90).
3. d_{im} = –60 dB (DIN 45004B); I_C = 14 mA; V_{CE} = 10 V; R_L = 75 Ω; T_{amb} = 25 °C;
   $V_p = V_o$ at d_{im} = –60 dB; f_p = 495.25 MHz;
   $V_q = V_o$ –6 dB; f_q = 503.25 MHz;
   $V_r = V_o$ –6 dB; f_r = 505.25 MHz;
   measured at $f_{(p+q-r)}$ = 493.25 MHz.

PŘÍLOHA 2: PARAMETRY SUBSTRÁTU RT/DUROID 5870

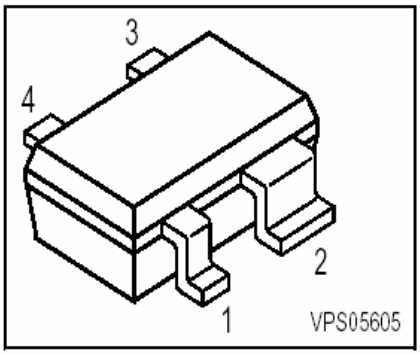
PROPERTY	TYPICAL VALUE			DIRECTION	UNITS	CONDITION	TEST METHOD
Dielectric Constant, ε_r	2.35 2.33– 0.02 spec.			Z Z	---	C24/23/50 C24/23/50	1 MHz IPC-TM-650 2.5.5.3 10 GHz IPC-TM-650 2.5.5.5
Dissipation Factor, tan δ	0.005 0.0012			Z Z	---	C24/23/50 C24/23/50	1 MHz IPC-TM-650 2.5.5.3 10 GHz IPC-TM-650 2.5.5.5
Volume Resistivity	2 X 10^7			Z	Mohm cm	C93/35/90	ASTM D257
Surface Resistivity	3 X 10^8			Z	Mohm	C93/35/90	ASTM D257
Tensile Modulus	Test at 23 C 1300 (189) 1280 (185)	Test at 100 C 490 (71) 430 (63)		X Y	MPa (kpsi)	A	ASTM D638
ultimate stress	50 (7.3) 42 (6.1)	34 (4.8) 34 (4.8)		X Y	MPa (kpsi)		
ultimate strain	9.8 9.8	8.7 8.6		X Y	%		
Compressive Modulus	1210 (176) 1360 (198) 803 (120)	680 (99) 860 (125) 520 (76)		X Y Z	MPa (kpsi)	A	ASTM D695
ultimate stress	30 (4.4) 37 (5.3) 54 (7.8)	23 (3.4) 25 (3.7) 37 (5.3)		X Y Z	MPa (kpsi)		
ultimate strain	4.0 3.3 8.7	4.3 3.3 8.5		X Y Z	%		
Water Absorption Thickness = 0.8 mm (0.031) Thickness = 1.6 mm (0.062)	0.9 (0.02) 13 (0.015)				mg (%)	D24/23	ASTM D570
Specific Gravity	2.2						ASTM D792
Heat Distortion Temperature	>260 (>500)			X,Y	C (F)	1.82 MPa (264 psi)	ASTM D648
Specific Heat	0.96 (0.23)				J/g/K (BTU/lb/ F)		Calculated
Thermal Conductivity	0.22			Z	W/m/K		ASTM C518
Thermal Expansion	X	Y	Z	<<<	mm/m		ASTM D3386 (10K/min) (Values given are total change from a base temperature of 35 C)
	-5.0	-5.5	-11.6			-100 C	
	-0.6	-0.9	-4.0			15	
	-0.3	-0.4	-2.6			25	
	0.7	0.9	7.5			75	
	1.8	2.2	22.0			150	
	3.4	4.0	58.9			250	

PŘÍLOHA 3: KATALOGOVÉ LISTY TRANZISTORU BFP540

NPN Silicon RF Transistor

Preliminary data

- For highest gain low noise amplifier at 1.8 GHz
  Outstanding G_{ms} = 21 dB
  Noise Figure F = 0.9 dB
- Gold metallization for high reliability
- **SIEGET ® 45 - Line**



ESD: **E**lectro**s**tatic **d**ischarge sensitive device, observe handling precaution!

Type	Marking	Pin Configuration				Package
BFP540	ATs	1 = B	2 = E	3 = C	4 = E	SOT343

Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Value	Unit
Collector-emitter voltage	V_{CEO}	4.5	V
Collector-base voltage	V_{CBO}	14	
Emitter-base voltage	V_{EBO}	1	
Collector current	I_C	80	mA
Base current	I_B	8	
Total power dissipation $T_S \leq 77°C$ 1)	P_{tot}	250	mW
Junction temperature	T_j	150	°C
Ambient temperature	T_A	-65 ... 150	
Storage temperature	T_{stg}	-65 ... 150	

Thermal Resistance

Junction - soldering point2)	R_{thJS}	≤ 290	K/W

1 T_S is measured on the emitter lead at the soldering point to the pcb

2 For calculation of R_{thJA} please refer to Application Note Thermal Resistance

Electrical Characteristics at T_A = 25°C, unless otherwise specified.

Parameter	Symbol	Values			Unit
		min.	typ.	max.	
DC characteristics					
Collector-emitter breakdown voltage I_C = 1 mA, I_B = 0	$V_{(BR)CEO}$	4.5	5	6.5	V
Collector-base cutoff current V_{CB} = 5 V, I_E = 0	I_{CBO}	-	-	200	nA
Emitter-base cutoff current V_{EB} = 1 V, I_C = 0	I_{EBO}	-	-	70	µA
DC current gain I_C = 20 mA, V_{CE} = 3.5 V	h_{FE}	50	110	200	-
AC Characteristics (verified by random sampling)					
Collector-base capacitance V_{CB} = 2 V, f = 1 MHz	C_{cb}	-	0.14	0.24	pF
Collector-emitter capacitance V_{CE} = 2 V, f = 1 MHz	C_{ce}	-	0.33	-	
Emitter-base capacitance V_{EB} = 0.5 V, f = 1 MHz	C_{eb}	-	0.65	-	
Noise figure I_C = 5 mA, V_{CE} = 2 V, Z_S = Z_{Sopt} , f = 1.8 GHz	F	-	0.9	1.4	dB
Power gain, maximum stable [1)] I_C = 20 mA, V_{CE} = 2 V, Z_S = Z_{Sopt}, Z_L = Z_{Lopt} , f = 1.8 GHz	G_{ms}	-	21	-	
Insertion power gain I_C = 20 mA, V_{CE} = 2 V, f = 1.8 GHz, Z_S = Z_L = 50Ω	$\lvert S_{21}\rvert^2$	16	18.5	-	
Third order intercept point at output V_{CE} = 2 V, f = 1.8 GHz, Z_S=Z_{Sopt}, Z_L=Z_{Lopt} , I_C = 20 mA I_C = 7 mA	IP_3	 - -	 24 20	 - -	dBm
1dB compression point V_{CE} = 2 V, f = 1.8 GHz, Z_S=Z_{Sopt}, Z_L=Z_{Lopt} , I_C = 20 mA I_C = 7 mA	P_{-1dB}	 - -	 12 4	 - -	

[1] $G_{ms} = |S_{21} / S_{12}|$

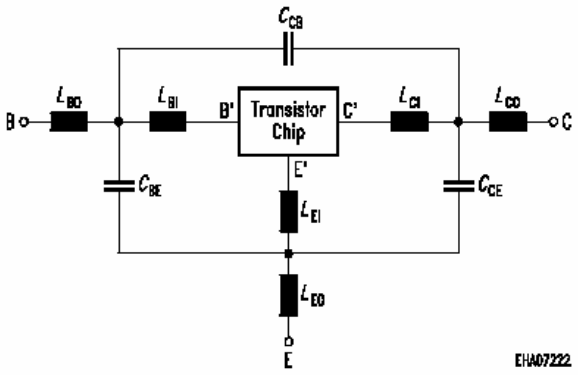
SPICE Parameters (Gummel-Poon Model, Berkley-SPICE 2G.6 Syntax) :

Transistor Chip Data

IS =	82.84	aA	BF =	107.5	-	NF =	1	-
VAF =	28.383	V	IKF =	0.48731	A	ISE =	11.15	pA
NE =	3.19	-	BR =	5.5	-	NR =	1	-
VAR =	19.705	V	IKR =	0.02	A	ISC =	19.237	aA
NC =	1.172	-	RB =	5.4	Ω	IRB =	0.72983	mA
RBM =	1.3	Ω	RE =	0.31111		RC =	4	Ω
CJE =	1.8063	fF	VJE =	0.8051	V	MJE =	0.46576	-
TF =	6.76	ps	XTF =	0.4219	-	VTF =	0.23794	V
ITF =	1	mA	PTF =	0	deg	CJC =	234	fF
VJC =	0.81969	V	MJC =	0.30232	-	XCJC =	0.3	-
TR =	2.324	ns	CJS =	0	fF	VJS =	0.75	V
MJS =	0	-	XTB =	0	-	EG =	1.11	eV
XTI =	3	-	FC =	0.73234	-	TNOM	300	K

All parameters are ready to use, no scaling is necessary

Package Equivalent Circuit:



L_{BI} =	0.47	nH
L_{BO} =	0.53	nH
L_{EI} =	0.23	nH
L_{EO} =	0.05	nH
L_{CI} =	0.56	nH
L_{CO} =	0.58	nH
C_{BE} =	136	fF
C_{CB} =	6.9	fF
C_{CE} =	134	fF
Valid up to 6GHz		

The SOT-343 package has two emitter leads. To avoid high complexity of the package equivalent circuit, both leads are combined in one electrical connection.

PŘÍLOHA 4: KATALOGOVÉ LISTY TRANZISTORU MGF1302

DESCRIPTION

The MGF1302 is a low-noise GaAs FET with an N-channel Schottky gate, which is designed for use in S to X band amplifiers and oscillators. The hermetically sealed metal-ceramic package assures minimum parasitic losses, and has a configuration suitable for microstrip circuits.

FEATURES

- Low noise figure NF_{min} = 1.4 dB (MAX.) @ f = 4 GHz
- High associated gain G_S = 11 dB (MIN.) @f = 4 GHz
- High reliability and stability

APPLICATION

S to X band low noise amplifiers and oscillators

QUALITY GRADE

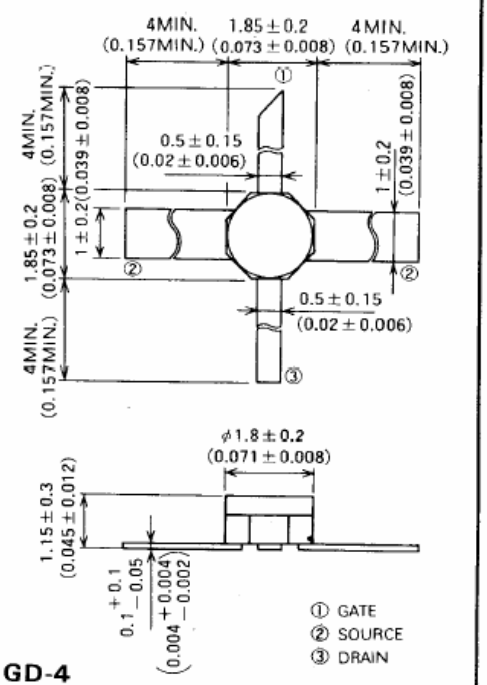
- GG

RECOMMENDED BIAS CONDITIONS

- V_{DS} = 3V
- I_D = 10mA
- Refer to Bias Procedure

OUTLINE DRAWING

Unit: millimeters (inches)



GD-4

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Ta = 25°C)

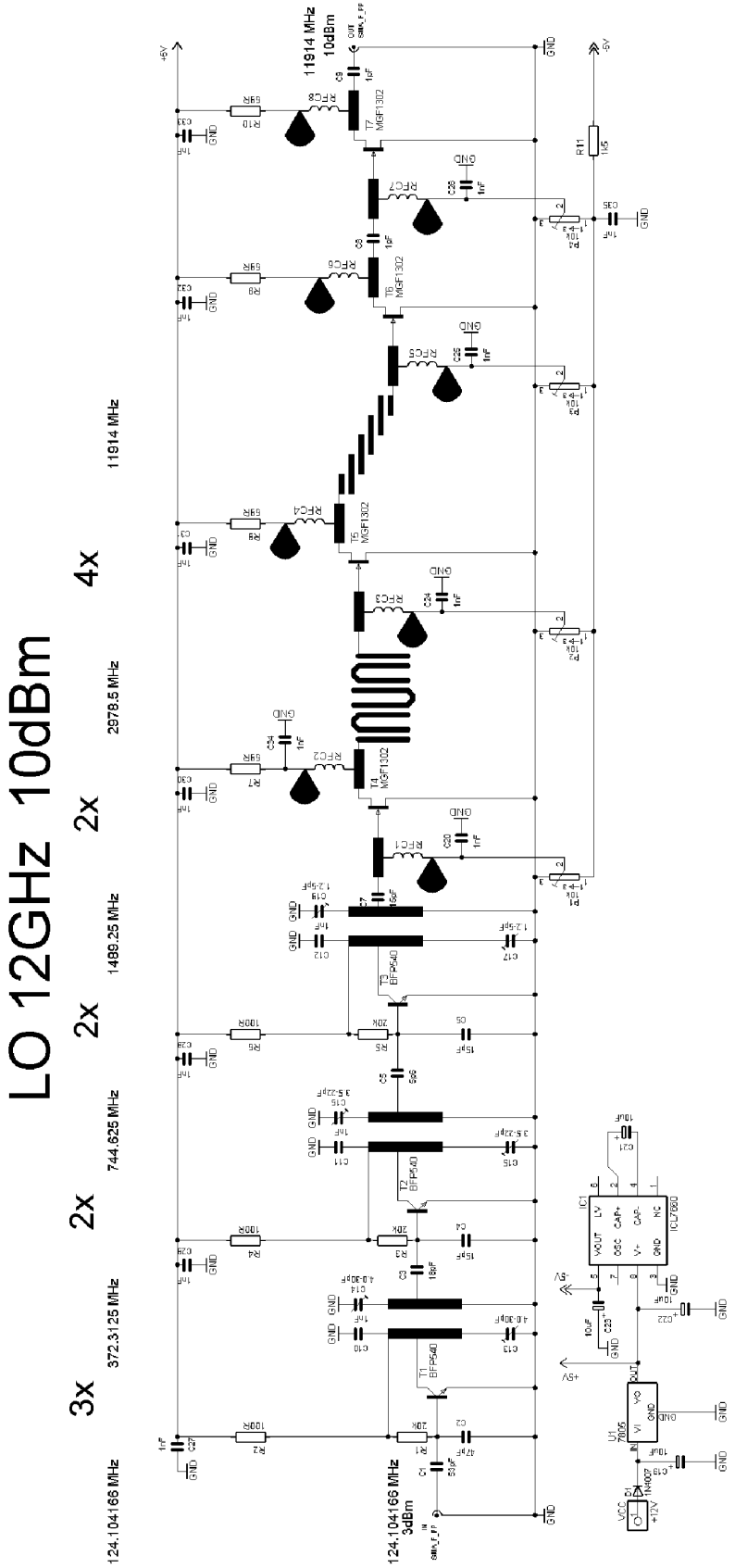
Symbol	Parameter	Ratings	Unit
V_{GDO}	Gate to drain voltage	−6	V
V_{GSO}	Gate to source voltage	−6	V
I_D	Drain current	100	mA
P_T	Total power dissipation *1	360	mW
T_{ch}	Channel temperature	175	°C
T_{stg}	Storage temperature	−55 ~ +175	°C

*1 : T_C = 25°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Ta = 25°C)

Symbol	Parameter	Test conditions		Limits			Unit
				Min	Typ	Max	
$V_{(BR)GDO}$	Gate to drain breakdown voltage	I_G = −100μA		−6	—	—	V
$V_{(BR)GSO}$	Gate to source breakdown voltage	I_G = −100μA		−6	—	—	V
I_{GSS}	Gate to source leakage current	V_{GS} = −3V, V_{DS} = 0V		—	—	10	μA
I_{DSS}	Saturated drain current	V_{GS} = 0V, V_{DS} = 3V		30	60	100	mA
$V_{GS(off)}$	Gate to source cut-off voltage	V_{DS} = 3V, I_D = 100μA		−0.3	—	−3.5	V
g_m	Transconductance	V_{DS} = 3V, I_D = 10mA		25	45	—	mS
G_S	Associated gain	V_{DS} = 3V, I_D = 10mA	f = 4 GHz	11	—	—	dB
			f = 12GHz	5	—	—	
NF_{min}	Minimum noise figure	V_{DS} = 3V, I_D = 10mA	f = 4 GHz	—	—	1.4	dB
			f = 12GHz	—	—	4.0	
$R_{th(ch-a)}$	Thermal resistance *1	ΔVf method		—	—	416	°C/W

PŘÍLOHA 5: SCHÉMA NÁSOBIČŮ FREKVENCE PRO LO 12GHz



PŘÍLOHA 6: SEZNAM SOUČÁSTEK ZÁKLADNÍHO OSCILÁTORU

Kondenzátory:

C1,2	10uF	RM5
C3	4,7nF	SMD 1206
C4	820pF	SMD 1206
C5	4,7nF	SMD 1206
C6	22pF	SMD 1206
C7	4,7nF	SMD 1206
C8	22pF	SMD 1206
C9	27pF	SMD 1206
C10	1nF	SMD 1206
C11,12	22pF	SMD 1206
C13	27pF	SMD 1206

Diody:

D1	1N4007	DO41

cívky:

L1,2	RFC 51K	RM1,8; 5,6x5,6x7mm

Konektory:

OUT	SMA F PP	SMA50Ω zásuvka(f) panelová přírubová, pájecí

Krystaly:

Q1	124.1041MHz	HC_49_V

Rezistory:

R1	1k	SMD 1206
R2	820R	SMD 1206
R3	1k	SMD 1206
R4	470R	SMD 1206
R5	1k	SMD 1206
R6	470R	SMD 1206
R7	10R	SMD 1206

Tranzistory:

T1-T2	BFR92	SOT23

Integrované obvody:

U1	78L09	TO92

PŘÍLOHA 7: SEZNAM SOUČÁSTEK NÁSOBIČŮ FREKVENCE

Kondenzátory:

C1	53pF	SMD 1206
C2	47pF	SMD 1206
C3	18pF	SMD 1206
C4	15pF	SMD 1206
C5	5p6	SMD 1206
C6	15pF	SMD 1206
C7	15pF	SMD 1206
C8	1pF	SMD 1206
C9	1pF	SMD 1206
C10	1nF	SMD 1206
C11	1nF	SMD 1206
C12	1nF	SMD 1206
C13	4.0-30pF	RM5,1 červený
C14	4.0-30pF	RM5,1 červený
C15	3.5-22pF	RM5,1 modrý
C16	3.5-22pF	RM5,1 modrý
C17	1.2-6pF	RM5,1 šedý
C18	1.2-6pF	RM5,1 šedý
C19	10uF	RM2,5
C20	1nF	SMD 1206
C21	10uF	RM2,5
C22	10uF	RM2,5
C23	10uF	RM2,5
C24	1nF	SMD 1206
C25	1nF	SMD 1206
C26	1nF	SMD 1206
C27	1nF	SMD 1206
C28	1nF	SMD 1206
C29	1nF	SMD 1206
C30	1nF	SMD 1206
C31	1nF	SMD 1206

C32 1nF SMD 1206

C33 1nF SMD 1206

C34 1nF SMD 1206

C35 1nF SMD 1206

Diody:

D1 1N4007 DO41

Integrované obvody:

IC1 ICL7660 SO8

U1 7805 TO220

Konektory:

IN SMA F PP SMA50Ω zásuvka(f) panelová přírubová, pájecí

OUT SMA F PP SMA50Ω zásuvka(f) panelová přírubová, pájecí

Potenciometry:

P1-P4 10k PIHER PT 6-L

Rezistory:

R1 20k SMD 1206

R2 100R SMD 1206

R3 20k SMD 1206

R4 100R SMD 1206

R5 20k SMD 1206

R6 100R SMD 1206

R7 68R SMD 1206

R8 68R SMD 1206

R9 68R SMD 1206

R10 68R SMD 1206

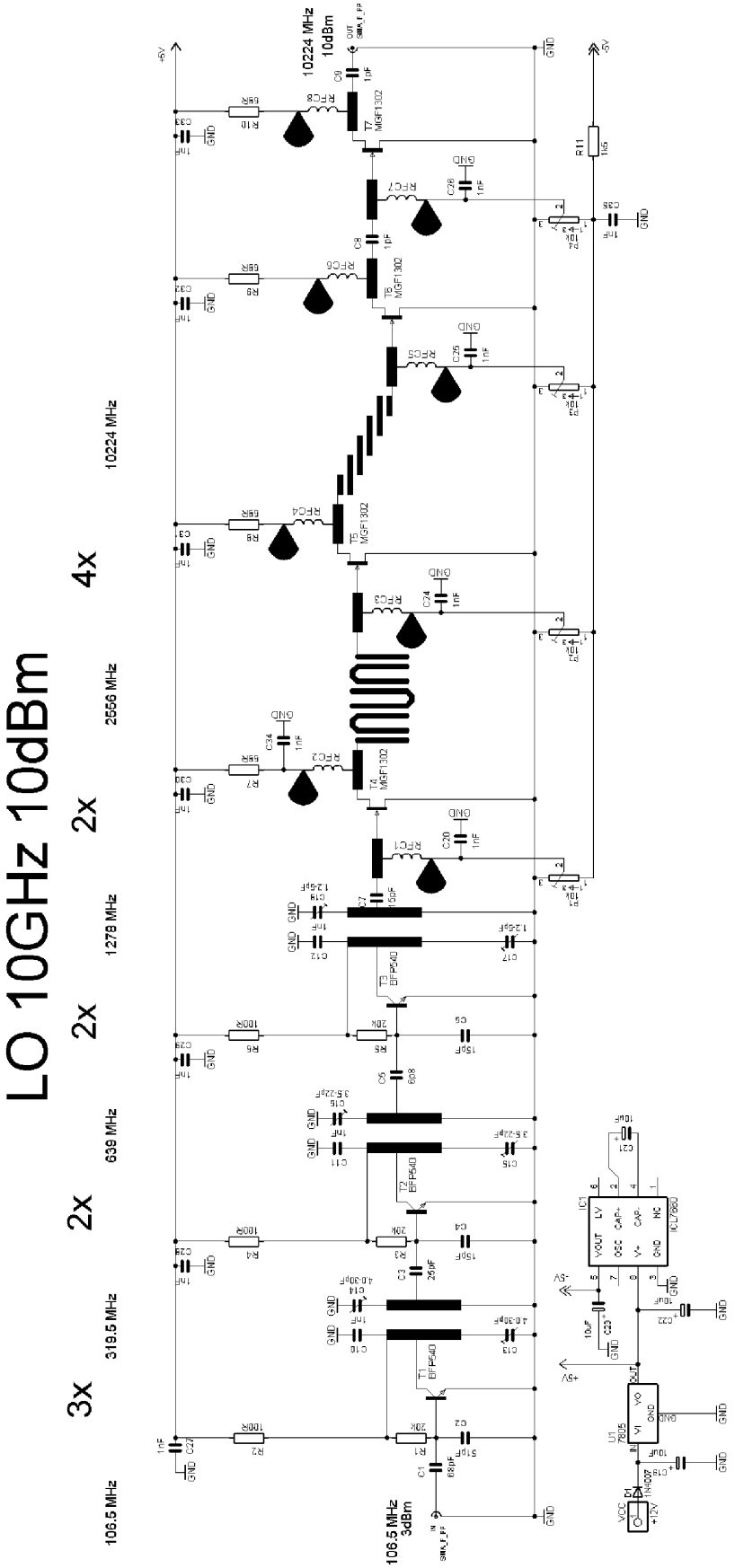
R11 1k5 SMD 1206

Tranzistory:

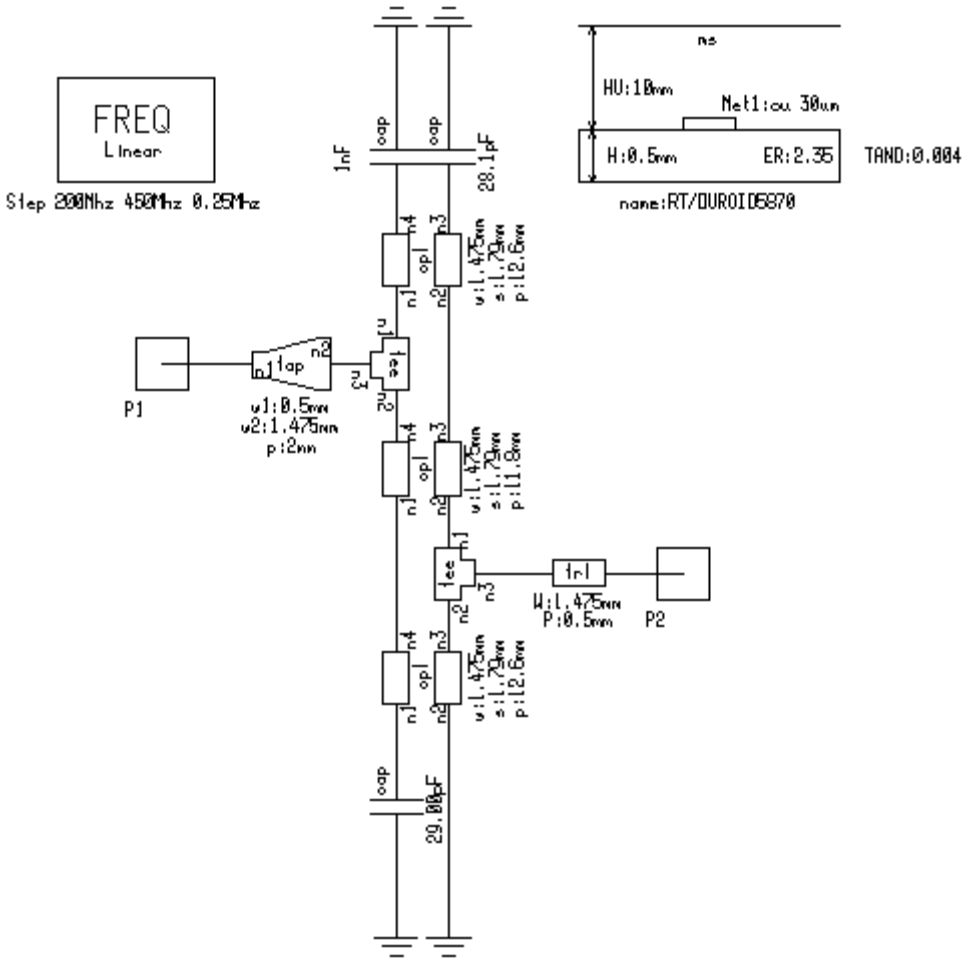
T1-T3 BFP 540 SOT343_V

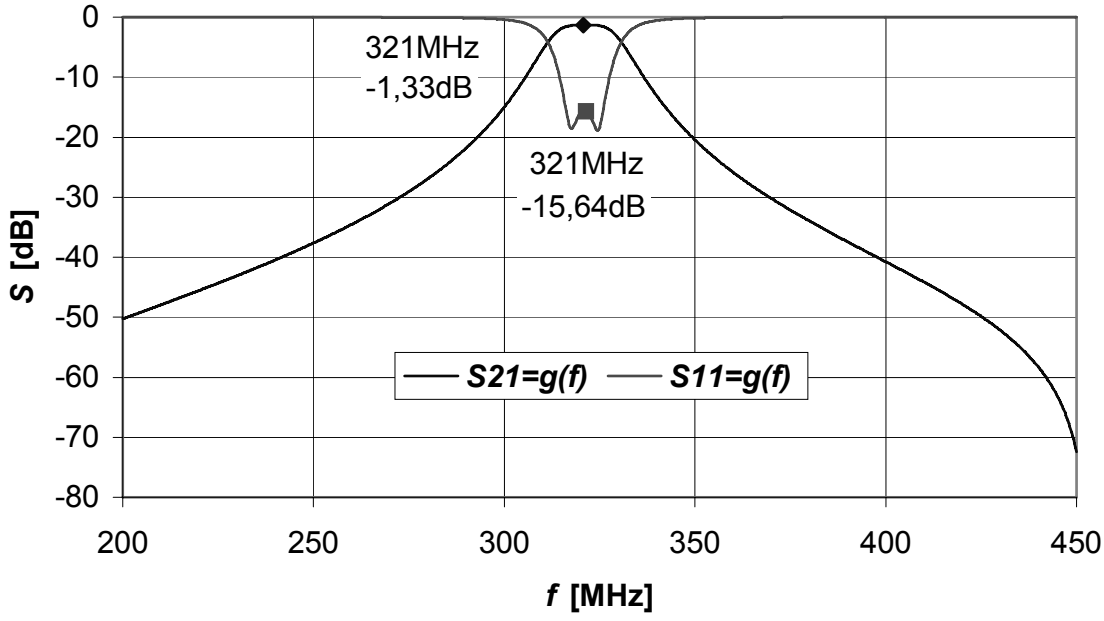
T4-T7 MGF1302 GD4

PŘÍLOHA 8: SCHÉMA NÁSOBIČŮ FREKVENCE PRO LO 10GHz

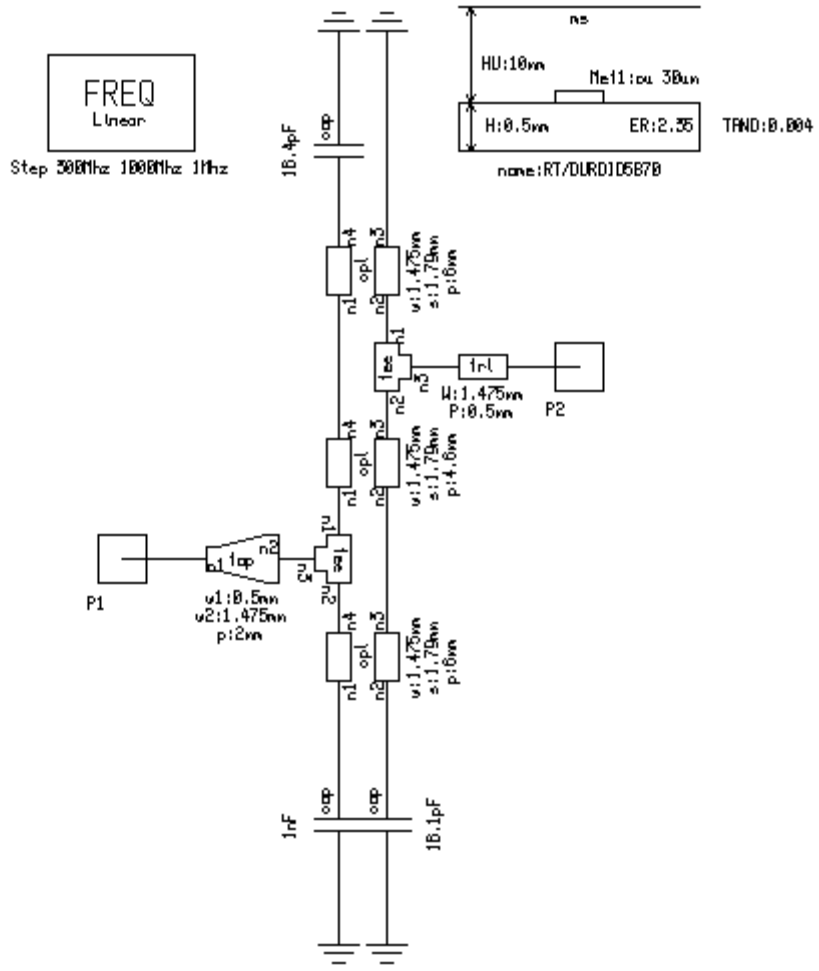


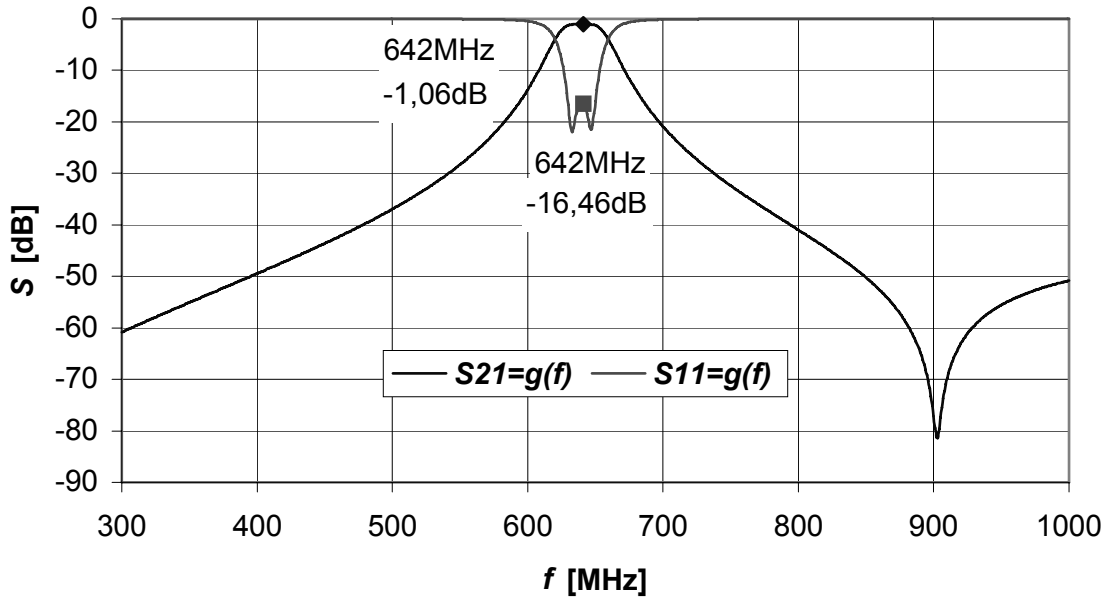
PŘÍLOHA 9: MODIFIKACE FILTRU F1 PRO LO 10GHz



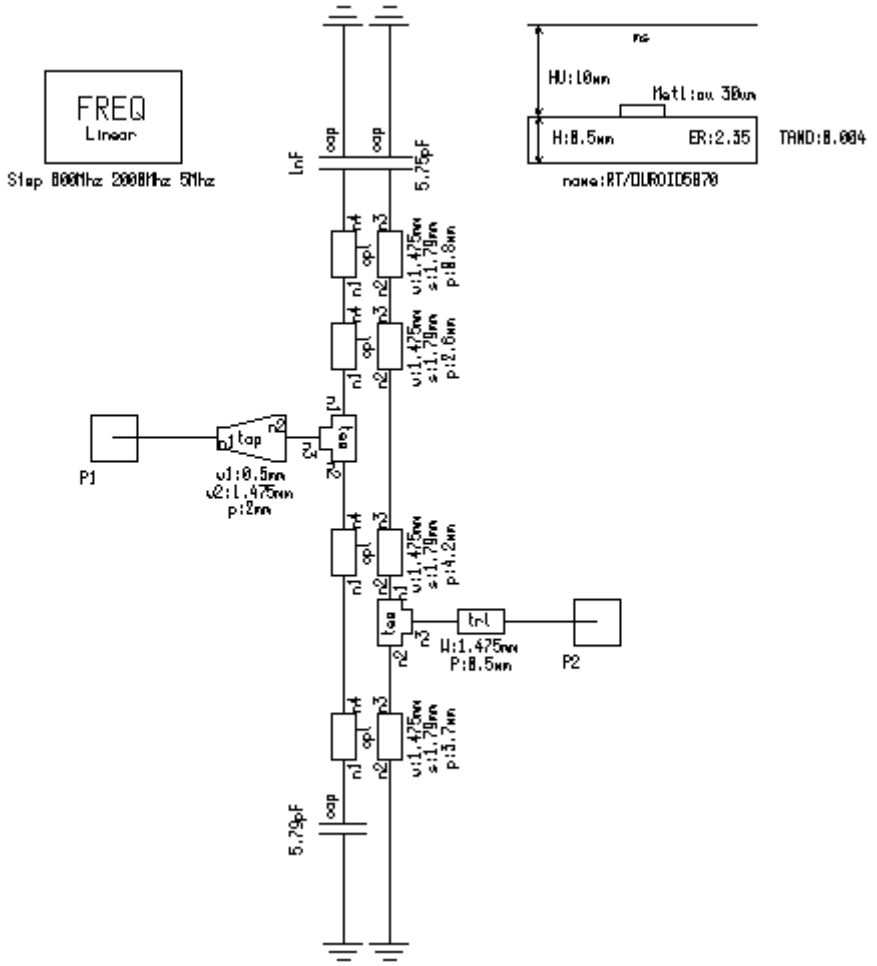


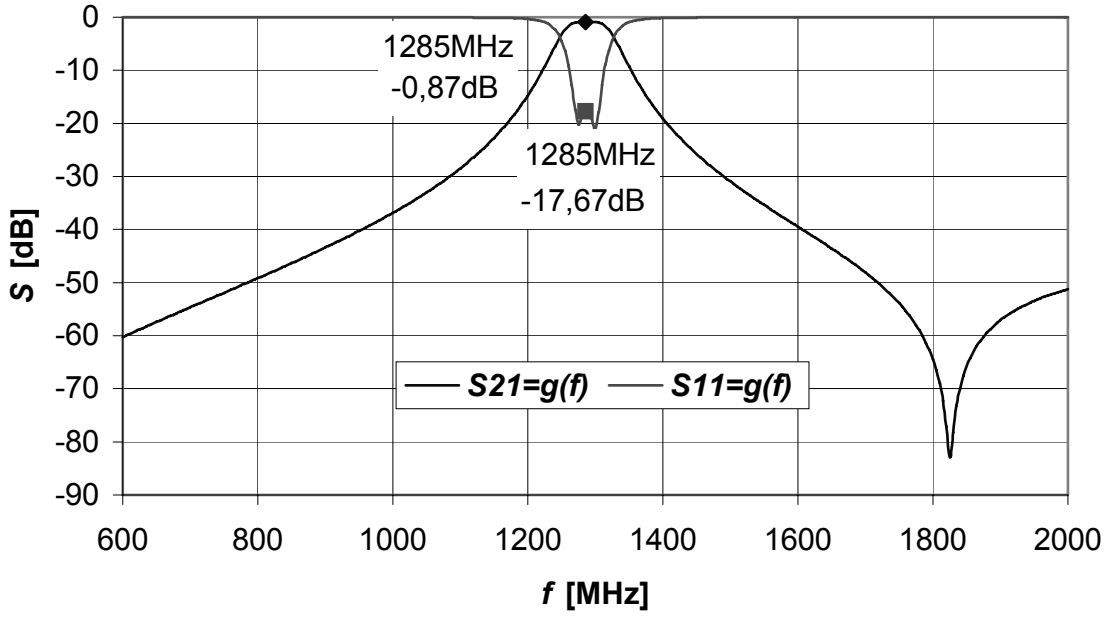
PŘÍLOHA 10: MODIFIKACE FILTRU F2 PRO LO 10GHz



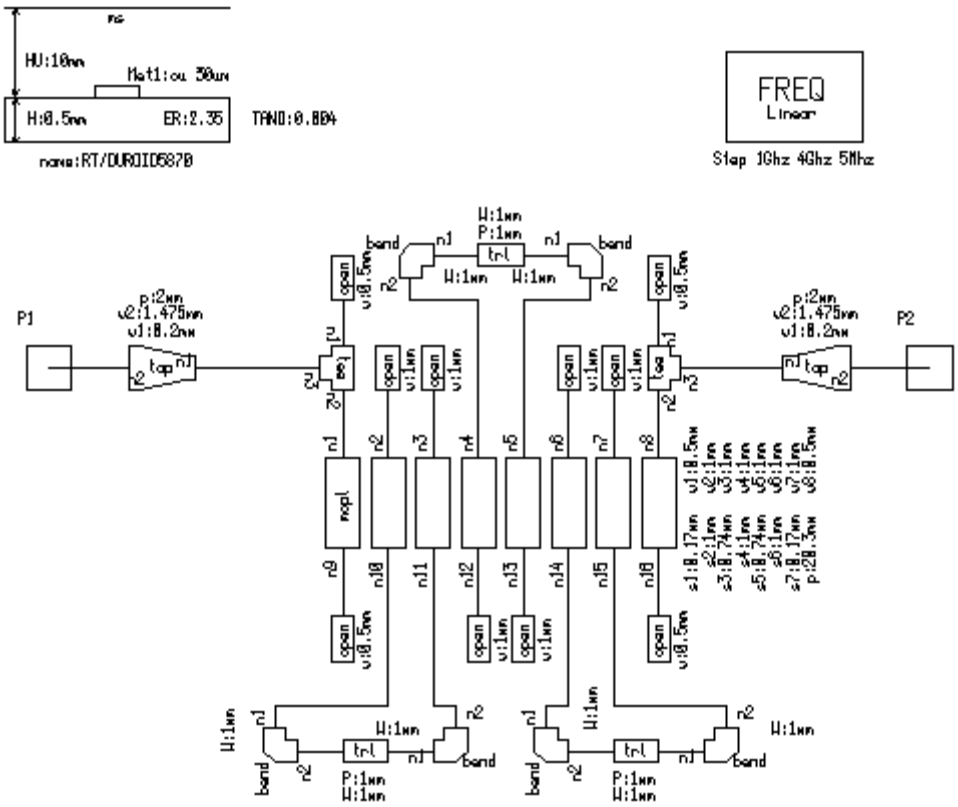


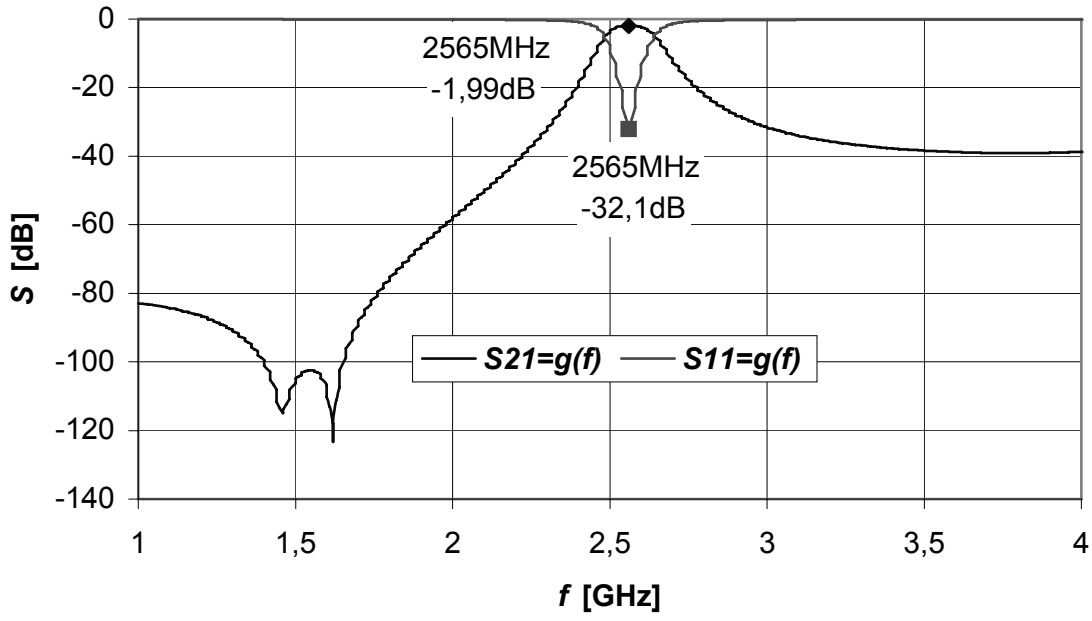
PŘÍLOHA 11: MODIFIKACE FILTRU F3 PRO LO 10GHz



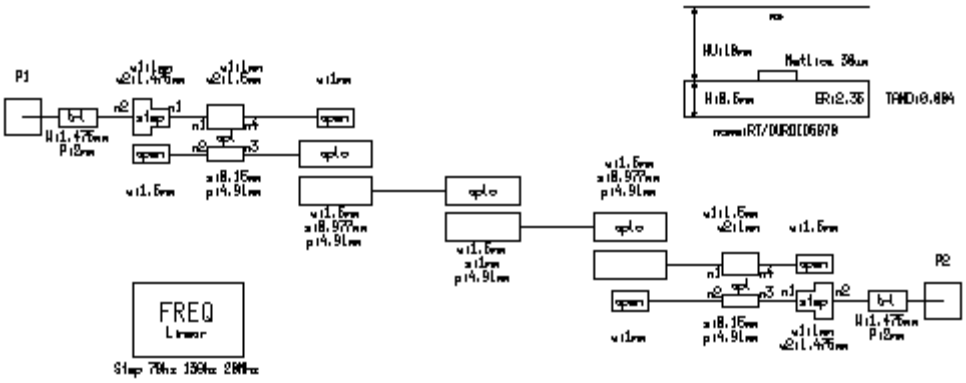


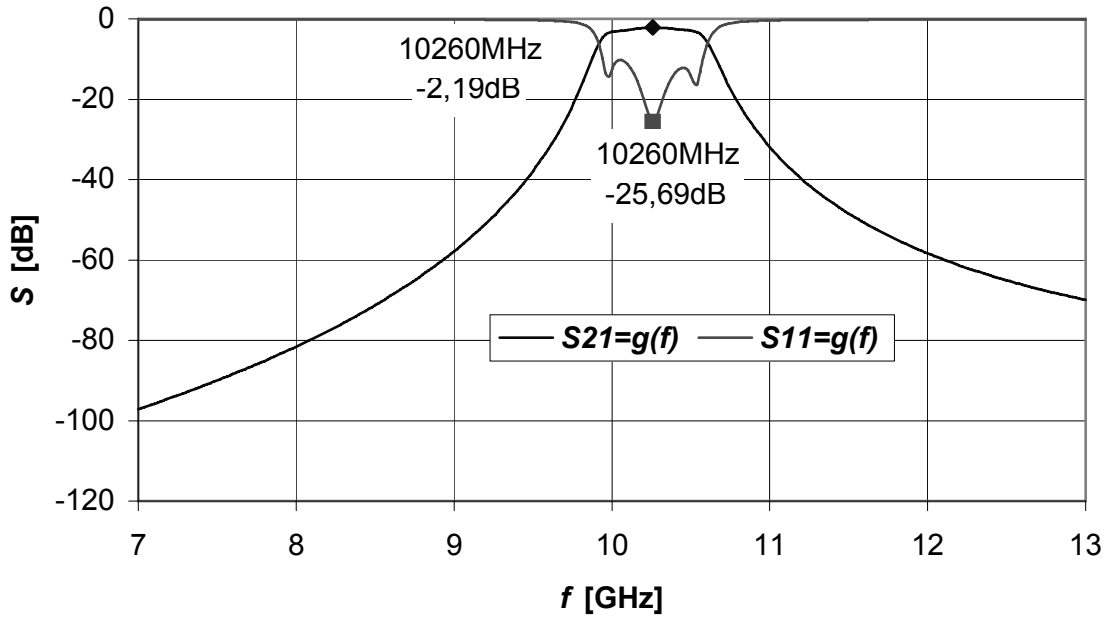
PŘÍLOHA 12: MODIFIKACE FILTRU F4 PRO LO 10GHz



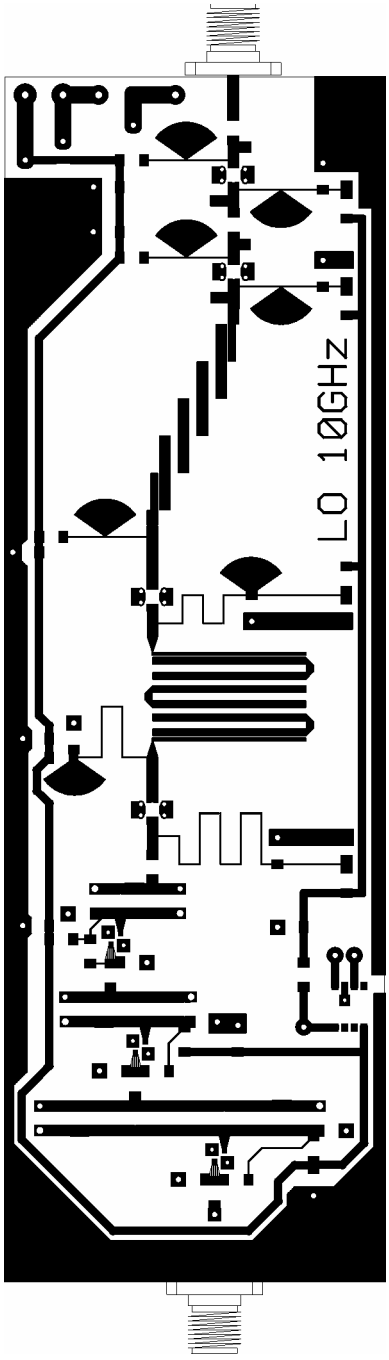


PŘÍLOHA 13: MODIFIKACE FILTRU F5 PRO LO 10GHz

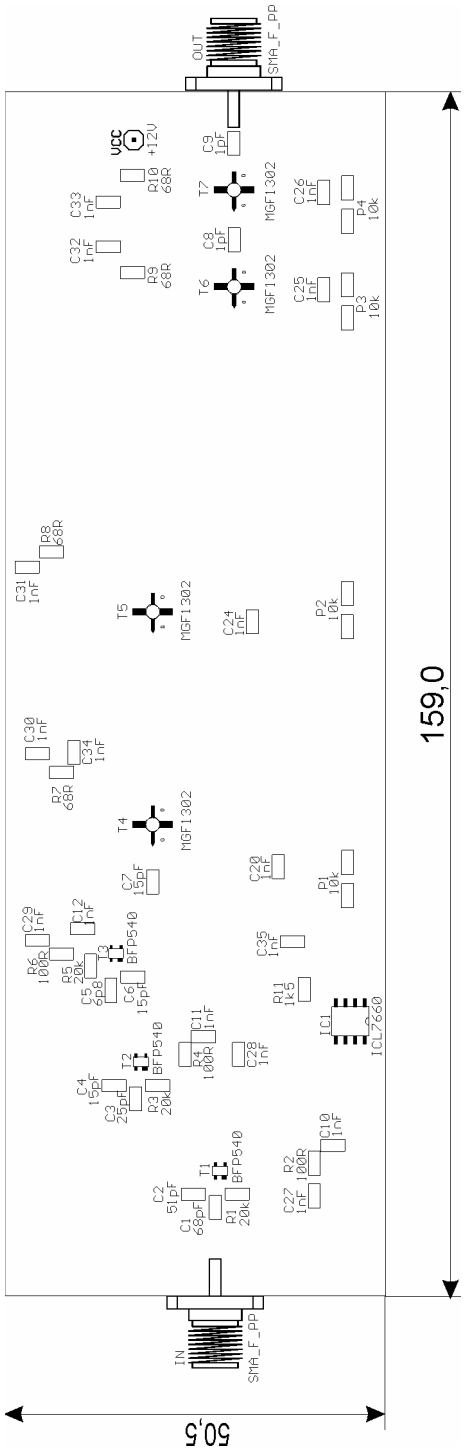




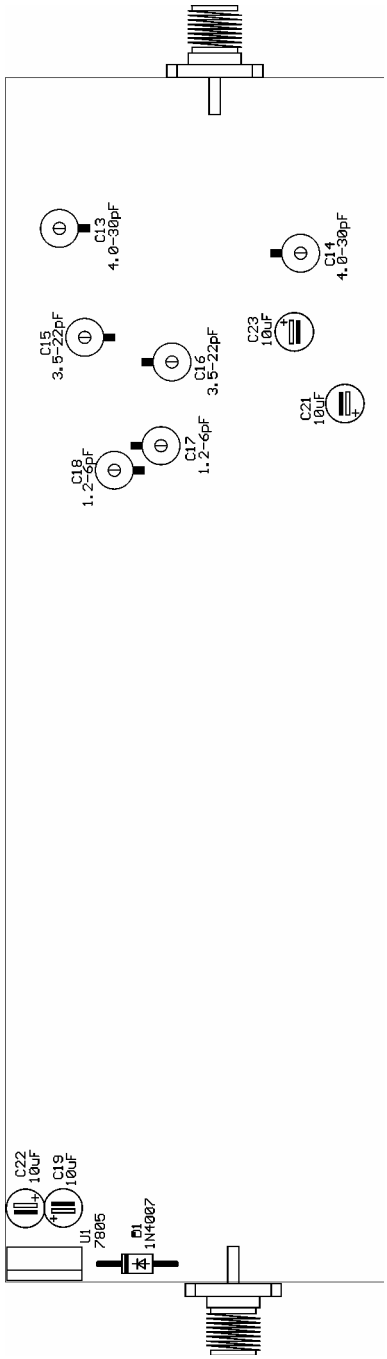
PŘÍLOHA 14: PLOŠNÝ SPOJ (TOP 1:1) PRO LO 10GHz



PŘÍLOHA 15: ROZMÍSTĚNÍ SOUČÁSTEK (TOP) PRO LO 10GHz



PŘÍLOHA 16: ROZMÍSTĚNÍ SOUČÁSTEK (BOTTOM) PRO LO 10GHz



PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že diplomovou práci na téma „Lokální oscilátor konvertoru pro pásmo 24 GHz “ jsem vypracoval samostatně pod vedením svého vedoucího diplomové práce s použitím odborné literatury, kterou jsem všechnu citoval v seznamu literatury.

V Brně dne …… ……..

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu diplomové práce Doc. Ing. Miroslavu Kasalovi, Csc., za velmi užitečnou metodickou pomoc a cenné rady při zpracování této diplomové práce.

V Brně dne …… ……..

(podpis autora)