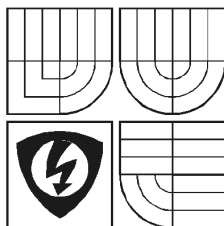


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky



PLL syntezátor v pásmu X

diplomová práce

Studijní obor: Elektronika a sdělovací technika

Jméno studenta: Petr Vágner

Vedoucí diplomové práce: Ing. Petr Kutín

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

Faculty of Electrical Engineering and Communication

Institute of Radio Electronics

X-band PLL Synthesizer

Diploma Thesis

Study specialization: Electronics and Communication

Author: Petr VÁGNER

Supervisor: Petr Kutín

ABSTRACT

This work contains a description of low phase noise frequency synthesizer working in microwave X-band. Design and realization of the PLL synthesizer is included. The synthesizer will serve as local oscillator for frequency conversion so it is designed for fixed frequency 11,952 GHz. The phase locked loop works at half frequency (i.e. 5,976 GHz) and it is designed using MMICs by Hittite Microwave Corporation. 5,5 GHz to 6,1 GHz voltage controlled oscillator HMC431 and low noise phase frequency detector HMC439 are used. The signal from output of the VCO goes through directional coupler. Coupled signal is divided by one divide-by-2 prescaler followed by two divide-by-5 prescalers. Total division ratio is 50 so resulting frequency is 119,52 MHz. Reference 119,52 MHz signal is generated by external overtone crystal oscillator. Output of the phase frequency detector drives an active loop filter with wide bandwidth to minimize phase noise. The VCO frequency is doubled to 11,952 GHz by active frequency doubler using GaAsFET transistor. Signal is filtered by bandpass filter and finally amplified to 8,6 dBm by single stage amplifier.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma „PLL syntezátor v pásmu X“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

V Brně dne 27.5.2005

.....

Obsah

1 Úvod.....	1
2 Oscilátory s nízkým fázovým šumem.....	2
2.1 Parametry generátorů harmonického signálu	3
2.2 Typy nízkošumových oscilátorů v mikrovlnné technice.....	6
3 Fázový závěs - PLL	13
3.1 Princip činnosti PLL	13
3.2 Základní bloky PLL	18
4 Návrh syntezátoru.....	29
4.1 Popis zvoleného řešení.....	30
4.2 Krystalový oscilátor.....	32
4.3 Filtr smyčky.....	33
4.4 Směrová odbočnice.....	37
4.5 Zdvojovač kmitočtu	40
4.6 Pásmová propust.....	44
4.7 Zesilovač.....	45
4.8 Simulace	48
5 Schéma zapojení a deska plošných spojů.....	51
6 Měření	55
6.1 Metody měření fázového šumu.....	55
6.2 Měření realizovaného PLL syntezátoru	58
6.3 Srovnání PLL syntezátoru s metodou násobení kmitočtu.....	62
7 Závěr	63
Literatura.....	64
Přílohy.....	66

1 Úvod

Cílem diplomové práce je navrhnout a realizovat kmitočtový syntezátor na principu fázového závěsu, který bude pracovat na kmitočtu 11952 MHz s výstupním výkonem 10 dBm. Při návrhu mikrovlnných obvodů je výhodné použít speciální software umožňující simulaci a optimalizaci planárních struktur a obvodů. Dalším úkolem je zrealizovaný syntezátor porovnat z hlediska dosaženého fázového šumu s oscilátorem zkonstruovaným metodou násobičů kmitočtu.

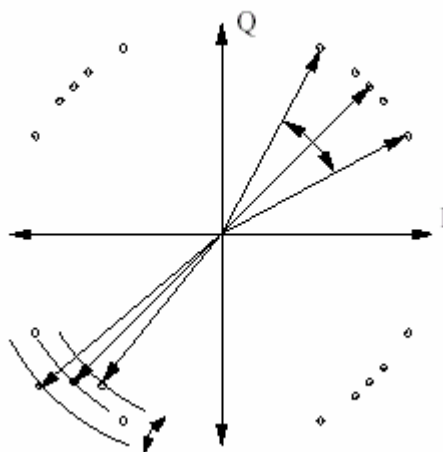
Takovéto přesné zdroje signálu s nízkým fázovým šumem se často používají ve funkci lokálních oscilátorů u mikrovlnných rádiových zařízení. Lokální oscilátor má za úkol poskytovat zdroj stabilního a čistého signálu, potřebný pro kmitočtovou konverzi přijímaného nebo vysílaného signálu. Od vlastností lokálního oscilátoru se pak odvíjí vlastnosti konvertovaného signálu a tedy i kvalita informace přenášené komunikačním kanálem. Proto je třeba u lokálního oscilátoru dosáhnout co nejlepších parametrů.

Princip fázového závěsu je znám už od roku 1930, dlouho však pro svoji značnou obvodovou složitost nebyl využíván. S příchodem monolitických integrovaných obvodů v šedesátých letech se mu však otevřela cesta k širokému využití v praxi, neboť zmíněná obvodová složitost se u monolitické technologie jen málo promítá do výrobní ceny [3]. V poslední době se díky vysoké integraci obvodů používá fázový závěs velice často a to i na mikrovlnných kmitočtech. To je možné díky rozvoji mikrovlnných integrovaných obvodů (MMIC), které tvoří celé funkční bloky systému PLL. Jedná se zejména o děličky kmitočtu pracující až do oblasti desítek GHz a mikrovlnné napětím řízené oscilátory VCO. Někteří výrobci integrovaných obvodů (např. Analog Devices) nabízejí v současné době čipy, které v sobě integrují téměř celý syntezátor a to na kmitočtech blízkých se až 10 GHz.

2 Oscilátory s nízkým fázovým šumem

Jak bylo řečeno v úvodu, oscilátory v moderních komunikačních a měřicích systémech představují zdroj signálu, který je využíván zejména pro kmitočtovou konverzi vysokofrekvenčních signálů. Nízkošumové napětím řízené oscilátory se uplatňují v kmitočtových syntezátorech, kde plní funkci zdroje čistého signálu, který je stabilizován pomocí fázového závěsu PLL. V těchto aplikacích musí oscilátory splňovat řadu požadavků, které ovlivňují kvalitu funkce celého systému. Důležitým požadavkem je aby spektrální čára signálu oscilátoru byla co nejúžší (nízký fázový šum) a aby spektrum neobsahovalo rušivé diskrétní složky zejména v blízkém okolí žádoucího signálu. V případě fázového šumu je důsledkem zkreslení zpracovávaného signálu a v případě diskrétních rušivých složek spektra může nastat při kmitočtové konverzi přenos nežádoucích signálů do mezifrekvence.

Příkladem použití nízkošumového oscilátoru může být čtyřstavová digitální modulace QPSK. Číslcová informace je zde zakódována pomocí fázového posuvu vztaheného k referenčnímu signálu nosné. Kdyby byl pro modulaci použit ideální zdroj nosné, objevily by se v konstelačním diagramu na obr 2.1 pouze 4 body (stavy nosné). Posuv bodů po obvodu kružnice (změna fáze) je způsoben fázovým šumem a změna vzdálenosti bodu od počátku (změna amplitudy) je způsobena amplitudovým šumem.



Obr. 2.1: Vliv fázového a amplitudového šumu na modulaci QPSK

2.1 Parametry generátorů harmonického signálu

V této kapitole jsou zmíněny hlavní parametry, které jsou společné pro generátory harmonického signálu obecně.

2.1.1 Fázový šum

Fázový šum vzniká v důsledku změn průchodu signálu nulou oproti ideálnímu průběhu - fluktuace fáze signálu. Tento fázový šum může být velice intenzivní, a proto patří v současné době k nejdůležitějším parametrům zdrojů vf signálů [4].

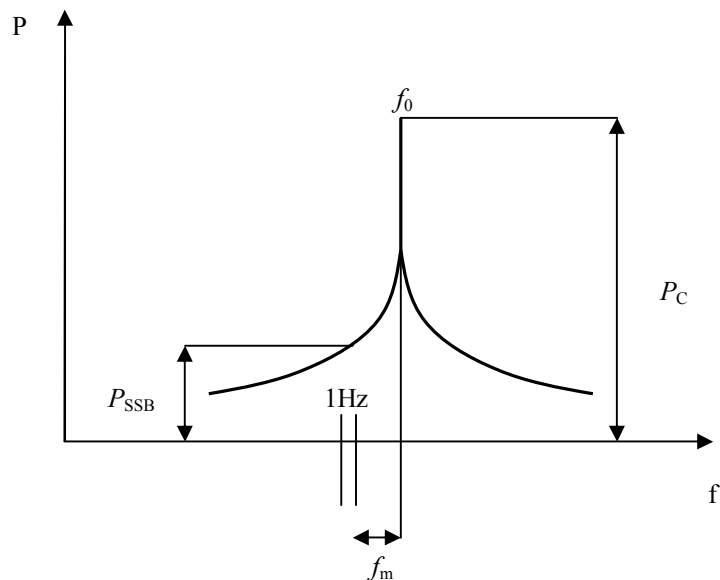
Kvantitativní hodnocení fázového šumu lze provést různými způsoby. Nejčastěji se vychází ze zobrazení výstupního signálu v kmitočtové oblasti (obr. 2.2). Protože spektrum je souměrné vůči jmenovité hodnotě kmitočtu f_0 (nosné), uvažuje se pouze jedno postranní pásmo. Fázový šum na ofsetovém kmitočtu f_m je definován vztahem

$$\alpha(f_m) = \frac{P_{SSB}}{P_C} \quad [\text{Hz}^{-1}] \quad (2.1)$$

nebo

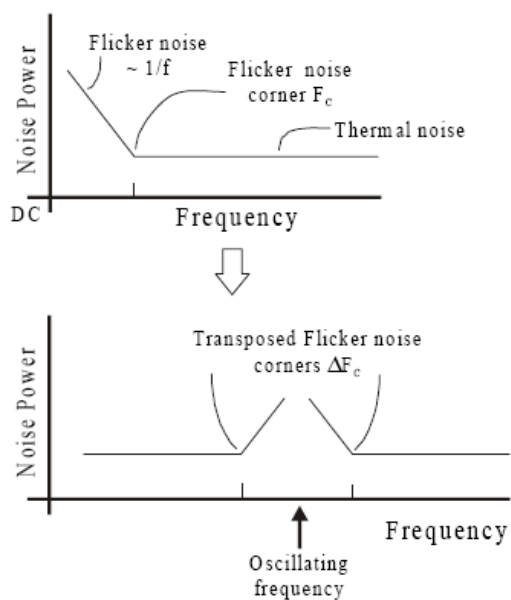
$$\alpha_{dB}(f_m) = 10 \log \frac{P_{SSB}}{P_C} \quad [\text{dBc/Hz}] \quad (2.2)$$

kde P_{SSB} je hustota výkonu signálu (výkon v kmitočtovém pásmu šířky 1 Hz) na ofsetovém kmitočtu f_m a P_C je celkový výkon signálu (nosné) s kmitočtem f_0 . Při měření fázového šumu v decibelech vyjadřuje označení dBc, že se jedná o poměrné vyjádření vztažené k výkonu nosné.



Obr. 2.2: Fázový šum.

Dalším rušivým jevem, který se u oscilátorů projevuje, je šum označovaný v literatuře jako $1/f$ noise nebo flicker noise. Jedná se o šum s rozložením spektrálního výkonu nepřímo úměrným frekvenci. Tento jev vzniká na nízkých kmitočtech, kde je možné pozorovat pod frekvencí F_C nárůst šumu úměrný přibližně $1/f$ nad úroveň tepelného šumu [5]. V oscilátoru se tento šum transponuje na pracovní kmitočet, jak je ukázáno na obrázku 2.3.



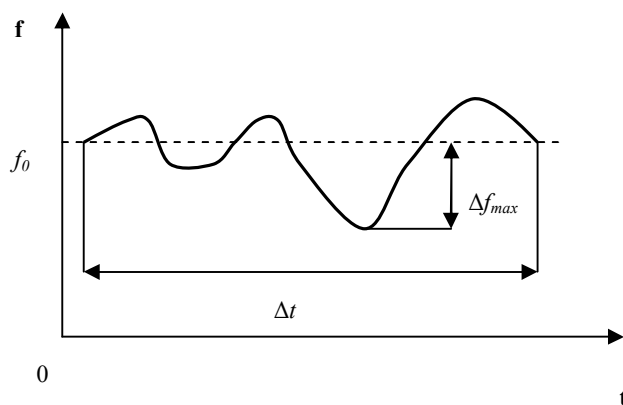
Obr. 2.3: Vznik $1/f$ šumu.

2.1.2 Amplitudový šum

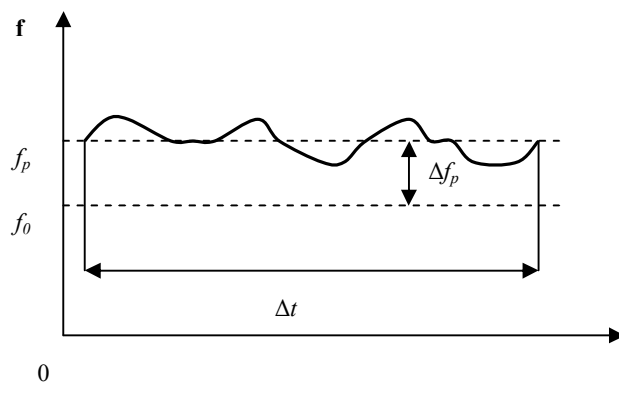
U reálného signálu dochází k náhodným rychlým změnám okamžité velikosti signálu, které jsou označovány jako amplitudový šum. U většiny zdrojů vf signálu je amplitudový šum zanedbatelný a je také méně kritický než fázový šum [4].

2.1.3 Stabilita a přesnost kmitočtu

Dalšími parametry zdrojů signálu jsou stabilita a přesnost kmitočtu. Stabilita kmitočtu je míra změny kmitočtu s časem. Číselně se vyjadřuje největší relativní změnou $\Delta f_{\max}/f_0$ uvažovanou v určitém časovém intervalu Δt , kde Δf_{\max} je maximální odchylka od jmenovitého kmitočtu f_0 . Je-li Δt mnohem větší než 1s, hovoříme o dlouhodobé stabilitě. Naopak krátkodobá stabilita je odchylka kmitočtu v relativně krátkém časovém intervalu, obvykle mnohem menším než 1s, způsobená především náhodnými fluktuacemi a šumem. Přesnost kmitočtu se vyjadřuje poměrnou odchylkou $\Delta f_p/f_0$ stanovenou opět v určitém časovém intervalu Δt , kde Δf_p je rozdíl střední hodnoty kmitočtu a jmenovitého kmitočtu f_0 . Ze změřeného časového průběhu okamžitého kmitočtu v intervalu Δt se určí střední hodnota kmitočtu f_p , z kmitočtů f_p a f_0 se vypočítá Δf_p a následně se stanoví přesnost kmitočtu.



Obr. 2.4: Stabilita kmitočtu.



Obr. 2.5: Přesnost kmitočtu.

2.2 Typy nízkošumových oscilátorů v mikrovlnné technice

Existuje několik možností jak lze získat stabilní zdroj harmonického signálu s nízkým fázovým šumem na mikrovlnných kmitočtech. Často používané jsou metody násobení kmitočtu krystalových oscilátorů, mikrovlnné oscilátory s dielektrickým rezonátorem nebo s rezonátorem tvořeným strukturou z mikropáskového vedení. Dále jsou využívány oscilátory založené na rezonátorech s povrchovou akustickou vlnou SAW nebo na keramických rezonátorech. Jako širokopásmové elektronicky přeladitelné oscilátory jsou známé oscilátory s rezonátorem na bázi yttritoželezitého granátu (YIG).

Pro použití v systémech PLL se používají modifikace uvedených zapojení s varaktory, které umožňují elektronické ladění kmitočtu. V této kapitole budou stručně popsány některé z uvedených obvodů.

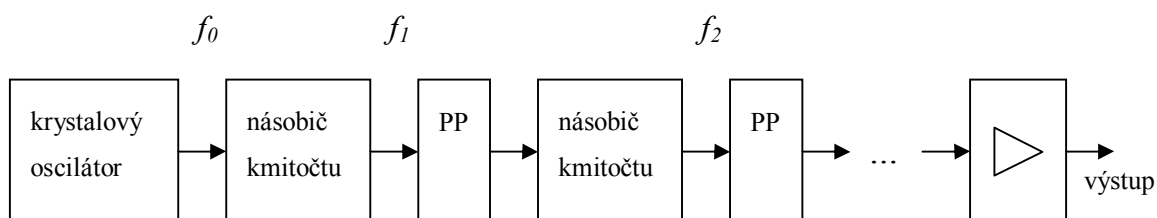
2.2.1 Metoda násobení kmitočtu

Tento způsob získání zdroje vysokého kmitočtu je založen na postupném násobení kmitočtu z velmi stabilního oscilátoru nejčastěji v pásmu VHF. Protože násobením základního kmitočtu na jeho N násobek se fázový šum výsledného signálu zvyšuje o hodnotu

$$\Delta P_{SSB} = 20 \cdot \log N \quad [\text{dB}] \quad (2.3)$$

je nutné použít základní oscilátor o co nejvyšším kmitočtu a zároveň s co nejmenším fázovým šumem.

K tomuto účelu se používají krystalové oscilátory, konkrétně takzvané overtone oscilátory, které pracují na lichých harmonických krystalu. Maximální dosažitelný kmitočet krystalového oscilátoru je asi 200 MHz (devátá harmonická krystalu) [6]. Pro dosažení špičkové stability kmitočtu se krystaly teplotně stabilizují nebo se celý oscilátor umístí do termostatu. Takové oscilátory se označují zkratkami TCXO a OCXO.



Obr. 2.6: Blokové schéma oscilátoru zkonstruovaného metodou násobení kmitočtu.

Na obrázku je blokové schéma oscilátoru, který se skládá z řetězce násobičů kmitočtu a pásmových propustí. Na výstupu je zařazen koncový zesilovač.

Násobič frekvence je zařízení, které po připojení signálu na jeho vstup s kmitočtem f_{IN} má na výstupu signál s kmitočtem $N \cdot f_{IN}$. Násobení signálu se provádí tím způsobem, že se přivede harmonický signál na nelinearitu, kde se tento signál zkreslí, a poté se z bohatého spektra vybere požadovaná harmonická filtrem typu pásmová propust. K násobení kmitočtu se nejčastěji používají aktivní násobiče s bipolárními nebo unipolárními tranzistory. Na vysokých mikrovlnných kmitočtech se však stále ještě používají pasivní násobiče s diodami a to i přes jejich nevýhody, kterými jsou značné konverzní ztráty a nutnost relativně vysokého vstupního výkonu.

Z Fourierovy teorie lze usoudit, které nelineární prvky nebo metody jsou vhodné pro násobení kmitočtu. Například obdélníkový průběh nemá žádné sudé harmonické a třetí harmonická je o 7 dB menší než vstupní signál [2]. Tudíž amplitudový omezovač je vhodný jako násobič kmitočtu třemi. Naopak pro násobení dvěma se hodí jednocestné nebo dvoucestné usměrňovače, protože takto usměrněný signál obsahuje pouze sudé harmonické. U aktivního násobiče s použitím zesilovače ve třídě C můžeme očekávat lepší efektivitu pro sudé harmonické, pokud není buzen příliš silným signálem, který by způsobil amplitudové omezení [2].

Nejdůležitějšími parametry násobiče frekvence jsou činitel (řád) násobení N , výstupní výkon P_{out} , konverzní zisk

$$G_C = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (2.4)$$

a konverzní účinnost

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_0} \quad (2.5)$$

kde P_0 je výkon odebíraný ze stejnosměrného napájecího zdroje.

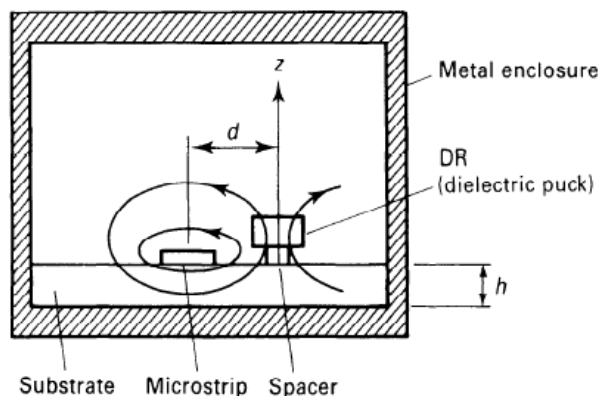
2.2.2 Oscilátory s dielektrickým rezonátorem

Oscilátory s dielektrickým rezonátorem (DRO) jsou v současné době často využívány v komerčních i vojenských komunikačních systémech, radiolokátorech a podobně. Jejich základními vlastnostmi jsou nízký fázový šum, kompaktní rozměry, stabilita kmitočtu v závislosti na teplotě a jednoduchá konstrukce. Tyto vlastnosti je předurčují k použití jako samostatné oscilátory nebo oscilátory s fázovým závěsem.

Dielektrické rezonátory byly vyvinuty jako náhrada za dutinové rezonátory a mají také podobné vlastnosti [7]:

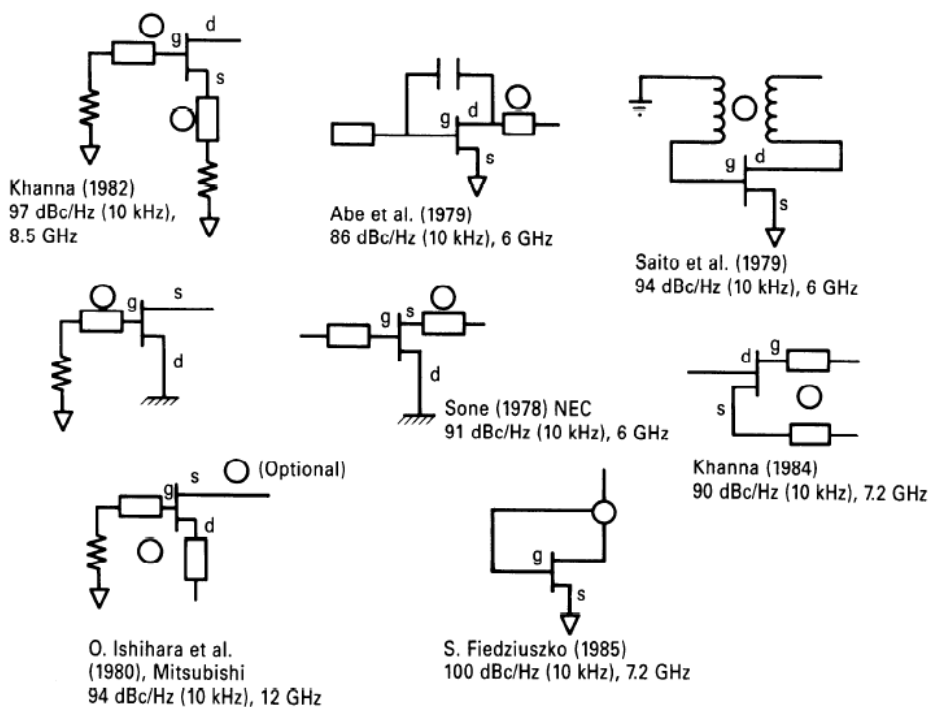
- vysoký činitel jakosti
- rezonanční mód je určen fyzickými rozměry

Jejich hlavními výhodami jsou menší rozměry, teplotní stabilita a snadnější použití v obvodech. Jejich malé rozměry spočívají v materiálu s velkou relativní permitivitou, ze kterého jsou vyrobeny. Vyrábí se ve tvaru plochého disku nebo prstence. Další rozdíl proti dutinovým rezonátorům je v tom, že energie v rezonanci není rozložena pouze uvnitř rezonátoru, ale i v jeho okolí. To může být využito jako vazba například s mikropáskovým vedením (viz. obr. 2.7) nebo pro doladění rezonanční frekvence. Toto elektromagnetické pole v okolí rezonátoru musí být odstíněno od okolí aby byl zachován vysoký činitel jakosti rezonátoru [7].



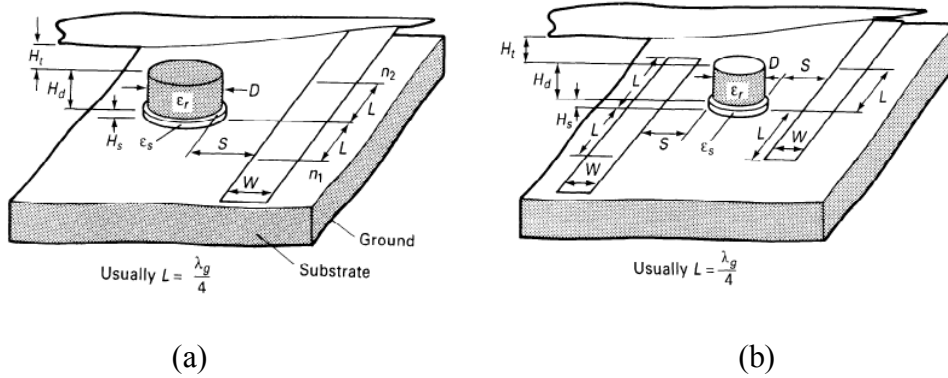
Obr. 2.7: Vazba mezi DR a mikropáskovým vedením.

Byly vyvinuty různé metody začlenění dielektrického rezonátoru do obvodu oscilátoru. Na obr. 2.8 je několik z nich i s uvedenou hodnotou dosaženého fázového šumu [1].



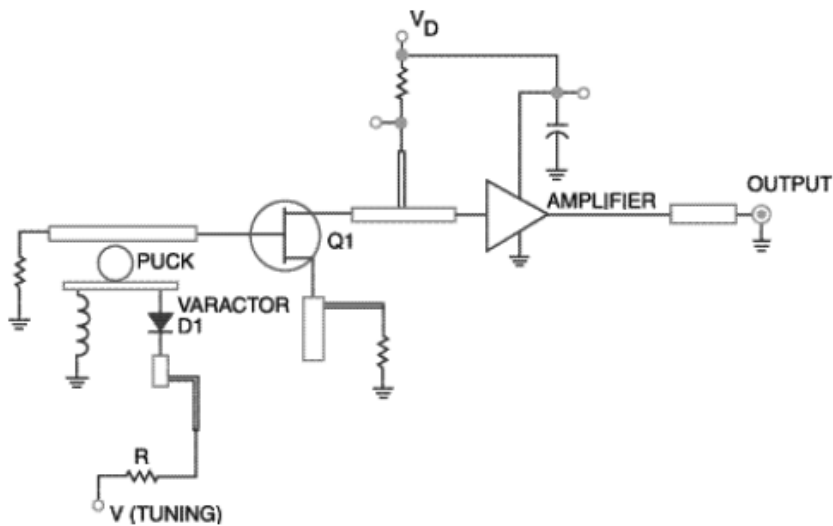
Obr. 2.8: Obvyklá uspořádání DRO.

V oscilátorech DRO se dielektrické rezonátory používají s vazbou s mikropáskovým vedením ve dvou konfiguracích, jak je ukázáno na obr. 2.9. Podle způsobu navázání se rezonátor chová jako filtr typu pásmová propust nebo pásmová zadrž.



Obr. 2.9: Mikropáskové vedení a dielektrický rezonátor jako a) pásmová zadrž, b) pásmová propust.

Oscilátor s dielektrickým rezonátorem se ladí mechanicky, zvětšováním a zmenšováním vzdálenosti stínícího krytu od horní strany rezonátoru. Aby bylo možné začlenit oscilátor s dielektrickým rezonátorem do systému PLL, je potřeba navázat k rezonátoru také úsek vedení s jedním nebo dvěma varaktory. Příklad elektronického ladění je vidět na obr. 2.10. Za vlastním oscilátorem následuje oddělovací zesilovač (buffer amplifier), který zajišťuje aby oscilátor pracoval do konstantní zátěže a aby nebyl zátěží rozladován. Zde je třeba podotknout, že šířka pásma přeladitelnosti takovýchto oscilátorů je velmi malá (asi 0,2% jmenovitého kmitočtu oscilátoru [18]). To však pro použití v systému PLL který pracuje na jediném pevném kmitočtu stačí. Ladicí rozsah musí být větší než změny kmitočtu DRO vlivem změn teploty.



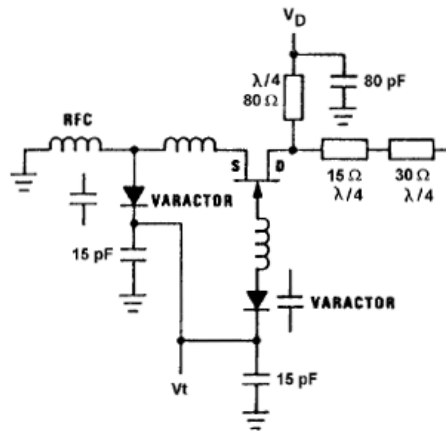
Obr. 2.10: Napětím laditelný DRO pro použití v PLL.

2.2.3 Oscilátory s YIG rezonátorem

Pro širokopásmové elektronicky přeladitelné oscilátory se používají rezonátory YIG nebo rezonátory s varaktory. YIG rezonátor je vysoce jakostní feritová koule z yttritoželezitého granátu $Y_2Fe_2(FeO_4)_3$. Takový rezonátor může být přeladován změnou magnetického pole. V závislosti na složení materiálu, velikosti rezonátoru a magnetickém poli se dosahuje rezonančních kmitočtů asi od 500 MHz do 50 GHz. Pro velkou přeladitelnost se YIG rezonátor často používá v oscilátorech spektrálních analyzátorů [1].

2.2.4 Oscilátory s varaktorem laděným rezonátorem

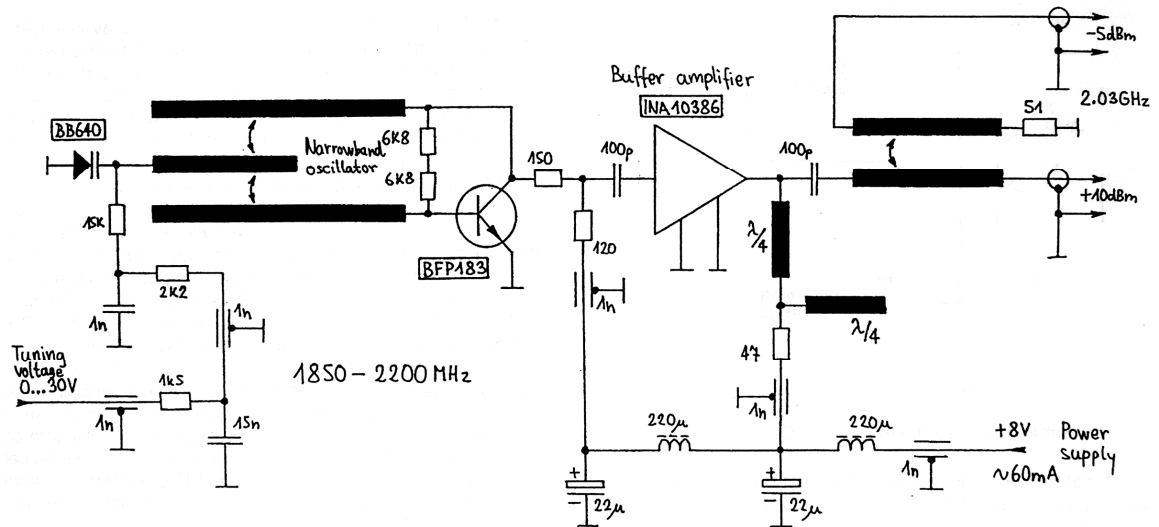
Tyto oscilátory využívají proměnné reaktance polovodičového PN přechodu zapojeného v závěrném směru. Tyto diody mají velmi malé ztráty a tedy i vysoký činitel jakosti Q. Křemíkové varaktory mají krátký čas ustálení a hodí se do aplikací kde je zapotřebí rychlé přeladění, zatímco GaAs varaktory mají vyšší činitel jakosti. GaAs varaktory pro mikrovlnné aplikace se často nahrazují tranzistorem GaAs FET, u kterého se spojí elektrody S a D dohromady [1]. Na obrázku je příklad zapojení oscilátoru s varaktory [14].



Obr. 2.11: Oscilátor s varaktory.

Další možností jak získat elektronicky přeladitelný oscilátor je ladění mikropáskového rezonátoru pomocí varaktoru. Příkladem může být VCO s mikropáskovým rezonátorem uvedený v [15], kde se varaktorem ladí interdigitální filtr, zapojený mezi kolektor a bázi tranzistoru (viz obr. 2.12). Oscilátor je doplněn oddělovacím zesilovačem.

PLL syntežátor v pásnu X



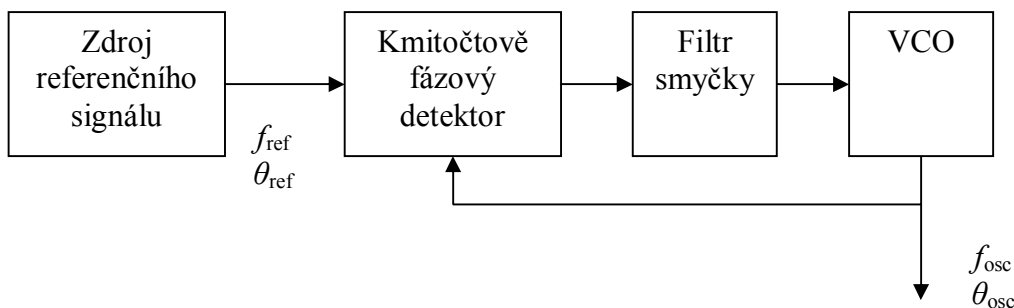
Obr. 2.12: Nízkošumový VCO s mikropáskovým rezonátorem.

3 Fázový záměr - PLL

Fázový záměr, označovaný zkratkou PLL (phase locked loop), je zpětnovazební obvod, který udržuje konstantní fázový rozdíl mezi referenčním signálem a výstupním signálem napětím řízeného oscilátoru.

3.1 Princip činnosti PLL

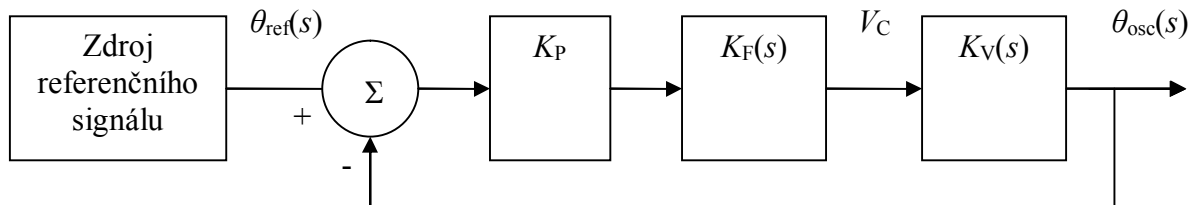
Na obrázku 3.1 je základní blokové schéma fázového záměru. Kmitočtově fázový detektor porovnává fázi výstupního kmitočtu VCO f_{osc} s fází referenčního signálu f_{ref} . Výstupní impulzní signál fázového detektoru je generován v závislosti na fázovém rozdílu f_{osc} a f_{ref} . Tyto impulzy jsou vyhlazeny průchodem filtrem smyčky. Výsledné stejnosměrné napětí je použito jako řídicí napětí pro VCO. Výstupní signál VCO je přiváděn zpět na vstup kmitočtově fázového detektoru a porovnáním s referenčním signálem řídí VCO tak aby fázový rozdíl byl co nejmenší. Tedy oba kmitočty i obě fáze jsou stejné, $f_{osc} = f_{ref}$ a $\theta_{osc} = \theta_{ref}$.



Obr. 3.1: Základní blokové schéma PLL.

3.1.1 Analýza PLL jako zpětnovazebního systému

Analýzu provedeme podle blokového schématu na obrázku 3.2.



Obr. 3.2: Linearizované blokové schéma PLL.

K_P – Zisk kmitočtově fázového detektoru (V/rad)

K_F – Přenosová funkce filtru smyčky

K_V – Zisk VCO

V_C – Řídicí napětí

S použitím Laplaceovy transformace můžeme vyjádřit přenosovou funkci uzavřené smyčky:

$$\frac{\Theta_{osc}(s)}{\Theta_{ref}(s)} = \frac{K_P \cdot K_F(s) \cdot K_V(s)}{1 + K_P \cdot K_F(s) \cdot K_V(s)} = H(s) \quad (3.1)$$

Protože zisk VCO, $K_V(\text{rad/s/V})$, je funkcí času a úhlový kmitočet lze vyjádřit jako derivaci fáze, pro K_V platí vztah:

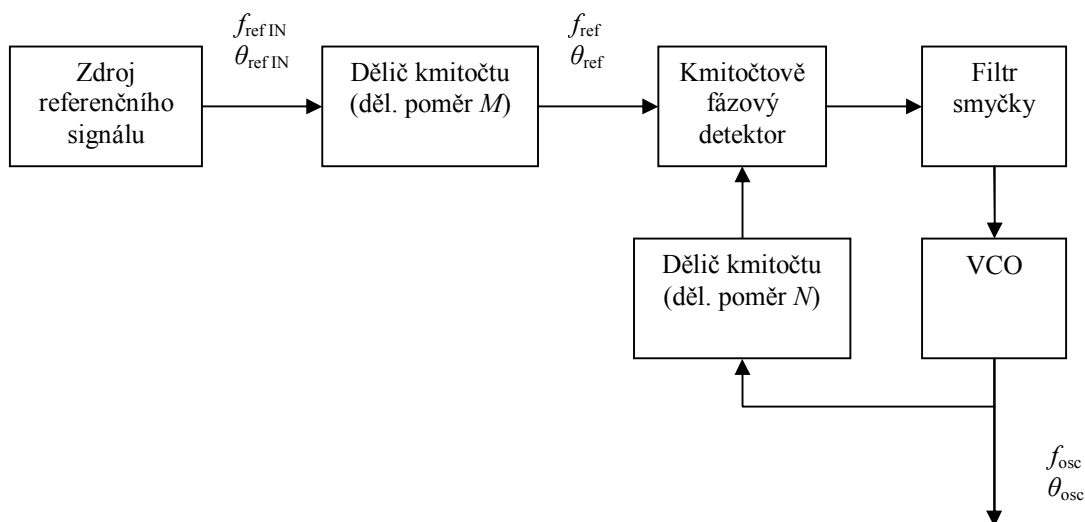
$$K_V(s) = \frac{K_V}{s} \quad (3.2)$$

Předpokládáme, že zisk kmitočtově fázového detektoru není závislý na frekvenci. Z rovnic (3.1) a (3.2) dostáváme vztah:

$$H(s) = \frac{K_P \cdot K_F(s) \cdot K_V}{s + K_P \cdot K_F(s) \cdot K_V} \quad (3.3)$$

Tato rovnice představuje základní lineární přenosovou funkci PLL [8].

PLL se často používá jako kmitočtový syntezátor pro generování kmitočtu z jednoho referenčního zdroje např. krystalového oscilátoru. Uvažujme kmitočtový syntezátor na obrázku 3.3.



Obr. 3.3: Blokové schéma PLL syntezátoru.

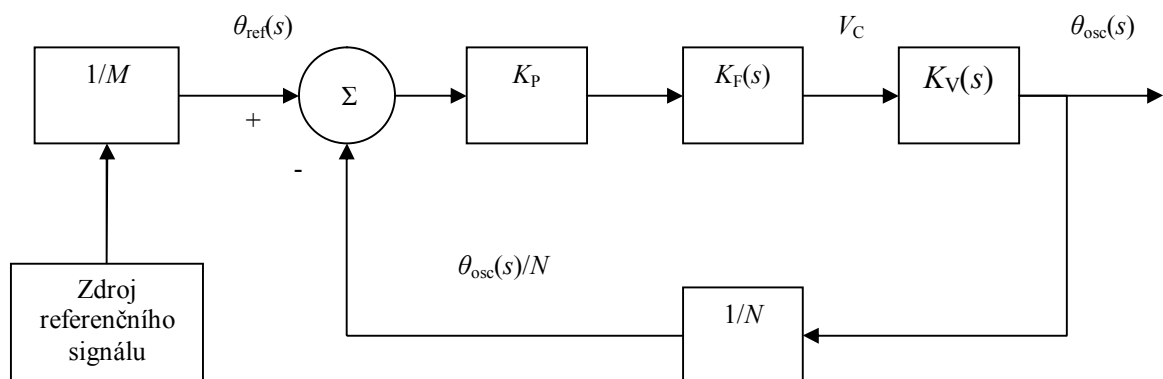
Protože požadovaný kmitočet vzniká v syntezátoru z referenčního zdroje signálu, výstupním kmitočtem syntezátoru mohou být pouze násobky referenčního kmitočtu. Kmitočtově fázový detektor porovnává signál z děliče $1/N$ (dělí výstupní signál VCO) a signál z děliče $1/M$ (dělí výstupní signál referenčního zdroje kmitočtu) a řídí VCO tak aby kmitočet i fáze takto získaných signálů byly stejné. Potom platí:

$$\frac{f_{refIN}}{M} = \frac{f_{osc}}{N} \quad (3.4)$$

Výsledný kmitočet je tedy:

$$f_{osc} = f_{refIN} \cdot \frac{N}{M} \quad (3.5)$$

Nyní můžeme vyjádřit přenosovou funkci uzavřené smyčky PLL systému. Do blokového schématu na obr. 2 doplníme děliče kmitočtu $1/M$ a $1/N$. Potom dostaneme linearizované blokové schéma PLL syntezátoru (obr. 3.4).



Obr. 3.4: Linearizované blokové schéma PLL syntežátoru.

Přenosová funkce uzavřené smyčky je dána následující rovnicí:

$$H(s) = \frac{K_P \cdot K_F(s) \cdot K_V}{s + \frac{K_P \cdot K_F(s) \cdot K_V}{N}} \quad (3.6)$$

Z rovnic (3.3) a (3.6) je zřejmé, že přenosová funkce uzavřené smyčky je silně závislá na vlastnostech filtru smyčky, jehož parametry budou popsány dále.

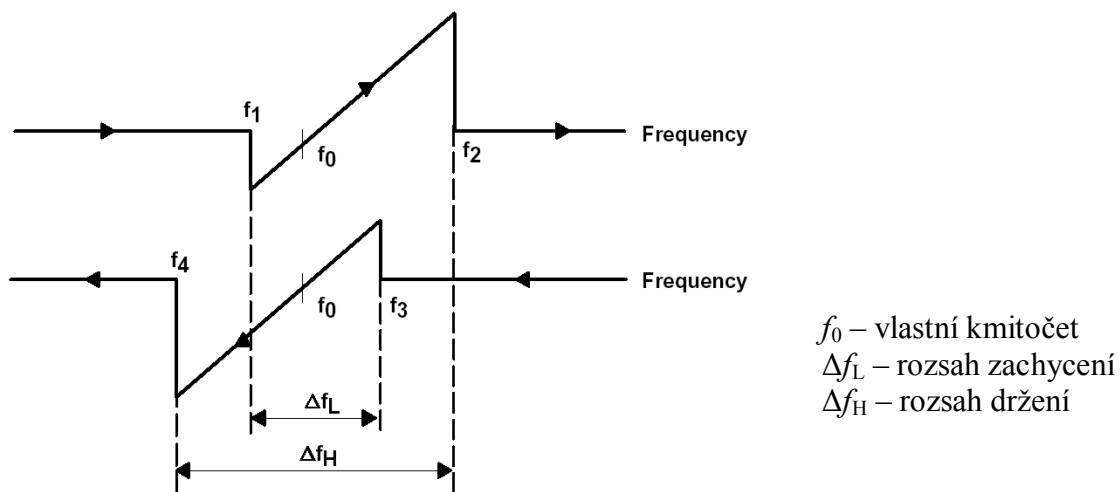
3.1.2 Definice důležitých pojmů

- **Vlastní kmitočet**

Vlastním kmitočtem VCO (free running frequency) se rozumí hodnota, kterou má VCO když není fázový závěs v synchronismu.

- **Rozsah držení** (hold in range) a **rozsah zachycení** (lock in range)

Když je PLL v synchronismu, existuje rozsah kmitočtů, ve kterém může být frekvence referenčního signálu pomalu odlaďována od vlastního kmitočtu VCO aniž by došlo ke ztrátě synchronismu. Tento rozsah se nazývá rozsah držení. Rozsah zachycení je takový rozsah kmitočtů, ve kterém je systém schopen dosáhnout synchronního stavu.



Obr. 3.5: Rozsah držení a rozsah zachycení.

Pokud kmitočet roste a přibližuje se k vlastnímu kmitočtu VCO, PLL nejprve není v synchronizmu. Toho dosáhne na kmitočtu f_1 . Dále prochází vlastním kmitočtem f_0 až na kmitočtu f_2 dojde k rozpadu smyčky. Obdobně při snižování kmitočtu dochází k zachycení na f_3 a rozpadu smyčky na f_4 . Z obrázku 3.5 je zřejmé, že rozsah držení je vždy větší než rozsah zachycení.

- **Doba zachycení**

Čas, který smyčka PLL potřebuje k dosažení synchronizmu se nazývá doba zachycení.

3.2 Základní bloky PLL

Základní bloky, ze kterých se skládá systém PLL, jsou:

- napětím řízený oscilátor VCO
- kmitočtově fázový detektor
- filtr smyčky
- zdroj referenčního signálu

3.2.1 Napětím řízený oscilátor (VCO)

Některé typy oscilátorů VCO již byly popsány v kapitole 2.2. Základní parametry a požadavky na VCO z hlediska návrhu PLL jsou následující:

- K_V = zisk VCO (rad/V/s)
- Závislost frekvence na řídicím napětí by v ideálním případě měla být lineární.
- Stabilita vůči vnějším vlivům (teplota a pod.).
- Jednoduchost ladění.

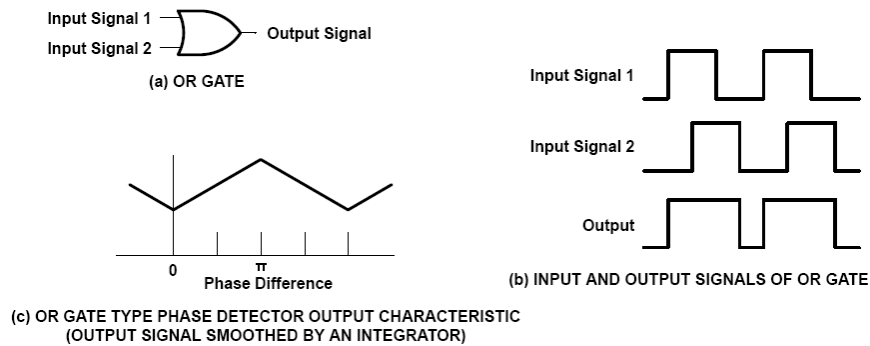
Protože je značně složité zároveň dodržet tyto požadavky, volba konkrétního VCO záleží na dané aplikaci.

3.2.2 Fázový detektor

Fázové detektory jsou analogové nebo digitální. Z analogových obvodů může být použit například dvojitě vyvážený směšovač. Z číslicových obvodů jsou to obvody OR, XOR, klopné obvody RS, budiče s 3 stavovým výstupem a kmitočtově fázové detektory. V následujícím textu budou stručně popsány základní typy digitálních fázových detektorů podle [8].

Fázový detektor s obvodem logického součtu OR

Nejjednodušší digitální fázový detektor je obvod logického součtu. U tohoto typu fázového detektoru se mění střída výstupního signálu v závislosti na fázovém rozdílu, jak je vidět na obr. 3.6.b. Po průchodu integrátorem dostáváme napětí v závislosti na fázovém posuvu (viz obr. 3.6.c).



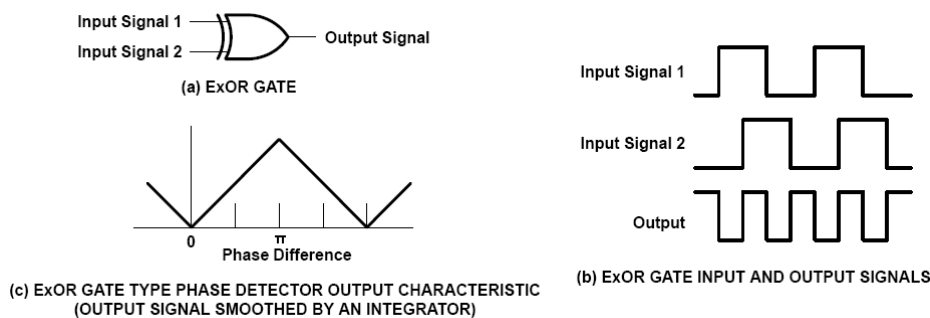
Obr. 3.6: Fázový detektor s obvodem logického součtu OR.

Fázový detektor s obvodem EX-OR

Fázový detektor s obvodem EX-OR a závislost jeho výstupního signálu na fázovém rozdílu po průchodu integrátorem je znázorněn na obrázku 3.7.

Ve srovnání s obvodem OR se v případě EX-OR obvodu mění integrované napětí od nuly do hodnoty napájecího napětí. Navíc, protože výstupní signál EX-OR obvodu má dvojnásobnou frekvenci (viz obr. 3.7.b) než OR, vysokofrekvenční složky může integrátor snadněji vyfiltrovat.

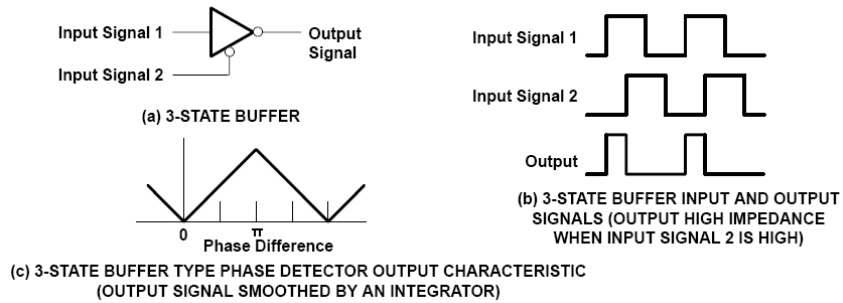
Pro použití v PLL je nutné aby byla závislost výstupního napětí na fázovém rozdílu lineární. Pro dodržení této podmínky musí mít vstupní signály střihu 50 % [8].



Obr. 3.7: Fázový detektor s obvodem EX-OR.

Fázový detektor s klopným obvodem s třístavovým výstupem

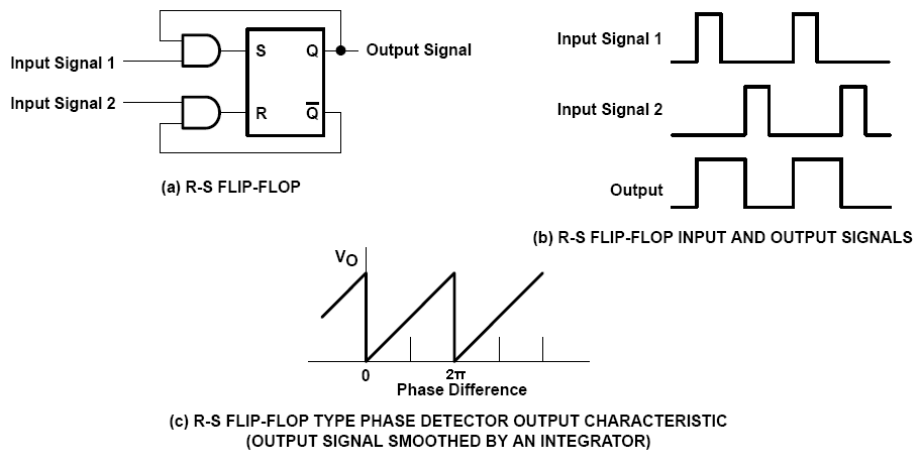
Tento typ fázového detektoru má výstupní charakteristiku stejnou jako fázový detektor s EX-OR obvodem. Pokud však má signál na druhém vstupu vysokou úroveň, výstup je ve stavu vysoké impedance, jak je vidět na obr. 3.8.



Obr. 3.8: Fázový detektor klopným obvodem s třístavovým výstupem.

Fázový detektor s klopným obvodem typu RS

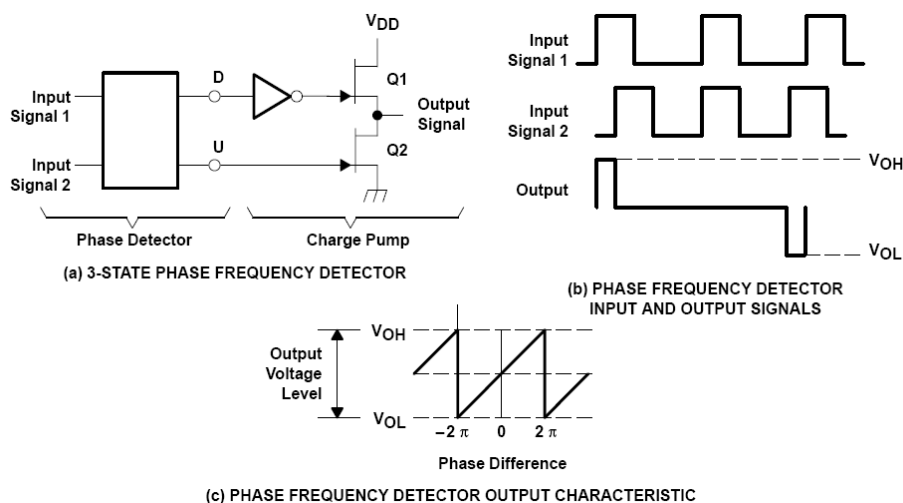
Fázový detektor na principu klopného obvodu RS a závislost jeho výstupního signálu na fázovém rozdílu po průchodu integrátorem je znázorněn na obr. 3.9. Klopný obvod RS je doplněn dvěma obvody logického součinu AND. Jak je vidět z průběhů, tento fázový detektor má dvojnásobné rozlišení fázového rozdílu než typ EX-OR.



Obr. 3.9: Fázový detektor klopným obvodem typu RS.

Kmitočtově fázový detektor

Nejčastěji se v systémech PLL používá obvod nazývaný kmitočtově fázový detektor (Phase Frequency Detector - PFD). Příklad takového obvodu a jeho funkce jsou znázorněny na obrázku 3.10.



Obr. 3.10: Kmitočtově fázový detektor.

Když se fáze vstupního signálu 2 zpožďuje za signálem 1, výstup D fázového detektoru přejde do vysoké úrovně s náběžnou hranou vstupního signálu 1 a setrvá tak do náběžné hrany signálu 2. To znamená, že výstup D je ve stavu vysoké úrovně po dobu odpovídající fázovému rozdílu mezi signály na vstupech 1 a 2. Během této doby má výstup U nízkou úroveň. Když fáze vstupního signálu 2 předbíhá signál 1, výstup D je ve stavu nízké úrovně mezi náběžnou hranou signálu 2 a náběžnou hranou signálu 1. Během této doby je výstup U ve stavu vysoké úrovně. Když mají oba vstupní signály stejnou fázi, výstupy D a U jsou ve stavu nízké úrovně.

V závislosti na výstupních signálech jsou spínány tranzistory a výsledkem jsou výstupní úrovně V_{OH} , V_{OL} nebo stav vysoké impedance. Když na výstupu D je vysoká úroveň a na U nízká, tranzistor Q1 je sepnut a Q2 je rozepnut, tedy na výstupu kmitočtově fázového detektoru je úroveň V_{OH} . Naopak když na výstupu U je vysoká úroveň a na D nízká, tranzistor Q2 je sepnut a Q1 je rozepnut, tedy na výstupu kmitočtově fázového detektoru je úroveň V_{OL} . Když jsou D i U na nízké úrovni, oba tranzistory jsou rozepnuté a výstup se nachází ve stavu vysoké impedance.

3.2.3 Filtr smyčky

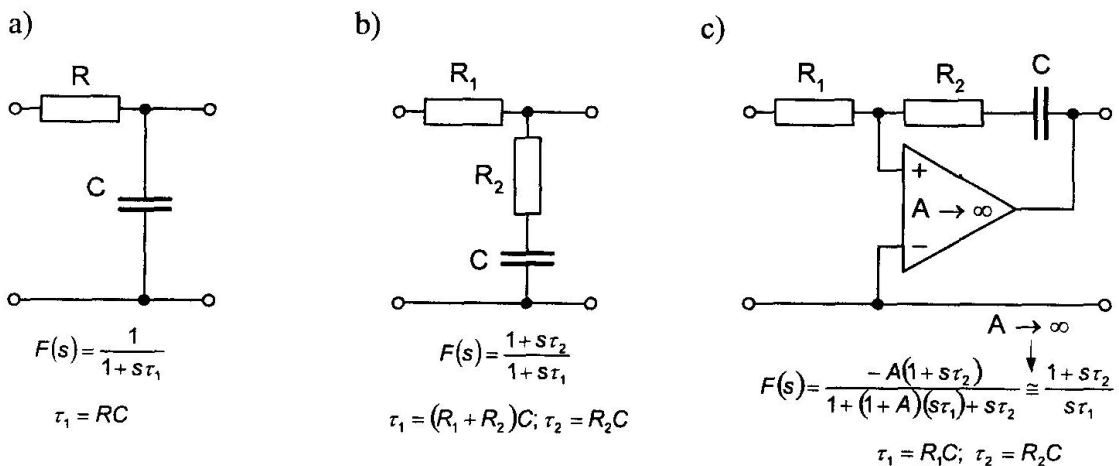
Filtr smyčky tvoří dolní propust převážně prvního nebo druhého řádu, která potlačuje vysokofrekvenční složky signálu fázového detektoru. Výstupní napětí filtru smyčky je zároveň řídicím napětím VCO. Parametry filtru smyčky rozhodují o dynamických vlastnostech fázového závěsu. Podle tvaru přenosové funkce filtru určujeme řád a typ smyčky PLL.

Řád smyčky (loop order) – je roven počtu pólů přenosové funkce filtru smyčky zvětšenému o jedničku.

Typ smyčky (loop type) – je roven násobnosti pólu přenosové funkce filtru smyčky v bodě $s=0$ zvětšené o jedničku.

Typ smyčky může být menší nebo roven řádu smyčky. Řád i typ smyčky mohou být nejméně rovny jedné [4].

Vlastnosti filtru popisuje jeho přenosová funkce $F(s)$, kde s je komplexní kmitočet. Na obrázku 3.11 jsou uvedeny často užívané typy dolních propustí i s jejich přenosovými funkcemi. První z nich je pasivní dolní propust prvního řádu, druhá je pasivní propust druhého řádu. Třetí, aktivní dolní propust druhého řádu, vyžaduje stejnosměrný zesilovač, avšak smyčka PLL je při jejím použití schopna dosáhnout relativně velkého rozsahu aktivní synchronizace [3].



Obr. 3.11: Dolní propusti používané v systému PLL: a) pasivní prvního řádu, b) pasivní druhého řádu, c) aktivní druhého řádu.

PLL druhého řádu, druhého typu

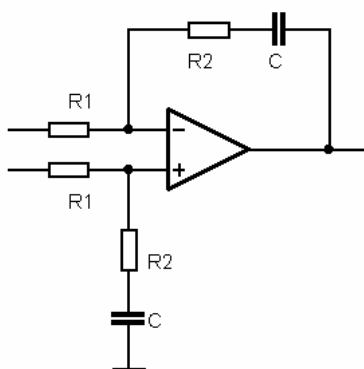
Dále bude podrobněji popsána smyčka PLL druhého řádu, druhého typu. Používá filtr smyčky s přenosovou funkcí

$$F(s) = \frac{s\tau_2 + 1}{s\tau_1} \quad (3.7)$$

kde τ_1 a τ_2 jsou časové konstanty

$$\tau_1 = R_1C \text{ a } \tau_2 = R_2C. \quad (3.8 \text{ a,b})$$

Obrázek 3.12 ukazuje aktivní filtr druhého řádu s operačním zesilovačem. Použití aktivního filtru je výhodné v případě, že fázový detektor nemá dostatečný rozsah výstupního napětí pro ladění VCO.



Obr. 3.12: Aktivní filtr druhého řádu.

Pro amplitudu přenosové funkce platí

$$|F(j\omega)| = \frac{1}{R_1C\omega} \sqrt{1 + (\omega R_2C)^2} \quad (3.9)$$

a pro fázi

$$\theta = \arctan(\omega\tau_2) - 90^\circ \quad (3.10)$$

Přenosová funkce uzavřené smyčky je

$$H(s) = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.11)$$

V praxi máme požadavky na vlastnosti systému dány parametry ω_n (přirozená úhlová frekvence) a ξ (činitel tlumení) a musíme určit časové konstanty τ_1 a τ_2 .

Pro přirozenou úhlovou frekvenci platí

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_P \cdot K_V}{N\tau_1}} \quad [\text{rad/s}] \quad (3.12)$$

a pro činitel tlumení

$$\xi = \frac{\tau_2}{2} \sqrt{\frac{K_P \cdot K_V}{N\tau_1}} \quad (3.13)$$

kde N je poměr kmitočtu VCO a referenčního kmitočtu.

S použitím zkratky

$$K = \frac{K_P \cdot K_V}{N} \quad (3.14)$$

můžeme pro časové konstanty psát

$$\tau_1 = \frac{K}{\omega_n^2} \quad (3.15)$$

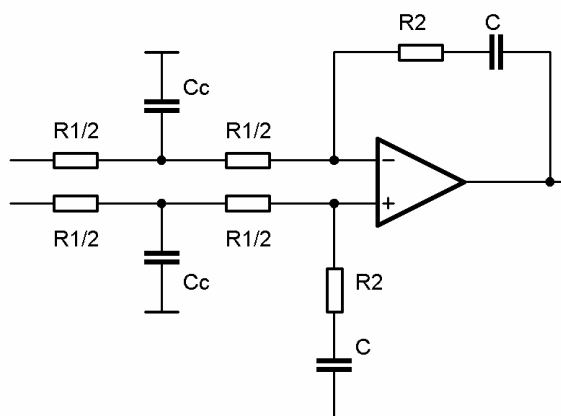
$$\tau_2 = \frac{2\xi}{\omega_n} \quad (3.16)$$

Pokud neznáme přirozenou úhlovou frekvenci ω_n , můžeme ji určit ze šířky pásma B_{3dB} .

Šířka pásma smyčky se vypočítá jako

$$B_{3dB} = \frac{\omega_n}{2\pi} \sqrt{2\xi^2 + 1 + \sqrt{(2\xi^2 + 1)^2 + 1}} \quad [\text{Hz}] \quad (3.17)$$

Před filtr z obr. 3.12 se často předřazuje RC článek kvůli potlačení přechodových jevů impulzního signálu kmitočtově fázového detektoru [9]. Rezistor R1 je rozdělen na poloviny, označené jako R1/2. Takto upravený filtr smyčky je znázorněn na obrázku 3.13.



Obr. 3.13: Upravený filtr smyčky.

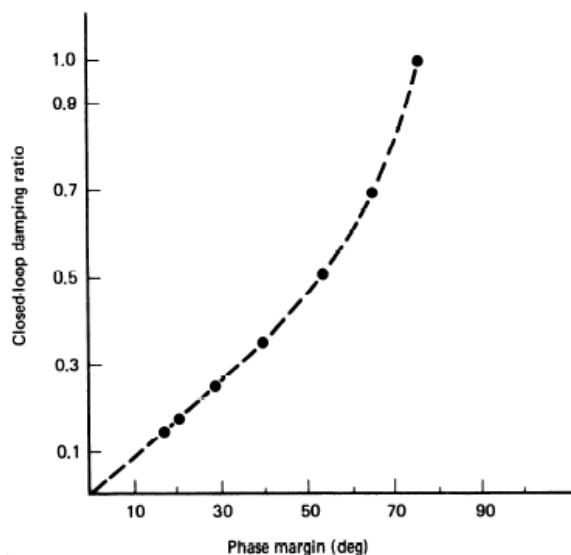
Kapacita kondenzátoru C_C se vypočítá ze vztahu

$$C_C = \frac{4}{\omega_C \cdot R_1} \quad (3.18)$$

Kde ω_C má být 5 až 10 krát větší než ω_n [9].

Volba činitele tlumení a šířky pásma filtru.

Jak již bylo uvedeno dříve, vycházíme z parametrů ω_n a ξ . Činitel tlumení ξ je měřítkem stability smyčky. Volba příliš nízkého ξ (podtlumený systém) způsobuje zvýšení fázového šumu v propustném pásmu filtru smyčky a může vést k nestabilitě. Naopak příliš vysoký činitel tlumení (přetlumený systém) způsobuje velmi pomalé ustalování kmitočtu – kmitočty se asymptoticky přibližují požadované hodnotě [10]. V souvislosti s činitelem tlumení se často uvádí pojem fázová jistota (phase margin). Fázová jistota je rozdíl mezi 180° a fází přenosové funkce otevřené smyčky na kmitočtu rovném šířce pásma smyčky, tzn. kde má přenosová funkce otevřené smyčky jednotkový zisk. Fázová jistota je úměrná činitelem tlumení. Vztah mezi činitelem tlumení a fázovou jistotou ukazuje obrázek 3.14 [1].

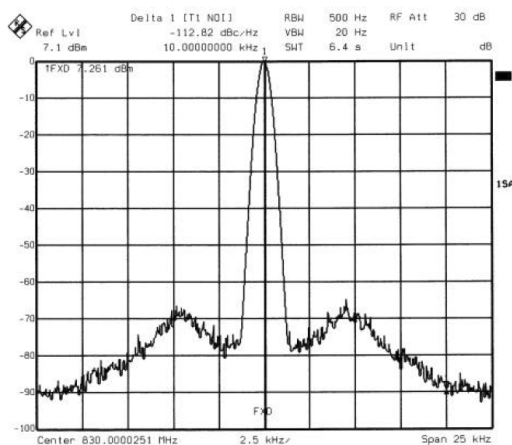


Obr. 3.14: Vztah mezi činitelem tlumení a fázovou jistotou pro PLL druhého řádu, druhého typu.

Pro zajištění stability má být fázová jistota nejméně 40 až 45 stupňů. Činitel tlumení se nejčastěji volí od 0,7 do 2 [8].

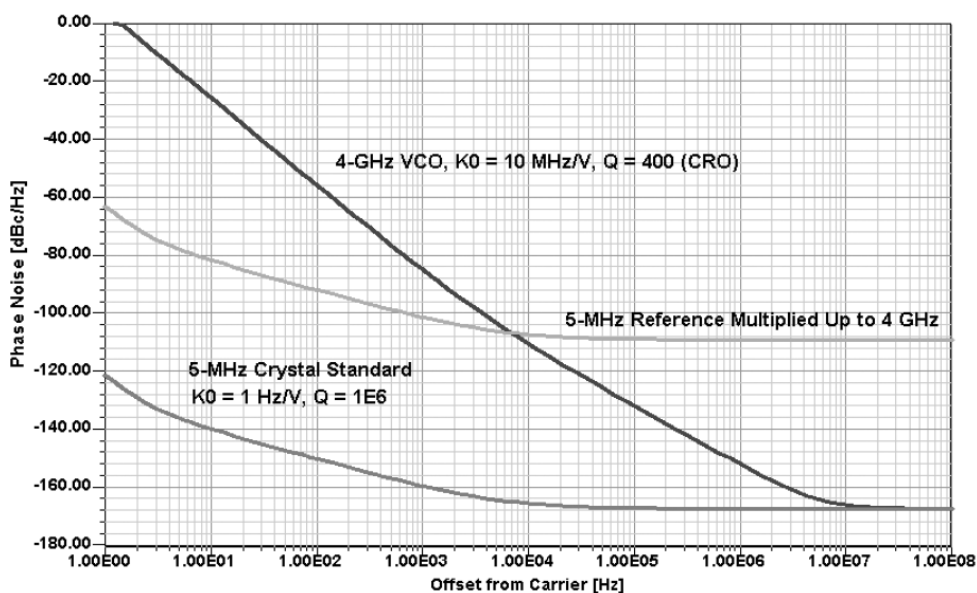
Šířka pásma smyčky B_{3dB} je funkcí přirozené úhlové frekvence a činitele tlumení podle vztahu (3.17). Šířka pásma ovlivňuje rychlost ustálení frekvence. Platí, že čím je větší šířka pásma smyčky, tím rychlejší je odezva smyčky. Použitím velké šířky pásma smyčky lze dosáhnout zlepšení fázového šumu u mikrovlnných oscilátorů, které se vyznačují relativně velkým fázovým šumem [10]. Příliš velká šířka pásma se ale promítne negativně do fázového šumu. Na obr. 3.15 je příklad, kdy je buď příliš nízký činitel tlumení nebo příliš velká šířka pásma filtru smyčky [10]. To se projevilo jako zvýšení fázového šumu na kmitočtu rovném šířce pásma smyčky.

PLL syntezátor v pásmu X



Obr. 3.15: Spektrum PLL se zvýšeným fázovým šumem.

Na dalším obr. 3.16 je naznačena správná volba šířky pásma podle [10]. Využívá porovnání fázového šumu VCO a krystalového oscilátoru. Šum krystalového oscilátoru je potřeba přepočítat na kmitočet VCO podle vztahu (2.3) z kapitoly 2.2.1.



Obr. 3.16: Příklad určení šířky pásma filtru smyčky.

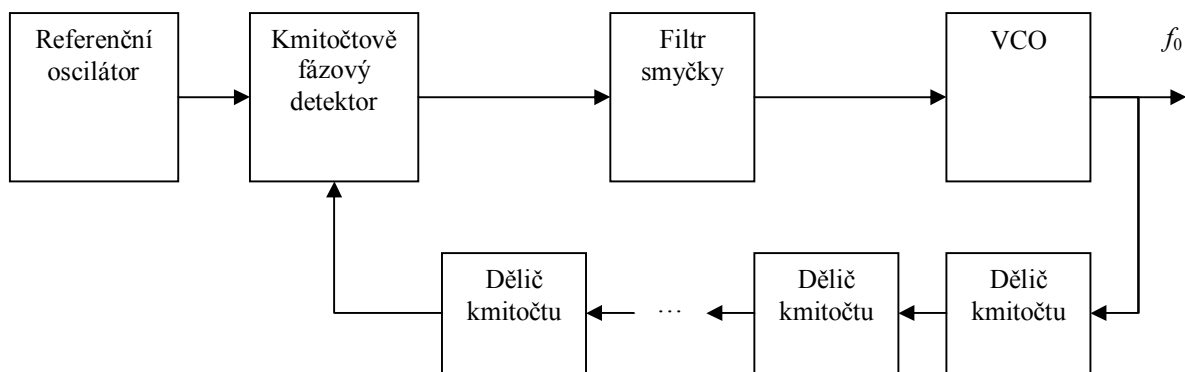
Nejlepší šířka pásma odpovídá průsečíku křivek fázového šumu VCO a krystalového oscilátoru přepočteného na kmitočet VCO. Na levé straně průsečíku se bude výsledný fázový šum přibližovat hodnotě dané referenčním oscilátorem a na pravé straně bude dán fázovým šumem VCO. Toto platí v ideálním případě, pokud neuvažujeme příspěvek šumu fázového detektoru a děličů kmitočtu [10].

3.2.4 Zdroj referenčního signálu

Pro zdroj referenčního signálu platí v podstatě stejná kritéria jako v případě základního oscilátoru pro řetězec násobičů kmitočtu (viz kap. 2.2.1). Důraz je kladen na co nejnižší fázový šum, proto se používají krystalové oscilátory. Pokud se má syntezátor přeladovat, je referenční signál často dělen děličem kmitočtu s nastavitelným dělicím poměrem.

4 Návrh syntezátoru

Studiem odborné literatury a internetu jsem zjistil dvě řešení, nejčastěji používaná pro konstrukci PLL syntezátorů s pevným výstupním kmitočtem. Obě varianty se dají popsat blokovým schématem na obrázku a liší se pouze použitím různých oscilátorů VCO.



Obr. 4.1: Obecné blokové schéma PLL syntezátoru.

První varianta se používá v nejnáročnějších aplikacích, kde je zapotřebí dosáhnout extrémně nízké hodnoty fázového šumu, a je založena na použití napětím laditelného oscilátoru s dielektrickým rezonátorem. Jak bylo zmíněno dříve, tyto oscilátory dosahují nejnižšího fázového šumu a lze je přeladovat napětím ale jen v malém rozsahu kmitočtů.

Druhá varianta počítá s použitím mikrovlnného VCO s některou formou mikropáskového rezonátoru, laděného varaktorem. Tyto oscilátory se vyrábějí jako integrované obvody MMIC a lze s nimi dosáhnout dobré hodnoty fázového šumu [19]. Takovýto syntezátor se hodí například pro optický komunikační systém SONET [11].

Kmitočtově fázový detektor a děliče kmitočtu jsou pro obě řešení stejné. Musí mít co nejnižší úroveň vlastního fázového šumu, který vnáší do systému. Jako filtr smyčky se v závislosti na vlastnostech VCO a kmitočtově fázového detektoru použije buď aktivní nebo pasivní filtr. Jako referenční oscilátor slouží krystalový oscilátor, často teplotně stabilizovaný pomocí termostatu.

4.1 Popis zvoleného řešení

Vzhledem ke špatné dostupnosti dielektrických rezonátorů a varaktorů pro konstrukci oscilátoru s dielektrickým rezonátorem jsem zvolil variantu s použitím MMIC VCO. Od výrobce těchto obvodů, Hittite Microwave Corporation, lze získat vzorky jejich výrobků. Bohužel kmitočet 11952 MHz leží mimo rozsah komerčně vyráběných zařízení a VCO pracující na tomto kmitočtu není dostupné. Z tohoto důvodu jsem zvolil následující kompromis. V nabídce firmy Hittite Microwave Corporation je VCO s rozsahem přeladění od 5,5 GHz do 6,1 GHz. V tomto rozsahu leží kmitočet 5976 MHz, který se rovná polovině požadovaného kmitočtu syntezátoru. Systém PLL bude tedy pracovat na kmitočtu 5976 MHz a na výstupu bude zařazen zdvojovač kmitočtu. U tohoto řešení je však třeba počítat se zhoršením fázového šumu PLL o $20 \cdot \log 2 = 6$ dB vlivem násobení kmitočtu dvěma. Na obr. 4.2 je blokové schéma PLL syntezátoru.

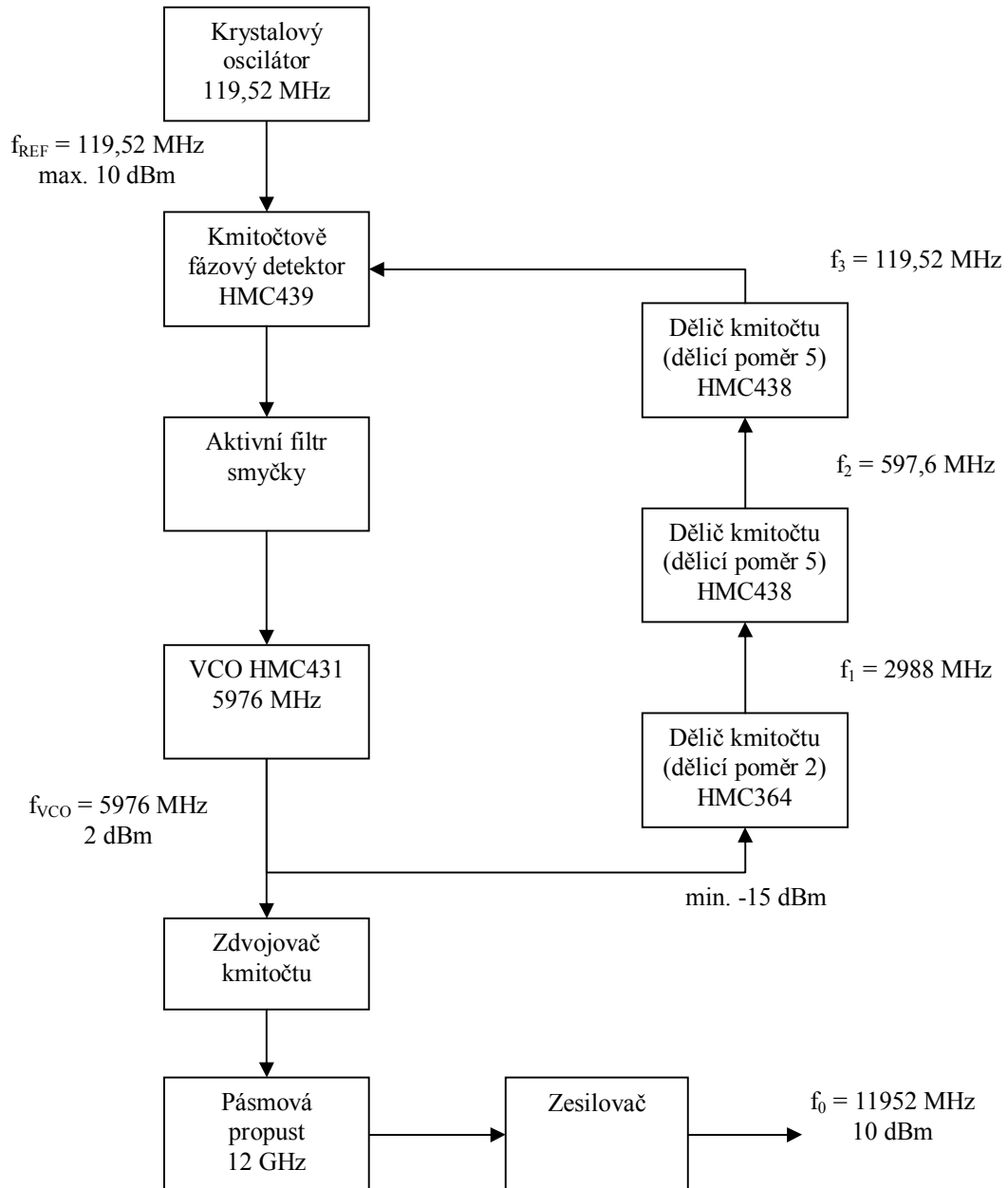
V syntezátoru je použit kmitočtově fázový detektor HMC439, určený pro použití v syntezátorech s nízkým fázovým šumem. Vyznačuje se hlavními vlastnostmi uvedenými v tab. 4.1 (platí pro napájecí napětí 5V a okolní teplotu 25°C) [12]:

Parameter	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Maximum Input Frequency		1300			MHz
Minimum Input Frequency	Sine Wave Input			10	MHz
Input Power Range	Fin= 10 to 1300 MHz	-10		+10	dBm
Output Voltage			2000		mV, Pk - Pk
SSB Phase Noise	@ 10 kHz Offset with 100 MHz Input & Pin= 0 dBm		-153		dBc/Hz
Supply Current (Icc)			96		mA

Tab. 4.1: Vlastnosti kmitočtově fázového detektoru HMC439.

K dělení kmitočtu VCO jsou použity nízkošumové děliče, jeden s dělicím poměrem 2 a dva s dělicím poměrem 5. Tím je dosaženo celkového dělicího poměru 50. Celkem se tedy signál VCO dělí na kmitočet $\frac{5976\text{MHz}}{50} = 119,52\text{MHz}$. Na tomto kmitočtu pracuje i referenční krystalový oscilátor.

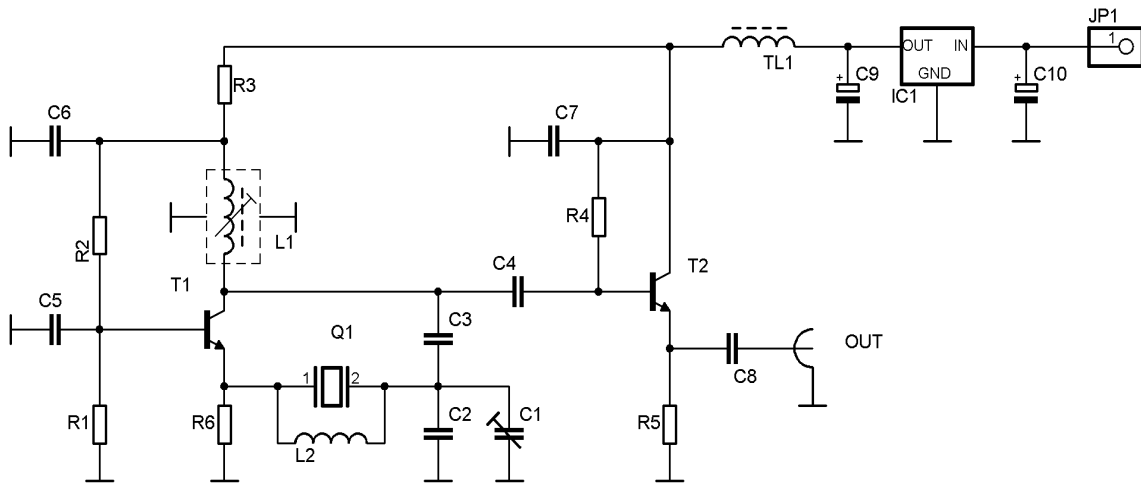
PLL syntežátor v pásmu X



Obr. 4.2: Blokové schéma PLL syntežátoru.

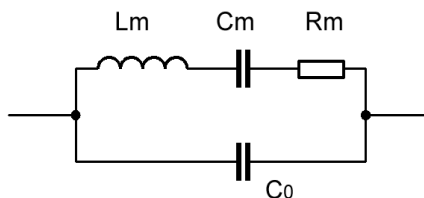
4.2 Krystalový oscilátor

Jako referenční zdroj signálu pro PLL je použit krystalový oscilátor pracující na kmitočtu sériové rezonance krystalu. Protože požadovaný kmitočet 119,52 MHz je pro krystalový oscilátor relativně vysoký, bylo nutné použít zapojení kde oscilátor kmitá na vyšší harmonické krystalu. Jedná se o podobné zapojení jaké je uvedeno v [20], upravené pro použití bipolárního tranzistoru. Krystal pracuje na páté harmonické. V tomto zapojení představuje krystal v rezonanci malou impedanci – chová se jako rezistor [4]. V oscilátoru je jako aktivní prvek použit bipolární tranzistor BFR92A s vysokým tranzitním kmitočtem. Oscilátor je doplněn oddělovacím zesilovačem s velkým vstupním a malým výstupním odporem. Do rezonance se oscilátor vyladí kapacitním trimrem C1 a induktorem L1. Výstupní výkon je podle měření 12 dBm a byl po úpravě snížen na asi 8 dBm. Schéma zapojení oscilátoru je na obr. 4.3.



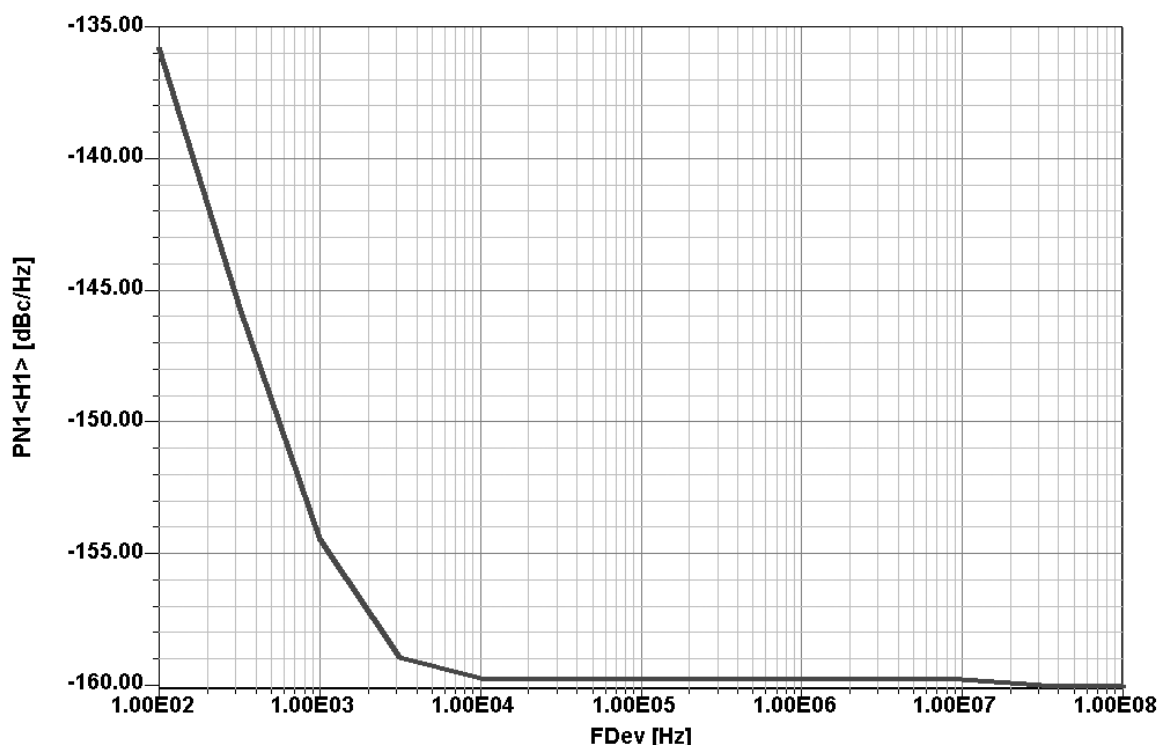
Obr. 4.3: Krystalový oscilátor.

Jak je vidět na schématu náhradního modelu krystalu (obr. 4.4), kromě požadovaného sériového rezonančního obvodu L_m , C_m a R_m je k němu paralelně připojen kapacitor C_0 . Ten má pro vyšší kmitočty nízkou reaktanci a může způsobit problémy zejména u krystalů na páté a vyšší harmonické. Tento jev lze eliminovat připojením induktoru L_2 o malé indukčnosti paralelně ke krystalu [6].



Obr. 4.4: Náhradní schéma krystalu.

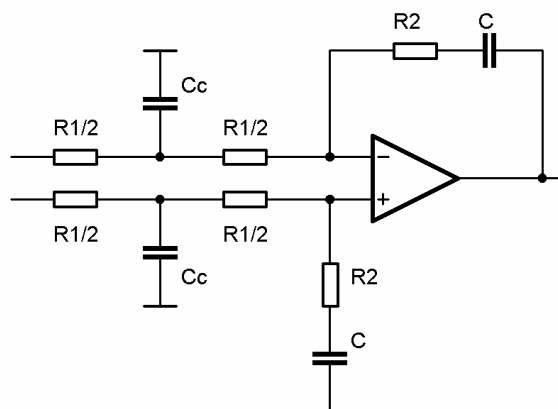
Na obr. 4.5 je výsledek simulace fázového šumu oscilátoru v programu Serenade. Z obrázku je zřejmé, že u krystalového oscilátoru můžeme předpokládat malou hodnotu fázového šumu i na kmitočtech velmi blízkých nosné.



Obr. 4.5: Simulace fázového šumu krystalového oscilátoru.

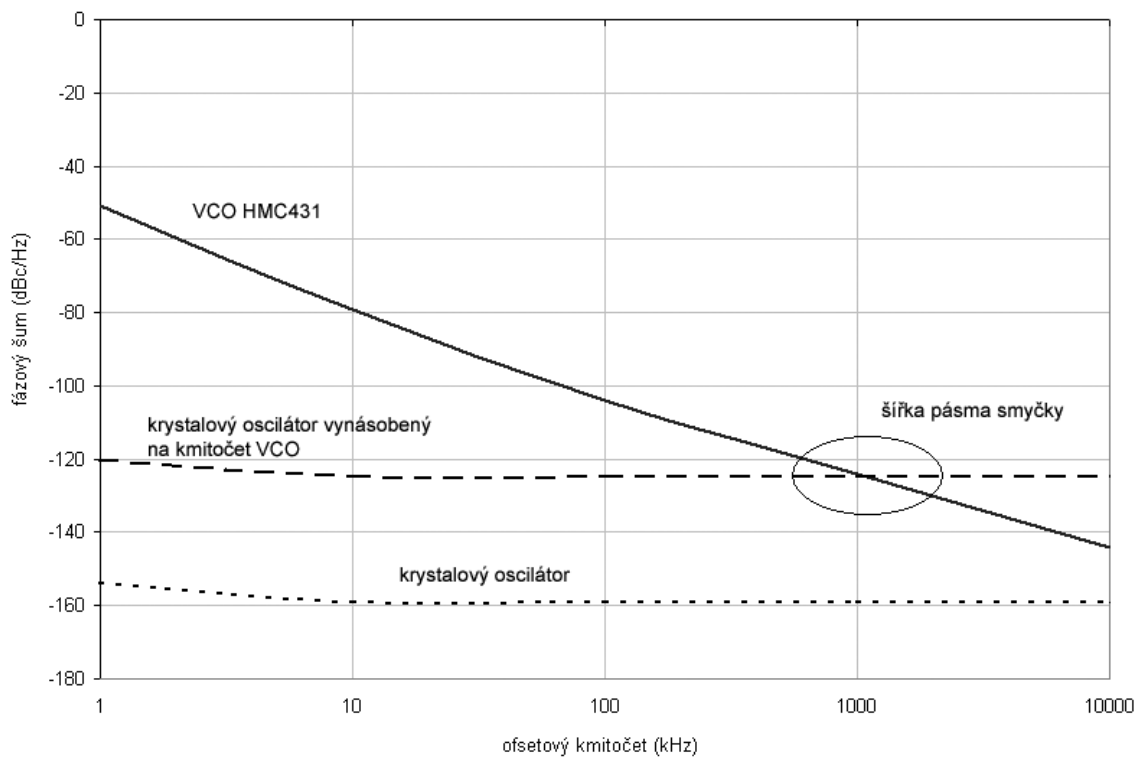
4.3 Filtr smyčky

Jako filtr smyčky je použita aktivní dolní propust druhého řádu s rychlým operačním zesilovačem firmy Texas Instruments THS4031. Schéma zapojení filtru smyčky je na obr. 4.6. Aby bylo možné pokrýt rozsah ladicího napětí VCO v okolí kmitočtu 6 GHz, je zesilovač napájen ze zdroje stabilizovaného napětí 9 V.



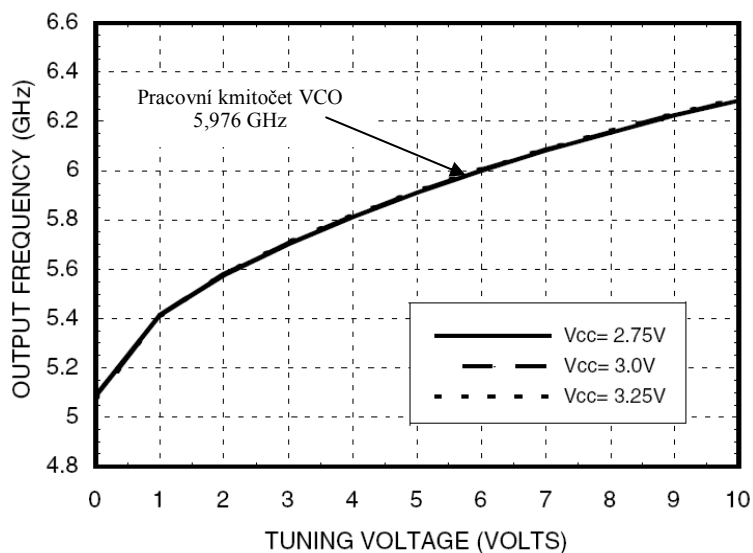
Obr. 4.6: Filtr smyčky.

Na základě poznatků uvedených v teoretické části jsem zvolil šířku pásma filtru smyčky podle obr. 4.7. Hodnoty fázového šumu VCO jsou převzaty z katalogového listu [13]. Hodnoty fázového šumu krystalového oscilátoru byly získány simulací a následně přepočteny podle (2.3) na kmitočet VCO [10]. Aby se předešlo problémům se stabilitou, zvolil jsem dostatečně vysokou hodnotu činitele tlumení $\xi = 1$. Počáteční parametry pro výpočet hodnot součástek filtru smyčky tedy jsou $B_{3dB} = 1$ MHz a $\xi = 1$.



Obr. 4.7: Volba šířky pásma smyčky.

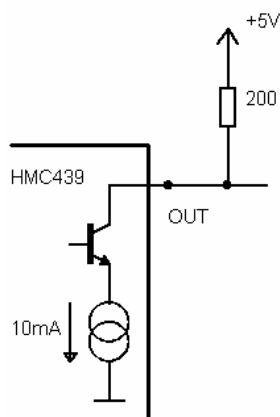
Citlivost K_V použitého VCO HMC431 můžeme určit z katalogových údajů (viz obr. 4.8). V rozsahu kmitočtů $f_{\min} = 5,8 \text{ GHz}$ až $f_{\max} = 6,2 \text{ GHz}$ můžeme považovat závislost frekvence na ladicím napětí za lineární. Tomu odpovídají hodnoty ladicího napětí $U_{\min} = 4 \text{ V}$ až $U_{\max} = 8,5 \text{ V}$.



Obr. 4.8: Závislost frekvence na ladicím napětí VCO HMC431.

$$K_V = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{V_{\max} - V_{\min}} \cdot 2\pi = \frac{(6,2 - 5,8) \cdot 10^9}{8,5 - 4} \cdot 2\pi = 558 \cdot 10^6 \text{ rad/s/V} \quad (4.1)$$

Dále je potřeba znát zisk kmitočtově fázového detektoru HMC439. Je tedy nutné zjistit maximální a minimální úrovně výstupního napětí detektoru. Podle katalogového listu [12] se výstupy HMC439 zapojují jak je ukázáno na obr. 4.9.



Obr. 4.9: Typické zapojení výstupu u HMC439.

Ze zapojení je patrné, že pokud bude tranzistor sepnut, bude na výstupu napětí $U_{OL} = 3V$ a při rozepnutém tranzistoru $U_{OH} = 5V$.

Zisk kmitočtově fázového detektoru tedy je [9]

$$K_p = \frac{U_{OH} - U_{OL}}{2\pi} = \frac{5 - 3}{2\pi} = 0,318 \text{ V/rad} \quad (4.2)$$

Nyní dosadíme do vztahu (3.14)

$$K = \frac{K_p \cdot K_V}{N} = \frac{0,318 \cdot 558 \cdot 10^6}{50} = 3548880 \quad (4.3)$$

Ze vztahu pro šířku pásma (3.17) můžeme vypočítat přirozenou úhlovou frekvenci

$$\omega_n = \frac{2\pi \cdot B_{3dB}}{\sqrt{2\xi^2 + 1 + \sqrt{(2\xi^2 + 1)^2 + 1}}} = \frac{2\pi \cdot 10^6}{\sqrt{2 + 1 + \sqrt{9 + 1}}} = 2531100 \text{ rad/s} \quad (4.4)$$

Nyní podle (3.15) a (3.16) vypočítáme časové konstanty

$$\tau_1 = \frac{K}{\omega_n^2} = \frac{3548880}{2531100^2} = 0,55 \mu s \quad (4.5)$$

$$\tau_2 = \frac{2\xi}{\omega_n} = \frac{2 \cdot 1}{2531100} = 0,8 \mu s \quad (4.6)$$

Když zvolíme hodnotu $R_1 = 400\Omega$ (pozn.: $R_{1/2} = 0,5 \cdot R_1$ tedy $R_{1/2} = 200\Omega$), můžeme pak ze vztahů (3.8 a,b) určit hodnoty C a R_2 .

$$C = \frac{\tau_1}{R_1} = \frac{0,55 \cdot 10^{-6}}{400} = 1375 \text{ pF} \quad (4.7)$$

$$R_2 = \frac{\tau_2}{C} = \frac{0,8 \cdot 10^{-6}}{1375 \cdot 10^{-12}} = 581 \Omega \quad (4.8)$$

Zbývá ještě podle (3.18) určit hodnotu C_C . Jak bylo zmíněno dříve, $\omega_C \cong 10 \cdot \omega_n$.

$$C_C = \frac{4}{\omega_C \cdot R_1} = \frac{4}{10 \cdot \omega_n \cdot R_1} = \frac{4}{10 \cdot 2531100 \cdot 400} = 395 \text{ pF} \quad (4.9)$$

Hodnoty součástek filtru smyčky dle obr. 4.6 tedy budou:

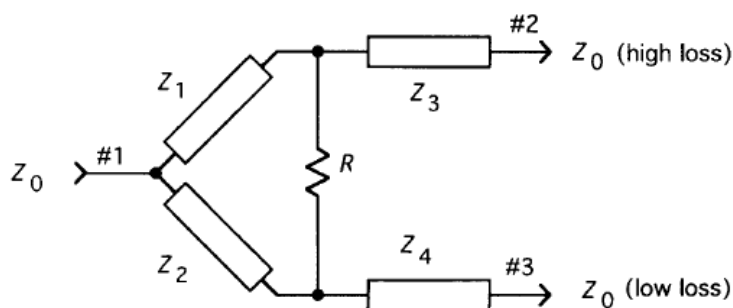
$$R_{1/2} = 200 \Omega, R_2 = 580 \Omega, C = 1,5 \text{ nF}, C_C = 390 \text{ pF}$$

4.4 Směrová odbočnice

Ze signálu VCO je třeba oddělit jeho část, která tvoří zpětnou vazbu a po dělení je přiváděna na vstup kmitočtově fázového detektoru. K tomuto účelu se u mikropáskového vedení nejčastěji používají tyto dva způsoby:

Mikropáskový dělič výkonu

Pro rozdělení výkonu může být použit mikropáskový dělič výkonu, jehož schéma je znázorněno na obr. 4.10. Vhodnou volbou charakteristické impedance jednotlivých vedení a rezistoru R je možné dosáhnout rozdělení výkonu v požadovaném poměru [2]. Je to však omezeno rozsahem impedancí, kterého jsme schopni u mikropáskového vedení prakticky dosáhnout. Často využívanou variantou je 3dB (Wilkinsonův) dělič, který dělí vstupní výkon na poloviny.



Obr. 4.10: Mikropáskový dělič výkonu.

Směrová odbočnice na principu vázaných vedení

Tato směrová odbočnice se skládá z čtvrtvlnného úseku vázaných vedení a čtyř bran. Signál o výkonu P_1 vstupuje do vstupní brány, prochází čtvrtvlnným vázaným vedením, kde dochází k jeho zeslabení o hodnotu vložného útlumu odbočnice, a na výstupu má výkon hodnotu P_2 . Vložný útlum má hodnotu

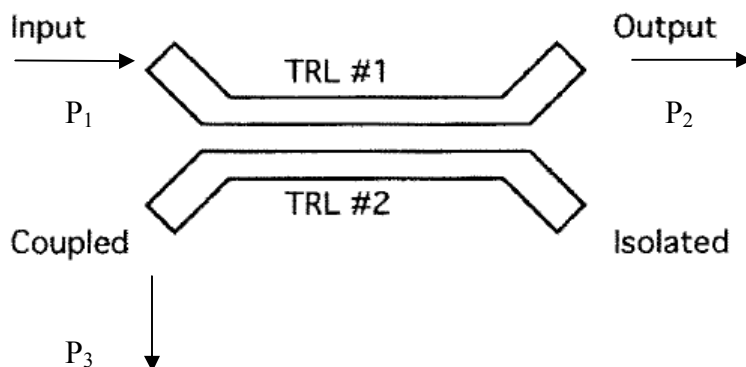
$$IL = 10 \log \frac{P_1}{P_2} \quad [\text{dB}] \quad (4.10)$$

Zároveň se na bráně, na obrázku označené jako Coupled, objeví vstupní signál zeslabený o hodnotu vazebního útlumu směrové odbočnice.

Vazební útlum je definován jako

$$C = 10 \log \frac{P_1}{P_3} \quad [\text{dB}] \quad (4.11)$$

Čtvrtá brána, označená Isolated, bývá zakončena charakteristickou impedancí vedení. Tato zátěž absorbuje výkon vstupující do výstupní brány, například odražené vlnění.

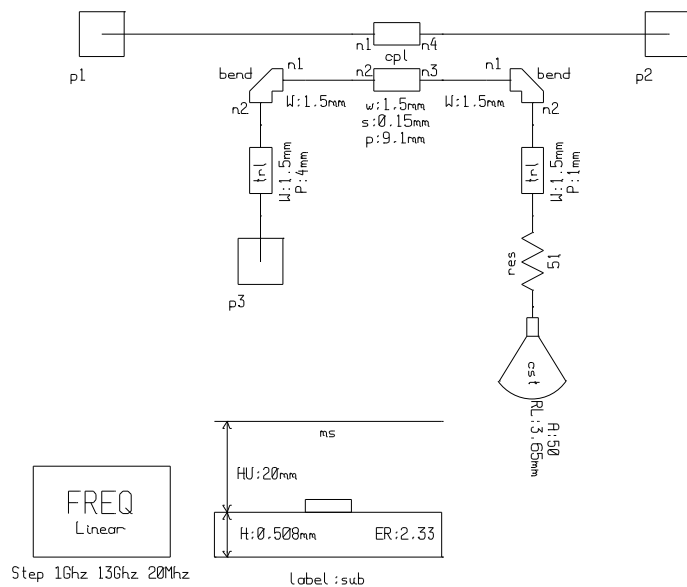


Obr. 4.11: Směrová odbočnice ze čtvrtvlnných vázaných vedení.

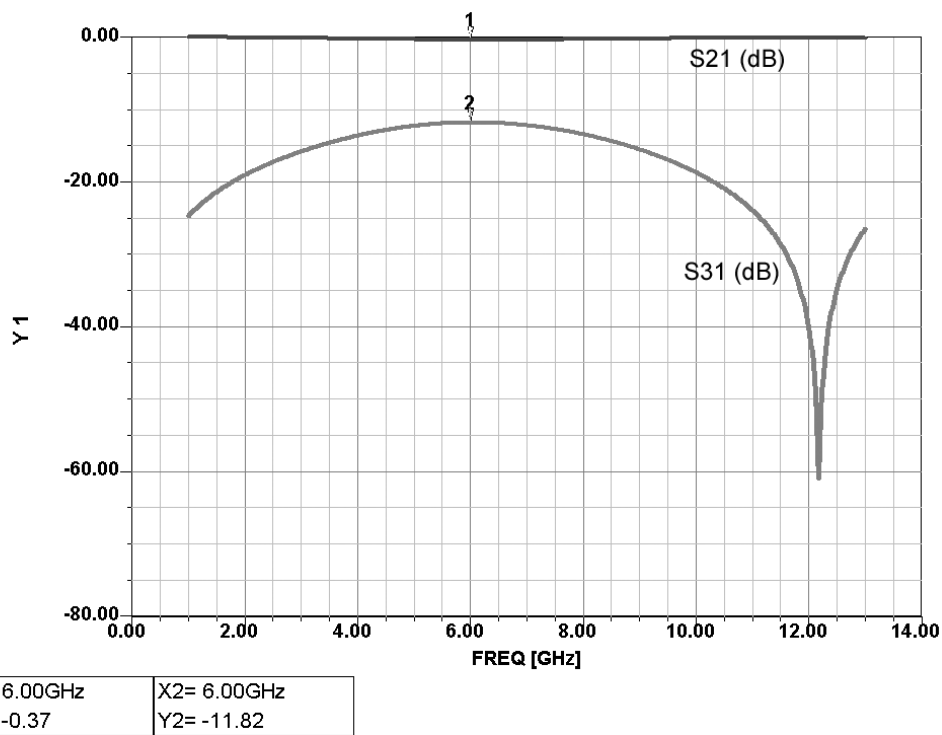
Při návrhu jsem vyšel z toho, že pro děličku HMC364 (viz. blokové schéma na obr. 4.2) se v katalogovém listu uvádí minimální úroveň signálu na vstupu -15 dBm. VCO HMC431 dodává výstupní výkon +2 dBm. Aby se ve zpětnovazební větvi ztratilo co nejméně výkonu, je třeba signál rozdělit značně nesymetricky. Z tohoto důvodu není vhodný dělič výkonu, nabízí se naopak použití směrové odbočnice. Na obr. 4.12 je schéma odbočnice z programu Sereade. Brána P1 je vstupní, P2 výstupní a P3 je výstup z vázaného vedení. Čtvrtá brána odbočnice je zakončena charakteristickou impedancí - rezistorem 51 Ω , který je vysokofrekvenčně uzemněn.

Na obr. 4.13 jsou výsledky simulace směrové odbočnice. Jak je vidět, maximální přenos mezi bránami P1 a P3 je na kmitočtu 6 GHz a vazební útlum je přibližně 12 dB. Vložný útlum je velmi malý, jen 0,4 dB. Na vazebním výstupu odbočnice bude tedy výstupní výkon 2 dBm – 12 dB = -10 dBm, což pro děličku HMC364 vyhovuje s rezervou 5 dB. Na průchozím výstupu odbočnice bude 2 dBm – 0,4 dB = 1,6 dBm.

PLL syntežátor v pásnu X

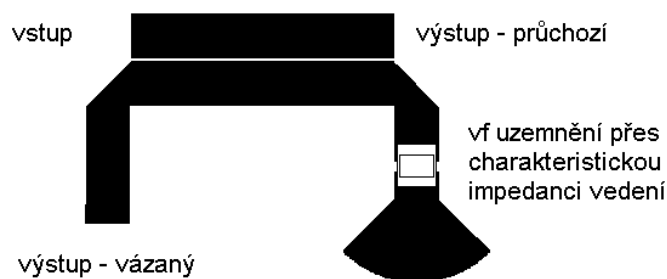


Obr. 4.12: Schéma směrové odbočnice.



Obr. 4.13: Simulace směrové odbočnice.

Na obrázku 4.14 je znázorněn motiv plošného spoje směrové odbočnice tak jak je použit v realizaci.



Obr. 4.14: Motiv plošného spoje směrové odbočnice.

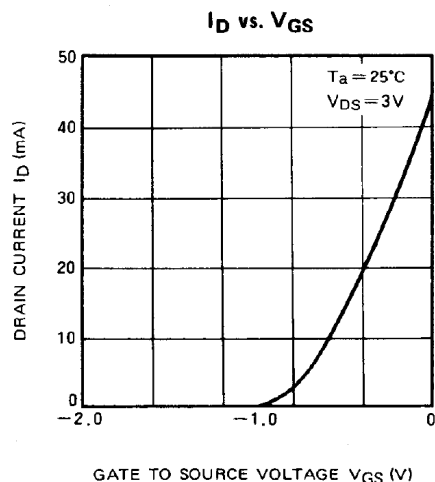
4.5 Zdvojovač kmitočtu

VCO pracuje na polovičním kmitočtu než je požadovaný výstupní kmitočet 11952 MHz, je tedy nutné použít zdvojovač kmitočtu. Vzhledem k nízkému výstupnímu výkonu VCO bude nutné použít aktivní zdvojovač a ten optimalizovat pro maximální konverzní zisk. Jako aktivní prvek jsem použil GaAs FET tranzistor MGF1302, ke kterému existuje nelineární model v simulačním programu Serenade.

Při návrhu jsem se držel zásad uvedených v [2].

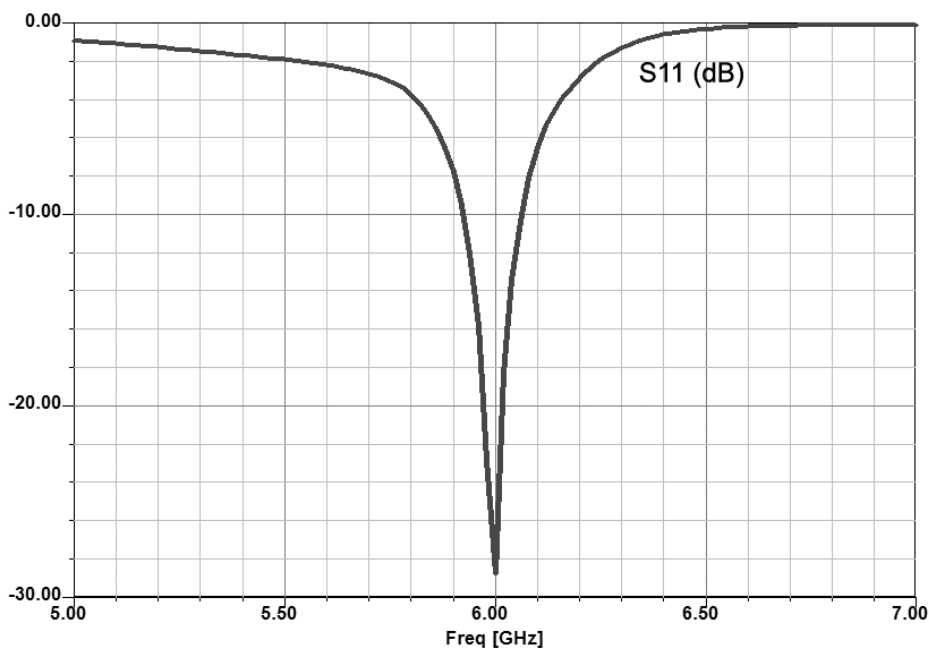
- Pracovní bod nastavit přibližně na hranici, kde začíná aktivním prvkem téct klidový proud.
- Výkonově přizpůsobit vstup aktivního prvku pro vstupní kmitočet.
- Obvod na výstupu aktivního prvku by měl představovat vysokou impedanci pro požadovanou harmonickou.
- Budit aktivní prvek dostatečným výkonem.

Proud tekoucí tranzistorem je nastaven záporným předpětím hradla. První zásada návrhu je splněna v okolí předpětí -1 V, jak je vidět z obrázku. Tato charakteristika z katalogového listu předpokládá napětí U_{DS} 3V. Pro jiné U_{DS} se bude předpětí mírně lišit a jeho hodnota se bude při návrhu ještě optimalizovat. Při simulaci se jako optimální ukázalo předpětí -1,4 V.



Obr. 4.15: Proud tranzistorem v závislosti na předpětí hradla.

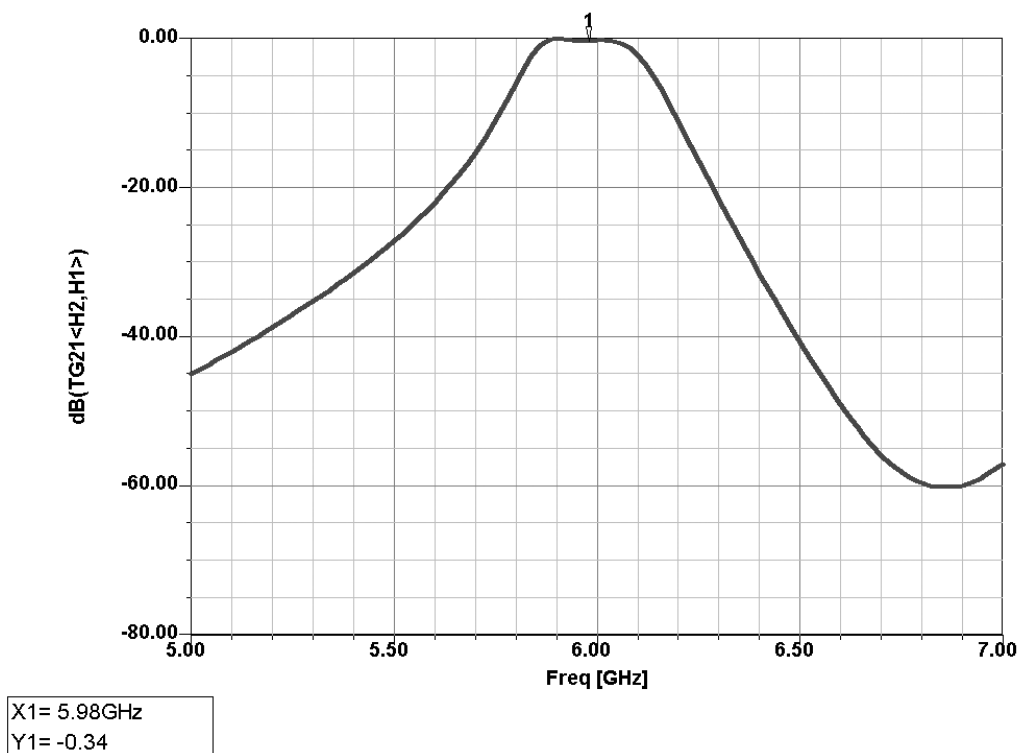
V souladu s druhou zásadou návrhu je vstup zdvojovače výkonově přizpůsoben pro kmitočet VCO (6 GHz). Přizpůsobení je realizováno pomocí úseku vedení a pahýlu vedení naprázdno. Pomocí nelineární optimalizace v programu Serenade pak bylo dosaženo optimálního přizpůsobení. Na obr. 4.16 je vidět, že minimum činitele odrazu S_{11} je v okolí kmitočtu 6 GHz.



Obr. 4.16: Činitel odrazu na vstupu zdvojovače kmitočtu.

Obvod na výstupu aktivního prvku se skládá z úseku vedení a pahýlu naprázdno. Je optimalizován tak aby pro druhou harmonickou vstupního signálu představoval vysokou

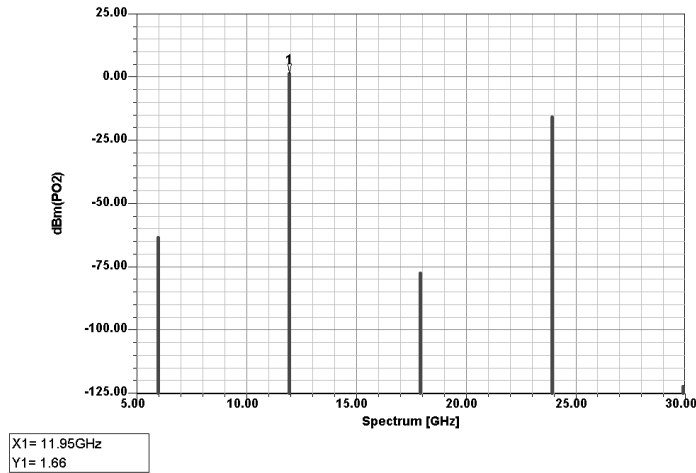
impedanci a aby ji netlumil. Na obr. 4.17 je znázorněn konverzní zisk zdvojovače v závislosti na kmitočtu vstupního signálu. Jak je vidět, konverzní zisk nabývá maxima v oblasti poloviny pracovního kmitočtu syntezátoru. S daným tranzistorem se podařilo dosáhnout hodnoty -0,34 dB na kmitočtu 5,98 GHz.



Obr. 4.17: Konverzní zisk.

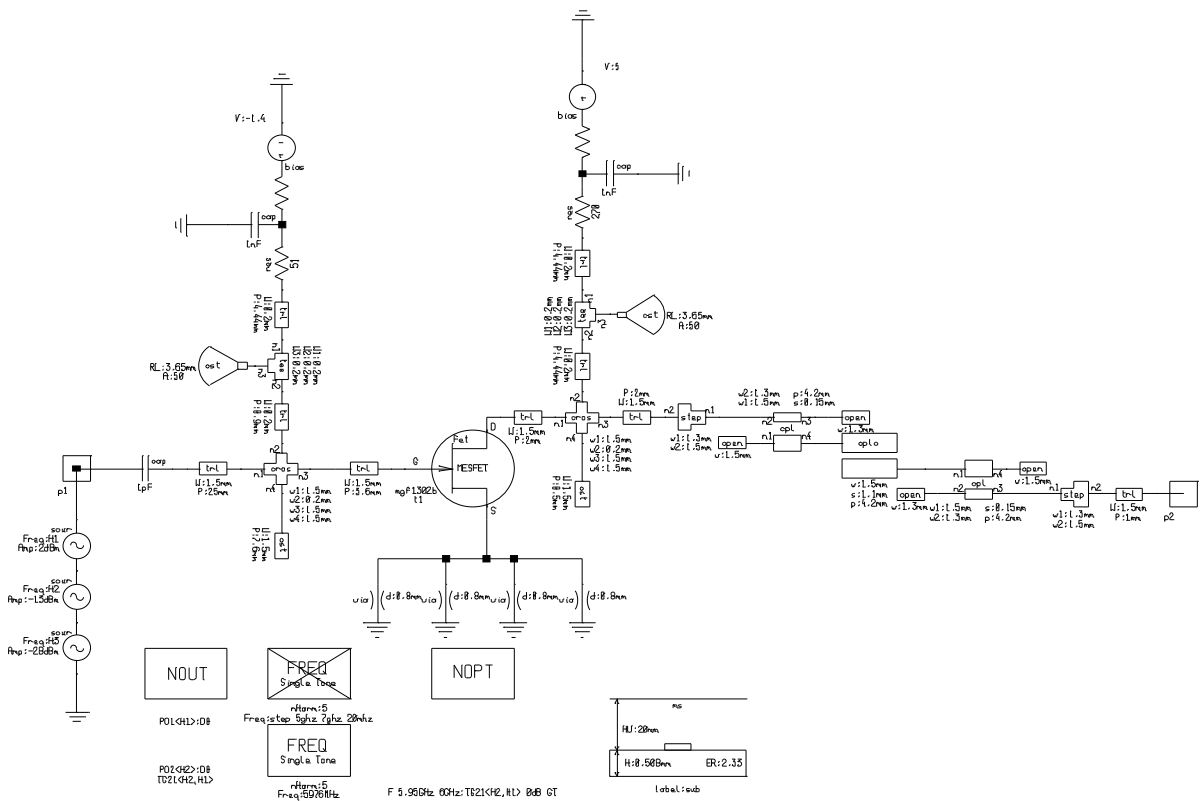
Na obr. 4.18 je vidět simulované spektrum zdvojovače kmitočtu po průchodu pásmovou propustí na výstupu. Úroveň sledované harmonické na kmitočtu 11,952 GHz je 1,66 dBm. Další harmonické jsou potlačeny o více než 15 dB. Největší úroveň má další sudá harmonická základního kmitočtu na 24 GHz. Ta není pásmovou propustí příliš potlačena díky periodické přenosové charakteristice pásmové propusti.

PLL syntezátor v pásmu X



Obr. 4.18: Výstupní spektrum zdvojovače za pásmovou propustí.

Vstupní signál přicházející z VCO je simulován jako zdroj tří harmonických kmitočtů podle katalogového listu [13]. První harmonická má výkon 2 dBm, druhá - 13 dBm a třetí -28 dBm [13]. Hodnoty výkonu harmonických jsou sníženy o průchozí útlum směrové odbočnice. Na výstupu zdvojovače je zařazena pásmová propust aby simulace probíhala se zátěží, se kterou bude zdvojovač ve skutečnosti pracovat. Tato pásmová propust je podrobněji popsána v kapitole 4.6.



Obr. 4.19: Schéma zdvojovače s pásmovou propustí.

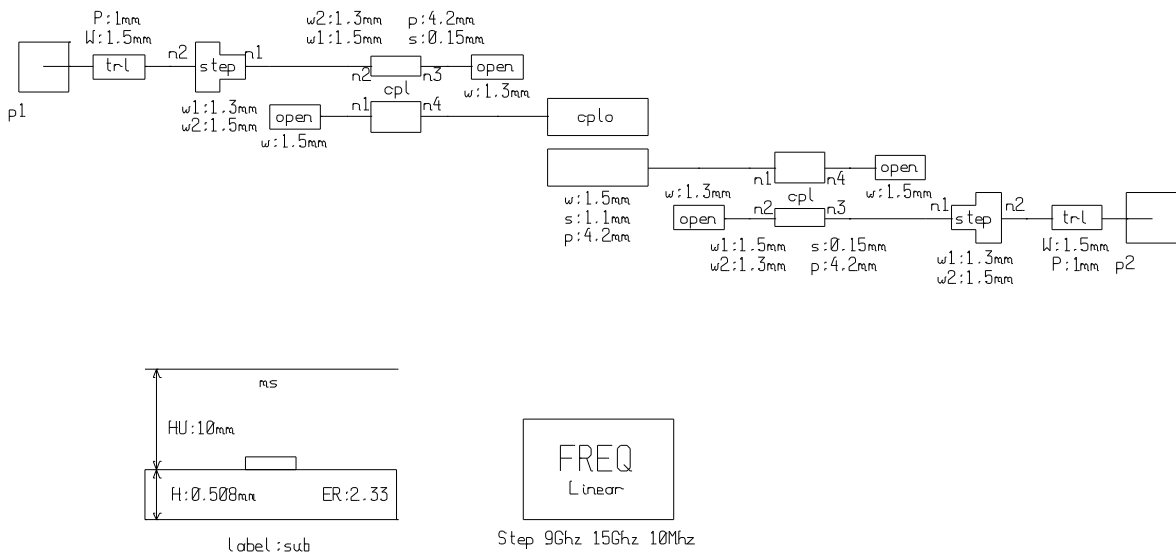
4.6 Pásmová propust

Jak již bylo uvedeno v návrhu zdvojovače kmitočtu, je na jeho výstupu zařazena pásmová propust. Ta slouží k výběru požadované harmonické a k potlačení ostatních harmonických z kmitočtového spektra.

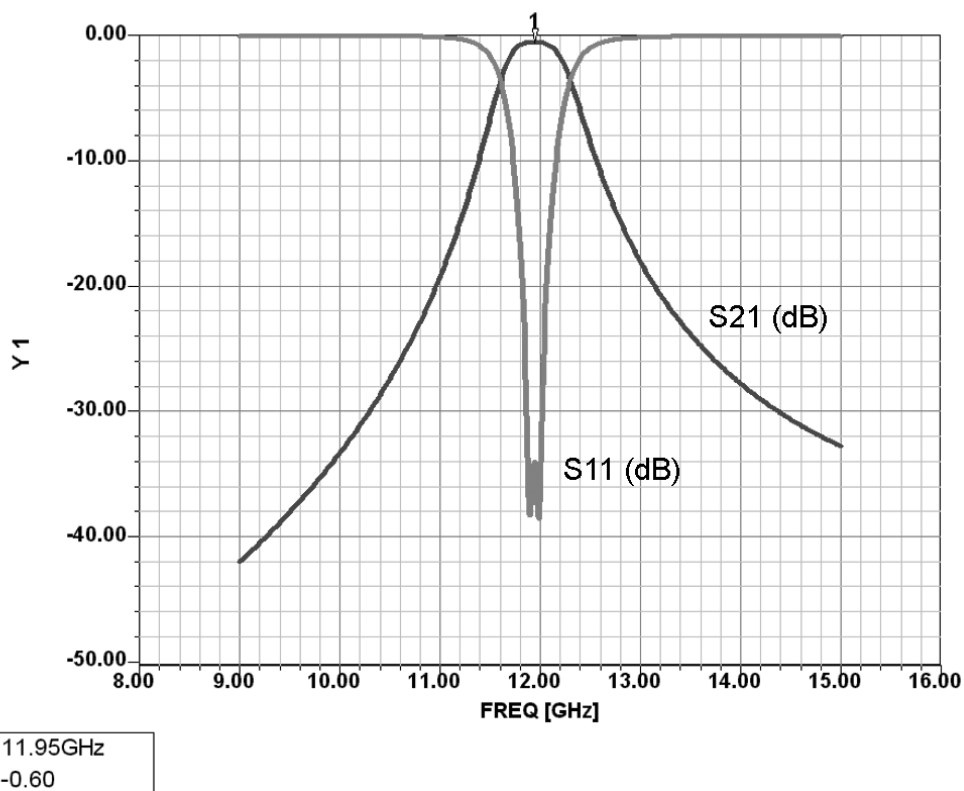
Často užívaný typ pásmové propusti realizované mikropáskovým vedením je filtr z půlvlnných vázaných rezonátorů. Používá se zejména na vyšší kmitočty, kde již nenastává problém s délkou půlvlnného rezonátoru. Výhodou tohoto filtru je dobré potlačení signálů mimo pásmo propustnosti a k jeho konstrukci není zapotřebí žádných součástek. Zvyšováním počtu vázaných půlvlnných rezonátorů se zvětšuje strmost boků přenosové charakteristiky, ale dochází také ke zvyšování vložného útlumu filtru.

Na obr. 4.20 je schéma filtru v simulaci programu Serenade a na obr. 4.21 je frekvenční závislost rozptylových parametrů filtru. Pásmová propust se skládá ze dvou půlvlnných rezonátorů. Střed pásma propustnosti se nachází na kmitočtu odpovídajícím výstupnímu kmitočtu syntezátoru. Vložný útlum filtru je na tomto kmitočtu pouze 0,6 dB. Vstupní i výstupní impedance filtru je 50Ω.

Motiv plošného spoje této pásmové propusti je znázorněn na obr. 4.22.



Obr. 4.20: Schéma filtru pro simulaci v programu Serenade.



Obr. 4.21: Rozptylové parametry pásmové propusti z vázaných půlvlnných rezonátorů.



Obr. 4.22: Motiv plošného spoje pásmové propusti.

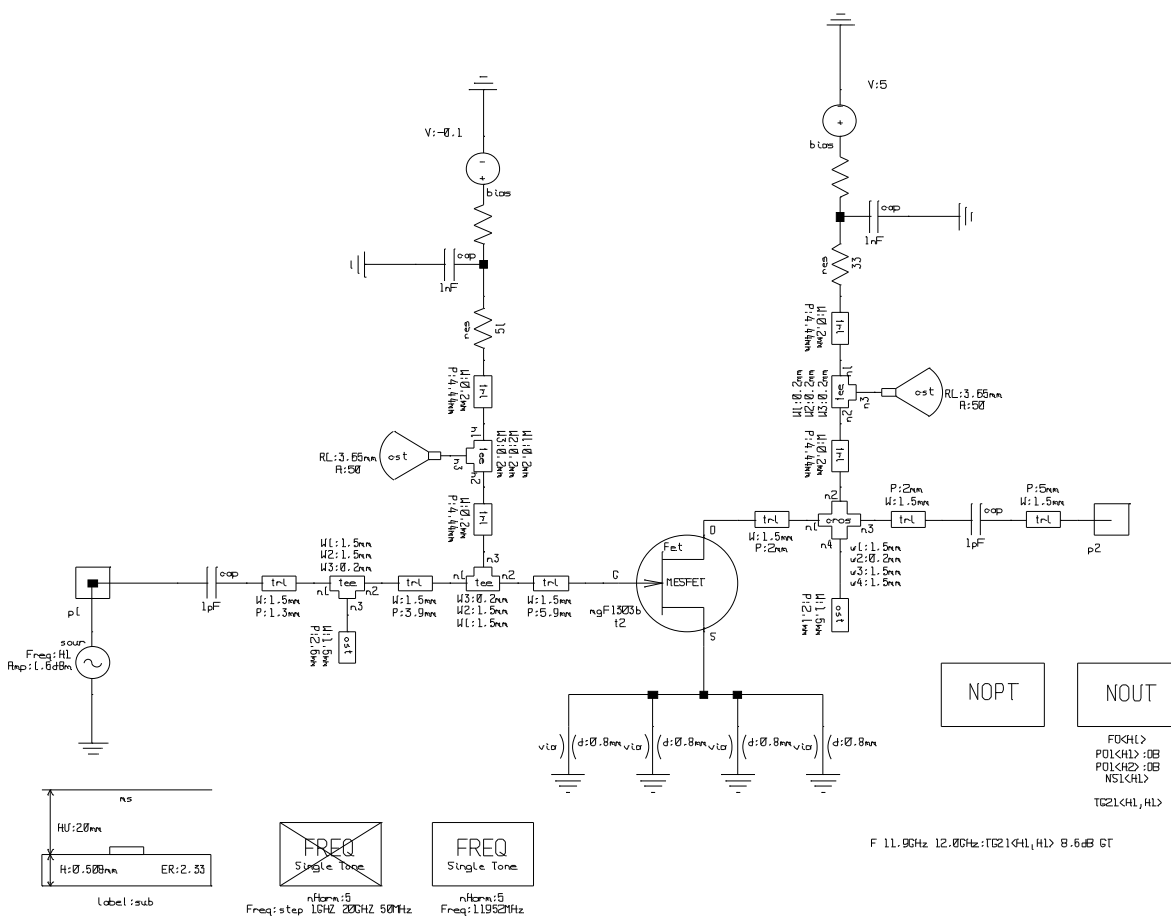
4.7 Zesilovač

Požadovaný výstupní výkon PLL syntezátoru je podle zadání 10 dBm. Ze simulace zdvojovače kmitočtu vyplývá, že na výstupu pásmové propusti bude výkon spektrální složky o kmitočtu 11952 MHz asi 1,6 dBm. Je tedy zapotřebí zařadit na konec celého řetězce ještě zesilovač se ziskem $10 \text{ dBm} - 1,6 \text{ dBm} = 8,4 \text{ dB}$.

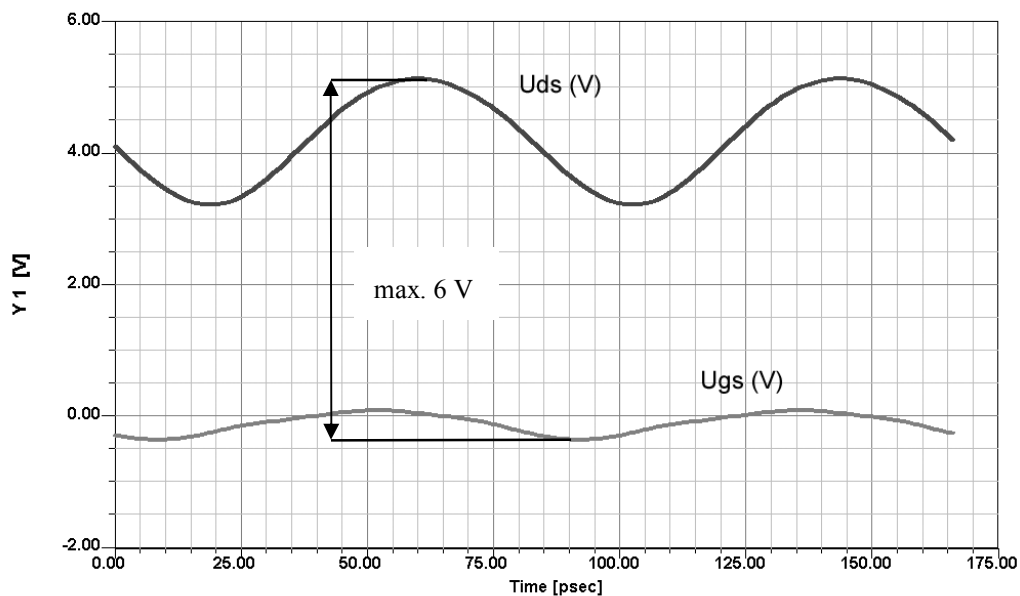
PLL syntezátor v pásmu X

Jako aktivní prvek jsem zvolil tranzistor MGF1303, který má na kmitočtu 12 GHz vyšší zisk než MGF1302, použitý ve zdvojovači kmitočtu [21],[22]. Díky velkému zisku tranzistoru bude zesilovač pouze jednostupňový.

Vstup i výstup zesilovače je výkonově přizpůsoben pomocí úseků mikropáskového vedení a celek je optimalizován pro maximální zisk nelineární optimalizací v programu Serenade. Přitom byly sledovány hodnoty napětí U_{DS} a U_{GS} aby nedošlo k překročení maximální dovolené hodnoty $U_{GD0} = -6$ V (viz obr. 4.24). Stejnsměrné předpětí hradla tranzistoru je $-0,1$ V a napájecí napětí je 5 V. Proud kanálem tranzistoru je omezen rezistorem o odporu 33Ω . Schéma zesilovače pro simulaci je uvedeno na obr. 4.23.

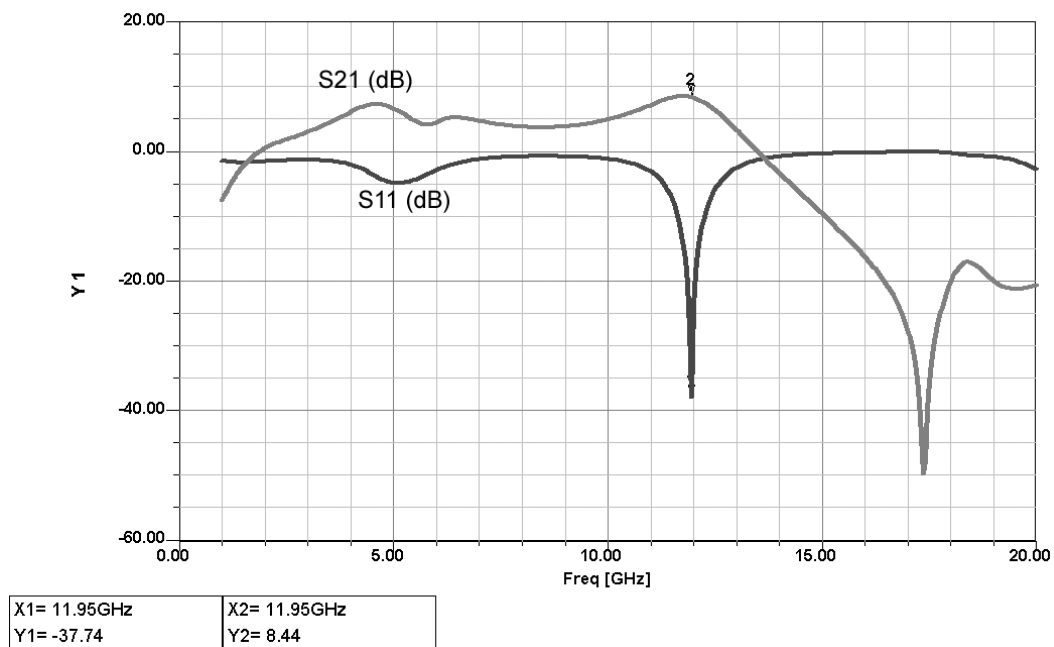


Obr. 4.23: Zesilovač s MGF1303.



Obr. 4.24: Průběhy napětí U_{DS} a U_{GS} .

Na obr. 4.25 je výsledek nelineární simulace zisku zesilovače při buzení výkonem 1,6 dBm a vstupního činitele odrazu. Jak je vidět, na kmitočtu 11,95 GHz dosahuje zisk hodnoty větší než 8,4 dB a vstupní činitel odrazu o hodnotě -38 dB značí výkonové přizpůsobení vstupu zesilovače.

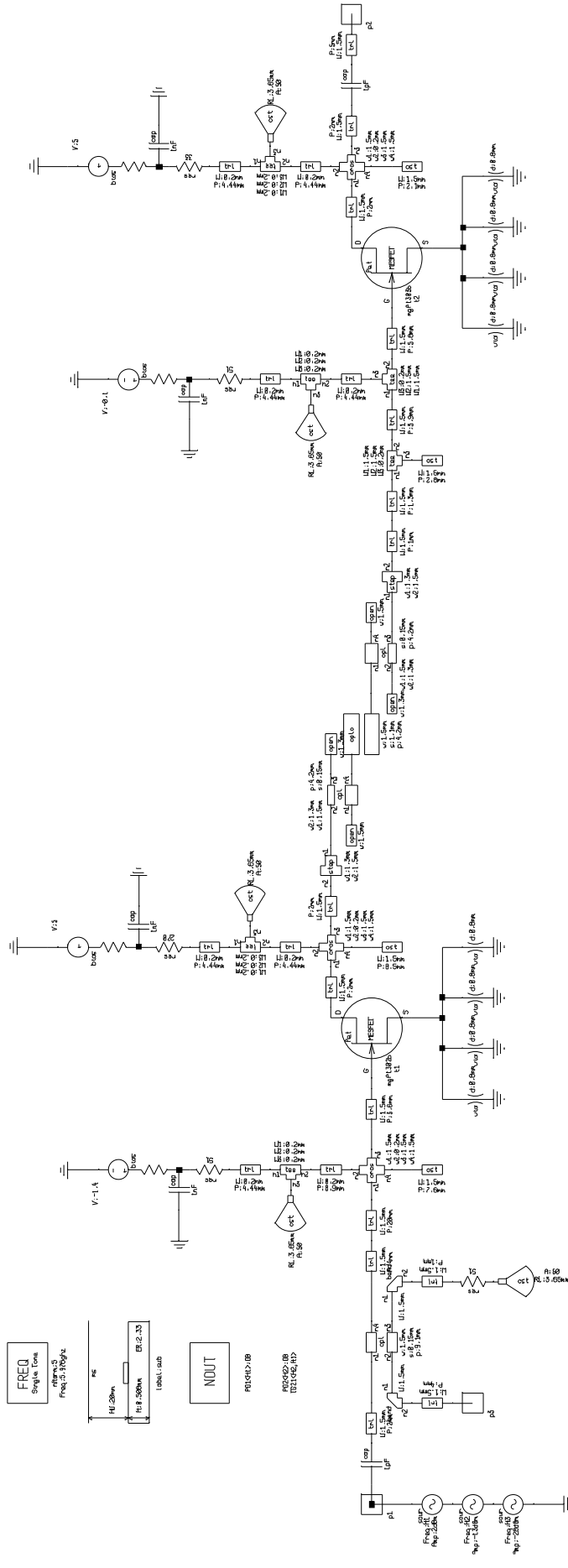


Obr. 4.25: Zisk a vstupní činitel odrazu zesilovače.

4.8 Simulace

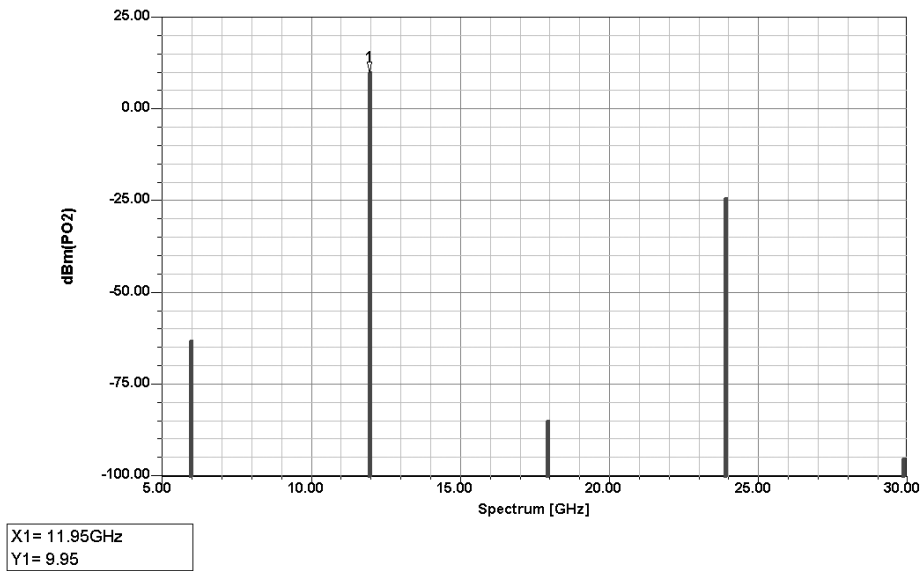
V této kapitole jsou uvedeny výsledky nelineární simulace celku skládajícího se z modelu VCO, směrové odbočnice, zdvojovače kmitočtu, pásmové propusti a zesilovače. Schéma celku tak jak bylo použito pro simulaci je na obr. 4.26. Na schématu můžeme vidět tři brány P1, P2 a P3. Ke vstupní bráně P1 je připojen model VCO, sestavený na základě katalogového listu HMC431 [13]. U výstupní brány P2 a u výstupu směrové odbočnice P3 se předpokládá zátěž o čistě reálné impedanci 50Ω .

Jak je vidět z obr. 4.27, má první harmonická na kmitočtu 11952 MHz výkon téměř 10 dBm a druhá harmonická je potlačena o 35 dB. Výstupní spektrum je tedy velmi čisté. Na bráně P3, kde je odebírán zpětnovazební signál PLL o kmitočtu 5976 MHz, je výkon signálu -10 dBm a další harmonické jsou minimálně o 28 dB slabší (viz obr. 4.28).

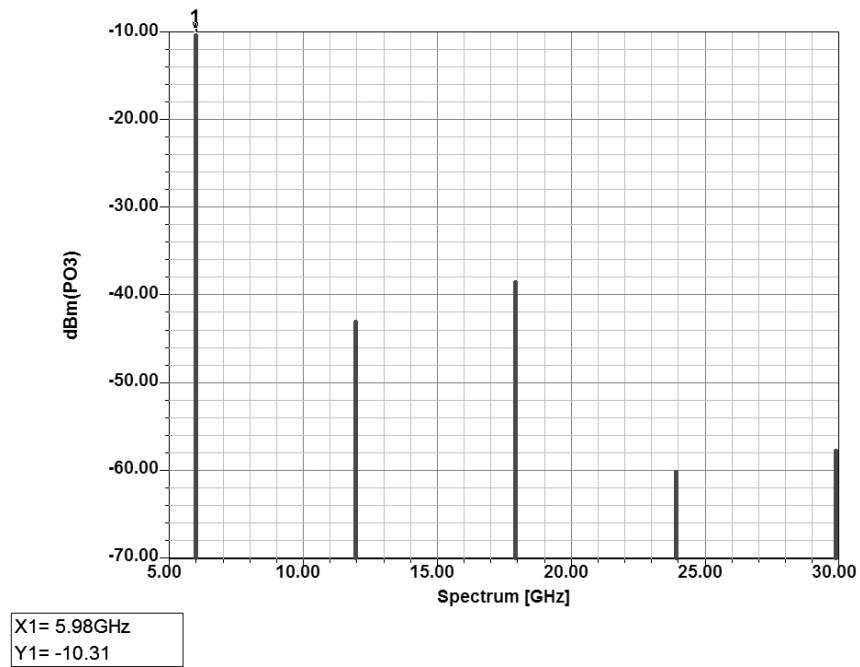


Obr. 4.26: Schéma simulace směrové odbočnice, zdvojnásobně kmitočtu, pásmové propusti a zesilovače.

PLL syntezátor v pásmu X

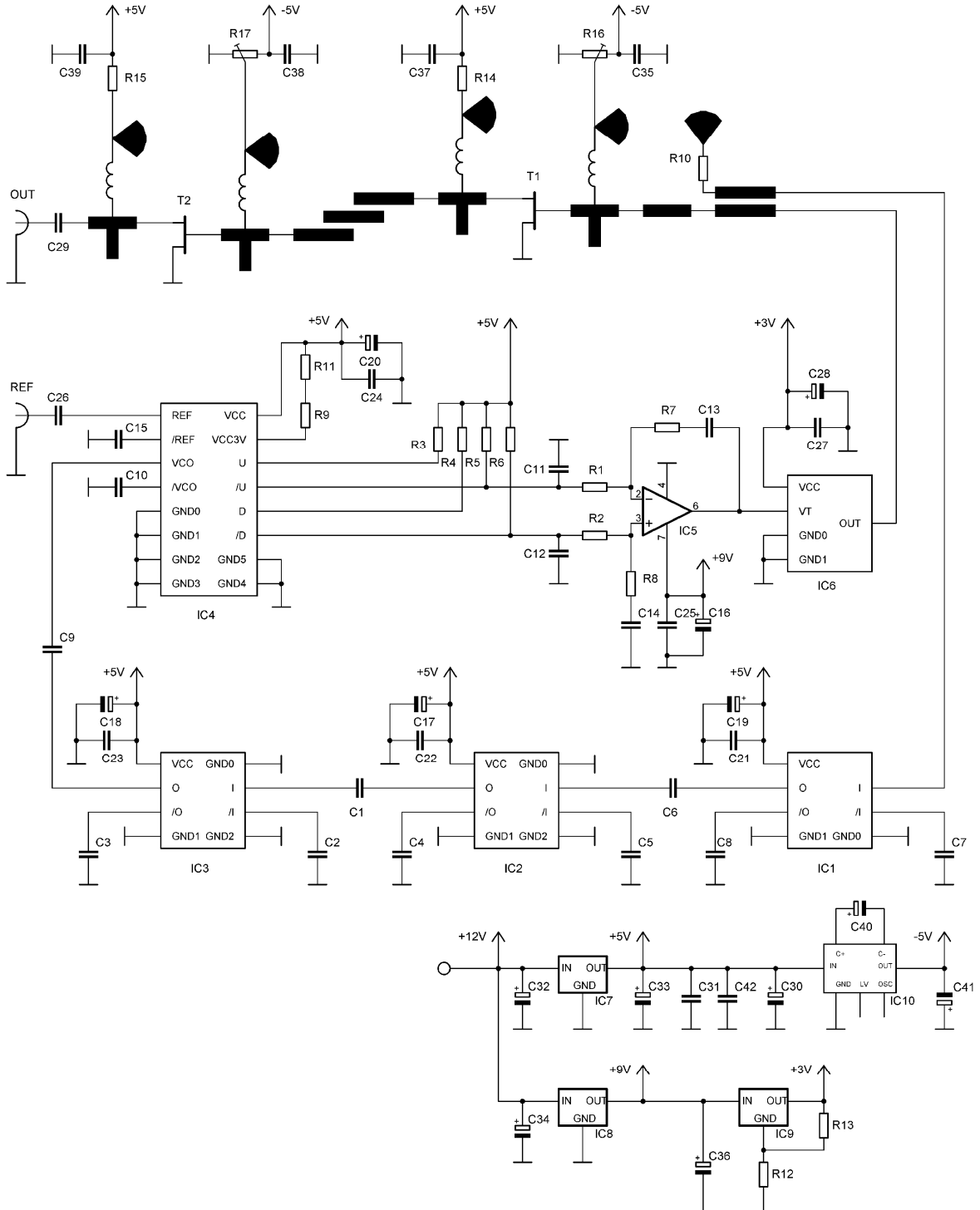


Obr. 4.27: Spektrum na výstupní bráně P2.



Obr. 4.28: Spektrum na výstupní bráně P3.

5 Schéma zapojení a deska plošných spojů

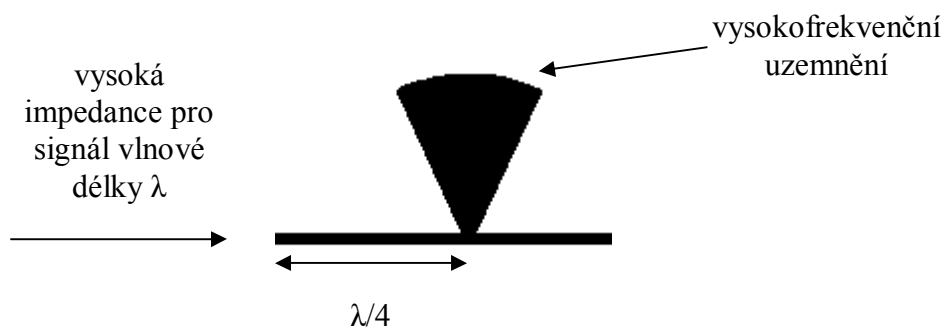


Obr. 5.1: Schéma zapojení PLL syntežátoru.

Na obr. 5.1 je schéma zapojení PLL syntezátoru. Kmitočtově fázový detektor, děliče kmitočtu, zdvojovač kmitočtu a koncový zesilovač jsou napájeny ze zdroje stabilizovaného napětí +5 V, který představuje stabilizátor IC7. Jako zdroj záporného předpětí pro GaAsFET tranzistory slouží integrovaný invertor napětí IC10, který je zdrojem stabilizovaného napětí -5 V. Stabilizátor IC8 je zdrojem napájecího napětí +9 V pro aktivní filtr smyčky. Pro napájení VCO je třeba zajistit stabilizovaný zdroj napětí +3 V. K tomuto účelu je použit stabilizátor IC9, stabilizující napětí na hodnotu +2,6 V. Pomocí rezistorů R12 a R13 je jeho výstupní napětí zvýšeno na požadovaných +3 V.

Nevyužité diferenciální vstupy a výstupy (/I a /O) děličů kmitočtu jsou co možná nejkratší cestou uzemněny kapacitory o vhodné kapacitě, která na dané frekvenci představuje impedanci přibližně do 2Ω [11].

U obou tranzistorů je třeba oddělit cestu vysokofrekvenčního signálu od stejnosměrného napájecího napětí. Za tímto účelem jsou na desce plošných spojů napájecí vedení o délce čtvrt vlny a velké impedanci (malé šířce vedení), zakončené vysokofrekvenčním uzemněním. Jak je známo z teorie vedení, čtvrtvlnné vedení na konci zkratované se na vstupu jeví jako velká impedance pro signál dané vlnové délky a má tedy pro signál minimální přenos.



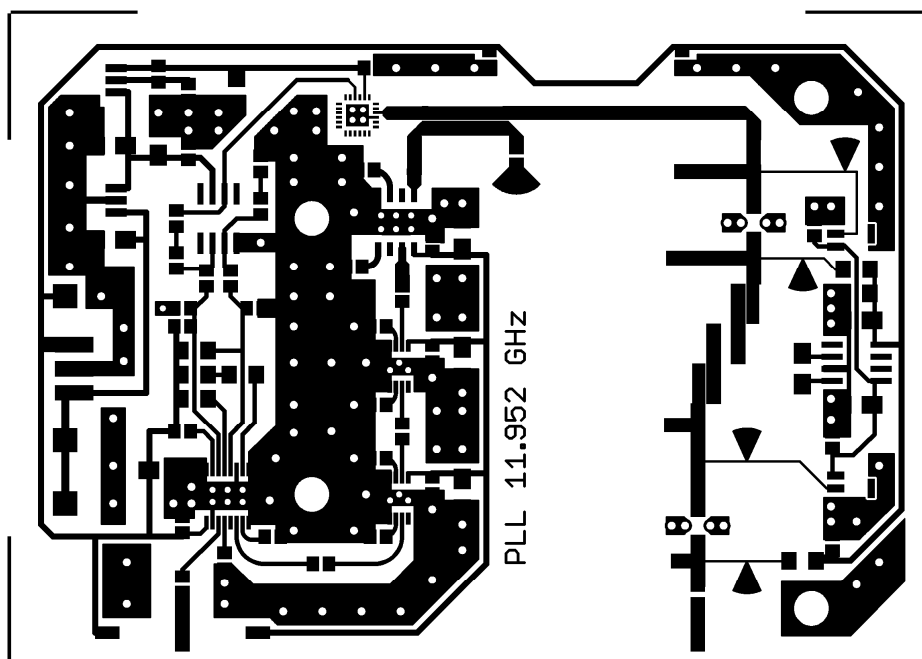
Obr. 5.2: Napájecí vedení pro tranzistory.

Na výstupu syntezátoru je zařazen vazební kapacitor C29 o kapacitě 1 pF s nízkými ztrátami na mikrovlnných kmitočtech.

Deska plošných spojů je navržena v programu EAGLE 4.13 a je realizována na mikrovlnném PTFE substrátu DiClad 870. Tento materiál se vyznačuje relativní permitivitou $\epsilon_r = 2,33$ a nízkou hodnotou činitele dielektrických ztrát $tg\delta = 0,0013$.

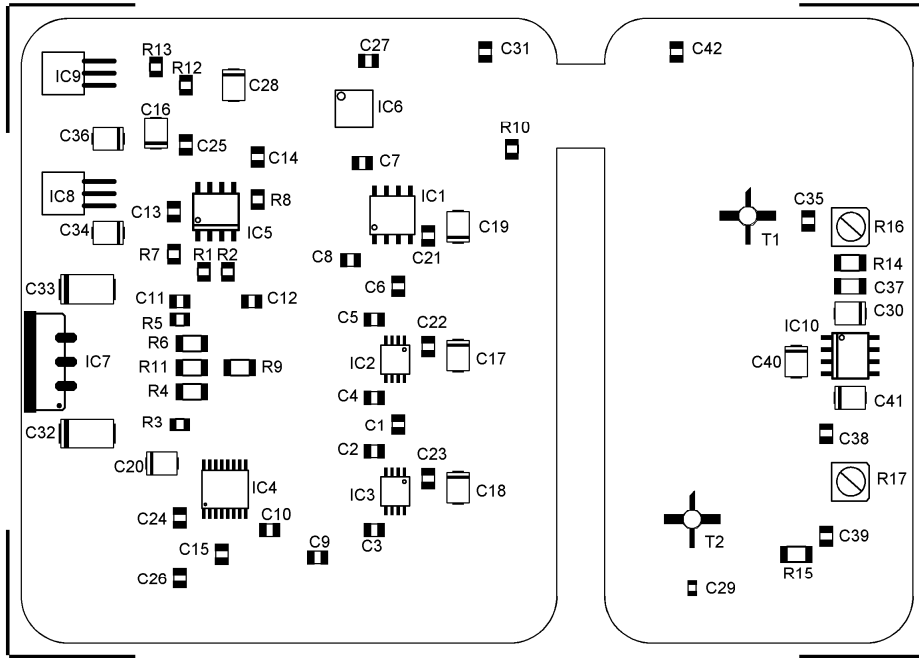
Tloušťka substrátu je 0,508 mm a je oboustranně pokoven vrstvou mědi o tloušťce 34 μm . Všechny otvory na desce jsou prokovené kvůli dokonalému vysokofrekvenčnímu uzemnění. Deska je galvanicky pozlacena aby bylo dosaženo co nejlepší vodivosti a stálosti povrchu.

Vodivý motiv na desce plošných spojů je vidět na obr. 5.3. Rozmístění součástek včetně obrysu desky pro osazení do krabičky je na obr. 5.4. Na obr. 5.5 je deska ze strany zemní plochy. Rozměr desky mezi rohovými značkami je 98,2 x 68,6 milimetrů. Deska je osazena do krabičky vyfrézované z kusu hliníku. Vnitřek krabičky je rozdělen přepážkou, která částečně odděluje PLL syntezátor od zdvojovače kmitočtu a zesilovače.

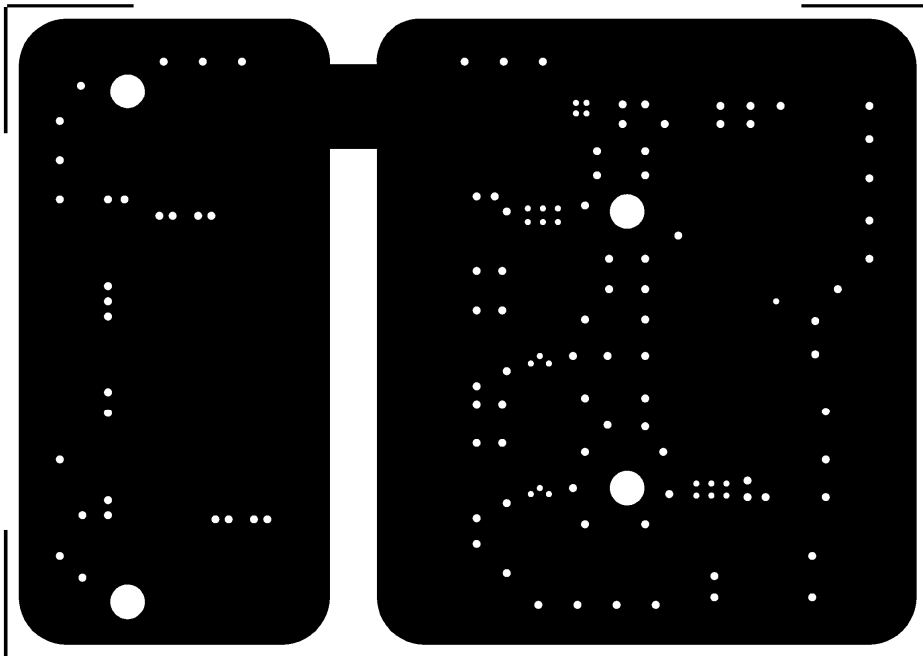


Obr. 5.3: Deska plošných spojů.

PLL syntezátor v pásmu X



Obr. 5.4: Osazovací plán součástek.



Obr. 5.5: Spodní strana desky.

6 Měření

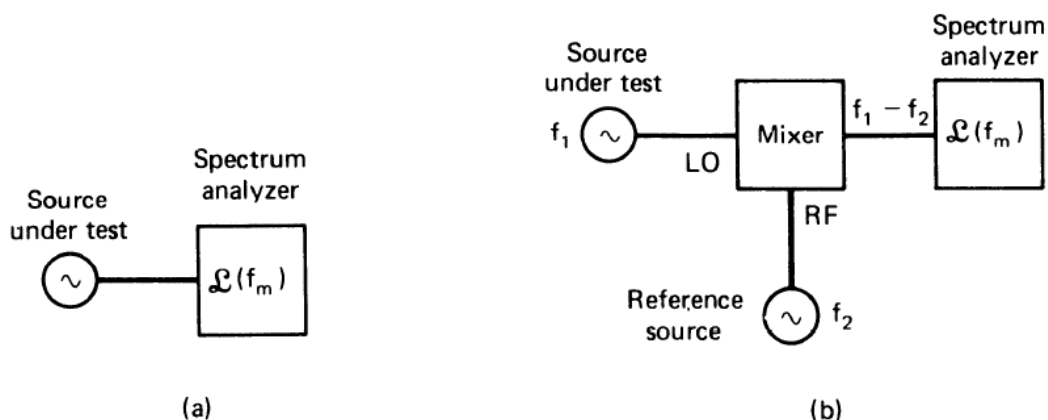
6.1 Metody měření fázového šumu

Pro měření fázového šumu se používají tři hlavní metody [16]. První metoda představuje měření fázového šumu přímo spektrálním analyzátozem. Může být použita pokud má spektrální analyzátoz menší fázový šum než měřený zdroj signálu. Výhodou této metody je její jednoduchost. U druhé metody je nízkošumový zdroj signálu fázově zavěšen na stejné frekvenci s fázovým posuvem 90° . Výsledek směšování měřeného a referenčního signálu je měřen FFT analyzátozem. Tento systém má největší citlivost, ale referenční syntezátor musí být velice kvalitní. Třetí metoda používá frekvenční diskriminátor a porovnává zpožděný signál s jeho aktuální hodnotou. Tato metoda je omezena ofsetové kmitočty blízké nosné. Její výhodou je, že nevyžaduje vysoce kvalitní referenci.

Měření spektrálním analyzátozem

Vysokofrekvenční spektrální analyzátozy měří spektrální hustotu výkonu přímo za předpokladu, že fázový šum měřeného zdroje signálu je podstatně vyšší než jeho amplitudový šum (obr. 6.1a). Amplitudový šum měřeného zařízení může být potlačen směšováním s čistým referenčním zdrojem signálu. Měřené zařízení je pak použito jako oscilátor s velkou výstupní úrovní signálu pro směšovač (obr. 6.1b) [1].

Omezení této přímé metody měření jsou fázový šum lokálního oscilátoru, dynamický rozsah a rozlišení spektrálního analyzátozu. Analyzátozy, které používají jako lokální oscilátor YIG oscilátor, mohou měřit na ofsetu 100 kHz fázový šum přibližně do hodnoty -120 dBc/Hz. Analyzátozy s kmitočtovým syntezátorem jako LO umožňují měření blíže k nosné [1].



Obr. 6.1: Měření fázového šumu spektrálním analyzátozem.

Fázový šum se vztahuje k šířce pásma 1 Hz, ale při měření spektrálním analyzátozem se pracuje s jinou šířkou pásma. Proto se musí započítat také rozlišovací šířka pásma spektrálního analyzátozu (*RBW* - Resolution Bandwidth). Fázový šum α na ofsetovém kmitočtu f_m se vypočítá podle vztahu

$$\alpha(f_m) = P_{SSB} - P_C - 10 \log(RBW) \quad [\text{dBc/Hz}] \quad (6.1)$$

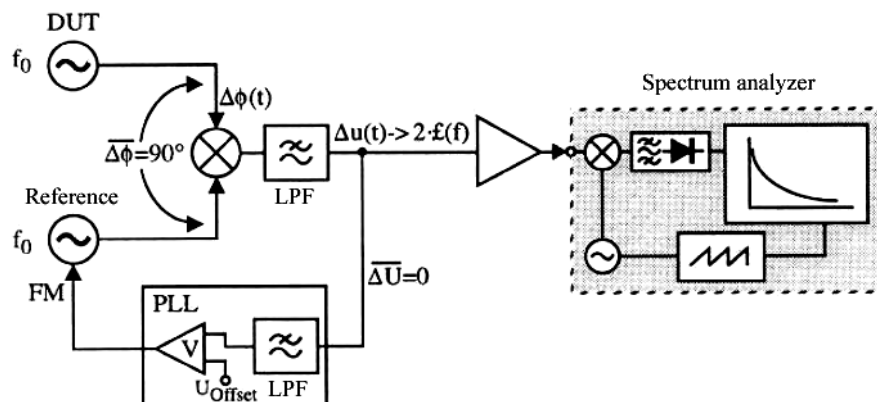
P_{SSB} (dBm) ... výkon postranního pásma na ofsetovém kmitočtu f_m odečtený ze spektrálního analyzátozu

P_C (dBm) ... výkon nosné signálu

RBW (Hz) ... rozlišovací šířka pásma spektrálního analyzátozu

Měření pomocí fázového závěsu

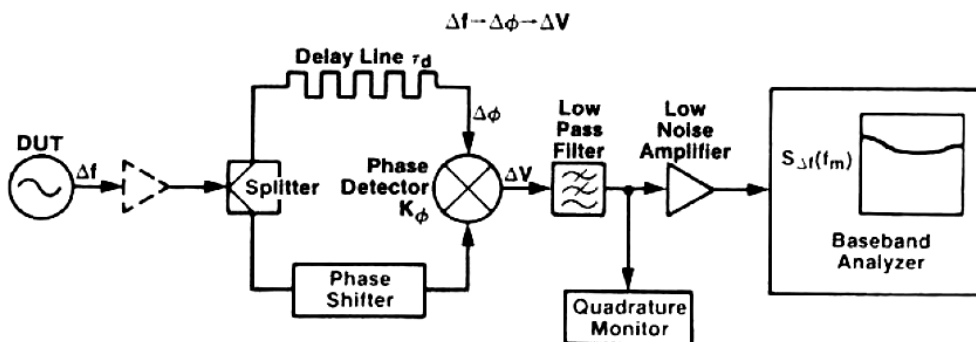
Signál z měřeného zařízení a referenční signál se směšují, přičemž jejich vzájemný fázový posuv je 90 stupňů. Na výstupu směšovače je napětí o frekvenci úměrné fázovému rozdílu obou zdrojů signálu. Fázový posuv 90 stupňů je udržován smyčkou PLL s malou šířkou pásma, takže měřený fázový šum zůstává fázovým závěsem neovlivněn. Schéma měřicího systému je na obr. 6.2 [17].



Obr. 6.2: Měření fázového šumu metodou fázového závěsu.

Měření pomocí zpožďovacího vedení

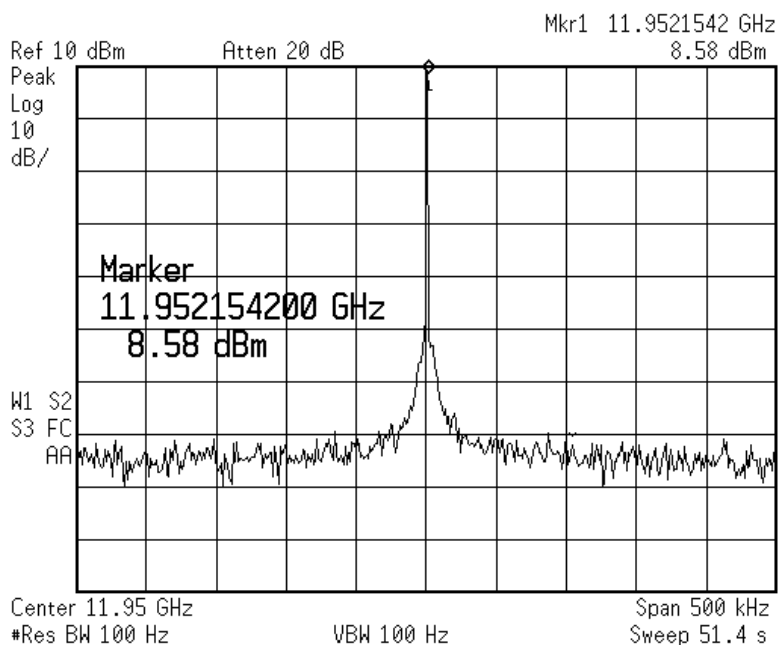
Touto metodou se měří spektrální hustota fluktuace frekvence. Signál z měřeného zařízení se rozdělí a jedna jeho část projde zpožďovacím vedením. Na výstupu zpožďovacího vedení dostáváme fázový posuv $\Delta\phi$ úměrný změnám frekvence Δf zdroje signálu. Mezi zpožděným a nezpožděným signálem je fázový posuv 90 stupňů a pomocí dvojité vyvážené směšovače jsou směšovány do nízkofrekvenční oblasti. Dostáváme tak napětí ΔV , které je úměrné fázovému posuvu $\Delta\phi$. Na obr. 6.3 je blokové schéma měřicího zařízení [17].



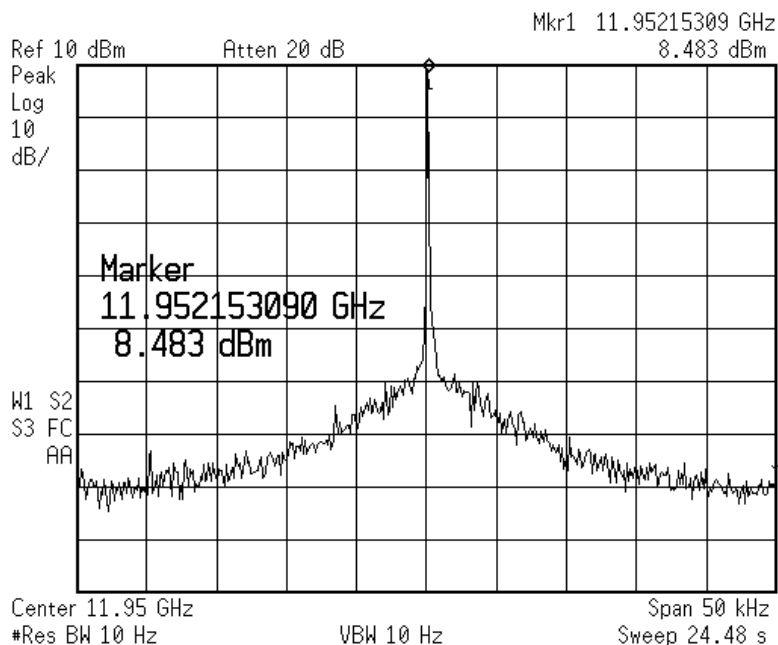
Obr. 6.3: Měření fázového šumu pomocí zpožďovacího vedení.

6.2 Měření realizovaného PLL syntezátoru

Na obr. 6.4 je zobrazena první harmonická PLL syntezátoru. Na obrázku je vidět úsek spektra o šířce 500 kHz. Rozlišovací šířka pásma spektrálního analyzátoru je $RBW = 100$ Hz. Spektrální analyzátor ukazuje výkon téměř 8,6 dBm. Na obrázku 6.5 je spektrum o šířce 50 kHz v okolí 1. harmonické při $RBW = 10$ Hz.



Obr. 6.4: Změřený výkon první harmonické syntezátoru.

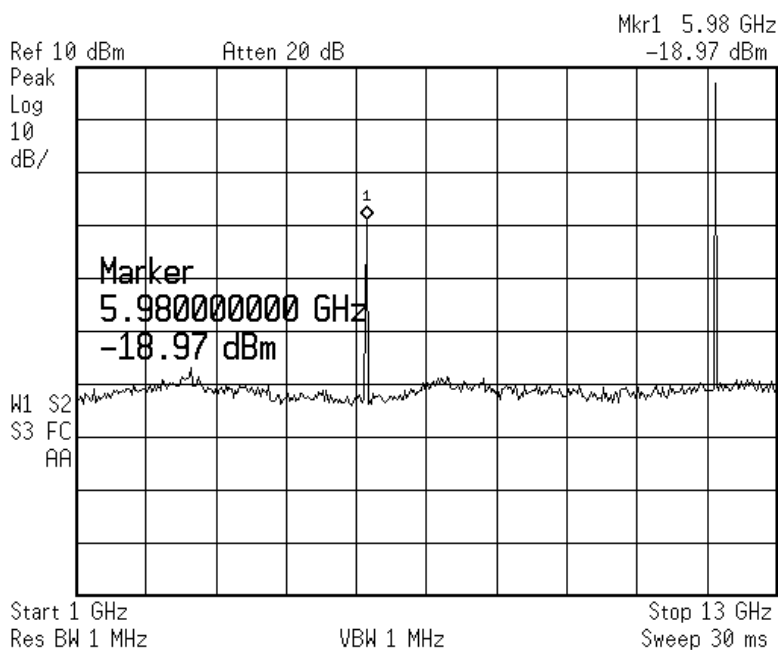


Obr. 6.5: Spektrum první harmonické syntezátoru – SPAN 50 kHz.

PLL syntezátor v pásmu X

Na obr. 6.6 je spektrum v rozsahu od 1 GHz do 13 GHz. Je vidět, že neobsahuje žádné nežádoucí složky kromě spektrální čáry na 5,98 GHz, což je částečně potlačený kmitočet VCO. Tato spektrální čára má výkonovou úroveň -19 dBm a je tedy oproti 1. harmonické syntezátoru potlačena asi o 28 dB.

V tab. 6.1 jsou naměřené a vypočtené hodnoty z měření fázového šumu syntezátoru pomocí spektrálního analyzátoru.



Obr. 6.6: Spektrum syntezátoru v rozsahu od 1 GHz do 13 GHz.

f_m (Hz)	$P_{SSB} - P_C$ (dB)	RBW (Hz)	α (dBc/Hz)
1,00E+03	-50,0	100	-70,0
2,00E+03	-51,6	100	-71,6
3,00E+03	-53,4	100	-73,4
5,00E+03	-57,0	100	-77,0
1,00E+04	-64,0	100	-84,0
2,00E+04	-71,0	100	-91,0
4,00E+04	-75,0	100	-95,0
1,00E+05	-73,3	100	-94,3
3,00E+05	-74,0	100	-94,0
5,00E+05	-74,0	100	-94,0
8,00E+05	-64,4	1000	-94,4
1,00E+06	-65,0	1000	-95,0
3,00E+06	-79,4	1000	-109,4
5,00E+06	-83,0	1000	-113,0
1,00E+07	-79,0	10000	-119,0

Tab. 6.1: Naměřené a vypočtené hodnoty fázového šumu PLL syntezátoru.

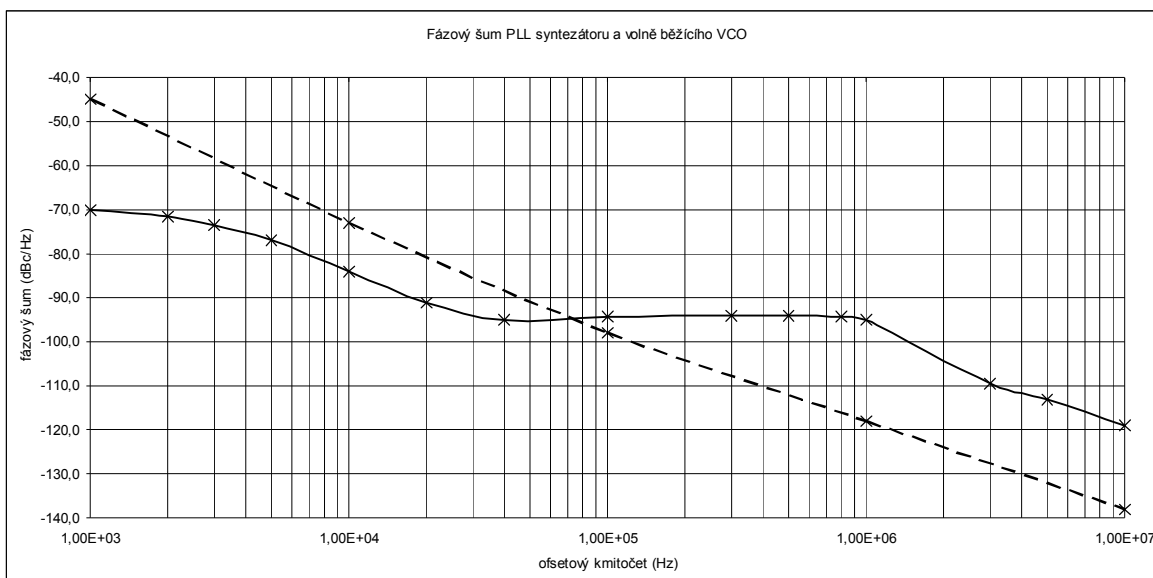
Význam symbolů použitých v tab. 6.1:

- f_m ... ofsetový kmitočet
- $P_{SSB} - P_C$... změřená úroveň fázového šumu na ofsetovém kmitočtu
- RBW ... rozlišovací šířka pásma spektrálního analyzátoru
- α ... hodnota fázového šumu vypočtená podle (6.1)

V tab. 6.2 jsou ve druhém sloupci uvedeny hodnoty fázového šumu VCO HMC431 podle údajů výrobce [13]. Třetí sloupec tabulky obsahuje hodnoty fázového šumu volně běžícího VCO po průchodu signálu zdvojovačem kmitočtu, vypočtené podle (2.3).

f_m (Hz)	VCO (6GHz)	VCO (12GHz)
	α (dBc/Hz)	α (dBc/Hz)
1,00E+03	-51	-45
1,00E+04	-79	-73
1,00E+05	-104	-98
1,00E+06	-124	-118
1,00E+07	-144	-138

Tab. 6.2: Hodnoty fázového šumu VCO HMC431.



Obr. 6.7: Fázový šum PLL a volně běžícího VCO.

Na obr. 6.7 jsou výsledky z tabulek 6.1 a 6.2 v podobě grafu. Plnou čarou je znázorněn změřený průběh fázového šumu PLL syntežátoru v závislosti na ofsetovém kmitočtu. Čárkovaně je pro srovnání zobrazen průběh fázového šumu volně běžícího VCO,

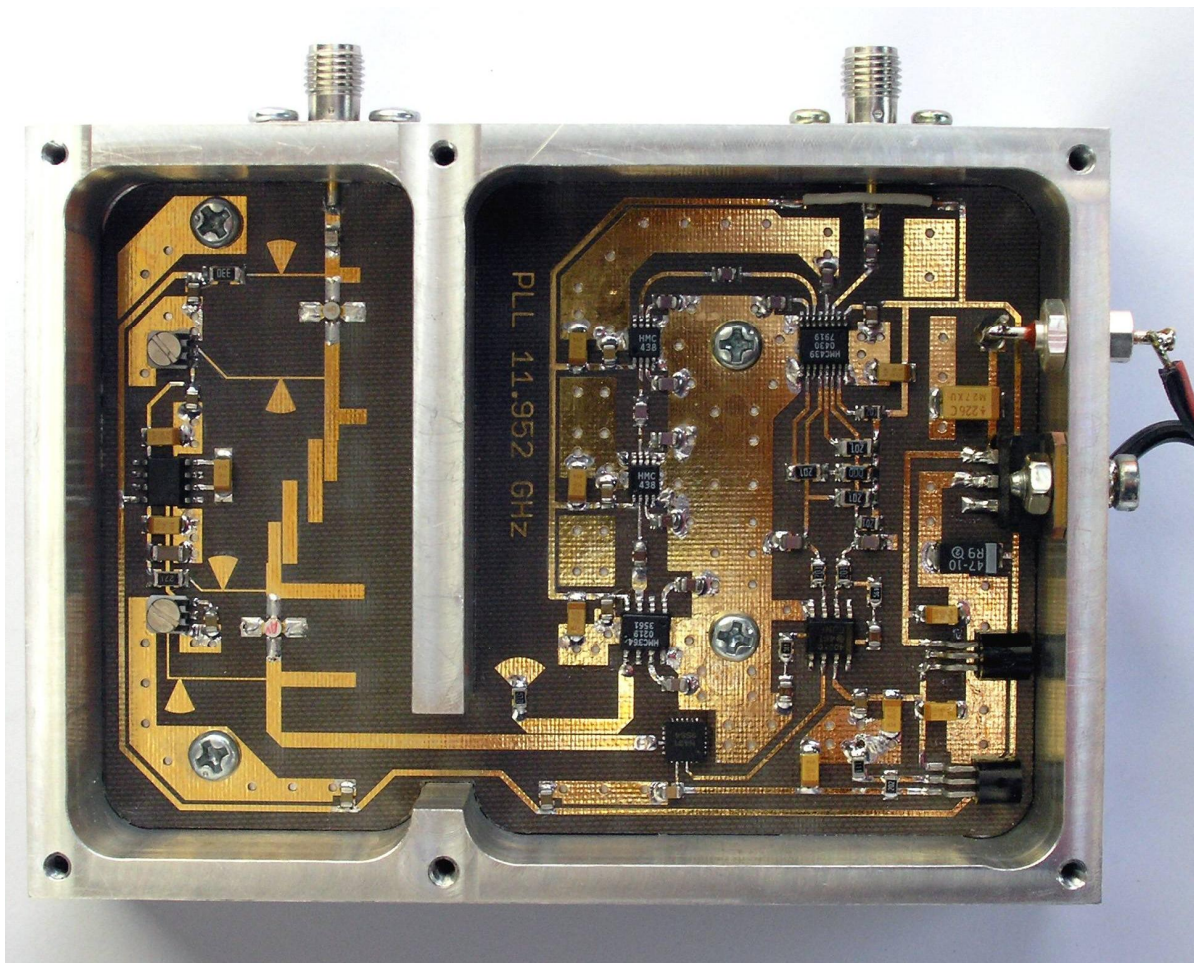
vynásobeného na kmitočet 12 GHz. Z průběhů lze pozorovat výrazné zlepšení fázového šumu PLL syntezátoru oproti volně běžícímu VCO od ofsetového kmitočtu 70 kHz směrem blíže k nosné.

Výsledky měření fázového šumu lze považovat za orientační, protože mohou být zkesleny spektrálním analyzátozem. K přesnému měření by bylo vhodné použít některou z dalších metod popsanych v kapitole 6.1.

Výstupní kmitočet	11,952 GHz
Výstupní úroveň	8,6 dBm
Fázový šum $f_m = 1$ kHz	-70 dBc/Hz
$f_m = 10$ kHz	-84 dBc/Hz
$f_m = 100$ kHz	-94 dBc/Hz
Referenční signál	119,52 MHz
Vstupní úroveň ref. signálu	-10 dBm ... +10 dBm
Napájecí napětí	+12 V
Proud odebíraný ze zdroje	510 mA

Tab. 6.3: Shrnutí parametrů PLL syntezátoru.

V tab. 6.3 jsou shrnuty nejdůležitější parametry realizovaného PLL syntezátoru. Na obr. 6.8 je pak fotografie syntezátoru.



Obr. 6.8: Fotografie realizovaného PLL syntezátoru.

6.3 Srovnání PLL syntezátoru s metodou násobení kmitočtu

V zadání je úkol, porovnat signál PLL syntezátoru se signálem získaným metodou násobení kmitočtu. V době měření diplomové práce bohužel nebyl oscilátor s násobičí funkční. Proto jsem se pokusil odhadnout rozdíly mezi těmito dvěma způsoby alespoň na základě teoretické úvahy.

Vzhledem k velmi nízkému fázovému šumu krystalových oscilátorů lze předpokládat, že fázový šum vynásobeného signálu bude rovněž velmi malý. Uvažujme fázový šum krystalového oscilátoru podle simulace z kapitoly 4.2 (viz obr. 4.5) s tím, že jeho kmitočet vynásobíme 100-krát. Podle vztahu (2.3) musíme počítat se zhoršením fázového šumu minimálně o $20 \cdot \log 100 = 40$ dB. Potom lze na ofsetovém kmitočtu 1 kHz očekávat fázový šum $\alpha(1\text{kHz}) = -155 + 40 = -115$ dBc/Hz, zatímco u PLL syntezátoru je změřená hodnota na tomtéž ofsetovém kmitočtu asi -70 dBc/Hz. Další otázkou je celková

čistota spektra. U metody násobení kmitočtu vzniká velké množství spektrálních složek a z nich se vybírá pouze jedna žádoucí. Ostatní složky však pásmová propust neodfiltruje dokonale, což se musí projevit na čistotě spektra již od nejnižších kmitočtů. Jak je vidět z výsledků měření (viz obr. 6.6), u PLL syntezátoru tento problém nenastává.

Z uvedených skutečností lze usoudit, že PLL syntezátor bude mít horší parametry co se týká fázového šumu, ale celková čistota spektra bude podstatně lepší než u signálu získaného metodou násobení kmitočtu.

7 Závěr

V druhé kapitole této práce byly popsány hlavní parametry zdrojů vysokofrekvenčního signálu. Dále byly uvedeny nejčastější konstrukce mikrovlnných oscilátorů s nízkým fázovým šumem, se zaměřením na jejich možné použití v systému PLL. Krátce byla popsána i metoda generování mikrovlnného signálu pomocí řetězce násobičů kmitočtu. Ve třetí kapitole je popsán fázový závěs PLL a jeho využití v kmitočtových syntezátorech. V druhé části třetí kapitoly jsou zmíněny základní bloky PLL a jejich vlastnosti.

Čtvrtá kapitola se věnuje návrhu a realizaci PLL syntezátoru v pásmu X. Je v ní prezentováno zvolené řešení syntezátoru a následný návrh a simulace jeho částí. Návrh zahrnuje konstrukci referenčního krystalového oscilátoru, stanovení hodnot součástek filtru smyčky a návrh řetězce děličů kmitočtu. Dále je řešena směrová odbočnice, zdvojovač kmitočtu, pásmová propust a zesilovač. Tyto obvody jsou navrženy a simulovány pomocí programu Serenade. Pátá kapitola zahrnuje schéma zapojení celého syntezátoru a návrh desky plošných spojů. V šesté kapitole jsou pak prezentovány výsledky měření a parametry realizovaného syntezátoru.

Parametry syntezátoru by se daly vylepšit z hlediska fázového šumu použitím napětím laděného oscilátoru s dielektrickým rezonátorem místo použitého integrovaného VCO. Dále je v případě potřeby možné zvýšit dlouhodobou stabilitu kmitočtu umístěním referenčního krystalového oscilátoru do termostatu. Také se ukázalo, že skutečný výstupní výkon je poněkud nižší než podle simulace. S dvoustupňovým zesilovačem by se zřejmě dalo s rezervou dosáhnout požadované hodnoty 10 dBm.

Literatura

- [1] ROHDE, U. L. *Microwave and Wireless Synthesizers: Theory and Design*. New York: John Wiley & Sons, 1997. 638 p. ISBN 0-471-22431-6.
- [2] WIZMULLER, P. *RF Design Guide, Systems, Circuits, and Equations*. Norwood: Artech House, 1995. 281 p. ISBN 0-89006-754-6.
- [3] ŽALUD, V. *Moderní radioelektronika*. Praha: BEN – technická literatura, 2002. 656 s. ISBN 80-86056-47-3.
- [4] HANUS, S.; SVACINA, J. *Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika*. Brno: Skripta FEKT VUT v Brně, 2002. 210 s. ISBN 80-214-2222-X.
- [5] EVERARD, J. *Fundamentals of RF Circuit Design with Low Noise Oscillators*. New York: John Wiley & Sons, 2001. 288 p. ISBN 0-470-84175-3.
- [6] RHEA, R. W. *Oscillator Design and Computer Simulation*. Norcross: Noble Publishing Corporation, 1995. 320 p. ISBN 1-8849-32-30-4.
- [7] TEMEX *Microwave Dielectric Resonators*. <<http://www.temex.com>>. Temex – Technical Note.
- [8] TEXAS INSTRUMENTS *TLC2932 Phase locked loop buliding block with analog voltage controlled oscillator and phase frequency detector – Application report*. <<http://www.ti.com>>. Texas Instruments Incorporated, 1997. 42 p.
- [9] SHOCKMAN, P. *Phase Lock Loop General Operations*. <<http://onsemi.com>>, ON Semiconductor Logic Applications Engineering, September 2003.
- [10] ROHDE, U. L. *Synthesizer Design for Microwave Applications*. <<http://www.synergymwave.com>>. Synergy Microwave Corporation – Technical Articles, 1999. 51 p.
- [11] HITTITE MICROWAVE CORPORATION *Microwave Prescalers*. <<http://www.hittite.com>>. Hittite Microwave Corporation – Application Note, 2001.

- [12] HITTITE MICROWAVE CORPORATION *HMC439QS16G HBT Digital Phase-Frequency Detector*. <<http://www.hittite.com>>. Hittite Microwave Corporation – Application Note.
- [13] HITTITE MICROWAVE CORPORATION *HMC431LP4 MMIC VCO w/ Buffer Amplifier*. <<http://www.hittite.com>>. Hittite Microwave Corporation – Application Note.
- [14] ROHDE, U. L. *Oscillator Basics and Low-Noise Techniques for Microwave Oscillators and VCOs*. Paris: GaAs 2000, 2-6 October 2000.
- [15] VIDMAR, M. *Širokopásmový a nízkošumový mikrovlnný VCO*. Sborník příspěvků – Mezinárodní setkání radioamatérů HOLICE 99. s. 70 – 75.
- [16] VIŠČOR, I.; HALÁMEK, J. *Phase Noise Measurement*. Proceedings of the Radioelektronika 2001, Brno 2001. p. 131 – 134.
- [17] LORBEER, B. *Phase Noise Measurements Of The New Master Oscillator For TTF2*. Diplomarbeit im Fachbereich Elektrotechnik der Fachhochschule Lubeck, Lubeck 2004.
- [18] MITEQ *Dielectric Resonator Oscillators*. <<http://www.miteq.com>>.
- [19] HITTITE MICROWAVE CORPORATION *Low Cost Plastic MMIC VCOs*. <<http://www.hittite.com>>. Hittite Microwave Corporation – Technical Article.
- [20] SCHUBBE C. H. *10 GHz Singleboard Transverter*. DUBUS 3/87. p. 192 – 198.
- [21] MITSUBISHI SEMICONDUCTOR *MGF1302 Low Noise GaAs FET - Datasheet*. Nov. 97.
- [22] MITSUBISHI SEMICONDUCTOR *MGF1303b Low Noise GaAs FET - Datasheet*. Nov. 97.

Přílohy

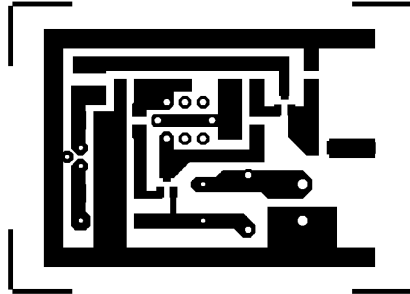
Příloha A

Krystalový oscilátor – seznam součástek

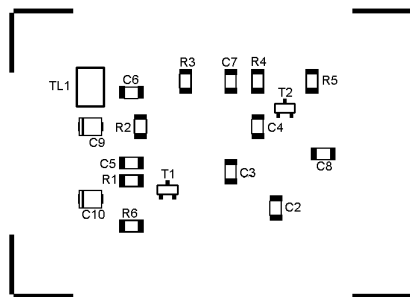
Součástka	Hodnota	Pouzdro
C1	4 - 27p	kapacitní trimr
C2	8p2	SMD 1206
C3	10p	SMD 1206
C4	22p	SMD 1206
C5	820p	SMD 1206
C6	10n	SMD 1206
C7	10n	SMD 1206
C8	22p	SMD 1206
C9	10u	SMD-B
C10	10u	SMD-B
L1	4 závity na feritovém jádru	kostra cívky - stíněná
L2	4 závity, d 5mm	
TL1	4,7u	SMD tlumivka
R1	1k	SMD 1206
R2	3k3	SMD 1206
R3	100	SMD 1206
R4	47k	SMD 1206
R5	390	SMD 1206
R6	330	SMD 1206
T1	BFR92A	SOT23
T2	BFR92A	SOT23
IC1	78L09	TO92
Q1	119.52 MHz	HC-49/U-13
OUT		SMA konektor

Příloha B

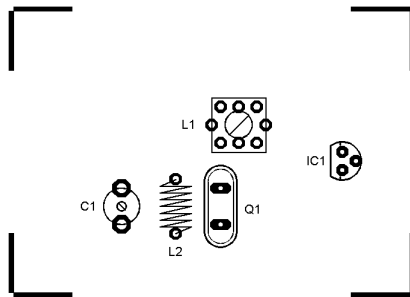
Krystalový oscilátor – deska plošných spojů



Deska plošných spojů.



Osazovací plán součástek – strana spojů.



Osazovací plán součástek – strana součástek.

Příloha C**Fázový závěs PLL – seznam součástek**

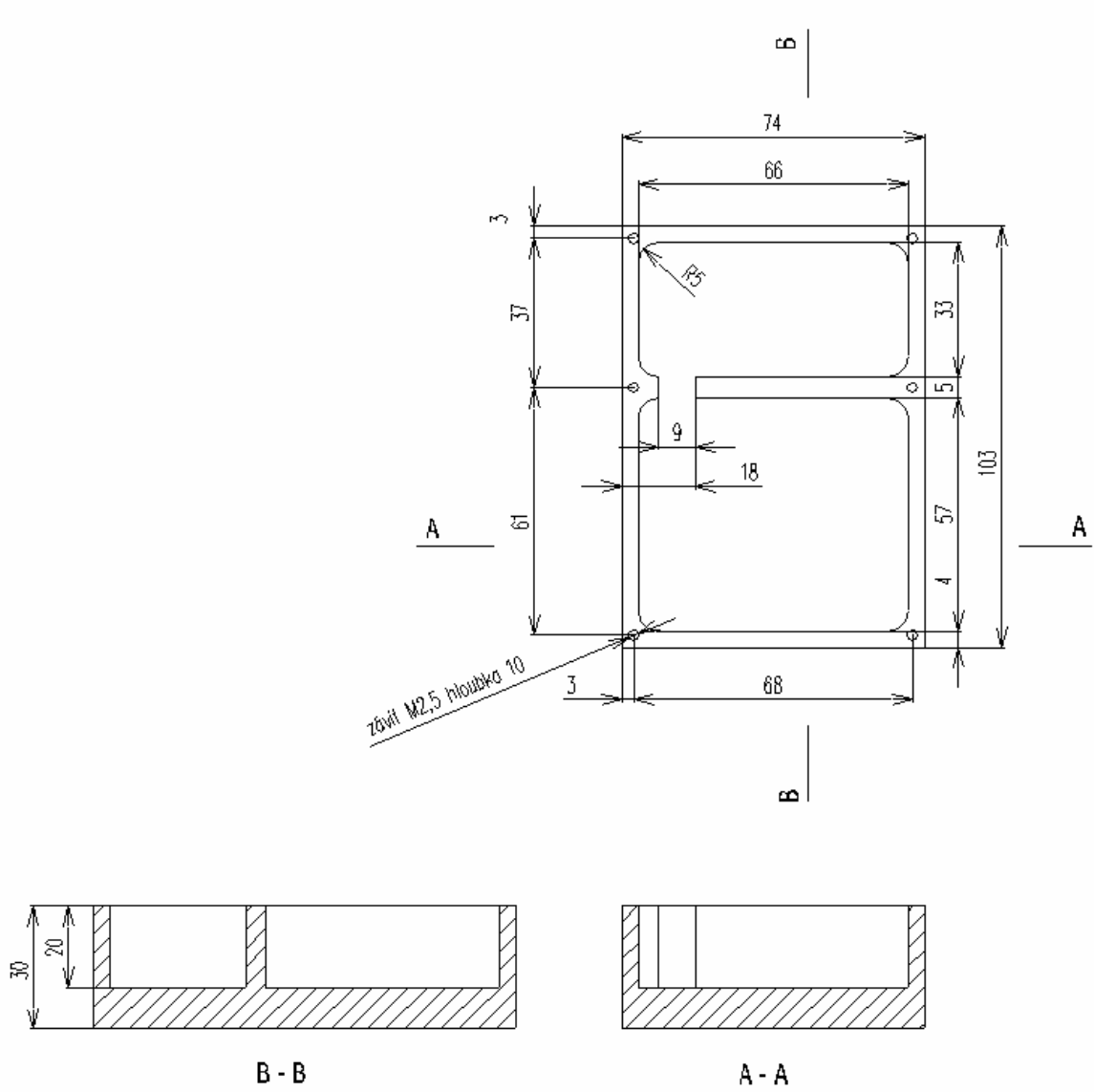
Součástka	Hodnota	Pouzdro
C1	82p	SMD 0805
C2	82p	SMD 0805
C3	470p	SMD 0805
C4	82p	SMD 0805
C5	27p	SMD 0805
C6	27p	SMD 0805
C7	15p	SMD 0805
C8	27p	SMD 0805
C9	470p	SMD 0805
C10	470p	SMD 0805
C11	390p	SMD 0805
C12	390p	SMD 0805
C13	1,5n	SMD 0805
C14	1,5n	SMD 0805
C15	470p	SMD 0805
C16	10u / 10V	SMD-B
C17	10u / 10V	SMD-B
C18	10u / 10V	SMD-B
C19	10u / 10V	SMD-B
C20	10u / 10V	SMD-B
C21	1n	SMD 0805
C22	10n	SMD 0805
C23	10n	SMD 0805
C24	1n	SMD 0805
C25	1n	SMD 0805
C26	470p	SMD 0805
C27	10n	SMD 0805
C28	10u / 10V	SMD-B
C29	1p	SMD 0603
C30	10u / 10V	SMD-B
C31	1n	SMD 0805
C32	22u / 16V	SMD-C
C33	47u / 10V	SMD-C
C34	10u / 10V	SMD-B
C35	1n	SMD 0805
C36	10u / 10V	SMD-B

PLL syntežátor v pásnu X

C37	1n	SMD 1206
C38	1n	SMD 0805
C39	1n	SMD 0805
C40	10u / 10V	SMD-B
C41	10u / 10V	SMD-B
C42	1n	SMD 0805
R1	200	SMD 0805
R2	200	SMD 0805
R3	200	SMD 0805
R4	200	SMD 1206
R5	200	SMD 0805
R6	200	SMD 1206
R7	560	SMD 0805
R8	560	SMD 0805
R9	200	SMD 1206
R10	51	SMD 0805
R11	0	SMD 1206
R12	110	SMD 0805
R13	2k	SMD 0805
R14	270	SMD 1206
R15	39	SMD 1206
R16	10k	SMD trimr Piher
R17	10k	SMD trimr Piher
T1	MGF1302	GD4
T2	MGF1303	GD4
IC1	HMC364	S8G
IC2	HMC438	MS8G
IC3	HMC438	MS8G
IC4	HMC439	QSOP16G
IC5	THS4031	SO8
IC6	HMC431	LP4
IC7	7SMD 0805	TO220
IC8	78L09	TO92
IC9	78L02	TO92
IC10	ICL7660	SO8
REF		SMA konektor
OUT		SMA konektor

Příloha D

Fázový závěs PLL – hliníková krabička



Příloha E

Obsah přiloženého CD

/DP text diplomové práce ve formátu pdf

/PCB_OSC podklady pro výrobu desky plošných spojů krystalového oscilátoru
ve formátu GERBER RS274-X a EXCELLON

/PCB_PLL podklady pro výrobu desky plošných spojů PLL syntezátoru ve
formátu GERBER RS274-X a EXCELLON