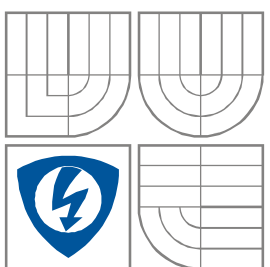


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ**
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

MIKROVLNNÝ TRANSVERTOR Z 5760 MHz NA 146 MHz

MICROWAVE TRANSVERTER FOR 5760 MHz TO 146 MHz

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

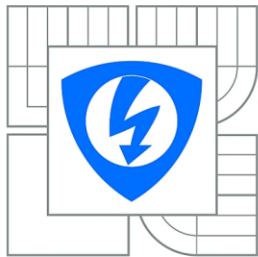
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. JAN ŠUSTR

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. ZBYNĚK LUKEŠ, Ph.D.

BRNO, 2011



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Bc. Jan Šustr
Ročník: 2

ID: 83028
Akademický rok: 2010/2011

NÁZEV TÉMATU:

Mikrovlnný transvertor z 5 760 MHz na 146 MHz

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte koncepci mikrovlnného transvertoru z kmitočtu 5760MHz do pásma VHF, 146MHz. Zaměřte se na lokální oscilátor, obvody násobení kmitočtu, vstupní nízkošumový zesilovač, navrhnete vhodné filtry, vhodný směšovač a výstupní koncový stupeň. Navrhnete blokové schéma celého transvertoru.

Zvolte vhodné zapojení lokálního oscilátoru, navrhnete vhodné filtry, zaměřte se na možnosti realizace těchto filtrů. Navrhnete vstupní a výstupní mikrovlnnou část. Zaměřte se na šumové přizpůsobení vstupního tranzistoru a výkonové přizpůsobení koncového stupně vysílací části.

Navrhnete vhodné směšovací a mezifrekvenční obvody. Jednotlivé obvody zanalyzujte. Výstupní výkon vysílací části necht' je více jak $P_{out} = 20\text{dBm}$. Vysokofrekvenční vstupy necht' jsou nesymetrické o impedanci 50 Ω , realizujte je na konektorech SMA.

Zvolte vhodné součástky, proveďte simulace jednotlivých částí. Navrhnete a realizujte plošný spoj. Sestavte transvertor a změřte jeho parametry. Zaměřte se na šumové číslo, přesnost lokálního oscilátoru a stabilitu výsledného kmitočtu.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] DANEK, K. Moderní rádiový přijímač. Praha: BEN - technická literatura, 2005.
- [2] The ARRL Handbook for Radio Communications. Newington: ARRL Publisher, 2003.

Termín zadání: 7.2.2011

Termín odevzdání: 20.5.2011

Vedoucí práce: Ing. Zbyněk Lukeš, Ph.D.

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida
Předseda oborové rady

ANOTACE

Práce se zabývá základním rozbořem a návrhem mikrovlnného transvertoru z kmitočtu 5760MHz na mezifrekvenční kmitočet 146MHz.

Důraz je kladen na dosažení co nejlepšího šumového čísla přijímacího řetězce, na jeho odolnost proti nežádoucím kmitočetům a na dosažení dostatečného zisku. Dále na návrh vhodného lokálního oscilátoru, na prozkoumání a dosažení co nejlepších parametrů, jako kmitočtové stability a fázového šumu.

Vysílací část musí zesílit pouze požadovaný signál a to na dostatečnou výstupní výkonovou úroveň.

V této práci byly navrženy potřebné pásmové filtry, násobič kmitočtu, přijímací a vysílací mikrovlnná část a proměření realizovaného transvertoru s porovnáním výsledků se simulací.

Klíčová slova:

transvertor, konvertor, lokální oscilátor, násobič kmitočtu, zesilovač, Wilkinsonův dělič

ABSTRACT

This work deals with a design of the microwave transverter for 5 760 MHz to 146 MHz. It is divided to a few parts. The first one is focused to design of the local oscillator which generates the signal at frequency $f = 116.9583\text{MHz}$. The oscillator is designed like a crystal oscillator. Its output signal is multiplied and amplified in a second part.

The next parts deal with design of the band pass filters. There I chose the design of the filters and did the measurements.

The microwave receiver and transmitter circuits are designed with the modern monolithic circuits. The main job of this part is to design low noise amplifier and the power amplifier.

At the end of this work I do the measurements and the comparison with the simulations.

Keywords:

Microwave transverter, local oscillator, frequency multiplier, amplifier, Wilkinson divider

ŠUSTR, J. *Mikrovlnný transvertor z 5 760 MHz na 146 MHz*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2011. 104 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Zbyněk Lukeš, Ph.D.

Prohlášení

Prohlašuji, že svoji diplomovou práci na téma Mikrovlnný transvertor z 5760 MHz na 146 MHz jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

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

V Brně dne 17. května 2011

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Zbyňku Lukešovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mého semestrálního projektu.

Dále Marku Sochorovi za pomoc při měření a cenné rady při návrhu.

V Brně dne 17. května 2011

.....

Obsah

Obsah.....	7
Seznam obrázků	9
Úvod	12
1 Základní návrh – blokové schéma	13
2 Lokální oscilátor.....	14
2.1 Parametry oscilátorů	14
2.1.1 Stabilita kmitočtu	14
2.1.2 Přesnost kmitočtu a fázový šum.....	14
2.2 Druhy oscilátorů	16
2.2.1 DRO.....	16
2.2.2 Oscilátory s YIG rezonátorem.....	17
2.2.3 Oscilátory s varaktorem laděným rezonátorem (VCO)	17
2.2.4 Oscilátor s krystalovým rezonátorem.....	18
2.2.5 Oscilátory s fázovým závěsem.....	18
2.2.6 Zlepšení kmitočtové stability.....	18
2.3 Výběr oscilátoru	20
3 Pásmové filtry.....	21
3.1 Mikropásmové filtry.....	21
3.2 Helixové filtry.....	23
3.2.1 Realizace a měření helixových filtrů.....	24
3.3 Selektivní filtr – dutinový rezonátor	28
4 Návrh lokálního oscilátoru	32
4.1 Návrh základního oscilátoru	32
4.1.1 Možnosti zlepšení stability kmitočtu.....	33
4.2 Návrh násobičů kmitočtu	36
4.2.1 Metoda násobení kmitočtu	36
4.2.2 Návrh prvního násobiče.....	37
4.2.3 Návrh druhého násobiče	39
4.2.4 Návrh třetího násobiče	41
4.2.5 Návrh čtvrtého stupně násobiče s výstupním zesilovačem.....	42
4.2.6 Návrh plošného spoje celého násobiče kmitočtu.....	44
5 Směšovač.....	46

5.1	Volba směšovače	48
5.2	Zapojení směšovače	49
5.3	Měření spektra zvoleného směšovače	51
6	Mikrovlnná přijímací část	53
6.1	Stabilita zesilovače	53
6.2	Šumový činitel – F (Noise Factor)	55
6.3	Friisův vzorec	57
6.4	Vlastnosti a rozdíly mezi strukturami tranzistorů	58
6.5	Monolitické zesilovače - MMIC.	59
6.6	Vstupní tranzistor	60
6.7	Následující zesilovací stupně	61
6.8	Výpočet zisku a šumového čísla	63
6.9	Návrh a přizpůsobení vstupního tranzistoru	63
6.10	Vazební filtr	69
6.11	Simulace celého RX řetězce	70
7	Wilkinsonův dělič	75
8	Mikrovlnná vysílací část	77
8.1	Návrh vysílacího řetězce	77
8.2	Výběr aktivních prvků	78
8.3	Simulace koncového stupně	79
8.4	Směrová odbočnice	80
8.4.1	Detekce výstupního výkonu	82
9	Obvod mezifrekvence	84
10	Obvody napájení	86
11	Návrh plošného spoje	89
12	Měření na realizovaném transvertoru	92
12.1	Proměření přijímací mikrovlnné části	92
12.2	Proměření mikrovlnné vysílací části	93
12.3	Proměření obvodu mezifrekvence	96
12.4	Vliv spodního víčka	96
13	Porovnání výsledků	97
	Závěr	98
	Seznam zkratek	99
	Literatura	100
	Přílohy	102

Seznam obrázků

Obr. 1.:	Návrh blokového schématu celého transvertoru.....	13
Obr. 2.:	Průběh kmitočtu v čase. Kmitočtová stabilita. [2].....	14
Obr. 3.:	Přesnost kmitočtu [2]	15
Obr. 4.:	Amplitudový a fázový šum v harmonickém signálu. [2].....	15
Obr. 5.:	Posuzování a měření fázového šumu. [2].....	16
Obr. 6.:	Příklad zapojení oscilátoru s DRO. [3]	17
Obr. 7.:	Příklad zapojení napětím řízeného oscilátoru.[3]	17
Obr. 8.:	Náhradní schéma krystalu. [4].....	18
Obr. 9.:	Kmitočtová závislost na teplotě. [4]	19
Obr. 10.:	Příklad zapojení oscilátoru s teplotní kompenzací. [5].....	19
Obr. 11.:	Blokové schéma fázového závěsu.	20
Obr. 12.:	Mikropáskový filtr na kmitočet 5,6 GHz.	21
Obr. 13.:	Kmitočtový průběh navrženého filtru.	21
Obr. 14.:	Mikropáskový filtr s vázanými vedeními.	22
Obr. 15.:	Kmitočtový průběh navrženého filtru.	22
Obr. 16.:	Konstrukční uspořádání filtru. [5].....	23
Obr. 17.:	Uspořádání filtru.....	24
Obr. 18.:	Kmitočtová přenosová charakteristika filtru.....	25
Obr. 19.:	Kmitočtová přenosová charakteristika filtru.....	26
Obr. 20.:	Kmitočtová přenosová charakteristika filtru.....	27
Obr. 21.:	Rozložení pole uvnitř rezonanční dutiny. [6].....	28
Obr. 22.:	Náhradní schéma dutinového rezonátoru. [6].....	28
Obr. 23.:	Rozměry filtru. [15].....	29
Obr. 24.:	Kmitočtová přenosová charakteristika pro kmitočet 5614MHz.....	30
Obr. 25.:	Kmitočtová přenosová charakteristika pro kmitočet 5760MHz.....	30
Obr. 26.:	Fotografie realizovaného hrníčkového a helixového filtru.	31
Obr. 27.:	Schéma krystalového oscilátoru.[11]	32
Obr. 28.:	Fotka testovacího krystalového oscilátoru s pokusným PLL obvodem.	32
Obr. 29.:	Schéma řízeného vytápění oscilátoru.[11]	33
Obr. 30.:	Zapojení 10 MHz normálového oscilátoru řízeného 1 PPS z GPS. [8]	34
Obr. 31.:	Blokové schéma programu CPU na obr. 29. [18]	34
Obr. 32.:	Zapojení 10 MHz normálového oscilátoru řízeného 10 kHz z GPS přijímače. [7]	35
Obr. 33.:	Zapojení lokálního oscilátoru řízeného PLL obvodem.....	36
Obr. 34.:	Blokové schéma násobiče kmitočtu.	37
Obr. 35.:	Schéma prvního stupně násobiče kmitočtu.	38
Obr. 36.:	Výstupní spektrum násobičky na kmitočet 351 MHz.	39
Obr. 37.:	Schéma druhého stupně násobiče kmitočtu.	40
Obr. 38.:	Výstupní spektrum násobičky na kmitočet 702 MHz.	41
Obr. 39.:	Schéma třetího stupně násobiče kmitočtu.....	41
Obr. 40.:	Výstupní spektrum násobičky na kmitočet 1404 MHz.	42
Obr. 41.:	Schéma čtvrtého stupně násobiče kmitočtu a výstupního zesilovače.	43

Obr. 42.:	Výstupní spektrum násobičky na kmitočtu 5614 MHz.	43
Obr. 43.:	Motiv plošného spoje a osazení násobičky.	44
Obr. 44.:	Fotka hotového násobiče.	44
Obr. 45.:	Fotka hotového násobiče ze strany spojů.	45
Obr. 46.:	Jednoduše vyvážený směšovač. a) se 180° b) s 90°hybridním článkem. [16]	47
Obr. 47.:	Dvojitě vyvážený diodový směšovač.	47
Obr. 48.:	Subharmonický směšovač.	48
Obr. 49.:	Obrázek s parametry směšovače z katalogového listu.	48
Obr. 50.:	Obrázek MSOT8 pouzdra s popsány vývody.	49
Obr. 51.:	Schéma diplexeru.	49
Obr. 52.:	Výsledek simulace diplexeru.	50
Obr. 53.:	Připojení periferních obvodů ke směšovači.	50
Obr. 54.:	Pronikání LO na RF port při LO 10 dBm.	51
Obr. 55.:	Výstupní spektrum na RF portu při úrovních LO 10 dBm a IF -10dBm.....	52
Obr. 56.:	Široké výstupní spektrum na RF portu při úrovních LO 10 dBm a IF -10dBm.	52
Obr. 57.:	Blokové schéma zesilovače. [8].	54
Obr. 58.:	Kaskádní řazení zesilovačů.	57
Obr. 59.:	Kmitočtová závislost šumu u bipolárních a unipolárních tranzistorů. [1]	59
Obr. 60.:	Zapojení MMIC zesilovače. [23]	59
Obr. 61.:	Elektrické parametry tranzistoru NE32584C.	60
Obr. 62.:	Typické parametry tranzistoru, závislost zisku a šumového čísla na kmitočtu.	60
Obr. 63.:	Parametry MMIC prvku z katalogového listu.	61
Obr. 64.:	Parametry nastavitelné vnějším rezistorem.....	61
Obr. 65.:	Zapojení vývodů, popis pouzdra.....	62
Obr. 66.:	Výrobce udávané průběhy přizpůsobení, zisku a šumového čísla na kmitočtu.....	62
Obr. 67.:	Výpočet zisku RX řetězce.....	63
Obr. 68.:	Schéma prvotní simulace zesilovače.	64
Obr. 69.:	Simulace stability obvodu.....	64
Obr. 70.:	Simulace zisku a šumového čísla.	65
Obr. 71.:	Návrh přizpůsobovacího obvodu.....	65
Obr. 72.:	Výsledný návrh vstupního přizpůsobovacího členu.	66
Obr. 73.:	Obvod doplněný o vstupní přizpůsobení.....	66
Obr. 74.:	Simulace stability obvodu.....	67
Obr. 75.:	Simulace zisku, NF a přizpůsobení.....	67
Obr. 76.:	Schéma zesilovače s vylepšenou stabilitou.	68
Obr. 77.:	Simulace stabilního zesilovače.	68
Obr. 78.:	Výsledek simulace zisku a šumového čísla.	69
Obr. 79.:	Simulace vstupního a výstupního přizpůsobení.	69
Obr. 80.:	Návrh vazebního filtru pro kmitočet 5760 MHz.	70
Obr. 81.:	Simulace navrženého filtru. Odraz a průchozí útlum.	70
Obr. 82.:	Vstupní zesilovač s vazebním filtrem.	71
Obr. 83.:	Simulace zesilovače s vazebním filtrem.	71
Obr. 84.:	Schéma celé mikrovlnné přijímací části.	72
Obr. 85.:	Průběh zisku celého řetězce.....	73

Obr. 86.:	Vstupní (S_{11}) a výstupní (S_{22}) přizpůsobení.....	73
Obr. 87.:	Kmitočtová závislost šumového čísla.....	74
Obr. 88.:	Principiální schéma Wilkinsonova děliče výkonu.....	75
Obr. 89.:	Schéma s hodnotami pro simulaci.....	76
Obr. 90.:	Simulace děliče.....	76
Obr. 91.:	Výpočet zisku vysílací mikrovlnné části.....	77
Obr. 92.:	Elektrické parametry MMIC zesilovače podle katalogového listu.....	78
Obr. 93.:	Doporučené zapojení MMIC zesilovače HMC311ST89.....	78
Obr. 94.:	Elektrické parametry výkonového MMIC zesilovače.....	79
Obr. 95.:	Popis vývodů a doporučené zapojení filtračních kapacit.....	79
Obr. 96.:	Schéma simulace s mikropáskovými vedeními.....	80
Obr. 97.:	Simulace impedančního přizpůsobení a zisku.....	80
Obr. 98.:	Simulace vazebního členu.....	81
Obr. 99.:	Výsledek simulace vazebního členu.....	82
Obr. 100.:	Schéma vazebního členu s diodovým detektorem.....	83
Obr. 101.:	Mezifrekvenční část.....	84
Obr. 102.:	Simulace mezifrekvenční přijímací cesty.....	85
Obr. 103.:	Simulace mezifrekvenční vysílací cesty.....	85
Obr. 104.:	Obvod záporného stejnosměrného předpětí.....	86
Obr. 105.:	Vysokofrekvenční blokování. [2].....	87
Obr. 106.:	Stejnoseměrné napájení.....	87
Obr. 107.:	Schéma připojení ss napětí k zesilovacím stupňům.....	88
Obr. 108.:	Deska plošného spoje, pohled zespod.....	89
Obr. 109.:	Deska plošného spoje, pohled na osazení.....	89
Obr. 110.:	Schéma transvertoru.....	90
Obr. 111.:	Fotka osazeného transvertoru.....	91
Obr. 112.:	Fotka transvertoru.....	91
Obr. 113.:	Měření mikrovlnné přijímací části.....	92
Obr. 114.:	Měření vysílací mikrovlnné části.....	93
Obr. 115.:	Výstupní spektrum vysílače transvertoru.....	94
Obr. 116.:	Výstupní spektrum vysílače transvertoru po optimalizaci.....	94
Obr. 117.:	Měření mezifrekvenčního obvodu.....	96

Úvod

Cílem diplomové práce je navrhnout a realizovat mikrovlnný transvertor z kmitočtu 5760 MHz na mezifrekvenční kmitočet 146 MHz. Mikrovlnné transvertory se konstruují desítky let. Dříve se využívalo speciálních směšovacích diod, konstrukce se realizovali na vlnovodech a tranzistory na mikrovlnné kmitočty byly nedostupné. V dnešní době se dají tyto obvody najít například v technologiích WLAN, kde jsou integrovány do jednoho čipu.

Při návrhu bylo použito moderních počítačových programů pro simulaci a optimalizaci planárních struktur. V návrhu jsou použity moderní monolitické mikrovlnné obvody (MMIC), které jsou určeny pro tyto aplikace.

V práci je teoreticky rozebrána problematika získávání kmitočtu lokálního oscilátoru, velikost fázového šumu a stabilita kmitočtu. Jsou zmíněny některé možnosti, kterými je možné zlepšit parametry oscilátoru. Je navržen krystalový oscilátor na kmitočtu 116,5833 MHz. V navrženém násobiči kmitočtu jsou použity helixové filtry.

V mikrovlnné přijímací části je kladen důraz na návrh impedančního přizpůsobení vstupního tranzistoru a na získání dostatečného zisku a co nejmenšího šumového čísla. Ve vysílací části jsou použity monolitické obvody se středním ziskem. Dosažený výkon nechť je větší jak 20 dBm.

Vybrané dílčí části jsou zkonstruovány a proměřeny. Teoretické poznatky jsou porovnány s výsledky měření a je provedena diskuze.

1 Základní návrh – blokové schéma

Návrh blokového schématu je základním krokem k postupnému návrhu celého zařízení. Navržené blokové schéma je na obr.1. Celé zařízení lze rozložit na několik podčástí:

RX zesilovač: Zesiluje požadovaný přijímaný signál, zajišťuje selektivitu. Cílem je dosáhnout co nejnižší šumové číslo a dostatečný zisk pro pokrytí ztrát v pasivních obvodech.

TX zesilovač: Zesiluje výsledný produkt směšování IF signálu a lokálního oscilátoru (LO). Tento zesilovač musí zesilovat pouze žádaný kmitočet a potlačit pronikání LO a zrcadlového kmitočtu. Celý řetězec musí mít dostatečný zisk, aby došlo k vybuzení koncového tranzistoru na požadovaný výkon.

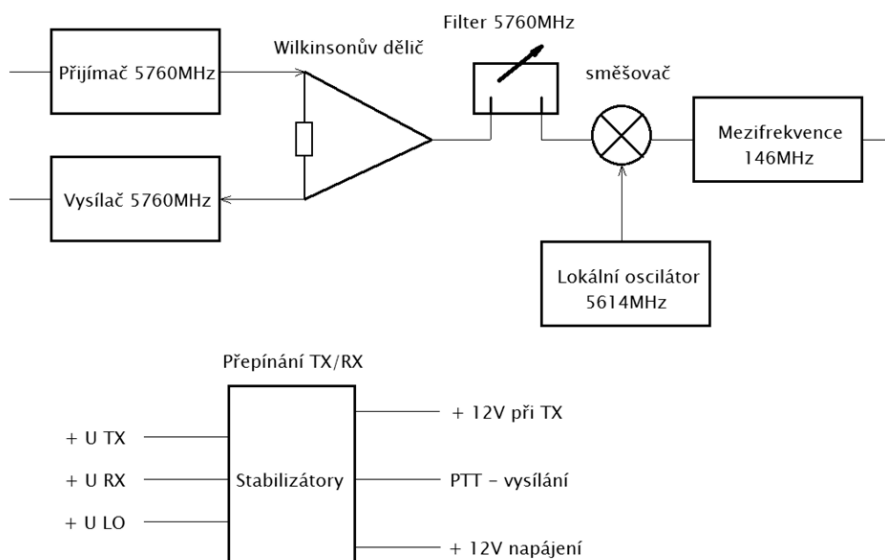
Wilkinsonův dělič: Umožňuje připojení RX a TX zesilovače ke směšovači. Zajišťuje dostatečnou izolaci mezi RX a TX částí a díky tomuto zapojení není nutné použít dva separátní směšovače nebo přepínání RF částí ke směšovači.

Směšovač: Je samostatná kapitola. Je podstatnou součástí celého transvertoru.

Lokální oscilátor (LO): Je srdcem zařízení. Je nutné dosáhnout co možná nejvyšší stability kmitočtu a co nejlepšího fázového šumu. Důležité je docílit dostatečné a stabilní výkonové úrovně LO pro buzení směšovače.

Mezifrekvenční obvody (IF): Tyto obvody zajišťují buzení směšovače a jeho ochranu při vysílání. Nastavení budící úrovně a útlumový článek na straně přijímací.

Stejnoseměrné napájení: Zajišťuje stabilní napájecí napětí pro jednotlivé bloky, přepíná RX a TX napětí.



Obr. 1.: Návrh blokového schématu celého transvertoru.

2 Lokální oscilátor

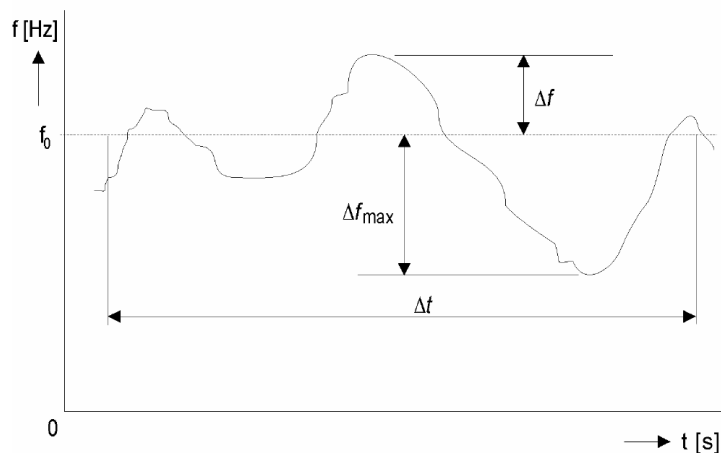
Lokální oscilátor je hlavní částí celého transvertoru. Je zdrojem nosného kmitočtu pro směšování se vstupním, resp. výstupním signálem, na signál mezifrekvenční. Hlavními parametry lokálního oscilátoru jsou stabilita, přesnost kmitočtu a fázový šum.

2.1 Parametry oscilátorů

Typické vlastnosti určující kvalitu a použití oscilátoru.

2.1.1 Stabilita kmitočtu

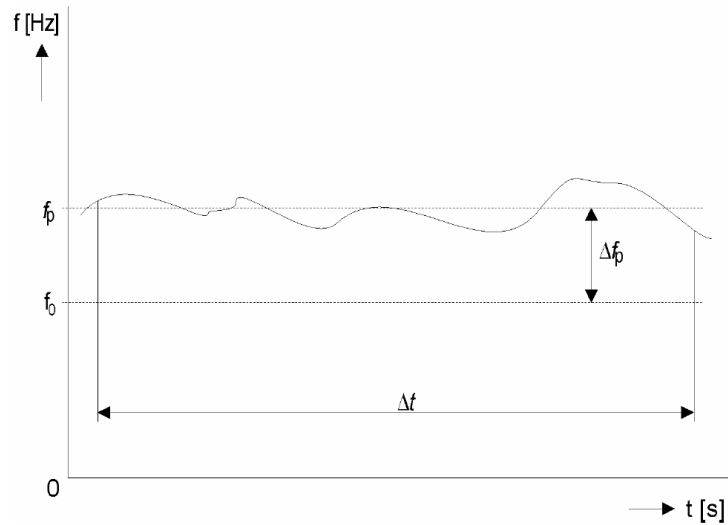
Stabilita kmitočtu je mírná změna kmitočtu v čase. Číselně se vyjadřuje největší relativní změnou $\Delta f_{\max}/f_0$ uvažovanou v určitém časovém intervalu Δt , například za 1 sekundu, 1 hodinu, 1 den, atd. Je-li Δt mnohem větší než 1 s, hovoříme o dlouhodobé stabilitě. Naopak krátkodobá stabilita 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. 2. Pro požadovaný časový interval Δt lze potom z naměřených hodnot stanovit Δf_{\max} a vypočítat stabilitu frekvence.



Obr. 2.: Průběh kmitočtu v čase. Kmitočtová stabilita. [2]

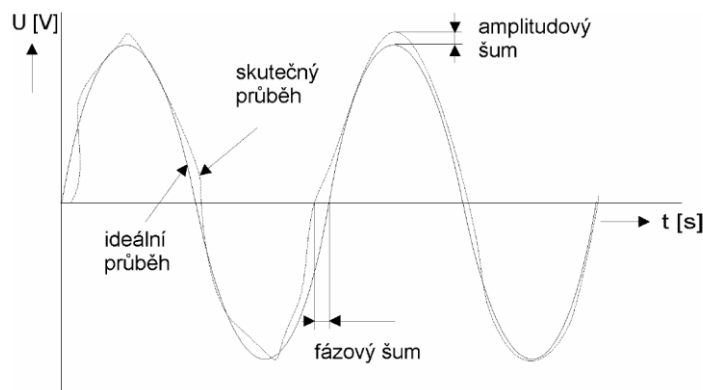
2.1.2 Přesnost kmitočtu a fázový šum

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. 3. Z frekvencí f_p a f_0 se určí Δf_p a následně se vypočítá přesnost výstupní frekvence.



Obr. 3.: Přesnost kmitočtu [2]

Na obr. 4 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 vř signálů je amplitudový šum zanedbatelný. Kromě toho je z obr. 4 vidět, že dochází i k fluktuaci fáze signálu, tj. 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 vř 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. 4.: Amplitudový a fázový šum v harmonickém signálu. [2]

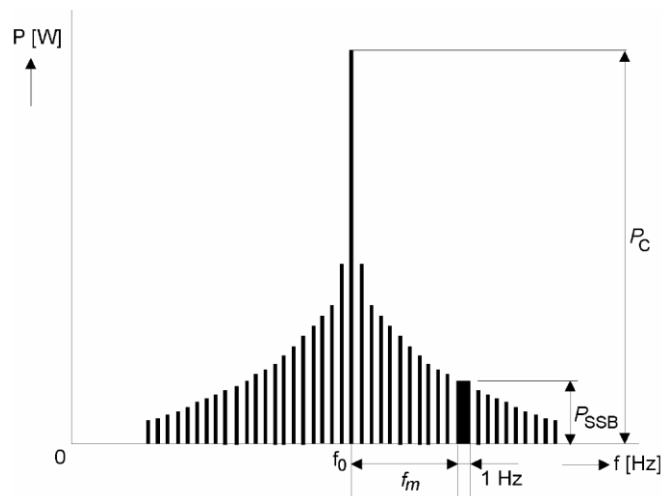
Kvalitativní hodnocení fázového šumu lze provést různými způsoby. Nejčastěji se vychází ze zobrazení výstupního signálu ve frekvenční oblasti, které lze získat v praxi pomocí spektrálního analyzátoru. Typický průběh spektra výstupního signálu oscilátoru je nakreslen na obr. 5. Poněvadž spektrum je souměrné 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 [2]:

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

$$\alpha_{dB}(f_m) = 10 \cdot \log \frac{P_{SSB}}{P_C} \quad [\text{dBc} \cdot \text{Hz}^{-1}] \quad (2.2)$$

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 .

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).



Obr. 5.: Posuzování a měření fázového šumu. [2]

2.2 Druhy oscilátorů

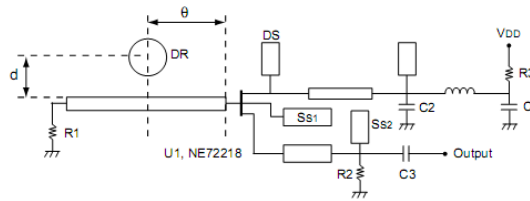
V praxi se používá celá oscilátorů. Rozhodujícími faktory může být například cena, požadovaná stabilita kmitočtu, nároky na fázový šum, přeladitelnost atd.

2.2.1 DRO

Oscilátory s dielektrickým rezonátorem (DRO) jsou dnes velmi rozšířeným způsobem získávání mikrovlnného signálu. Tyto oscilátory se používají například v LNB satelitních konvertorech [3]. Tyto rezonátory nahrazují dutinové rezonátory, mají podobné vlastnosti:

- Vysoký činitel jakosti
- Rezonanční kmitočet je dán fyzickými rozměry

Tyto oscilátory mají relativně dobrou kmitočtovou stabilitu, malý fázový šum a malé rozměry. Pro zvýšení kmitočtové stability se tyto oscilátory doplňují o fázový závěs (PLL). Na obr. 6. je typické zapojení oscilátoru s dielektrickým rezonátorem.



Obr. 6.: Příklad zapojení oscilátoru s DRO. [3]

2.2.2 Oscilátory s YIG rezonátorem

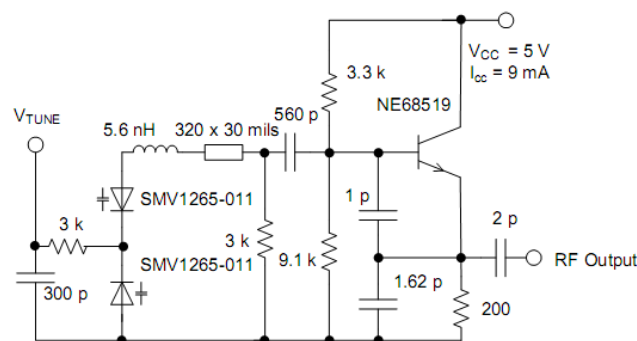
V oscilátorech, kde je hlavním požadavkem velké přeladění kmitočtu, se využívá YIG rezonátoru. Takové oscilátory jsou například ve spektrálních analyzátoch [2]. YIG rezonátor je vysoce jakostní feritová koule z $Y_2Fe_2(FeO_4)_3$. Takový oscilátor může být přeladován změnou magnetického pole. V závislosti na složení a magnetickém poli může být oscilátor provozován na kmitočtech od 500 MHz do 500 GHz.

2.2.3 Oscilátory s varaktorem laděným rezonátorem (VCO)

VCO oscilátory jsou nejrozšířenější oscilátory v elektronických systémech. Jako rezonanční obvod se využívají:

- LC obvody
- Koaxiální rezonátory
- Úseky mikropáskového vedení

Tyto rezonátory jsou rozladovány pomocí kapacitní diody nebo varaktoru. Ladící napětí je často získáváno z obvodu fázového závěsu, který přesně řídí kmitočet VCO. Takto konstruovaný oscilátor má relativně dobrý fázový šum.



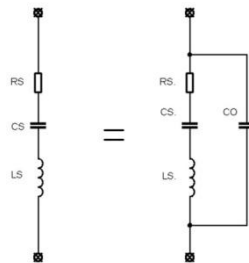
Obr. 7.: Příklad zapojení napětím řízeného oscilátoru.[3]

Varaktorové diody využívají proměnné reaktance PN přechodu v závěrném směru. Tyto diody mají vysoký činitel jakosti Q.

2.2.4 Oscilátor s krystalovým rezonátorem

Krystalový rezonátor je destička kruhového nebo obdélníkového tvaru, vyříznutá a vybroušená z křemenného krystalu (tzv. křemenný výbrus). Rovina řezu je v určitém stanoveném úhlu orientována ke krystalografickým osám. Podle roviny řezu označujeme jednotlivé typy kódem AT, BT, NT, CT, DT atd. Nejběžnější typy jsou AT, zřídka BT. Ostatní řezy se používají spíše na nižších kmitočtech.

Krystal je sériový obvod, který má navíc paralelně k vývodům připojenou kapacitu C_0 , což je vlastně kapacita elektrod proti sobě. Obvykle bývá v rozmezí 5 až 10pF. Na rozdíl od obvodu tvořeného kondenzátorem a cívkou má krystal při stejném kmitočtu mnohonásobně vyšší hodnotu L_S (řádově 10mH až 1H). Tomu podle Thompsonova vztahu odpovídá úměrné snížení sériové kapacity C_S (přibližně 0,01 až 0,1pF). Ztrátový sériový odpor R_S je v rozsahu 10 až 100ohmů. Vypočteme-li s těmito hodnotami velikost jakosti Q , dostaneme „astronomické“ hodnoty, řádově 10^4 až 10^6 . Tuto hodnotu s klasickými LC obvody či dokonce dutinovými rezonátory nedosáhneme. [4]



Obr. 8.: Náhradní schéma krystalu. [4]

Výpočet jakosti krystalu podle náhradního schématu:

$$Q = \frac{\omega \cdot L_S}{R_S} \quad (5.3)$$

2.2.5 Oscilátory s fázovým závěsem

Fázové závěsy se využívají jako doplněk ke zmíněným oscilátorům. Důvody využití PLL:

- Lepší kmitočtová stabilita.
- Možnost přesného přeladování (kanály).
- Jako modulátory.

2.2.6 Zlepšení kmitočtové stability

Jedním z nejdůležitějších parametrů oscilátoru je právě kmitočtová stabilita. Majoritním faktorem ovlivňujícím stabilitu je teplotní závislost rezonančního prvku, ale také ostatních součástí oscilátoru, které mají vliv na vlastní rezonanci.

Dalším faktorem může být například stárnutí krystalového výbrusu, kolísání napájecího napětí, či mechanická stabilita konstrukce.

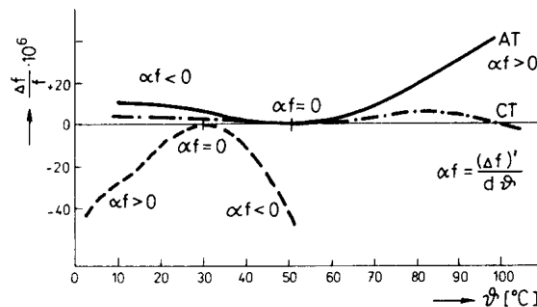
2.2.6.1 Vlivy teploty

Teplotní vlivy ovlivňují fyzikální vlastnosti krystalu, tedy především vlastní rozměry výbrusu, ale i držáku a elektrod. Tím se mění jmenovitý kmitočet. Průběh teplotního součinitele v závislosti na teplotě závisí především na řezu výbrusu, obr. 9.

Řez AT má průběh teplotního součinitele ve tvaru kubické paraboly, $y = x^3$, BT má kvadratický průběh. CT a GT mají opět kubický tvar s velmi malým teplotním součinitelem. Právě tyto řezy jsou určeny do velmi přesných oscilátorů, tzv. normálových. Řezy AT mají vrchol paraboly v okolí 55°C, proto se vytápějí na tuto teplotu. Výrobce však může přesnými technologickými postupy tento vrchol posouvat a určit tak teplotu, na kterou se krystal vyhřívá.

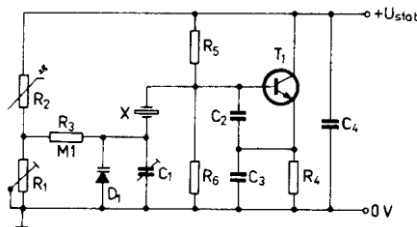
2.2.6.2 Teplotní kompenzace

Teplotní kompenzace využívají především profesionální oscilátory. V amatérské praxi se tyto oscilátory konstruují jen zřídka.



Obr. 9.: Kmitočtová závislost na teplotě. [4]

Princip je na obr. 10. Teplotně závislý dělič napětí (termistor R_2 s odporem R_1) řídí kapacitní diodu, ta doladuje krystal v opačném smyslu teplotní závislosti. Podmínkou je velmi dobře stabilizované napětí a dokonalá teplotní vazba všech součástí oscilátoru, které mají vliv na kmitočet. Praktické výsledky odpovídají středně kvalitnímu vytápěnému oscilátoru, spotřeba energie je však nepatrná.

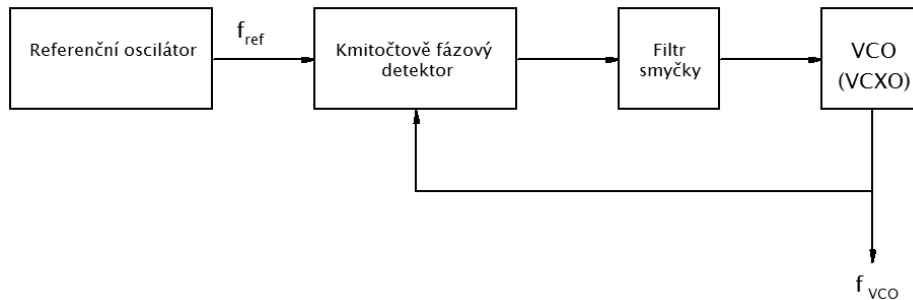


Obr. 10.:Příklad zapojení oscilátoru s teplotní kompenzací. [5]

2.2.6.3 Stabilizace kmitočtu oscilátoru pomocí obvodu fázového závěsu – PLL

Oscilátory s fázovým závěsem vycházejí z principu využití fázového detektoru. Fázový závěs (anglicky Phase Locked Loop - PLL) se používá i v mnoha dalších aplikacích. Základní blokové schéma

je uvedeno na obr. 11. Je tvořen čtyřmi základními bloky. Prvním je referenční oscilátor, od kterého se odvozuje stabilita oscilátoru a jeho kmitočet i fáze se porovnávají v dalším bloku fázového detektoru. Ten porovnává kmitočet i fázi obou signálů, jak referenčního, tak napětím řízeného oscilátoru (VCO). Důležité je, aby oba signály měli shodný kmitočet. Výsledkem je impulsní signál s šířkovou modulací (ŠIM, PWM), kde šířka impulsu odpovídá fázovému rozdílu. Jedním z takových odvodů je například EX-OR (viz dále).



Obr. 11.: *Blokové schéma fázového závěsu.*

Jelikož řídicí napětí pro VCO musí být v čase spojitě, je nutné za výstup z fázového detektoru zařadit dolnofrekvenční filtr (DP), který ze ŠIM signálu vyfiltruje jeho střední hodnotu. Ta je úměrná relativní šířce impulsu. Tento filtr má jasně daná pravidla, například jeho mezní kmitočet musí být značně nižší než je výstupní kmitočet VCO. Na druhou stranu tento kmitočet určuje rychlost regulace celé smyčky a musí splňovat podmínky stability celé smyčky. Obvykle se volí filtry 1. a 2. řádu.

Posledním blokem je napětím řízený oscilátor VCO. Ten může být konstruován jako LC oscilátor, oscilátor s koaxiálním či DRO rezonátorem, nebo při potřebě co nejmenšího fázového šumu s nutnou malou kmitočtovou přeladitelností, může být oscilátor řízen krystalovým výbrusem. Změna kmitočtu oscilátoru je dána přivedeným externím napětím, které rozlaďuje oscilátor, například pomocí kapacitní diody. Toto napětí je právě to napětí z výstupu filtru smyčky.

Funkce fázového závěsu má dva režimy. [10] Nejprve je kmitočet VCO f_0 odlišný od kmitočtu řídicího oscilátoru (referenčního). V tom případě je řídicí napětí buď nízké, nebo vysoké a způsobuje zvyšování, resp. snižování, kmitočtu VCO směrem k řídicímu kmitočtu. Jakmile je kmitočet shodný nastane druhá fáze, kdy VCO pracuje synchronně s řídicím signálem. Je tedy v závěsu. Funkce smyčky se ustálí nejen na shodnosti kmitočtu, ale i na shodné hodnotě fázového rozdílu. Smyčka pracuje v režimu záporné zpětné vazby, takže každá změna, která naruší rovnováhu smyčky a která je kratší než časová konstanta filtru smyčky, je okamžitě plynule kompenzována bez porušení rovnováhy. Pokud je změna rychlejší, synchronizace se rozpadne a kmitočet oscilátoru je postupně do synchronizace dostaven.

2.3 Výběr oscilátoru

Jako lokální oscilátor jsem zvolil krystalový oscilátor. Ten svými vlastnostmi splňuje požadavky na malý fázový šum, kmitočtová stabilita je dostatečná a je možné oscilátor v případě nedostatků doplnit o dodatečné vytápění, případně použít fázový závěs s normálovým oscilátorem, který může být řízený GPS. Toto řešení je však mimo rozsah této práce.

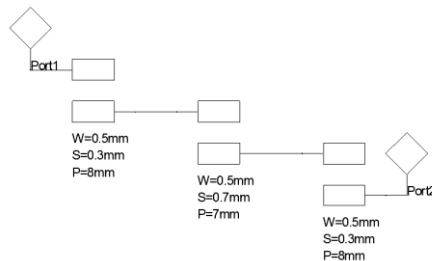
3 Pásmové filtry

Pásmové filtry jsou selektivní pasivní obvody, které s malým průchozím útlumem propouštějí jen požadovaný kmitočtový rozsah. Základní parametry filtru jsou například:

- Průchozí útlum.
- Šířka pásma propustnosti. (udávána obvykle pro pokles o 3dB)
- Zvlnění filtru.
- Stopband.
- Přizpůsobení filtru.

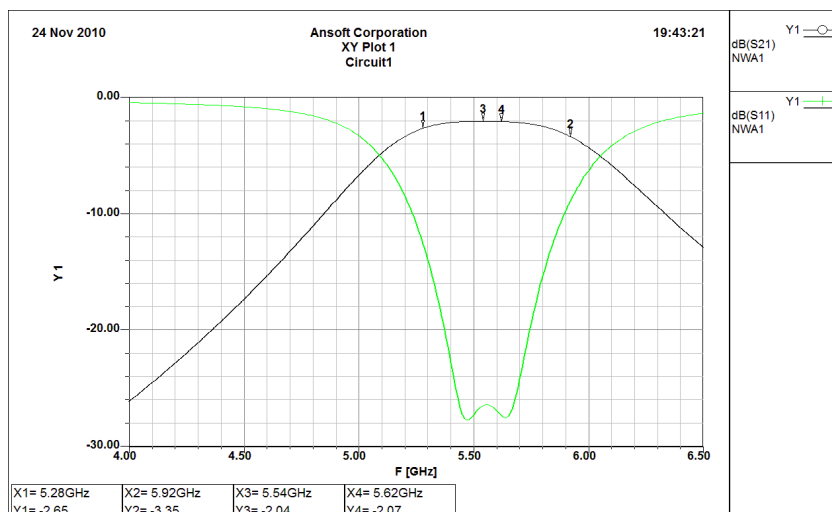
3.1 Mikropásmové filtry

Jedná se o filtry, kde jsou klasické prvky filtru, jako například cívky nebo kondenzátory, nahrazeny mikropásmovými úseky vedení. Tato vedení jsou tvořena nejčastěji nesymetrickými vedeními.



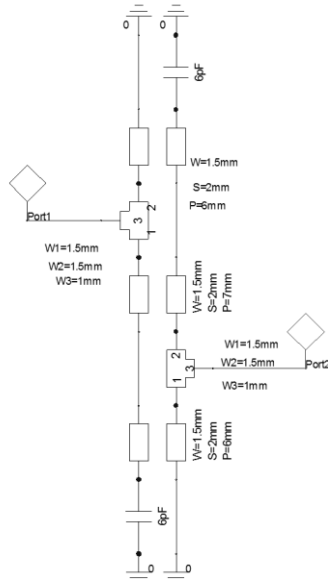
Obr. 12.: Mikropásmový filtr na kmitočet 5,6 GHz.

Na obr. 12 je příklad návrhu mikropásmového filtru, který je realizován vázanými vedeními dlouhými $\lambda/4$. Střed pásma propustnosti je na kmitočtu 5,6 GHz. Průchozí útlum filtru je přibližně 2 dB. Reálný útlum je pak závislý na použitém materiálu, případných dielektrických odchylkách a rozdílu rozměru filtru. Teoretický průběh propustnosti a vstupního odrazu filtru je na obr. 13. Tento filtr je možné zařadit na přijímací nebo vysílací cestu mikrovlnné části transvertoru.



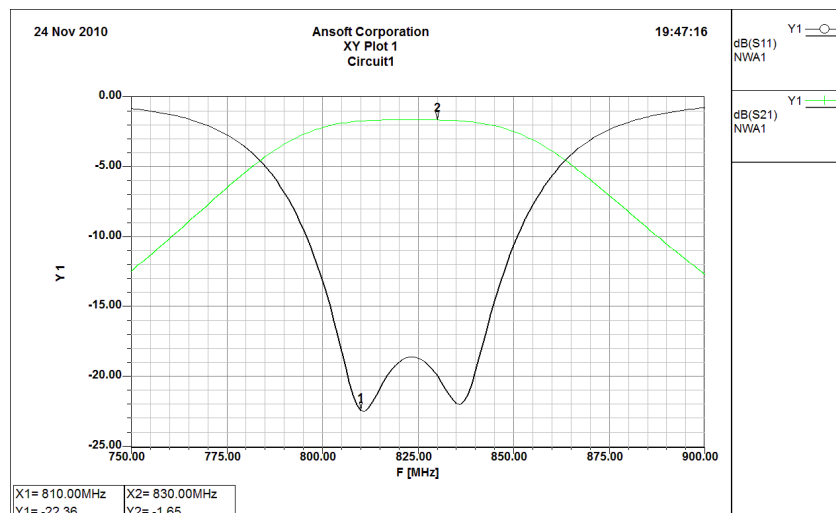
Obr. 13.: Kmitočtový průběh navrženého filtru.

Na obr. 14 je příklad návrhu mikropáskového filtru, který je opět realizován pomocí vázaných vedení, ty jsou však pro úsporu rozměru filtru zmenšeny kapacitou na koncích. Odbočka určuje vstupní a výstupní impedanci. Takovýto filtr je možné pomocí kapacit přesně naladit.



Obr. 14.: Mikropáskový filtr s vázanými vedeními.

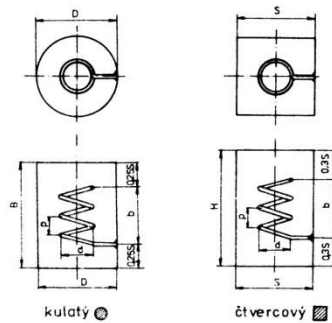
Na obr. 15 je odsimulovaný průběh tohoto filtru. Reálný průchozí útlum je opět závislý na použitém materiálu, případné povrchové úpravě a kvalitě použitých kapacitních trimrů.



Obr. 15.: Kmitočtový průběh navrženého filtru.

3.2 Helixové filtry

Použití klasických dutinových rezonátorů je omezeno, především díky jejich velikosti, na vysoké kmitočty. Planární filtry realizované jako mikropásková vázaná vedení jsou na nízkých kmitočtech rozměrné. Při použití helixových filtrů dochází ke značnému rozměrovému zmenšení. Rezonátor je realizován šroubovicovým vinutím umístěným nejčastěji ve čtvercovém nebo kruhovém rezonátoru.



Obr. 16.: Konstrukční uspořádání filtru. [5]

Pro výpočet platí tyto vztahy (uvažujeme čtvercovou dutinu):

Činitel jakosti nezátíženého rezonátor:

$$Q_M = 1,97 \cdot D \cdot \sqrt{f_0} \quad [\text{mm}, \text{MHz}] \quad (6.1)$$

Počet závitů šroubovice N :

$$N = \frac{40380}{f_0 \cdot S} \quad [-; \text{MHz}, \text{mm}] \quad (6.2)$$

Stoupání závitů P (osová rozteč):

$$P = \frac{f_0 \cdot S^2}{41000} \quad [\text{mm}; \text{MHz}, \text{mm}] \quad (6.3)$$

Průměr šroubovice (v ose vodiče) d :

$$d = 0,66 \cdot S \quad [\text{mm}; \text{mm}] \quad (6.4)$$

Délka šroubovice b :

$$b = 0,99 \cdot S \quad [\text{mm}; \text{mm}] \quad (6.5)$$

Délka dutiny H :

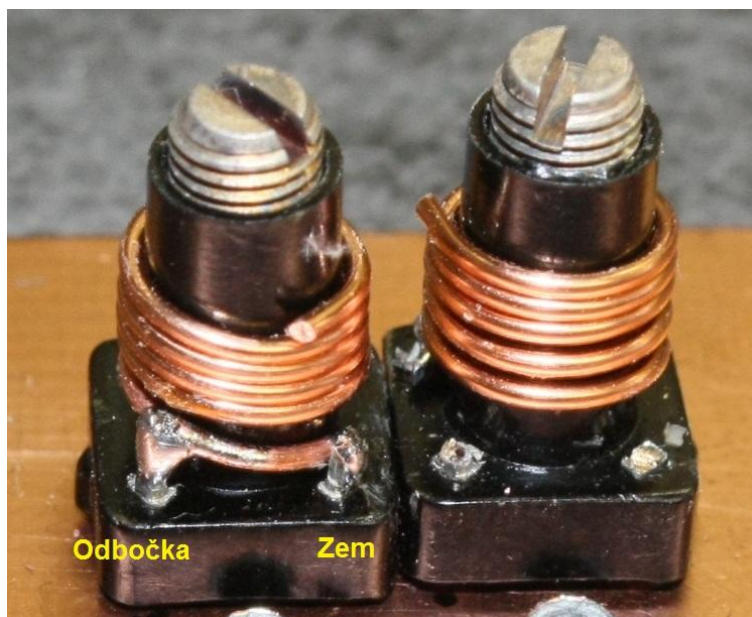
$$H = 1,6 \cdot S \quad [\text{mm}; \text{mm}] \quad (6.6)$$

Průměr drátu se volí v rozmezí 0,4 až 0,6 P

Charakteristická impedance Z_0 :

$$Z_0 = \frac{2095500}{f_0 \cdot S} \quad [\Omega; \text{MHz}, \text{mm}] \quad (6.7)$$

Uvedené vztahy platí pro běžný materiál s drobnými kazy a mikroskopickými rýhami v povrchu. Stříbření dutiny a drátu zvyšuje jakost Q_M o cca 3% oproti výpočtu.



Obr. 17.: Uspořádání filtru.

3.2.1 Realizace a měření helixových filtrů

Filtry jsou realizovány ze sad na výrobu cívek TESLA Kolín 5FF 221 16. Jedná se o kostřičky pro vinutí cívek, stínící box a sadu jader. Jako ladící jádro jsem použil mosazný materiál, který indukčnost cívek zmenšuje.

Aby bylo možné realizovat filtr, bylo nutné vytvořit vhodnou vazbu mezi vstupní a výstupní cívkou. Toho bylo docíleno sletováním stínících boxů k sobě a vystřížením vazebního okýnka mezi cívkami. Takto vzniklá vazba byla dostatečná pro získání potřebných vlastností.

HELIXOVÝ FILTR PRO PRVNÍ NÁSOBÍČÍ STUPEŇ – 351 MHz:

VÝPOČET HODNOT FILTRU:

Velikost stínícího boxu: $S = 5 \text{ mm}$

Počet závitů šroubovice N :

$$N = \frac{40380}{f_0 \cdot S} = \frac{40380}{350.5} = \mathbf{23 \text{ z}}$$

Stoupání závitů P (osová rozteč):

$$P = \frac{f_0 \cdot S^2}{41000} = \frac{350.5^2}{41000} = \mathbf{0,21 \text{ mm}}$$

Průměr šroubovice (v ose vodiče) d :

$$d = 0,66 \cdot S = 0,66 \cdot 5 = \mathbf{3,3 \text{ mm}}$$

Délka šroubovice b :

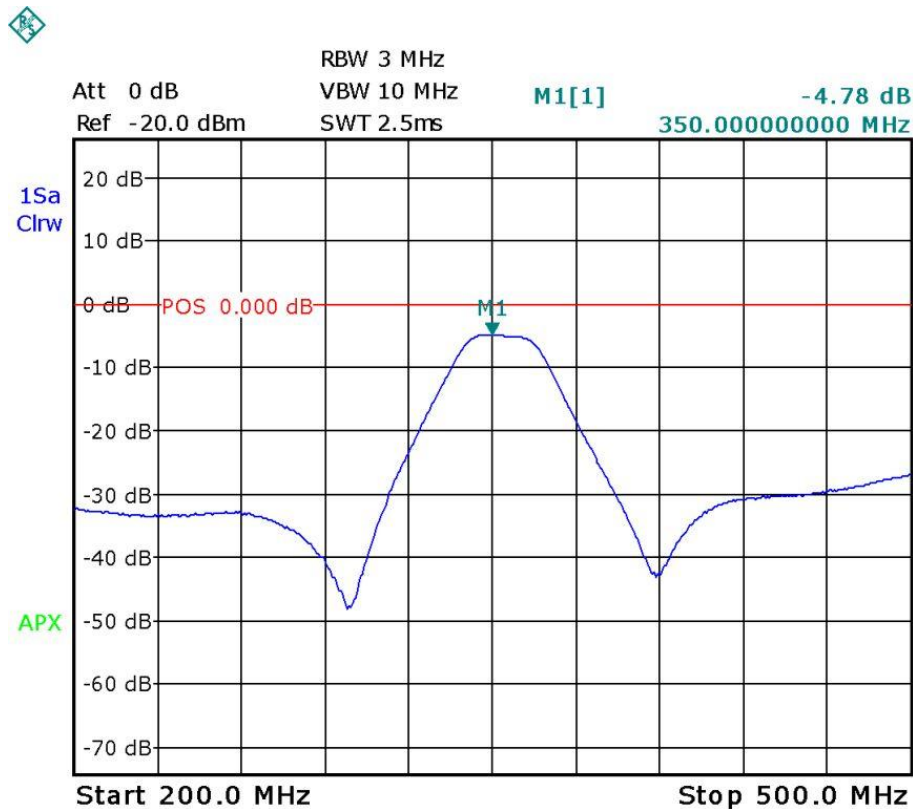
$$b = 0,99 \cdot S = 0,99 \cdot 5 = \mathbf{4,95 \text{ mm}}$$

Délka dutiny H :

$$H = 1,6 \cdot S = 1,6 \cdot 5 = \mathbf{8 \text{ mm}}$$

Průměr drátu se volí v rozmezí 0,4 až 0,6 P

Díky vložení kostřičky, na kterou je cívka motána, došlo ke změně rezonančního kmitočtu. Vliv materiálu kostřičky ovlivnil počet závitů a nakonec bylo použito $N = 10$ závitů. Průměr drátu byl zvolen 0,2 mm, cívka byla motána těsně, bez mezer. Odbočka na cívce byla na 0,5 závitů. Měření realizovaného filtru je na obr. 18.



Obr. 18.: Kmitočtová přenosová charakteristika filtru.

Realizovaný filtr měl průchozí útlum 4,8 dB na požadovaném kmitočtu. Při spanu 300 MHz měl filtr potlačení mimo propustné pásmo větší jak 20 dB. Šířka propustného pásma filtru pro pokles o 3 dB je přibližně 33MHz.

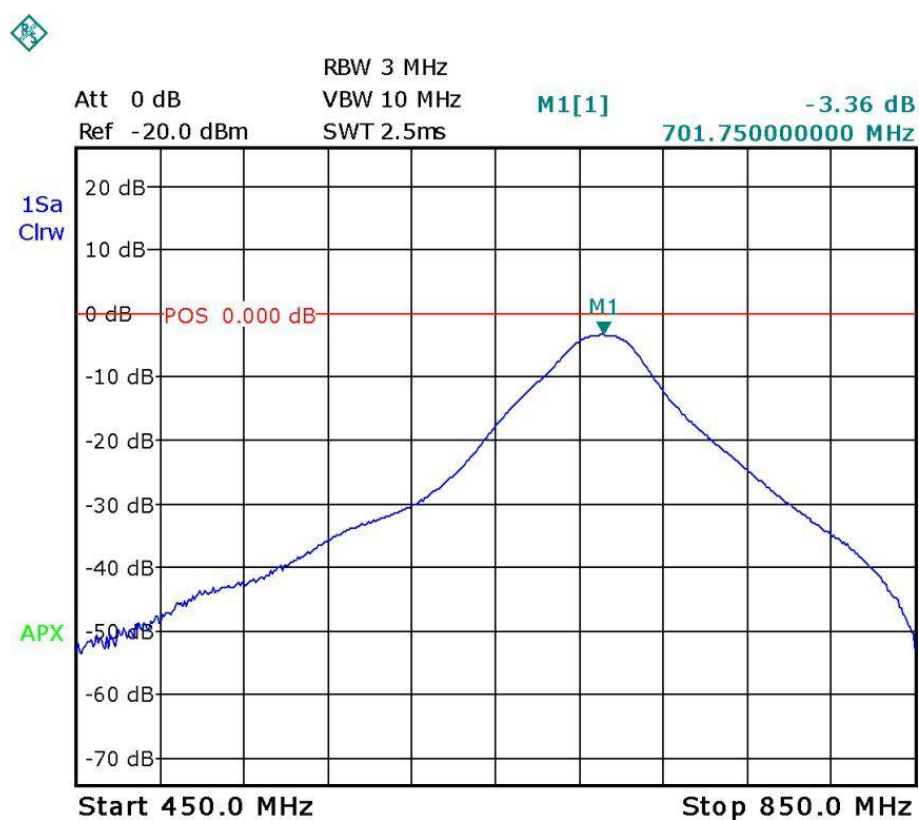
Tento filtr je tedy dobře použitelný pro filtrování harmonických složek z násobičky.

HELIXOVÝ FILTR PRO DRUHÝ NÁSOBÍČÍ STUPEŇ – 702 MHz:

Při realizaci druhého filtru na polovičním kmitočtu jsem vycházel z předpokladu, že při polovičním kmitočtu mohu použít poloviční počet závitů (vzorec pro výpočet počtu závitů cívky je lineárně závislý na vstupních parametrech).

REALIZOVANÝ FILTR:

Počet závitů	N = 5
Odbočka pro 50 Ω	0,25 závitů
Průměr drátu	$d_d = 0,4$ mm
Mezera mezi závitů	P = 0,4 mm



Obr. 19.: Kmitočtová přenosová charakteristika filtru.

Ze změřené přenosové charakteristiky vyplývá, že průchozí útlum filtru je 3,36 dB. Také pokles mimo pásmo propustnosti je velmi dobrý.

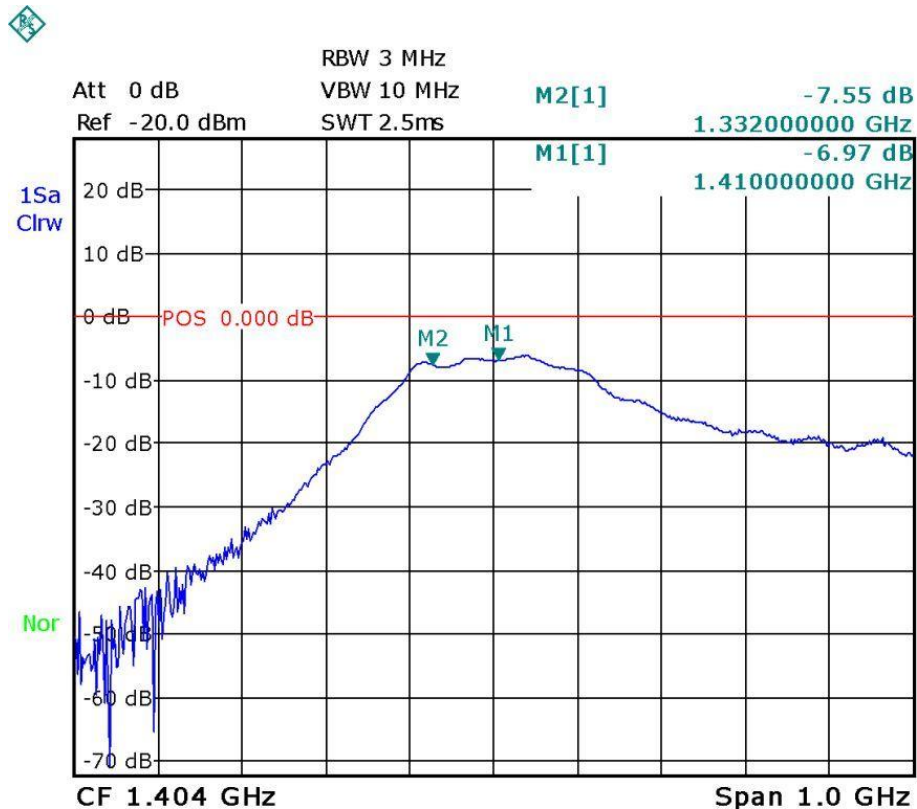
HELIXOVÝ FILTR PRO TŘETÍ NÁSOBÍČÍ STUPEŇ – 1404 MHz:**REALIZOVANÝ FILTR:**

Počet závitů	N = 2,5
Odbočka pro 50 Ω	0,25 závitů

Průměr drátu $d_d = 0,4 \text{ mm}$
 Mezera mezi závitů $P = 0,5 \text{ mm}$

Tento filtr je již na hraně realizovatelnosti s použitými kostřičkami. Materiál kostřičky značně ovlivňuje vlastnosti. Také umístění cívky v rezonanční dutině (stínícím boxu) bylo kritické. Nakonec se podařilo realizovat filtr s parametry dle obr. 20.

Průchozí útlum je kolem 7 dB a filtr není již tak selektivní. Podle měření však jeho vlastnosti vyhovují a přihlídneme-li k jeho velikosti a náročnosti, je stále výhodnější nežli filtr planární.



Obr. 20.: Kmitočtová přenosová charakteristika filtru.

Z měření jasně vyplynuly následující poznatky:

- Rezonance filtru je největší mírou dána délkou drátu cívky.
- Rozladění filtru je přibližně 10% rezonančního kmitočtu.
- Mírná změna rezonančního kmitočtu je možná roztahením či stlačením závitů cívky.
- Odchylna od spočítaných rozměrů je dána především vložením kostry, na kterou se cívky motají. Ta ovlivní díky svým dielektrickým vlastnostem rezonanci cívky.
- Ideální kmitočtový rozsah použití těchto kostřiček je přibližně od 100 MHz do 1,5 GHz, avšak vlastnosti se dosti degradují přibližně nad 1,2 GHz.
- Realizace těchto filtrů je velmi výhodná především na nízkých kmitočtech, kde velikostně i vlastnostmi předčí planární filtry realizované na plošném spoji.

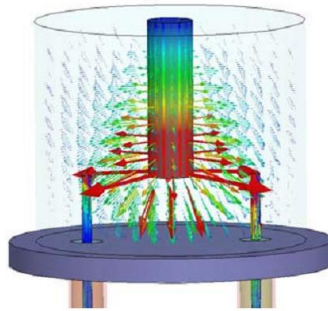
3.3 Selektivní filtr – dutinový rezonátor

Selektivní filtr má své opodstatnění tam, kde potřebujeme dosáhnout značně přesných vlastností filtru. Jedná se například o velký stopband filtru. Ten potřebujeme dosáhnout u směšovače pro potlačení kmitočtu oscilátoru a zrcadlového směšovacího produktu oscilátoru s mezifrekvenčním kmitočtem. Možností by bylo použití planárního filtru na plošném spoji, ten má však své nevýhody:

- Kmitočet je dán návrhem a realizací → téměř nemožné přeladění filtru
- Nutnost velmi kvalitního materiálu plošného spoje
- Rozměr je dán kmitočtem a řádem filtru
- Nežádoucí vyzařování do okolí

Při realizaci filtru s rezonanční dutinou získáme filtr s následujícími vlastnostmi:

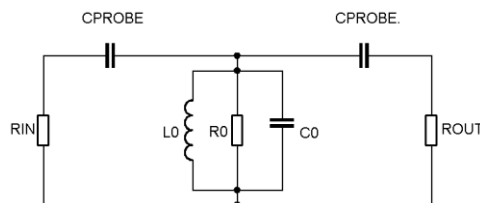
- Možnost velkého přeladění filtru
- Šířka propustného pásma dána především délkou vazebních „antének“
- Filtr nevyzařuje do okolí
- Není nutné ho realizovat na nízkoztrátovém materiálu
- Velká strmost filtru



Obr. 21.: Rozložení pole uvnitř rezonanční dutiny. [6]

Z obr. 21 je patrné, že na rezonanci dutiny má velký vliv ladící tyčka zasouvaná do středu dutiny. Při realizaci této tyčky z mosazného šroubku je možné filtr velmi lehce a přesně přeladovat.

Buzení čtvrtvlnného rezonátoru je možné dvěma způsoby. Kapacitní vazba, kdy rezonátor je buzen nezakončenými anténkami. Druhou možností je magnetické buzení, kdy namísto antének jsou v dutině umístěny budící smyčky. Takovýto rezonátor lze lehce nahradit náhradním schématem, to je uvedeno na obr. 22.



Obr. 22.: Náhradní schéma dutinového rezonátoru. [6]

Ztráty rezonátoru jsou nahrazeny odporem R_0 paralelně s rezonančním obvodem. Nezatížený rezonátor má činitel jakosti:

$$Q_U = \frac{R_0}{X_{L0}} \quad (6.8)$$

Pro vysoce kvalitní rezonátory je velikost odporu R_0 velmi vysoká. Obvykle se jakost nezatíženého rezonátoru pohybuje mezi 600 až 1000. Jakost zatíženého rezonátoru:

$$Q_L = \frac{R_L}{X_{L0}}, \quad (6.9)$$

kde R_L je odpor R_0 při zatížení rezonátoru. Výpočet jakosti rezonátoru je velmi obtížný. Šířka pásma (BW) pro poloviční výkon je:

$$BW = \frac{f}{Q_L} \quad [\text{MHz}] \quad (6.10)$$

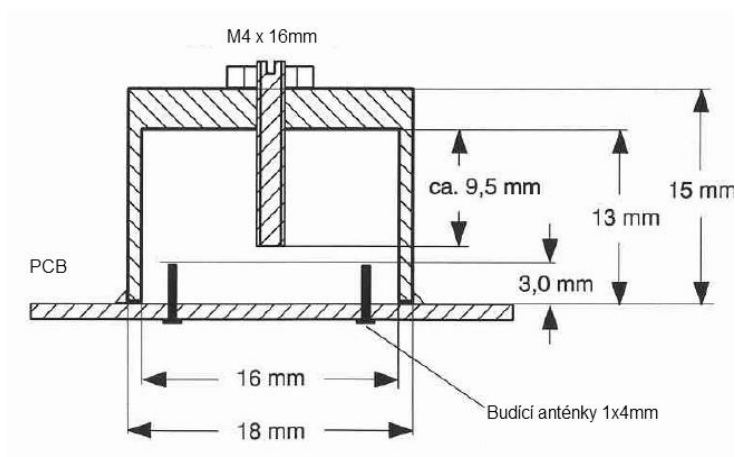
Pokud je rezonátor lehce zatížen pro získání velmi úzké šířky pásma propustnosti, pak je R_0 větší než R_L . Většina výkonu se pak ztrácí v odporu R_0 . Výsledkem je velký průchozí útlum. Při větším zatížení se poměry velikosti odporů prohodí a ztráty v rezonátoru klesají. Útlum rezonátoru je:

$$A = 20 \cdot \log \left(\frac{Q_U}{Q_U - Q_L} \right) \quad [\text{dB}] \quad (6.11)$$

Uvažujeme-li Q_U kolem 1000, pak dosažitelná šířka pásma pro pokles o 3 dB je 1 % z rezonančního kmitočtu. Obvyklý průchozí útlum filtru bývá 2 až 3 dB.

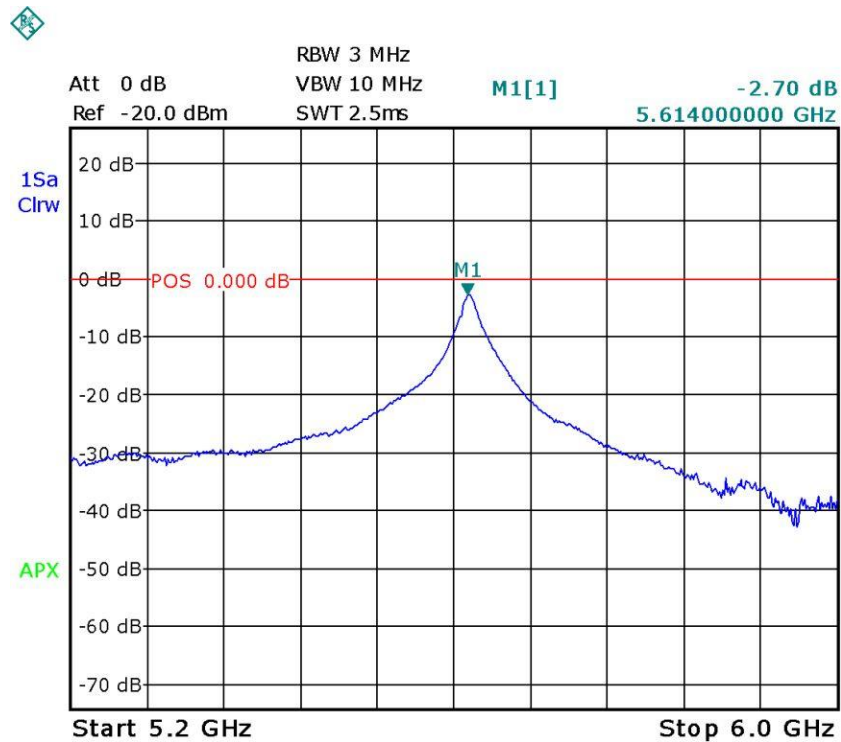
ROZMĚRY REALIZOVANÉHO FILTRU:

Filtr je vysoustružen z mosazi, poté postříbřen. Filtr je nutné precizně uložit a zaletovat na plošný spoj. Budící antény jsou realizovány například nýtky.

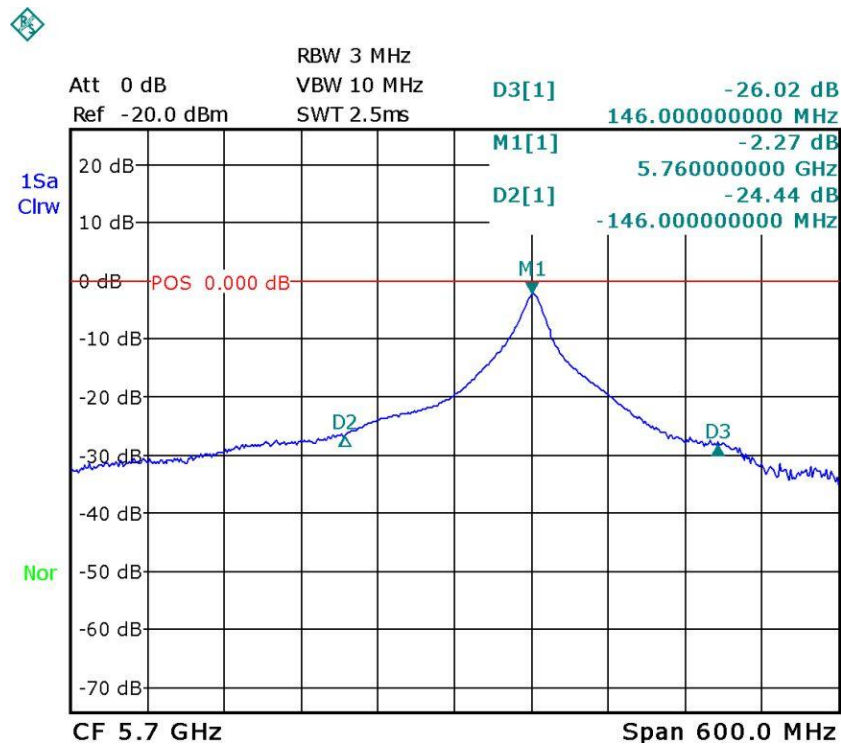


Obr. 23.: Rozměry filtru. [15]

NAMĚŘENÉ PRŮBĚHY ZKONSTRUOVANÉHO FILTRU:



Obr. 24.: Kmitočtová přenosová charakteristika pro kmitočet 5614MHz.



Obr. 25.: Kmitočtová přenosová charakteristika pro kmitočet 5760MHz.

Měření bylo provedeno pro dva kmitočty, na kterých bude filtr provozován. Prvním kmitočtem je výstupní kmitočet po vynásobení lokálního oscilátoru a to 5614 MHz.

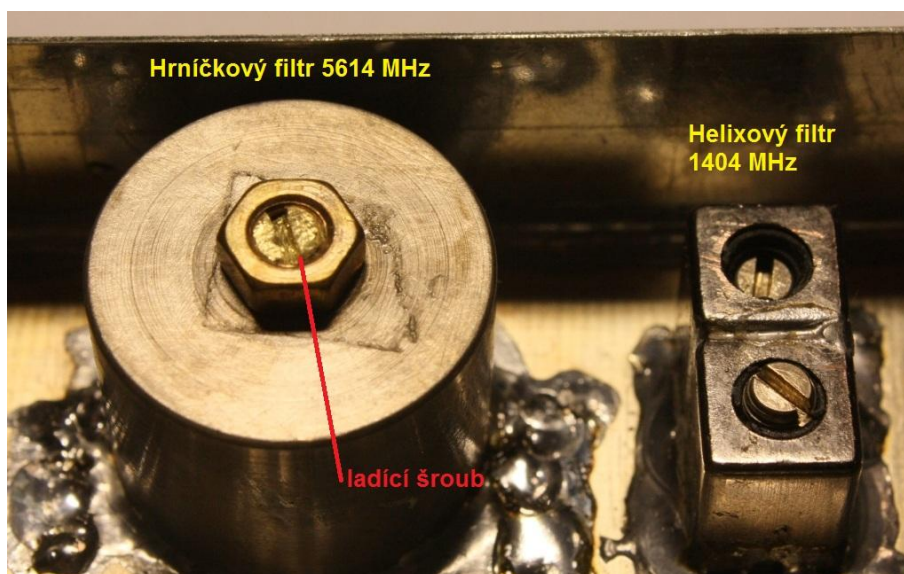
- Průchozí útlum je menší jak 3 dB
- Selektivita filtru je dostatečná, nehrozí pronikání ostatních harmonických produktů z posledního násobiče kmitočtu

Druhým kmitočtem je 5760 MHz. Tento kmitočet je přímo vstupním a výstupním kmitočtem, na kterém má transvertor pracovat. Jsou tedy požadovány následující vlastnosti:

- Co nejmenší průchozí útlum
- Co největší selektivita – pásmo je sdíleno s jinými službami (WiFi)
- Co největší potlačení zrcadlového kmitočtu

Z výsledku měření je patrné, že:

- Průchozí útlum je menší jak 3 dB, což odpovídá teoretickým předpokladům
- Šířka pásma pro poloviční výkon je přibližně 25 MHz
- Potlačení zrcadlového kmitočtu směšování je větší jak 30 dB !
- Potlačení případného signálu z LO je větší jak 25 dB



Obr. 26.: Fotografie realizovaného hrníčkového a helixového filtru.

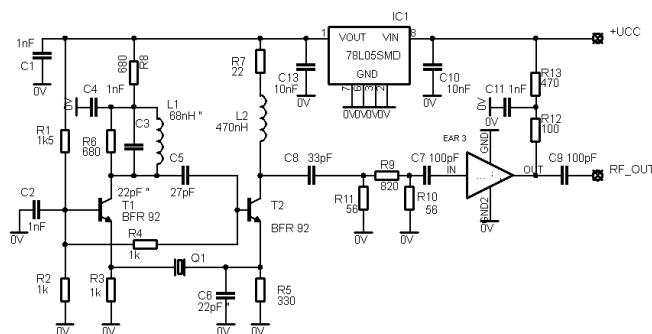
4 Návrh lokálního oscilátoru

Lokální oscilátor je koncipován jako samostatný blok. Hlavním důvodem je možná pozdější výměna za jiný oscilátor (například s větší stabilitou). Lokální oscilátor bude řízen krystalem. Jako takový bude mít menší fázový šum a relativně dobrou frekvenční stabilitu.

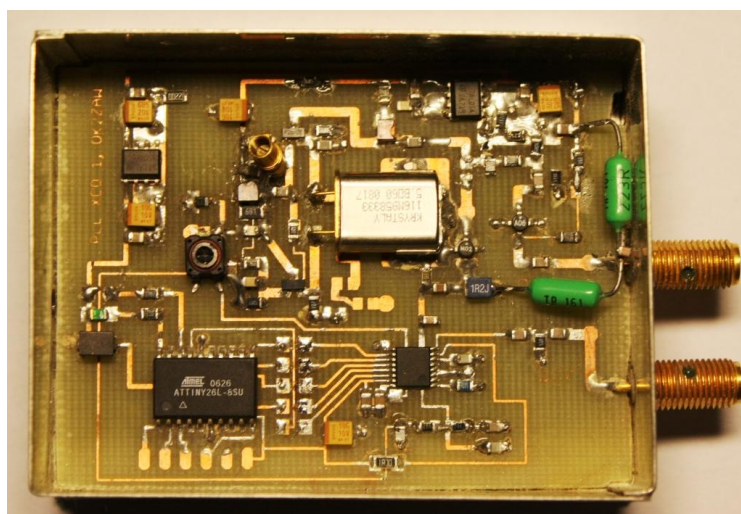
4.1 Návrh základního oscilátoru

Jako základní oscilátor je použit krystalový oscilátor pracující na kmitočtu sériové rezonance krystalu. Protože požadovaný kmitočet 116,9583 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 [11]. Krystal pracuje na páté harmonické.

V oscilátoru jsou jako aktivní prvky použity bipolární tranzistory BFR92A s vysokým tranzitním kmitočtem. Oscilátor je doplněn oddělovacím zesilovačem T_2 s velkým vstupním a malým výstupním odporem. Ten má na výstupu připojen útlumový článek, který slouží k lepšímu zatížení oscilátoru a dalšímu oddělení. MMIC zesilovač pak zesílí výstupní signál na požadovanou úroveň. Obvykle 0dBm. Do rezonance se oscilátor vyladí kapacitou C_3 a induktorem L_1 . Schéma zapojení oscilátoru je na obr. 27.



Obr. 27.: Schéma krystalového oscilátoru.[11]



Obr. 28.: Fotka testovacího krystalového oscilátoru s pokusným PLL obvodem.

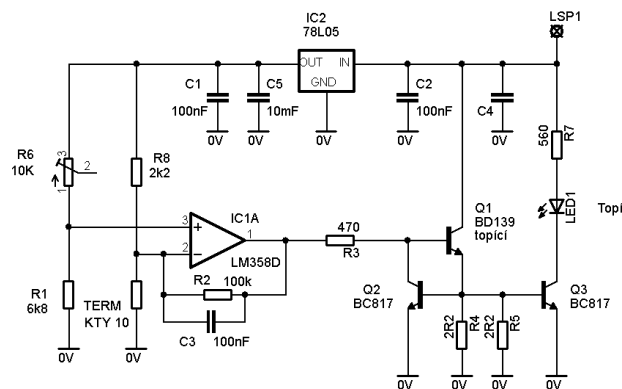
4.1.1 Možnosti zlepšení stability kmitočtu

Tyto možnosti byly diskutovány výše. Zde jsou možná zapojení dílčích částí.

4.1.1.1 Vytápění oscilátoru na konstantní teplotu

Vyhřívání celého oscilátoru včetně krystalu je nejjednodušší možností, jak zlepšit stabilitu. Toto řešení bohužel přináší zvětšení celkové spotřeby elektrického proudu. Vytápění se často realizuje tak, že se celá deska plošného spoje přiletuje na měděnou desku s tloušťkou například 4mm. Na tuto desku se přiloží topící tranzistor Q_1 z obr. 29. Termistorové čidlo se také přiloží teplovodivě na měděnou plotnu a tím se reguluje vytápění. Po zapnutí studeného oscilátoru dojde k jeho zahřívání a tím i ke kmitočtovému driftu. Ustálení teploty je indikováno poklesem odebíraného proudu a pohasnutím diody LED1.

Kmitočet oscilátoru je nutné přesně nastavit až po vytopení celého oscilátoru. Nastavení teploty je dáno především typem krystalu, tedy bodem teplotního zlomu krystalu. Tu výrobce udává a při zakázkové výrobě je možné si ji určit. Obvyklé hodnoty jsou 40 nebo 60 °C. Celý takovýto blok je nutné dobře teplotně izolovat od okolí, aby nedocházelo k nestabilitě teploty.



Obr. 29.: Schéma řízeného vytápění oscilátoru.[11]

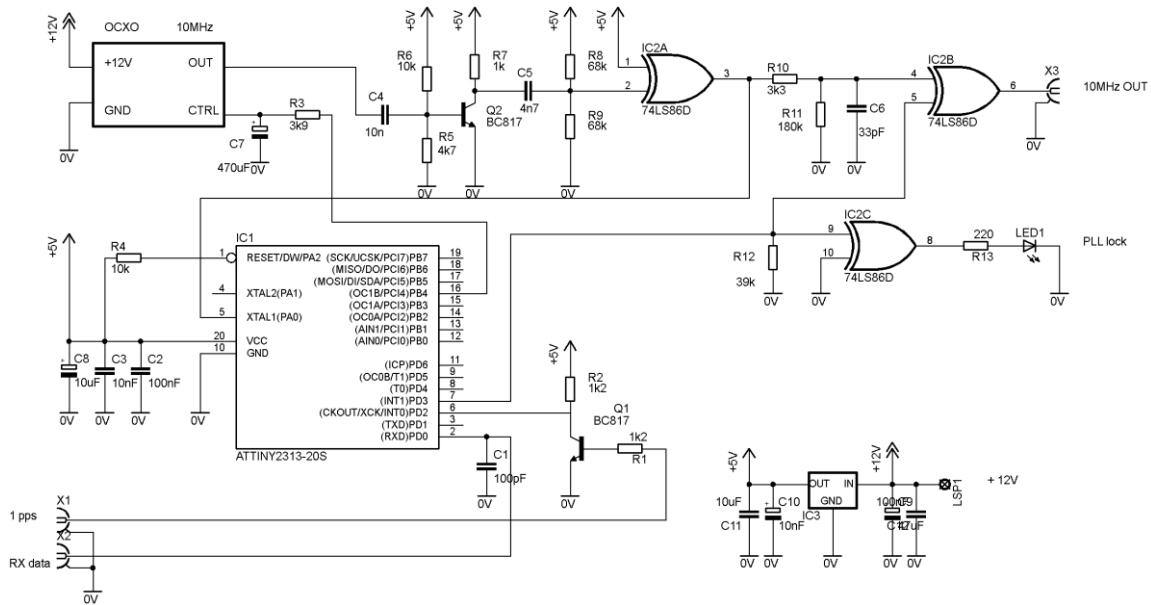
4.1.1.2 Normálový oscilátor pro PLL řízený GPS

Metody popsané výše dovolují zlepšit kmitočtovou stabilitu. Uvažujeme-li ale další násobení základního kmitočtu na jednotky až desítky GHz, dojde logicky i k násobení kmitočtového rozdílu základního oscilátoru.

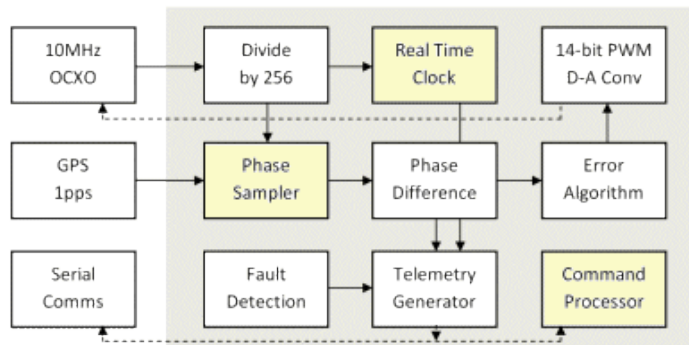
Další možností, jak téměř dokonale stabilizovat normálový oscilátor, je jeho zavěšení na přesný hodinový signál ze systému GPS. Tento oscilátor je pak zdrojem přesného kmitočtu pro PLL obvod.

Většina GPS přijímacích modulů obsahuje speciální výstup, na kterém je generován časový signál. Tyto časové značky, tzv. PPS (pulse per sekund – impulzy za sekundu). Nejčastěji je výstup 1PPS. Na tomto výstupu se jednou za sekundu objevuje impuls o délce přibližně 200 ms. Synchronizace se doporučuje na nástupnou hranu. U sestupné není zaručena časová přesnost.

Některé speciální přijímače časových značek obsahují mimo PPS také výstup 10 kHz, tento obdélníkový signál je synchronizován každou nástupnou hranou 1 PPS.



Obr. 30.: Zapojení 10 MHz normálového oscilátoru řízeného 1 PPS z GPS. [8]



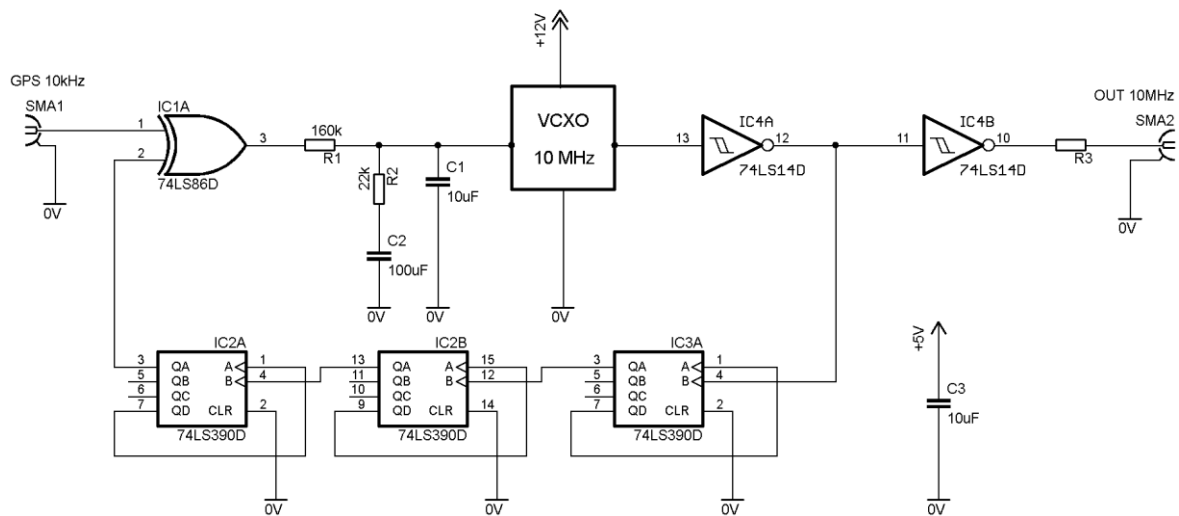
Obr. 31.: Blokové schéma programu CPU na obr. 29. [18]

Díky mikroprocesoru je možné realizovat jednoduchý fázový detektor, který porovnává signál z 10 MHz OXCO se signálem 1 pps z GPS modulu, obr. 30. Signál z OXCO je dělen 256 na kmitočet 39062,5 Hz. Tento kmitočet generuje přerušení. Procesor je taktován kmitočtem 10 MHz z OXCO. Vnitřní čítač počítá nahoru a je přerušen signálem přerušení. Druhý čítač vykonává stejnou činnost, ale je přerušen signálem 1 pps. Rozdíly mezi načítanými hodnotami udává odchylku mezi kmitočty. Pomocí opravného algoritmu je generován PWM modulátorem signál, který doladuje OXCO. PWM pulsy jsou integrovány ve článku složeného kondenzátorem C₇ a rezistorem R₃. Poté, co je OXCO oscilátor kmitočtově dostaven, je nastaven řídicí signál z CPU a po přivedení na hradlo IC2B a signál 10 MHz je přiveden na výstupní konektor.

Na obr. 32 je zapojení 10 MHz normálového oscilátoru, který využívá jako referenčního zdroje časového signálu právě 10 kHz výstup z GPS. Tento signál je v obvodu 74LS86 porovnáván v logické funkci EX-OR. Takto tvořený fázový závěs má na výstupu pilové napětí, které se mění svoji amplitudu od nuly do hodnoty napájecího napětí. Navíc má výstupní signál z EX-OR dvojnásobný kmitočet, je možné pomocí integrátoru snadněji odfiltrovat vysokofrekvenční složky.

Při použití obvodu EX-OR je nutné, aby závislost výstupního napětí PLL byla lineárně závislá na fázovém rozdílu. Pro dodržení této podmínky musí mít vstupní signály střihu 50 % [2].

Podle obr. 32 tvoří obvod IC1A fázový závěs a RC obvod R_1, R_2, C_1 a C_2 tvoří integrační článek druhého řádu. Výstupem tohoto článku je řídicí napětí doladující VCXO



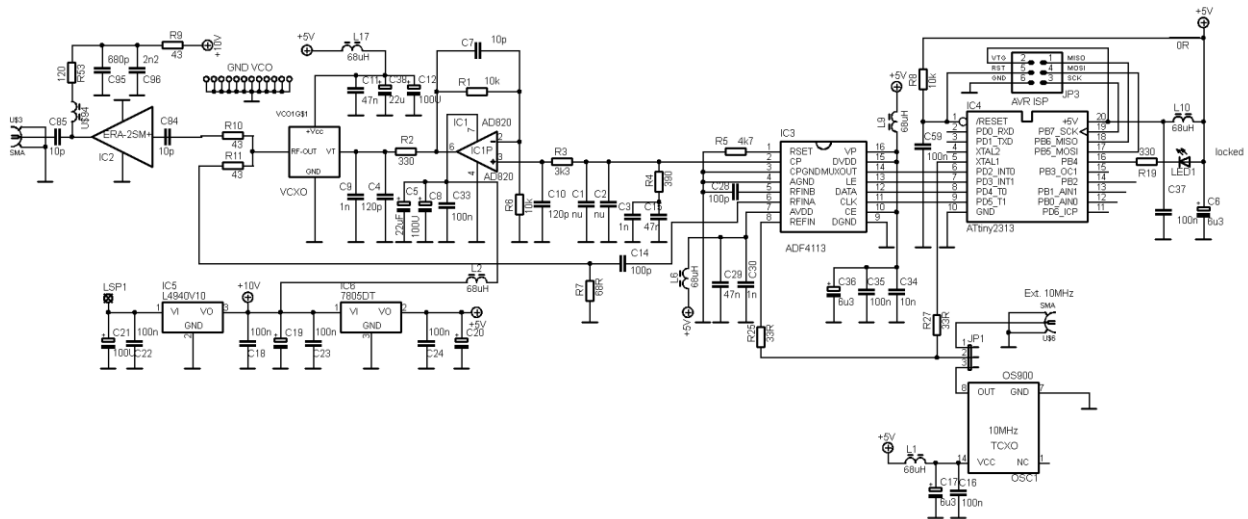
Obr. 32.: Zapojení 10 MHz normálového oscilátoru řízeného 10 kHz z GPS přijímače. [7]

Další možnou metodou zpřesnění normálového oscilátoru může být zavěšení na rubidiový normál, případně řešení DDS oscilátoru jako zdroje reference pro PLL. Zdrojem pro DDS je pak například rubidiový normál.

4.1.1.3 PLL

Další využití fázového závěsu, tentokrát přímo na základní oscilátor. Krystalový oscilátor musí být možné napětově rozladovat (VCXO). Toto řešení stabilizace kmitočtu má za následek zvětšení fázového šumu krystalového oscilátoru. Uvažujeme-li ovšem to, že krystalový oscilátor má sám o sobě velmi dobrý fázový šum, je toto řešení přijatelné a pokud nám jde především o kmitočtovou stabilitu, tak asi i to nejlepší.

Na obr. 33 je možné zapojení, které doplňuje VCXO o obvod PLL – IC₃. Jedná se o odbod firmy Analog Devices ADF411x (kde x může být 0 až 4 podle kmitočtu oscilátoru). Tento fázový závěs je nutné po zapnutí naprogramovat, o to se stará mikroprocesor Atmel ATiny2313. Ten naprogramuje registry PLL. Výstup PLL je nutné filtrovat ve filtru smyčky. Na obr. 31 je ve smyčce zařazen aktivní zesilovač s operačním zesilovačem. Toto zapojení se používá tam, kde potřebujeme větší rozsah ladícího napětí. To u krystalového oscilátoru ovšem většinou není potřeba. Takovýto aktivní filtr navíc ještě zhorší fázový šum PLL. Za VCXO následuje odporový dělič, který rozdělí výstupní signál pro PLL a druhý je v MMIC obvodu zesílen na potřebnou výstupní úroveň oscilátoru, typ. 0 dBm.



Obr. 33.: Zapojení lokálního oscilátoru řízeného PLL obvodem.

4.2 Návrh násobičů kmitočtu

Násobení kmitočtu se používá k získání vyšších kmitočtů tam, kde je obtížné vytvořit oscilátor na potřebném kmitočtu. Dalším důvodem může být potřeba dosažení lepšího fázového šumu. Výstupní kmitočtet násobiče je celočíselným násobkem vstupního kmitočtu. Nejčastěji se používají zdvojovače a ztrojovače kmitočtu. Násobiče vyšších řádů se již moc nepoužívají vzhledem k nízké účinnosti a nízkému dosažitelnému konverznímu zisku aktivního prvku.

Pro dosažení žadáných vyšších řádů lze použít kaskádu násobičů nižšího řádu. Pro získání vysokých kmitočtů (desítek GHz) se také často využívá násobičů SRD, které využívají principu Step Recovery Diode. Za tento násobič se zařadí vhodný filtr, který vybere požadovaný kmitočtet z generovaných harmonických kmitočtů.

4.2.1 Metoda násobení kmitočtu

Tato metoda získání vyššího kmitočtu je založena na postupném násobení základního oscilátoru. Násobení se provádí v zesilovači s aktivním prvkem, který má pracovní bod nastaven tak, aby se zvýraznili jeho nelineární vlastnosti. Jako aktivní prvky se používají bipolární nebo unipolární tranzistory, případně integrované MMIC zesilovače. Na výstup takového zesilovače se zařadí pásmová propust, která vybírá ze spektra signálů právě námi žadáný.

Díky násobení kmitočtu dochází také ke zvětšení fázového šumu. Jeho hodnota se zhorší o hodnotu [9]:

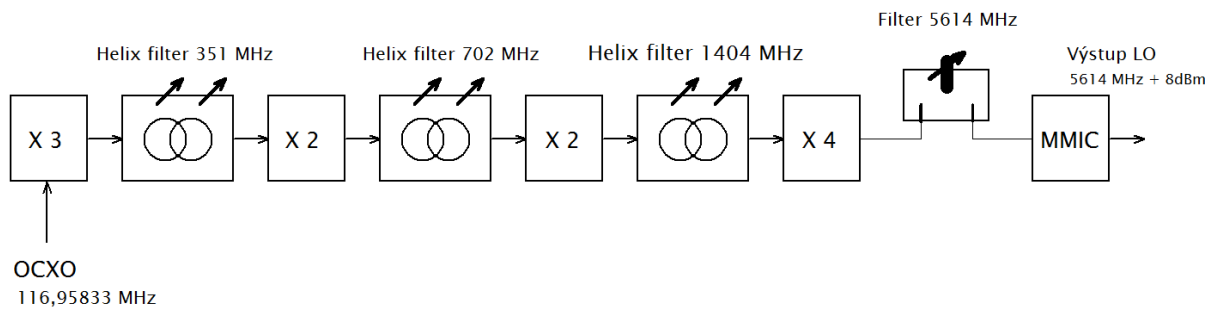
$$P_{SSB} = 20 \cdot \log(N), \quad [\text{dB}] \quad (4.1)$$

kde N je násobící poměr. Z tohoto plyne, že základní oscilátor musí mít co nejlepší hodnotu fázového šumu.

Nejdůležitějšími parametry násobiče kmitočtu jsou řád násobení N , výstupní výkon vynásobené harmonické a konverzní zisk:

$$G_C = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (4.2)$$

NÁVRH BLOKOVÉHO SCHÉMATU NÁSOBIČE KMITOČTŮ:



Obr. 34.: Blokové schéma násobiče kmitočtu.

4.2.2 Návrh prvního násobiče

První násobící stupeň násobí vstupní signál z lokálního oscilátoru o kmitočtu 116,95833 MHz tři krát na kmitočet přibližně 350,875 MHz. V tomto stupni je využit tranzistor BFP 540. Zesilovač násobí vstupní signál o úrovni přibližně 0 dBm.

VÝPOČET STEJNOSMĚRNÉHO PRACOVNÍHO BODU TRANZISTORU

Poloha pracovního bodu určuje napětí mezi bází a emitorem tranzistoru. To je dáno především odporovým děličem R_1 a R_2 . Uvažujeme tyto hodnoty:

$$U_{CC} = 8 \text{ V}$$

$$U_{CE} = 3,5 \text{ V}$$

$$U_{BE} = 0,75 \text{ V}$$

$$I_C = 20 \text{ mA}$$

$$h_{21e} = 110$$

Rezistor R_4 volíme 150 Ω .

Úbytek napětí na rezistoru R_{12} :

$$U_{R4} = I_C \cdot R_{12} = 20 \cdot 10^{-3} \cdot 150 = 3 \text{ V} \quad (4.3)$$

Velikost rezistoru R_3 :

$$R_3 = \frac{U_{CC} - (U_{CE} + U_{R4})}{I_C} = \frac{8 - (3,5 + 3)}{20 \cdot 10^{-3}} = 75 \Omega \quad (4.4)$$

Výpočet děliče R_1 a R_2 :

$$I_B = \frac{I_C}{h_{21e}} = \frac{20 \cdot 10^{-3}}{110} = 18 \cdot 10^{-5} A = 180 \mu A \quad (4.5)$$

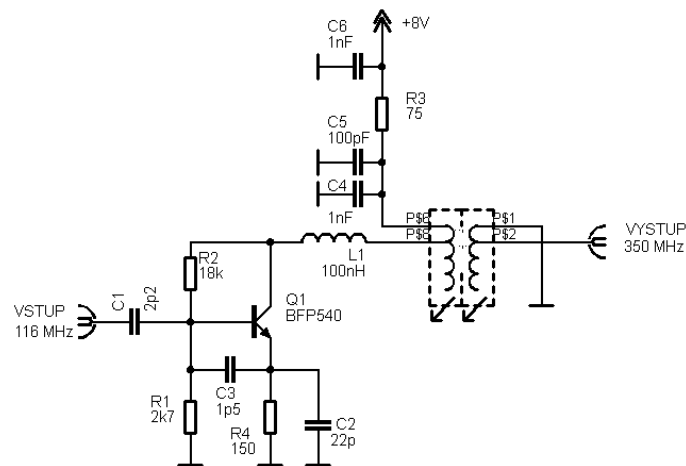
Volíme $R_1 = 2k7$:

Proud odporem R_2 :

$$I_{R2} = I_B + \frac{U_{BE} + U_{R4}}{R_1} = 18 \cdot 10^{-5} + \frac{0,75 + 3}{2,7 \cdot 10^3} = 1,57 \cdot 10^{-3} A = 1,57 mA \quad (4.6)$$

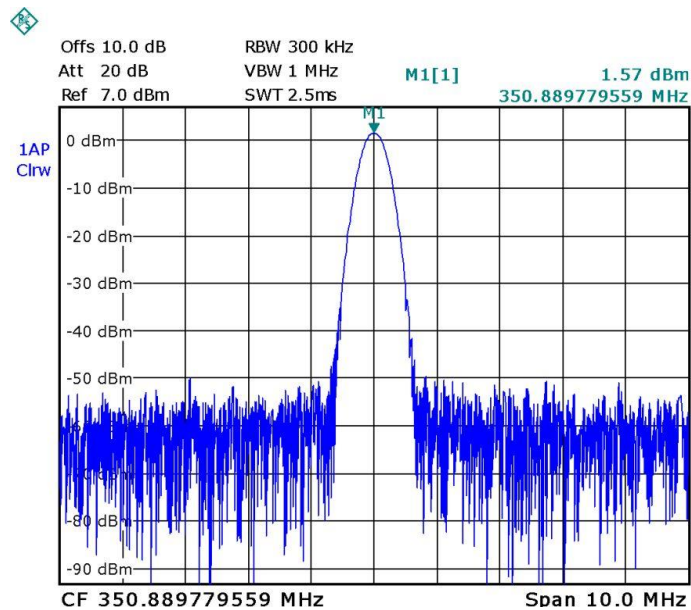
Výpočet velikosti odporu R_2 :

$$R_2 = \frac{(U_{CE} + U_{R4}) - (U_{BE} + U_{R4})}{I_{R2}} = \frac{(3,5 + 3) - (0,75 + 3)}{1,57 \cdot 10^{-3}} \sim 18 k\Omega \quad (4.7)$$



Obr. 35.: Schéma prvního stupně násobiče kmitočtu.

Podle obr. 35 kondenzátor C_3 společně s odporem R_4 zvyšují stabilitu zesilovače. Při špatně nastaveném pracovním bodu může hrozit jeho rozkmitání. Kondenzátor C_1 je vazební k externímu oscilátoru. Vazba je volná, proto je i hodnota kapacity malá. Výstup tranzistoru je impedančně přizpůsoben ke vstupu filtru cívkou L_1 o indukčnosti 100nH. „Studený“ konec cívky filtru je uzemněn pouze vysokofrekvenčně pomocí kondenzátorů C_4 a C_5 .



Obr. 36.: Výstupní spektrum násobičky na kmitočtu 351 MHz.

Na obr. 36 je změřené spektrum na výstupu pásmového filtru. Šířka sledovaného spektra je 10 MHz, výstupní úroveň signálu je +1,57 dBm. Touto úrovní je buzen druhý stupeň.

4.2.3 Návrh druhého násobiče

Druhý násobící stupeň násobí vstupní signál z prvního stupně o kmitočtu 350,875 MHz tři krát na kmitočt přibližně 701,75 MHz. V tomto stupni je použit tranzistor 2SC5012.

VÝPOČET STEJNOSMĚRNÉHO PRACOVNÍHO BODU TRANZISTORU

Vstupní hodnoty pro výpočet:

$$U_{CC} = 8 \text{ V}$$

$$U_{CE} = 6,5 \text{ V}$$

$$U_{BE} = 0,75 \text{ V}$$

$$I_C = 20 \text{ mA}$$

$$h_{21e} = 150$$

$$R_5 = 2k7 \quad (\text{Volíme})$$

Úbytek na rezistoru R_7 :

$$U_{R7} = R_7 \cdot I_C = 22 \cdot 20 \cdot 10^{-3} = 0,44 \text{ V} \quad (4.8)$$

Výpočet odporu R_8 :

$$R_8 = \frac{U_{CC} - U_{CE} - U_{R7}}{I_C} = \frac{8 - 6,5 - 0,44}{20 \cdot 10^{-3}} \sim 47 \Omega \quad (4.9)$$

Výpočet proudu bázi:

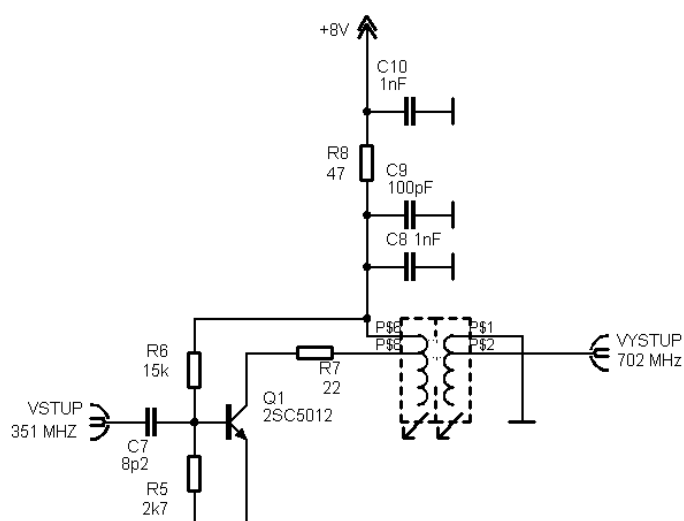
$$I_B = \frac{I_C}{h_{21e}} = \frac{20 \cdot 10^{-3}}{150} = 3,3 \cdot 10^{-4} \text{ A} = \mathbf{330 \mu A} \quad (4.10)$$

Výpočet proudu odporem R_5 :

$$I_{R5} = \frac{U_{BE}}{R_5} = \frac{0,75}{2,7 \cdot 10^3} = \mathbf{2,78 \cdot 10^{-4} \text{ A}} \quad (4.11)$$

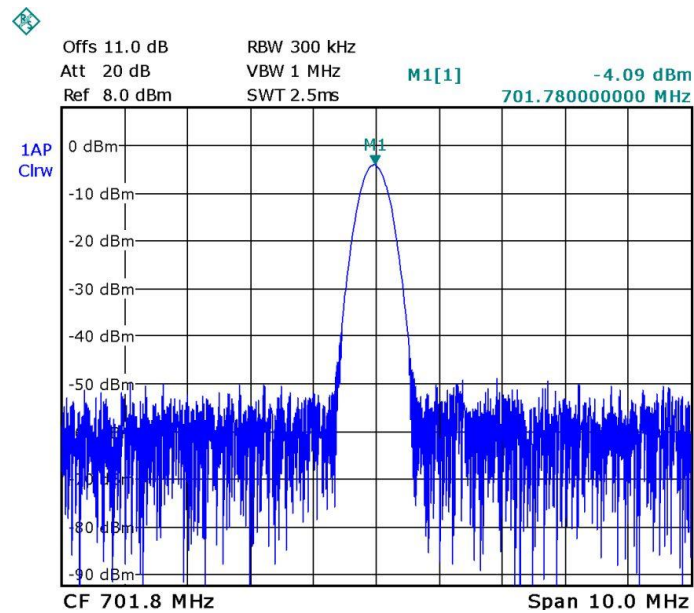
Výpočet odporu R_6 :

$$R_6 = \frac{U_{R7} + U_{CE} - U_{BE}}{I_B + I_{R5}} = \frac{0,44 + 6,7 - 0,75}{3,3 \cdot 10^{-4} + 2,78 \cdot 10^{-4}} \sim \mathbf{15 \text{ k}\Omega} \quad (4.12)$$



Obr. 37.: Schéma druhého stupně násobiče kmitočtu.

Druhý násobící stupeň je v klasickém zapojení zesilovače se společným emitorem. Pracovní bod je nastaven dvojicí odporů R_5 a R_6 . Odpor R_7 zlepšuje stabilitu stupně, zmenšuje mírně zisk a zároveň přizpůsobuje výstup tranzistoru ke vstupu filtru. Filtr je laděn na požadovaný výstupní kmitočet, vybírá druhou harmonickou vstupního signálu. Je opět vysokofrekvenčně uzemněn.

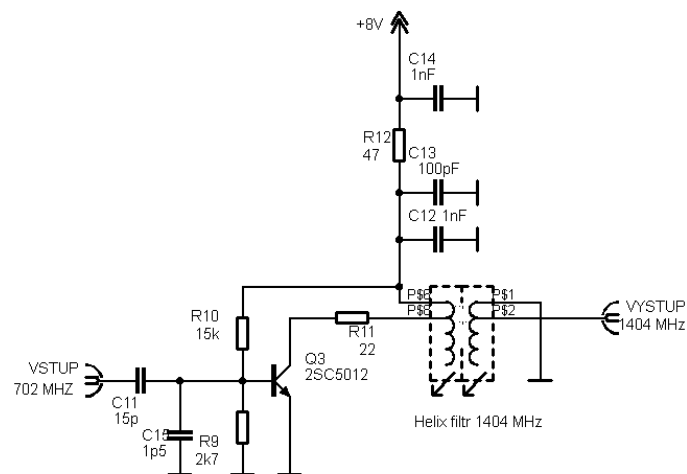


Obr. 38.: Výstupní spektrum násobičky na kmitočtu 702 MHz.

Obr. 38 představuje změřené výstupní spektrum na výstupu filtru druhého násobiče. Ten je buzen signálem o úrovni 1,57 dBm s kmitočtem přibližně 351 MHz. Výstupní úroveň po vynásobení dvěma je -4 dBm.

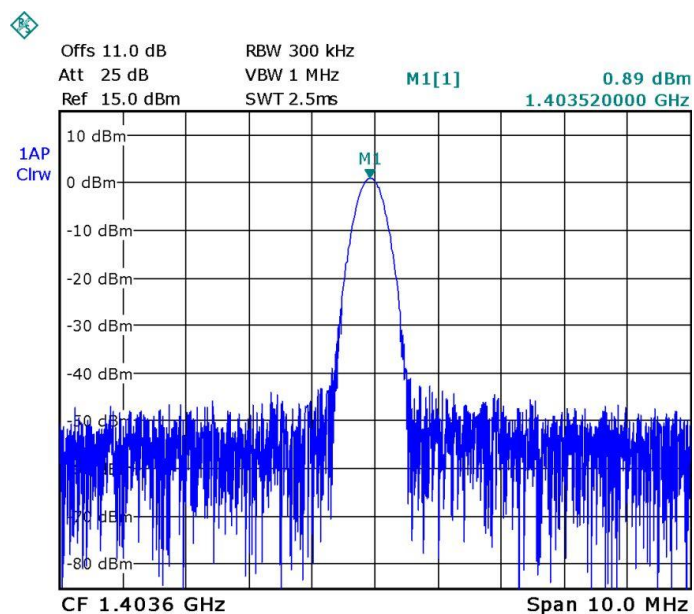
4.2.4 Návrh třetího násobiče

Zapojení třetího násobiče je totožné s druhým stupněm. Hodnoty pracovního bodu tranzistoru jsou stejné, tím i hodnoty odporů.



Obr. 39.: Schéma třetího stupně násobiče kmitočtu.

Oproti předchozímu stupni je velikost vazební kapacity C_{11} volena 15pF a pro lepší přizpůsobení vstupu zesilovače je přidán kondenzátor C_{15} . Změřené výstupní výkon třetího násobičoho stupně je necelých 0,9 dBm.



Obr. 40.: Výstupní spektrum násobičky na kmitočtu 1404 MHz.

4.2.5 Návrh čtvrtého stupně násobičky s výstupním zesilovačem

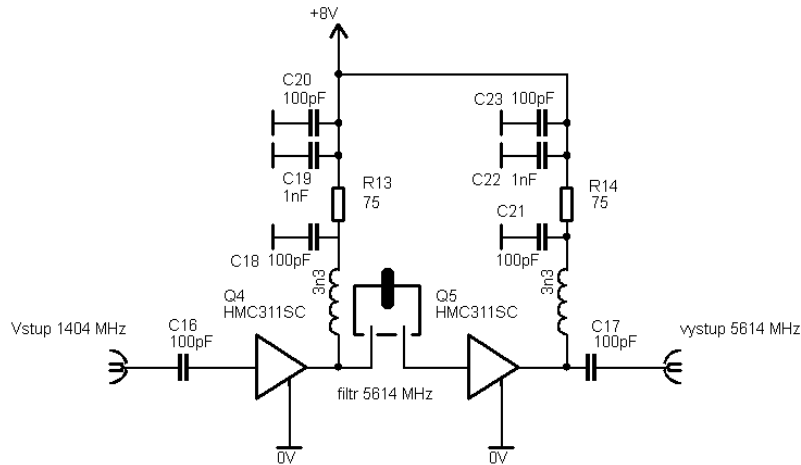
V posledním násobícím stupni a výstupním zesilovači jsou použity MMIC zesilovač firmy Hittite. Jedná se o zesilovač HMC311SC.

PARAMETRY POUŽITÉHO ZESILOVAČE HMC311 :

Zisk zesilovače	$G_{\min} = 13 \text{ dB}$
Vstupní/výstupní přizpůsobení	$S_{11}/S_{22} = -15 \text{ dB}$
Výstupní výkon pro P_{1dB}	$P_{1dB} = 10 \text{ dBm}$
Maximální napájecí napětí	$U_{\max} = 7 \text{ V}$
Operační napětí	$U_{\text{opt}} = 3,8 \text{ V}$
Proud zesilovače	$I = 55 \text{ mA}$

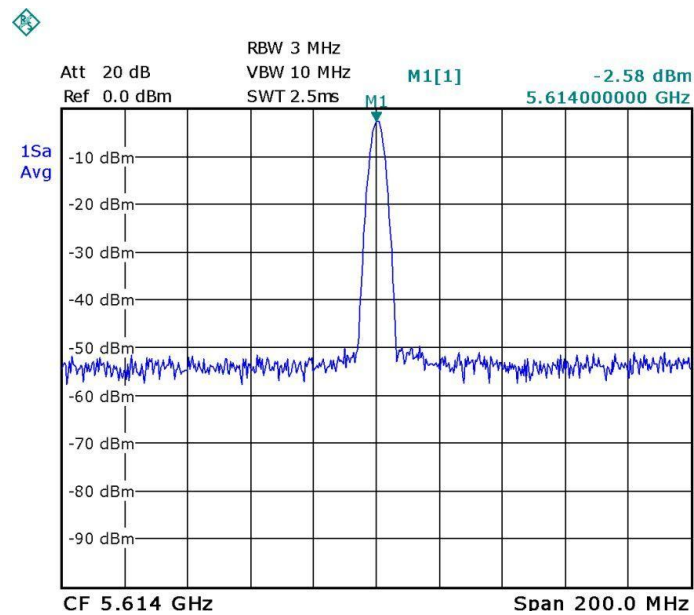
VÝPOČET NAPÁJECÍCH REZISTORŮ:

$$R_{13} = R_{14} = \frac{U_{CC} - U_{\text{opt}}}{I} = \frac{8 - 3,8}{55 \cdot 10^{-3}} \sim 75 \Omega \quad (4.13)$$



Obr. 41.: Schéma čtvrtého stupně násobiče kmitočtu a výstupního zesilovače.

Poslední násobící stupeň realizuje násobení vstupního kmitočtu čtyřmi. Toto násobení se děje v zesilovači Q₄ v obr. 41, poté následuje dutinový hrníčkový filtr, který vybírá požadovaný harmonický produkt. Výstup z filtru je zesílen v zesilovači Q₅. Výstupní úroveň má být přibližně +8 dBm. Tato úroveň je dostatečná pro buzení LO portu směšovače. Napájení zesilovačů je provedeno podle katalogového listu výrobce. Blokování napájení je provedeno tlumivkami o indukčnosti 3,3 nH. Kondenzátory C₁₈ až C₂₃ jsou blokovací. Velikost rezistorů R₁₃ a R₁₄ omezuje maximální proud zesilovačů a nastavuje jejich pracovní bod udávaný výrobcem.



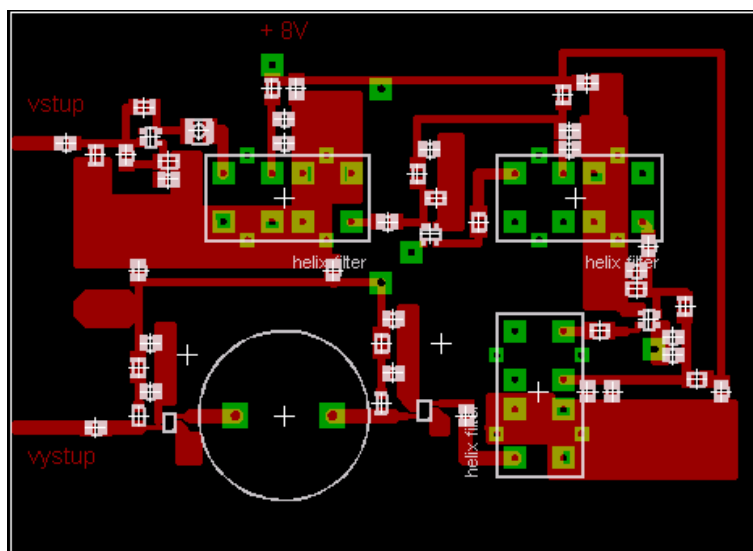
Obr. 42.: Výstupní spektrum násobičky na kmitočtu 5614 MHz.

Měření výstupního spektra na spektrálním analyzátoru. Na vstupu analyzátoru byl zařazen 10 dB útlumový článek (A_{ATT}) Mini-Circuits použitelný do 18 GHz. Propojení měřeného vzorku bylo propojkou s útlumem 1 dB (A_{prop}). Výsledná výstupní úroveň tedy je:

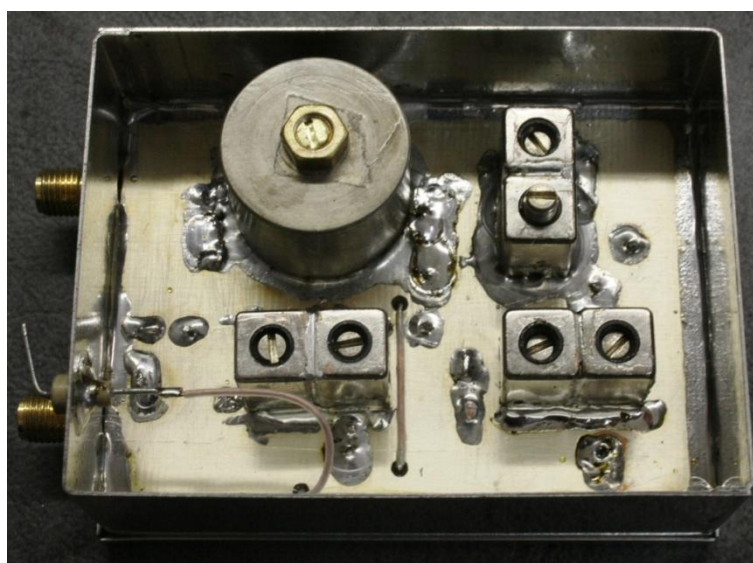
$$P_{Out} = P_{sa} + A_{ATT} + A_{prop} = (-2,58) + 10 + 1 = 8,42 \text{ dBm} \quad (4.14)$$

4.2.6 Návrh plošného spoje celého násobiče kmitočtu

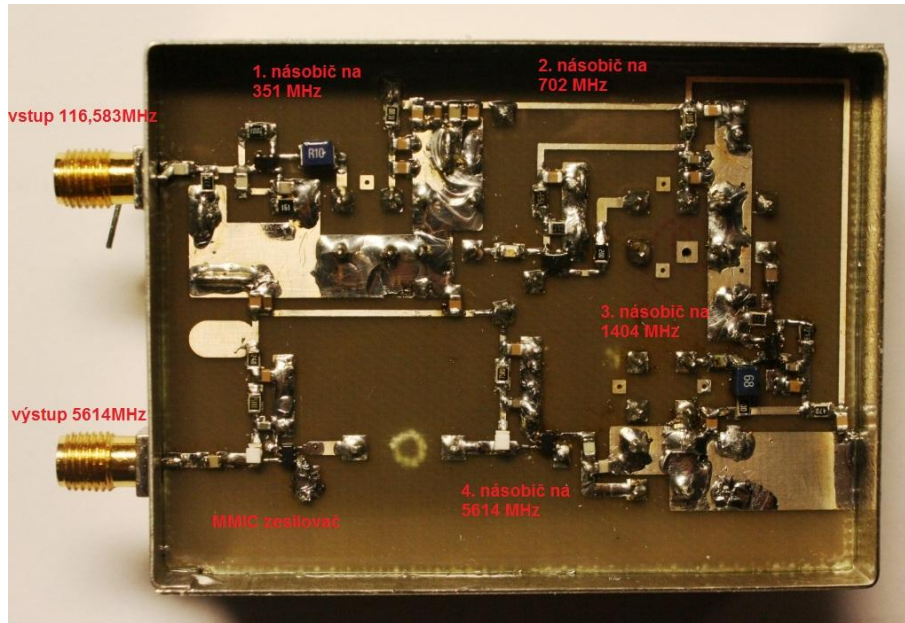
Plošný spoj násobičky kmitočtu je realizován na „obyčejném“ materiálu FR4 tloušťky 0,8 mm. Výstupní kmitočty násobičky je sice již mimo doporučený rozsah kmitočtů použití tohoto materiálu, avšak na tomto kmitočtu nejsou realizovány žádné filtry, ani jiné selektivní obvody, které by vyžadovali použití kvalitnějšího materiálu. Jsou realizovány pouze vedení o impedanci přibližně 50Ω . Pokud oželíme nějaké desetiny dB, není důvod realizovat násobičku na podstatně dražším materiálu, kterým je například Arlon.



Obr. 43.: Motiv plošného spoje a osazení násobičky.



Obr. 44.: Fotka hotového násobiče.



Obr. 45.: Fotka hotového násobiče ze strany spojů.

5 Směšovač

Směšovač patří mezi nejslabší články celého transvertoru. Jeho úkolem je převést přijímaný signál na kmitočet nový, který se nazývá mezifrekvenční (IF). Při vysílání je princip opačný.

Mezifrekvenční signál vznikne směšováním kmitočtu přijímaného signálu s kmitočtem oscilátoru. Na výstupu směšovače je odebírán signál, který je buď součtem, nebo rozdílem obou kmitočtů.

Každý směšovač má tři póly (brány). Do jednoho se přivádí vf signál přijímaného signálu (RF), do druhého kmitočet oscilátoru (LO) o dostatečné úrovni. Tu udává výrobce a pro správnou funkci směšovače je nutné ji dodržet. Třetím pólem je výstup (IF), na kterém jsou všechny produkty směšování:

- Základní kmitočty použité ke směšování. Kmitočet RF a LO portu.
- Všechny jejich harmonické produkty
- Rozdílový a součtový kmitočet obou signálů. $f_{RF} \pm f_{LO}$
- Všechny produkty vyšších řádů jako výsledek směšování základních kmitočtů s jejich harmonickými kmitočty a směšování mezi harmonickými kmitočty navzájem.

V praxi máme zájem pouze o IF signál, který je buď součtem, nebo rozdílem základních kmitočtů. Všechny ostatní kmitočty jsou nežádoucí.

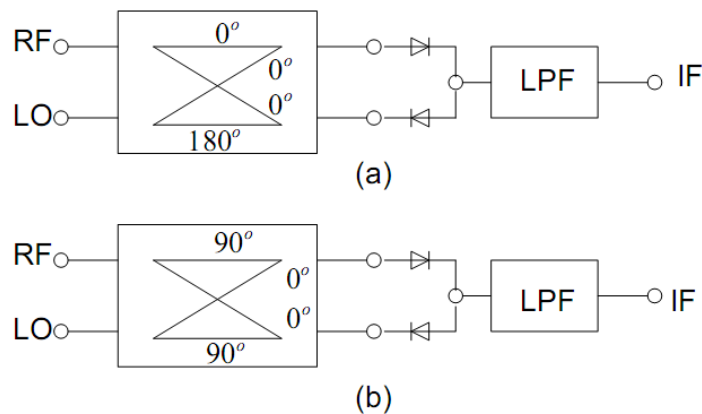
Z hlediska zapojení se používají směšovače jednoduché, jednoduše vyvážené a dvojitě vyvážené. U jednoduchých směšovačů je na výstupu spektrum signálů, jak bylo uvedeno. Jednoduše vyvážené směšovače již samy potlačí část nežádoucích produktů na výstupu. U směšovačů dvojitě vyvážených dochází k výraznému potlačení nežádoucího spektra kmitočtů a za určitých podmínek je možné dosáhnout stavu, kdy na výstupu bude pouze součtový a rozdílový kmitočet základních kmitočtů. To bude za předpokladu, že přivedené oscilátorové napětí bude bez harmonických kmitočtů a úroveň vstupního vf signálu nepřekročí hodnotu, kdy začne docházet ke zkreslení a vzniku lichých harmonických kmitočtů.

Při konstrukci směšovačů s aktivními prvky dostáváme nejhorší výsledky s bipolárními tranzistory pracující s plným ziskem. Ekvivalentní směšovací strmost u běžných typů vf tranzistorů dosahuje velkých hodnot a k přebuzení směšovače dochází již při velmi malých vstupních napětích. Daleko výhodnější je použití hradlových fetů. Díky jejich kvadratické převodní charakteristice je u nich sníženo nebezpečí vzniku IM produktů třetího řádu. Zkreslení sudých řádů se dá potlačit symetrickým zapojením jednoduše vyváženého směšovače. Šumové vlastnosti hradlových fetů jsou obvykle vynikající. Šumové číslo bývá v rozmezí 2 až 4 dB i lépe a konverzní zisk takového směšovače je 8 až 15 dB.

V současné době patří mezi nejkvalitnější směšovače zapojení dvojitě vyvážené, které je osazené diodami. Používají se Schottkyho diody se shodnými dynamickými charakteristikami. Tyto

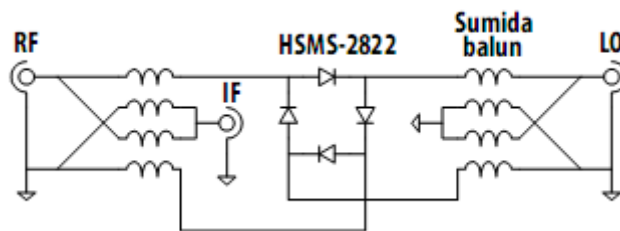
diody se vyznačují vysokou stálostí a velmi nízkým vlastním šumem. V dnešní době pracují tyto směšovače i na vysokých kmitočtech řádů GHz.

Jednoduchá zapojení používají dvou diod pracujících jako symetrický (jednoduše vyvážený) směšovač, obr. 46.



Obr. 46.: Jednoduše vyvážený směšovač. a) se 180° b) s 90°hybridním článkem. [16]

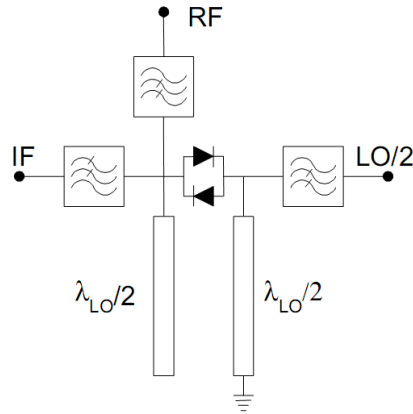
Daleko běžnější je zapojení dvojitě vyváženého směšovače se čtyřmi diodami, obr. 47. Směšovače jsou řešeny jako širokopásmové, s možností pracovat v kmitočtovém rozsahu čtyř až pěti dekád. Vstup i výstup jsou nízkoimpedanční a vyžadují přesné přizpůsobení. Některá zapojení používají osmi diod jako dvojitě vyvážené zapojení dvou dvojitě vyvážených směšovačů.



Obr. 47.: Dvojitě vyvážený diodový směšovač.

Subharmonický směšovač, obr. 48., se s výhodou používá na vysokých mikrovlnných kmitočtech. Jeho pozitivní vlastností je možnost použití polovičního kmitočtu oscilátoru.

Zejména na vysokých kmitočtech je získání dostatečné úrovně signálu oscilátoru problematictější než na jeho polovičním kmitočtu. Pomocí mikropáskových vedení před a za diodami jsou blokovány případně propouštěny dvojnásobky kmitočtu oscilátoru. Vedení $\lambda/2$ má charakter opakovače impedance. Je-li uzemněno na konci, pak vykazuje zkrat na začátku a naopak.



Obr. 48.: Subharmonický směšovač.

V případě dvojité vyvážených směšovačů s diodami pracují diody jako spínače. V jiných typech směšovačů se používají kapacitní diody jako spínače.

U směšovačů posuzujeme tyto vlastnosti:

- Šumové číslo. To určuje spodní hranici dynamického rozsahu.
- Schopnost zpracovat lineárně velká vstupní napětí. Určuje horní hranici dynamického rozsahu.
- Izolaci mezi porty.
- Směšovací zisk (ztrátu) – konverzní zisk (ztráta).

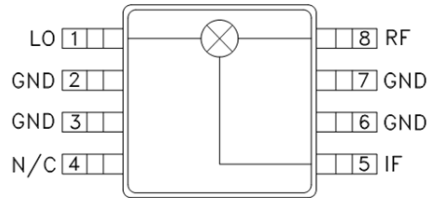
5.1 Volba směšovače

Z vlastností směšovačů uvedených výše byl zvolen dvojité vyvážený směšovač. Tyto směšovače se v dnešní době dají lehce pořídit jako integrované obvody. Firma Hittite vyrábí potřebný směšovač v označení HMC218. Směšovač je vyráběn technologií GaAs MMIC a je určen pro kmitočtový rozsah 4,5 – 6 GHz. Jeho typické vlastnosti při teplotě $T_A = 25^\circ\text{C}$ jsou uvedeny v tabulce na obr. 49.

Parameter	LO = +13 dBm IF = 100 MHz			LO = +10 dBm IF = 100 MHz			LO = +7 dBm IF = 100 MHz			Units
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
Frequency Range, RF & LO	4.5 - 6.0			4.5 - 6.0			4.7 - 5.9			GHz
Frequency Range, IF	DC - 1.6			DC - 1.6			DC - 1.5			GHz
Conversion Loss		6.5	8.5		8	9.5		8	9.5	dB
Noise Figure (SSB)		6.5	8.5		8	9.5		8	9.5	dB
LO to RF Isolation	25	30		25	30		23	28		dB
LO to IF Isolation	15	25		14	25		12	23		dB
IP3 (Input)	5.2 GHz	12	16	11	14		9	12		dBm
	5.8 GHz	15	18	13	17		10	13		dBm
1 dB Gain Compression (Input)	7	10		5	9		4	7		dBm

Obr. 49.: Obrázek s parametry směšovače z katalogového listu.

Jelikož se jedná o pasivní MMIC součástku, nejsou potřeba žádné obvody napájení a přizpůsobení. Směšovač je vnitřně impedančně přizpůsoben v udávaném kmitočtovém rozsahu 4,5 – 6 GHz. MMIC obvod je integrován v SMT pouzdře s 8 vývody, označení MSOT8. Zapojení vývodů je na obr. 50.



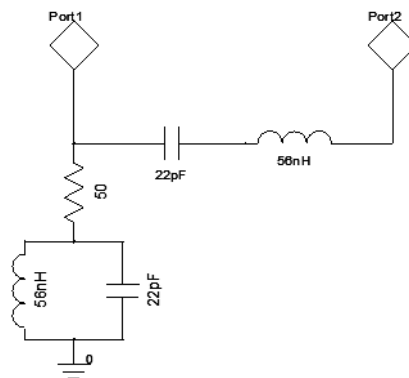
Obr. 50.: Obrázek MSOT8 pouzdra s popsány vývody.

Pro správnou funkci směšovače je nutné zajistit stabilní a dostatečné buzení signálem z LO. Předpokládáme hodnotu $P_{LO} = 10$ dBm. Při této hodnotě počítáme v simulaci s následujícími parametry:

Konverzní ztráta: $CL = 8$ dB
 Izolace LO do RF: $A_{RF} = 25$ dB

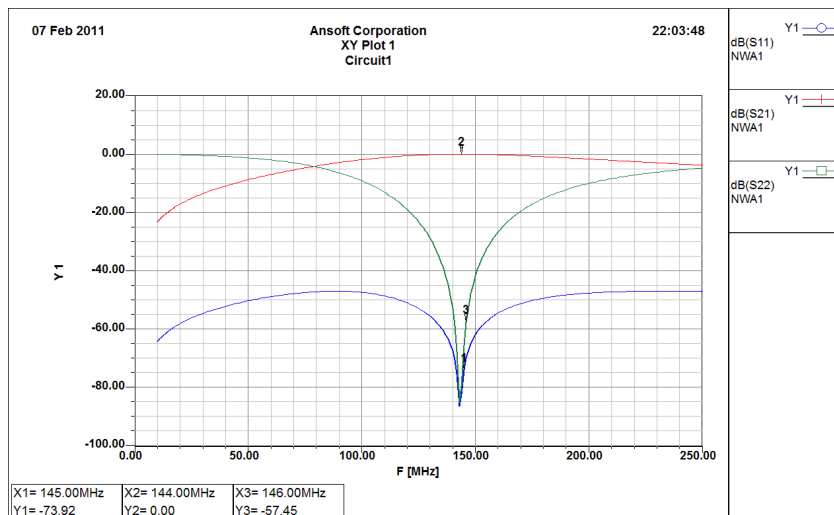
5.2 Zapojení směšovače

Jak již bylo uvedeno výše, pro využití všech vlastností směšovače je důležité směšovač co nejlépe připojit k vedlejším obvodům. Zlepšením vlastností z hlediska IM produktů se dosahuje zapojením tzv. diplexerů mezi IF výstup směšovače a oddělovací zesilovač. Příklad takového diplexeru je na obr. 51.



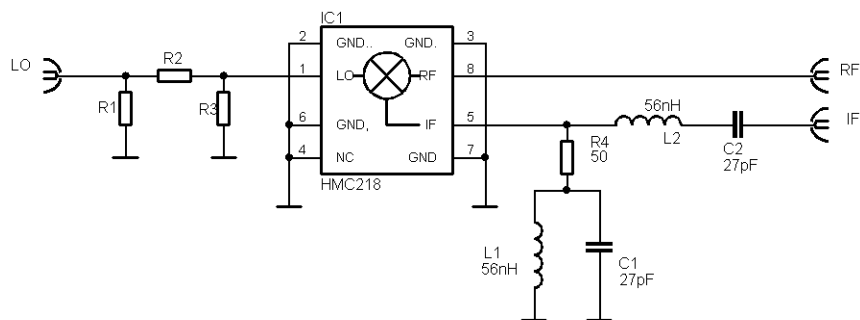
Obr. 51.: Schéma diplexeru.

Kde Port1 je IF výstupní port směšovače a Port2 je výstup do následujícího stupně. Obvod je sestaven z dolní a horní propusti. Oba obvody jsou laděny na mezifrekvenční kmitočet. V sérii s paralelním obvodem je zapojen zatěžovací odpor 50 Ω, který je dán impedancí portu směšovače a následujícího stupně. V tomto odporu jsou stráveny všechny nežádoucí kmitočty mimo IF kmitočet. Simulace tohoto obvodu je na obr. 52.



Obr. 52.: Výsledek simulace diplexeru.

Zapojení směšovače je na obr. 53. Port LO je připojen přes ATT článek, který je podle potřeby možné osadit. V zapojení transvertoru počítám se zařazením MMIC zesilovače před směšovač, aby bylo možné transvertor budit úrovní přibližně 1 mW, 0 dBm. Na portu IF je zařazen navržený diplexer.



Obr. 53.: Připojení periferních obvodů ke směšovači.