

# 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

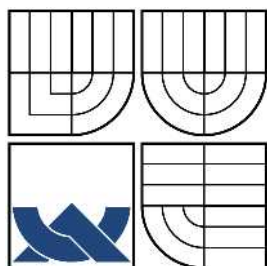
ZDROJ NOSNÉHO KMITOČTU PRO PŘENOSNÝ SIMULÁTOR  
RADIOLOKAČNÍCH SIGNÁLŮ

DIPLOMOVÁ PRÁCE  
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE  
AUTHOR

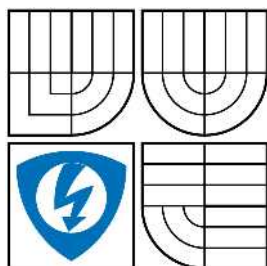
Bc. MARTIN FILIP

BRNO 2010



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

# ZDROJ NOSNÉHO KMITOČTU PRO PŘENOSNÝ SIMULÁTOR RADIOLOKAČNÍCH SIGNÁLŮ

CARRIER FREQUENCY GENERATOR FOR PORTABLE RADAR SIGNAL SIMULATOR

DIPLOMOVÁ PRÁCE  
MASTER'S THESIS

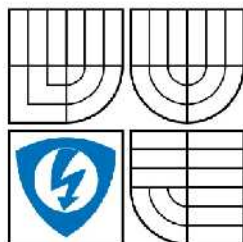
AUTOR PRÁCE  
AUTHOR

Bc. MARTIN FILIP

VEDOUCÍ PRÁCE  
SUPERVISOR

Ing. JIŘÍ ŠEBESTA, Ph.D.

BRNO 2010



VYSOKÉ UČENÍ  
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

# Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor  
**Elektronika a sdělovací technika**

**Student:** Bc. Martin Filip

**ID:** 78027

**Ročník:** 2

**Akademický rok:** 2009/2010

## NÁZEV TÉMATU:

**Zdroj nosného kmitočtu pro přenosný simulátor radiolokačních signálů**

## POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Proveďte systémový rozbor řešení zdroje nosného kmitočtu pro přenosný simulátor radiolokačních signálů v kmitočtovém rozsahu 2-18 GHz s kmitočtovým krokem 1 MHz a výstupním výkonem 0,5 W až 1 W.

Navrhněte jednotlivé obvodové části generátoru. Návrh řešení generátoru rozšiřte o kmitočtové pásmo do 36 GHz. Sestavte kompletní technickou dokumentaci pro funkční vzor zdroje nosného kmitočtu včetně desek plošných spojů.

## DOPORUČENÁ LITERATURA:

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

[2] BEZOUŠEK, P., ŠEDIVÝ, P. Radarová technika. Skriptum. Praha: Vydavatelství ČVUT v Praze, 2004.

**Termín zadání:** 8.2.2010

**Termín odevzdání:** 21.5.2010

**Vedoucí práce:** Ing. Jiří Šebesta, Ph.D.

**prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida**  
*Předseda oborové rady*

## UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení částí druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

## **ABSTRAKT**

Tato práce se zabývá rozbořem a řešením zdroje nosného kmitočtu pro přenosný simulátor radiolokačních signálů. Tento simulátor je přeladitelný v kmitočtovém pásmu 2 GHz až 18 GHz, proto je pro oscilátor tohoto zdroje použit YIG oscilátor pro své velmi velké kmitočtové přeladění. Na výstupním konektoru SMA je simulátor schopen dodávat výkon až 1W, propojkou lze tento signál přivést na interní anténu. Pro dosažení tohoto výkonu bude použitý polovodičový zesilovač.

## **KLÍČOVÁ SLOVA**

YIG  
oscilátor  
simulátor  
radiolokace

## **ABSTRACT**

This thesis deals with the analysis and solution source for carrier frequency generator for portable radar signal simulator. This simulator is tunable in the frequency range from 2 GHz to 18 GHz and as it's frequency source generator is used YIG oscillator for its very high frequency realignment. Simulator provides output power up to 1W on the SMA connector which can be connect to internal antenna by using jumper cable. To achieve this output power will be used by semiconductor amplifier.

## **KEYWORDS**

YIG  
oscillator  
simulator  
radio-location

FILIP, M. *Zdroj nosného kmitočtu pro přenosný simulátor radiolokačních signálů*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2010. 82 s., 14 s. příloh. Diplomová práce. Vedoucí práce: Ing. Jiří Šebesta, Ph.D.

# Prohlášení

Prohlašuji, že svoji diplomovou práci na téma Zdroj nosného kmitočtu pro přenosný simulátor radiolokačních signálů jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího semestrálního projektu 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 tohoto projektu 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 21. května 2010

.....  
podpis autora

# Poděkování

Děkuji vedoucímu semestrálního projektu Ing. Jiřímu Šebestovi, Ph.D. za účinnou pedagogickou pomoc, dále děkuji panu Ing. Miloslavu Machovi, CSc. za metodickou, a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne 21. května 2010

.....  
podpis autora

# Obsah

1 ÚVOD.....	11
2 Radiolokátory.....	12
2.1 Technické požadavky na simulátor.....	14
3 Generátory mikrovlnných kmitočtů.....	15
3.1 Rezonátor s povrchovou akustickou vlnou.....	15
3.2 Dielektrický rezonátor.....	15
3.3 Varaktorem laděný rezonátor.....	17
3.4 YIG oscilátor.....	17
3.5 Přímá digitální syntéza.....	19
3.6 Stabilita a přesnost kmitočtu.....	21
3.7 Shrnutí.....	22
4 Fázový závěs.....	23
4.1 Základní bloky PLL.....	23
4.2 PLL syntezátor.....	25
5 Násobiče kmitočtu.....	27
5.1 Pasivní násobiče.....	27
5.2 Aktivní násobiče.....	27
6 Zesilovač.....	29
7 Obvodové části simulátoru.....	30
7.1 Blokové schéma.....	30
7.2 Skladba plošného spoje.....	30
7.3 Popis jednotlivých částí.....	32
7.3.1 YIG oscilátor 2 – 18 GHz.....	32
7.3.2 Směrová odbočnice.....	36
7.3.3 Dělička kmitočtu.....	37
7.3.4 Řízený útlum.....	41
7.3.5 Mikrovlnné přepínače.....	44
7.3.6 Kmitočtové filtry.....	48
7.3.7 Předzesilovače.....	55
7.3.8 Výkonový zesilovač 2 – 18 GHz.....	58
7.3.9 Násobič kmitočtu 2x.....	61
7.3.10 Výkonový zesilovač 30 – 36 GHz.....	62
7.3.11 Blok řízení.....	63
7.3.12 Anténní systém.....	64
8 Výkonová bilance a dosažené parametry simulátoru.....	66
8.1 Možné úpravy v realizaci pro získání lepších parametrů.....	72
9 ZÁVĚR.....	78
10 POUŽITÁ LITERATURA.....	79
11 Seznam symbolů, veličin a zkratk.....	81
12 Přílohy:.....	82
A)Cejchovní protokol oscilátoru MLXS-0218SD.....	1
B)Katalogový list zdvojovače kmitočtu TD0040LA2.....	2
C)Měřicí protokol zesilovače SP3510-35-30.....	4
D)Schéma zapojení řídicí a napájecí části.....	5
E)Motiv plošného spoje.....	7
F)Parametry trychtýřové antény DRH20.....	9
G)Parametry trychtýřové antény H-A40.....	11

## Seznam obrázků

Obr. 1: Blokové schéma primárního radaru (převzato z [1]) .....	13
Obr. 2: Struktura jednoportového SAW rezonátoru (převzato z [2]) a napětím laditelný SAW oscilátor .....	15
Obr. 3: Fotografie DRO pro frekvenci 10 GHz (převzato z [9]) .....	16
Obr. 4: Doporučené metody stabilizace kmitočtu dielektrického rezonátoru (převzato z [2]) .....	16
Obr. 5: Mechanický náčrt YIG oscilátoru (převzato z [2]) .....	17
Obr. 6: Jádru YIG oscilátoru (převzato z [6]) .....	18
Obr. 7: Standardní rozmístění pinů na krytu YIG oscilátoru .....	19
Obr. 8: Jednoduché schéma DDS systému (převzato z [7]) .....	20
Obr. 9: Digitální fázový kruh (převzato z [7]) .....	20
Obr. 10: Blokové schéma integrovaného obvodu AD9852 (převzato z [8]) .....	21
Obr. 11: Stanovení stability kmitočtu (převzato z [3]) .....	21
Obr. 12: Stanovení přesnosti kmitočtu (převzato z [3]) .....	22
Obr. 13: Základní blokové schéma fázového závěsu .....	23
Obr. 14: Různé variace zapojení detektoru fáze (převzato z [2]) .....	24
Obr. 15: Nejčastěji používané dolní propusti u PLL [3] .....	25
Obr. 16: Blokové schéma jednoduchého PLL syntezátoru .....	25
Obr. 17: Blokové schéma PLL syntezátoru pro vysoké frekvence s použitím DDS .....	26
Obr. 18: Základní schéma aktivního násobiče kmitočtu (převzato z [10]) .....	27
Obr. 19: Širokopásmový aktivní násobič (převzato z [16]) .....	28
Obr. 20: Fotografie čipu zesilovače 2 - 20 GHz vyrobený MMIC technologií (převzato z [15]) .....	29
Obr. 21: Základní blokové schéma .....	30
Obr. 22: Skladba plošného spoje v řezu .....	31
Obr. 23: YIG oscilátor MLXS-0218SD (převzato z [17]) .....	32
Obr. 24: Časová stabilita kmitočtu oscilátoru po zapnutí pro nastavený kmitočet 2 GHz při konstantní teplotě okolí +25°C .....	33
Obr. 25: Časová stabilita kmitočtu oscilátoru po zapnutí pro nastavený kmitočet 18 GHz při konstantní teplotě okolí +25°C .....	34
Obr. 26: Závislost kmitočtu oscilátoru na teplotě okolí .....	34
Obr. 27: Příkon oscilátoru v závislosti na nastaveném kmitočtu .....	35
Obr. 28: Výstupní výkon YIG oscilátoru v závislosti na kmitočtu .....	35
Obr. 29: Model směrové odbočnice v Ansoft Designeru .....	36
Obr. 30: Motiv směrové odbočnice (měřítko 2:1) .....	36
Obr. 31: Změřená závislost přenosu mezi porty 1 a 2 (modře) a porty 1 a 3 (oranžově) .....	36
Obr. 32: Fotografie krabičky směrové odbočnice .....	37
Obr. 33: Schéma zapojení děličky kmitočtu .....	38
Obr. 34: Blokové schéma obvodu HMC494 (převzato z [20]) .....	38
Obr. 35: a) Požadovaná úroveň vstupního signálu      b) Výstupní úroveň signálu obvodu HMC494 (převzato z [20]) .....	39
Obr. 36: a) Předepsaná úroveň vstupního signálu      b) Výstupní úroveň signálu obvodu HMC434 (převzato z [21]) .....	39
Obr. 37: Motiv plošného spoje děličky kmitočtu .....	39
Obr. 38: Vstupní a výstupní kmitočet děličky 64 v časové doméně .....	40
Obr. 39: Histogram TIE výstupního kmitočtu při vstupním kmitočtu 2 GHz. ....	40
Obr. 40: Blokové schéma obvodu HMC424 .....	41
Obr. 41: Schéma zapojení řízeného atenuátoru .....	42



Obr. 42: Motiv plošného spoje řízeného atenuátoru .....	42
Obr. 43: Frekvenční závislost vložného útlumu atenuátoru HMC424 .....	43
Obr. 44: Normalizovaný útlum atenuátoru HMC424 .....	43
Obr. 45: Odchylka od požadované hodnoty útlumu .....	44
Obr. 46: Blokové schéma obvodu HMC547LP3 .....	45
Obr. 47: Přepínač N228BNF1 a S438ADF1 .....	45
Obr. 48: Frekvenční závislost průchozího útlumu v sepnutém stavu přepínače N228BNF1 ..	46
Obr. 49: Frekvenční závislost průchozího útlumu v sepnutém stavu přepínače S438ADF1 ...	47
Obr. 50: Schéma zapojení (vlevo) a motiv plošného spoje (vpravo) pro přepínače HMC547LP3 .....	47
Obr. 51: Frekvenční závislost průchozího útlumu DPS s přepínači HMC547LP3 .....	48
Obr. 52: Frekvenční spektrum YIG oscilátoru v uvažovaném 1. pásmu .....	49
Obr. 53: Motiv filtru pro 1. pásmo .....	49
Obr. 54: Simulace filtru pro 1. pásmo v Ansoft Designeru .....	50
Obr. 55: Frekvenční charakteristika filtru pro 1. pásmo .....	50
Obr. 56: Frekvenční spektrum YIG oscilátoru v uvažovaném 2. pásmu .....	51
Obr. 57: Motiv filtru pro 2. pásmo .....	51
Obr. 58: Simulace filtru pro 2. pásmo v Ansoft Designeru .....	52
Obr. 59: Frekvenční charakteristika filtru pro 2. pásmo .....	52
Obr. 60: Frekvenční spektrum YIG oscilátoru v uvažovaném 3. pásmu .....	53
Obr. 61: Motiv filtru pro 3. pásmo .....	53
Obr. 62: Simulace filtru pro 3. pásmo v Ansoft Designeru .....	54
Obr. 63: Frekvenční charakteristika filtru pro 3. pásmo .....	54
Obr. 64: Motiv plošného spoje s pásmovými filtry .....	55
Obr. 65: HMC465LP5 .....	55
Obr. 66: Schéma zapojení DPS se zesilovačem HMC465LP5 .....	56
Obr. 67: Deska plošného spoje se zesilovačem HMC465LP5 .....	56
Obr. 68: Frekvenční závislost zesílení zesilovače HMC465LP5 .....	57
Obr. 69: Zesilovač HMC-C002 .....	57
Obr. 70: Frekvenční závislost zesílení zesilovače HMC-C002 .....	58
Obr. 71: Pohled na strukturu čipu zesilovače a finální výrobek (převzato z [15]) .....	58
Obr. 72: Průběhy zesílení, vstupní a výstupní ztráty odrazem a závislost zesílení na hodnotě napětí $V_c$ uvedené v katalogovém listu (převzato z [15]) .....	59
Obr. 73: Schéma zapojení desky plošného spoje s TGA2509-EPU-FL .....	59
Obr. 74: Motiv plošného spoje TGA2509-EPU-FL .....	60
Obr. 75: Fotografie výkonového zesilovače 2 - 18 GHz .....	61
Obr. 76: Frekvenční zdvojovač TD0040LA2 .....	61
Obr. 77: Výstupní výkony jednotlivých harmonických složek signálu vstupujícího do zdvojovače Miteq TD0040LA .....	62
Obr. 78: Fotografie zesilovače SP3510-35-30 .....	62
Obr. 79: Změřené parametry zesilovače SP3510-35-30 .....	63
Obr. 80: Anténa DRH20 .....	64
Obr. 81: Anténa H-A40 .....	65
Obr. 82: Výkonový úroňový diagram .....	66
Obr. 83: Výkonový úroňový diagram s přidaným zesilovačem .....	67
Obr. 84: Výstupní výkon na konektoru do antény .....	67
Obr. 85: Spektrum kmitočtů na anténním konektoru v uvažovaném 1. pásmu .....	68
Obr. 86: Spektrum kmitočtů na anténním konektoru v uvažovaném 2. pásmu .....	69
Obr. 87: Spektrum kmitočtů na anténním konektoru v uvažovaném 3. pásmu .....	69
Obr. 88: Spektrum kmitočtů na anténním konektoru v uvažovaném 4. pásmu .....	70

Obr. 89: Několik pulzů signálu v časové doméně .....	71
Obr. 90: Jeden pulz .....	71
Obr. 91: Detail náběhu výkonu v pulzu .....	72
Obr. 92: Blokové schéma .....	73
Obr. 93: Blokové schéma relé R591 722 440 (převzato z [24]) .....	73
Obr. 94: Spektrum kmitočtů na anténním konektoru v uvažovaném 1. pásmu .....	74
Obr. 95: Spektrum kmitočtů na anténním konektoru v uvažovaném 2. pásmu .....	75
Obr. 96: Spektrum kmitočtů na anténním konektoru v uvažovaném 3. pásmu .....	75
Obr. 97: Spektrum kmitočtů na anténním konektoru v uvažovaném 4. pásmu .....	76
Obr. 98: Blokové schéma další úpravy .....	77
Obr. 99: Závislost výstupního výkonu na vstupním výkonu násobiče XX1000-QT (převzato z [25]) .....	77

## Seznam tabulek

Tabulka 1: Některá frekvenční pásma přidělená radarové službě (převzato z [1]).....	12
Tabulka 2: Parametry YIG oscilátoru MLXS-0218SD.....	32
Tabulka 3: Příklad pro několik kmitočtů.....	37
Tabulka 4: Pravdivostní tabulka obvodu HMC424.....	41
Tabulka 5: Parametry mikrovlnných přepínačů.....	46
Tabulka 6: Rozdělení kmitočtového pásma 2 - 18 GHz na subpásma pro potlačení vyšších harmonických složek signálu.....	48
Tabulka 7: Parametry obvodu HMC465LP5.....	55
Tabulka 8: Parametry zesilovače HMC-C002.....	57

# 1 ÚVOD

Přenosný simulátor radiolokačních signálů je zařízení, určené např. pro testování funkce varovných radiolokačních systémů vojenských letounů, pasivních průzkumných a varovných radiolokačních zařízení. Dalšími možnostmi jeho využití jsou např. pro výcvik osádek letounů a obsluh radiolokačních průzkumných a varovných zařízení.

Cílem této diplomové práce je provést rozbor možností řešení zdroje nosného kmitočtu pro přenosný simulátor radiolokačních signálů a navrhnout vhodné řešení jednotlivých obvodových částí. Je požadována přeladitelnost v kmitočtovém rozsahu 2 – 18 GHz a 30 – 36 GHz. Předpokládá se krok nastavení nosného kmitočtu 1 MHz v pásmu 2 – 18 GHz a 2 MHz pro pásmo 30 – 36 GHz a předpokládaný výkon do antény v rozsahu 0,5 – 1 W.

V teoretické části této práce je shrnuto základní rozdělení radiolokátorů a jejich parametry, dále pak jsou rozebrány různé druhy generátorů kmitočtu a vhodnost jejich použití pro tento radiolokační simulátor a uvedena stručná teorie fázového závěsu a frekvenčního syntezátoru. Na toto navazuje základní blokové schéma koncepce řešení obvodové části funkčního vzoru simulátoru s popisem a návrhem řešení jednotlivých dílčích bloků.

Získané výsledky změřených parametrů jsou v poslední části práce vyhodnoceny a jsou stručně nastíněny možné úpravy a modifikace zapojení dílčích bloků, které mají další přínos na funkčnost simulátoru.

## 2 Radiolokátory

Simulátor radiolokačních signálů vysílá radiotechnické signály, jejichž technické parametry jsou blízké parametrům reálných radiolokátorů. Vyhrazená kmitočtová pásma<sup>1</sup> nosných kmitočtů radiolokátorů pro civilní aplikace jsou v tabulce 1.

Označení pásma	Nominální rozsah frekvencí pásma	Některá pásma přidělená radiolokační službě (v Evropě)
VHF	30 – 300 MHz	
UHF	0,3 – 1 GHz	
L	1 – 2 GHz	1,625 – 1,635 GHz
S	2 – 4 GHz	2,3 – 2,5 GHz, 2,7 – 3,6 GHz
C	4 – 8 GHz	5,25 – 5,85 GHz
X	8 – 12 GHz	8,5 – 10,68 GHz
Ku	12 – 18 GHz	13,4 – 14,0 GHz, 15,7 – 17,7 GHz
K	18 – 27 GHz	24,05 – 24,25 GHz
Ka	27 – 40 GHz	33,4 – 36,0 GHz
V	40 – 75 GHz	59 – 64 GHz

Tabulka 1: Některá frekvenční pásma přidělená radarové službě (převzato z [1])

### Radiolokátory dělíme podle:

#### a) principu činnosti:

- primární
- sekundární
- poloaktivní
- pasivní

#### b) způsobu modulace vysílaného signálu:

- kontinuální (CW – Continuous Wave)
- pulzní

#### c) podle místa využití

- pozemní
  - řízení letového provozu a navádění letounů
  - průzkum vzdušného provozu
  - zjišťování pozemních a vzdušných pohyblivých cílů
  - navádění zbraňových systémů
  - meteorologie
  - další speciální použití (měření rychlosti, parkovací asistent, atd.)

1 Podle ITU-R V.431

- palubní
  - zjišťování vzdušných cílů
  - navádění zbraní a vojenských letounů
  - mapování terénu, výškoměry
  - meteorologické

Podrobné informace o této tématice lze nalézat např. v [1]

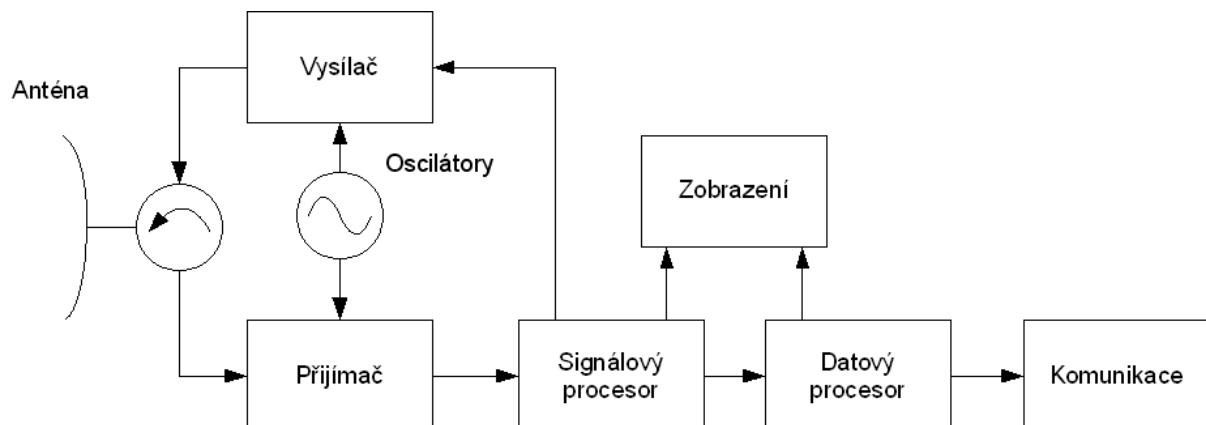
### Parametry radiolokátorů:

#### a) technické

- pracovní kmitočet
- druh použité modulace
- výkon vysílače
- citlivost přijímače
- vyzařující diagram anténního systému a další

#### b) taktické

- oblast přehledování (vzdálenost, azimut, polohový úhel)
- doba přehledu (otáčky antény)
- počet, druh a přesnost určovaných souřadnic
- rozlišovací schopnost
- odolnost proti rušení



Obr. 1: Blokové schéma primárního radaru (převzato z [1])

V této práci se budu nadále zabývat pouze vysílací částí primárního radaru, tj. pouze bloky „Oscilátory“ a „Vysílač“ z obr. 1.

## 2.1 *Technické požadavky na simulátor*

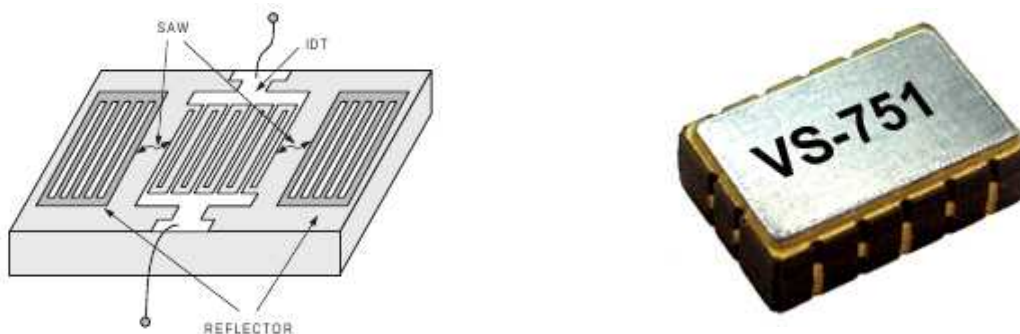
- Frekvenční rozsah: přeladitelnost v pásmu 2 – 18 GHz s krokem 1 MHz a v pásmu 30 – 36 GHz s krokem 2 MHz
- Modulace kmitočtu: CW  
Impulzní – délka impulzu 0,1 $\mu$ s až 1 ms, krok nastavení 0,1 $\mu$ s  
– perioda 2  $\mu$ s až 6 ms, krok nastavení 0,1 $\mu$ s
- Simulace otáčení antény – 0,1 až 60 s
- Regulace výstupního výkonu
- Vf výstup: na konektor pro připojení externí antény (či jiného zařízení)  
do vysílací antény
- Napájení: bateriové  
síťové 230 V / 50 Hz

## 3 Generátory mikrovlnných kmitočtů

Pro generování harmonického signálu v mikrovlnné oblasti existuje několik možností. Vhodné metody jsou použití rezonátorů s povrchovou akustickou vlnou (Surface Acoustic Wave – SAW), dielektrické rezonátory, YIG oscilátory které se vyznačují velikou přeladitelností nebo rezonátory s varaktorem, které jsou výhodné z důvodu elektronického ladění a v neposlední řadě přímá číslicová syntéza. V této části budou generátory stručně popsány, bude zde uveden souhrn jejich vlastností a vhodnost pro použití jako zdroje kmitočtu v simulátoru.

### 3.1 Rezonátor s povrchovou akustickou vlnou

Tyto rezonátory připomínají svým ekvivalentním obvodovým zapojením krystal, pouze vylepšeným o zapojení kapacity na zem [2]. Rezonátor s povrchovou akustickou vlnou se často používá v syntetizérech jako zdroj referenčních hodin a to zejména kvůli velmi malému fázovému šumu a velmi stabilnímu kmitočtu. Tyto rezonátory se vyrábějí v jedno, nebo dvou-portovém provedení.



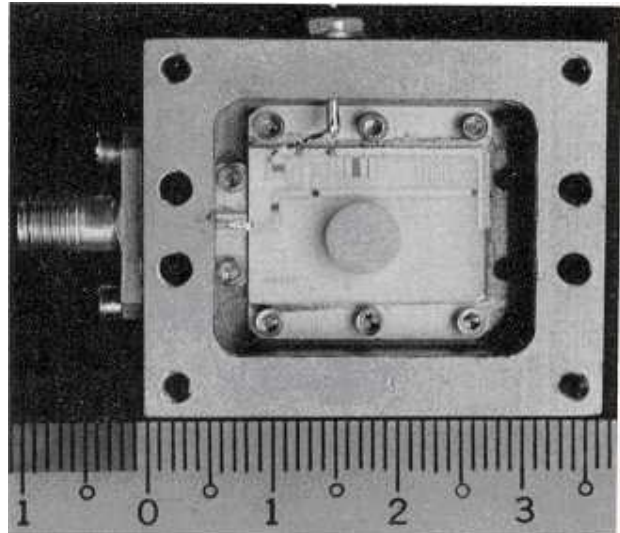
Obr. 2: Struktura jednoportového SAW rezonátoru (převzato z [2]) a napětím laditelný SAW oscilátor

Oscilátory se SAW rezonátory se většinou vyrábí pro pevně danou frekvenci. Lze se setkat i s napětím laditelnými oscilátory pod zkratkou VCSO (Voltage Controlled SAW Oscilator).

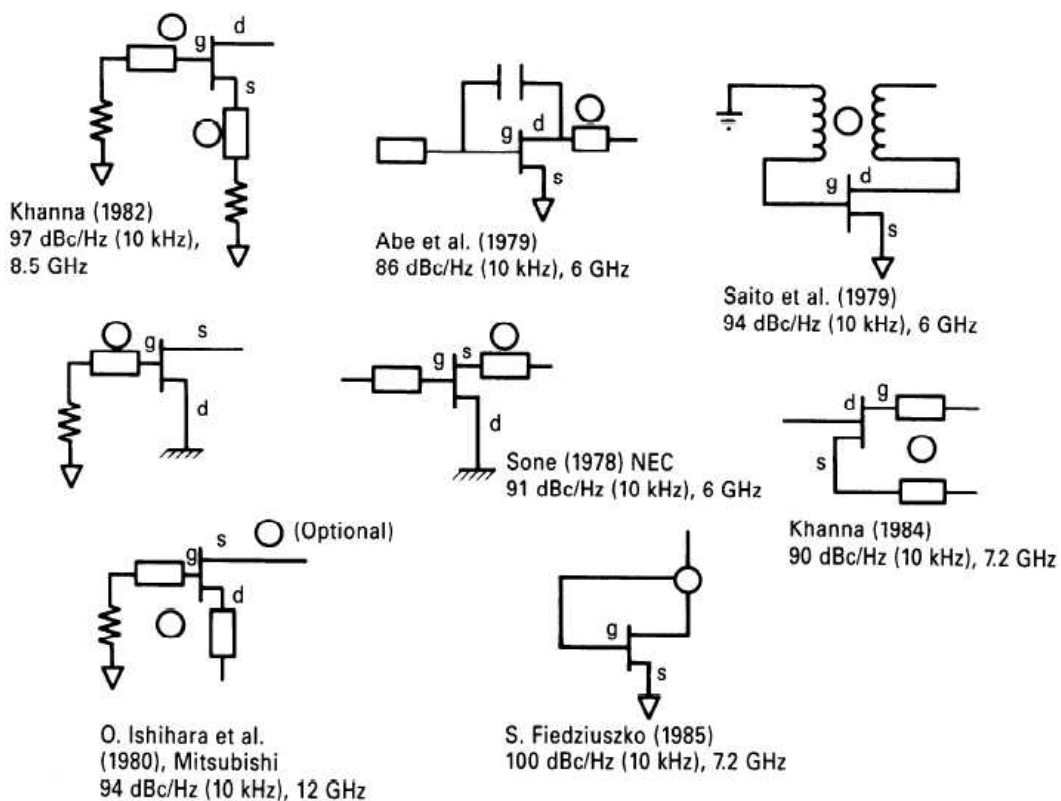
### 3.2 Dielektrický rezonátor

Dielektrický rezonátor je tvořen vysoce dielektrickým materiálem navázaným do přizpůsobeného vedení nebo na mikropáskovou strukturu. Vyznačují se zejména nízkým fázovým šumem, kompaktními rozměry, stálostí kmitočtu v závislosti na teplotě a jednoduchou konstrukcí. Frekvence kmitání je dána fyzickými rozměry rezonátoru a její změna se provádí mechanicky změnou vzdálenosti stínícího krytu od horní strany rezonátoru.

Oscilátor s dielektrickým rezonátorem využívá většinou jako aktivní prvek GaAs tranzistor pro vysoké frekvence, nebo pro nižší kmitočty křemíkový bipolární tranzistor z důvodu nižšího fázového šumu [9]. Na obr. 4 jsou obvyklé metody frekvenční stabilizace kmitočtu včetně dosažené hodnoty fázového šumu (jednotka dBc/Hz). Elektronické změny kmitočtu se docílí navázáním na úsek vedení s jedním nebo dvěma varaktory, takovýto oscilátor je poté laditelný v šířce pásma cca 0,2 %. Využití těchto rezonátorů je v různých komunikačních systémech, nosné kmitočty radiolokátorů a stejně jako SAW rezonátor se také často používá jako zdroj frekvenční reference.



Obr. 3: Fotografie DRO pro frekvenci 10 GHz (převzato z [9])



Obr. 4: Doporučené metody stabilizace kmitočtu dielektrického rezonátoru (převzato z [2])



### 3.3 Varaktorem laděný rezonátor

Využívají proměnné kapacity polovodičového PN přechodu zapojeného v závěrném směru (bariérová kapacita). Varaktory jsou navrhovány tak, aby bylo dosaženo co možná nejmenších ztrát, a tím pádem vysoké jakosti (Q). Použitím křemíkových varaktorů lze dosáhnout vyšší rychlosti přeladění, galiumarsenidové (GaAs) varaktory dosahují vyššího Q. Kapacitní zdvih CMAX:CMIN se pohybuje u běžných součástek v rozmezí 2 až 6, u speciálních lze dosáhnout zdvihu 12 a více. Podle [2] se v mikrovlnném a milimetrovém pásmu často místo varaktoru používá GaAs FET tranzistorem u kterého se propojí vývody Source a Drain. Ladění oscilátoru pomocí varaktoru je nevýhodné z hlediska linearity přeladění, protože kapacita varaktoru se nemění lineárně s přiloženým napětím.

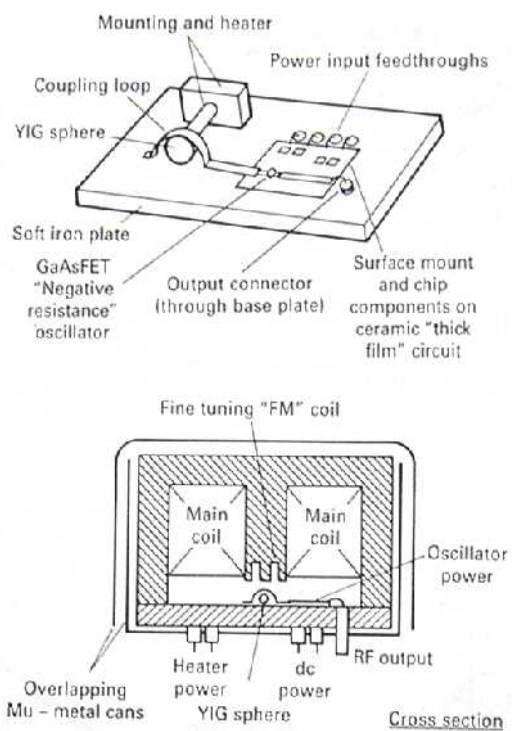
### 3.4 YIG oscilátor

YIG rezonátor je feritová koule z yttritoželezitého granátu  $Y_2Fe_2(FeO_4)_3$  vyznačující se vysokou jakostí (typicky  $Q > 1000$ ). YIG rezonátor se přeladuje změnou magnetického pole. Na obr. 6 je vyfotografován detail oscilátoru na kterém je zachycen YIG rezonátor (koule) oscilátoru - zde umístěn na krátké keramické tyčce.

YIG oscilátory jsou jediný přímý zdroj kmitočtu přeladitelný v tak širokém spektru kmitočtů. Tyto oscilátory jsou také známé díky své výjimečné linearitě výstupní frekvence v závislosti na velikosti magnetického pole, a tedy i proudu jak bude vysvětleno dále.

Ladění kmitočtu se provádí pomocí hlavní cívky (na obr. 5 - Main coil), která ve spojení s krytem oscilátoru vytváří elektromagnet. Frekvence se podle [5] mění o 2,8 MHz se změnou magnetického pole o 1 Gauss. Čili zvyšováním proudu přes hlavní cívku se zvyšuje magnetické pole a frekvence YIG rezonátoru. Takto lze zvyšovat frekvenci až do magnetické saturace. Podle [5] je hlavní cívka tvořena obvykle měděným drátem s 500-1000 závitů, její odpor je podle [6] zhruba 10  $\Omega$ . Z důvodu teplotní závislosti odporu měděného drátu cívky je tato cívka buzena zdrojem konstantního proudu a tím je zaručeno neměnné magnetické pole. Citlivost ladění udávaná u těchto oscilátoru je závislost mezi frekvencí a proudem hlavní cívkou a udává se v MHz/mA, obvyklá hodnota je 20 MHz/mA [6].

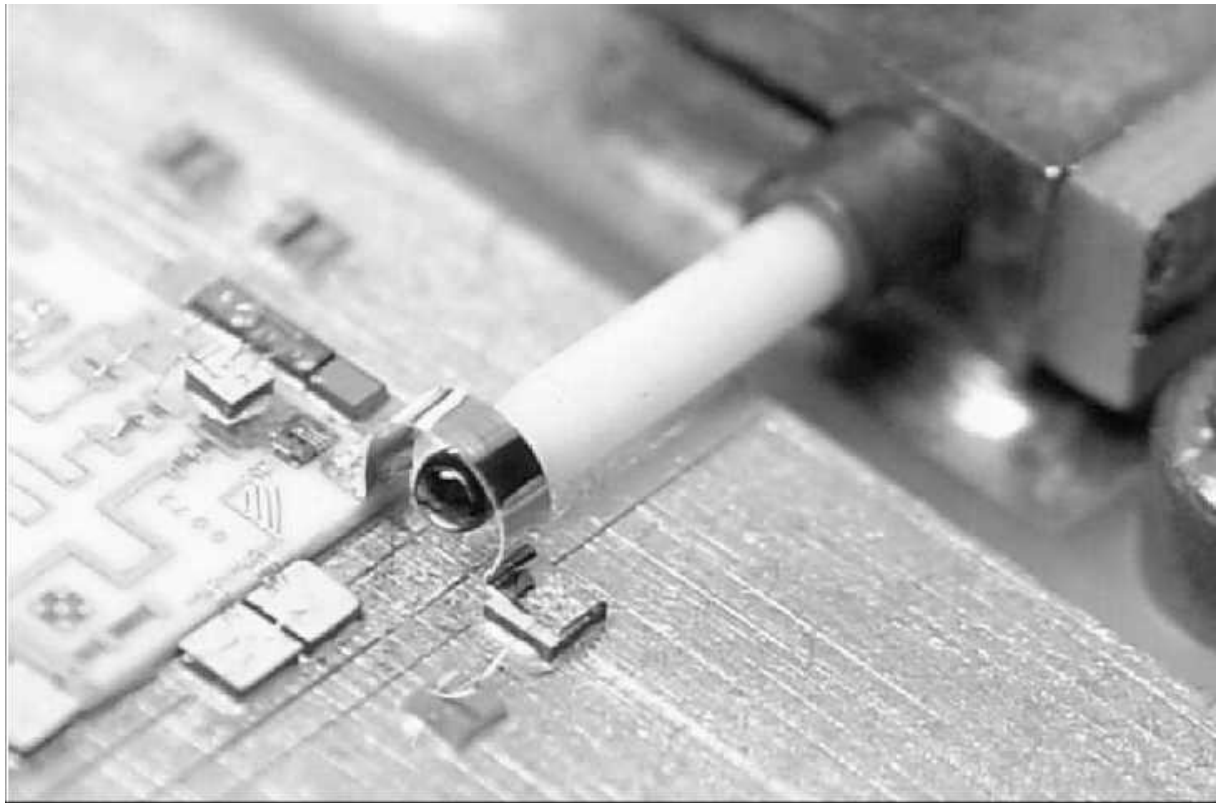
Druhá cívka (na obrázku 5 - Fine tuning – FM) se používá k frekvenční modulaci nebo pro jemné doladění frekvence např. pomocí smyčky fázového závěsu. V porovnání s hlavní cívkou je tato menší, typicky ji tvoří 10-15 závitů. Díky malému počtu závitů má malou indukčnost, ale také malý odpor (cca 1  $\Omega$ ) a proto s ní lze velmi rychle přeladovat, ale pouze



Obr. 5: Mechanický náčrt YIG oscilátoru (převzato z [2])

v rozsahu několika desítek až stovek kHz. Citlivost této cívky bývá mezi 300 - 450 kHz/mA.

YIG oscilátory se projevují frekvenčním driftem, který je obvykle inverzně úměrný okolní teplotě, neboli se vzrůstající teplotou frekvence klesá.



Obr. 6: Jádro YIG oscilátoru (převzato z [6])

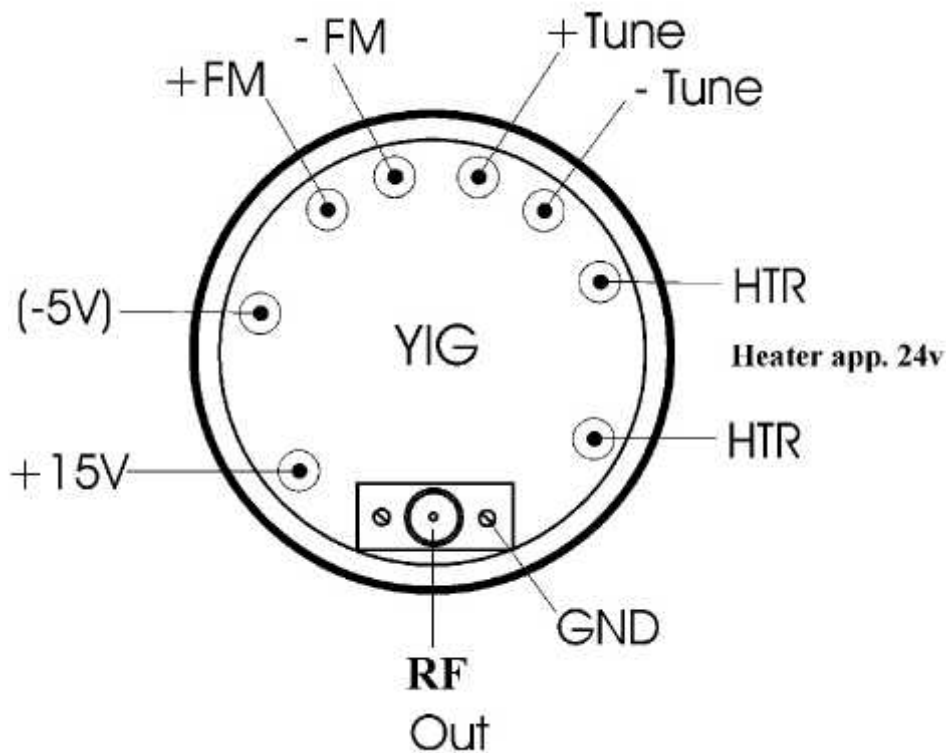
### Popis pinů YIG oscilátoru

Na obr. 7 je znázorněno standardní rozmístění vývodů YIG oscilátoru [6]. Vývody hlavní cívky se značí „+tune“ a „-tune“, cívka pro jemné doladění je označena „+FM“ a „-FM“.

Dvojice vývodů označená jako „HTR“ slouží k vyhřívání YIG rezonátoru a udržování na přibližně konstantní teplotě. Pokud nám nebude vadit větší frekvenční drift, nemusíme tyto piny vůbec napájet.

Na výstupním konektoru, většinou SMA (*SubMiniature version A*) lze očekávat výkon v rozmezí +10 až +15 dBm, ovšem tento výkon není v celém rozsahu přeladění konstantní, ale mírně kolísá (např. o  $\pm 2$  dB).

Dá se říci, že většina výrobců se drží standardního označení vývodů a standardních napětí, ale lze se setkat i s oscilátory které nemají např. vývody „+FM“ a „-FM“, nebo „-5V“, popř. s oscilátory které mají jiné napěťové požadavky.



Obr. 7: Standardní rozmístění pinů na krytu YIG oscilátoru

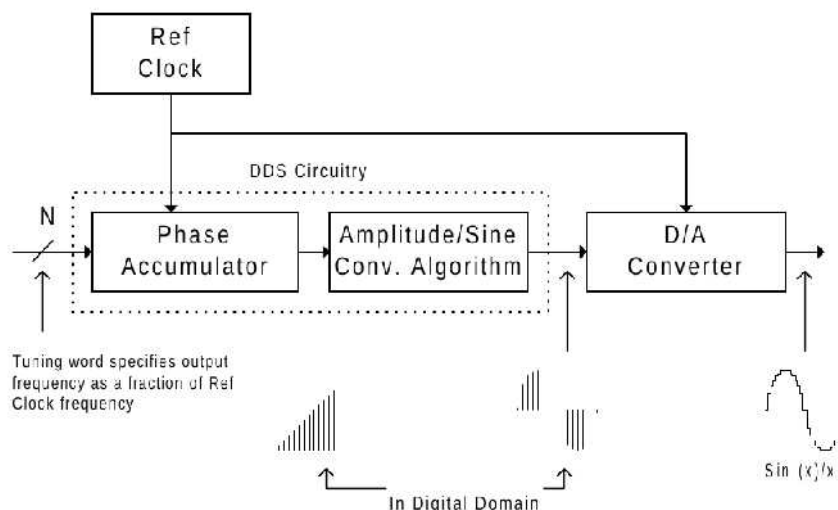
### 3.5 Přímá digitální syntéza

Přímé digitální syntéza (DDS – Direct Digital Synthesis) je technika, při které se používají obvody číslicového zpracování signálu, pro vytváření frekvenčně a fázově modulovaného výstupního signálu ze stabilního zdroje referenčního kmitočtu. Frekvence referenčního signálu je v obvodu DDS upravována řídicím slovem, které je typicky 24 až 48 bitové, čímž je zajištěno ladění výstupního kmitočtu po velmi jemných krocích.

V současnosti se vyrábí velká řada DDS ve formě integrovaných obvodů s minimální potřebou externích součástek, což konstrukci laditelného syntezátoru velmi usnadňuje. Blokové schéma DDS obvodu AD9852 je na obr. 10.

Výhody použití DDS jsou podle [7]:

- Ladění výstupní frekvence s velmi jemným rozlišením a ladění fáze na desetiny stupně použitím digitálního ladicího slova
- Extrémně rychlé skokové změny výstupní frekvence a fáze, změna frekvence je fázově spojitá bez „přestřelení“ nebo jiných anomálií
- Netrpí tzv. teplotním driftem



Obr. 8: Jednoduché schéma DDS systému (převzato z [7])

### Princip činnosti:

Na obr. 8 je jednoduché blokové schéma DDS, které obsahuje Akumulátor fáze (Phase Accumulator), složený ze sčítačky a fázového registru, na který se přivádí N-bitové ladící slovo. Výstup akumulátoru fáze je veden do PROM paměti, ve které je uložena tabulka funkce sinus. Hodnoty z tabulky jsou vyčítány a přiváděny na D/A převodník na jehož výstup je nutné připojit filtr typu dolní propust pro omezení vyšších harmonických výstupního signálu.

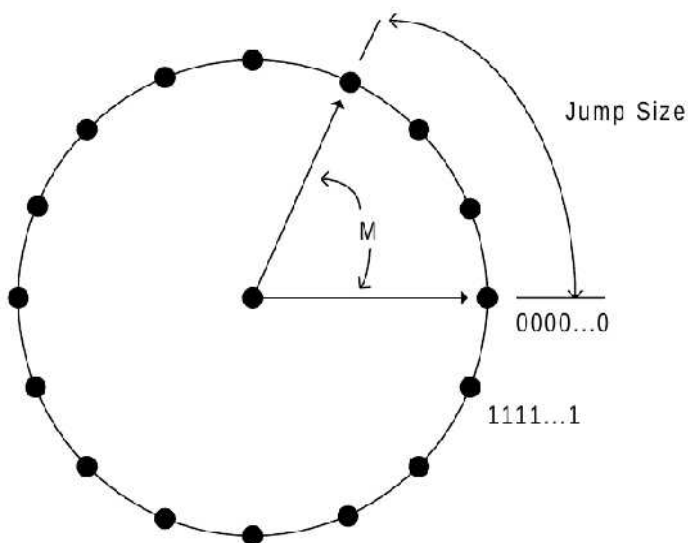
Činnost akumulátoru lze ukázat na digitálním fázovém kruhu (obr. 9). Výstupní frekvence ( $f_{OUT}$ ) je závislá na hodnotě řídicího slova  $M$  a na referenčním kmitočtu ( $f_{ref}$ ).

$$f_{OUT} = \frac{M \cdot f_{ref}}{2^N}, \quad (1)$$

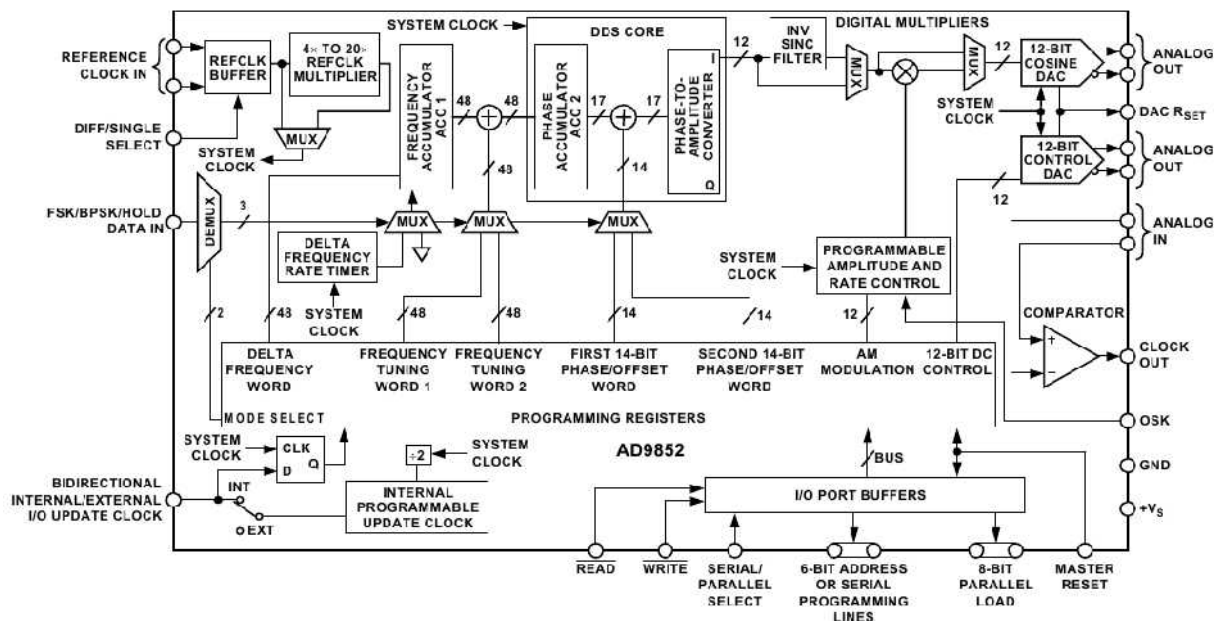
kde  $N$  je počet bitů

Výstup fázového akumulátoru má pilovitý průběh (viz obr. 8) a z toho důvodu je v obvodu PROM paměť s tabulkou hodnot.

Podrobné informace o teorii DDS včetně popisu jednotlivých bloků integrovaného obvodu DDS lze čerpat např z [7].



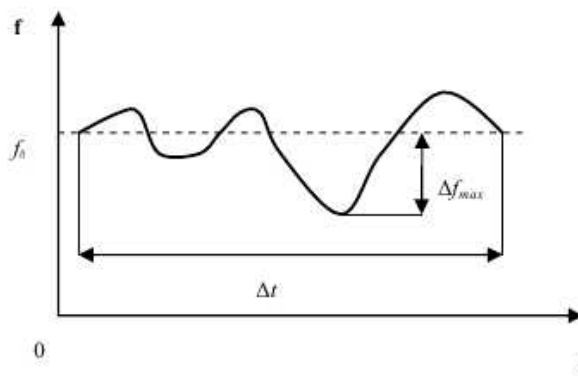
Obr. 9: Digitální fázový kruh (převzato z [7])



Obr. 10: Blokové schéma integrovaného obvodu AD9852 (převzato z [8])

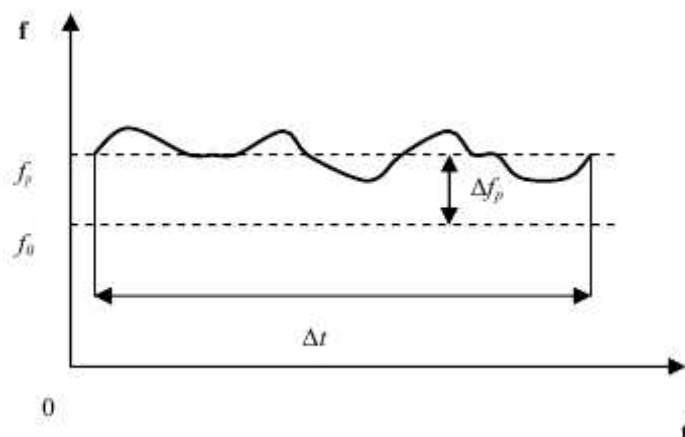
### 3.6 Stabilita a přesnost kmitočtu

**Stabilita kmitočtu** [3] je definována jako míra změny kmitočtu s časem. Číselně se vyjadřuje jako největší relativní změna  $\Delta f_{MAX}/f_0$  v určitém časovém intervalu  $\Delta t$  (viz obr. 11). Podle délky časového intervalu rozlišujeme stabilitu kmitočtu na krátkodobou ( $\Delta t$  řádově 1 s nebo méně) nebo dlouhodobou ( $\Delta t$  mnohem větší než 1 s).



Obr. 11: Stanovení stability kmitočtu (převzato z [3])

**Přesnost kmitočtu** [3] je vyjádřena poměrnou odchylkou  $\Delta f_p/f_0$  stanovenou opět v určitém časové intervalu  $\Delta t$ , kde  $\Delta f_p$  je rozdíl střední hodnoty kmitočtu a jmenovitého kmitočtu  $f_0$ . Jinými slovy přesnost kmitočtu udává o kolik se liší měřený kmitočet od požadovaného (obr. 12).



Obr. 12: Stanovení přesnosti kmitočtu (převzato z [3])

### 3.7 Shrnutí

V této kapitole byly popsány různé druhy mikrovlnných generátorů kmitočtu. Výstupní výkon těchto generátorů se pohybuje v řádu miliwattů, typicky se lze v katalogových listech setkat s hodnotami v rozmezí 1 – 10 mW (tj. 0 – 10 dBm<sup>2</sup>).

Pro generování harmonického signálu který je přeladitelný v pásmech S, C, X a Ku (Tabulka 1) se nejlépe hodí použít přímou číslicovou syntézu, která vyniká přesností požadovaného kmitočtu, velmi nízkým fázovým šumem a teplotní nezávislostí, ovšem jako největší nevýhoda číslicového syntezátoru v zadaném kmitočtovém pásmu 2 – 18 GHz je jeho cena.

Další možností generování nosného kmitočtu v tomto pásmu přeladitelnosti je použít YIG oscilátor. Ladění tohoto oscilátoru probíhá analogově pomocí proudu procházejícího cívkou. YIG oscilátor trpí teplotním driftem. Dá se očekávat, že jeho přesnost a kmitočtová stabilita bude řádově menší než číslicového syntezátoru. Pořizovací náklady jsou však podstatně menší.

2 Jednotka dBm (decibel nad miliwattem) udává logaritmický poměr požadovaného výkonu vztahený k 1 mW výkonu.

## 4 Fázový závěs

Fázový závěs – PLL (Phase Locked Loop), jehož blokové schéma je na obr. 13, je obvodové zapojení, které tvoří zpětnou vazbu a udržuje (vyrovnává) fázový rozdíl referenčního kmitočtu a výstupního kmitočtu laditelného oscilátoru.

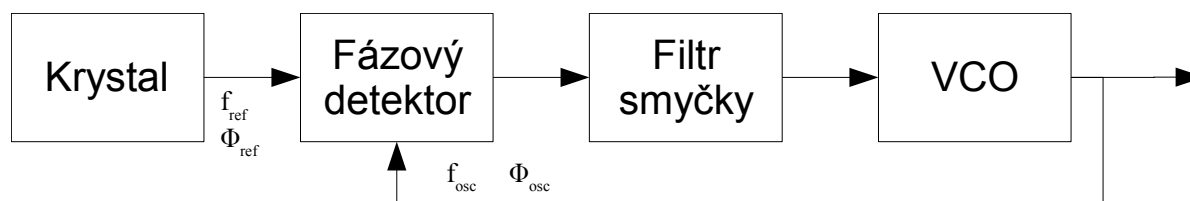
### Popis činnosti PLL

Na vstupy fázového detektoru je přiváděn a porovnáván referenční signál s fází  $\Phi_{ref}$  a signál z výstupu VCO s fází  $\Phi_{osc}$ . Na výstupu fázového detektoru vzniká napětí (impulsní) které je úměrné rozdílu fází vstupních kmitočtů. Toto napětí projde filtrem smyčky (dolní propust) a je jím laděn VCO.

Pracovní režimy ve kterých se PLL může nacházet se nazývají **režim sledování** (tracking) a **režim zachycování** (acquisition).

### 4.1 Základní bloky PLL

- fázový detektor (PD – Phase Detector)
- filtr smyčky (LF – Loop Filter)
- Napětím řízený oscilátor (VCO)
- Zdroj referenčního kmitočtu



Obr. 13: Základní blokové schéma fázového závěsu

#### Fázový detektor

Detektor fáze můžeme použít jak analogový (např. dvojitě vyvážený směšovač) tak i digitální, tvořený hradly OR, XOR, klopnými obvody JK či RS nebo třístavový fázově-frekvenční komparátor (obr. 14).

#### Filtr smyčky

Tento filtr typu dolní propust, který podle [3] je převážně prvního či druhého řádu, slouží k potlačení vysokofrekvenční a šumové složky výstupního napětí fázového detektoru. Vyfiltrované napětí na výstupu filtru slouží k ladění VCO. Parametry smyčky rozhodují o dynamických vlastnostech celého fázového závěsu. Nejčastěji používané filtry PLL včetně jejich přenosových funkcí jsou na obr. 15.

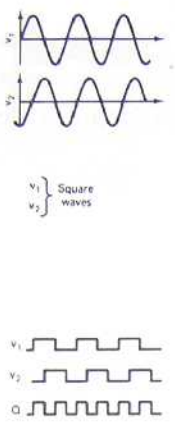
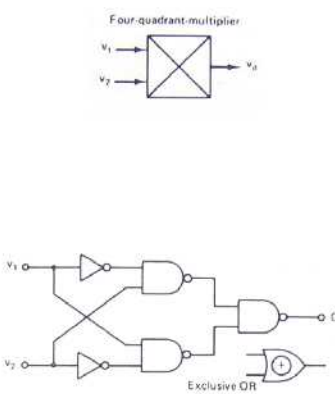
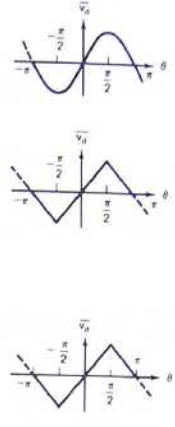
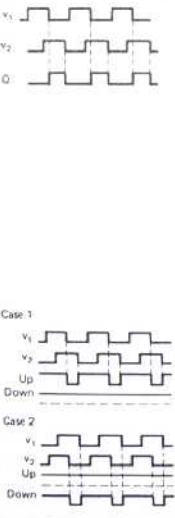
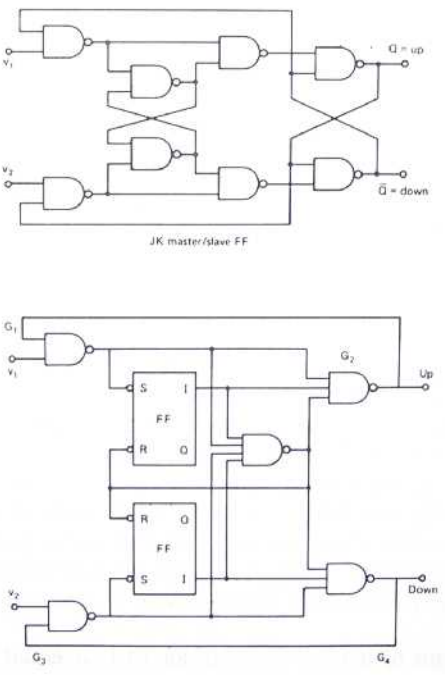

Řád smyčky je počet pólů přenosové funkce filtru zvětšený o jedničku.

Typ smyčky je roven násobnosti pólu přenosové funkce filtru v bodě  $p = 0$  zvětšený o jedničku.

V literatuře [2] jsou podrobně rozebrány parametry filtrů prvního až třetího řádu včetně velmi podrobného matematického popisu.

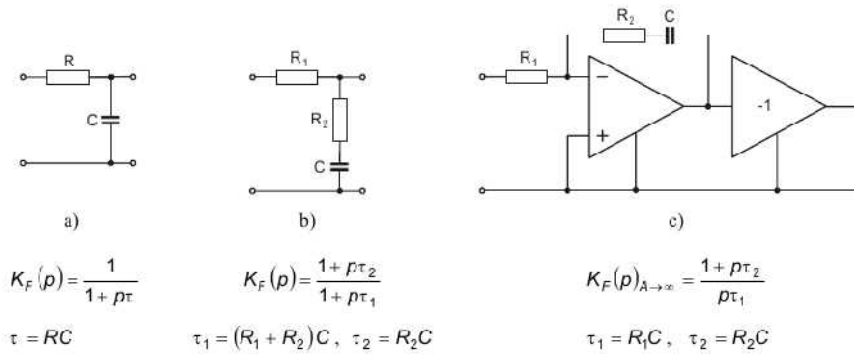
### Napětím řízený oscilátor

Jako napětím řízený oscilátor pro fázový závěs lze použít jakékoliv obvodové zapojení, jehož kmitočet lze ovlivnit externě pomocí napětí (proudu). Různé druhy oscilátorů byly popsány v kapitole 3.

Input signals	Circuit	$V_{out} = f(\theta)$
 <p><math>v_1</math> } Square waves <math>v_2</math> }</p>	 <p>Four-quadrant-multiplier</p> <p>Exclusive OR</p>	
 <p>Case 1 Up Down</p> <p>Case 2 Up Down</p>	 <p>JK master/slave FF</p> <p>Up</p> <p>Down</p>	

Obr. 14: Různé variace zapojení detektoru fáze (převzato z [2])





Obr. 15: Nejčastěji používané dolní propusti u PLL [3]

## 4.2 PLL syntezátor

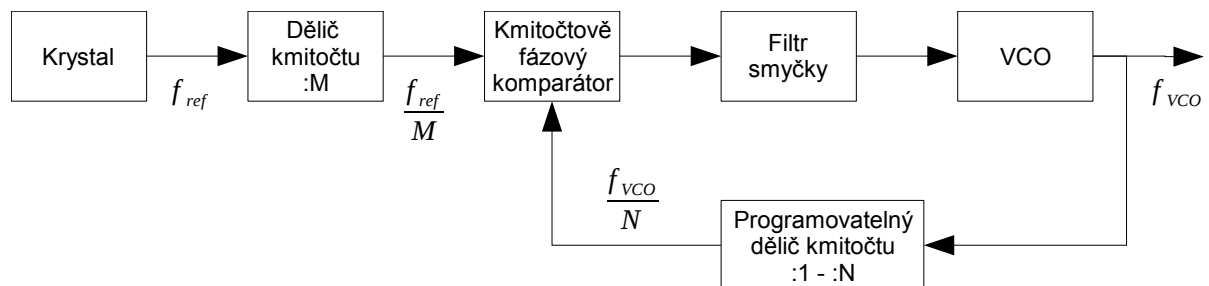
V dnešní době nalézá fázový závěs uplatnění zejména v zapojení kmitočtových syntezátorů. Jejich princip je vysvětlen na jednoduchém zapojení syntezátoru, jehož blokové schéma je na obr. 16.

Napětím řízený oscilátor s výstupním signálem  $f_{VCO}$  je laděný napětím z filtru smyčky. Výstupní signál je veden do programovatelného děliče kmitočtu, jehož dělicí poměr lze nastavovat v rozsahu 1 až  $N$  pomocí digitálního slova. Kmitočet referenčního zdroje  $f_{ref}$  se přivede na děličku s dělicím poměrem  $M$ . Na vstupech kmitočtově fázového detektoru jsou tedy kmitočty  $\frac{f_{ref}}{M}$  a  $\frac{f_{VCO}}{N}$ . Aby byl syntezátor v ustáleném stavu, musí být oba kmitočty shodné, tj musí platit:

$$\frac{f_{ref}}{M} = \frac{f_{VCO}}{N} \quad (2)$$

Při splnění této podmínky bude na řídicím vstupu VCO takové napětí, při kterém kmitá na požadovaném kmitočtu  $f_{VCO}$ . Při změně dělicího poměru  $N$  přestane platit podmínka (2) a na výstupu kmitočtově fázového detektoru se bude měnit napětí tak, aby se rozdíl frekvencí vyrovnal. Z podmínky (2) lze vyjádřit výstupní frekvenci VCO ve tvaru:

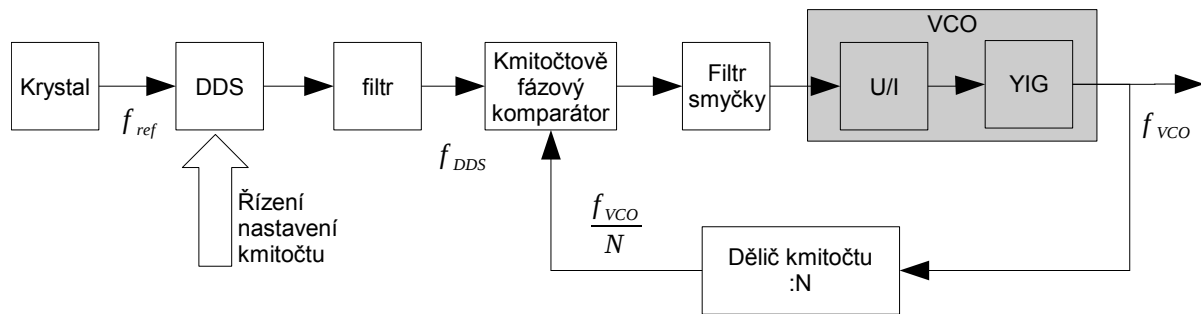
$$f_{VCO} = \frac{N}{M} f_{ref} \quad (3)$$



Obr. 16: Blokové schéma jednoduchého PLL syntezátoru

Takovýto syntezátor je omezen maximálním kmitočtem vstupu děličky. Toto zapojení je možné provozovat do kmitočtů řádově stovek MHz.

Při použití YIG oscilátoru v obvodu syntezátoru je výhodné zapojení na obr. 16 mírně modifikovat (viz obr. 17), nahradit programovatelný dělič kmitočtu  $N$  děličkou s pevným dělicím poměrem, které se dnes vyrábějí jako integrované obvody i do kmitočtů nad 20 GHz. Běžně se dnes také vyrábějí obvody přímé digitální syntézy (DDS – Direct Digital Synthesis) do kmitočtů kolem 1 GHz.



Obr. 17: Blokové schéma PLL syntezátoru pro vysoké frekvence s použitím DDS

Princip zůstává stejný jako v předchozím případě, tedy na výstupu kmitočtově fázového detektoru je napětím kterým se ladí VCO tak, aby byly frekvence na jeho vstupu stejné. Pro oscilátory s výstupní frekvencí v řádu stovek MHz lze použít modifikované blokové zapojení z obr. 16, kde se místo programovatelného děliče kmitočtu ve zpětné vazbě od VCO do kmitočtově fázového detektoru zapojí DDS a jak bylo uvedeno v rovnici (1) výstupní frekvence se bude měnit v závislosti na kmitočtu  $f_{VCO}$ .

## 5 Násobiče kmitočtu

Pro rozšíření kmitočtového pásma i na kmitočty 30 – 36 GHz se jako nejjednodušší cesta nabízí použití násobiče kmitočtu, což je obvod obsahující nelineární prvek na kterém vzniknou vyšší harmonické složky a z nich poté vybrat např. 2. nebo 3. harmonickou složku.

### 5.1 Pasivní násobiče

Pasivní násobiče využívají nelinearity na PN přechodu diody. Podle tabulky 1.1 v [13] je pro násobení kmitočtu nejčastěji používán varaktor, a dále i hrotové a Schottkyho diody. Literatura [12] dále zmiňuje i varistor.

Porovnání násobičů:

varistorový: výhody: širokopásmovost, možnost použití i nad 100 GHz

nevýhody: omezený výstupní výkon, velké konverzní ztráty

varaktorový: výhody: vyšší výstupní výkon, malý fázový a amplitudový šum

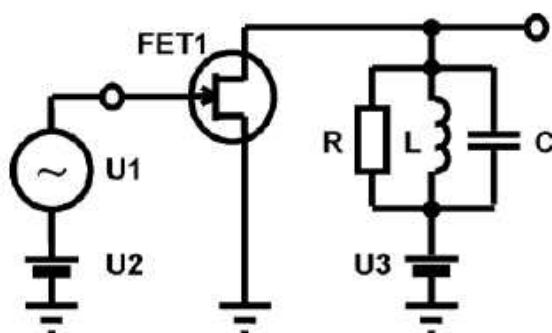
nevýhody: úzkopásmové, velmi citlivé na parametry obvodu

Podle [14] lze použít jako zdvojovač kmitočtu i frekvenční směšovač, kdy se vstupní signál rozdělí a přivede na dva vstupy směšovače a z výstupu se poté vybere směšovací produkt  $2f_{vst}$ .

### 5.2 Aktivní násobiče

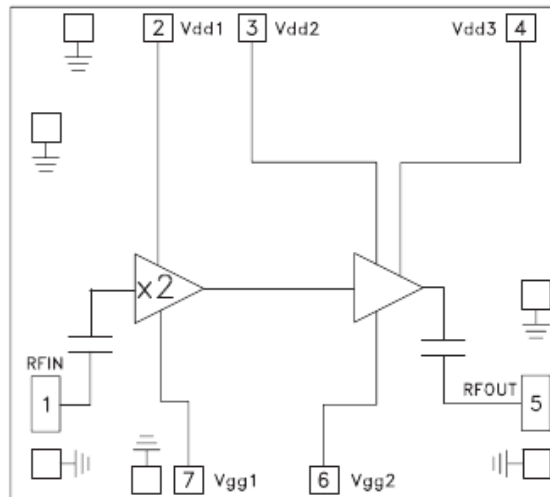
U aktivních násobičů kmitočtu se nejčastěji jako nelineární prvek používá tranzistor FET.

Zapojení aktivního násobiče může být provedeno např. Tak jak je uvedeno v literatuře [10], kde je na drain tranzistoru připojen rezonanční obvod naladěný na 2. harmonickou vstupního kmitočtu. V oblasti centimetrových a milimetrových vln se rezonanční obvod navrhuje pomocí mikropáskové technologie. Návrh aktivního zdvojovače kmitočtu 8,5 GHz na 17 GHz je podrobně popsán v literatuře [11]. Zásadní nevýhoda tohoto zapojení je v jeho relativní úzkopásmovosti, např. zdvojovač realizovaný v [11] je použitelný pro vstupní frekvence 8 – 9,5 GHz.



Obr. 18: Základní schéma aktivního násobiče kmitočtu (převzato z [10])

Druhý přístup který lze zvolit při konstrukci aktivního zdvojovače je použít širokopásmový pasivní zdvojovač a za něho poté širokopásmový nízkovýkonový zesilovač. Příklad tohoto zapojení je na obr. 19.



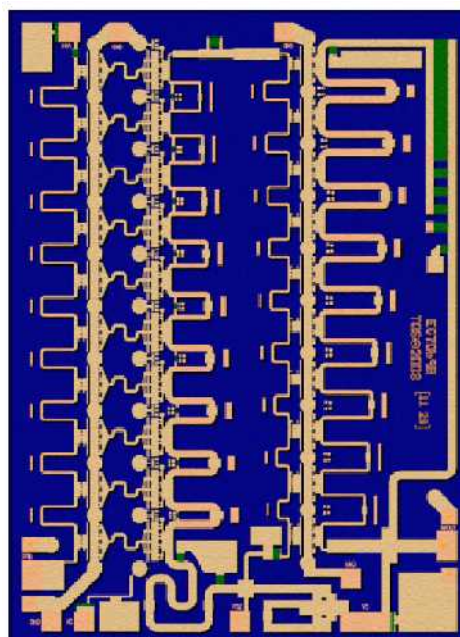
Obr. 19: Širokopásmový aktivní násobič (převzato z [16])

## 6 Zesilovač

Aby bylo možné dosáhnout požadovaného výkonu podle požadavků (viz kapitola 2.1), bude nutné výstupní výkon dodávaný generátorem kmitočtu, který je obvykle cca 10 mW (tj. 10 dBm) zesílit na potřebnou hodnotu výstupního výkonu 0,5 – 1 W (tj. 27 – 30 dBm).

Monolitické mikrovlnné integrované zesilovače (MMIC – Monolithic microwave integrated circuit) jsou vyráběny pHEMT technologií (Pseudomorphic High Electron Mobility Transistors) na GaAs substrátu. Příklad takového zesilovače je na obr. 20. Technologií pHEMT je zajištěno dosažení nízkého šumového čísla, a použitím GaAs se odstaní nedostatky Si substrátu na mikrovlnných kmitočtech. Na výstupu zesilovače se mohou objevit vyšší harmonické složky základního signálu způsobené nelinearitou aktivních prvků.

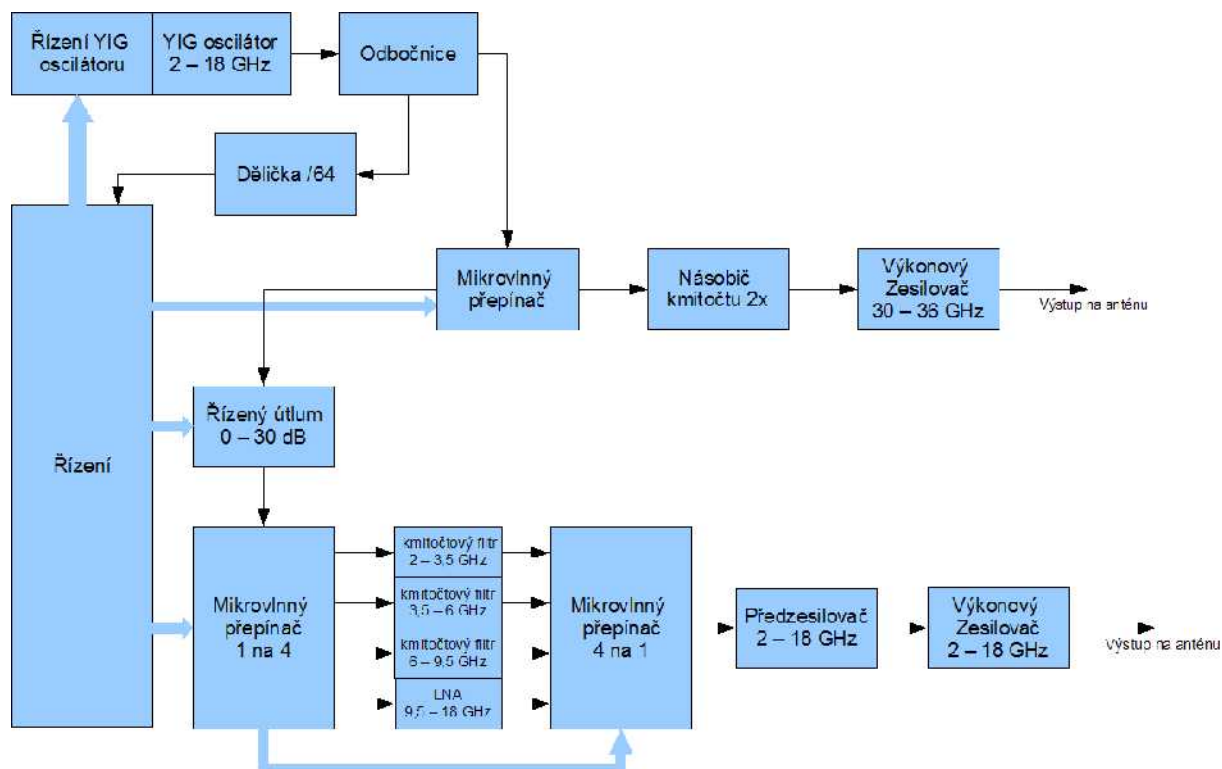
Širokopásmové výkonové zesilovače pro mikrovlnné frekvence, anglicky označované jako „HPA – High Power Amplifier“, zesilují vstupní signál o přibližně 15 – 20 dB a v monolitickém integrovaném provedení jsou vyráběny pro výstupní výkon cca 1W. Aby mohl být tento výkon vybuzen, bude zřejmě potřeba signál z oscilátoru nejprve zesílit pomocí předzesilovače s nízkým šumem, tyto obvody jsou označovány jako LNA (Low Noise Amplifiers) a jsou schopné dodávat do zátěže cca 10 – 15 dBm. Tyto zesilovače obvykle dosahují zesílení okolo 20 dB.



Obr. 20: Fotografie čipu zesilovače 2 - 20 GHz vyrobený MMIC technologií (převzato z [15])

# 7 Obvodové části simulátoru

## 7.1 Blokové schéma



Obr. 21: Základní blokové schéma

## 7.2 Skladba plošného spoje

Aby bylo dosaženo příznivých parametrů i ve vysokofrekvenční oblasti je pro skladbu plošného spoje (obr. 22) použit substrát DiClad 880, který je nalaminovaný na nosné oboustranné podložce s FR4, díky kterému získáme další 2 vrstvy vodivého motivu. Tato technologie je použita pro plošné spoje děličky kmitočtu (kap. 7.3.3), řízeného útlumu (kap. 7.3.4), přepínačů HMC547LP3 (kap. 7.3.5), kmitočtových filtrů (kap. 7.3.6) předzesilovače HMC465LP5 (kap. 7.3.7) a koncového zesilovače TGA2509 (kap. 7.3.8).

Parametry materiálu DiClad 880 [18]:

$$\epsilon_r = 2,20$$

$$\tan \delta = 0,0009 @ 10 \text{ GHz}$$

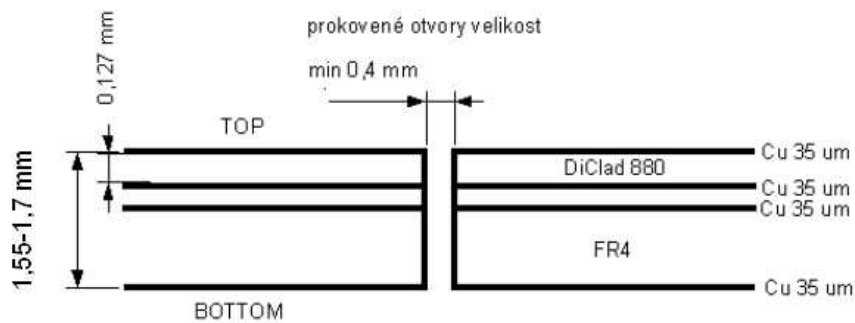
$$h = 0,127 \text{ mm}$$

$$t = 35 \text{ } \mu\text{m}$$

$$\text{šířka } 50 \text{ } \Omega \text{ vedení: } w = 0,36 \text{ mm}$$

Díky velmi malé tloušťce substrátu vychází šířka 50  $\Omega$  vedení stejná pro mikropásek i pro

koplanární vlnovod s pokoveným substrátem (pokud bude izolační mezera větší než 0,35 mm).



Obr. 22: Skladba plošného spoje v řezu

Schéma zapojení a motivy plošného spoje jsou uvedeny u popisu každého dílčího bloku v kapitole 7.3

Pro výrobu plošného spoje směrové odbočnice je použit mikrovlnný materiál Arlon AD450. Tento materiál díky své tloušťce není třeba laminovat pro zvýšení mechanické odolnosti.

Parametry materiálu AD450 [19]:

$$\epsilon_r = 4,50$$

$$\tan \delta = 0,0035 @ 10 \text{ GHz}$$

$$h = 0,762 \text{ mm}$$

$$t = 35 \text{ } \mu\text{m}$$

$$\text{šířka } 50 \text{ } \Omega \text{ vedení (microstrip): } w = 1,4 \text{ mm}$$

## Deska s řídicí a napájecí částí

Tato DPS je vyrobena na čtyřvrstevném motivu z klasického materiálu FR4 s tloušťkou měděné fólie 35  $\mu\text{m}$  ve všech 4 vrstvách. Schématické zapojení a motiv plošného spoje je přiložen v příloze D a E. Popis činnosti je uveden v kapitole 7.3.11.

## 7.3 Popis jednotlivých částí

### 7.3.1 YIG oscilátor 2 – 18 GHz

Jako generátor kmitočtu pro frekvenční pásmo 2 – 18 GHz je z důvodu rychlé dostupnosti a příznivých pořizovacích nákladů použit YIG oscilátor, využívající YIG rezonátoru, viz kapitola 3.4. Jedná se průmyslově vyráběný oscilátor firmy MICRO LAMBDA WIRELESS s typovým označením MLXS-0218SD (obr. 23). S tímto oscilátorem je dodáván i modul pro digitální řízení.

Základní technické parametry tohoto oscilátoru, které výrobce uvádí v katalogovém listu [17], jsou shrnuty v tabulce 2. Cejchovní protokol k tomuto oscilátoru je v příloze A.



Obr. 23: YIG oscilátor MLXS-0218SD (převzato z [17])

Napájecí napětí	+15 V ±0.5 V -15 V ± 0,5 V
Proudový odběr +15V větve	max 1150 mA
Proudový odběr -15V větve	max 100 mA
Zvlnění napájecího napětí	10 mV Pk-Pk od 2 kHz do 3 MHz
Napájení vyhřívacího tělesa YIG oscilátoru	24 V ± 4 V / 300 mA špičkově, 25 mA trvale lze i napětí 12 V nebo 15 V
Frekvenční rozsah	2 – 18 GHz
Přesnost nastaveného kmitočtu <sup>3</sup>	± 35 MHz
Rozhraní pro nastavení	standardní sériové rozhraní (3-wire) kompatibilní s SPI/QSPI
Ladící slovo	16 bitová pozitivní logika samé 0 – nejnižší frekvence samé 1 – nejvyšší frekvence
Ladící krok	$\frac{F_{max} - F_{min}}{65535}$
Rychlost přeladění	5 ms pro skok 1 GHz

Tabulka 2: Parametry YIG oscilátoru MLXS-0218SD

#### Výsledky měření:

Aby byla získána reálná představa o vlastnostech oscilátoru, byla provedena následující měření: Grafy na obr. 24 a 25 jsou výsledkem měření časové stability kmitočtu oscilátoru

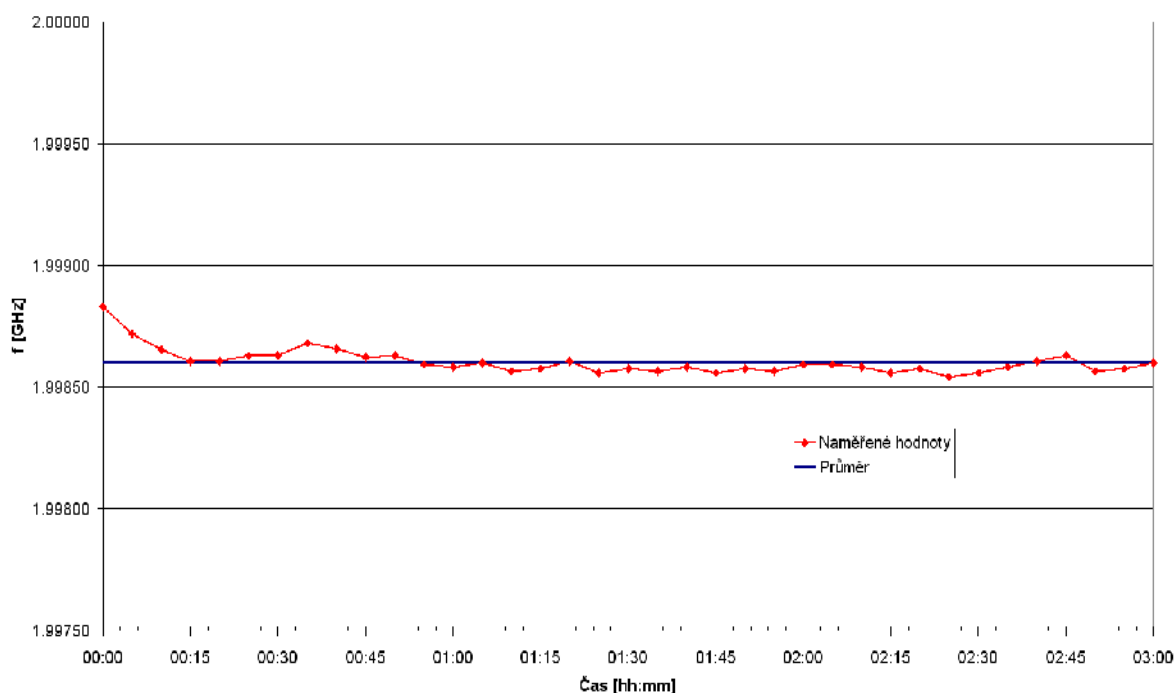
3 Přesnost zohledňuje frekvenční drift a nonlinearitu přeladění přes celý teplotní rozsah.



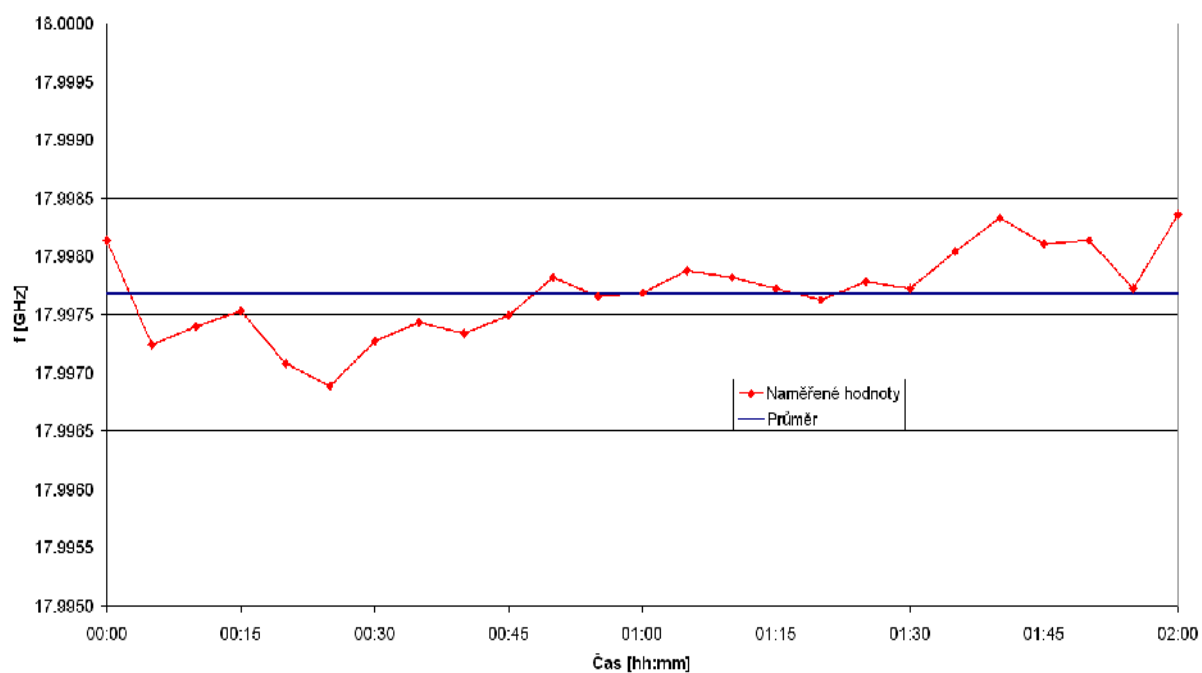
při konstantní teplotě okolí. Dále byla také změřena závislost kmitočtu na teplotě okolí (obr. 26). Kmitočet 18 GHz byl při měření zvolen z důvodu nejvyššího příkonu oscilátoru a tím spojeným největším tepelným vyzařováním, což je z hlediska kmitočtové stability nejhorší případ. Proto lze bez obav konstatovat, že na nižších kmitočtech budou naměřené závislosti méně výrazné, což je patrné i z grafu časové stability kmitočtu (pro frekvenci 2 GHz). Získaná data byla dále proložena lineární regresí (modrá křivka a rovnice) a polynomem 2. stupně (červená křivka a rovnice). Závislost oscilátoru na teplotě okolí byla změřena pouze na jednom kmitočtu (18 GHz) z důvodu časové náročnosti a vytiženosti klimatické komory.

Obrázek 27 dokumentuje stoupající odběr proudu v závislosti na nastaveném kmitočtu.

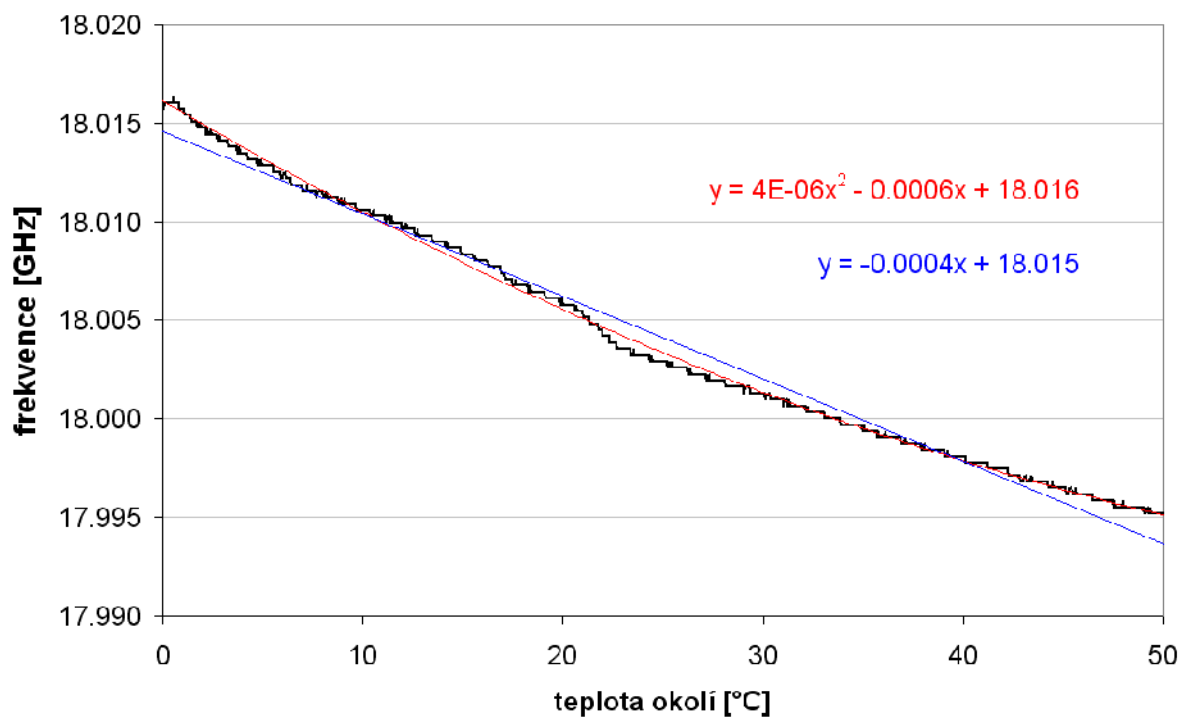
Na obr. 28 je změřena závislost výstupního výkonu oscilátoru na nastavené frekvenci, kde modrá barva představuje výkon základní harmonické složky, výstupní úroveň nežádoucí druhé a třetí harmonické pro nastavený základní kmitočet je zobrazena oranžovou (2. harmonická) a žlutou (3. harmonická) barvou. Výstupní úroveň byla měřena pomocí spektrálního analyzátoru R&S FSQ40, schopného měřit kmitočty do 40 GHz, z tohoto důvodu byla třetí harmonická složka signálu změřena pouze do základního kmitočtu 13 GHz.



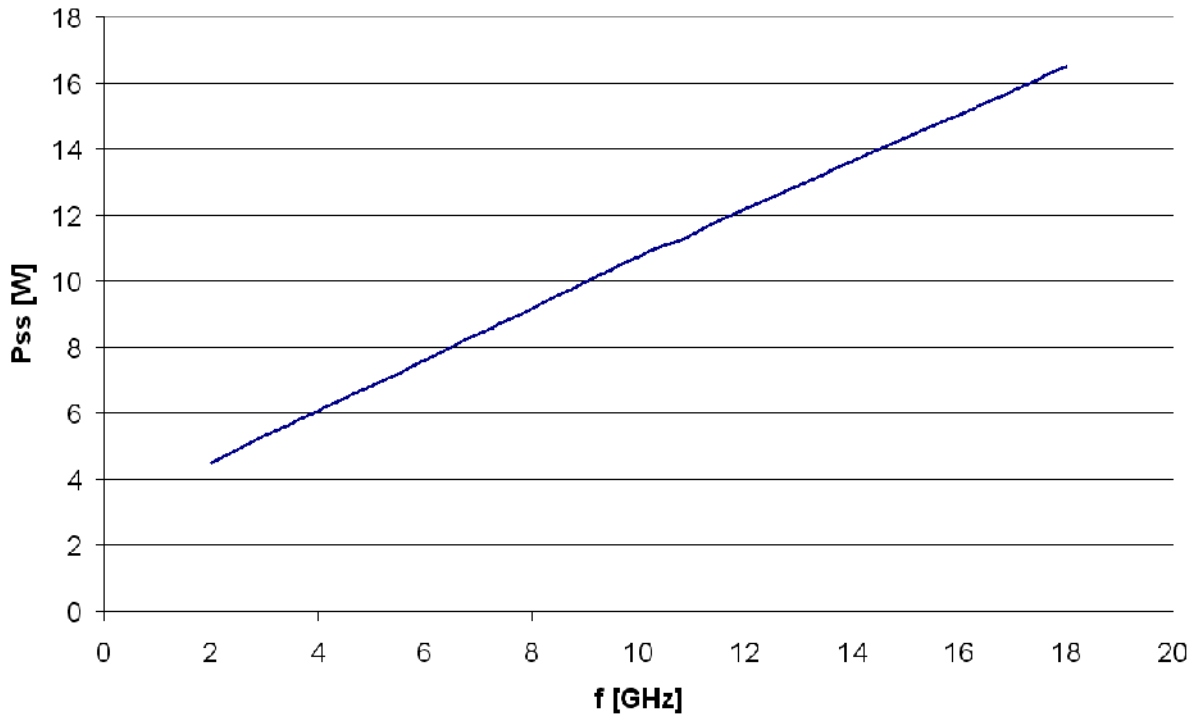
Obr. 24: Časová stabilita kmitočtu oscilátoru po zapnutí pro nastavený kmitočet 2 GHz při konstantní teplotě okolí +25°C



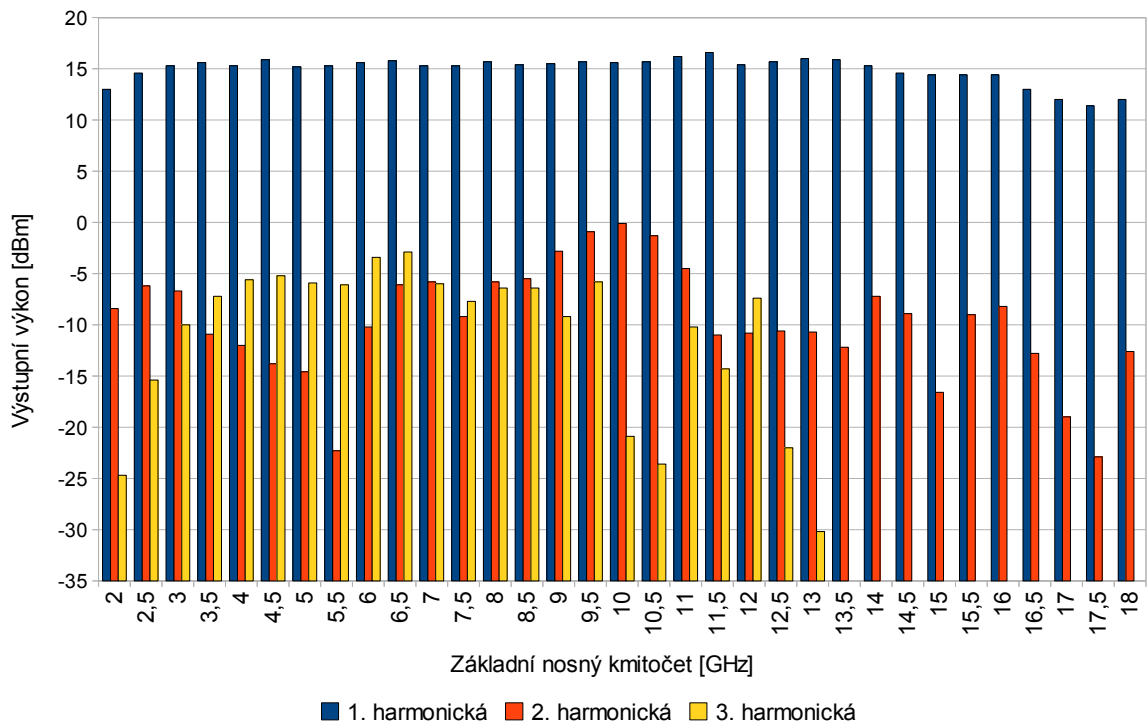
Obr. 25: Časová stabilita kmitočtu oscilátoru po zapnutí pro nastavený kmitočet 18 GHz při konstantní teplotě okolí +25°C



Obr. 26: Závislost kmitočtu oscilátoru na teplotě okolí



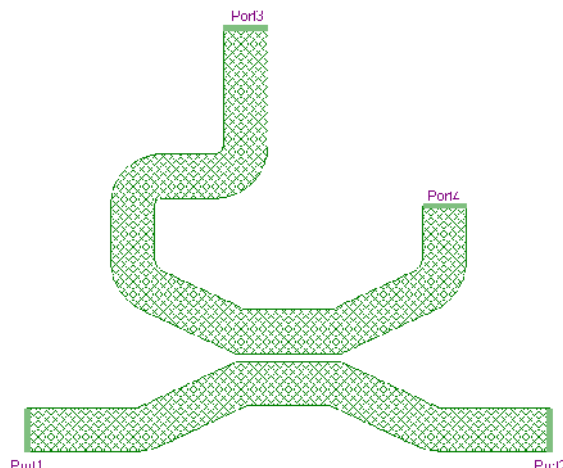
Obr. 27: Příkon oscilátoru v závislosti na nastaveném kmitočtu



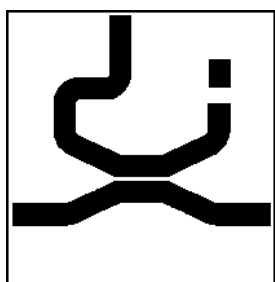
Obr. 28: Výstupní výkon YIG oscilátoru v závislosti na kmitočtu

### 7.3.2 Směrová odbočnice

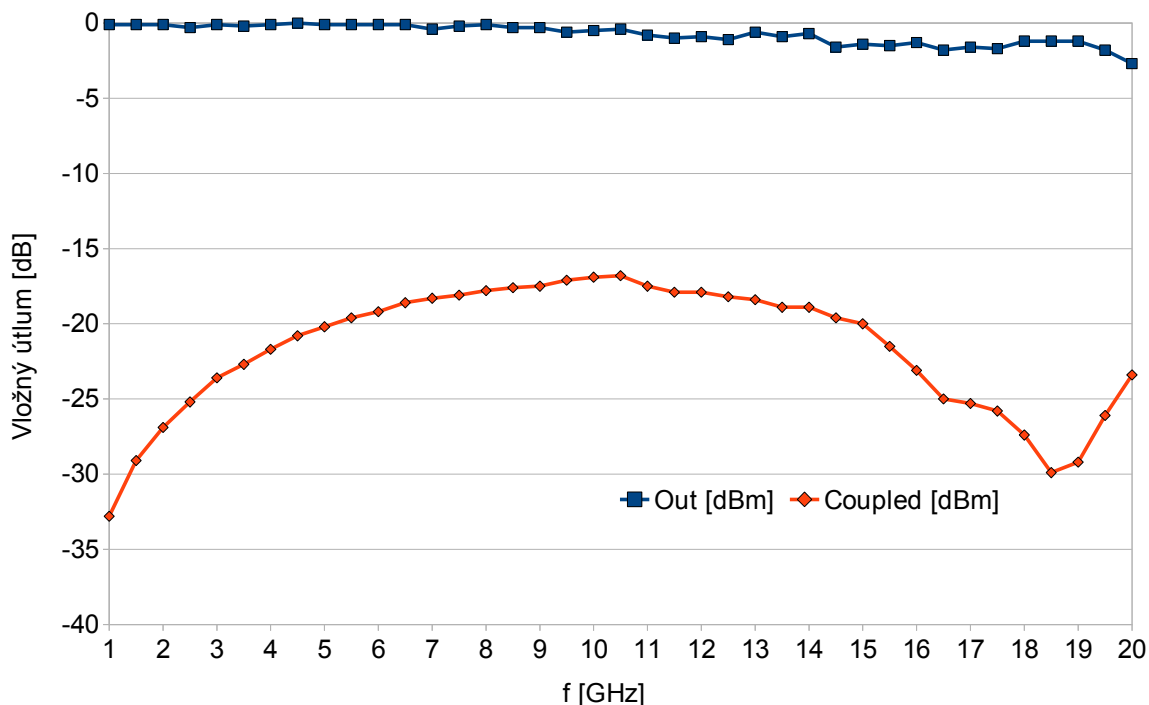
Prvotní simulace směrové odbočnice (anglicky „coupler“) byla provedena v programu WimMIDE 5, a poté byl model (obr. 29) nakreslen v programu Ansoft Designer, kde byl i řádně odsimulován. Vyrobený plošný spoj (obr. 30) byl proměřen a výsledky měření na spektrálním analyzátoru jsou na obrázku 31. Směrová odbočnice je umístěna do krabičky na obr. 32.



Obr. 29: Model směrové odbočnice v Ansoft Designeru



Obr. 30: Motiv směrové odbočnice (měřítko 2:1)



Obr. 31: Změřená závislost přenosu mezi porty 1 a 2 (modře) a porty 1 a 3 (oranžově)



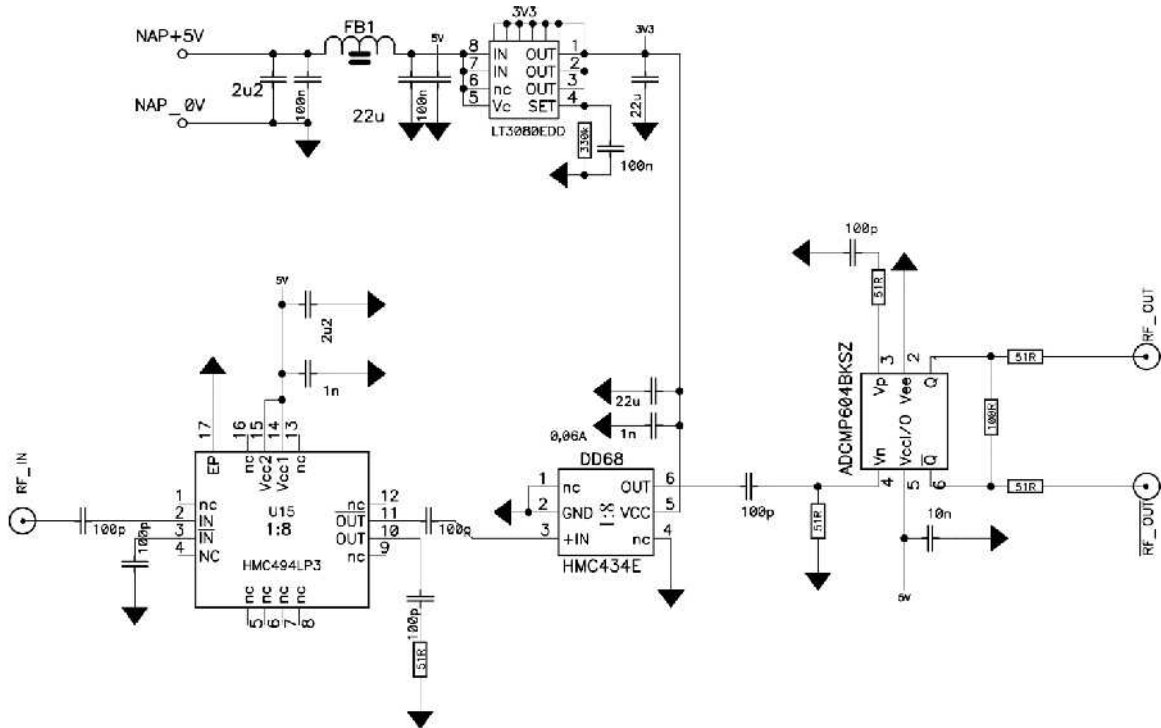
Obr. 32: Fotografie krabičky směrové odbočnice

### 7.3.3 Dělička kmitočtu

Pro získání informace o přesnosti nastaveného kmitočtu a jeho případnou korekci slouží obvodové zapojení zobrazené na obr. 33. Vydělený kmitočet je zaveden do řídicí desky, kde v obvodu Xilinx běží čítač pulsů s definovanou délkou okna 64  $\mu\text{s}$ . Dělení kmitočtu 64 a délka okna 64  $\mu\text{s}$  je zvolena záměrně tak, aby bylo možné dělený kmitočet zpracovávat obvodem Xilinx. Vydělíme-li aktuální kmitočet 64, dostaneme v čítači určitý počet impulsů za jednotku času (zde 1  $\mu\text{s}$ ), pokud časovou jednotku prodloužíme tolikrát, kolikrát byl vstupní kmitočet podělen, výsledkem bude počet pulsů odpovídající aktuálnímu kmitočtu. Příklady pro tři vybrané kmitočty jsou v tabulce 3.

Nastavený kmitočet [MHz]	Kmitočet dělený 64 [MHz]	Počet pulsů za 1 $\mu\text{s}$	Počet pulsů za 64 $\mu\text{s}$
2000	31,25	31,25	2000
10560	165	165	10560
18000	281,25	281,25	18000

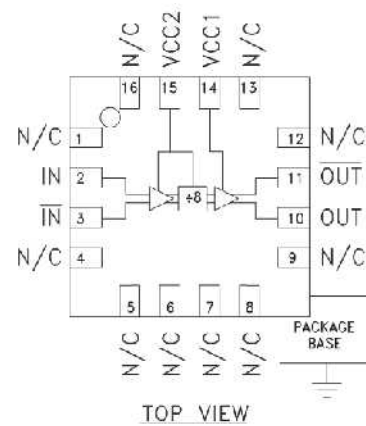
Tabulka 3: Příklad pro několik kmitočtů



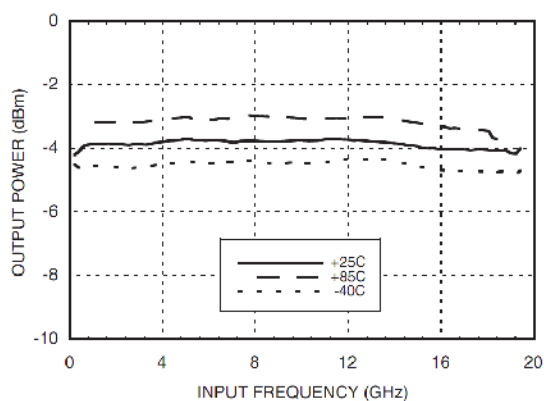
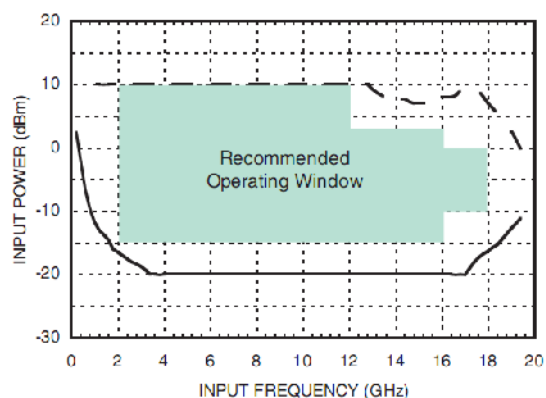
Obr. 33: Schéma zapojení děličky kmitočtu

Základem děličky je integrovaný obvod HMC494 [20] v pouzdru LP3 firmy Hittite (obr. 34). Jedná se děličku kmitočtu /8 vyrobenou technologií InGaP GaAs HBT, která je navržena pro kmitočtový rozsah DC až 18 GHz. Obvod disponuje diferenčním vstupem i výstupem. Výstupní úroveň obdélníkového signálu -4 dBm je konstantní v celém spektru kmitočtů. Minimální, doporučená a maximální vstupní úroveň signálu je na obr. 35. Proudový odběr při napájecím napětí 5V je cca 100 mA.

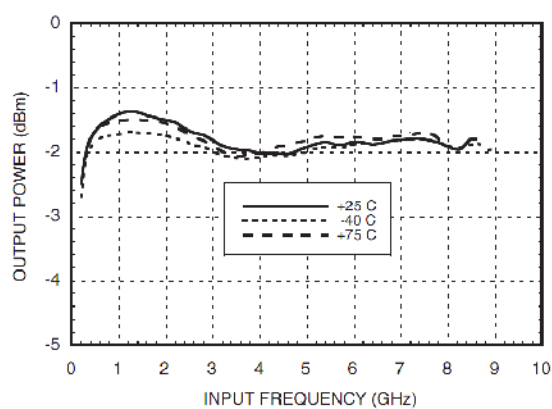
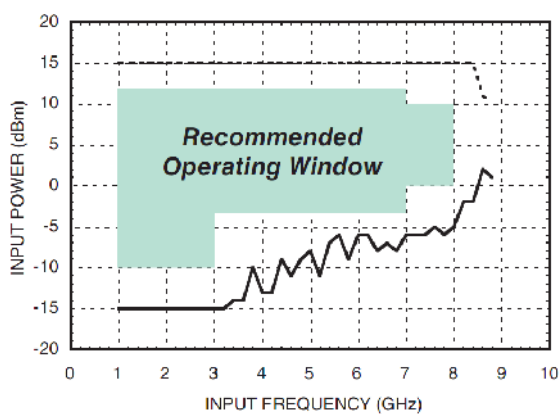
Výstup obvodu HMC494 je přiveden do obvodu HMC434 [21], kde je signál opět vydělen 8. Obvod je vyroben technologií InGaP GaAs HBT a je umístěn v pouzdru SOT26. Tento obvod odebírá 62 mA při napájecím napětí 3V. Pracovní rozsah vstupních kmitočtů je až do 8 GHz, kde požadovaná vstupní úroveň signálu je specifikována na obr. 36 a výstupní úroveň se pohybuje okolo -2 dBm.



Obr. 34: Blokové schéma obvodu HMC494 (převzato z [20])

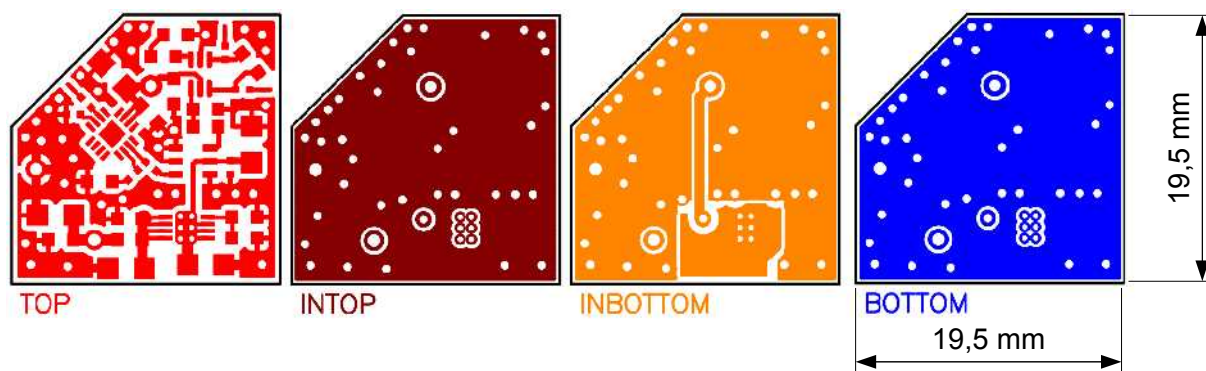


Obr. 35: a) Požadovaná úroveň vstupního signálu b) Výstupní úroveň signálu obvodu HMC494 (převzato z [20])

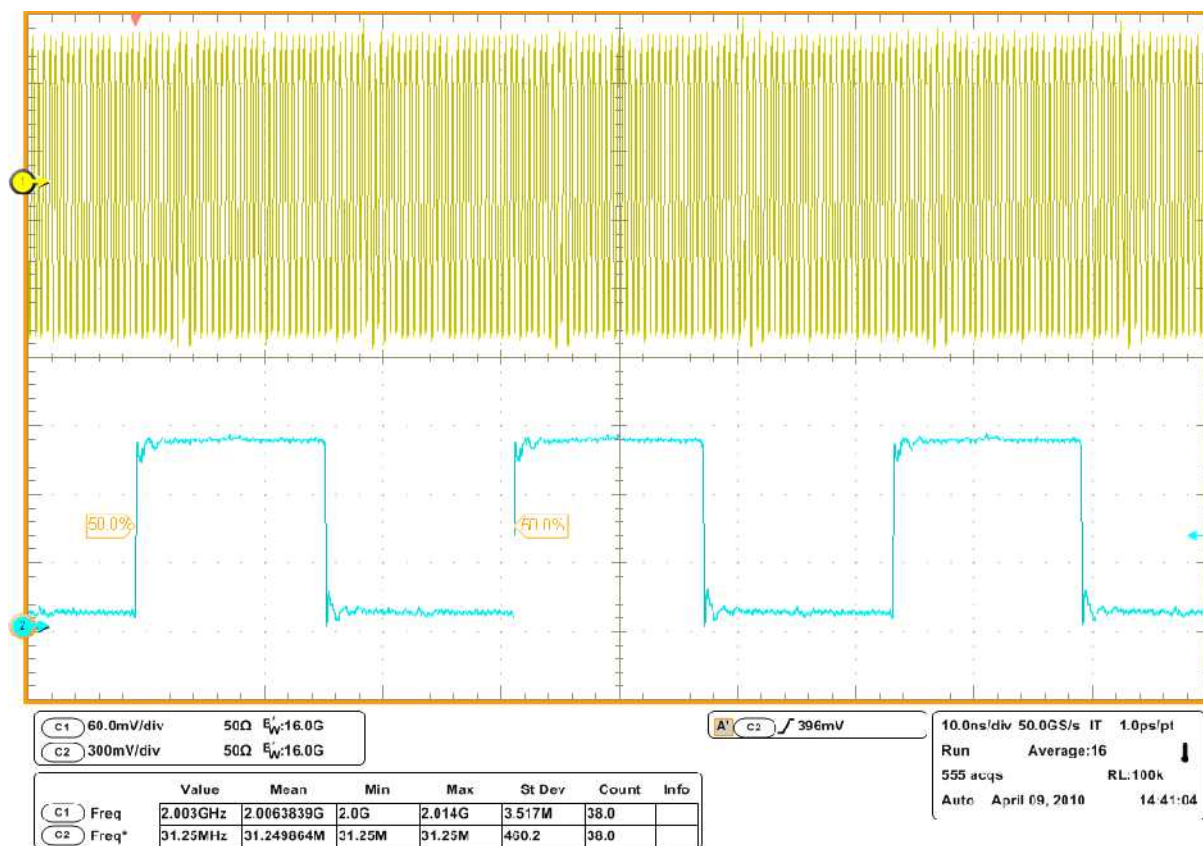


Obr. 36: a) Předepsaná úroveň vstupního signálu b) Výstupní úroveň signálu obvodu HMC434 (převzato z [21])

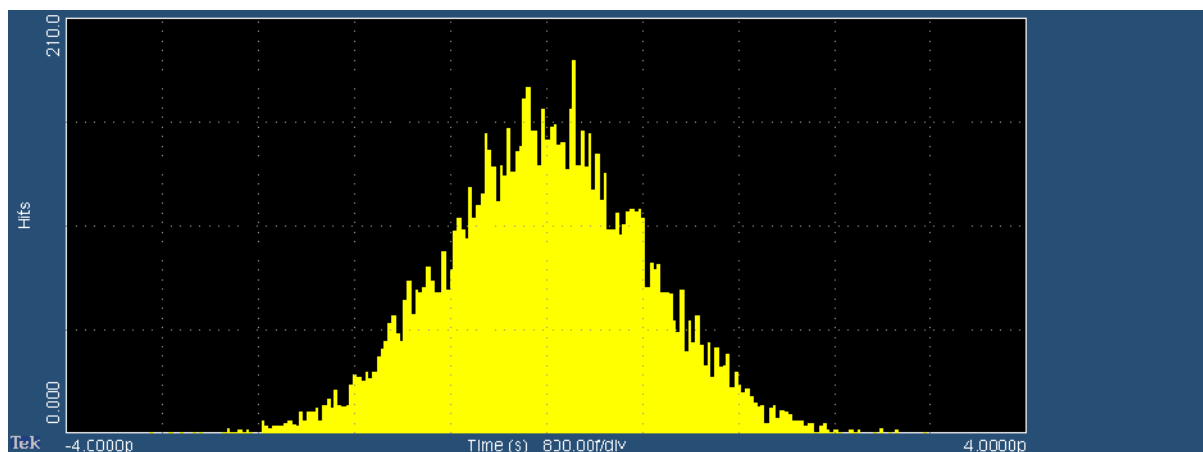
Výstup obvodu HMC434 je pomocí rychlého komparátoru ADCMP604 převeden na diferenční signál a přiveden na hodinový vstup obvodu Xilinx v řídicí části. Na obrázku 37 je motiv desky plošného spoje.



Obr. 37: Motiv plošného spoje děličky kmitočtu



Obr. 38: Vstupní a výstupní kmitočet děličky 64 v časové doméně



Obr. 39: Histogram TIE výstupního kmitočtu při vstupním kmitočtu 2 GHz.

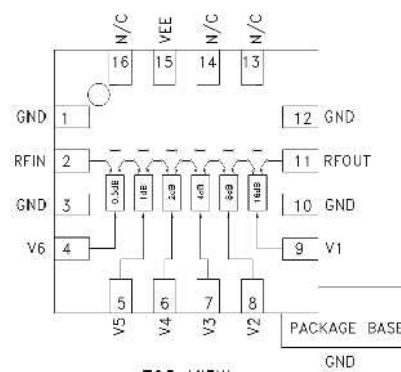
Na obrázku 38 je zachycen průběh vstupního signálu o kmitočtu 2 GHz a výstupního signálu děličky, který má opakovací kmitočet 31,25 MHz. Na obrázku 39 je zobrazen histogram TIE pořízený z 10 000 vzorků. Vodorovná osa zachycuje odchylku od kmitočtu 31,25 MHz v rozmezí  $\pm 4$  ps s měřítkem 800 fs/dílek. Z histogramu lze odvodit, že výstupní kmitočet „plave“ přibližně v rozmezí (31,24687 až 31,25313) MHz.



### 7.3.4 Řízený útlum

Pro řízení výstupní úrovně simulátoru je v trase zařazen digitálně řízený mikrovlnný atenuátor. Dlouhou dobu nebyl k dispozici komerčně dostupný atenuátor v rozumném (pájitelném) pouzdru v požadovaném pásmu 2 – 18 GHz, proto byl zakoupen atenuátor HMC424, kde výrobce deklaruje vlastnosti pouze do kmitočtu 13 GHz. Po vytvoření desky plošného spoje a následném měření tento atenuátor má vyhovující vlastnosti i na kmitočtu 18 GHz.

Obvodem HMC424 je možné snižovat výstupní úroveň signálu až o 31,5 dB s krokem 0,5 dB. Obvod je napájen záporným napětím -5 V. Nastavení vložného útlumu se provádí pomocí digitálního 6 bitového slova s váhami 0,5 – 16 dB (viz tab. 4), kde logické 0 odpovídá napěťová úroveň (0 až -3) V, logické 1 odpovídá napěťová úroveň (- 5 až - 5,8) V.

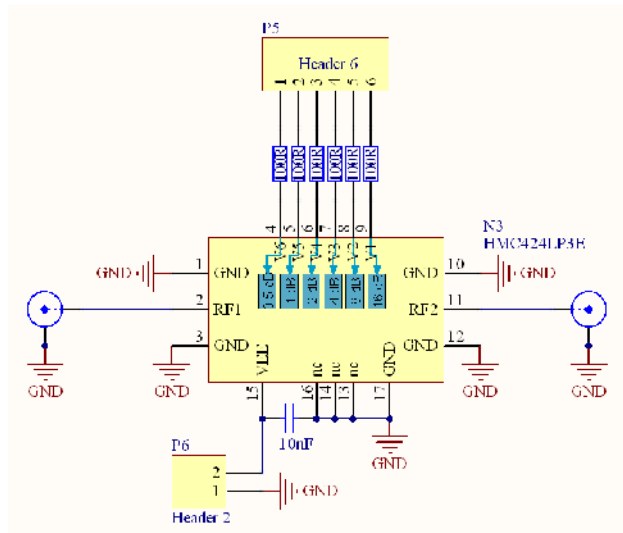


Obr. 40: Blokové schéma obvodu HMC424

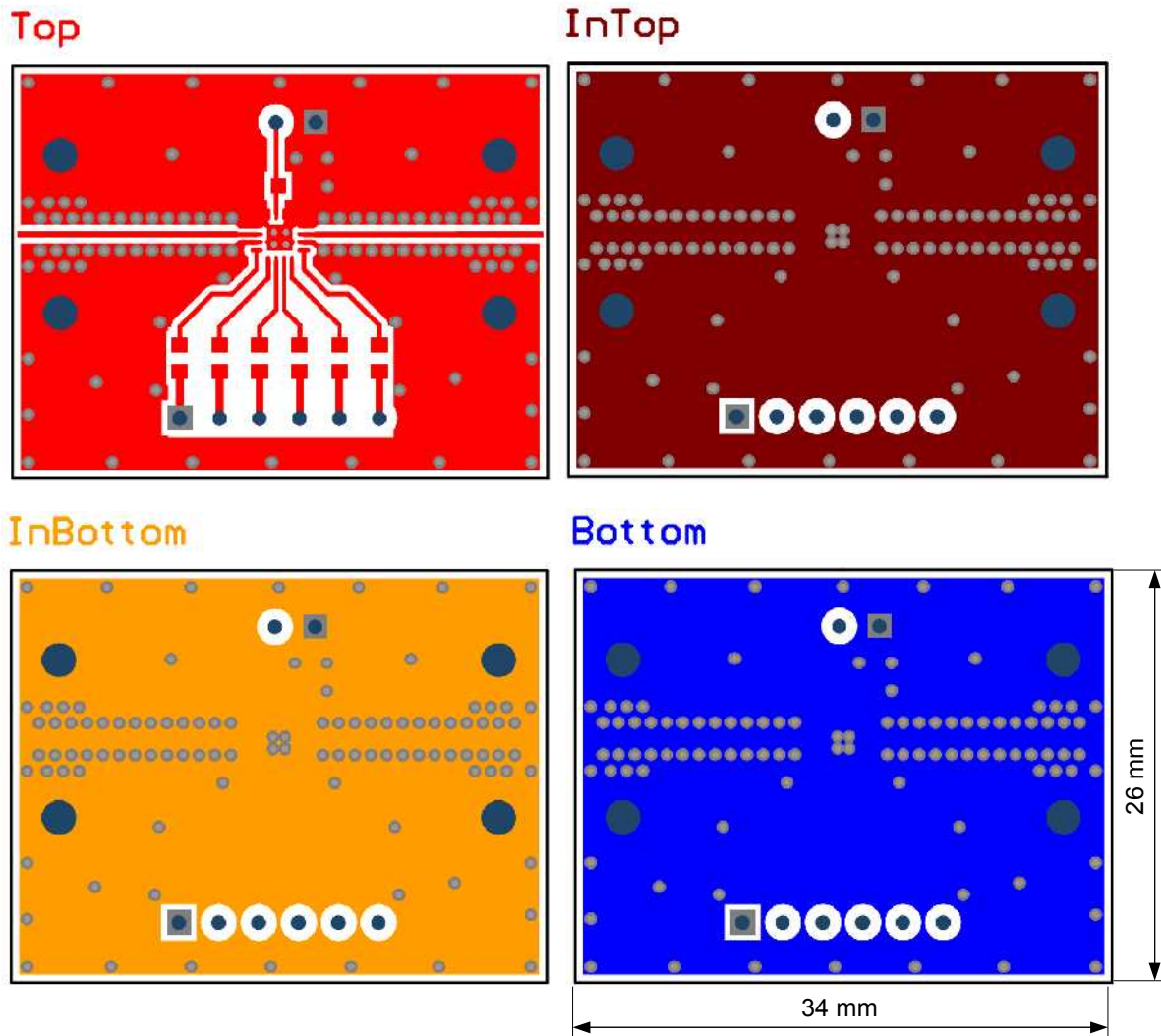
Ovládací vstup						Průchozí útlum mezi piny RFIN a RFOUT
V1	V2	V3	V4	V5	V6	
16 dB	8 dB	4 dB	2dB	1dB	0.5 dB	Referenční vložný útlum
0	0	0	0	0	0	0,5 dB
0	0	0	0	1	0	1 dB
0	0	0	1	0	0	2 dB
0	0	1	0	0	0	4 dB
0	1	0	0	0	0	8 dB
1	0	0	0	0	0	16 dB
1	1	1	1	1	1	31,5 dB

Tabulka 4: Pravdivostní tabulka obvodu HMC424

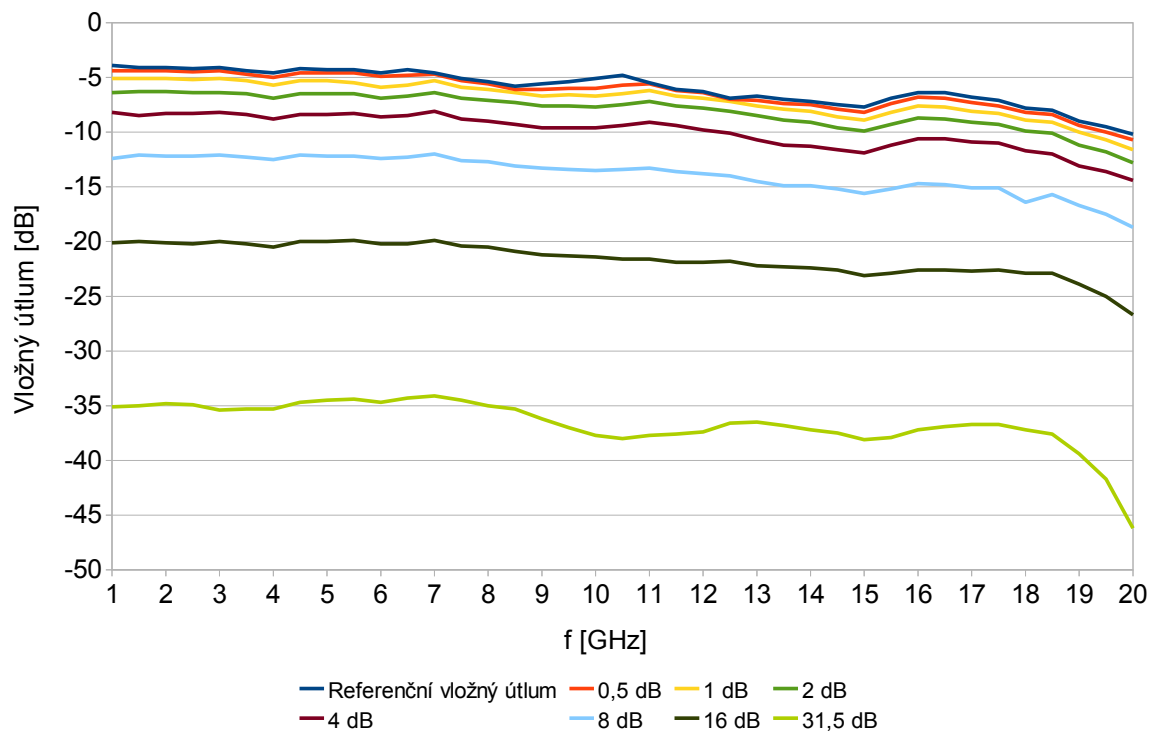
Deska plošného spoje a schéma zapojení je uvedeno na obr. 41 a 42. Na obrázku 43 je změřená frekvenční závislost útlumu, kde modrá křivka znázorňuje referenční průchozí útlum (tj. přídavný útlum atenuátoru je nastaven na 0 dB). Obrázek 44 představuje normalizovaný útlum atenuátoru v závislosti na frekvenci. Z těchto obrázků je vidět že hodnota přidaného útlumu je víceméně konstantní, nicméně díky frekvenční závislosti referenčního průchozího útlumu dochází na vyšších frekvencích k vyšším výkonovým ztrátám. Odchylku od normálové hodnoty přídavného útlumu zachycuje obrázek 45. Z tohoto obrázku lze vyvodit závěr, že nastavená hodnota útlumu se bude nejčastěji pohybovat v rozmezí  $\pm 0.5$  dB.



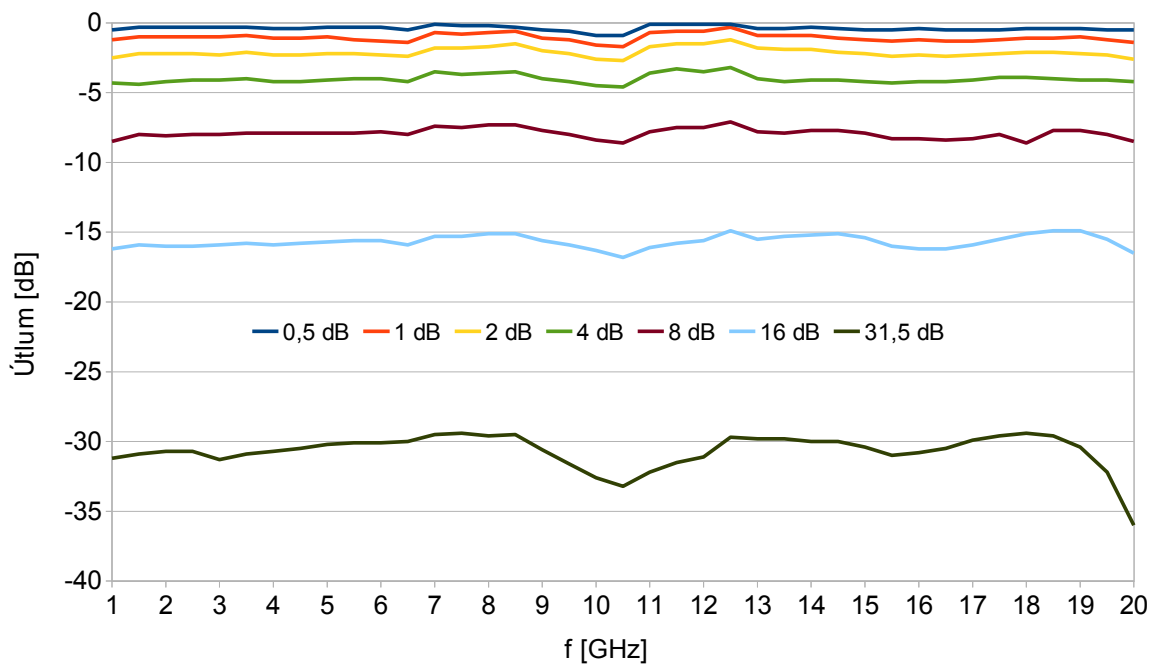
Obr. 41: Schéma zapojení řízeného atenuátoru



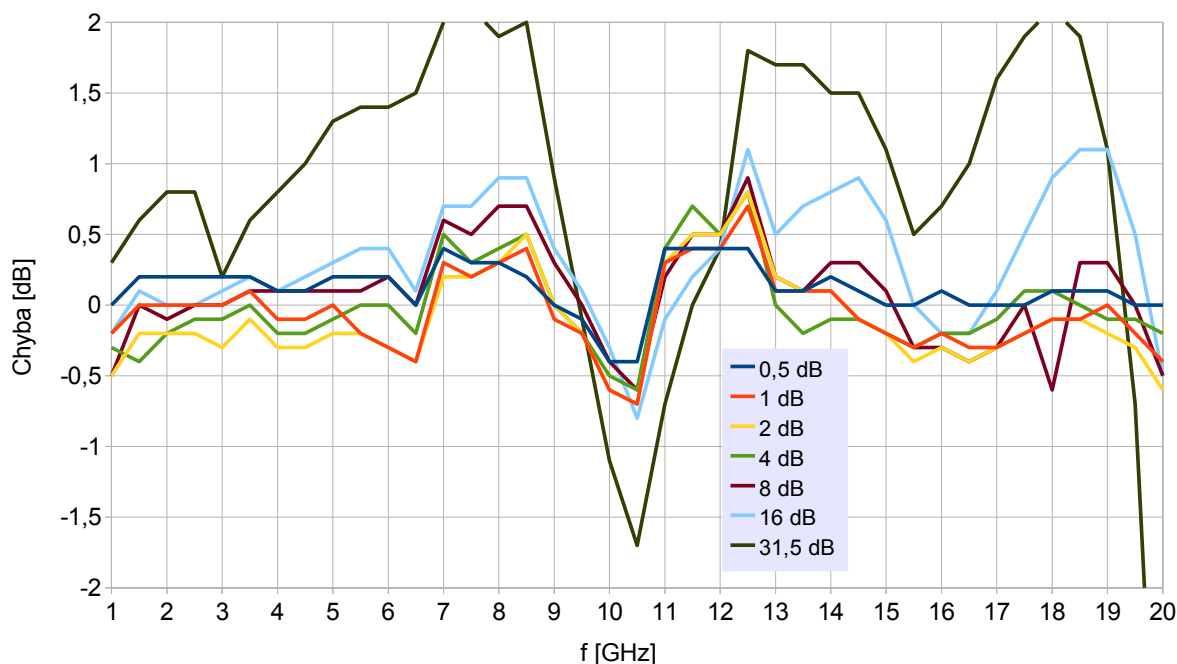
Obr. 42: Motiv plošného spoje řízeného atenuátoru



Obr. 43: Frekvenční závislost vložného útlumu atenuátoru HMC424



Obr. 44: Normalizovaný útlum atenuátoru HMC424



Obr. 45: Odchylka od požadované hodnoty útlumu

### 7.3.5 Mikrovlnné přepínače

Pro přepínání signálu do zvolené trasy slouží mikrovlnné přepínače. Mikrovlnné přepínače využívají vlastností PIN diod. Přepínače lze rozdělit na reflektivní a absorpční.

Reflektivní přepínače odrazí RF signál zpět ke zdroji, protože v rozeprnutém stavu dochází k velkému impedančnímu nepřizpůsobení. Protože nemusí tyto přepínače obsahovat na chipu přizpůsobenou zátěž pro rozeprnutý stav, je jejich výhodou nižší cena a lze přepínat vyšší výkony.

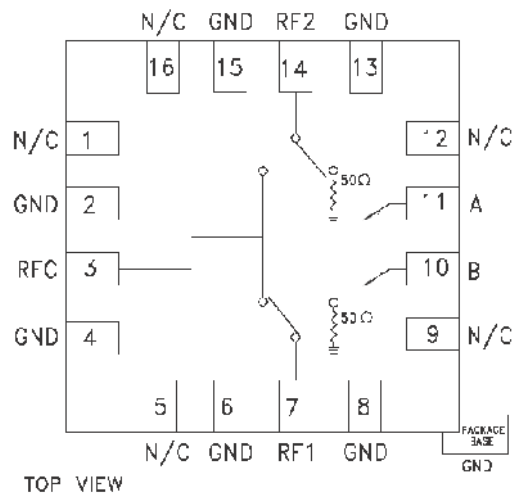
Absorpční přepínače integrují na motivu chipu i přizpůsobenou zátěž pro rozeprnutý stav a nedochází k odrazu RF signálu zpět ke zdroji. Protože se tento RF signál přemění na teplo v přizpůsobené zátěži, nelze tyto přepínače používat pro spínání vyšších výkonů.

U přepínačů je nutné sledovat hodnoty průchozího útlumu v seprnutém a rozeprnutém stavu a izolaci mezi kanály.

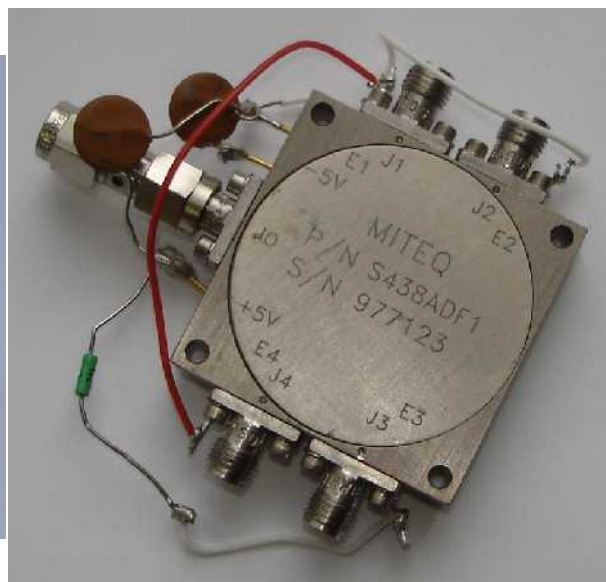
Pro přepínání mikrovlnného kmitočtu mezi trasy 2 – 18 GHz a 30 – 36 GHz je použit mikrovlnný přepínač firmy Miteq N228BNF1 se sériovým číslem 744306. Tento přepínač slouží, kromě již zmíněného přepínání kmitočtových tras, také pro vytváření pulsní modulace a simulace otáček antény. Jedná se o absorpční typ přepínače SPDT (tj. přepínač typu 1:2). Parametry přepínače získané z katalogového listu [22] jsou uvedeny v tabulce 5. Přepínač je napájen napětím  $\pm 5$  V, ovládání je pomocí logických TTL úrovní, kde log. 1 odpovídá izolaci v trase a log. 0 odpovídá seprnutí trasy. Na obrázku 48 je změřen průchozí útlum přepínače v závislosti na frekvenci.

Pro přepínání signálu do jednotlivých kmitočtových filtrů v pásmu 2 – 18 GHz je použit přepínač Miteq S438ADF1 (sériové číslo 977123). Tento SP4T přepínač reflektivního typu je napájen napětím  $\pm 5$  V, ovládání je pomocí logických TTL úrovní, kde log. 1 odpovídá sepnutí trasy a log. 0 odpovídá izolaci v trase. Na obrázku 48 je změřen průchozí útlum přepínače v závislosti na frekvenci.

Nakonec pro opětovné sloučení signálů do společné trasy ke koncovému zesilovači byl vytvořen plošný spoj, na kterém je použit integrovaný obvod HMC547 v pouzdru LP3 firmy Hittite. Protože je tento přepínač typu SPDT (viz obr. 46) jsou na plošném spoji použity 3 obvody a tím je získán přepínač se 4 vstupy<sup>4</sup>. Schéma zapojení a motiv plošného spoje jsou na obrázku 50. Parametry přepínače, které uvádí výrobce v katalogovém listu [23] jsou shrnuty v tabulce 5. Naměřené průběhy průchozího útlumu jsou na obrázku 51. Díky použití negativní kontrolní logiky tento přepínač nepotřebuje žádné napájecí napětí. Logická 0 odpovídá napětí v rozmezí (0 až -0.5) V, logická 1 odpovídá napětí v rozmezí (-5 až -7) V. Je-li na kontrolním vstupu A (pin 11 pouzdra) logická 1 a na kontrolním vstupu B logická 0 je průchozí trasa RFC – RF1, v opačném případě je průchozí trasa RFC – RF2.



Obr. 46: Blokové schéma obvodu HMC547LP3

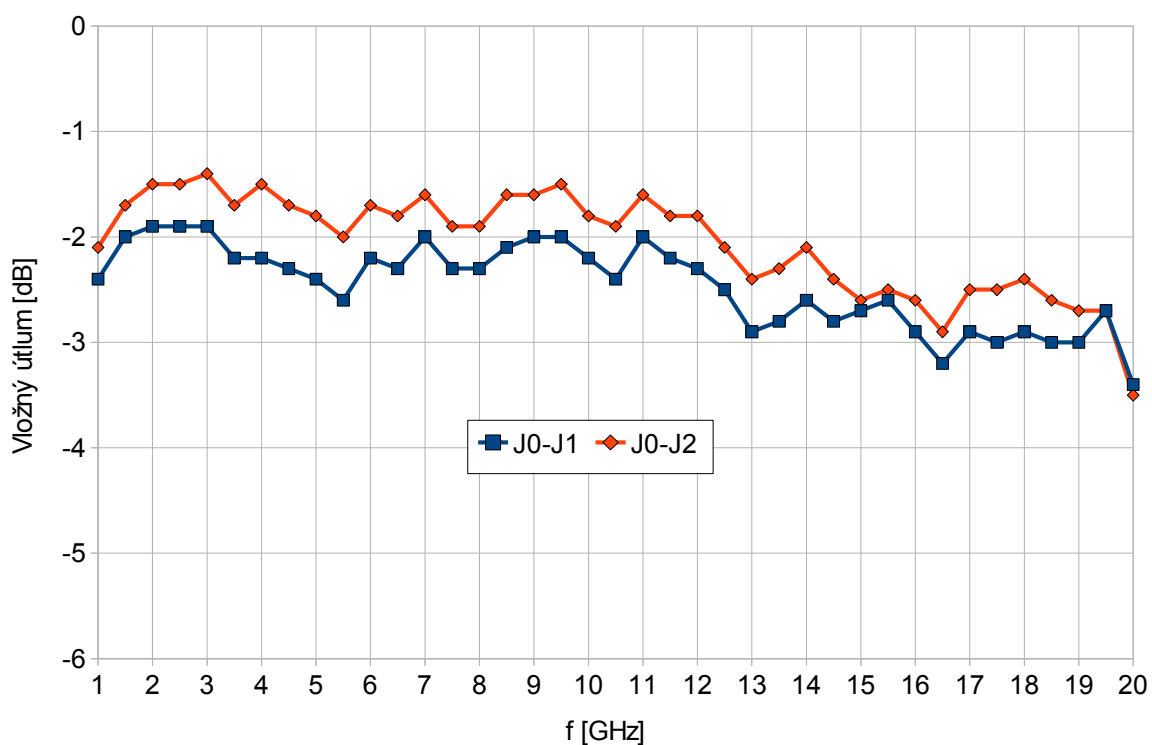


Obr. 47: Přepínač N228BNF1 a S438ADF1

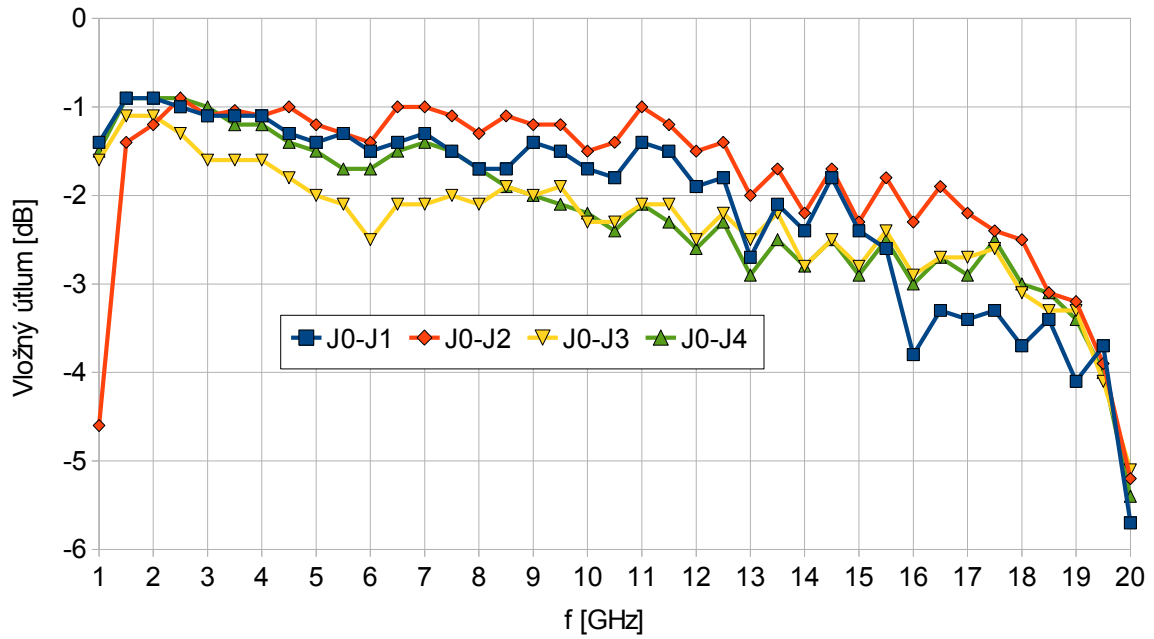
4 V průběhu začátku roku 2010 uvedla společnost Hittite integrovaný obvod HMC641LC4. Tento SP4T přepínač je určen pro kmitočtové pásmo DC – 20 GHz, proto jím je možné nahradit trojici obvodů HMC547LP3. Průchozí útlum v sepnutém stavu je podobný jako u obvodu HMC547LP3.

Model	N228BNF1	S438ADF1	HMC547LP3
Frekvenční rozsah [GHz]	1 - 18	2 - 18	DC - 20
Typ	SPDT	SP4T	SPDT
Průchozí útlum v sepnutém stavu [dB] (max.)	3,2	2,8	2
Průchozí útlum v rozepnutém stavu [dB] (min.)	60	50	40
Poměr stojatých vln	2:1	2:1	1,6:1
Rychlost přepnutí [ns]	20	20	6
Typ	Absorpční	Reflektivní	Absorpční

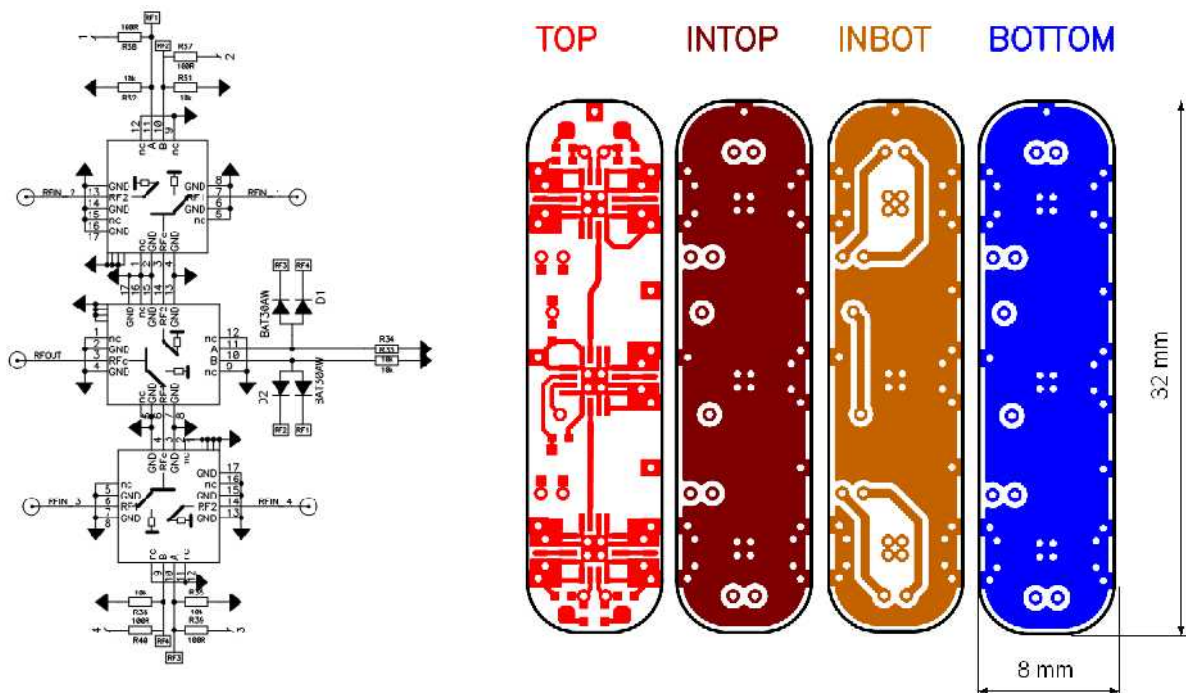
Tabulka 5: Parametry mikrovlnných přepínačů



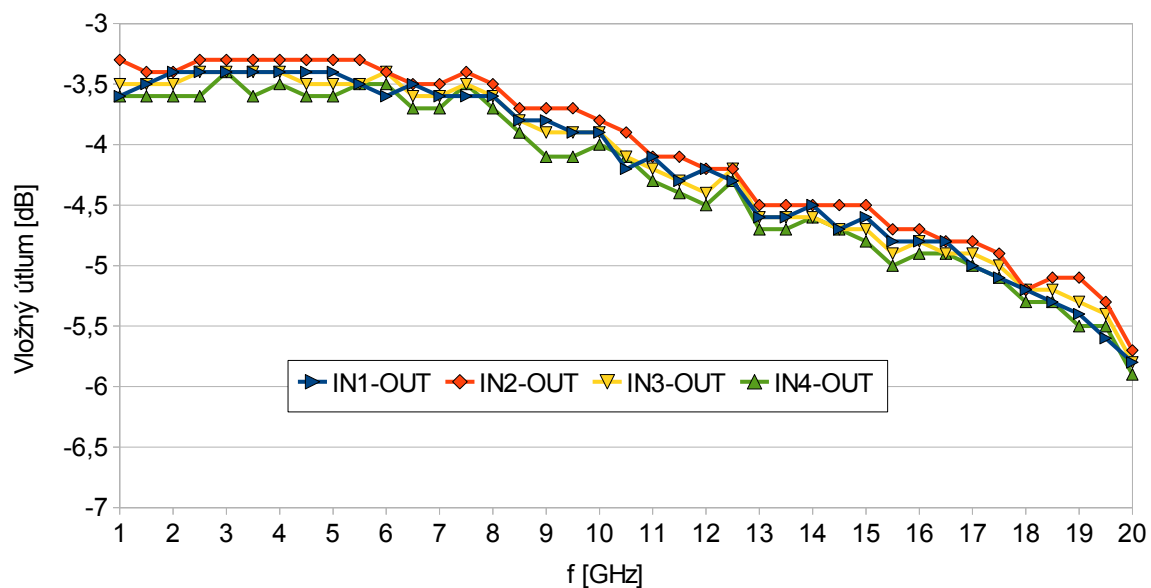
Obr. 48: Frekvenční závislost průchozího útlumu v sepnutém stavu přepínače N228BNF1



Obr. 49: Frekvenční závislost průchozího útlumu v sepnutém stavu přepínače S438ADF1



Obr. 50: Schéma zapojení (vlevo) a motiv plošného spoje (vpravo) pro přepínače HMC547LP3



Obr. 51: Frekvenční závislost průchozího útlumu DPS s přepínači HMC547LP3

### 7.3.6 Kmitočtové filtry

Protože na výstupu YIG oscilátoru jsou spolu s nastavenou frekvencí přítomny i vyšší harmonické s nízkým odstupem od základní frekvence (viz kap. 7.3.1), je nutné tyto nežádoucí složky potlačit. K potlačení je možné použít kmitočtových filtrů typu pásmová propust nebo postačí i filtr typu dolní propust. Důležité je dodržet podmínku, aby mezní kmitočet filtru byl nižší než 2. harmonická v každém pásmu. Proto bylo frekvenční pásmo 2 – 18 GHz rozděleno na následující subpásma:

Pásmo	Nejnižší kmitočet v subpásmu [GHz]	2. harmonická [GHz]	Mezní kmitočet filtru [GHz]
1 (2 – 3,5 GHz)	2	4	3,5
2 (3,5 - 6 GHz)	3,5	7	6
3 (6 – 9,5 GHz)	6	12	9,5
4 (9,5 - 18 GHz)	9,5	19	bez filtru

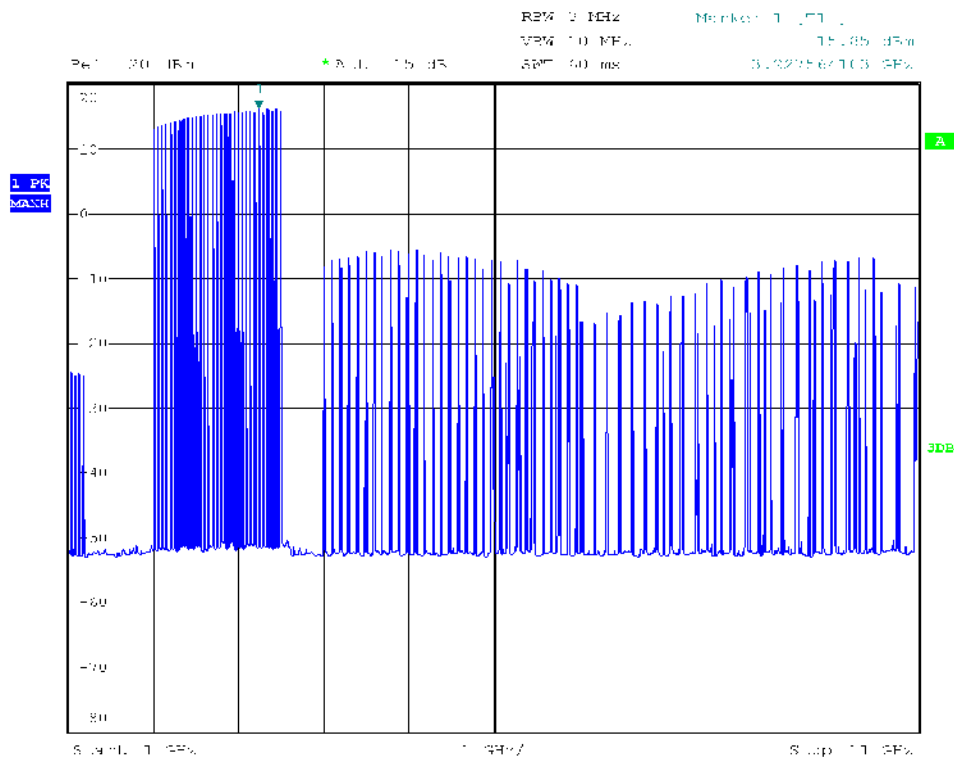
Tabulka 6: Rozdělení kmitočtového pásma 2 - 18 GHz na subpásma pro potlačení vyšších harmonických složek signálu

#### Pásmo 1:

Pro potlačení vyšších harmonických kmitočtů v prvním subpásmu (viz obr. 52) byl navržen filtr typu dolní propust, jehož motiv je na obrázku 53. Jedná se o mikropásmový filtr Čebyševova typu, složeného ze sedmi kaskádních úseků vedení s nízkou a vysokou



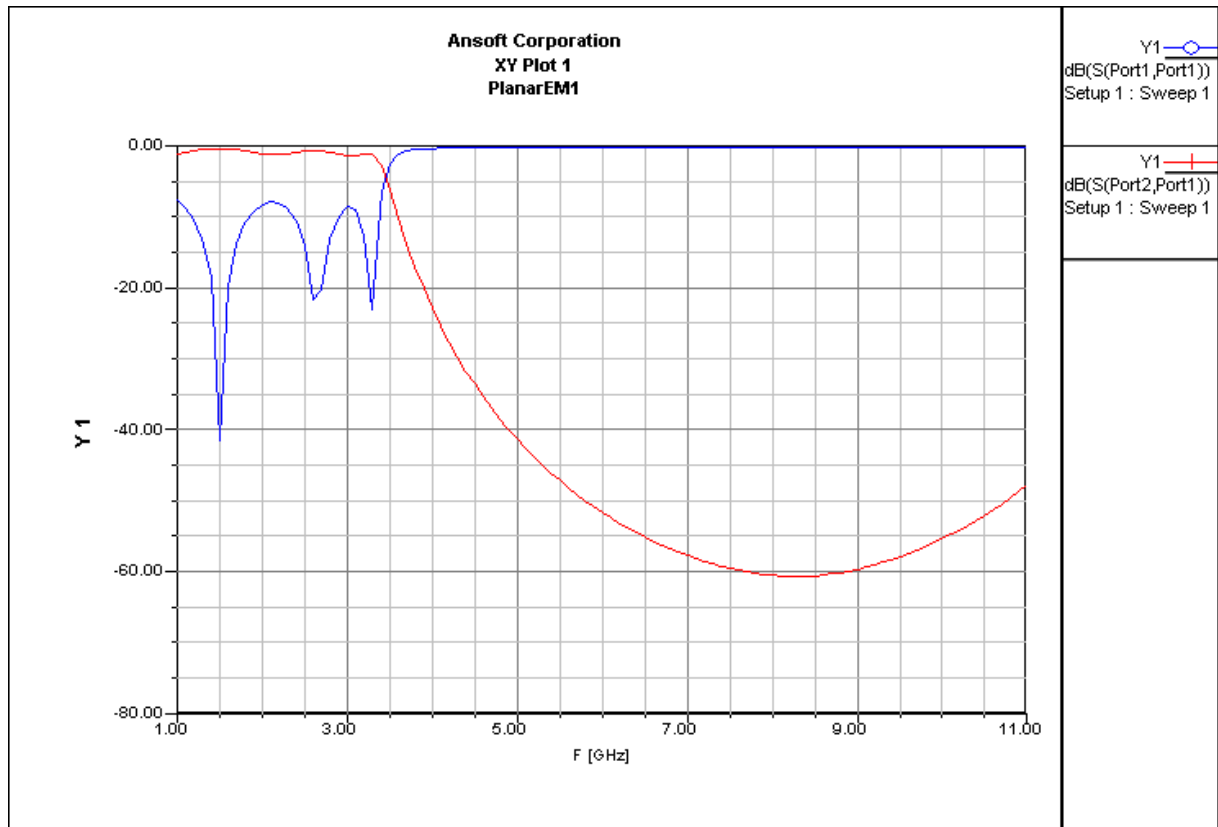
impedancí. Počet úseků byl zvolen kompromisem mezi strmostí filtru a jeho výslednými rozměry. Odsimulovaná přenosová charakteristika filtru je na obr. 54, naměřená frekvenční charakteristika filtru je na obrázku 55. Kurzory jsou na tomto obrázku vyznačeny důležité kmitočty: *Marker 1* na kmitočtu 2 GHz zachycuje začátek pásma využívaného tímto filtrem, *Marker 3* na kmitočtu 3,5 GHz představuje pokles přenosu o 3 dB a *Marker 4* na kmitočtu 4 GHz zachycuje potlačení 2. harmonické složky YIG oscilátoru kmitajícího na frekvenci 2 GHz (*Marker 1*) o cca 20 dB.



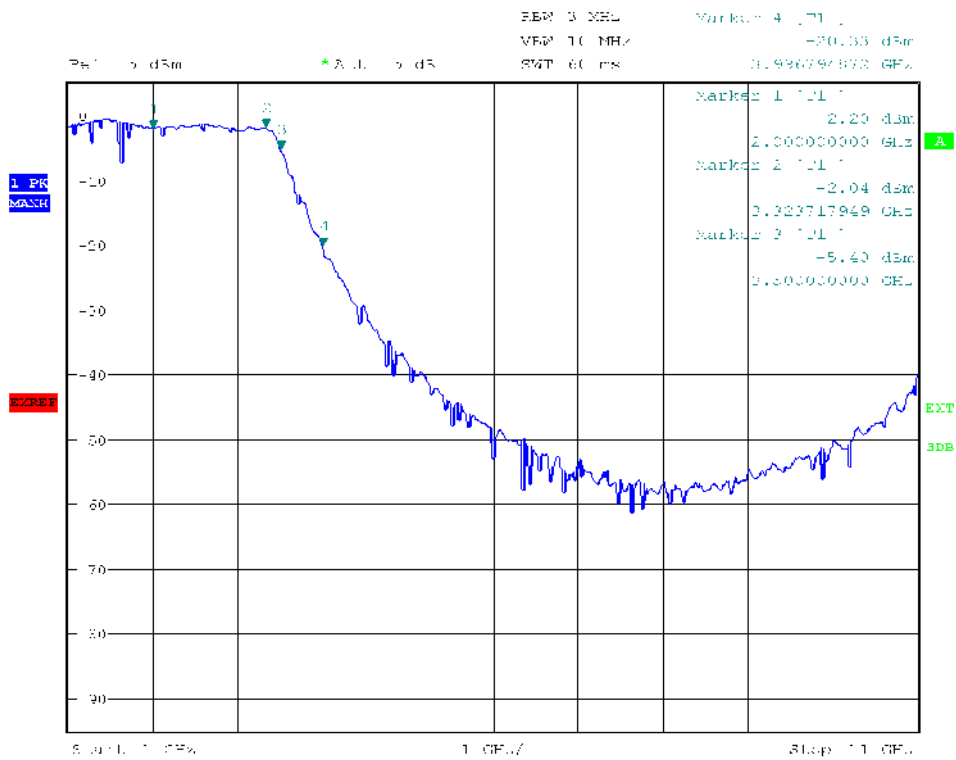
Obr. 52: Frekvenční spektrum YIG oscilátoru v uvažovaném 1. pásmu



Obr. 53: Motiv filtru pro 1. pásmo



Obr. 54: Simulace filtru pro 1. pásmo v Ansoft Designeru



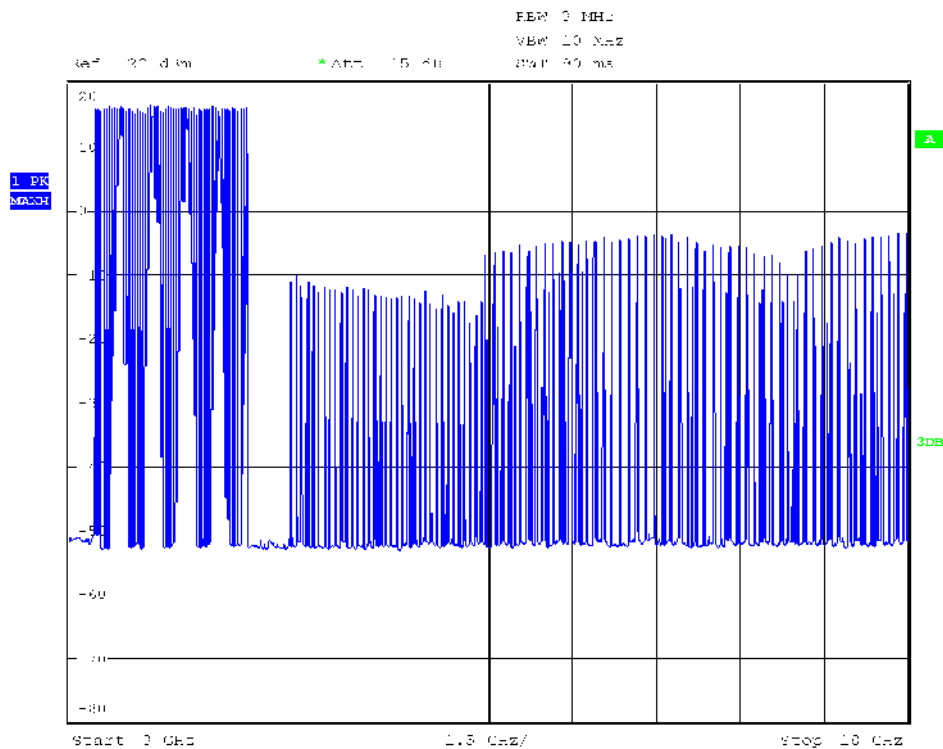
Obr. 55: Frekvenční charakteristika filtru pro 1. pásmo

## Pásmo 2:

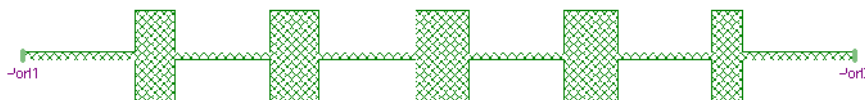
Obrázek 56 zachycuje výkon jednotlivých harmonických složek kmitočtů YIG oscilátoru v druhém subpásmu, tj. kmitočty od cca 3,5 GHz do cca 6,2 GHz. Kmitočtová osa obrázku je od 3 GHz do 18 GHz s krokem 1,5 GHz na dílek.

Motiv filtru s mezním kmitočtem 6,3 GHz je na obrázku 57. Simulace přenosové charakteristiky Čebyševova filtru, složeného z 9 prvků je na obrázku 58, charakteristika vyrobeného filtru je na obrázku 59. Kurzory jsou na tomto obrázku vyznačeny důležité kmitočty: *Marker 1* na kmitočtu 3,5 GHz zachycuje začátek pásma využívaného tímto filtrem, *Marker 3* na kmitočtu 6,125 GHz představuje pokles přenosu o 3 dB a *Marker 4* na kmitočtu 7 GHz zachycuje potlačení 2. harmonické složky YIG oscilátoru kmitajícího na frekvenci 3,5 GHz (*Marker 1*) o cca 30 dB.

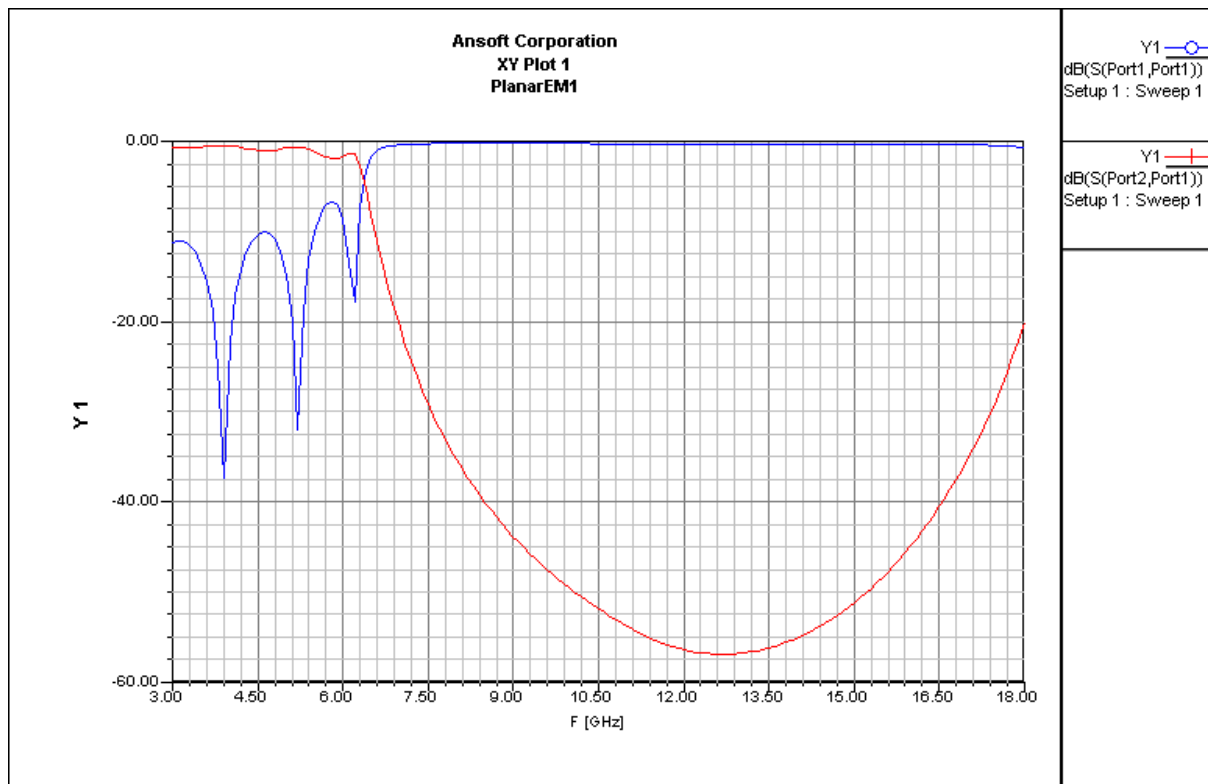
S ohledem na výsledky měření filtru 1. subpásma byl počáteční kmitočet tohoto subpásma posunut na cca 3,3 GHz (viz *Marker 2* na obr. 55), jehož 2. harmonická na kmitočtu 6,6 GHz by byla potlačena asi o 20 dB.



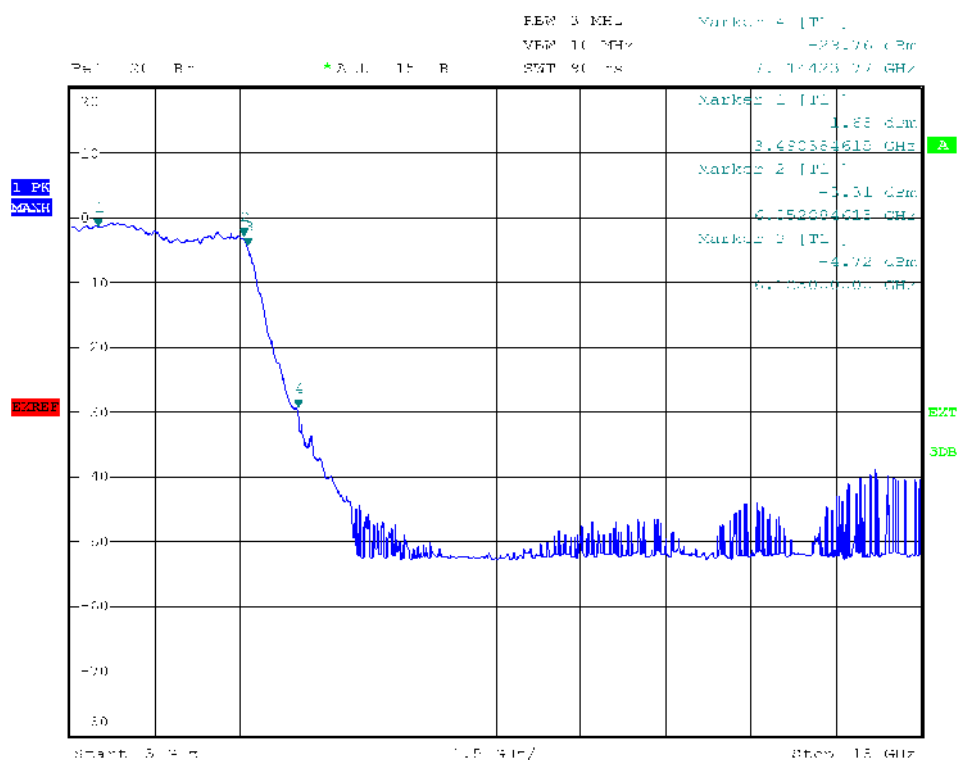
Obr. 56: Frekvenční spektrum YIG oscilátoru v uvažovaném 2. pásmu



Obr. 57: Motiv filtru pro 2. pásmo



Obr. 58: Simulace filtru pro 2. pásmo v Ansoft Designeru

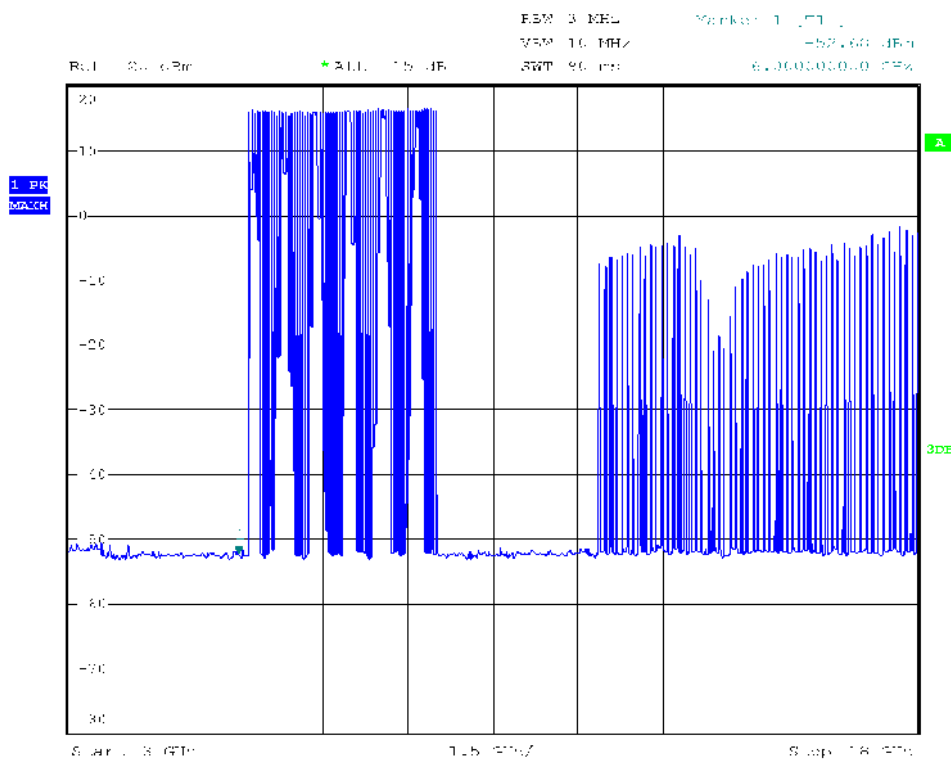


Obr. 59: Frekvenční charakteristika filtru pro 2. pásmo

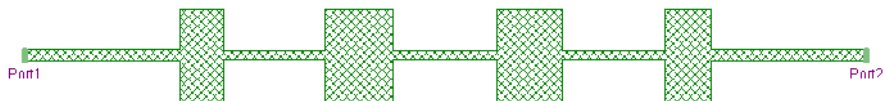
### Pásmo 3:

Obrázek 60 zachycuje výkon jednotlivých harmonických složek kmitočtů YIG oscilátoru ve třetím subpásmu, tj. kmitočty od cca 6,2 GHz do cca 9,5 GHz. Kmitočtová osa obrázku je od 3 GHz do 18 GHz s krokem 1,5 GHz na dílek.

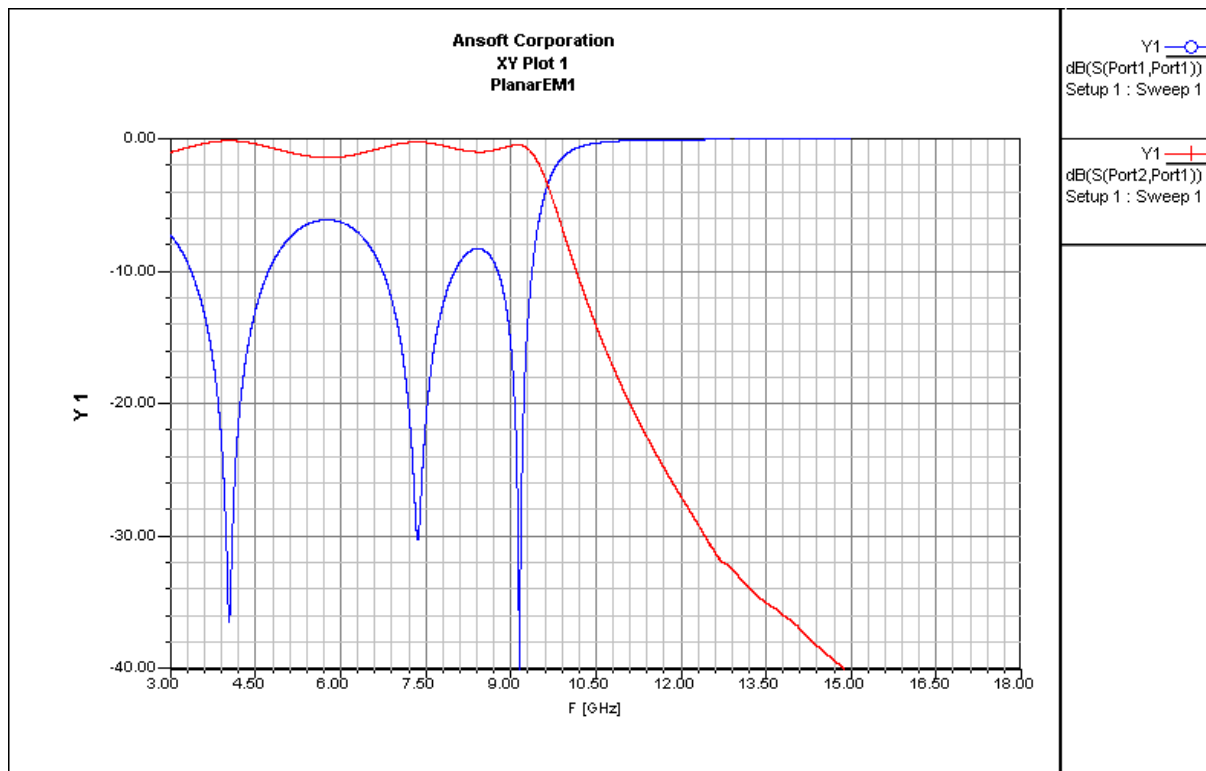
Motiv filtru s mezním kmitočtem 9,5 GHz je na obrázku 61. Simulace přenosové charakteristiky Čebyševova filtru, složeného ze 7 prvků je na obrázku 62, charakteristika vyrobeného filtru je na obrázku 63. Kurzory jsou na tomto obrázku vyznačeny důležité kmitočty: *Marker 1* na kmitočtu 6 GHz zachycuje začátek pásma využívaného tímto filtrem, *Marker 3* na kmitočtu 8,57 GHz představuje pokles přenosu o 3 dB a *Marker 4* na kmitočtu 12 GHz zachycuje potlačení 2. harmonické složky YIG oscilátoru kmitajícího na frekvenci 6 GHz (*Marker 1*) o cca 30 dB.



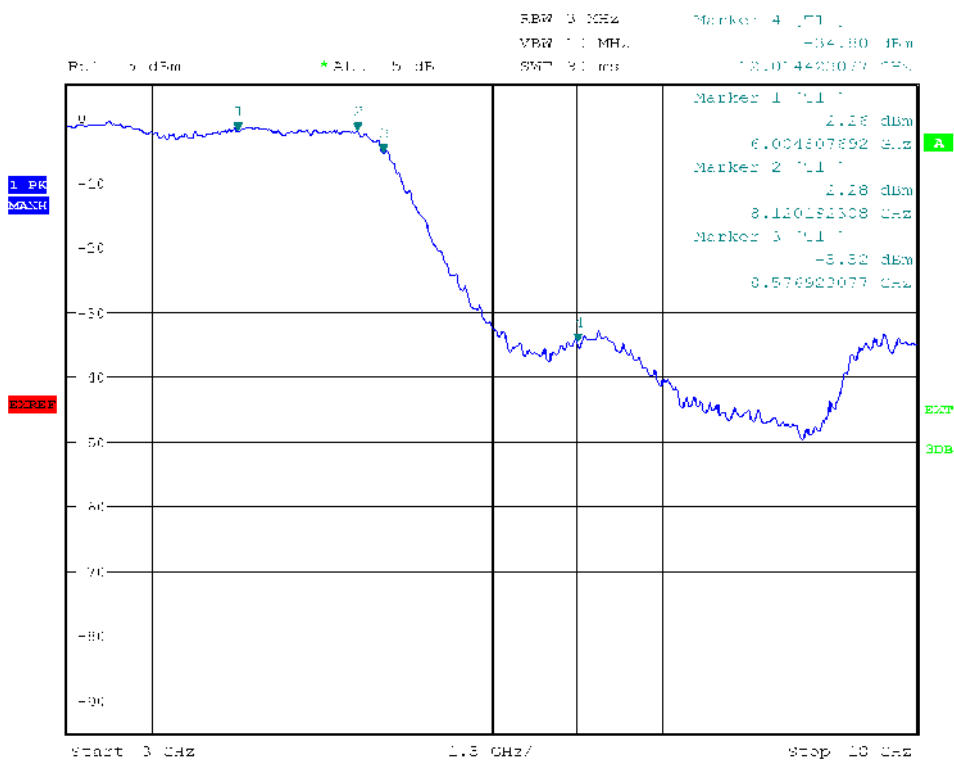
Obr. 60: Frekvenční spektrum YIG oscilátoru v uvažovaném 3. pásmu



Obr. 61: Motiv filtru pro 3. pásmo

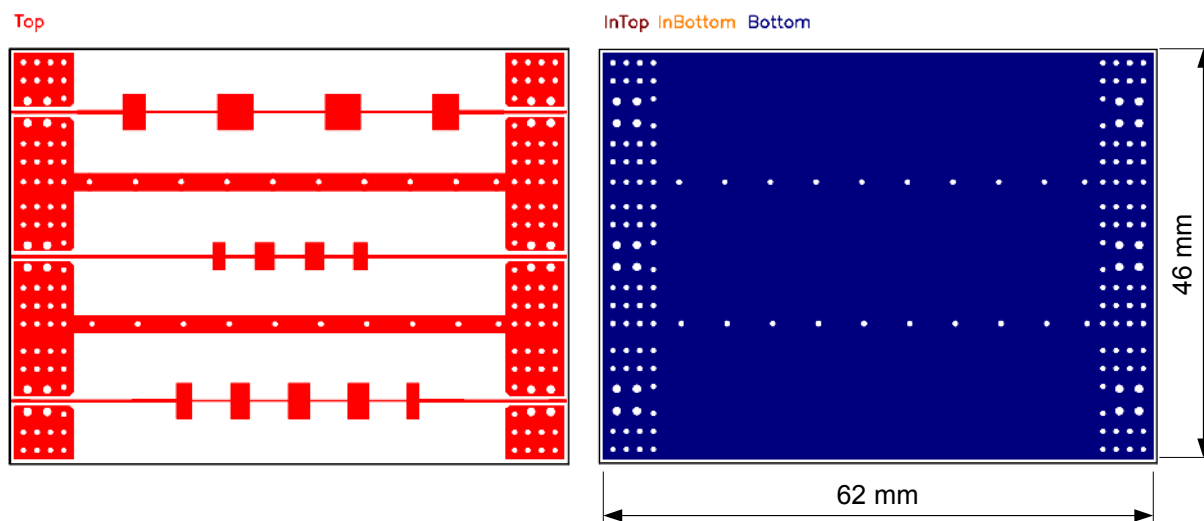


Obr. 62: Simulace filtru pro 3. pásmo v Ansoft Designeru



Obr. 63: Frekvenční charakteristika filtru pro 3. pásmo

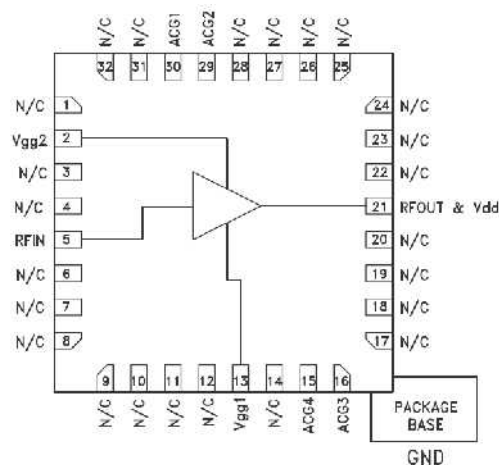
Návrh všech 3 filtrů je proveden na materiál DiClad 880, který byl pro zvýšení odolnosti proti mechanickému poškození nalaminován na nosnou desku – viz kap. 7.2. Všechny 3 filtry jsou umístěny na společném plošném spoji (obr. 64).



Obr. 64: Motiv plošného spoje s pásmovými filtry

### 7.3.7 Předzesilovače

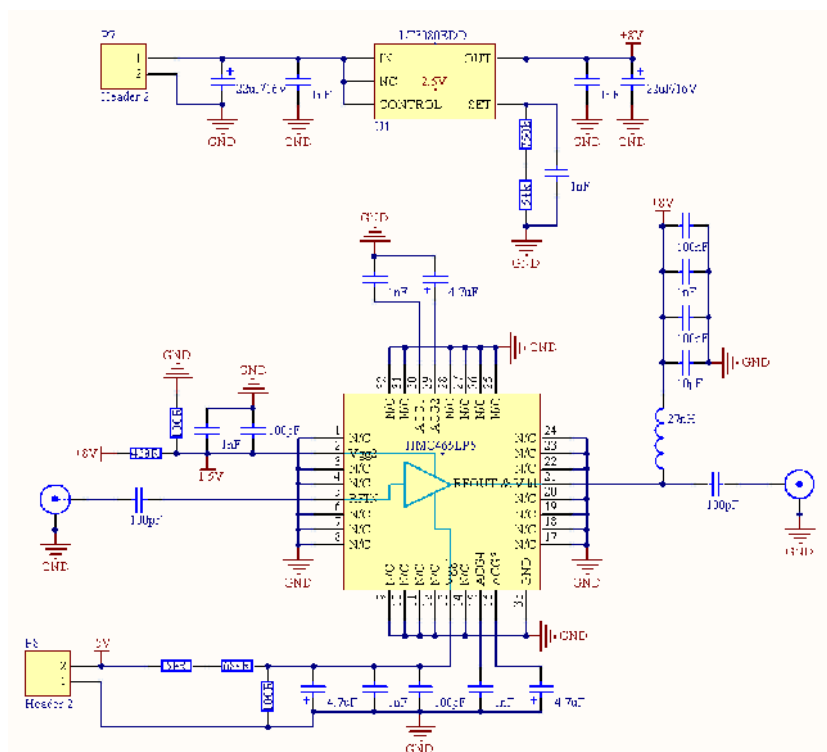
Pro dostatečné vybuzení koncového stupně v kmitočtovém pásmu 2 – 18 GHz je použit předzesilovač s obvodem HMC465LP5. Tento obvod je navržen pro kmitočtové pásmo DC – 20 GHz, napájen je napětím 8 V s proudovým odběrem cca 160 mA. Nastavení pracovního bodu se provádí pomocí záporného předpětí na pinu 13 pouzdra LP5, toto předpětí bývá cca -0,6 V. Parametry udávané výrobcem v katalogovém listu [22] jsou shrnuty v tabulce 7.



Obr. 65: HMC465LP5

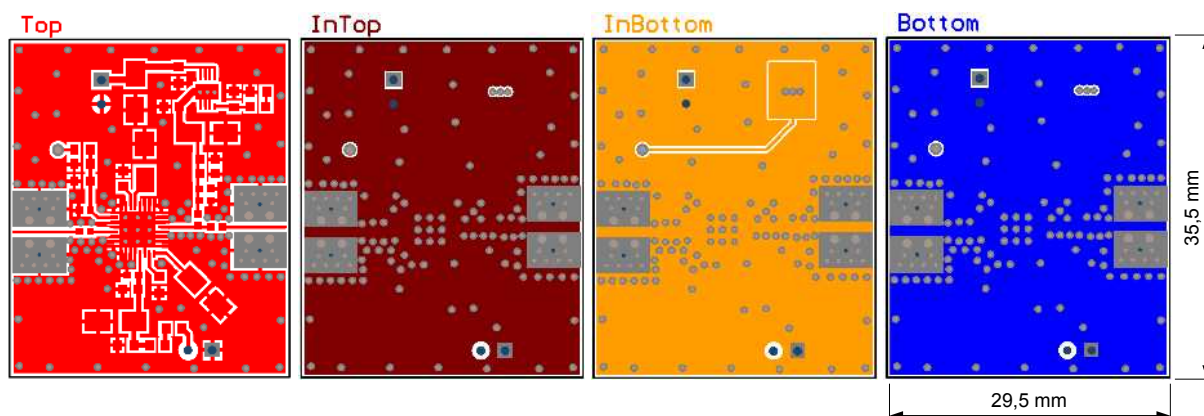
Frekvence [GHz]	DC – 6	6 – 12	12 - 20
Zisk [dB]	16	15	12,5
Šumové číslo [dB]	3	3	4
Výstupní výkon $P_{1dB}$ [dBm]	24	23	20
Saturovaný výstupní výkon [dBm]	25,5	25	23

Tabulka 7: Parametry obvodu HMC465LP5



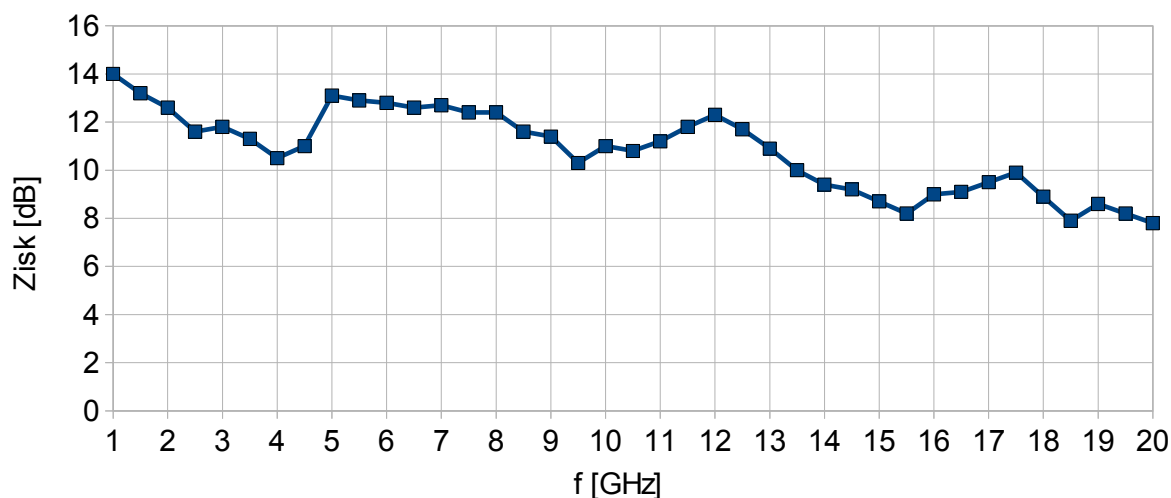
Obr. 66: Schéma zapojení DPS se zesilovačem HMC465LP5

Pro tento obvod byl vyroben plošný spoj (obr. 67) na kterém je napájecí napětí 12 V z řídicí desky stabilizováno na požadovaných 8 V pomocí stabilizátoru napětí LT3080, kladné předpětí 1,5 V je pomocí odporového děliče získáno z napětí 8 V, záporné předpětí je získáno odporovým děličem z napětí -5 V z řídicí desky. Schéma zapojení (obr. 66) a hodnoty blokovacích kondenzátorů jsou dodrženy podle doporučení výrobce v katalogovém listu v sekci „Application Circuit“, pouze je zde navíc blokovací kondenzátor na RF vstupu. Po osazení byl obvod proměřen a frekvenční závislost zesílení je na obr. 68. Zesílení je oproti parametrům uváděným výrobcem v katalogovém listu nižší asi o 3 dB v celém kmitočtovém pásmu.



Obr. 67: Deska plošného spoje se zesilovačem HMC465LP5





Obr. 68: Frekvenční závislost zesílení zesilovače HMC465LP5

Po zpracování změřených charakteristik dílčí obvodu v trase byl sestaven výkonový úroňový diagram (viz kapitola 8) a z průběhů je jasné, že výkon kterým budou buzeny zesilovače je přibližně konstantní do frekvence 13 GHz a poté začíná výkon klesat, a na frekvenci 18 GHz je rozdíl oproti frekvencím v pásmu 2 – 10 GHz víc než 10 dB. Proto pro dosažení požadovaného výkonu i v kmitočtovém pásmu 9,5 – 18 GHz byl do tohoto pásma vložen další předzesilovač (v blokovém schématu na obr. 21 na úrovni pásmových filtrů), který částečně kompenzuje ztráty v trase.

Jedná se o hotový modul zesilovače firmy Hittite opatřený vstupním a výstupním SMA konektorem. Proudový odběr při napájecím napětí 12 V je cca 90 mA. Parametry zesilovače jsou v tabulce 8. Proměřená frekvenční závislost zesílení je na obr. 70.

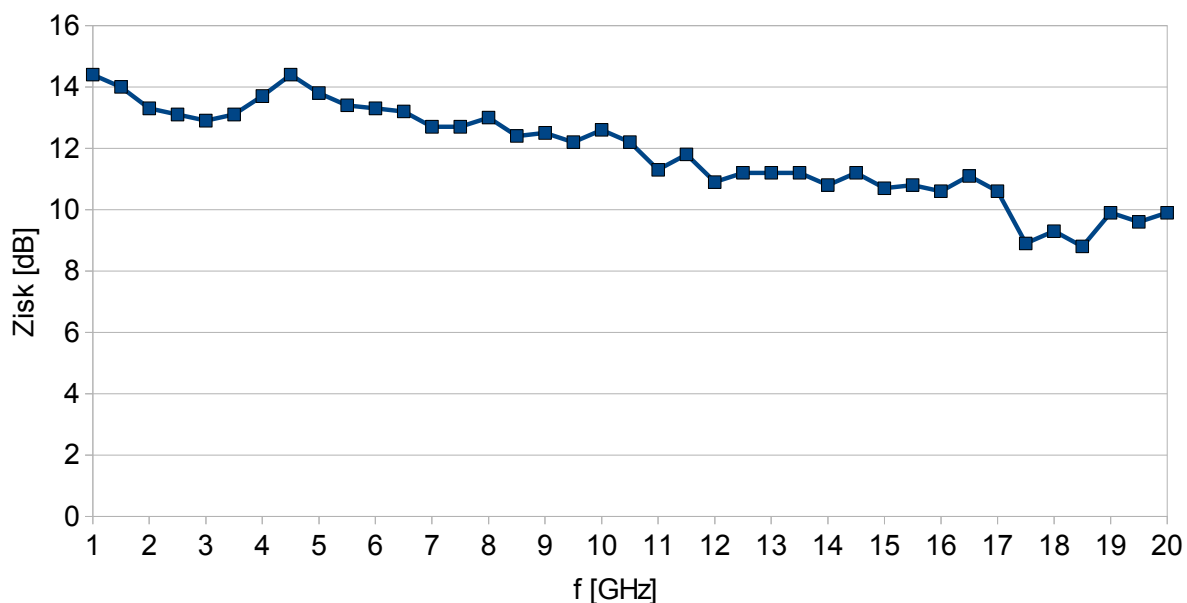


Obr. 69: Zesilovač HMC-C002

Výkonový úroňový diagram před a po přidání tohoto zesilovače do trasy je v kapitole 8 na obrázku 82 a 83.

Frekvence [GHz]	2 – 6	6 – 12	12 - 20
Zisk [dB]	14	13	12
Šumové číslo [dB]	2,5	2	3
Výstupní výkon $P_{1dB}$ [dBm]	18	16	12
Saturovaný výstupní výkon [dBm]	21,5	21	19

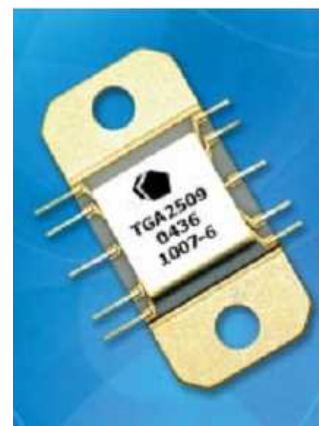
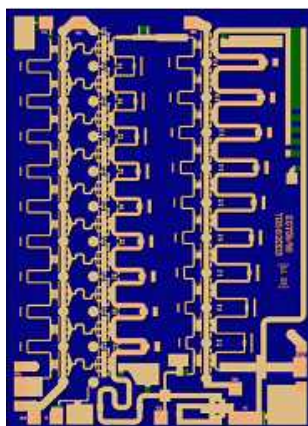
Tabulka 8: Parametry zesilovače HMC-C002



Obr. 70: Frekvenční závislost zesílení zesilovače HMC-C002

### 7.3.8 Výkonový zesilovač 2 – 18 GHz

Jako koncový stupeň pro kmitočtové pásmo 2 – 18 GHz je použitý integrovaný širokopásmový zesilovač TGA2509-EPU-FL firmy TriQuint Semiconductors vyrobený 0,25  $\mu\text{m}$  pHEMT technologií (viz kapitola 6). Tento zesilovač lze použít až do frekvence 20 GHz s nominálním výstupním výkonem 29 dBm při 1 dB kompresi. Zesílení tohoto zesilovače lze regulovat pomocí stejnosměrného předpětí na kontrolním pinu  $V_c$  (viz obr. 72 vpravo).

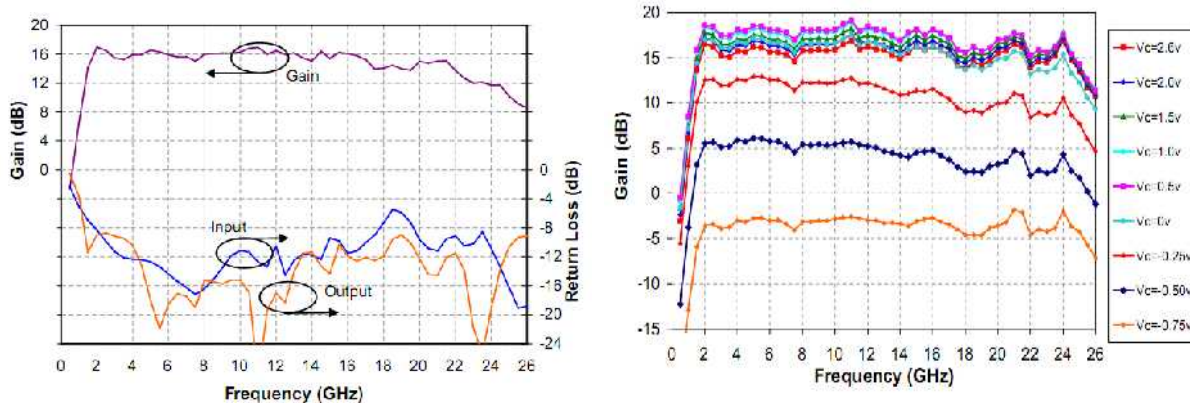


Obr. 71: Pohled na strukturu čipu zesilovače a finální výrobek (převzato z [15])

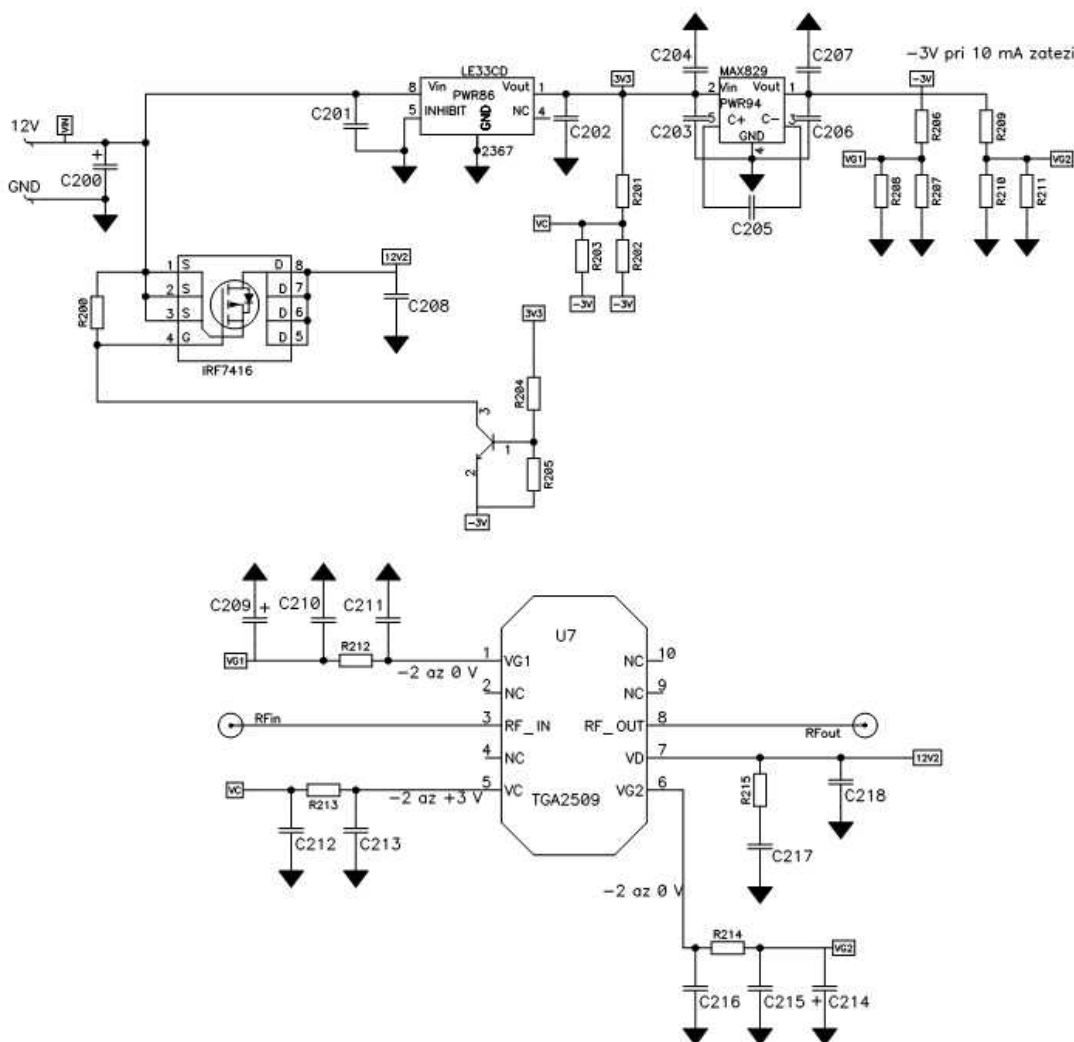
Při oživování je nutné dodržet postup udávaný v katalogovém listu výrobce [15], jinak hrozí zničení součástky.

#### Postup oživování:

Nejdříve je nutné přivést napětí -1,2 V na piny  $V_{g1}$  a  $V_{g2}$  a teprve poté je možné sepnout napětí 12 V na pin  $V_d$ . Poté je nutné nastavit obvod do správného pracovního bodu změnou napětí  $V_{g1}$  a  $V_{g2}$ , kdy nejdříve měníme napětí  $V_{g1}$  do doby kdy začne obvod odebírat z 12 V napájecí větve 580 mA a následně změnou napětí  $V_{g2}$  se proud dostaví na 1080 mA. Při dalším zapnutí zesilovače již není třeba tyto napětí dostavovat, ale je bezpodmínečně nutné zamezit sepnutí 12 V větve dříve, než budou k dispozici napětí  $V_{g1}$  a  $V_{g2}$ .



Obr. 72: Průběhy zesílení, vstupní a výstupní ztráty odrazem a závislost zesílení na hodnotě napětí  $V_c$  uvedené v katalogovém listu (převzato z [15])

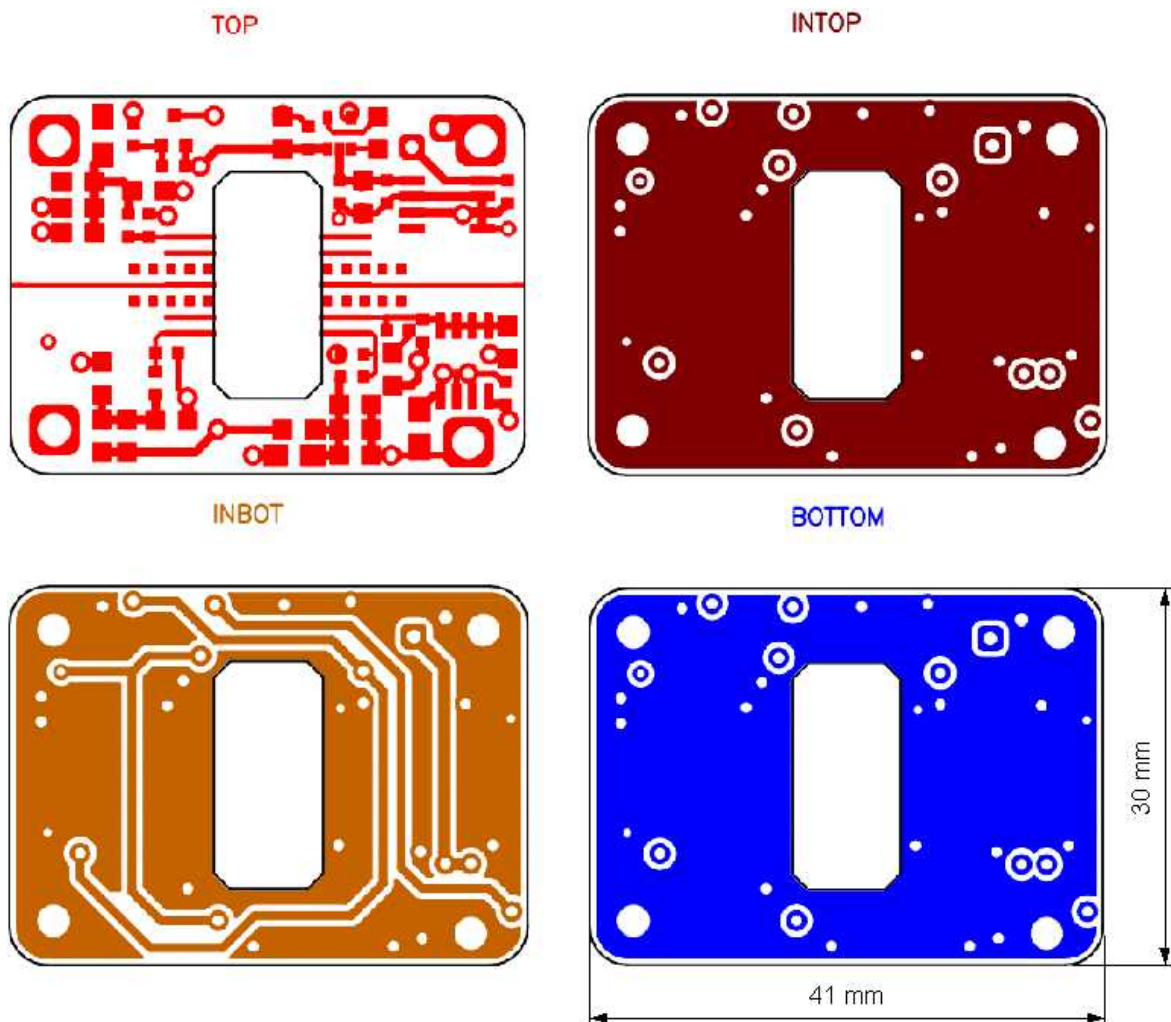


Obr. 73: Schéma zapojení desky plošného spoje s TGA2509-EPU-FL

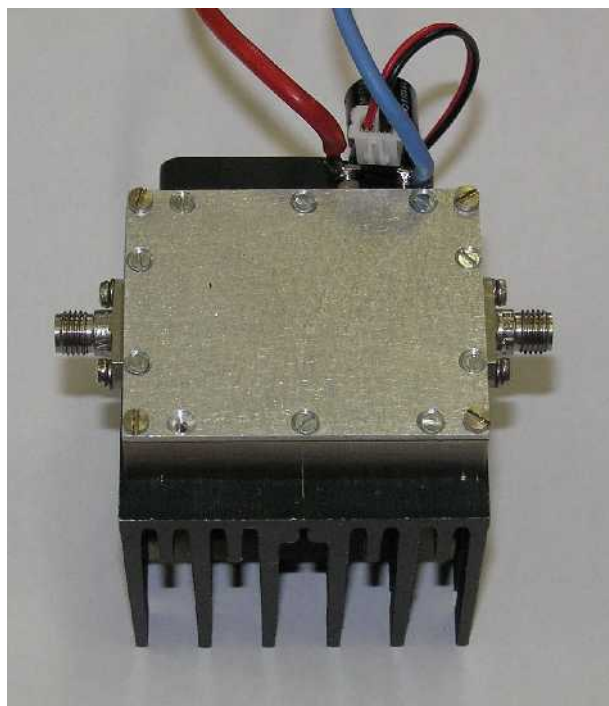
Schéma zapojení plošného spoje s TGA2509-EPU-FL (obr. 73):

Aby byl dodržen postup zapínání obvodu (viz výše), je napájecí napětí 12 V přivedeno na stabilizátor LE33CD a zároveň na výkonový spínací FET tranzistor VT4. Výstupní napětí stabilizátoru 3,3 V se pomocí invertujícího měniče MAX829 upraví na napětí cca -3V. Napětí -3 V je přes jednoduchý odporový dělič sníženo na potřebná napětí Vg1 a Vg2, a dále přivedeno do emitoru tranzistoru VT3, na jehož bázi je přes odporový dělič přiveden výstup stabilizátoru LE33CD. Při připojení 12V je VT4 držen v rozepnutém stavu přes rezistor R200, po naběhnutí záporného napětí je napětí na gate tranzistoru sníženo a tím dojde k sepnutí 12 V do obvodu TGA2509-EPU-FL.

Na obr. 74 je motiv plošného spoje, který je umístěn do hliníkové basičky (obr. 75), a jelikož je nutné díky příkonu cca 12 W zesilovač aktivně chladit, je tato basička připevněna k aktivnímu chladiči.



Obr. 74: Motiv plošného spoje TGA2509-EPU-FL



Obr. 75: Fotografie výkonového zesilovače 2 - 18 GHz

### 7.3.9 Násobič kmitočtu 2x

Pro vynásobení kmitočtu 2x je použit širokopásmový trojitě vyvážený pasivní frekvenční zdvojovač TD0040LA firmy Miteq.

Katalogový list zdvojovače je přiložen v příloze B

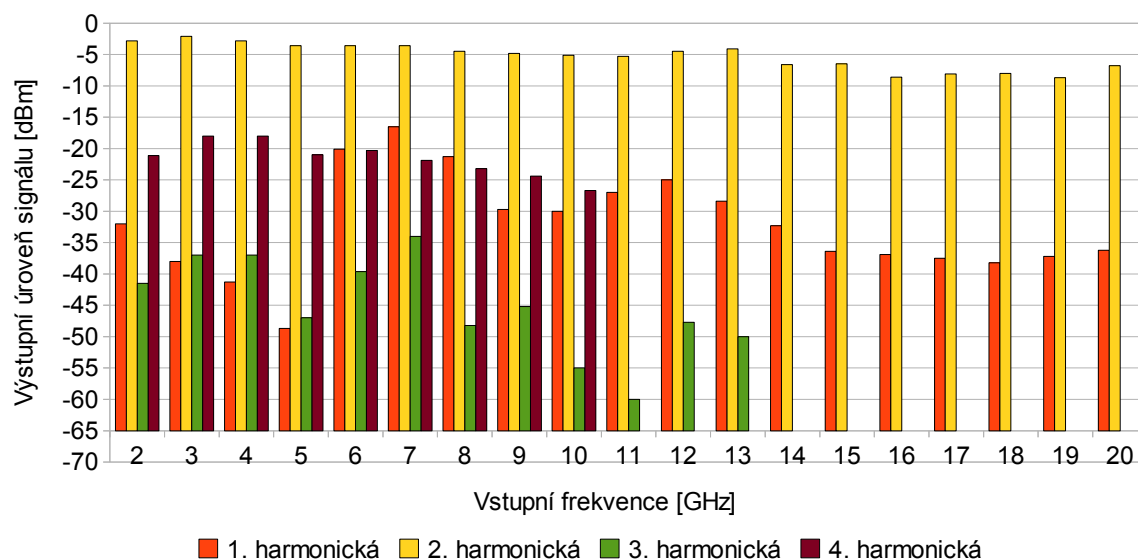
Specifikace:

Rozsah vstupních kmitočtů [GHz]	2 – 20
Rozsah výstupních kmitočtů [GHz]	4 – 40
Poměr stojatých vln	3:1
Konverzní ztráty	13 dB
Izolace vstup/výstup	30 dB
Povolený vstupní výkon	10 dBm



Obr. 76: Frekvenční zdvojovač TD0040LA2

Na obrázku 77 je změřen výkon vybraných harmonických složek (1. až 4. harmonická), které jsou přítomny na výstupu frekvenčního zdvojovače při předepsané vstupní úrovni signálu 10 dBm. Měření spektrálních výkonových úrovní bylo prováděno na spektrálním analyzátoru R&S FSQ40, proto byly vyšší harmonické kmitočty, stejně jako v případě měření YIG oscilátoru, měřeny pouze do 40 GHz.



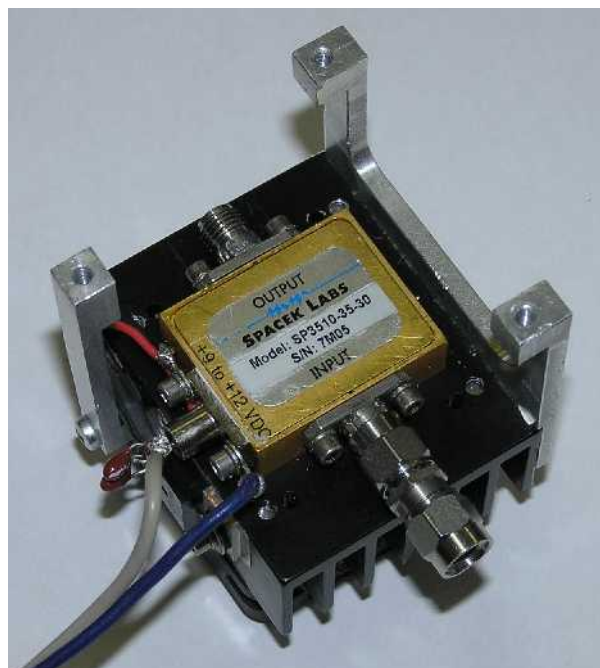
Obr. 77: Výstupní výkony jednotlivých harmonických složek signálu vstupujícího do zdvojovače Miteq TD0040LA

### 7.3.10 Výkonový zesilovač 30 – 36 GHz

Zesilovač SP3510-35-30 od firmy SPACEK Labs. Inc. je navržen pro použití v kmitočtovém pásmu 30 – 40 GHz a tak plně vyhovuje pro použití v této aplikaci.

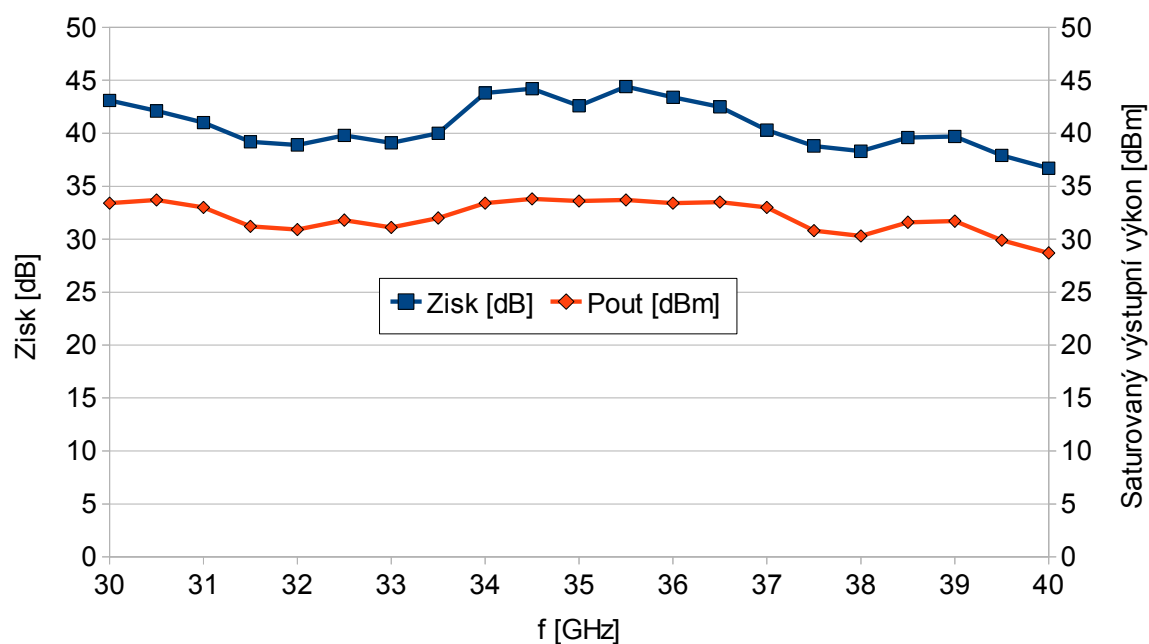
Zesilovač dosahuje výstupního výkonu až 33 dBm při 1 dB kompresi a zesilení cca 40 dB. Napájecí napětí je 12 V a proudový odběr dosahuje až 2,5 A, proto je nutné aktivní chlazení zesilovače. Měřicí protokol výrobce je v příloze C.

Parametry zesilovače byly proměřeny a výsledek měření je zpracován v obrázku 79. Modrou křivkou je vyneseno zisk zesilovače, který byl měřen se vstupní úrovní signálu -20 dBm, aby nebyla výstupní úroveň zesilovače blízko saturaci. Oranžově je měřen výstupní výkon



Obr. 78: Fotografie zesilovače SP3510-35-30

zesilovače s předpokládanou úrovní signálu na vstupu cca  $-8$  dBm, kterou dostaneme vynásobením signálu YIG oscilátoru násobičem Miteq TD0040LA (viz kapitola 7.3.9).



Obr. 79: Změřené parametry zesilovače SP3510-35-30

### 7.3.11 Blok řízení

Blok řízení z obr. 21 zajišťuje ovládání jednotlivých částí RF trasy signálu (nastavení kmitočtu, přepínání jednotlivých tras, atd.) a komunikaci s uživatelem, tj. s LCD displejem, klávesnicí, indikačními prvky a ovládacím panelem. Dále se stará o načítání dat z externího média (flash disku). Plošný spoj této desky není předmětem této práce.

Jádrum řídicí desky je hradlové pole realizované obvodem XC4VFX12 řady Virtex 4 firmy Xilinx. Tento obvod dále komunikuje s modulem Fox Board, což je univerzální jednodeskový PC s ARM procesorem zajišťující načítání z externí paměti cílů. Softwarový návrh obsluhy simulátoru není předmětem této práce.

#### Popis schématu zapojení napájecí a řídicí desky (příloha D)

Usměrněné napájecí napětí  $24$  V ze síťového zdroje je přivedeno na vstupní konektor „VNAP“ desky plošného spoje, kde je dodatečně filtrováno a přes dvojici schottkyho diod je propojeno do společného bodu „VBAT&NAP“ zároveň s přívodem napětí od sady akumulátorů „VBAT“, které se pohybuje v rozmezí  $16 - 21$  V, podle stavu akumulátorů. Je-li tedy přítomno napětí ze zdroje je dioda od bateriového napájení zavřena.

Napětí „VBAT&NAP“ je pomocí modulu DC/DC měniče PTN78020HAZ upraveno na napětí  $+12$  V a dvojicí modulů PTN78060HAZ na napětí  $+5$  V a  $+3,3$  V. Z napětí  $+12$  V je dále pomocí invertujících měničů vytvářeno záporné napětí  $-5$  V a  $-15$  V. Z napětí  $+5$  V se

pomocí obvodu MAX829 vyrábí záporné napětí -2,8V pro LCD displej. Z napětí +3,3 V je získáno napětí +2,5V a +1,2V. Napětí +12 V je primárně použito pro napájení koncových výkonových zesilovačů. Aby byla prodloužena doba provozu na baterie, neběží tyto zesilovače stále, ale je podle zadaného kmitočtu tyto zesilovače spínat přes výkonový FET tranzistor.

Dále jsou napětí „VNAP“ pomocí modulu DC/DC měniče PTN78060HAZ a „VBAT“ pomocí lineárního stabilizátoru LT1083CP upravena na napětí +15 V, které je přes dvojici schottkyho diod použito pro napájení YIG oscilátoru.

Řídící IO piny hradlového pole Virtex 4 pro ovládání periférií jsou vyvedeny do konektorů po okraji desky plošného spoje.

### Napájení ze sítě

Pro napájení ze síťového napětí lze použít jakýkoliv transformátor, jehož usměrněné výstupní napětí je 24 V a je schopen dodávat do zátěže proud minimálně 2 A. Pro tyto účely byl zakoupen spínaný zdroj RD-125-2412 firmy Mean Well. Tento zdroj disponuje dvěma výstupy, větev 24 V je dimenzována pro proud až 5 A, 12 V větev může dodat proud až 7 A. Celkový odebíraný výkon z obou větví nesmí překročit 130 W. Napětí 24 V je použito pro napájení simulátoru, 12 V větev je použita pro napájení nabíječe AQCB – 5FC.

### Bateriové napájení

Provoz z akumulátorů je zajištěn čtveřicí Li-Pol akumulátorů 18,5 V 5000 mAh o celkové kapacitě 20 Ah. Tím je zajištěn provoz při maximálním předpokládaném odběru cca 2,5 A minimálně na 8 hodin. Nabíjení akumulátorů je zajištěno pomocí speciálního nabíječe Li-Pol akumulátorů, řízeného mikroprocesorem, AQCB – 5FC.

## **7.3.12 Anténní systém**

Výstup kmitočtového pásma 2 – 18 GHz je přiveden do antény DRH20 (obr. 80). Tato trychtýřová anténa opatřená SMA konektorem je navržena pro vyzařování kmitočtů 1,7 – 20 GHz, poměr stojatého vlnění se u této antény pohybuje maximálně do 1,5:1, zisk antény se pohybuje v rozmezí 8 – 14 dB a roste s frekvencí. Specifikace antény včetně směrových vyzařovacích diagramů je v příloze F.



*Obr. 80: Anténa DRH20*



Vysílací anténa v kmitočtovém pásmu 30 – 36 GHz je trychtýřový anténa H-A40 (obr. 81). Tato anténa je optimalizována pro kmitočtové spektrum 28 – 40 GHz, osazená K konektorem, poměr stojatého vlnění se pohybuje maximálně do 1,3:1. Zisk antény se pohybuje v rozmezí 18 – 21 dB. Specifikace antény a naměřené parametry výrobce jsou v příloze G.



*Obr. 81: Anténa H-A40*

## 8 Výkonová bilance a dosažené parametry simulátoru

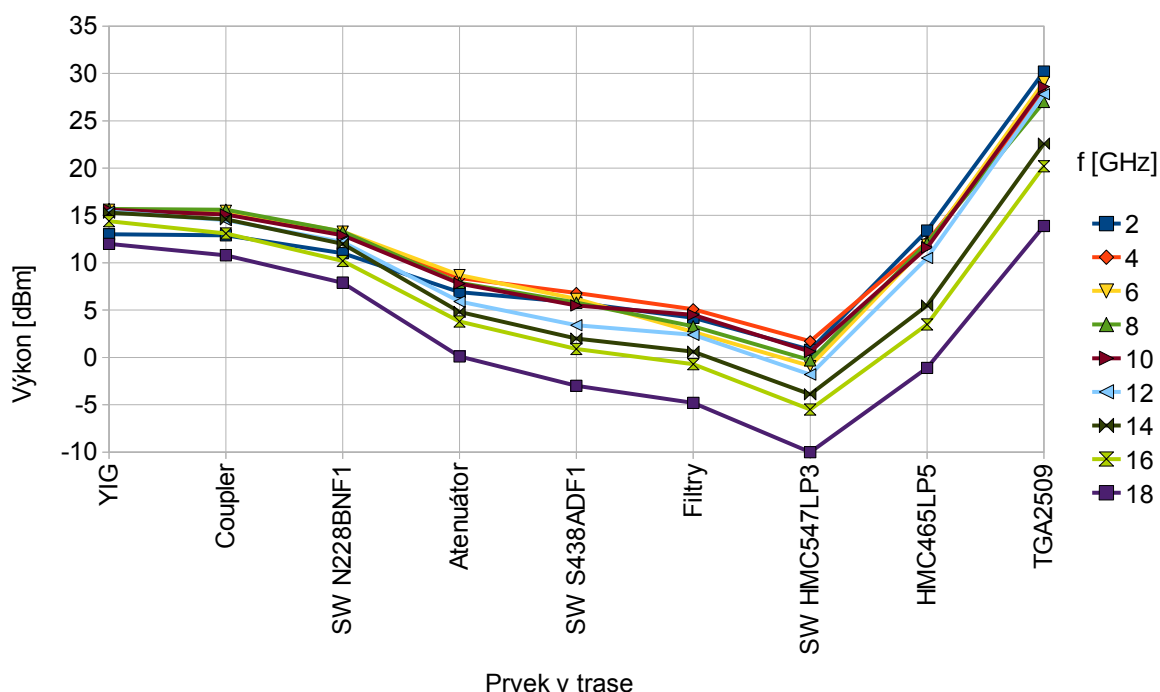
Proměřením všech prvků v trase bylo možné sestavit výkonový úrovněvý diagram a z něho vyvodit další závěry. Diagram je sestaven z naměřených zisků, případně průchozí útlumů jednotlivých prvků v trase a jsou vyneseny pouze vybrané kmitočty pro zvýšení přehlednosti.

Diagram na obr. 82 zachycuje situaci kdy v trase pro kmitočtové pásmo 9,5 – 18 GHz není uvažován zesilovač. Z tohoto patrné, že pro kmitočty nad 12 GHz začíná výkon klesat až na úroveň zhruba 30 mW pro kmitočet 18 GHz.

Pro porovnání lze použít obr. 84, na kterém je změřena reálná hodnota výstupního výkonu<sup>5</sup> do antény pro jednotlivá kmitočtová pásma (pro čtvrtý kanál platí v tomto případě zelená křivka – bez zesilovače). Teoretické hodnoty výstupního výkonu z diagramu se s naměřenými hodnotami téměř shodují.

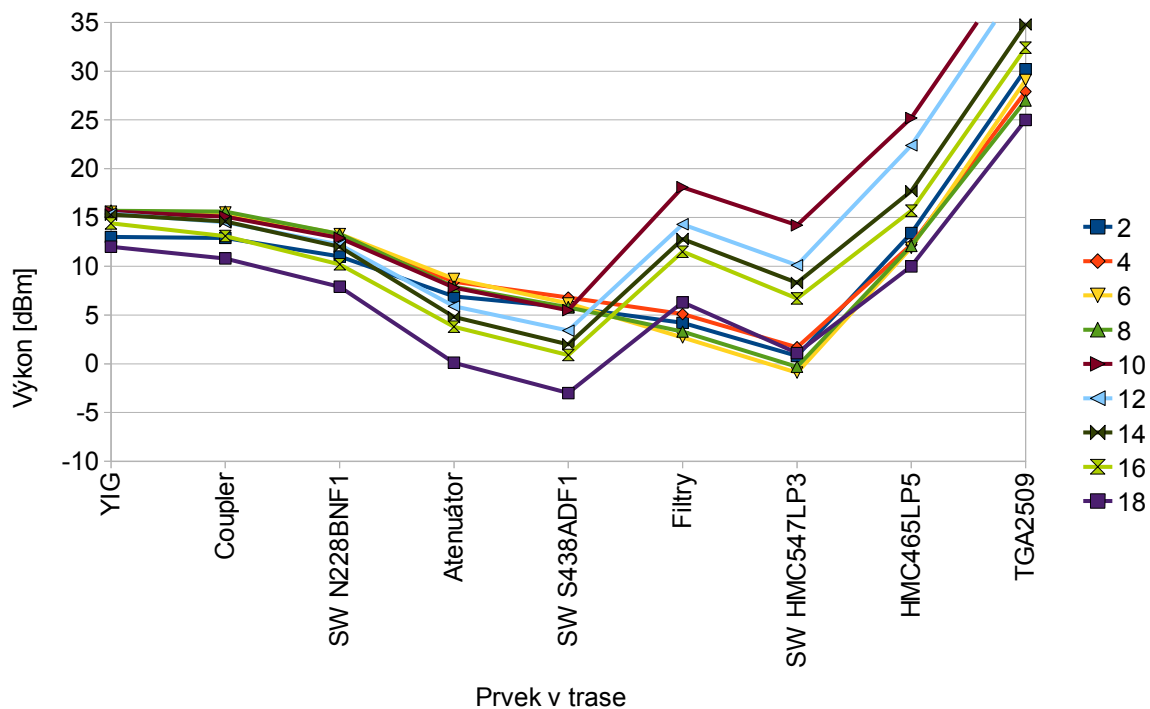
Situaci, kdy je ve čtvrtém kanálu vložen zesilovač HMC-C002, zachycuje diagram na obrázku 83. Tím že diagram je sestaven pouze z vložných útlumů a zisků jednotlivých prvků, neodpovídá výstupní výkon pro křivky 10 GHz, 12 GHz a 14 GHz skutečné situaci, protože diagram nebere v úvahu saturaci koncového zesilovače. V obrázku 84 je tento případ znázorněn hnědou křivka pro čtvrtý kanál.

Přidáním zesilovače do čtvrtého kanálu jsou vyrovnány ztráty na vyšších kmitočtech a v celém pásmu 2 – 18 GHz je dosaženo výstupního výkonu do antény 27 – 30 dBm. Pouze na kmitočtu 18 GHz výkon klesl na 26 dBm.

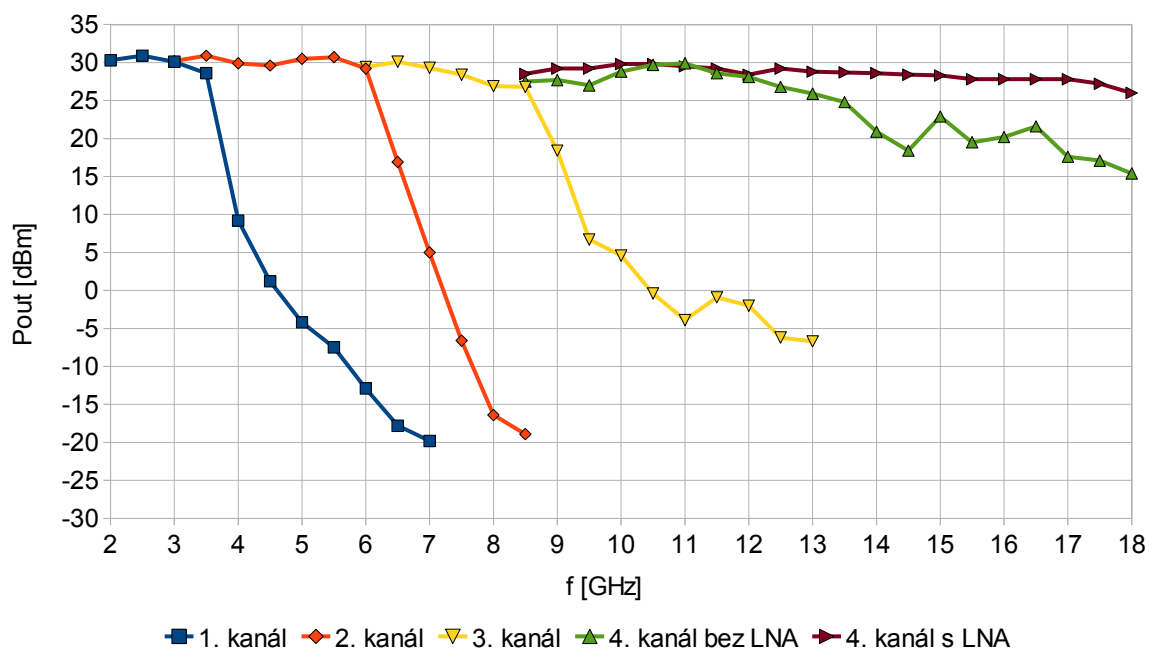


Obr. 82: Výkonový úrovněvý diagram

5 Jeho základní harmonické



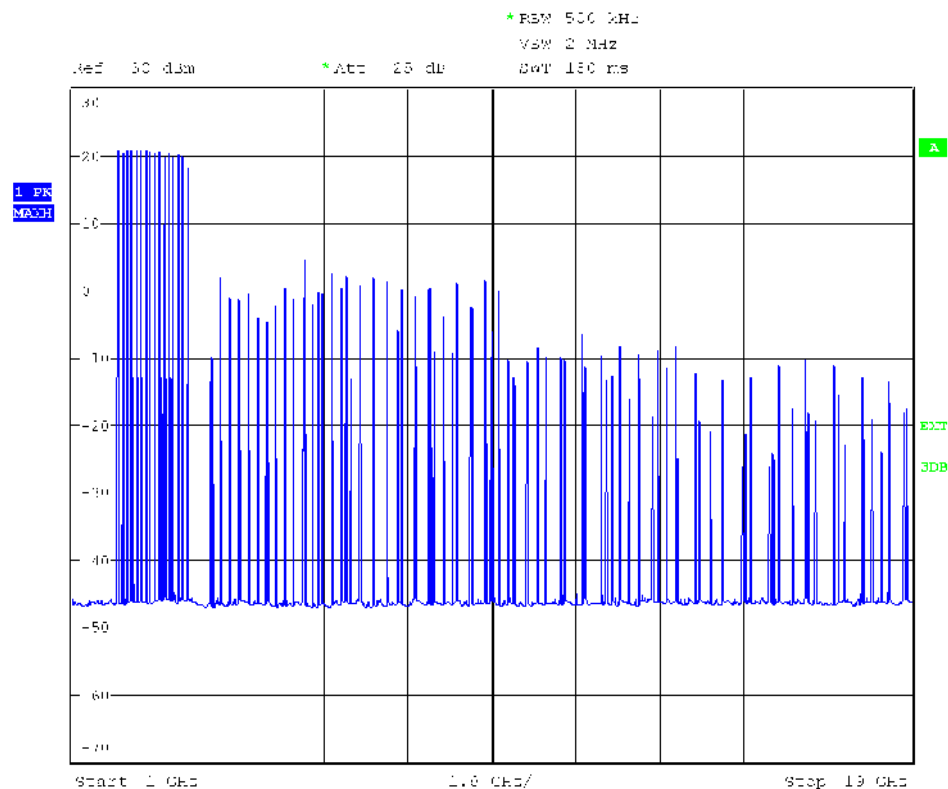
Obr. 83: Výkonový úrovnňový diagram s přidaným zesilovačem



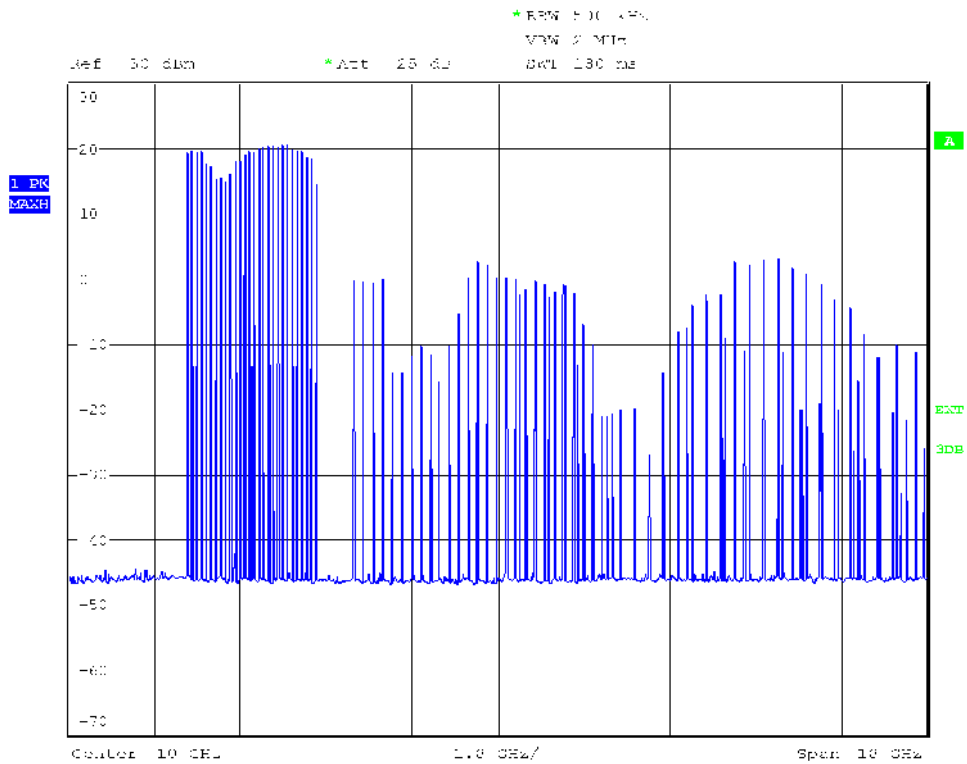
Obr. 84: Výstupní výkon na konektoru do antény

Tím že je koncový stupeň provozován na hranici svých možností, jsou na výstupu do antény kromě požadovaného spektra zadaných kmitočtů přítomny i vyšší harmonické – to je způsobeno provozem koncového stupně téměř v saturaci. Odstup vyšších harmonických od zadaných kmitočtů v jednotlivých pásmech je na obrázcích 85 až 88. Kmitočtová osa všech čtyř obrázků zachycuje pásmo 1 – 19 GHz, výkonová (svislá) osa -70 až 30 dBm. Cejchování obrázcích neodpovídá skutečnosti, na vstupu spektrálního analyzátoru byl předřazen 10 dB atenuátor, aby nebyl překročen povolený maximální vstupní výkon. Proto úroveň 20 dBm na obrázcích odpovídá 30 dBm ve skutečnosti.

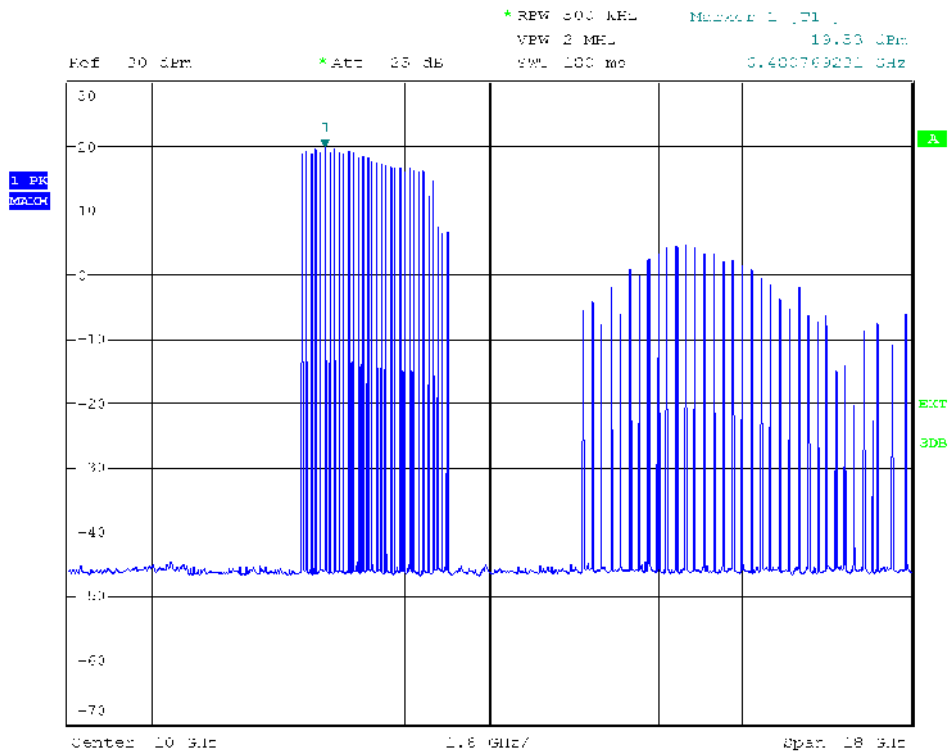
Potlačení vyšších harmonických kmitočtů je pouze kolem 20 dB, proto byly navrženy možné návrhy na zlepšení – viz dále.



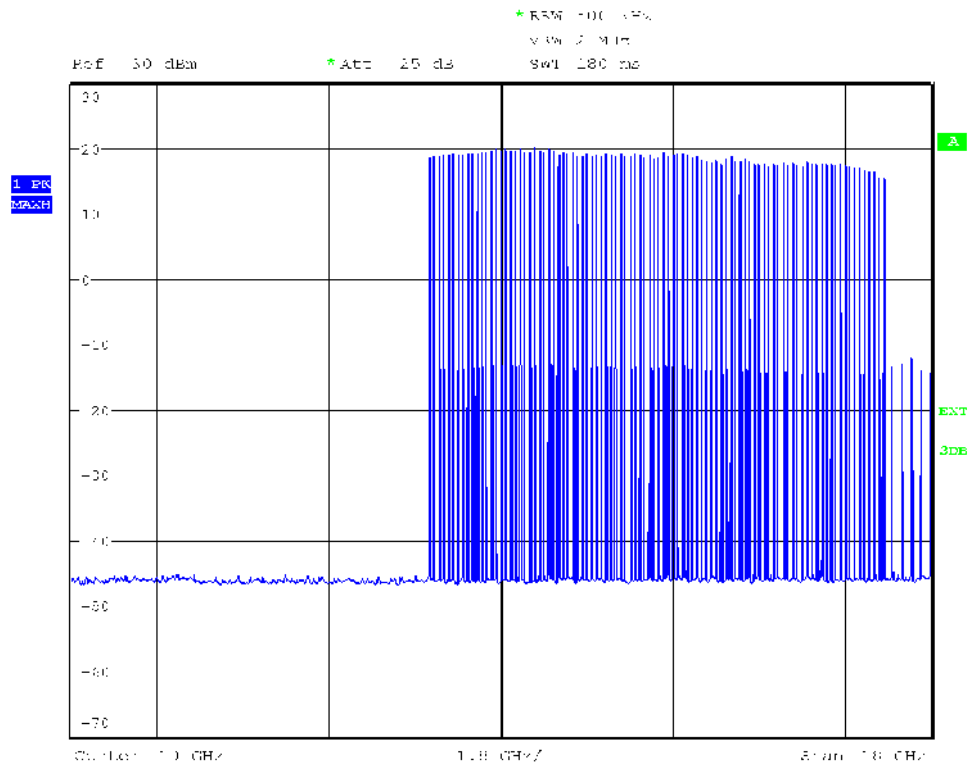
Obr. 85: Spektrum kmitočtů na anténním konektoru v uvažovaném 1. pásmu



Obr. 86: Spektrum kmitočtů na anténním konektoru v uvažovaném 2. pásmu



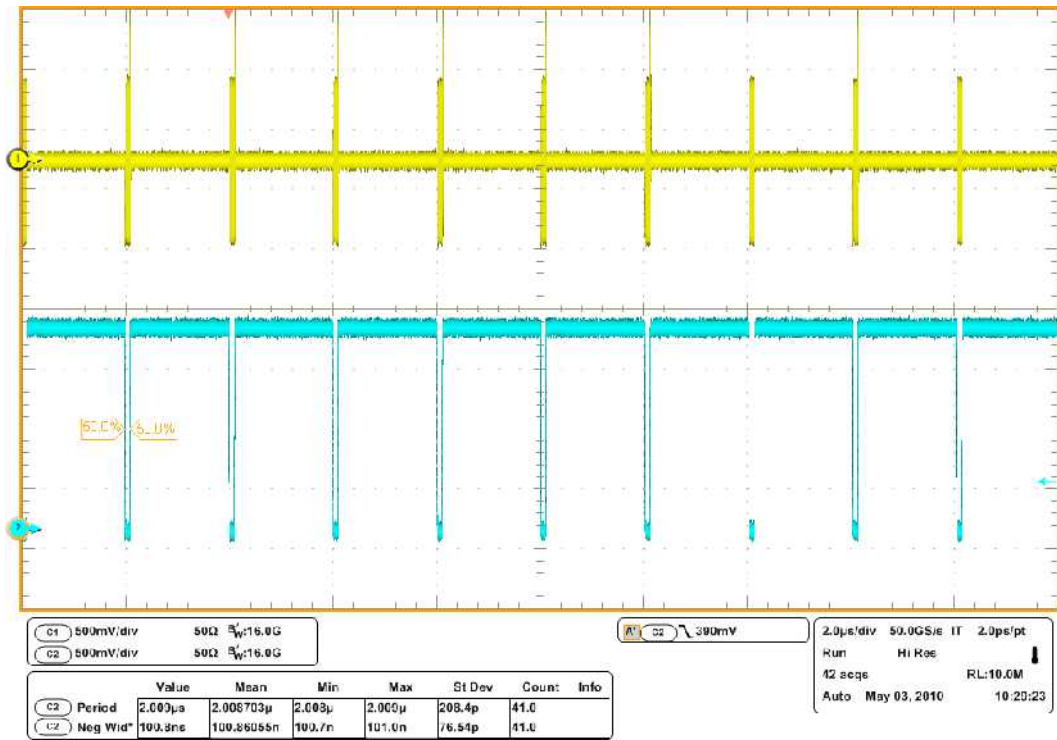
Obr. 87: Spektrum kmitočtů na anténním konektoru v uvažovaném 3. pásmu



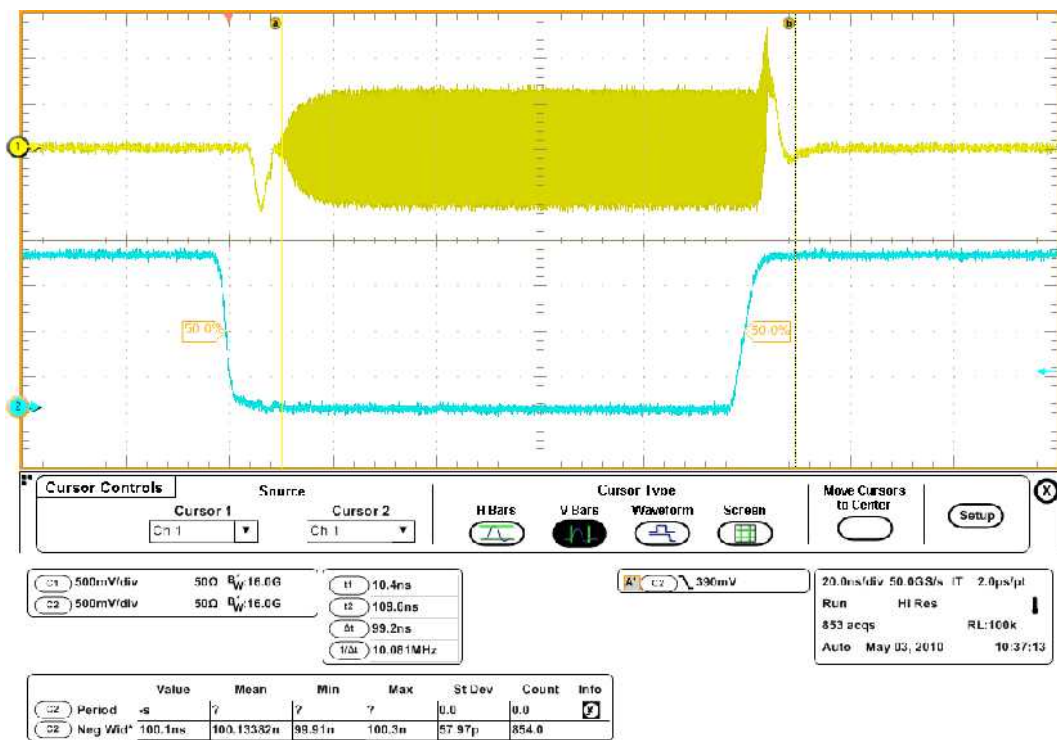
Obr. 88: Spektrum kmitočtů na anténním konektoru v uvažovaném 4. pásmu

### **Průběh pulzního signálu:**

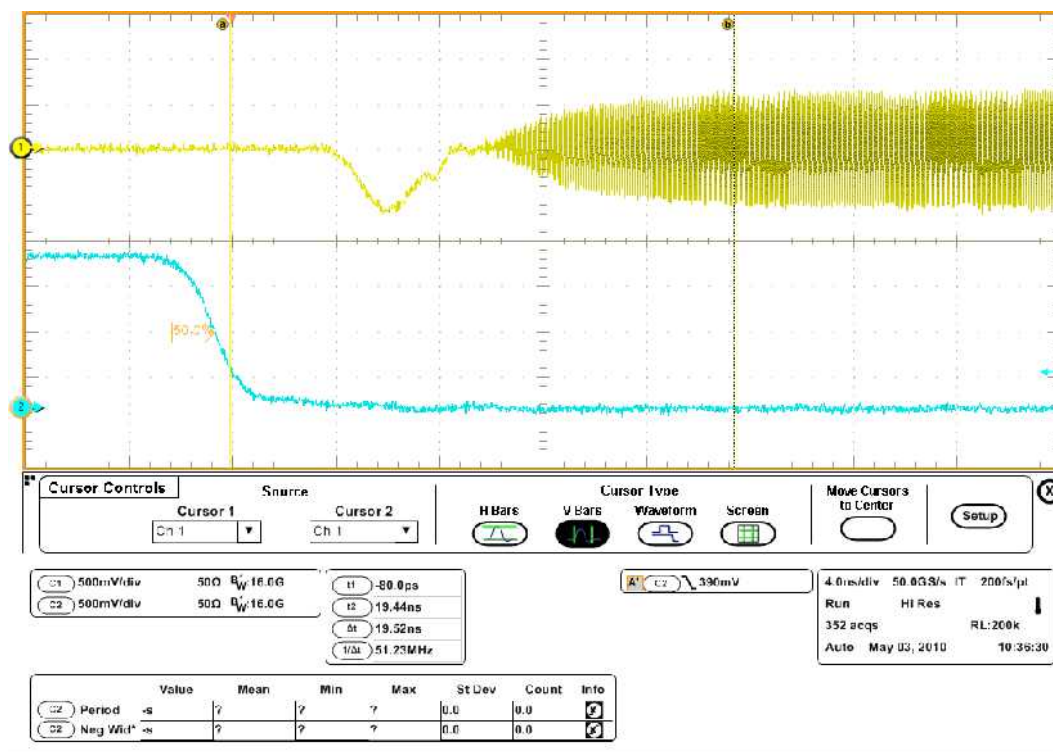
Podle technických požadavků na simulátor (kap. 2.1) je požadován nejkratší pulz s dobou trvání 100 ns a opakovací perioda pulzů 2  $\mu$ s. Na obrázku 89 je zachycen časový průběh tohoto pulsního signálu. Modrý průběh představuje řídicí signál na pinu mikrovlnného přepínače N228BNF1, žlutý poté vysílaný signál. Na obr. 90 je zachycen jeden tento pulz, kde je pomocí kurzorů „a“ a „b“ změřena délka vysílaného pulzu. Na obr. 91 je detailně zachycena jeho náběžná hrana a kurzory je změřena doba prodlení mezi hranou řídicího signálu a pulzem.



Obr. 89: Několik pulzů signálu v časové doméně



Obr. 90: Jeden pulz



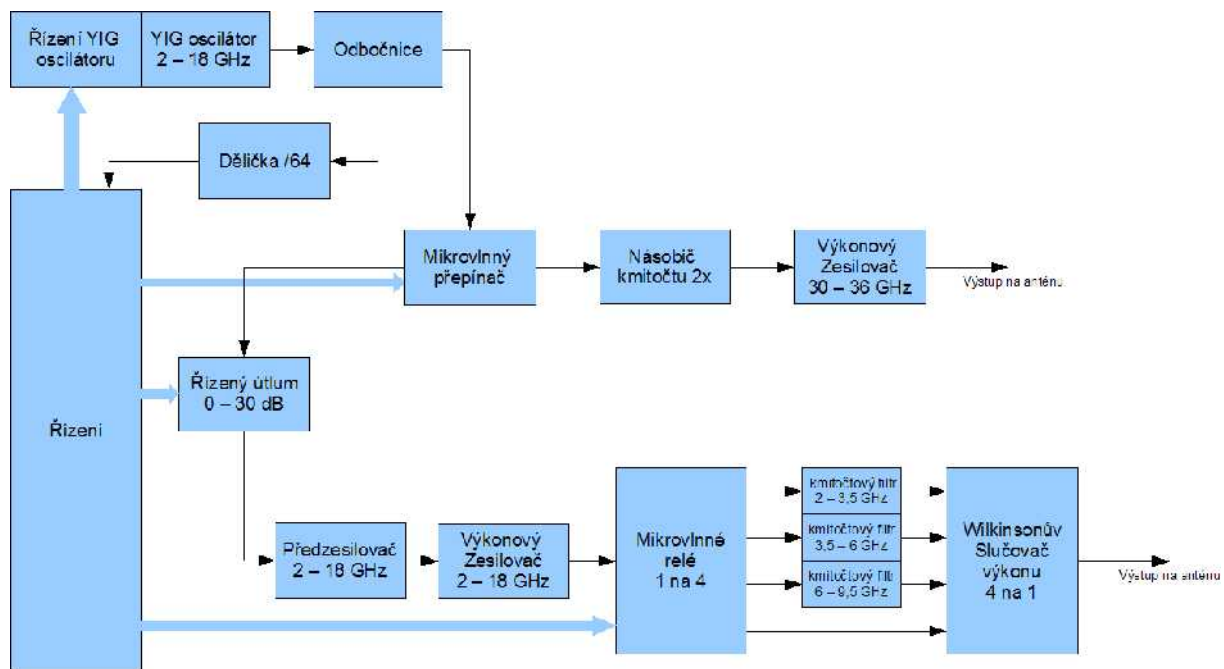
Obr. 91: Detail náběhu výkonu v pulzu

## 8.1 Možné úpravy v realizaci pro získání lepších parametrů

### a) Použití pásmových filtrů až na výstupu z výkonového zesilovače

Po sestavení mikrovlnné části a její proměření bylo nutné vyřešit vysokou úroveň vyšších harmonických složek na výstupu do antény. Proto bylo navrženo přesunutí dílčích pásmových filtrů až za koncový zesilovač (obr. 92). Bohužel výkon 1 W už nelze spínat do jednotlivých tras pomocí mikrovlnných přepínačů, tak jako v předchozím případě, proto se jako nejvhodnější varianta přepínání jeví použít mikrovlnné relé. Dvojice mikrovlnných relé SP4T vycházela cenově na cca 60 000 Kč, proto byl objednáno pouze jeden kus a sloučení dílčích tras do antény bude provedeno pomocí širokopásmového Wilkinsonova slučovače výkonu, navrženého podle [23].





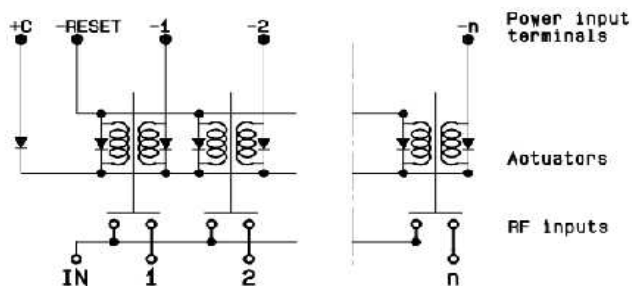
Obr. 92: Blokové schéma

Specifikace relé R591 722 440 podle katalogového listu [24]:

Mikrovlnné relé řady R591 jsou navržena pro přepínání tras s kmitočty až do 26,5 GHz, oproti jiným řadám se odlišují zejména svými rozměry (34 × 34 × 43 mm). Tato řada má následující parametry:

Frekvence [GHz]	DC – 3	3 – 8	8 – 12,4	12,4 – 18	18 – 26,5
Poměr stojatých vln	1,2:1	1,3:1	1,4:1	1,5:1	1,6:1
Vložný útlum [dB]	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6
Izolace [dB]	80	70	60	60	55

LATCHING GLOBAL RESET WITH POSITIVE COMMON AND SUPPRESSION DIODES  
R591 -2- -4-



Obr. 93: Blokové schéma relé R591 722 440 (převzato z [24])

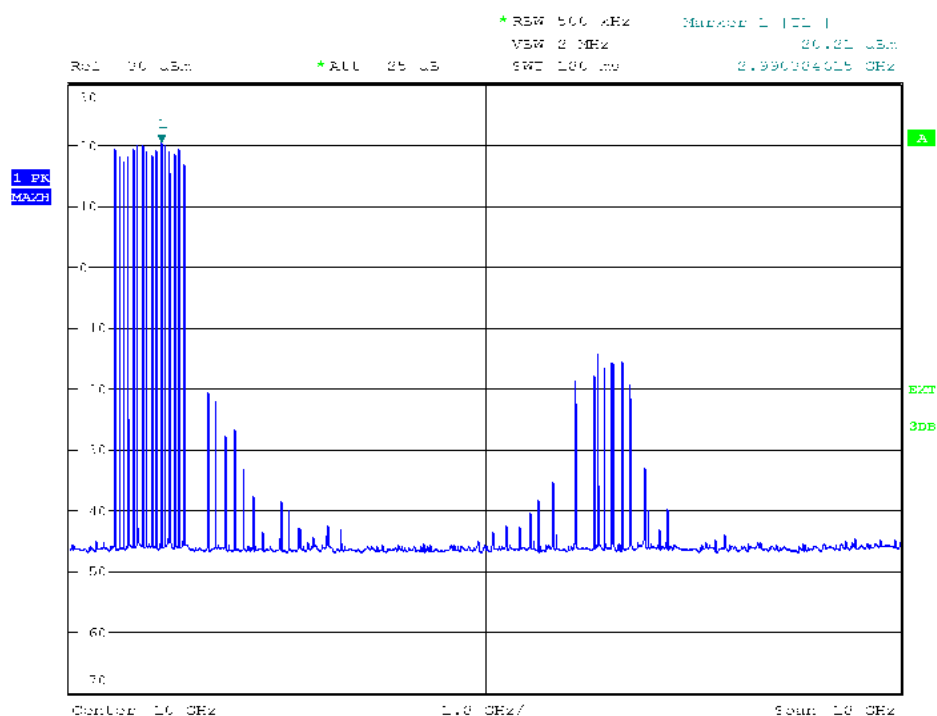
Relé s katalogovým číslem R591 722 440 je navrženo pro napětí cívky 12 V, je typu „latching“ tj. proud cívkou peče pouze při přepínání, obsahuje v sobě již diody paralelně ke spínacím cívkám, a proti přepólování je chráněno vstupní diodou (obr. 93).

Výsledné spektrum kmitočtů vstupující do antény při tomto zapojení je na obrázcích 94 až 98. Kmitočtová osa zachycuje pásmo 1 – 19 GHz, výkonová osa (svislá) -70 až 30 dBm, Cejchování obrázcích neodpovídá skutečnosti, na vstupu spektrálního analyzátoru byl předřazen 10 dB atenuátor, aby nebyl překročen povolený maximální vstupní výkon. Proto úroveň 20 dBm na obrázcích odpovídá 30 dBm ve skutečnosti. Z důvodu dlouhé dodací lhůty (asi 12 týdnů) mikrovlnného relé byly filtry při měření pouze připojeny na výstup zesilovače. Průchozí útlum relé v sepnutém stavu lze zanedbat, v katalogovém listu se pohybuje od 0,1 do 0,3 dB.

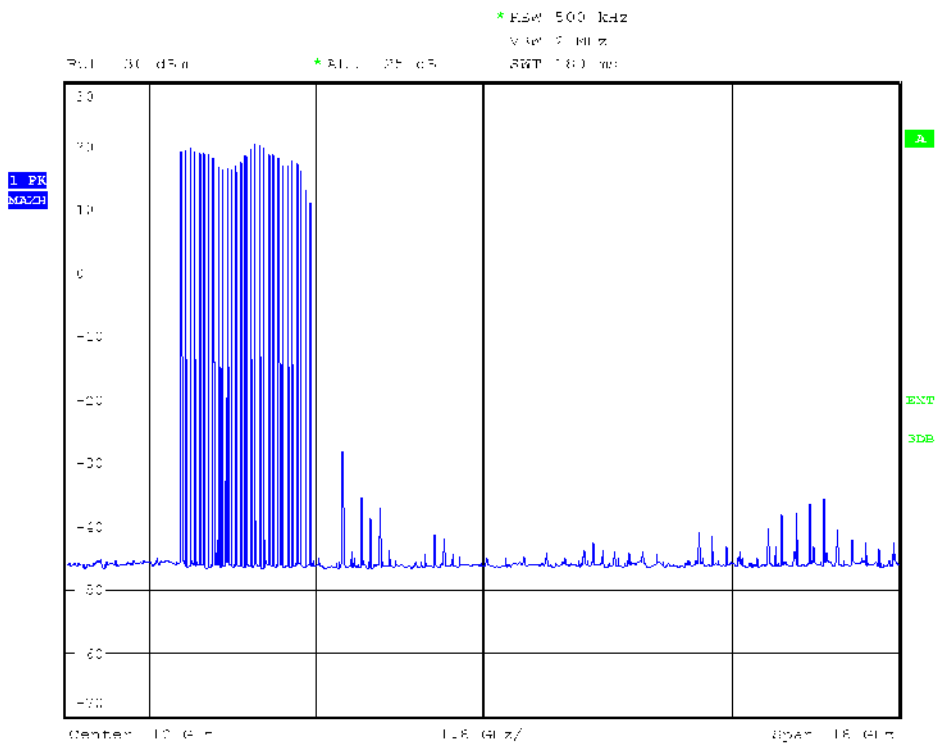
Tato možnost realizace neumožňuje selektivní zesílení kmitočtů v pásmu 9,5 – 18 GHz, tak jak je uvedeno v kap. 7.3.7, proto není v tomto případě výstupní výkon do antény konstantní, ale nad kmitočtem 12 GHz dochází k jeho výraznému poklesu.

#### Výhody a nevýhody této úpravy realizace:

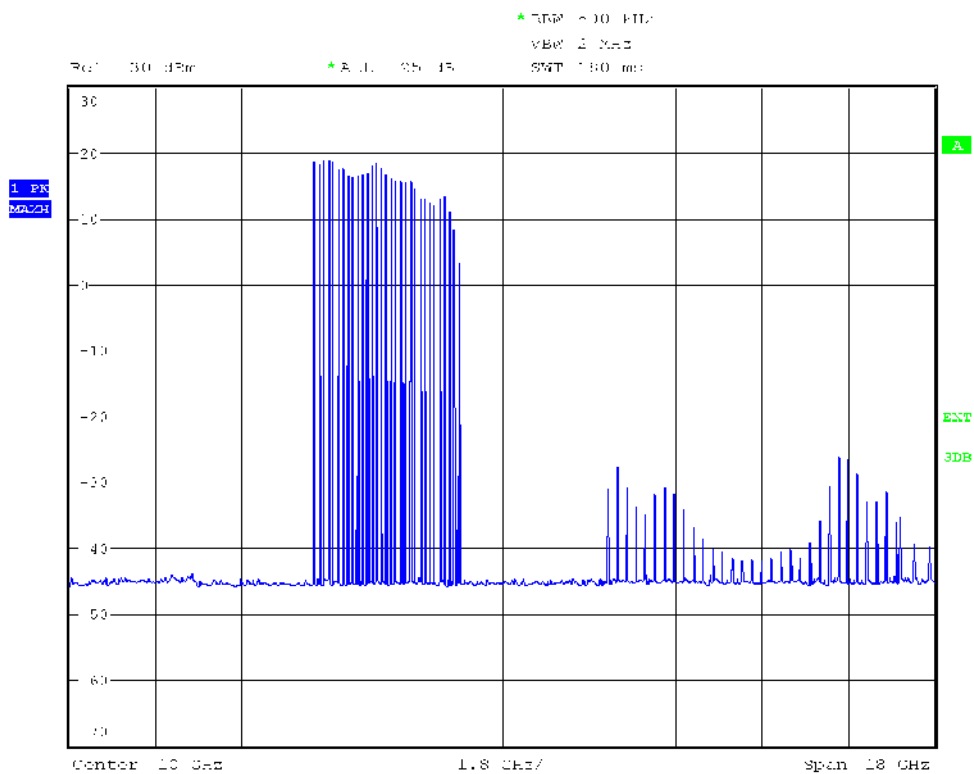
- + Vyšší potlačení nežádoucích výstupních vyšších harmonických kmitočtů
- Vyšší proudový odběr při přepínání relé
- Nižší výstupní výkon v kmitočtovém pásmu nad 12 GHz



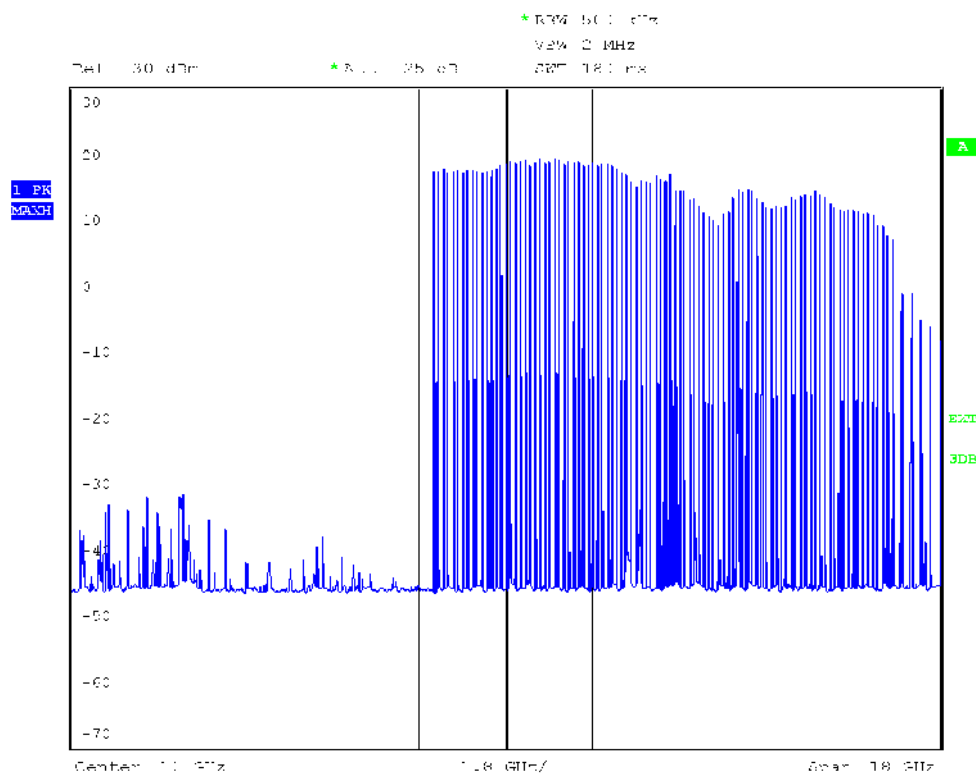
Obr. 94: Spektrum kmitočtů na anténním konektoru v uvažovaném 1. pásmu



Obr. 95: Spektrum kmitočtů na anténním konektoru v uvažovaném 2. pásmu



Obr. 96: Spektrum kmitočtů na anténním konektoru v uvažovaném 3. pásmu



Obr. 97: Spektrum kmitočtů na anténním konektoru v uvažovaném 4. pásmu

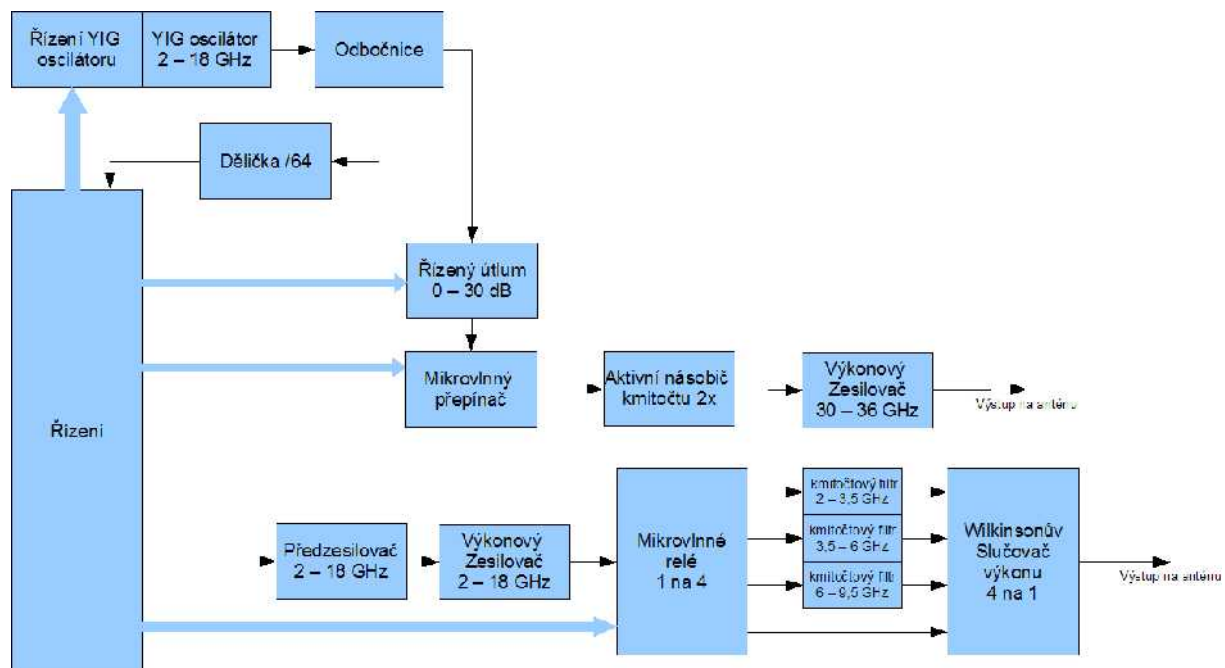
### **b) použití aktivního násobiče kmitočtů pro pásmo 30 – 36 GHz**

Obě předchozí zapojení (obrázek 21 a 92) neumožňují regulaci výstupního výkonu v kmitočtovém pásmu 30 – 36 GHz z důvodu použití pasivního násobiče kmitočtu, který potřebuje vysoký vstupní výkon (viz kap. 7.3.9) a nedostupnosti<sup>6</sup> attenuátorů ve vhodném pouzdru pro toto kmitočtové pásmo. Proto je na v následujícím blokovém zapojení na obr. 98 uvažován aktivní násobič kmitočtu a poté je možné blok attenuátoru vložit před mikrovlnný spínač přepínající signál do trasy 2 – 18 GHz a 30 – 36 GHz.

#### Výhody a nevýhody této úpravy realizace:

- + Možnost regulace výstupního výkonu i v kmitočtovém pásmu 30 – 36 GHz
- Spotřeba simulátoru vzroste o cca 1,3 W

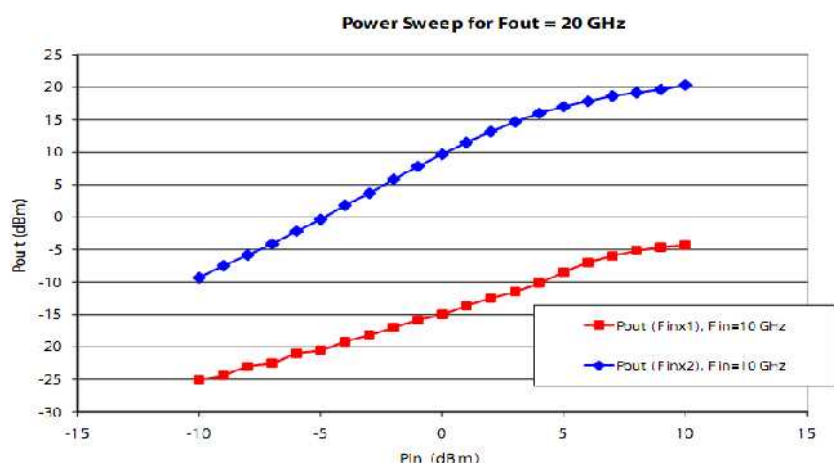
<sup>6</sup> Attenuátory pro tyto kmitočty se samozřejmě vyrábějí, bohužel pouze jako nezapouzdřené čipy



Obr. 98: Blokové schéma další úpravy

#### Aktivní násobič kmitočtu Mimix XX1000-QT

Tento násobič je navržen pro vstupní kmitočty 7,5 – 22,5 GHz, odpovídající výstupní kmitočty jsou tedy 15 – 45 GHz. Obvod ke správné funkčnosti potřebuje napájecí napětí  $\pm 5$  V, proudový odběr je z kladné napájecí větve přibližně 220 mA, ze záporné větve přibližně 50 mA. Dostavení do pracovního bodu je zajištěno pomocí záporného předpětí. Na obr. 99 je změřená charakteristika závislosti výstupního výkonu na změně vstupního výkonu v rozmezí -10 až 10 dBm při vstupní frekvenci 10 GHz. Z obrázku je patrné že závislost je z velké části lineární.



Obr. 99: Závislost výstupního výkonu na vstupním výkonu násobiče XX1000-QT (převzato z [25])

## 9 ZÁVĚR

V první části projektu je proveden systémový rozbor možnosti řešení zdroje nosného kmitočtu pro kmitočtové pásmo 2 – 18 GHz. Z ekonomických důvodů byl jako generátor RF signálu upřednostněn YIG oscilátor před přímou číslicovou syntézou. Při návrhu řešení dílčích bloků byl brán zřetel na požadavek bateriového napájení.

S YIG oscilátorem, který byl zakoupen i s hotovým digitálním řízením, a nebylo tedy třeba navrhovat číslicově analogový převodník napětí a následný převodník napětí na proud pro toto řízení, byla provedena základní měření a byla získána reálná představa o jeho vlastnostech. Vzhledem k jeho frekvenční nestabilitě je zavedena do bloku řízení zpětná vazba, díky které lze změřit aktuální kmitočet a případně jemně přeladit na požadovaný kmitočet. Pro potlačení nežádoucích spektrálních složek byly navrženy dílčí pásmové filtry typu dolní propust.

Pro jednotlivé části z blokového schématu byly nalezeny možnosti řešení a vtipovány vhodné integrované obvody, pro které byly vyrobeny desky plošného spoje, a tyto podle potřeby byly umístěny do frézovaných krabiček. Pro rozšíření kmitočtového pásma 2 – 18 GHz na požadovaných 30 – 36 GHz se jako nejjednodušší varianta nabízí použít frekvenční zdvojovač kmitočtu.

Po sestavení první verze simulátoru byla zjištěna nevyhovující úroveň výkonu pro kmitočty nad 12 GHz, proto byl do uvažovaného čtvrtého pásma vřazen další zesilovač. Tím byla získána vyrovnaná frekvenčně výkonová charakteristika v celém pásmu 2 – 18 GHz.

Při analýze spektra výstupních kmitočtů do antény bylo zjištěno nedostatečné potlačení nežádoucích vyšších harmonických složek signálu. Tyto harmonické jsou generovány v koncovém zesilovači z důvodu jeho buzení téměř do saturovaného stavu k dosažení požadovaného výstupního výkonu. Tyto nežádoucí produkty lze potlačit snížením výkonu, nebo filtrováním až na výstupu do antény – tato možnost byla rozebrána jako možná úprava zapojení. Další možnost „vylepšení“ je použití aktivního násobiče kmitočtu a tím získaná možnost regulace výstupního výkonu i v pásmu 30 – 36 GHz. Přínosy i nevýhody těchto možností jsou rozebrány v textu práce.

# 10 POUŽITÁ LITERATURA

- [1] Bezoušek P. - Šedivý P., *Radarová technika*. Skriptum. Praha: Vydavatelství ČVUT v Praze, 2004 ISBN 80-0-03036-9
- [2] ROHDE, U. L. *Microwave and Wireless Synthesizers: Theory and Design*. New York: John Wiley & Sons, 1997. 638 p. ISBN 0-471-22431-6.
- [3] HANUS S. - SVAČINA J., *Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika*. Skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, Druhé vydání, 2004 ISBN 80-214-222-X
- [4] Murata Manufacturing Co., Ltd. *SAW Resonator*. Datasheet [online]. 2001, [cit. 2009-04-25]. Dostupné z WWW: <[www.murata.com/products/catalog/pdf/p36e.pdf](http://www.murata.com/products/catalog/pdf/p36e.pdf)>
- [5] MicroSource, Inc., *An Introduction to YIG Tuned Oscillators*, [online]. 2003, [cit. 2009-04-25]. Dostupné z WWW: <[www.microsource-inc.com/yigintro.pdf](http://www.microsource-inc.com/yigintro.pdf)>.
- [6] KAA BERND, *A simple approach to YIG oscillators*, VHF COMMUNICATIONS 4/2004, [online]. 14.10.2004, [cit. 2009-03-28]. Dostupné z WWW: <[www.vhfcomm.co.uk/pdf/A%20Simple%20Approach%20to%20YIG%20Oscil.pdf](http://www.vhfcomm.co.uk/pdf/A%20Simple%20Approach%20to%20YIG%20Oscil.pdf)>.
- [7] Analog Devices Inc. *A Technical Tutorial on Digital Signal Synthesis* [online]. 1999. 122 s. [cit. 2009-05-02]. Dostupné z WWW: <[http://www.analog.com/static/imported-files/tutorials/450968421DDS\\_Tutorial\\_rev12-2-99.pdf](http://www.analog.com/static/imported-files/tutorials/450968421DDS_Tutorial_rev12-2-99.pdf)>.
- [8] Analog Devices Inc., *AD9852 CMOS 300 Msps Complete DDS*, Datasheet, [online]. 2007 rev. E, [cit. 2009-05-02], Dostupné z WWW: <[http://www.analog.com/static/imported-files/data\\_sheets/AD9852.pdf](http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD9852.pdf)>
- [9] General Electronic Devices, *Dielectric Resonator Oscillators*, [online]. [cit. 2009-04-25]. Dostupné z WWW: <<http://www.gedlm.com/DRO/DRO.asp>>
- [10] RAIDA, Z. *Počítačové řešení komunikačních systémů*, Skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně
- [11] RABOCH, J. *Tranzistorový zdvojovač kmitočtu 8.5 – 17 GHz*. Praha, 2007. Diplomová práce. ČVUT FEL. Katedra elektromagnetického pole. Vedoucí práce prof. Ing. Karel Hoffmann, CSc.
- [12] HOFFMANN K. - HUDEC P. - SOKOL V., *Aktivní mikrovlnné obvody*. Skriptum. Praha: Vydavatelství ČVUT v Praze, Druhé vydání, 2009 ISBN 978-80-01-04226-7
- [13] SVAČINA J., *Speciální elektronické součástky a jejich aplikace Část 1: Mikrovlnné součástky*. Skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, První vydání, 1997 ISBN: 80-214-0944-4
- [14] MITEQ SPECIFICATIONS AND TECHNICAL SUPPORT, *Multiplier Questions and Answers*, [online] 2007, [cit. 2009-10-02] Dostupné z WWW: <<http://www.miteq.com/components/multipliers2.htm>>
- [15] Triquint Semiconductor, Inc., *Product Information TGA2509-FL* [online]. c2008 [cit. 2009-10-16] . Dostupné z WWW: <[http://www.triquint.com/prodserv/more\\_info/proddisp.aspx?prod\\_id=TGA2509-FL](http://www.triquint.com/prodserv/more_info/proddisp.aspx?prod_id=TGA2509-FL)>.
- [16] Hittite Microwave Corporation, *HMC598*, Datasheet, [online]. [cit. 2009-10-16]. Dostupné z WWW: <[http://hittite.com/content/documents/data\\_sheet/hmc598.pdf](http://hittite.com/content/documents/data_sheet/hmc598.pdf)>

- [17] Micro Lambda Wireless, *YIG Tuned Oscilators With Commercuial Serial Drivers SD-Series*, Datasheet, [online]. [cit. 2009-11-18]. Dostupné z WWW: <[http://www.microlambdawireless.com/drivers\\_control/pdf/SD\\_MLOB\\_MLOS\\_Serial\\_Drivers.pdf](http://www.microlambdawireless.com/drivers_control/pdf/SD_MLOB_MLOS_Serial_Drivers.pdf)>
- [18] Arlon Microwave Materials, *DiClad Series*, Datasheet, [online]. 2007 rev. C, [cit. 2010-01-14]. Dostupné z WWW: <<http://www.arlon-med.com/Diclad.pdf>>
- [19] Arlon Microwave Materials, *AD450*, Datasheet, [online]. 2006 rev. D, [cit. 2010-02-20]. Dostupné z WWW: <<http://www.arlon-med.com/AD450.pdf>>
- [20] Hittite Microwave Corporation, *HMC494*, Datasheet, [online]. 2008. [cit. 2010-01-06]. Dostupné z WWW: <[http://hittite.com/content/documents/data\\_sheet/hmc494lp3.pdf](http://hittite.com/content/documents/data_sheet/hmc494lp3.pdf)>
- [21] Hittite Microwave Corporation, *HMC434*, Datasheet, [online]. 2008. [cit. 2010-01-06]. Dostupné z WWW: <[http://hittite.com/content/documents/data\\_sheet/hmc434.pdf](http://hittite.com/content/documents/data_sheet/hmc434.pdf)>
- [22] Hittite Microwave Corporation, *HMC465*, Datasheet, [online]. 2010. [cit. 2010-03-15]. Dostupné z WWW: <[http://hittite.com/content/documents/data\\_sheet/hmc465lp5.pdf](http://hittite.com/content/documents/data_sheet/hmc465lp5.pdf)>
- [23] COHN, SEYMOUR B. A Class of Broadband Three-Port TEM-Mode Hybrids. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1968, 19, 2, s. 110-116. ISSN 0018-9480.
- [24] RADIAL, SPnT subminiature switches R591, Datasheet, [online]. 2007. [cit. 2010-03-28]. Dostupné z WWW: <[http://radiall.applixia.net/catalogue/resource?path=PRODUCT/PDF/TDS/Ramses/R591\\_generic%20TDS.pdf](http://radiall.applixia.net/catalogue/resource?path=PRODUCT/PDF/TDS/Ramses/R591_generic%20TDS.pdf)>
- [25] Mimix Broadband, Inc., *XX-1000-QT*, Datasheet, [online]. 2010. [cit. 2010-05-03]. Dostupné z WWW: <<http://www.mimixbroadband.com/Data/Document-Library/XX1000QT.pdf>>



# 11 Seznam symbolů, veličin a zkratek

dBm	decibel nad miliwatem, výkon vztažený k 1 mW
dBc/Hz	postranní šum, decibelová úroveň vztažená k nosné frekvenci na šířku pásma 1 Hz
TIE	Time Interval Error – Chyba časového intervalu
SAW	Surface Acoustic Wave - Povrchová akustická vlna
YIG	Ytrium-Iron Garnet – Ytrio-železitý granát
VCSO	Voltage Control SAW Oscillator – Napětím laditelný SAW oscilátor
PLL	Phase Lock Loop – Fázový závěs
HPA	High Power Amplifier – Výkonový koncový zesilovač
FET	Field-Effect Transistor – Polem řízený tranzistor
VCO	Voltage Control Oscillator – Napětím laditelný oscilátor
LNA	Low Noise Amplifier – nízkošumový zesilovač
DDS	Direct Digital Synthesis – přímá číslicová syntéza
MMIC	Monolithic Microwave Integrated Circuit – Monolitický mikrovlnný integrovaný obvod
PROM	Programmable Read-Only Memory - jednorázově programovatelná permanentní paměť
pHEMT	Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor
InGaP	Indium Gallium Phosphide
GaAs	Gallium Arsenide
HBT	Heterojunction Bipolar Transistor
$\epsilon_r$	relativní permitivita mikrovlnného substrátu
$\tan\delta$	ztrátový činitel mikrovlnného substrátu
Q	jakost rezonančního obvodu
$\Delta t$	časový interval
$2f_{VST}$	dvojnásobek vstupní frekvence
$\Phi_{ref}$	fáze referenčního signálu v PLL
$\Phi_{osc}$	fáze signálu VCO v PLL

## 12 Přílohy:

A)	Cejchovní list oscilátoru	1
B)	Katalogový list zdvojovače kmitočtu TD0040LA2	2
C)	Měřicí protokol zesilovače SP3510-35-30	4
D)	Schéma zapojení řídicí a napájecí části	5
E)	Motiv plošného spoje řídicí části	7
F)	Parametry trychtýřové antény DRH20	9
G)	Parametry trychtýřové antény H-A40	11

# A) Cejchovní protokol oscilátoru MLXS-0218SD



## MICRO LAMBDA WIRELESS, INC.

46515 Landing Parkway, Fremont, CA 94538-6421 Tel: (510) 770-9221, Fax: (510) 770-9213  
 E-mail: [sales@microlambdwireless.com](mailto:sales@microlambdwireless.com) Web Site: <http://www.microlambdawireless.com>

### OSCILLATOR FINAL TEST DATA

MODEL No: MLXS-0218SD CUSTOMER: TRANSTECH ELEC. OPER: N.N DATE: 06/19/08  
 SERIAL No.: 20291 CUSTOMER PN: --- REV: --- QA: --- DATE: 06/19/08

TUNE WORD (HEX)	FREQUENCY (MHz)	RF POWER (dBm)
0	2001	14.5
199 <sup>9</sup>	3591	16.7
333 <sup>3</sup>	5194	16.8
4CC <sup>C</sup>	6797	17.1
666 <sup>6</sup>	8400	17.3
7FF <sup>F</sup>	10003	17.4
999 <sup>9</sup>	11604	17.5
B32 <sup>2</sup>	13205	17.4
CCC <sup>C</sup>	14805	16.5
E65 <sup>5</sup>	16404	15.5
FFF <sup>F</sup>	18002	14.8

FREQUENCY RANGE 2 - 18 GHz  
 POWER VARIATION, MAX. ±3 dB  
 SPURIOUS -70 dBc  
 SECOND HARMONIC -12 dBc  
 THIRD HARMONIC -15 dBc  
 PULLING FIGURE 1.0 MHz  
 PUSHING FIGURE 0.1 MHz/V  
 FM SENSITIVITY 410 KHz/mA  
 FM COIL IMP. 1.0 Ω 2 μH  
 HYSTERISIS 14 MHz  
 MAGN. SUSCEPTIBILITY 50 KHz/Gauss  
 FREQUENCY DRIFT 20 MHz  
 BIAS +15V; 1020 mA  
 BIAS -15V; 40 mA  
 HEATER +24V; 20 mA  
 HEATER SURGE <250 mA

PHASE NOISE	( @ 1 Hz BANDWIDTH)
@ 2-8 GHz	100 KHz OFFSET: <u>-120</u> dBc
@ 8-18 GHz	100 KHz OFFSET: <u>-112</u> dBc

## B) Katalogový list zdvojovače kmitočtu TD0040LA2

### 4 TO 40 GHz OUTPUT LOW-NOISE FREQUENCY DOUBLER

#### MODEL: TD0040LA2

#### FEATURES

- RF input..... 2 to 20 GHz
- RF output ..... 4 to 40 GHz
- Conversion loss ..... 13 dB typical
- Isolation  $F_{in}/F_{out}$  ..... 30 dB typical
- Output phase noise equivalent to passive Schottky diode mixer

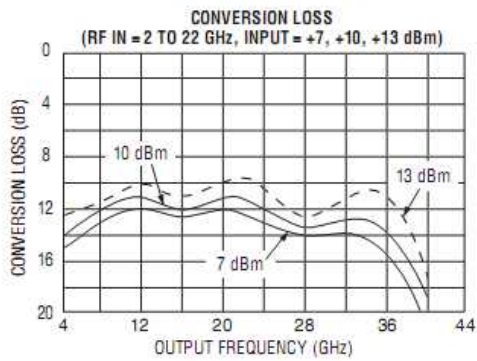
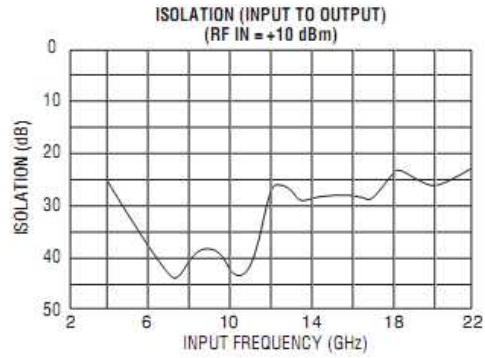
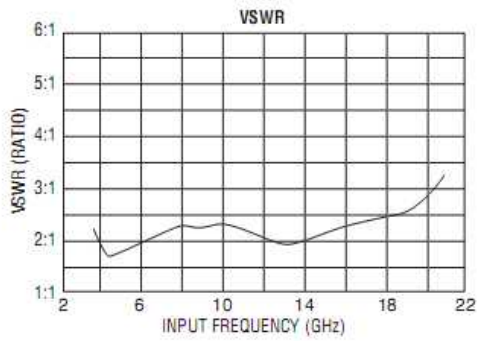


This triple-balanced passive frequency multiplier is useful as a signal source in millimeter receivers or transmitters. A minimum input power of +10 dBm is required to achieve -3 dBm output using low-level diodes. Higher level diodes will yield +5 dBm output with +20 dBm input. An active version is also available with a +10 dBm output utilizing MITEQ's low-noise amplifiers.

#### ELECTRICAL SPECIFICATIONS

INPUT PARAMETERS	CONDITION	UNITS	MIN.	TYP.	MAX.
RF frequency range		GHz	2		20
RF VSWR		Ratio		3:1	
RF power range		dBm	+7	+10	+13
TRANSFER CHARACTERISTICS	CONDITION	UNITS	MIN.	TYP.	MAX.
Conversion loss (RF = +10 dBm)	4 to 40 GHz	dB		15	18
	12 to 32 GHz	dB		13	15
	18 to 26 GHz	dB		11	13
Isolation RF in to RF out	4 to 40 GHz	dB	20	25	
	12 to 32 GHz	dB	25	30	
	18 to 26 GHz	dB	27	33	
OUTPUT PARAMETERS	CONDITION	UNITS	MIN.	TYP.	MAX.
IF frequency range		GHz	4		40
Power diode L	Input = +10	dBm		-3	
	Input = +20	dBm		5	
Active option	Input = +10	dBm		12	

## TD0040LA2 TYPICAL TEST DATA

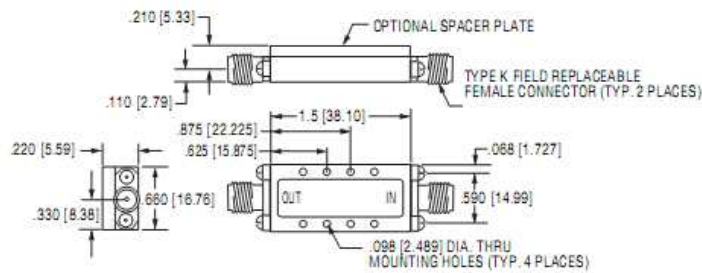


**MAXIMUM RATINGS**

Specification temperature.....	+25°C
Operating temperature.....	-54 to +65°C
Storage temperature.....	-65 to +125°C

- GENERAL NOTES**
1. Input or output LNAs available.
  2. Existing package is hermetically sealed.
  3. Burn out = +23 dBm input.

## OUTLINE DRAWING



MULTIPLIER PRODUCTS

C) Měřicí protokol zesilovače SP3510-35-30



212 East Gutierrez Street  
Santa Barbara, California 93101  
(805) 564-4404 fax: (805)966-3249  
E-mail: spacek@silcom.com

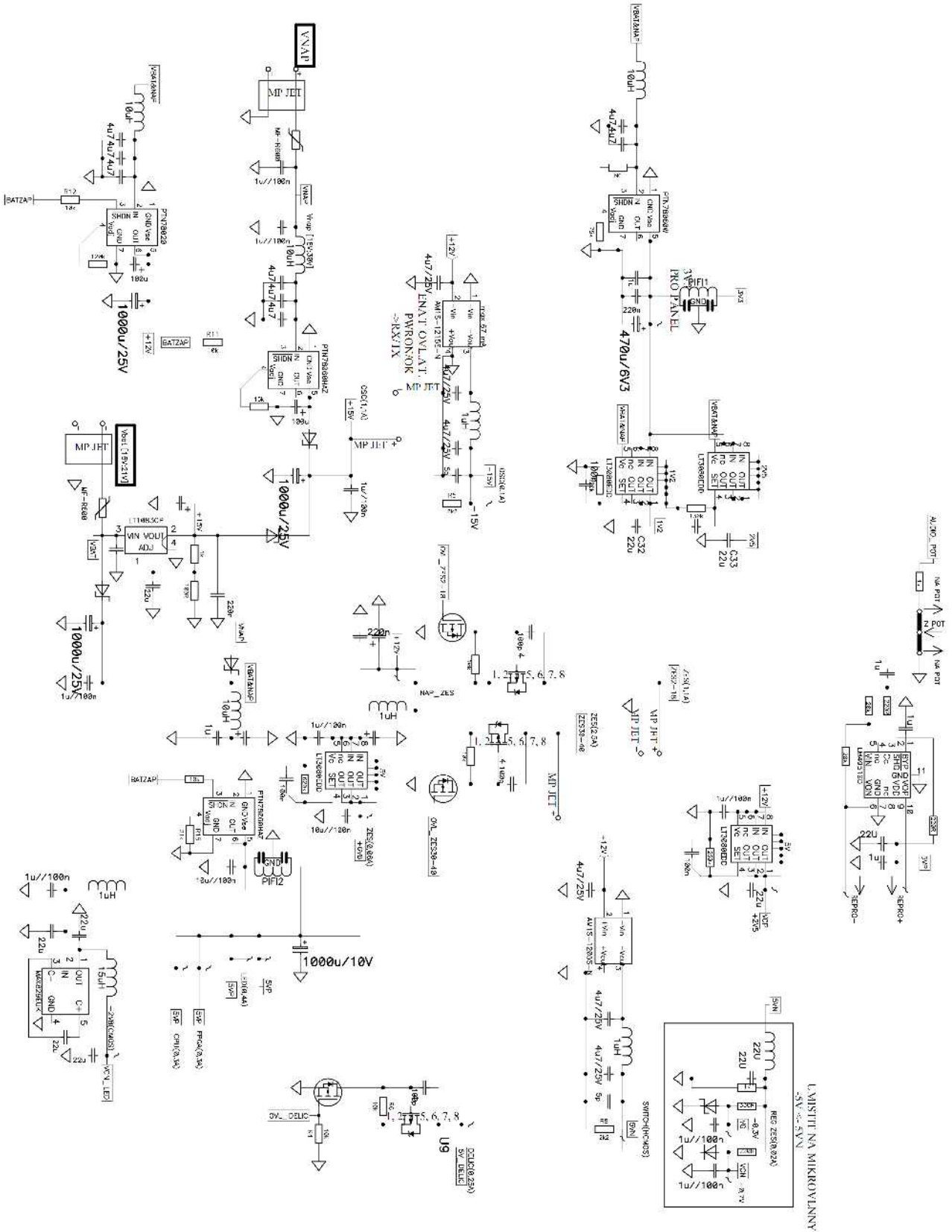
**TEST DATA**

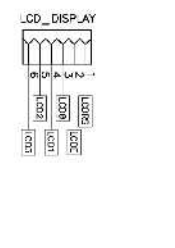
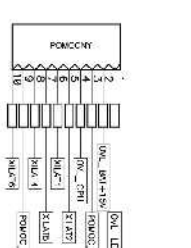
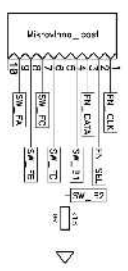
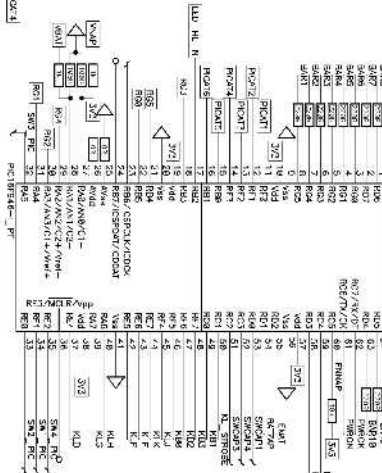
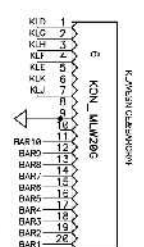
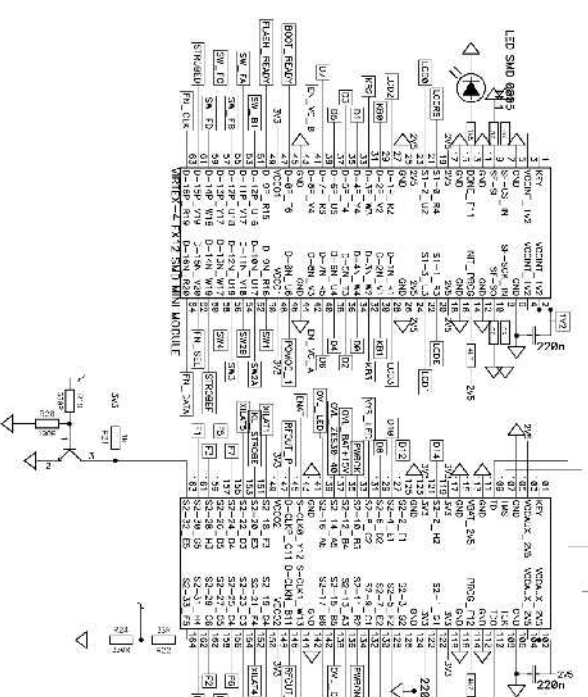
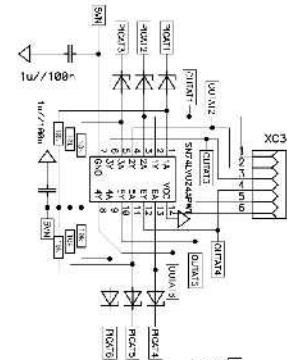
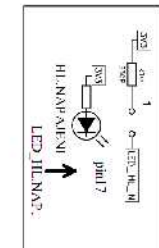
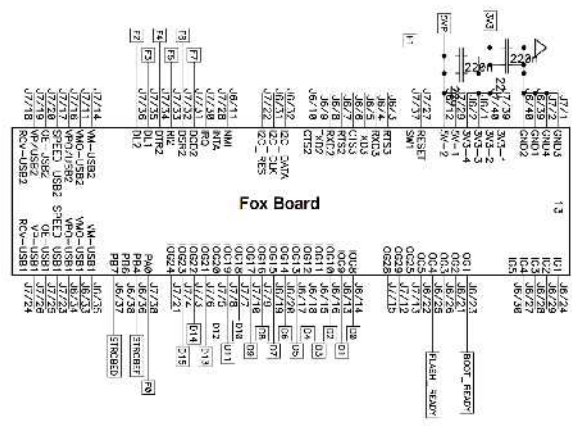
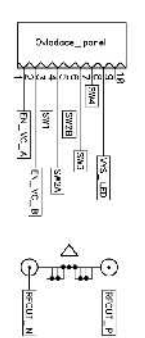
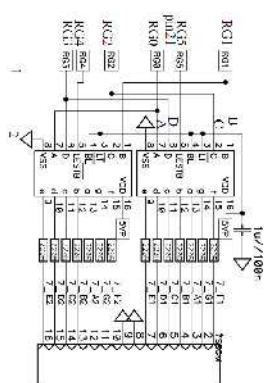
Customer Radan s.r.o.  
Description 30 to 40 GHz High Power Amplifier  
Model No. SP3510-35-30 Serial No. 7M05 Date 12/05/07  
P.O. No. 183/J Tested by BW

Frequency (GHz)	Gain (dB)	Output Pwr @ 1dB gain Comp. (dBm)	Saturated Output Power (dBm)			
30.0	42.6	30.7	31.6			
31.0	40.3	33.4	33.6			
32.0	42.3	31.2	32.7			
33.0	44.4	32.8	33.3			
34.0	42.4	33.1	33.3			
35.0	41.2	33.0	33.2			
36.0	41.3	31.8	32.5			
37.0	42.7	28.7	31.4			
38.0	41.8	31.4	32.1			
39.0	39.1	28.3	30.4			
40.0	37.2	27.9	30.6			

Comments: Test Conditions: +9 to +12 VDC @ 1.45A (~2.5A under RF Drive) QA  
1

## D) Schéma zapojení řídicí a napájecí části

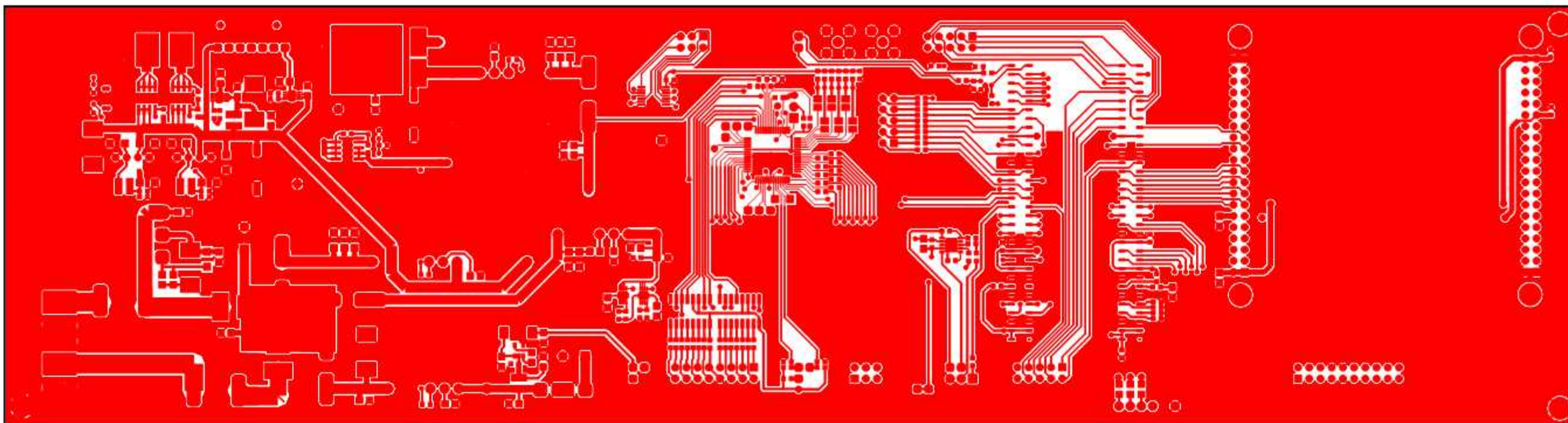




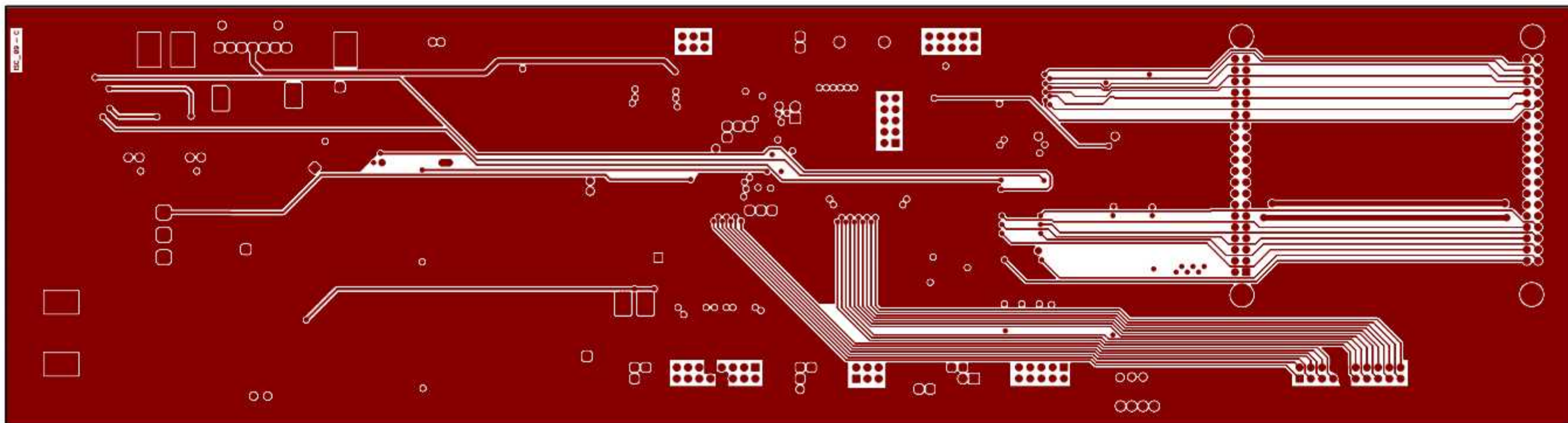


E) Motiv plošného spoje

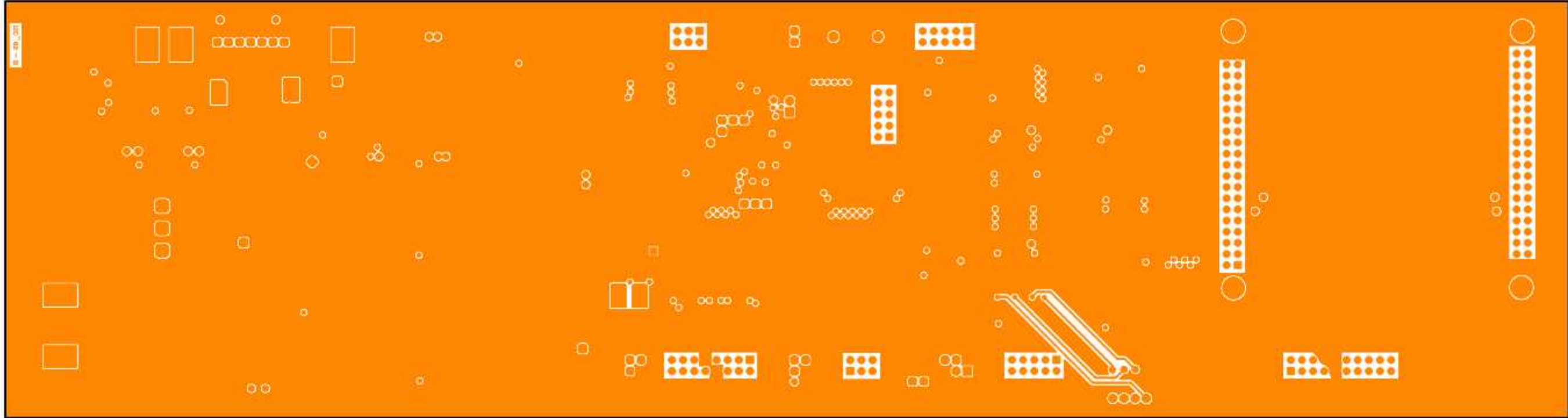
ISC TOP



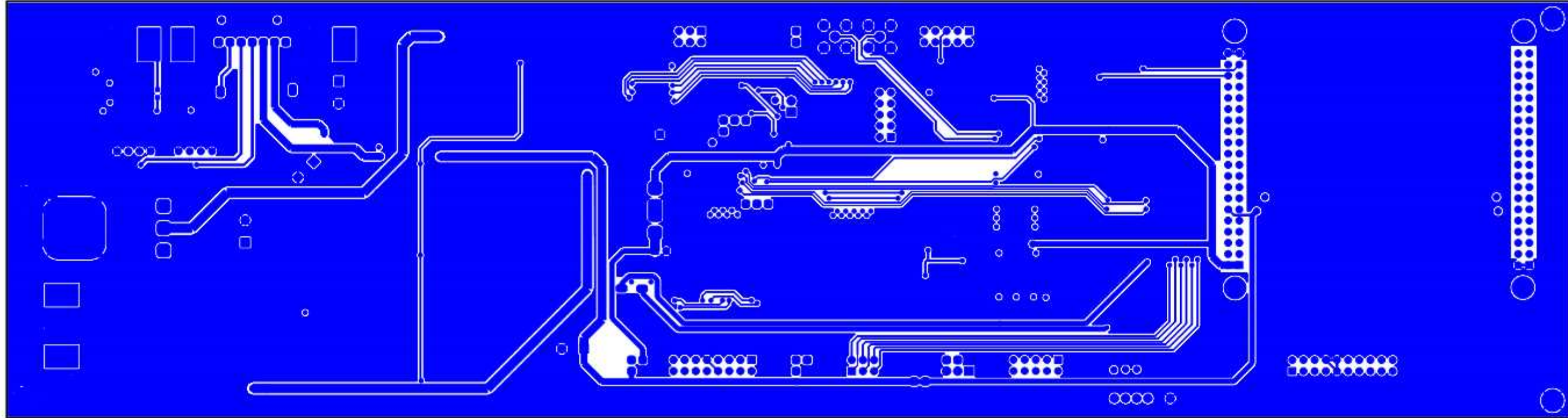
ISC INTOP



ISC INBOTTOM



ISC BOTTOM



## F) Parametry trychtýřové antény DRH20

### Double Ridged Waveguide Horn – Model DRH20

#### Electrical Specifications

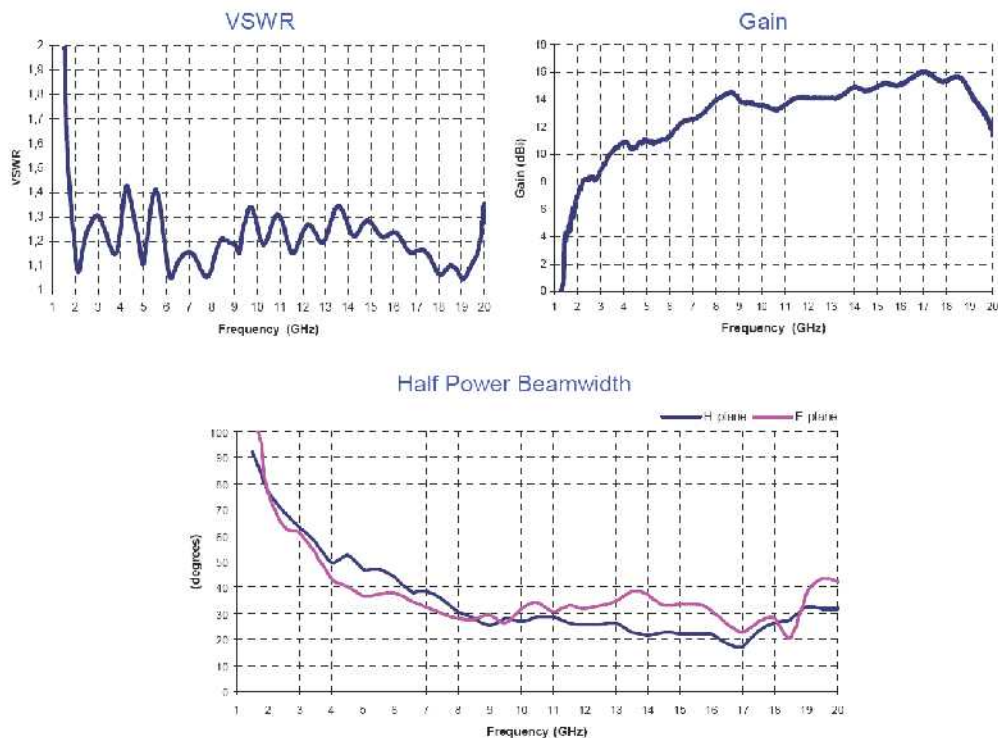
Frequency Range	1.7 GHz – 20 GHz
VSWR (max.)	< 1.5:1
Impedance	50 $\Omega$
Connector	SMA female
RF Input Power	20 W CW / 40 W Peak

#### Physical Specifications

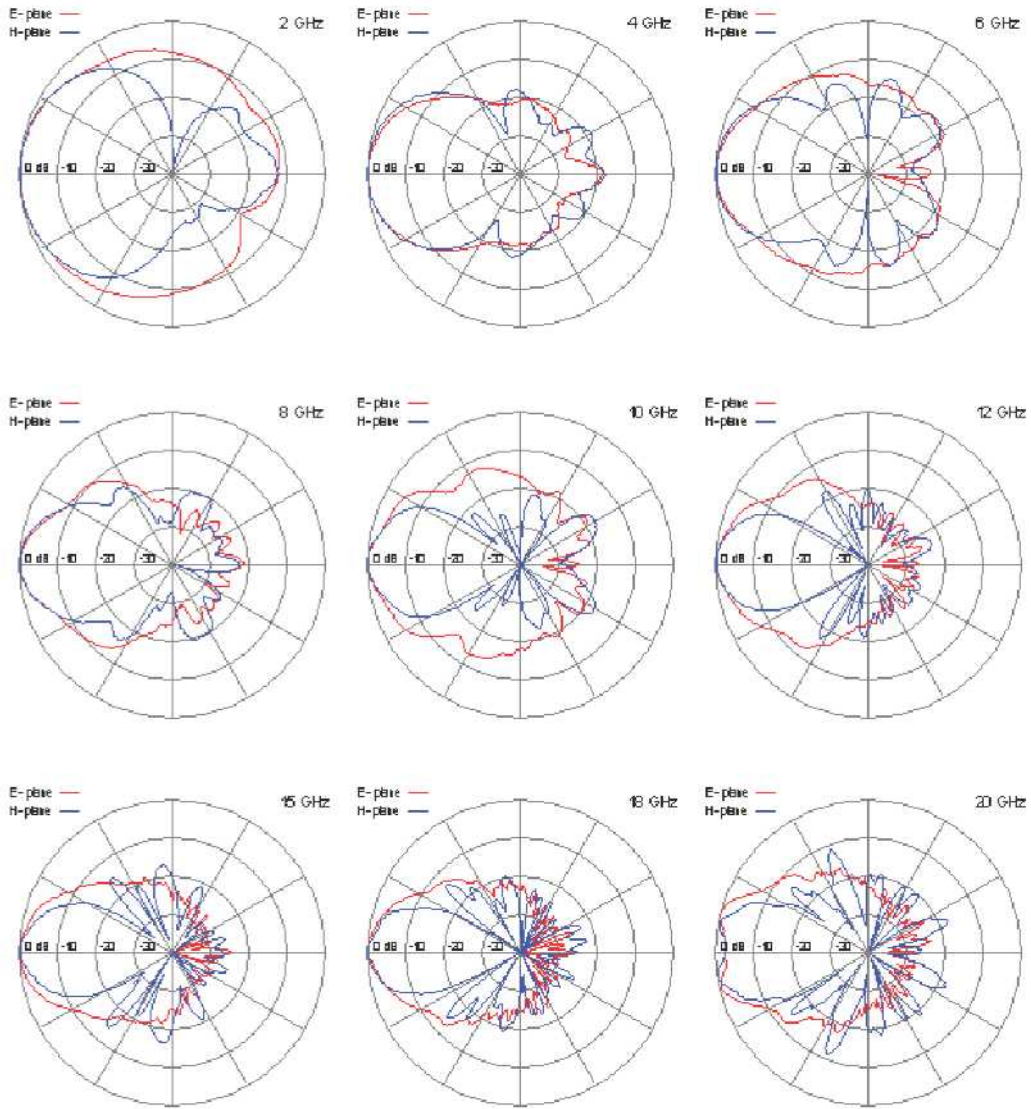
Width	104 mm (4.1 in)
Depth	122 mm (4.8 in)
Height	78 mm (3.1 in)
Weight	290 g (0.64 lb)



#### Measured Parameters



Radiation Patterns



## G) Parametry trychtýřové antény H-A40

### Trychtýřová anténa – Model H-A40

#### Elektrická Specifikace

Frekvenční rozsah	(26) 28 – 40 GHz
PSV max.	< 1,3:1
Impedance	50 Ω
Konektor	K
Zisk	18 - 21 dB
-3dB šířka svazku	14° - 19°
Polarizace	Lineární
Výkon (kon. / Pulzni)	10 W / 20 W

#### Fyzická Specifikace

Šířka	39,7 mm
Hloubka	67,5 mm
Výška	29,0 mm
Váha	145 g
Materiál	Mosaz - zlacená

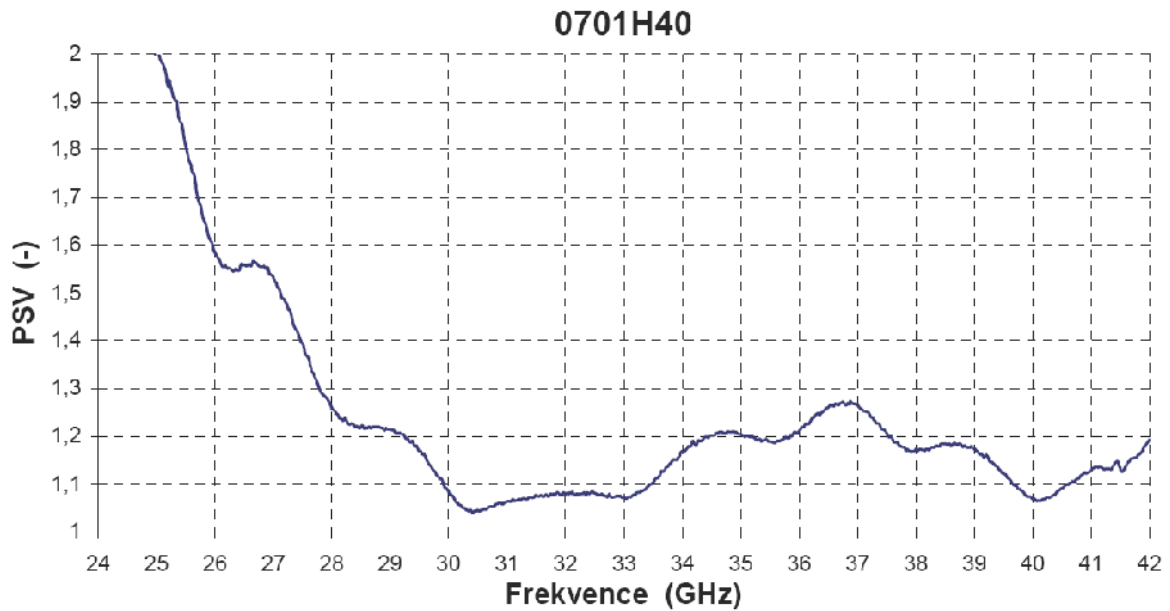


#### Uchycení

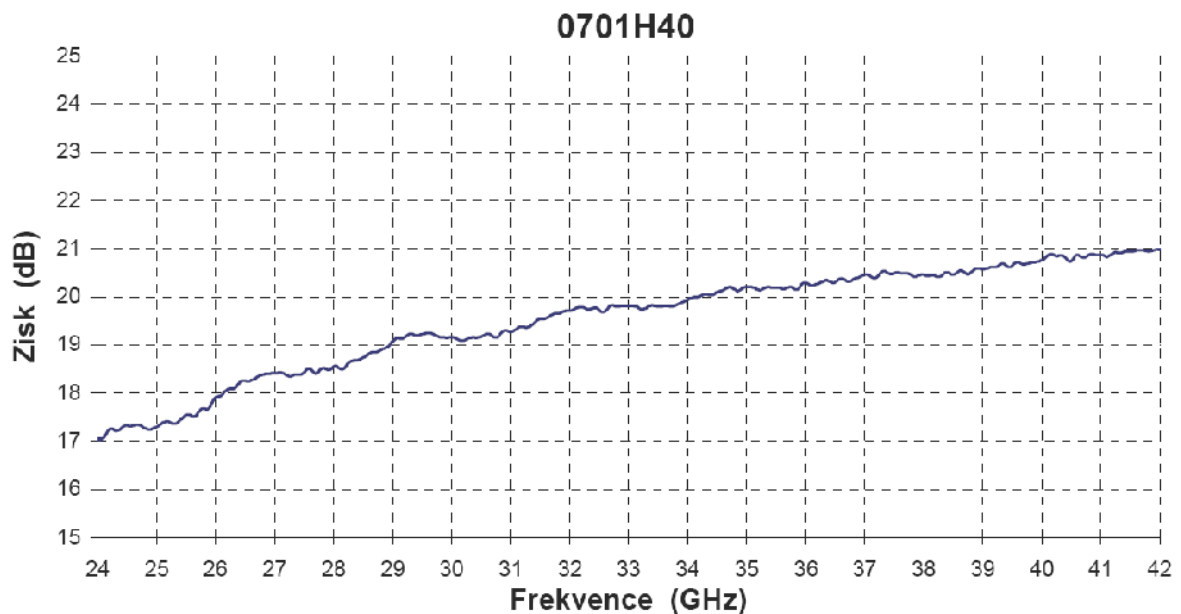
4 díry o průměru 3 mm - 27 x 13 mm



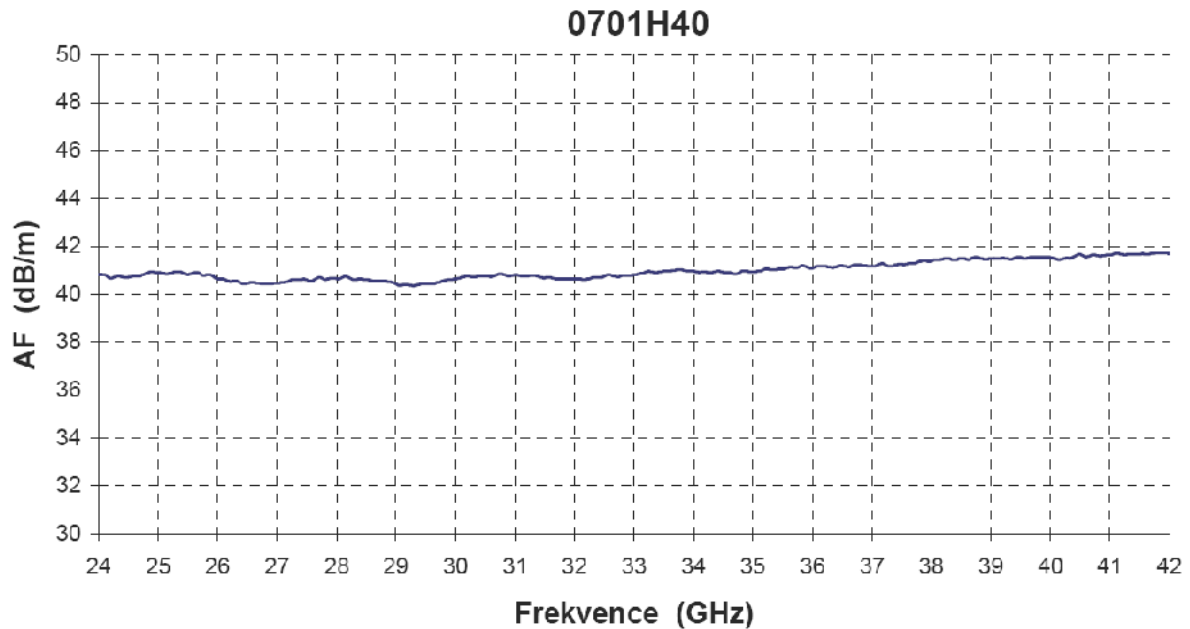
### H-A40 - Impedanční přizpůsobení



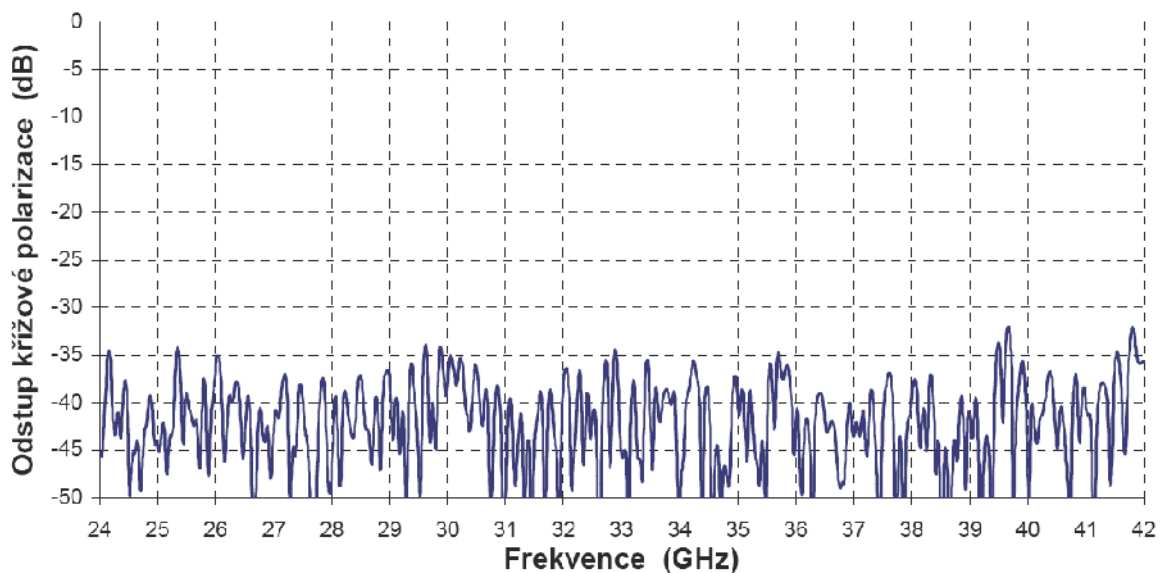
### H-A40 - Zisk



## H-A40 - Anténní faktor



## H-A40 - Odstup křížové polarizace



**H-A40 - Směrové charakteristiky**

