
VUTIUM

Mé ženě Mileně

SLABÉ SIGNÁLY

MIROSLAV KASAL

Vysoké učení technické v Brně – Nakladatelství VUTIUM 2023

Odborné recenze:
prof. Ing. Miloš Mazánek, CSc., Ing. Jan Šimša, CSc.

© prof. Ing. Miroslav Kasal, CSc. 2023
© Vysoké učení technické v Brně – Nakladatelství VUTIUM

ISBN 978-80-214-6149-9

Obsah

Seznam použitých symbolů a zkratek 11

1 Předmluva 21

2 Tepelný šum 27

3 Vlastnosti antén 31

3.1 Záření absolutně černého tělesa 31

3.2 Jas a šumová teplota antény 32

3.3 Blízké a vzdálené pole 36

3.4 Směrovost a zisk antény 37

3.5 Polarizace 40

4 Šumové číslo dvojbranu a ekvivalentní šumová teplota 45

4.1 Šumové číslo radiofrekvenčního atenuátoru 47

4.2 Šumová šířka pásma 47

4.3 Šumová teplota systému 48

4.4 Jakostní číslo *G/T* 49

5 Komunikační rovnice 51

6 Šíření vln 55

6.1 Šíření vln ve volném prostoru 55

6.2 Vliv atmosféry 56

6.2.1 Srážkový oblak před anténou 58

6.2.2 Vliv ionosféry 59

6.3 Šíření vln odrazem 61

7 Měření jakostního čísla přijímací soustavy *G/T* 65
7.1 *Y*-faktor 65
7.2 Měření *G/T* s využitím Měsíce 68
7.3 Měření *G/T* s využitím Slunce 74
7.4 Měření *G/T* s využitím jiných vesmírných objektů 85

8 Parabolické antény 89
8.1 Geometrie zrcadla a jeho ozáření 89
8.1.1 Anténa s rotačně symetrickým zrcadlem 90
8.1.2 Anténa s offsetovým zrcadlem 91
8.1.3 Antény s dvojí optikou 94
8.1.4 Přesnost parabolického zrcadla 95
8.2 Ozařovače 96
8.2.1 Otevřený kruhový vlnovod v pásmu 10 GHz 99
8.2.2 Otevřený kruhový vlnovod s jednoduchou tlumivkou 100
8.2.3 Skalární ozařovač 101
8.2.4 Trychtýř s prstýnky 102
8.2.5 Trychtýř pro 10 GHz a offsetové zrcadlo s $f/d = 0{,}8$ 103
8.2.6 Trychtýř pro 24 GHz a offsetové zrcadlo s $f/d = 0{,}8$ 104
8.2.7 Trychtýř pro 24 GHz a offsetové zrcadlo s $f/d = 0{,}6$ 106
8.2.8 Standardní trychtýř pro 1,3 GHz a offsetové zrcadlo s $f/d = 0{,}8$ 107

9 Vysokofrekvenční vedení – vlnovody 113
9.1 Obdélníkový vlnovod 116

9.1.1 Reaktanční prvky v obdélníkovém vlnovodu 119
9.2 Kruhový vlnovod 122
9.3 Koaxiální vedení 125
9.4 Planární vedení 128
9.5 Nereciproká mikrovlnná vedení 131

10 Mikrovlnný přijímač 137
10.1 Nízkošumové zesilovače 143
10.1.1 Šumové přizpůsobení 144
10.1.2 Chlazené zesilovače 147
10.1.3 Měření šumového čísla 148
10.1.4 Nízkošumový zesilovač pro pásmo 1,3 GHz 155
10.1.5 Nízkošumový zesilovač pro pásmo 10 GHz 157

11 Lokální oscilátory 163
11.1 Rozdělení kmitočtových syntezátorů 164
11.2 Přímé číslicové syntezátory – DDFS 165
11.2.1 Základní popis 165
11.2.2 Spektrální vlastnosti DDFS 166
11.3 Syntezátory s fázovým závěsem 173
11.3.1 Popis fázového závěsu v časové a frekvenční oblasti 173
11.3.2 Spektrální vlastnosti syntezátorů PLL 179
11.3.3 Obvodové řešení moderních syntezátorů PLL 187
11.4 Přímý číslicový syntezátor s čipem AD9951EP 193
11.5 Frekvenční syntezátor pro mikrovlnná zařízení 195

12 Mikrovlnný vysílač 199
12.1 Výkonový zesilovač 300 W pro pásmo UHF 200
12.2 Výkonové zesilovače pro pásmo X 203
12.2.1 Jednostupňový výkonový zesilovač 4 W pro pásmo X 206
12.2.2 Výkonový zesilovač 20 W pro pásmo X 207
12.2.3 Výkonový zesilovač 50 W pro pásmo X 211

13 Komunikace odrazem od měsíčního povrchu 219
13.1 Měsíční povrch jako odrazná plocha 219
13.1.1 Rozšíření spektra odraženého signálu 220
13.1.2 Dopplerův posuv 222
13.1.3 Polarizace signálů 223
13.2 Digitální komunikace 224
13.3 Parametry komunikačních přístrojů 231
13.4 Přesnost a stabilita frekvence 238
13.5 Kompenzace Dopplerova posuvu 239

14 Rádiová komunikace s kosmickými sondami 243
14.1 Pozemní segment sítě pro spojení se vzdáleným vesmírem 243
14.2 Meziplanetární sondy 247
14.2.1 Voyager 247
14.2.2 Cassini-Huygens 252
14.2.3 New Horizons 253
14.2.4 Mars Odyssey a Reconnaissance Orbiter 254
14.2.5 Sondy v libračních bodech 255

15 Závěr 259

16 Rejstřík 263

Seznam symbolů a zkratek

a	poloměr
a	příčný (delší) rozměr obdélníkového vlnovodu
A	amplituda
A	výkonový přenos
A	naplnění čítače
A_c	amplituda nosné
A_{dB}	zisk (dB)
A_s	amplituda nejsilnější vyšší harmonické
AR	axiální poměr (Axial Ratio)
b	normovaná susceptance
b	útlum
b	příčný (kratší) rozměr obdélníkového vlnovodu
B	magnetická indukce
B	šířka pásma
B	počet nejméně významných bitů
B_n	šumová šířka pásma
BER	chybovost datového spoje (Bit Error Rate)
c	rychlost šíření světla ve volném prostoru
C	výkon nosné vlny
CS	šum jasné oblohy (Clear Sky)
d	délka
d	průměr apertury
D	vzdálenost Měsíce od Země
D	směrovost antény
D	rozptyl $D = \sigma^2$
D	počet bitů D/A převodníku
D_{eff}	efektivní počet bitů D/A převodníku
E_b	energie připadající na jeden bit
E_{rms}	efektivní fázová chyba
E_s	energie připadající na jeden symbol

E_t	pokles výkonu na okraji apertury
EIRP	ekvivalentní izotropně vyzářený výkon (Equivalent Isotropically Radiated Power)
ENR	nadbytečný výkon šumové hlavy (Excess Noise Ratio)
E_0	průrazná intenzita elektrického pole v dielektriku
f	ohnisková délka
f, F	frekvence
f_b	informační (bitová) frekvence
f_c	hodinový kmitočet (clock)
f_{IF}	mezifrekvenční kmitočet
f_m	mezní kmitočet vlnovodu
f_o	frekvence oscilátoru
f_{off}	frekvenční offset
f/d	poměr ohniskové délky a průměru apertury parabolické antény
F	šumový činitel (-)
F_{dB}	šumové číslo (dB)
$F(s)$	Laplaceův obraz přenosové funkce
F_{RX}	frekvence přijímače
F_{TX}	frekvence vysílače
$G(\theta, \varphi)$	zisk antény (Gain)
G_r	zisk přijímací antény
G_t	zisk vysílací antény
$G(s)$	Laplaceův obraz přenosové funkce v přímé větvi
GN	příspěvek šumu od Země
G/T	jakostní číslo přijímacího systému
h	Planckova konstanta $6{,}63 \times 10^{-34}$ J s
h	tloušťka substrátu
h_α	koeficienty po částech linearizované šumové charakteristiky
H_0	intenzita stejnosměrného magnetického pole
$H(s)$	Laplaceův obraz přenosové funkce ve zpětnovazební větvi
I_D	proud elektrody drain

I_{DQ}	klidový proud elektrody drain
$I(s)$	Laplaceův obraz zisku uzavřené smyčky
IM3	intermodulace 3. řádu
J_v	monochromatický jas
k	Boltzmannova konstanta $1{,}38 \times 10^{-23}\ \mathrm{J\,K^{-1}}$
k	konstanta
K_d	konverzní zisk fázového detektoru
K_o	konverzní zisk napětím řízeného oscilátoru
l	délka
L	poměrné výkonové ztráty (převrácená hodnota výkonového přenosu A, $A < 1$)
L_{dB}	útlum (dB)
m	vidové číslo
M	počet bitů symbolu
M	počet nejvýznamnějších bitů
MN	šum Měsíce (Moon Noise)
n	vidové číslo
n	stupeň násobení frekvence
N	počet elektronů v jednotce objemu
N	počet bitů stavového slova fázového akumulátoru *FSW*
N	výkon šumu
N	dělicí poměr děliče kmitočtu ve zpětné vazbě
N_{MI}	výkon šumu na vstupu směšovače
N_{ph}	výkonová spektrální hustota fázového šumu
N_0, N_v, N_d	výkonová spektrální hustota šumu
NF	blízké pole (Near Field)
P	výkon
P_{1dB}	výkon při 1dB kompresi
P_{ph}	výkon fázového šumu
P_{out}	výstupní výkon
P_r	výkon na vstupu přijímače
P_t	výkon vysílače
Q	činitel jakosti
Q_0	činitel jakosti naprázdno

r, R	poloměr, vzdálenost
R	odpor, rezistance
R	dělicí poměr děliče kmitočtu referenčního signálu
r_0, R_0	poloměry vnitřního a vnějšího vodiče koaxiálního vedení
R_n	ekvivalentní šumový odpor
R_s	vysokofrekvenční povrchový odpor
RNF	reaktivní část blízkého pole (Reactive Near Field)
s	Laplaceův operátor
s	efektivní odrazná plocha Měsíce
s_{ij}	rozptylové parametry
S	geometrická plocha antény
S_{eff}	efektivní plocha antény nebo odrazné plochy
S_i	efektivní apertura izotropního zářiče
S_ϕ	výkonová spektrální hustota výstupní fáze
SFDR	dynamický rozsah bez rušivých signálů (Spurious-Free Dynamic Range)
SN	šum Slunce (Sun Noise)
SNR	poměr signálu k šumu (Signal to Noise Ratio)
t	tloušťka mikropásku
T	termodynamická teplota (K)
T_A	šumová teplota antény
T_b	jasová teplota
T_e	ekvivalentní šumová teplota
T_G	příspěvek šumové teploty od Země
T_{CH}	vnitřní teplota kanálu MMIC
T_{Mo}	jasová teplota Měsíce
T_R	ekvivalentní šumová teplota přijímače
T_s	ekvivalentní šumová teplota přijímacího systému
T_{SKY}	jasová teplota oblohy
T_0	teplota okolního prostředí
TEC	celkový obsah elektronů (Total Electron Content)
U_0, U_i	střední kvadratická hodnota (rms) šumového napětí
v	rychlost šíření vlny v prostředí s ε a μ

v_f	fázová rychlost šíření vlny ve vlnovodu
V_{DD}	napětí elektrody drain
w	šířka mikropásku
w_{eff}	efektivní šířka mikropásku
XPD	křížová polarizační diskriminace (Cross-Polarization Discrimination)
Y	Y-faktor
$y(t)$	relativní frekvenční odchylka
Z	impedance
Z_0	charakteristická impedance
α	poloviční úhel apertury z ohniska paraboloidu
α	měrný útlum
α_{mn}	n-tý kořen Besselovy funkce 1. druhu m-tého řádu
α'_{mn}	n-tý kořen derivace Besselovy funkce 1. druhu m-tého řádu
α_d	měrný útlum
γ	magnetogyrický poměr
Γ_{opt}	činitel odrazu generátoru při šumovém přizpůsobení
Γ_s	činitel odrazu generátoru
δ	hloubka vniku
$\Delta\omega(t)$	parazitní frekvenční modulace
ΔT_H	přírůstek teploty chladiče
ε	efektivní hodnota odchylek od plochy paraboloidu
ε	permitivita
ε_{eff}	efektivní permitivita
ε_r	relativní permitivita
ε_0	permitivita vakua
η	účinnost
θ_{3dB}	šířka svazku pro pokles o 3 dB
θ_{JC}	vnitřní tepelný odpor MMIC
θ_H	tepelný odpor chladiče
θ, φ	úhly ve sférické souřadné soustavě
ϑ	Dopplerův posuv
λ	vlnová délka

λ_g	délka vlny ve vlnovodu
λ_m	mezní vlnová délka vlnovodu
λ_0	rezonanční vlnová délka vlnovodu
μ	permeabilita
μ_r	relativní permeabilita
μ_0	permeabilita vakua
ν	frekvence
Π	velikost Poyntingova vektoru (absolutní hodnota)
σ	směrodatná odchylka
σ	měrná vodivost dielektrika
$\sigma^2(\tau)$	Allanova variance dvojic
τ	interval měření Allanových dvojic
φ	fáze harmonického signálu
Φ	fáze Měsíce
Φ	úhel stočení roviny polarizace Faradayovou rotací
$\Phi(s)$	signály fázového závěsu v operátorovém tvaru
Ψ	zpoždění fáze Měsíce
Ψ_m	rezerva fáze smyčky fázového závěsu
ω	úhlová frekvence
ω_0	úhlová frekvence oscilátoru, úhlová rezonanční frekvence
ω_n	přirozená frekvence
ω_p	šířka pásma smyčky fázového závěsu
Ω	prostorový úhel
Ω_{Mo}	prostorový úhel Měsíce (sr)

A/D	převod analogového signálu na digitální
ADPLL	digitální fázový závěs (All Digital Phase Locked Loop)
AP	dekódování s využitím apriorní informace
AWGN	aditivní bílý gaussovský šum (Additive White Gaussian Noise)
BER	chybovost datového spoje (Bit Error Rate)
BPSK	dvoustavové klíčování fázovým posuvem (Binary-Phase Shift Keying)

BWG	vlnovod tvořený paprskem (Beam Wave Guide)
CAT	řízení transceiveru počítačem
CP	kruhová polarizace (Circular Polarization)
CFOM	metoda kompenzace Dopplerova jevu
CRC	cyklický redundantní součet (Cyclic Redundancy Check)
CW	trvalá nosná vlna (telegrafie, Continuous Wave)
D/A	převod digitálního signálu na analogový
DAC	číslicově analogový převodník (Digital to Analog Converter)
dBc	výkonová úroveň v dB vztažená k úrovni nosné (Carrier)
dBi	zisk antény v dB vztažený k izotropnímu zářiči (Isotropic)
DBM	dvojitě vyvážený směšovač (Double Balanced Mixer)
DC	stejnosměrný proud
DDFS	přímý číslicový frekvenční syntezátor (Direct Digital Frequency Synthesizer)
DDS	přímá číslicová syntéza (Direct Digital Synthesis)
DNL	diferenciální nelinearita
DPLL	fázový závěs s digitálním detektorem (Digital Phase Locked Loop)
DSCC	centra sítě DSN (Deep Space Communications Complex)
DSN	síť pro spojení se vzdáleným vesmírem (Deep Space Network)
DSP	číslicové zpracování signálu (Digital Signal Processing)
DSS	stanice center sítě DSN
ECC	kódování s kontrolou chyb (Error Corecting Code)
EIRP	ekvivalentní izotropně vyzářený výkon (Equivalent Isotropically Radiated Power)
ENR	nadbytečný výkon šumové hlavy (Excess Noise Ratio)
EME	komunikace odrazem od měsíčního povrchu (Earth-Moon-Earth)

FEC	dopředné kódování pro odstranění chyb (Forward Error Correction)
FF	vzdálené pole antény (Far Field)
FNF	Fresnelova oblast blízkého pole antény (Fresnel Near Field)
FPGA	programovatelné hradlové pole (Field Programmable Gate Array)
FSK	digitální modulace klíčováním frekvence (Frequency-Shift Keying)
FSW	stavové slovo fázového akumulátoru (Frequency Setting Word)
FullDopp	metoda kompenzace Dopplerova jevu
GaAsFET	polem řízený tranzistor na bázi galium arsenidu (Field-Effect Transistor)
GaN	galium nitrid
GPS	globální navigační systém (Global Positioning System)
GPSDO	oscilátor synchronizovaný signály GPS (GPS-Disciplined Oscillator)
HEM	hybridní elektromagnetická vlna
HEF	typ stanice sítě DSN (High-Efficiency DSN Station)
HEMT	tranzistor s vysokou pohyblivostí elektronů (High Electron Mobility Transistor)
HGA	anténa s vysokým ziskem (High Gain Antenna)
HPBW	šířka svazku pro pokles o 3 dB (Half Power Beam Width)
HT	Hilbertův transformátor
IMD	intermodulační zkreslení (Intermodulation Distortion)
INL	integrální nelinearita
IP3	intermodulační průsečík 3. řádu
IQ	kvadraturní (např. směšovač)
JPL	Laboratoř tryskových pohonů v Pasadeně (Jet Propulsion Laboratory)
JT4	digitální mód EME
JT65	digitální mód EME

LD MOSFET	laterální MOSFET
LDPC	kód pro kontrolu parity s nízkou hustotou (Low-Density Parity Check)
LGA	anténa s nízkým ziskem (Low Gain Antenna)
LHCP	levotočivá kruhová polarizace (Left Hand Circular Polarization)
LNA	nízkošumový zesilovač (Low Noise Amplifier)
LO	lokální oscilátor (Local Oscillator)
LP	lineární polarizace (Linear Polarization)
LPF	dolnofrekvenční propust (Low-Pass Filter)
LSB	nejméně významný bit (Least Significant Bit)
L1, L2	první a druhý Lagrangeův bod, Země-Slunce
MCR	překladač Matlabu (Matlab Compiler Runtime)
MDS	minimální rozeznatelný signál (Minimum Discernible Signal)
MGA	anténa se středním ziskem (Medium Gain Antenna)
MMIC	monolitický mikrovlnný integrovaný obvod (Monolithic Microwave Integrated Circuit)
MOSFET	tranzistor řízený polem s izolací řídicí kovové elektrody SiO_2 (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)
NF	blízké pole antény (Near Field)
NMR	nukleární magnetická rezonance (Nuclear Magnetic Resonance)
OCXO	termostatovaný krystalový oscilátor (Oven Controlled Crystal Oscillator)
PFD	fázově frekvenční detektor (Phase-Frequency Detector)
PLL	fázový závěs (Phase Locked Loop)
OP	operační zesilovač
Q65	digitální mód s LDPC kódováním pro EME
QRA64	digitální mód s LDPC kódováním pro EME
Rb	rubidium
RHCP	pravotočivá kruhová polarizace (Right Hand Circular Polarization)

RMS	efektivní hodnota (Root Mean Square)
RNF	reaktivní oblast blízkého pole antény (Reactive Near Field)
s/c	kosmická sonda (spacecraft)
SDR	programově definované rádio (Software Defined Radio)
SF	sluneční záření (Solar Flux)
SFDR	dynamický rozsah bez rušivých signálů (Spurious-Free Dynamic Range)
SFU	jednotka slunečního záření (Solar Flux Unit)
SiC	karbid křemíku
SNR	poměr signálu k šumu (Signal to Noise Ratio)
SPLL	softwarově realizovaný fázový závěs
SSB	amplitudová modulace s jedním postranním pásmem (Single Sideband Modulation)
SSPA	polovodičový výkonový zesilovač (Solid State Power Amplifier)
TCXO	tepelně kompenzovaný krystalový oscilátor (Temperature Compensated Crystal Oscillator)
TEC	celkový obsah elektronů (Total Electron Content)
TEM	příčně elektricko-magnetická vlna
TEmn	vid příčně elektrické vlny
TMmn	vid příčně magnetické vlny
T/R	sekvence vysílání/příjem
TWT	elektronka s postupnou vlnou (Traveling Wave Tube)
UHF	pásmo decimetrových vln (Ultra High Frequency)
USO	ultra stabilní oscilátor (Ultra-Stable Oscillator)
VHF	pásmo metrových vln (Very High Frequency)
VCO	napětím řízený oscilátor (Voltage Controlled Oscillator)
WSJT-X	software pro digitální módy EME
XO	krystalový oscilátor
XPD	křížová polarizační diskriminace (Cross-Polarization Discrimination)

1. Předmluva

Vzpomínám, jak jsem jako šestnáctiletý radioamatér poslouchal transatlantické testy Stewa Perryho W1BB, v neděli, v zimním období a velmi časných ranních hodinách v pásmu 160 m. Jeho signály vysílané morseovkou jsem víc tušil, než slyšel, ale připadalo mi to úžasné. Jako anténu jsem měl 127 m dlouhý drát natažený přes Toulovcovo náměstí v Litomyšli a jako přijímač inkurantní E10L, který jsem přeladil na stošedesátku. Dostal jsem tehdy jednu z prvních mládežnických licencí OL5AAQ, a tak jsem ho, s výkonem 10 W, zkoušel i volat. Jednou se mi zdálo, že mi odpověděl, ale jeho signály se ztratily v úniku. Bylo to moje první setkání se slabými signály.

Po studiu na elektrotechnické fakultě Vysokého učení technického v Brně jsem nastoupil na studijní pobyt do Ústavu přístrojové techniky ČSAV, kde jsem nakonec strávil 32 let. V oddělení vysokofrekvenční spektroskopie jsem pracoval na spektrometrech nukleární magnetické rezonance (NMR). Je to nádherný obor, v němž se potkávají snad všechny oblasti elektrotechniky. Princip spočívá v rezonanci atomových jader s nenulovým spinem v magnetickém poli. Úhlová frekvence rezonance[1] je dána vztahem $\omega = \gamma \cdot B$, kde B je magnetická indukce pole, v němž se jádro nachází, a γ magnetogyrický poměr, charakteristický pro každé jádro. Vedle rozlišení snímaných spekter, které je dáno především homogenitou magnetického pole, je základním parametrem citlivost, tedy schopnost detekovat co nejslabší signály. Obecně je citlivost NMR spektrometrů ve srovnání s jinými spektroskopickými metodami malá. Používají se tudíž všechny možné cesty k jejímu zvýšení. Silnější signály dávají jádra vodíku ^{1}H (protony), proto také tzv. CW spektrometry, s nimiž jsme začínali, snímaly spektra přede-

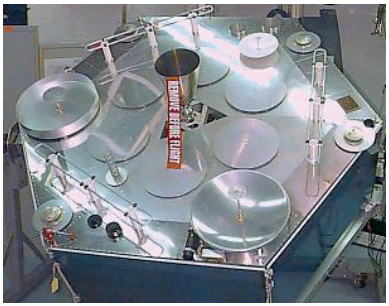
[1] Larmorova frekvence

vším izotopů ^{1}H, popř. ^{19}F nebo ^{31}P. Tuto metodu jsme zdokonalili časovým oddělením ozařování a detekce (tzv. „time sharing“), čímž bylo potlačeno pronikání ozařovacího signálu do přijímače a nedocházelo ke snižování citlivosti. Chemici však prahli po spektrech uhlíku. Avšak izotop ^{12}C, který má velký přirozený výskyt, má nulový spin a izotop ^{13}C se spinem ½ zase velmi malý přirozený výskyt. Jinými slovy, uhlíková spektra jsme začali měřit až impulzními metodami s rychlou Fourierovou transformací (FFT) [1-1], kdy došlo vedle více než řádového zkrácení doby měření k využití průměrování opakované odezvy spinového systému a tím řádovému zvýšení citlivosti. Přitom jsme neustále optimalizovali snímací rezonátor a na něj navazující nízkošumový zesilovač. Uvažovali jsme i o chlazení rezonátoru alespoň na dusíkovou teplotu (77 K). K zásadním pokrokům v rozlišení spekter, ale i v citlivosti došlo při použití supravodivého magnetu (B = 4,7 T), který vyvíjela paralelní skupina v našem oddělení. Jsem velmi rád, že jsem mohl nahlédnout i do této kuchyně.

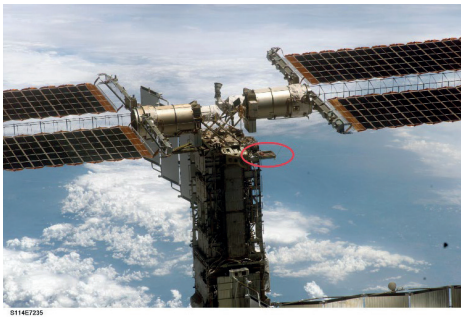
V sedmdesátých letech jsem se také začal zajímat o umělé družice Země i vesmírné sondy. V USA a Německu vznikla organizace AMSAT (Radio Amateur Satellite Corporation) a já jsem se, tak jak mi to tehdejší poměry dovolily, zapojil do jejich aktivit. Po změně režimu jsem v devadesátých letech dostal nabídku intenzivní spolupráce s AMSAT v Německu, který měl sídlo na univerzitě v Marburgu. Dostal jsem za úkol vyvinout dva palubní přijímače pro pásmo L (1269 MHz) pro velkou družici Phase IIID (obr. 1-1), která byla v roce 2000 vypuštěna z Francouzské Guyany na vysokou eliptickou dráhu. Jeden z těch přijímačů byl součástí hlavního povelovacího spoje, který se nevypínal. Vysoká citlivost obou přijímačů byla imperativem. Zúčastnil jsem se integrace družice v americkém Orlandu i předstartovní kampaně v Kourou. Ještě před startem družice jsme vybudovali na Ústavu radioelektroniky Fakulty elektrotechniky a komunikačních technologií VUT v Brně, kam jsem mezitím přešel, telemetrickou a povelovací stanici. Podařila se nám také v té době unikátní konfigurace, umožňující ovládat naši stanici dálkově přes internet. To umožnilo ovládat družici

operátorům z USA nebo z Austrálie, čehož bylo hojně využíváno. Družice byla v apogeu vzdálena 60 tisíc kilometrů a není třeba zdůrazňovat, že jsme se stále setkávali se slabými a velmi slabými signály.

V prvním desetiletí nového století jsme začali spolupracovat s US Naval Academy. Společně jsme navrhli transpondér pro úzkopásmovou datovou komunikaci typu „keyboard to keyboard“ [1-2] a naše laboratoř pro tento projekt vyvinula přijímač. Transpondér byl pak jeden rok umístěn na ISS (obr. 1-2), kdy jsme mohli experimentovat. Hlavním cílem bylo vyřešit kompenzaci Dopplerova posuvu. Na tento projekt navázaly další PSAT, BRICsat a PSAT-2 s přesahem do dnešních dnů.



Obr. 1-1. Družice AMSAT Phase IIID



Obr. 1-2. Úzkopásmový transpondér s naším přijímačem jako součást testovacího zařízení SatLab US Naval Academy na ISS

V posledním desetiletí mne zaujaly experimenty s odrazy signálů od Měsíce. Díky skupině kolem nositele Nobelovy ceny J. H. Taylora[2], která vyvinula a dále vyvíjí software pro digitální komunikaci velmi slabými signály, se dá komunikovat odrazem od Měsíce (Earth-Moon-Earth, EME), a to se signály o 10 i více dB slabšími ve srovnání s analogovými módy. To znamená, že lze komunikovat a experimentovat s podstatně menšími anténami a výkony vysílačů. Tím je tato technika přístupnější většímu počtu experimentátorů. Stále však platí, že pro dosažení úspěchu musí zařízení splňovat špičkové parametry. Více se této problematice věnujeme v kapitole 13.

Co to tedy jsou „slabé signály"? Slabými rádiovými signály budeme rozumět signály, jejichž úroveň je řádově srovnatelná s úrovní přirozeného šumu pozadí při dané šířce pásma. Důraz při tom klademe na slovo „přirozeného", tedy srovnatelná s úrovní tepelného šumu[3] přicházejícího se signálem na demodulační obvody přijímače[4]. Pamatuji doby, kdy spektrum nad 2 GHz bylo čisté a pozadím signálu byl opravdu pouze tepelný šum. Bohužel, s takovým prostředím se dnes setkáváme pouze velmi zřídka a pro naši experimentální činnost musíme vyhledávat frekvence a lokality, kde je to splněno alespoň přibližně. Většina rádiových služeb, a to až do frekvencí desítek gigahertzů, pracuje se signály, jejichž pozadí tvoří jiné signály nebo produkty lidské činnosti, tzv. „man made noise". Příčiny tohoto neutěšeného stavu jsou víceméně jasné a nebudeme je zde rozebírat. Lidé by si ale měli uvědomit, že elektromagnetické spektrum je součást životního prostředí, a podle toho se chovat. Zvláště národní regulátoři by měli působit v tomto smyslu daleko osvíceněji a více dbát zájmů menšin, tak jako se to děje i v jiných oblastech života civilizované společnosti.

[2] Nositel Nobelovy ceny za spoluobjevení binárních pulzarů

[3] Existují přirozené šumy i jiného původu (výstřelový, 1/f), ale ty lze v úzkopásmovém rf kanálu obvykle zanedbat.

[4] V teorii signálů se takový kanál označuje AWGN.

Se slabými signály jsem se potýkal i těšil téměř celý život, jako vědeckovýzkumný pracovník, experimentátor, vysokoškolský učitel i radioamatér. Měl jsem tu čest spolupracovat při tom s mnoha skvělými kolegy i studenty. Podnětné diskuse s nimi mne do značné míry inspirovaly k napsání této knížky, která si v žádném ohledu neklade za cíl úplný a teoreticky vyčerpávající výklad problému. Snaží se však stručně shrnout různorodá praktická témata, která nabízejí do jisté míry ucelený pohled na problematiku slabých signálů a ilustrují ji konkrétními příklady výpočetními i konstrukčními. V současnosti jsou tato témata roztroušena v rozmanitých odborných publikacích, zdálo se mi tedy účelné soustředit je do jedné publikace. Byl bych velmi rád, kdyby knížka pomohla čtenáři pochopit souvislosti, v komplexní problematice se zorientovat a snad i nalézt v ní zalíbení.

Literatura

[1-1] KASAL, M., HALÁMEK, J., ŠVÉDA, K., BARTUŠEK, K., STARČUK, Z., SLAMĚNÍK, J. a HÚSEK, V. Spektrometr pro Fourierovu spektroskopii nukleární magnetické rezonance. *Slaboproudý obzor*. 1978, **39**, 456–460. ISSN 2336-5773.

[1-2] BRUNINGA, B., MARTINEZ, P. a KASAL, M. *PSK-31 Linear/FM Satellite Transponder* [online]. 2002, [cit. 03.01.2023]. Dostupné z: http://aprs.org/psk31uplink.html

2. Tepelný šum

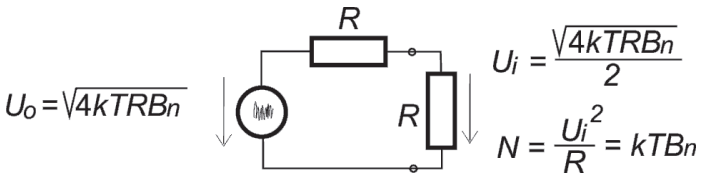
Výkonová spektrální hustota tepelného šumu vodiče je v oblasti rádiových frekvencí, kdy lze zanedbat jeho kvantový charakter, dána vztahem

$$N_0 = k \cdot T, \tag{2.1}$$

kde k je Boltzmannova konstanta[1] $1{,}38 \times 10^{-23}\,\mathrm{J\,K^{-1}}$ a T je termodynamická teplota vodiče (K). Měříme-li výkon šumu za filtrem se šumovou šířkou pásma B_n, bude jeho úroveň (obr. 2-2)

$$N = k \cdot T \cdot B_\mathrm{n}. \tag{2.2}$$

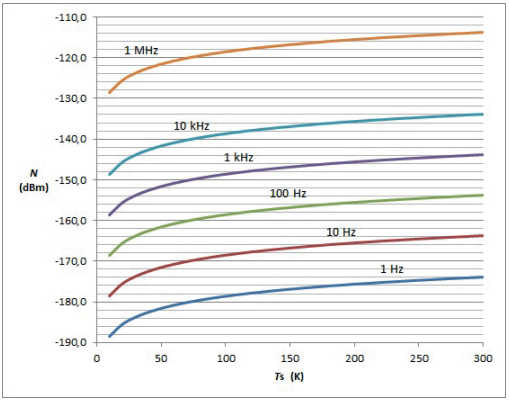
Abychom ale vztahu správně rozuměli, vyjděme z obr. 2-1. Je-li tedy na vstupním, výkonově přizpůsobeném odporu R přijímače šumové napětí[2] $U_\mathrm{i} = \sqrt{4kTRB_\mathrm{n}}\,/\,2$, je výkon šumu dán rovnicí (2.2).



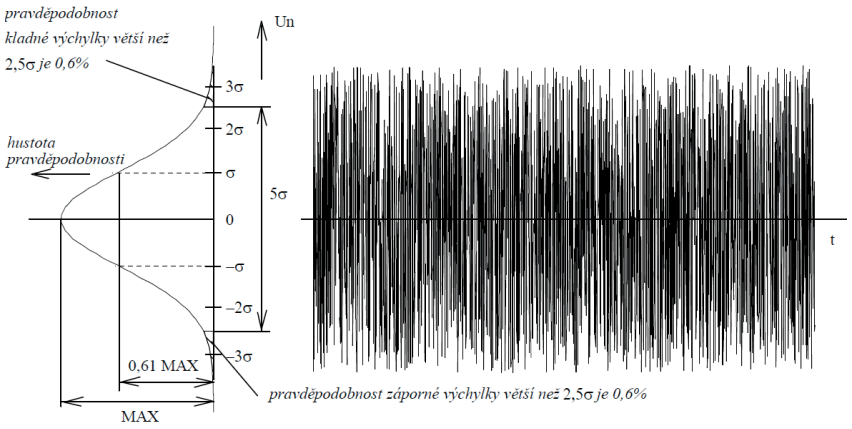
Obr. 2-1. Náhradní obvod pro výpočet výkonu tepelného šumu

[1] Ludwig Boltzmann použil tuto konstantu poprvé někdy kolem roku 1870, tedy dávno před tím, než někoho napadlo počítat a měřit výkon elektrického tepelného šumu. Vypočítal ji jako energii potřebnou k ohřátí jedné částice ideálního plynu o jeden kelvin (částice ideálního plynu mají jen elastické srážky, při nichž si nepředávají energii). Stejnou konstantu použil při výpočtu entropie. Jako Boltzmannovu konstantu ji nazval později Planck. Její hodnota byla časem upřesňována a je $1{,}380\,649 \times 10^{-23}\,\mathrm{J\,K^{-1}}$. Nu, a ukázalo se, že je velmi užitečná i pro „elektronový plyn“ ve vodičích.

[2] Jedná se o střední kvadratickou hodnotu, tedy $U_\mathrm{i} = \sqrt{\overline{u_\mathrm{i}^2}}$, jež odpovídá efektivní hodnotě (RMS).



Obr. 2-2. Úroveň tepelného šumu v závislosti na teplotě a šířce pásma



Obr. 2-3. Časový průběh šumového napětí a rozložení hustoty pravděpodobnosti podle velikosti okamžitých hodnot [2-1]

Tepelný šum je v uvažované části spektra bílý, to znamená, že má konstantní výkonovou spektrální hustotu. Okamžitá hodnota šumu se v čase mění, ale statistické charakteristiky má stálé. Okamžité hodnoty šumového napětí mají normální (Gaussovo) rozložení (obr. 2-3). Takový šum se nazývá AWGN (Additive White Gaussian Noise)

a podle něho se nazývá i rádiový komunikační kanál, v němž je tento šum pozadím užitečnému signálu. „Additive“ znamená, že signál a šum jsou vzájemně nezávislé a v kanálu se sčítají. Rovněž jednotlivé zdroje tepelného šumu, pokud je jich více, jsou vzájemně nezávislé (nekorelované) a můžeme tudíž jejich výkony sčítat. Na Obr. 2-3 vidíme, že nejpravděpodobnější hodnota šumového napětí je nula, což je také jeho střední hodnota. Základními parametry normálního rozložení hustoty pravděpodobnosti jsou směrodatná odchylka σ a rozptyl $D = \sigma^2$.

Při simulacích procesů zpracovávajících signál pak AWGN charakterizujeme efektivní hodnotou σ a výkonem šumu D. S pravděpodobností 99 % potom můžeme odhadnout, že mezivrcholová hodnota šumového napětí je pěti- až šestinásobkem efektivní hodnoty[3].

Literatura

[2-1] BIOLEK, D. *.NOISE – šumová analýza.* Biolek_pro_studenty8.pdf [online]. Univerzita obrany, Brno. [cit. 03.01.2023]. Dostupné z: https://user.unob.cz/biolek/vyukaVUT/prednasky/BMPS/pro_studenty8.pdf

[2-2] KASAL, M. *Směrové a družicové spoje* [online]. Brno: Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií VUT v Brně, 2007. ISBN 80-214-2496-6. [cit. 03.01.2023]. Dostupné z: https://docplayer.cz/12896748-Smerove-a-druzicove-spoje.html

[2-3] ŠEBESTA, V. a SMÉKAL, Z. *Signály a soustavy* [online]. Brno: Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií VUT v Brně, 2003. [cit. 03.01.2023]. Dostupné z: https: //is.muni.cz/el/1431/podzim2011/Bi5440/um/Signaly_a_Soustavy_BASS.pdf

[3] A to je důvod, proč nelze měřit šumové napětí standardním vf voltmetrem. Ten měří obvykle špičkovou hodnotu usměrněného vf napětí, ale stupnice je v hodnotách efektivních pro harmonický signál, tedy v poměru 0,707. Jak je uvedeno výše, pro šumové napětí je tento poměr 0,3 až 0,4. Nejenže je tento poměr jiný, ale hlavně méně přesně definovatelný. Šumové napětí nebo výkon je proto třeba měřit tzv. „true-RMS“ voltmetrem, který měří napětí šumu kvadratickým voltmetrem, nebo wattmetrem, jenž měří výkon na základě tepelného účinku.

3. Vlastnosti antén

3.1 Záření absolutně černého tělesa

Absolutně černé těleso je těleso, které pohlcuje veškerou elektromagnetickou energii (všech vlnových délek), která na něj dopadá. A naopak: je to ideální zářič – tedy těleso, které při dané ploše a teplotě vyzáří nejvíce energie. Ve skutečnosti absolutně černé těleso neexistuje, ale záření řady těles se mu přibližuje (např. Slunce 5800 K, reliktní záření 2,7 K). Pro celkovou výkonovou spektrální hustotu izotropicky vyzářenou z jednotkové plochy černého tělesa Planck odvodil

$$N_v = \frac{2\pi h\nu^3}{c^2} \frac{1}{\mathrm{e}^{h\nu/kT} - 1}, \text{(W Hz}^{-1}\text{ m}^{-2}\text{)}, \tag{3.1}$$

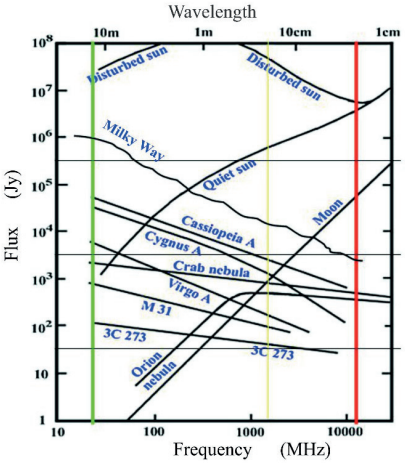
kde ν je frekvence (Hz), c rychlost světla (m/s), k Boltzmannova konstanta $k = 1{,}380\,649 \times 10^{-23}$ J/K, T je teplota absolutně černého tělesa (K) a h je Planckova konstanta[1] $h = 6{,}63 \times 10^{-34}$ J s. Pro rádiové frekvence $\nu << 2 \times 10^{10}\, T$ je $h\nu << kT$ a rovnici (3.1) můžeme nahradit Rayleigh-Jeansovou aproximací pro dolní konec spektra[2]:

$$N_v \approx \frac{2\pi\nu^2 kT}{c^2} = \frac{2\pi kT}{\lambda^2}, \text{(W Hz}^{-1}\text{ m}^{-2}\text{)}, \tag{3.2}$$

kde λ je vlnová délka záření. Jednotka W Hz^{-1} m^{-2} je příliš velká, a proto

[1] Také Planckova konstanta má svou velmi zajímavou historii. Planck chtěl dát dohromady Wienův posunovací zákon a Stefan-Boltzmannův zákon, neboť oba popisují vyzařování černého tělesa, ale každý pro jinou část spektra. Nakonec se mu to povedlo, viz rovnice (3.1), právě s použitím Planckovy konstanty h. Až po nějakém čase však vyslovil názor, že je energie vyzařována po kvantech h. Definitivně to potvrdil Einstein objevem fotoelektrického jevu a rovnicí pro energii fotonu $\varepsilon = h\nu$.

[2] To, že nám vypadlo ze vztahu h, je dané tím, že na nízkých frekvencích můžeme zanedbat kvantový charakter vyzařování. Tím je také dána platnost rovnice (2.1).



Obr. 3-1. Úroveň rádiového záření astronomických objektů v závislosti na frekvenci [3-2]

byla zavedena jednotka[3] 1 Jansky (značka Jy) = 1×10^{-26} W Hz^{-1} m^{-2}. Intenzitu záření Slunce pak vyjadřujeme pomocí SFU (Solar Flux Unit) 1 SFU = 10 000 Jy. Na frekvenci 10 GHz je typická intenzita záření Slunce 4×10^6 Jy, zatímco Mléčné dráhy 2×10^3 Jy (obr. 3-1).

3.2 Jas a šumová teplota antény

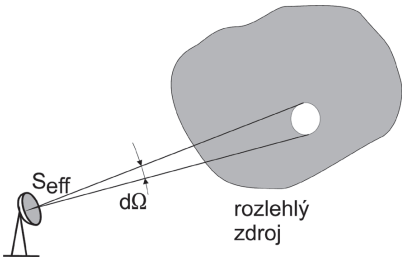
Jestliže vypočítáme výkonovou spektrální hustotu procházející aperturou na kouli ve vzdálenosti R (m) od zdroje záření a odpovídající jednotkovému prostorovému úhlu 1 steradián, dostaneme veličinu zvanou monochromatický jas (Monochromatic Brightness) [3-1], [3-2]. Uvažujme kulové černé těleso s poloměrem a. V každém bodě na povrchu soustředné koule ve vzdálenosti $R > a$ musí pro N_ν' platit

[3] Jednotka Jy je pojmenována po Karl Guthe Janskym, jenž objevil záření naší Galaxie (~1930) a je považován za zakladatele radioastronomie. Po dědečkovi má český původ.

$$N_\nu 4\pi a^2 = N'_\nu 4\pi R^2 \text{ a tedy } N'_\nu = \left(\frac{a}{R}\right)^2 N_\nu . \qquad (3.3)$$

Prostorový úhel Ω je pro pozorovatele na povrchu vnější koule definován jako $\Omega = \pi a^2 / R^2$ a pro monochromatický jas tedy můžeme psát

$$J_\nu = \frac{N'_\nu}{\Omega} = \frac{2\pi\nu^2 kT}{c^2}\left(\frac{a}{R}\right)^2 \frac{R^2}{\pi a^2} = \frac{2\nu^2 kT}{c^2} = \frac{2kT}{\lambda^2}, \text{ (W Hz}^{-1}\text{ m}^{-2}\text{ sr}^{-1}\text{).} \quad (3.4)$$



Obr. 3-2. Příjem elektromagnetického záření z rozlehlého zdroje směrovou anténou

Uvažujme anténu s úzkým svazkem směrové charakteristiky mající šířku dΩ (obr. 3-2). Tento svazek protne plochu rozlehlého zdroje záření a efektivní plochou antény S_{eff} bude při šumové šířce kanálu B_{n} zachycen výkon P_{r}. S odvoláním na rovnici (3.4) to však bude jenom polovina, neboť celkový výkon záření je rozdělen do dvou ortogonálních polarizací a anténa může přijímat pouze jednu polarizaci. Je-li anténa směrována v rovinách E a H pod úhly (θ, φ) můžeme psát

$$P_{\text{r}} = \frac{1}{2} J_{\text{v}}(\theta,\varphi)\,\mathrm{d}\Omega\, S_{\text{eff}}(\theta,\varphi) B_{\text{n}} = \frac{1}{2}\frac{2kT(\theta,\varphi)}{\lambda^2}\mathrm{d}\Omega\, S_{\text{eff}}(\theta,\varphi) B_{\text{n}}. \quad (3.5)$$

Připomeňme si nyní anténní teorém. Pro anténu, v níž nejsou ohmické ztráty, platí

$$S_{\text{eff}} \cdot \Omega = \lambda^2 , \tag{3.6}$$

kde Ω je prostorový úhel, do něhož je z antény vyzářen výkon. Izotropní zářič je nekonečně malý a vyzařuje rovnoměrně všemi směry. Ω_i je tedy 4π a efektivní plocha izotropního zářiče

$$S_{\text{i}} = \frac{\lambda^2}{4\pi} . \tag{3.7}$$

Zisk antény vůči izotropnímu zářiči bude

$$G(\theta,\varphi) = \frac{S_{\text{eff}}(\theta,\varphi)}{S_{\text{i}}} = \frac{4\pi}{\lambda^2} S_{\text{eff}}(\theta,\varphi) . \tag{3.8}$$

Rovnici pro výkon přijatý anténou (3.5) pak můžeme napsat ve tvaru

$$P_{\text{r}} = \frac{kT(\theta,\varphi) G(\theta,\varphi) B_{\text{n}} \mathrm{d}\Omega}{4\pi} . \tag{3.9}$$

Výkon přijatý z celé sféry mající prostorový úhel 4π steradiánů

$$P_{\text{rt}} = \frac{kB_{\text{n}}}{4\pi} \int_{4\pi} T(\theta,\varphi) G(\theta,\varphi) \mathrm{d}\Omega = kT_{\text{A}} B_{\text{n}} . \tag{3.10}$$

Ve výše uvedených případech jsme uvažovali záření absolutně černého tělesa s termodynamickou teplotou T. Reálné zdroje záření se však takovému tělesu jen více nebo méně přibližují. Abychom tuto skutečnost promítli do našich úvah, nahradíme teplotu $T(\theta, \varphi)$ takzvanou jasovou teplotou $T_b(\theta, \varphi)$, která se termodynamické teplotě tělesa víceméně přibližuje. Rozdíl mezi nimi vypovídá o emisivitě povrchu reálného tělesa.

Šumová teplota antény T_A je tedy dána výrazem

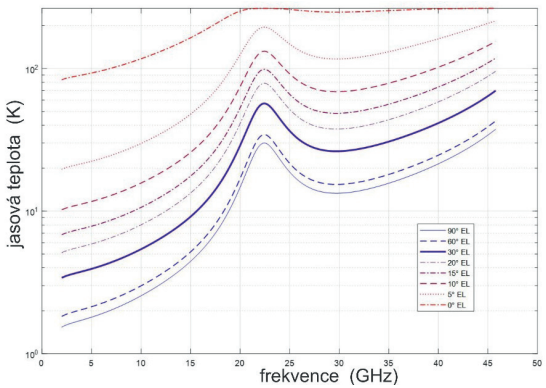
$$T_{\text{A}} = \frac{1}{4\pi} \int_{4\pi} T_{\text{b}}(\theta,\varphi) G(\theta,\varphi) \mathrm{d}\Omega,$$

$$\text{respektive} \quad T_{\mathrm{A}} = \frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} T_{\mathrm{b}}(\theta,\varphi) G(\theta,\varphi) \sin\theta \,\mathrm{d}\theta \,\mathrm{d}\varphi \qquad (3.11)$$

po transformaci souřadnic. Při odvození jsme předpokládali, že anténa přijímá jenom jednu polarizaci (zanedbali jsme křížovou polarizaci) a směrová vyzařovací charakteristika má jenom jeden úzký svazek mířící do oblohy. Pokud má vyzařovací charakteristika antény nezanedbatelné postranní laloky[4], je třeba její šumovou teplotu T_{A} počítat podle vztahu

$$T_{\mathrm{A}} = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} T_{\mathrm{b}}(\theta,\varphi) P_{\mathrm{r}}(\theta,\varphi) \sin\theta \,\mathrm{d}\theta \,\mathrm{d}\varphi}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} P_{\mathrm{r}}(\theta,\varphi) \sin\theta \,\mathrm{d}\theta \,\mathrm{d}\varphi}. \qquad (3.12)$$

Podotkněme, že záření různých těles může představovat v některých případech žádaný signál, např. v radiometrii, radioastronomii, ale i při kalibraci citlivých mikrovlnných komunikačních systémů. V komunikační technice je pak pozadím přenášených signálů. Významné pří-



Obr. 3-3. Jasová teplota oblohy v závislosti na frekvenci pro různé elevační úhly antény. V čisté atmosféře je koncentrace vodní páry 7,5 g/m^3 [3-6].

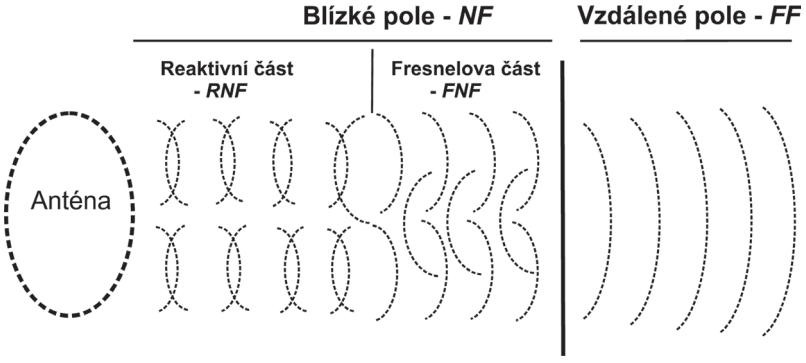
[4] Postranní laloky vyzařovací charakteristiky, ač podstatně slabší ve srovnání s hlavním svazkem antény, mohou směřovat k relativně horké Zemi a jejich příspěvek k šumové teplotě antény T_{A} nelze zanedbat.

spěvky k šumové teplotě antény přicházejí obvykle z malých oblastí prostoru, kde je $T_b(\theta, \varphi)\, G(\theta, \varphi)$ největší, nebo z velkých částí prostoru, kde je naopak $T_b(\theta, \varphi)\, G(\theta, \varphi)$ malé.

Obr. 3-3 ukazuje závislost jasové teploty T_b jasné oblohy na kmitočtu pro různé elevační úhly antény. V čistém vzduchu je koncentrace vodních par 7,5 g/m^3. Zvýšení T_b na frekvencích kolem 22 GHz je způsobeno zvýšenou absorpcí při rezonanci molekul H_2O.

3.3 Blízké a vzdálené pole

Vysílací anténa vyzařuje elektromagnetické vlny do volného prostoru[5]. Vytvářené pole je proměnné v závislosti na vzdálenosti od antény ve směru šíření. Rozlišujeme dvě základní zóny – blízké pole *NF* a vzdálené pole *FF* (obr. 3-4).



Obr. 3-4. K definici blízkého a vzdáleného pole antény [3-5]

Jak je zřejmé z obr. 3-4, je oblast blízkého pole ještě členěna na reaktivní část *RNF* (E a H složky pole nejsou ve fázi), která je

[5] Charakteristická impedance volného prostoru je 120π Ohmů (377 Ω). Anténa tak působí jako impedanční transformátor mezi impedancí napáječe a volným prostorem.

bezprostředně u antény, a Fresnelovu část *FNF*, která je mezi reaktivní a vzdálenou oblastí. Vymezení jednotlivých zón je následující [3-5]

$$RNF < 0,62\frac{\sqrt{d^3}}{\lambda} < FNF < \frac{2d^2}{\lambda} < FF \text{ (m)}, \qquad (3.13)$$

kde d je největší lineární rozměr antény. Všechny další naše úvahy o anténách se budou týkat vzdáleného pole *FF*. Např. anténa s parabolickým zrcadlem o průměru apertury 1,8 m má na kmitočtu 10 GHz vzdálené pole $FF > 216$ m od antény.[6]

3.4 Směrovost a zisk antény

Při práci se slabými signály, zvláště extraterestrického původu, používáme obvykle v mikrovlnných pásmech velmi směrových reflektorových antén různého uspořádání. Směrovost antény $D = D(\theta, \varphi)$ vyjadřuje velikost oblasti, do které anténa září a z které díky principu reciprocity též záření přijímá. Pokud zanedbáme ostatní ztráty (především ohmické), vyjadřuje směrovost i zisk antény $G(\theta, \varphi) = 10 \log D(\theta, \varphi)$.

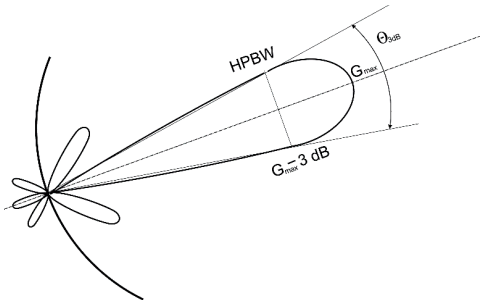
U ideální reflektorové antény by mohla být efektivní plochou přímo plocha apertury zrcadla. Protože však neumíme ozářit zrcadlo uniformně (stejnou intenzitou a odpovídající fází), protože část zrcadla bývá stíněna ozařovačem v ohnisku a protože také část výkonu z ozařovače unikne kolem zrcadla (spillover), je efektivní plocha apertury S_{eff} vždy menší než geometrická plocha apertury S

$$S_{\text{eff}} = \eta \cdot S, \qquad (3.14)$$

kde $\eta < 1$ je účinnost apertury.

[6] Měření vyzařovacích vlastností antén vyžaduje tudíž značný prostor. Byly však vyvinuty metody, které z vektorového měření v blízkém poli antény dokážou odvodit vlastnosti v poli vzdáleném.

U kvalitních a dobře seřízených antén s parabolickým zrcadlem je $\eta \approx 0{,}6$. Prostorový vyzařovací diagram takové antény má v ideálním případě jeden úzký hlavní svazek „doutníkového“ tvaru, v němž je vyzářen téměř všechen výkon. Šířku tohoto svazku měříme při poklesu na polovinu výkonu ve středu svazku a označujeme ji HPBW (Half Power Beam Width), zkráceně Θ_{3dB}. Pokud svazek není rotačně symetrický, tak měříme jeho šířku ve dvou na sebe kolmých rovinách Θ_{E3dB} a Θ_{H3dB}(obr. 3-5).



Obr. 3-5. Vyzařovací diagram antény s parabolickým zrcadlem v jedné rovině

Jak jsme již uvedli, zisk antény budeme vztahovat k izotropnímu zářiči a bude dán poměrem efektivních ploch. Anténa s rotačně symetrickým parabolickým zrcadlem o průměru d má plochu apertury $S = \pi d^2/4$. Pro S_{eff} tedy můžeme psát

$$S_{\text{eff}} = \eta\left(\frac{\pi d^2}{4}\right). \tag{3.15}$$

S použitím rovnice (3.7) potom pro směrovost ve středu hlavního svazku parabolické antény bude

$$D_{\max} = \frac{S_{\text{eff}}}{S_{\text{i}}} = \eta\left(\frac{\pi d}{\lambda}\right)^2 \quad \text{a zisk} \quad G_{\max} = 10\log\eta\left(\frac{\pi d}{\lambda}\right)^2 \text{ (dBi).} \tag{3.16}$$

Šířka hlavního laloku vyzařovacího diagramu je úměrná poměru λ/d. Konstanta úměrnosti je závislá především na účinnosti apertury, ale částečně i na dalších parametrech. Praktické hodnoty konstanty úměrnosti leží v intervalu mezi 64 až 84 a nejčastěji se uvádí [3-3] [7]

$$\theta_{3\mathrm{dB}} = 70\frac{\lambda}{d} \quad (°;\ \mathrm{m},\ \mathrm{m}) \tag{3.17}$$

a také [3-8]

$$D_{\max} \simeq \frac{35\,000}{\theta_{3\mathrm{dBE}}\theta_{3\mathrm{dBH}}} \quad (-;\ °,\ °). \tag{3.18}$$

V tabulce 3-I jsou pro ilustraci vypočítané některé hodnoty z rovnic (3.16) a (3.17).

f / MHz	8 200		10 368		24 048	
d / m	$G_{\max}$ / dBi	$\theta_{3\mathrm{dB}}$ / °	$G_{\max}$ / dBi	$\theta_{3\mathrm{dB}}$ / °	$G_{\max}$ / dBi	$\theta_{3\mathrm{dB}}$ / °
1,2	38,0	2,1	40,1	1,7	47,4	0,7
1,8	41,6	1,4	43,6	1,1	50,9	0,5
2,4	44,1	1,1	46,1	0,8	53,4	0,4
3	46,0	0,9	48,0	0,7	55,3	0,3
4,5	49,5	0,6	51,6	0,5	58,9	0,2

Tab. 3-I. Vypočítané hodnoty zisku $G_{\max}$ a šířky hlavního laloku vyzařovacího diagramu $\Theta_{3\mathrm{dB}}$ pro parabolickou anténu o průměru d a účinnosti $\eta = 0{,}6$

Šířka hlavního laloku má vliv na šumovou teplotu antény. Nacházejí-li se bodová zářící tělesa s úhlovou šířkou α ve směru maximálního zisku směrové antény bez vedlejších laloků, lze jejich příspěvek k šumové teplotě antény vyjádřit

[7] Hodnota konstanty 70 vyplývá z aproximace anténního svazku Gaussovou křivkou kdy $\Theta_{3\mathrm{dB}}$ = FWHM (Full Width at Half Maximum). Pro ideálně uniformní kruhovou aperturu je rovna 58,96.

$$\begin{aligned} \Delta T_{\mathrm{A}} &= T_{\mathrm{b}} \left(\frac{\alpha}{\Theta_{3\mathrm{dB}}} \right)^2 \quad \text{pro } \alpha < \Theta_{3\mathrm{dB}}, (\mathrm{K};\mathrm{K},^{\circ},^{\circ}), \\ \Delta T_{\mathrm{A}} &= T_{\mathrm{b}} \qquad\qquad \text{pro } \alpha > \Theta_{3\mathrm{dB}}, (\mathrm{K};\mathrm{K}), \end{aligned} \tag{3.19}$$

přičemž $\Delta T_{\mathrm{A}} = T_{\mathrm{b}}$ odpovídá stavu, kdy anténa míří na těleso s jasovou teplotou T_{b} a toto těleso zcela vyplňuje příčný řez vyzařovacího diagramu.[8]

3.5 Polarizace

Elektromagnetická vlna je obecně polarizovaná elipticky, přičemž kruhová a lineární polarizace jsou jejími zvláštními (mezními) případy (obr. 3-6). Základním parametrem je axiální poměr (Axial Ratio) *AR*. Pro kruhovou polarizaci je *AR* = 1, zatímco pro lineární polarizaci je *AR* = ∞. Podle dohodnuté konvence je kruhově polarizovaná vlna, jejíž vektor elektrické složky se otáčí ve směru šíření pravotočivě, označována za pravotočivou (RHCP – Right Hand Circular Polarization) a v opačném směru za levotočivou (LHCP). U lineární polarizace musí být definována rovina elektrické složky vlny. Pro snadnou orientaci se používá nejčastěji horizontální nebo vertikální polarizace. Jak jsme již zmínili, anténa může přijímat pouze jednu polarizaci. Protože elektromagnetickou vlnu lze vždy rozložit buď na RHCP a LHCP vlnu, nebo na dvě ortogonální lineární polarizace, bude reálná anténa vždy přijímat pouze polovinu výkonu, jak je patrné z rovnice (3.5). Reálná anténa však nedosahuje úplného potlačení té druhé polarizace. Tuto vlastnost kvantifikuje křížová polarizační diskriminace *XPD*. Je-li na vysílací straně vysílána lineární vertikálně polarizovaná vlna s amplitudou *A*, budou v důsledku nedokonalosti antén na straně přijímače přijímány složky obou ortogonálních polarizací (obr. 3-7). Křížová polarizační diskriminace *XPD* je potom dána

[8] Je třeba si uvědomit, že zde uvádíme velmi zjednodušenou teorii tak, abychom postřehli základní souvislosti z praktického hlediska. Podrobnější kvantifikaci souvisejících jevů najde čtenář např. v [3-4].

$$XPD = 20\log\frac{A_c}{A_x}, (\mathrm{dB}). \tag{3.20}$$

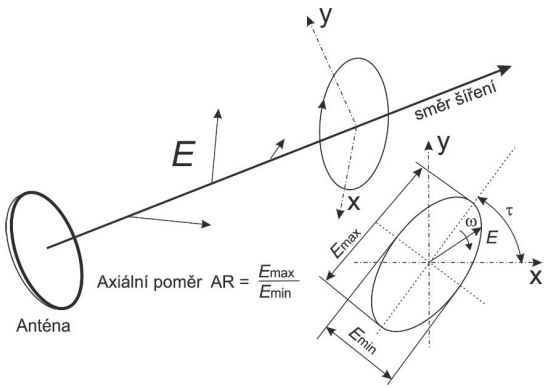
Pro přibližně kruhově polarizovanou vlnu s axiálním poměrem *AR* bude křížová polarizační diskriminace

$$XPD = 20\log\frac{AR+1}{AR-1}, (\mathrm{dB}). \tag{3.21}$$

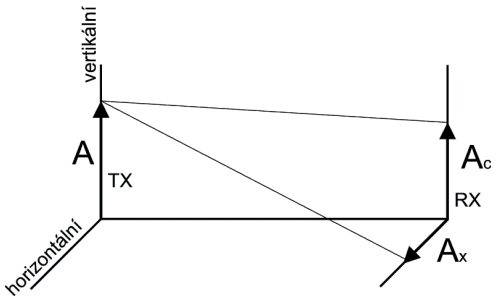
Právě pomocí křížové polarizační diskriminace *XPD* se často experimentálně stanovuje axiální poměr dané antény s eliptickou polarizací [3-3]

$$AR = \frac{10^{\frac{XPD}{20}}+1}{10^{\frac{XPD}{20}}-1}. \tag{3.22}$$

Jednotlivé složky a tím i z nich odvozené parametry se mění se směrem vyzařování. Vyzařovací charakteristiky jsou proto uváděny pro nominální polarizaci (co-polar) a pro ortogonální polarizaci (cross-polar). Obecně lze říci, že křížová diskriminace *XPD* je největší v ose antény a klesá ve směrech odchylujících se od směru maximálního zisku antény.



Obr. 3-6. Polarizace elektromagnetické vlny [3-3]



Obr. 3-7. K výkladu křížové polarizační diskriminace *XPD*

Praktické hodnoty křížové polarizační diskriminace *XPD* pro lineární polarizace bývají kolem 15 dB a pro kruhové polarizace až o 10 dB větší, tedy 25 dB. Připomeňme, že kruhová polarizace po odrazu vlny změní smysl, např. z RHCP se stane LHCP, čehož se využívá k potlačení vícecestného šíření.

Literatura

[3-1] *Noise in Antennas* [online]. [cit. 05.01.2023] Dostupné z: https://web.stanford.edu/class/ee252/handouts/antenna_noise.pdf

[3-2] KOEPPEN, J. *Fundamentals of Radio Astronomy* [online]. Strasbourg, 2013. [cit. 05.01.2023] Dostupné z: https://portia.astrophysik.uni-kiel.de/~koeppen/10GHz/basics.html

[3-3] MARAL, G. a BOUSQUET, M. *Satellite Communication Systems*. 2. vyd. New York: Wiley, 1993. ISBN 0-471-93582-4.

[3-4] BALANIS, C. A. *Antenna Theory.* 3. vyd. New Jersey: Wiley, 2005. ISBN 0-471-66782-X.

[3-5] EDITORIAL TEAM. *Everything RF* [online]. [cit. 05.01.2023] Dostupné z: https://www.everythingrf.com/community/what-are-near-field-and-far-field-regions-of-an-antenna

[3-6] HO, C., KANTAK, A., SLOBIN, S. a MORABITO, D. *Link Analysis of a Telecommunication System on Earth, in Geostationary Orbit, and at the Moon: Atmospheric Attenuation and Noise Temperature Effects*. IPN Progress Report 42-168, February 15, 2007

[3-7] KASAL, M. *Směrové a družicové spoje* [online]. Brno: Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií VUT v Brně, 2007. ISBN 80-214-2496-6. [cit. 05.01.2023]. Dostupné z: https://docplayer.cz/12896748-Smerove-a-druzicove-spoje.html

[3-8] RAIDA, Z. a HANUS, S. *Vysokofrekvenční technika a antény* [online]. Brno: Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií VUT v Brně, 2007. [cit. 05.01.2023]. Dostupné z: https://docplayer.cz/69218841-Vysokofrekvencni-technika-a-anteny.html

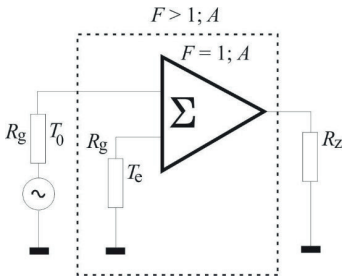
[3-9] OTOSHI, T. Y. *Noise Temperature Theory and Applications for Deep Space Communications Antenna Systems*. Artech House, 2008. ISBN 978-1596933774.

4. Šumové číslo dvojbranu a ekvivalentní šumová teplota

Šumový činitel je pro lineární, na vstupu i výstupu výkonově přizpůsobený dvojbran definován jako

$$F = \frac{S_1 / N_1}{S_2 / N_2} \quad \text{a šumové číslo} \quad F_{\mathrm{dB}} = 10 \log F. \tag{4.1}$$

Řečeno slovy je šumový činitel (Noise Factor) poměr signálu k šumu *S/N* na vstupu dvojbranu ke stejnému poměru na jeho výstupu. Šumový činitel musí být vždy větší než 1, neboť reálný dvojbran může poměr signálu k šumu jen snížit.



Obr. 4-1. Ilustrace fyzikálního významu ekvivalentní šumové teploty

Vedle šumového čísla používáme pro kvantifikaci šumových parametrů radiofrekvenčních (rf) systémů také ekvivalentní šumovou teplotu T_e. Výkon šumu (AWGN) na vstupu zesilovače s šumovým činitelem F a ziskem A podle obr. 4-1 při výkonovém přizpůsobení a šumové šířce pásma B_n je $N_1 = k\,T_0\,B_n$, kde T_0 je termodynamická teplota zdroje

signálu s vnitřním odporem R_g. Pro výpočet šumového činitele (šumového čísla) byla IEEE stanovena teplota $T_0 = 290$ K [4-1]. Úpravami vztahu (4.1) dostaneme

$$F = \frac{S_1}{S_2}\frac{N_2}{N_1} = \frac{S_1}{S_1 A}\frac{kT_0 B_n F A}{kT_0 B_n}. \tag{4.2}$$

V souladu s modelem na obr. 4-1 můžeme reálný dvojbran s šumovým činitelem $F > 1$ nahradit ideálním (bezšumovým) dvojbranem s $F = 1$, doplněným druhým aditivním vstupem, k němuž je připojen identický odpor R_g, ovšem s teplotou T_e, odpovídající stejnému výkonu šumu v zátěži

$$N_2 = \left(kT_0 B_n + kT_e B_n\right) A = kT_0 B_n F A, \tag{4.3}$$

a odtud

$$F = \frac{T_0 + T_e}{T_0},\ T_e = T_0\left(F - 1\right). \tag{4.4}$$

Pro rf systémy s nízkou úrovní vlastních šumů umožňuje šumová teplota dostatečně jemné vyjádření šumových poměrů a vliv jednotlivých komponent je zřetelnější. Výraz pro výsledný šumový činitel n kaskádně řazených a výkonově přizpůsobených dvojbranů, tzv. Friisův vztah, je

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{A_1} + \frac{F_3 - 1}{A_1 A_2} + \ldots + \frac{F_n - 1}{A_1 A_2 \ldots A_{n-1}} \tag{4.5}$$

a při použití ekvivalentních šumových teplot má tvar

$$T_e = T_{e1} + \frac{T_{e2}}{A_1} + \frac{T_{e3}}{A_1 A_2} + \ldots + \frac{T_{en}}{A_1 A_2 \ldots A_{n-1}}. \tag{4.6}$$

Rovnice (4.6) říká, že výsledná šumová teplota kaskády dvojbranů nemůže být nižší než šumová teplota prvního stupně a také že příspěvky každého z následujících stupňů jsou váženy zesílením stupňů předchozích.

4.1 Šumové číslo radiofrekvenčního atenuátoru

Radiofrekvenční (rf) atenuátor[1] je dvojbran sestávající pouze z rezistorů s teplotou T_F. Jsou-li poměrné ztráty signálu působením atenuátoru při výkonovém přizpůsobení na vstupu i výstupu atenuátoru L_F, je ekvivalentní šumová teplota atenuátoru

$$T_e = T_F \left(L_F - 1 \right). \tag{4.7}$$

Jestliže je $T_F = T_0$, je šumový činitel atenuátoru

$$F_F = L_F = \frac{1}{A_F} \text{ a šumové číslo atenuátoru } F_{F\,dB} = -10 \log A_F, \tag{4.8}$$

kde A_F je výkonový přenos atenuátorem.

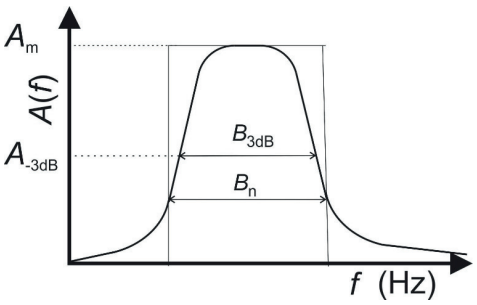
4.2 Šumová šířka pásma

Komunikační kanál obvykle vymezujeme šířkou pásma přenosové charakteristiky pro pokles o 3 dB (obr. 4-2). Protože však křivka selektivity nebývá ideálně obdélníková, je integrální úroveň šumu v kanálu větší, než by odpovídalo B_{3dB}, protože se uplatňuje i šum mimo pásmo propustnosti. Zavádíme proto šumovou šířku pásma B_n[2], jež odpovídá ideální křivce selektivity se stejným výkonem aditivního šumu na výstupu kanálu. Je-li $A(f)$ výkonový přenos kanálu, je

$$B_n = \frac{1}{A_m} \int_0^\infty A(f)\,\mathrm{d}f \ . \tag{4.9}$$

[1] Rf atenuátor obvykle sestává ze tří rezistorů v uspořádání hvězda (T-článek) nebo trojúhelník (π-článek). Vstupní i výstupní impedance bývá rovna charakteristické impedanci vedení, do něhož se atenuátor vkládá.

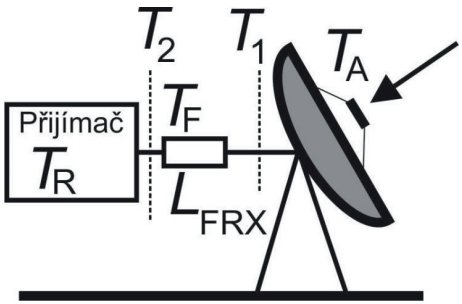
[2] Úroveň šumu měříme většinou spektrálním analyzátorem. Pro výpočet výkonové spektrální hustoty N_0 vycházíme z hodnoty *BW* (Band Width). Šumová šířka pásma většiny spektrálních analyzátorů je $B_n \approx 1{,}2\ BW$.



Obr. 4-2. K definici šumové šířky pásma B_n

4.3 Šumová teplota systému

Mikrovlnný přijímací systém, znázorněný na obr. 4-3, sestává z antény se šumovou teplotou T_A, napáječe se ztrátami L_{FRX} a termodynamickou teplotou T_F a vlastního přijímače s ekvivalentní šumovou teplotou T_R.



Obr. 4-3. Přijímací systém

Šumová teplota T_1 takového systému je vztažena k referenční rovině výstupního konektoru antény. Je dána součtem šumových teplot T_A a subsystému sestávajícího z napáječe a přijímače za sebou. S použitím vztahů (4.7) a (4.8) dostaneme

$$T_1 = T_A + T_F\left(L_{FRX} - 1\right) + T_R L_{FRX}\,. \tag{4.10}$$

Šumovou teplotu odpovídající referenční rovině vstupního konektoru přijímače pak získáme dělením T_1 ztrátami v napáječi L_{FRX}

$$T_2 = \frac{T_A}{L_{FRX}} + T_F\left(1 - \frac{1}{L_{FRX}}\right) + T_R = T_s. \tag{4.11}$$

Šumová teplota T_2 představuje ekvivalentní šumovou teplotu přijímacího systému T_S[3], neboli přírůstek teploty vnitřní konduktance generátoru budícího přijímač k referenční teplotě T_0, který je zapotřebí k tomu, aby na výstupu celého systému bylo při náhradě reálných stupňů jejich bezšumovými ekvivalenty dosaženo téhož šumového výkonu.

4.4 Jakostní číslo G/T

Poměr mezi ziskem antény přepočítaným do referenční roviny vstupního konektoru přijímače a šumovou teplotou systému, která je vztažena k témuž místu, nazýváme jakostní číslo přijímacího systému

$$\frac{G}{T} = 10\log\left(\frac{G_{Rmax}}{L_R L_{FRX} L_{POL}} \cdot \frac{1}{T_s}\right), (\text{dB/K}), \tag{4.12}$$

kde L_R jsou ztráty nepřesným směrováním přijímací antény a L_{POL} jsou ztráty způsobené polarizačním nepřizpůsobením.

Takto definovaný parametr G/T zcela charakterizuje citlivost přijímací soustavy. Menší systémy, např. pro individuální příjem televizních signálů z geostacionárních družic DBS (Direct Broadcasting Satellite), mají jakostní číslo okolo 6 dB/K. Velké pozemní družicové stanice dosahují 35 dB/K. Systém se 70m teleskopem sítě DSN dosahuje v pásmu X až 60 dB/K.

[3] Referenční rovinou pro stanovení T_s je tedy vstupní konektor přijímače (T_2). Je tomu tak proto, že v tomto místě nejčastěji měříme (nebo známe parametry výrobce přijímače) poměr *C*/*N* pro žádaný odstup *S*/*N* na výstupu pro analogové signály, nebo E_b/N_0 nutné k dosažení *BER* pro digitální signály.

Literatura

[4-1] KEYSIGHT TECHNOLOGIES. *Fundamentals of RF and Microwave Noise Figure Measurements. Keysight Application Note* 5952-8255.pdf [online]. 2019, [cit. 05.01.2023]. Dostupné z: https://www.keysight.com/us/en/assets/7018-06808/application-notes/5952-8255.pdf

[4-2] KEYSIGHT TECHNOLOGIES. *Noise Figure Measurement Accuracy – The Y-Factor Method*. *Keysight Application Note* 5952-3706E.pdf [online]. 2014, [cit. 05.01.2023]. Dostupné z: https://www.ab4oj.com/test/docs/5952-3706E.pdf

[4-3] KASAL, M. *Směrové a družicové spoje* [online]. Brno: Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií VUT v Brně, 2007. ISBN: 80-214-2496-6. [cit. 03.01.2023]. Dostupné z: https://docplayer.cz/12896748-Smerove-a-druzicove-spoje.html

5. Komunikační rovnice

Energetickou bilanci mikrovlnného spoje při vzdálenosti r mezi anténami se zisky G_t a G_r vztaženými k izotropnímu zářiči charakterizuje rovnice pro výkon nosné vlny vůči spektrální hustotě výkonu šumu v rovině konektoru přijímače. Za předpokladu, že nedochází k interferenci ani jinému rušení spoje, má šumové pozadí signálu charakter aditivního bílého šumu s normálním rozložením – AWGN (Additive White Gaussian Noise). Bez ohledu na původ takového šumu (v zásadě rozlišujeme vnější šumy, které jsou zachyceny anténou, a vnitřní šumy, jež vznikají v přijímacím zařízení), můžeme jeho spektrální hustotu N_0 vyjádřit součinem $k \cdot T_s$, kde k je Boltzmannova konstanta a T_s je ekvivalentní šumová teplota systému. Pro poměr výkonu nosné vlny ku spektrální hustotě šumu můžeme psát

$$\frac{C}{N_0} = \frac{P_t G_t \frac{1}{L_0} G_r}{kT_s}, \tag{5.1}$$

kde L_0 jsou ztráty šířením elektromagnetické vlny ve volném prostoru (viz kap. 6). Zavedeme-li dále pojem ekvivalentní izotropně vyzářený výkon *EIRP* (Equivalent Isotropic Radiated Power), charakterizující celou vysílací soustavu

$$EIRP = P_t G_t, \tag{5.2}$$

můžeme rovnici (5.1) napsat ve tvaru

$$\frac{C}{N_0} = EIRP \frac{1}{L_0} \frac{G_r}{T_s} \frac{1}{k}, \tag{5.3}$$

kde poměr G_r / T_s zcela charakterizuje citlivost přijímací soustavy, jak jsme již uvedli výše. Z tohoto zápisu je zřejmé, jak se na celkové ener-

getické bilanci podílí vysílací část, ztráty šířením i přijímací část rádiového spoje. Protože jednotlivé veličiny jsou co do velikosti velmi rozdílné, používáme pro výpočet obvykle logaritmický tvar

$$\left(\frac{C}{N_0}\right)_{\mathrm{dB}} = (EIRP)_{\mathrm{dB}} - (L_0)_{\mathrm{dB}} + \left(\frac{G_\mathrm{r}}{T_\mathrm{s}}\right)_{\mathrm{dB}} + 228{,}6\,, \tag{5.4}$$

kde výkon nosné vlny C a ekvivalentní izotropně vyzářený výkon *EIRP* je ve W, výkonová spektrální hustota šumu N_0 ve W / Hz. $(L_0)_{\mathrm{dB}}$ je útlum šířením elektromagnetické vlny v prostoru. Jakostní číslo $G_\mathrm{r}/T_\mathrm{s}$ je v 1/K. Jednotlivé členy rovnice (5.4) jsou vyjádřeny v logaritmické míře, jak zdůrazňuje dolní index dB. Levá strana rovnice (5.4) je tedy v $\mathrm{dB}\cdot\mathrm{Hz}$, poměr $(G_\mathrm{r}/T_\mathrm{s})_{\mathrm{dB}}$ v dB/K. Absolutní člen v (5.4) je převrácená hodnota Boltzmannovy konstanty v dB.

Zajímá-li nás poměr C/N, tedy poměr výkonu nosné vlny k celkové úrovni šumu v přenosovém kanálu se šumovou šířkou pásma B_n (Hz), vypočteme ho podle vzorce

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{\mathrm{dB}} = \left(\frac{C}{N_0}\right)_{\mathrm{dB}} - 10\log B_\mathrm{n}\,, \tag{5.5}$$

kde $N = k\,T_\mathrm{s}\,B_\mathrm{n}$.

Pro datové spoje s diskrétní modulací zavádíme parametr střední energie signálu připadající na jeden přenášený bit E_b. Pro tuto energii vztaženou ke spektrální hustotě šumu platí

$$\frac{E_\mathrm{b}}{N_0} = \frac{C}{N}\frac{B_\mathrm{n}}{f_\mathrm{b}}\,, \tag{5.6}$$

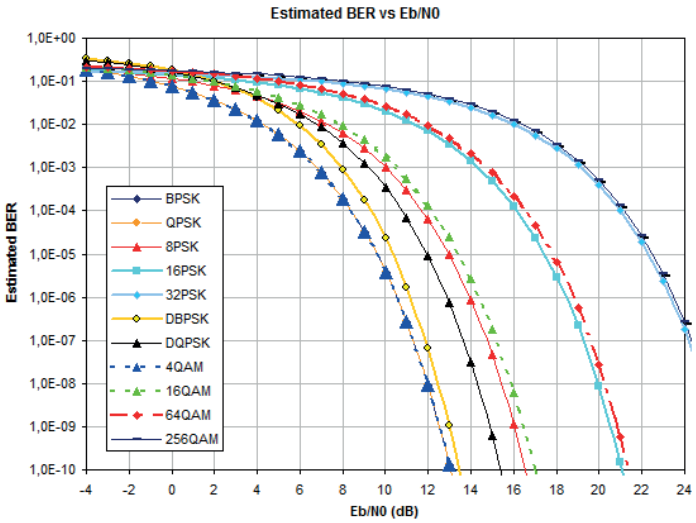
kde f_b je tzv. informační (bitová) frekvence (s^{-1}). Po převedení (5.6) do logaritmického tvaru dostaneme

$$\left(\frac{E_\mathrm{b}}{N_0}\right)_\mathrm{dB} = \left(EIRP\right)_\mathrm{dB} - \left(L_0\right)_\mathrm{dB} + \left(\frac{G_R}{T_s}\right)_\mathrm{dB} + 228{,}6 - 10\log f_\mathrm{b}. \quad (5.7)$$

Rovnice (5.7) platí pro dvoustavovou diskrétní modulaci. V případě vícestavových modulací, kdy jednomu stavu odpovídá *M*-bitový symbol, potom můžeme psát

$$\frac{E_\mathrm{s}}{N_0} = \frac{E_\mathrm{b}}{N_0}\log_2 M. \quad (5.8)$$

Veličina E_b/N_0 má zcela zásadní význam. Vyjadřuje odstup signálu od šumu na jeden bit přenášené informace a je dána středním výkonem přijímaného užitečného signálu, informační rychlostí binárních symbolů a spektrální výkonovou hustotou aditivního šumu. Umožňuje srovnávat jednotlivé diskrétní modulace z hlediska energetické náročnosti pro určitou pravděpodobnost výskytu chyby (obr. 5-1).



Obr. 5-1. Teoretická závislost pravděpodobnosti výskytu chyby na poměru E_b/N_0 pro základní digitální modulace [5-2]

Nízký poměr E_b / N_0 je žádoucí u kosmických spojů a platí se za něho horší spektrální účinností f_b / B_n. Naopak u terestrických mikrovlnných spojů upřednostňujeme obvykle vyšší spektrální účinnost, vyžadující relativně větší poměr E_b / N_0. Zatímco pozemní radioreléové spoje jsou obvykle navrhovány pro C / N asi 30 až 40 dB nad prahem (bez úniku), družicové spoje pracují s hodnotou 8 až 10 dB (v případě družic DBS max. 16 dB) nad prahovou úrovní.

Literatura

[5-1] KASAL, M. *Směrové a družicové spoje* [online]. Brno: Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií VUT v Brně, 2007. [cit. 03.01.2023]. ISBN 80-214-2496-6. Dostupné z: https://docplayer.cz/12896748-Smerove-a-druzicove-spoje.html

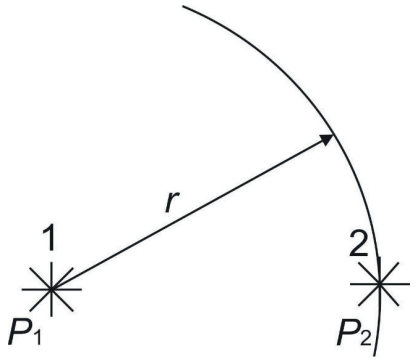
[5-2] MATHURANATHAN, V. *Performance Comparison of Digital Modulation Techniques* [online]. GaussianWaves, Signal Processing for Communication Systems, 2010. [cit. 06.01.2023] Dostupné z: https://www.gaussianwaves.com/2010/04/performance-comparison-of-digital-modulation-techniques-2/

6. Šíření vln

6.1 Šíření vln ve volném prostoru

Uvažujme dva izotropní zářiče ve vzdálenosti r podle obr. 6-1. Do prvního je v bodě 1 přiveden radiofrekvenční signál o výkonu P_1 a stanovme, jaký bude výkon P_2 zachycený druhým izotropním zářičem v bodě 2. Pro všechny body na kouli o poloměru r je velikost Poyntingova vektoru

$$\Pi_r = \frac{P_1}{4\pi r^2}. \tag{6.1}$$



Obr. 6-1. Dva izotropní zářiče ve vzdálenosti r

Výkon ve vstupním odporu přijímače bezodrazově přizpůsobeného k izotropnímu zářiči v bodě 2 bude

$$P_2 = \Pi_r \cdot S_i, \tag{6.2}$$

kde $S_i = \lambda^2/(4\pi)$ je efektivní plocha izotropního zářiče (3.7). Pro „přenos“ výkonu mezi body 1 a 2 pak můžeme psát

$$A_0 = \frac{P_2}{P_1} = \frac{\frac{\Pi_r \lambda^2}{4\pi}}{\Pi_r 4\pi r^2} = \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 = \frac{1}{L_0}. \qquad (6.3)$$

Veličinu[1]

$$L_0 = \left(\frac{4\pi r}{\lambda}\right)^2 \qquad (6.4)$$

nazýváme ztrátami šířením přímé elektromagnetické vlny ve volném prostoru. V praxi používáme většinou logaritmickou míru a nazýváme ji útlumem přímé elektromagnetické vlny ve volném prostoru[2]

$$L_{0\,\mathrm{dB}} = 10 \log L_0 . \qquad (6.5)$$

6.2 Vliv atmosféry

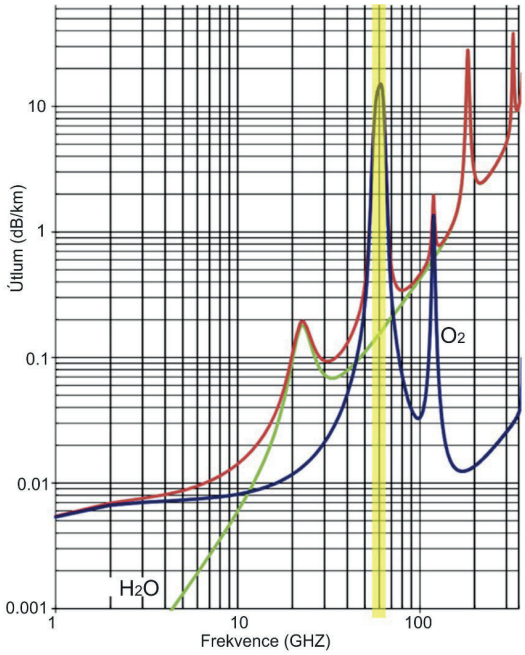
Atmosféra je z pohledu šíření mikrovlnných signálů poměrně složitá a proměnná. To znamená, že okamžitá meteorologická situace může mít značný vliv na absorpční únik signálu. Může však docházet i k dalším jevům, jako je rozptyl na hydrometeorech, difrakce a refrakce na rozhraní vzduchových vrstev a další. Všechny tyto jevy jsou frekvenčně selektivní, tedy projevují se na různých frekvencích různě. Absorpční útlum je největší při rezonanci molekul atmosférických plynů, především vodních par H_2O a kyslíku O_2. Na obr. 6-2 je graf závislosti absorpčního útlumu na frekvenci[3]. Na obr. 6-3 je vidět závislost teploty atmosférických plynů na výšce od zemského povrchu.

---

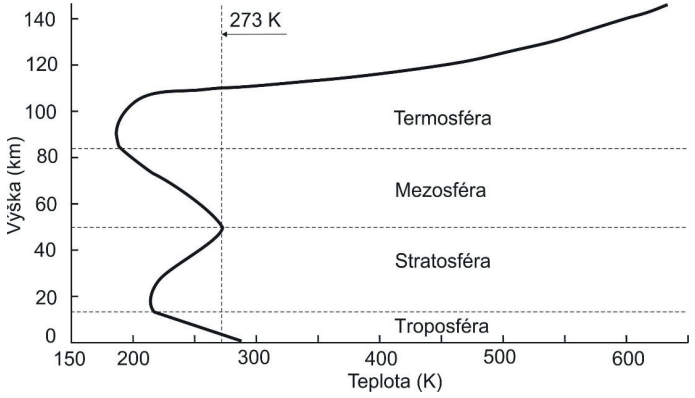
[1] Jak patrno, jsou ztráty, kromě přímé úměry ke čtverci vzdálenosti, také nepřímo úměrné čtverci vlnové délky. Jinými slovy, ztráty na frekvenci 10 GHz jsou 100× větší než na 1 GHz (o 20 dB). Uvědomme si však, že stejně velká anténa může mít na 10 GHz také zisk o 20 dB větší (3.14), a pokud jsou takové antény na obou koncích spoje, je nakonec výkonová bilance o 20 dB výhodnější na 10 GHz, ovšem při podstatně směrovějších anténách.

[2] Pokud takto vypočítaný útlum $L_{0\,\mathrm{dB}}$ dosadíme do rovnic (5.4) a (5.7), dostaneme nejvyšší možný poměr C/N_0, respektive (E_b/N_0), odpovídající ideálnímu, bezeztrátovému šíření.

[3] Na obr. 6-2 je žlutou barvou vyznačeno pásmo 60 GHz, na kterém útlum způsobený molekulami O_2 dosahuje více jak 10 dB/km, což brání komunikaci na větší vzdálenosti. V poslední době se však uvažuje využití tohoto pásma pro komunikaci uvnitř budov a také pro prostorové oddělení sousedících sítí typu „point to multipoint".



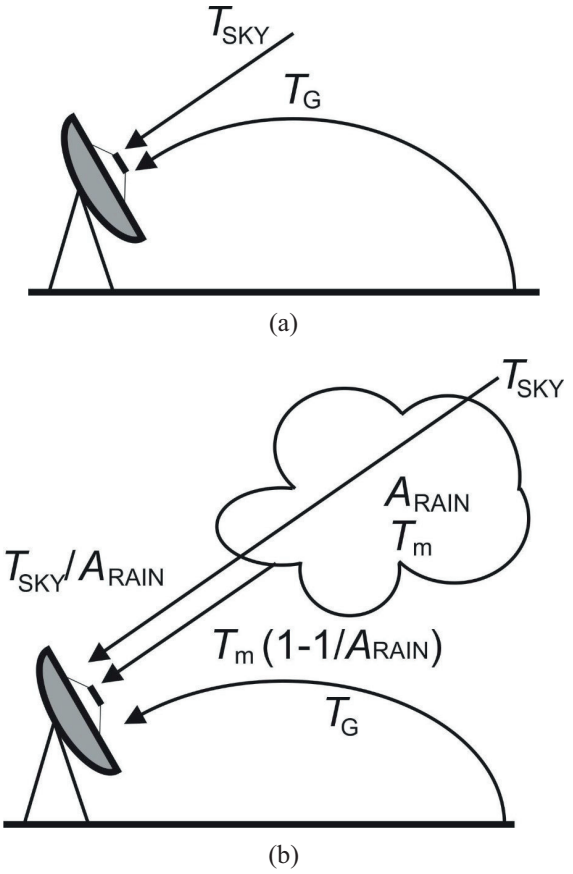
Obr. 6-2. Absorpční útlum atmosféry v závislosti na frekvenci. Zelená křivka odpovídá útlumu H_2O, modrá O_2 a červená je jejich součet.



Obr. 6-3. Teplotní gradient ve standardní atmosféře [6-1]

6.2.1 Srážkový oblak před anténou

Dešťový oblak před přijímací anténou působí jako atenuátor na vstupu přijímače. Uplatní se nejen přirozené zeslabení signálu, způsobené vložným útlumem mraku, ale i zvýšení šumové teploty antény. Situaci ilustruje obr. 6-4.



Obr. 6-4. Znázornění vlivů na šumovou teplotu antény za jasné oblohy (a) a za deště (b)

Míří-li anténa do jasné oblohy (obr. 6-4a), je šumová teplota antény dána dvěma složkami

$$T_A = T_{SKY} + T_G, \tag{6.6}$$

kde T_{SKY} je jasová teplota oblohy ve směru záření a T_G příspěvek od Země, přijatý vedlejšími laloky vyzařovacího diagramu antény. V případě masivního dešťového mraku ve směru záření antény (obr. 6-4b), s vložným útlumem A_{RAIN} a termodynamickou teplotou T_m, dojde k očekávanému zeslabení signálu, ale také ke zvýšení šumové teploty antény analogicky s působením atenuátoru [6-5]

$$T_{AR} = \frac{T_{SKY}}{A_{RAIN}} + T_m\left(1 - \frac{1}{A_{RAIN}}\right) + T_G.^4 \tag{6.7}$$

6.2.2 Vliv ionosféry

Ionosféra je oblast horních vrstev atmosféry, která je částečně ionizována (plazma). Ultrafialové a korpuskulární záření Slunce ionizuje v ionosféře atomy a molekuly. Stupeň ionizace kolísá s denní dobou, ročním obdobím, geografickou polohou a fází slunečního cyklu. Ionosféra se dělí na několik vrstev: D (60–90 km), E (90–150 km) a F (150–800 km).

Je nabita kladně a má náboj cca 10^6 C, naproti tomu zemský povrch má přibližně stejný náboj opačné polarity. Napětí mezi povrchem a ionosférou se pohybuje okolo 360 kV a teče jí za jasného dne proud asi 1 800 A. Na dekametrových vlnách dochází k ohybu vln v různých vrstvách ionosféry, čímž je na těchto kmitočtech umožněna komunikace na velké vzdálenosti. Ionosféra má však vliv i na vyšší frekvence, kde je již refrakce méně významná.

[4] Čtenář nechť srovná rovnici (6.7) s rovnicí (4.11).

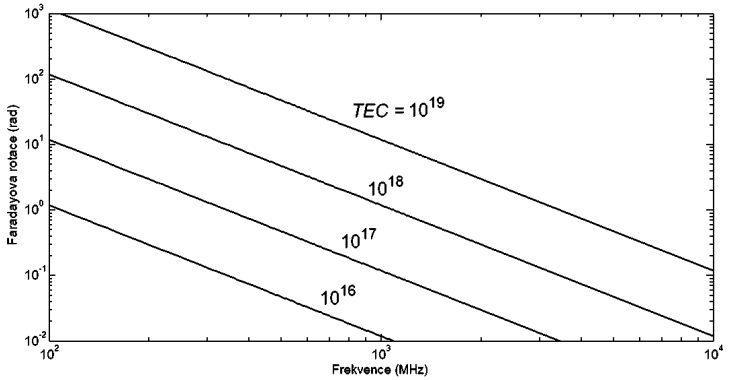
Interakcí zemského magnetického pole a elektromagnetické vlny v ionizovaném prostředí dochází ke stáčení roviny lineární polarizace, k tzv. Faradayově rotaci[5]. Kvantitativně lze tento jev popsat vztahem [6-4]

$$\Phi = \frac{2{,}36\times10^{4}}{f^{2}} \int N B \cos\theta_{\mathrm{B}}\, \mathrm{d}l, \tag{6.8}$$

kde Φ je natočení roviny lineární polarizace v radiánech, N je počet elektronů v objemové jednotce ionizované vrstvy (počet elektronů v m^3), B je magnetická indukce (T) a $B\cos\theta_{\mathrm{B}}$ je její průmět do směru šíření. Veličina

$$TEC = \int N \,\mathrm{d}l \tag{6.9}$$

se nazývá „Total Electron Content“ a znamená objemovou hustotu elektronů integrovanou po dráze vlny v ionosféře, tedy (počet elektronů $\mathrm{m}^{-3}\cdot\mathrm{m}$).



Obr. 6-5. Závislost Faradayovy rotace na kmitočtu pro různé hodnoty *TEC* [6-4]

[5] Michael Faraday (1791–1867) učinil několik zcela zásadních objevů v elektromagnetismu.

Z rovnice (6.8) je zřejmé, že Faradayova rotace je nepřímo úměrná čtverci frekvence. To znamená, že bude velmi významná na nízkých kmitočtech. Obr. 6-5 rovnici (6.8) graficky znázorňuje. Při klidném Slunci je průměrná hodnota $TEC \sim 10^{17}$ (elektronů m^{-2}) a vidíme, že na frekvenci 100 MHz dojde ke stočení roviny lineární polarizace o 10 rad (!), zatímco na frekvenci 400 MHz pouze o 1 rad, na 1 GHz o 0,1 rad a nad 5 GHz prakticky k stáčení nedochází. Při zvýšené sluneční činnosti může být $TEC \sim 10^{18}$ (elektronů m^{-2}) i více. Naopak v minimu sluneční činnosti je TEC i méně než 10^{16} (elektronů m^{-2}). Konsekvence z toho plynoucí jsou zřejmé. Faradayovu rotaci nejlépe eliminujeme použitím kruhové polarizace, která má výhodu i v necitlivosti vůči vícecestnému šíření.[6]

Kromě stáčení polarizační roviny dojde při průchodu vlny ionosférou i k refrakci způsobující prodloužení trajektorie vlny, které můžeme odhadnout

$$\Delta R = \frac{40,3}{f^2} TEC, \quad \text{(m; Hz, počet elektronů m}^{-2}\text{)}. \qquad (6.10)$$

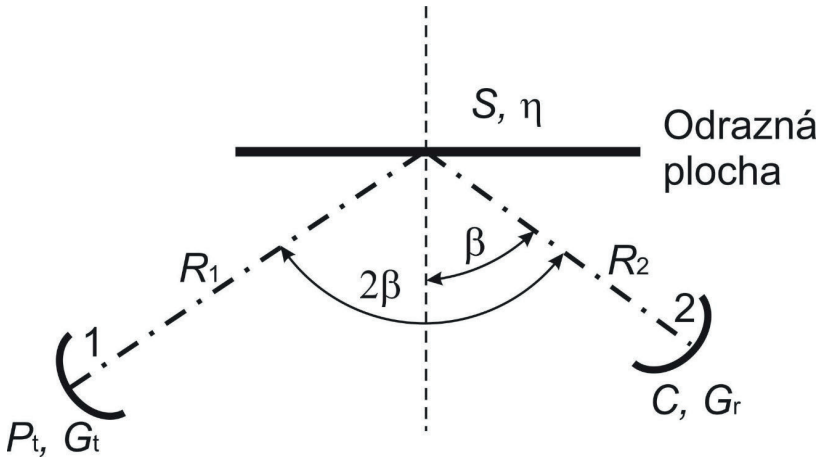
Tento efekt je zvlášť nežádoucí u signálů družicové navigace. Při TEC = 10^{17} (elektronů m^{-2}) na frekvenci 1575 MHz je prodloužení trajektorie ΔR = 1,6 m. Při $TEC = 10^{18}$ (elektronů m^{-2}) je to již 16 m.

6.3 Šíření vln odrazem

Vodivá plocha odráží vlny mikrovlnných frekvencí, a to tím lépe, čím je vodivější. Uvažujeme-li situaci na obr. 6-6, můžeme pro výkonový přenos mezi body 1 a 2 psát [6-6]

$$A_{12} = \frac{1}{L_{12}} = \left(\frac{\lambda}{4\pi R_1} \right)^2 \left(\frac{S_{\text{eff}}}{S_{\text{i}}} \right) \left(\frac{\lambda}{4\pi R_2} \right)^2, \qquad (6.11)$$

[6] Smysl kruhové polarizace se při odrazu vlny mění v opačný, kterou anténa s původní polarizací značně potlačí.



Obr. 6-6. Pasivní odrazná plocha [6-6]

kde $S_{\text{eff}} = \eta \cdot \cos\beta$ je účinná odrazná plocha s geometrickou velikostí S a koeficientem odrazu η. S_{i} je efektivní plocha izotropního zářiče.

Po dosazení do rovnice (6.11) dostaneme

$$A_{12} = \frac{\eta S \cos\beta\, \lambda^2}{(4\pi)^3 (R_1 R_2)^2}. \tag{6.12}$$

Pokud $R_1 = R_2 = D$ a $\beta = 0$, dostaneme tzv. radarovou rovnici

$$A_{\text{r}} = \frac{\eta S \lambda^2}{(4\pi)^3 D^4}. \tag{6.13}$$

Literatura

[6-1] STROBEL, N. *Astronomy Notes* [online]. 2022. [cit. 09.01.2023] Dostupné z: http://www.astronomynotes.com/solarsys/s3c.htm

[6-2] PROKOP, J. a VOKURKA, J. *Šíření elektromagnetických vln a antény.* Praha: SNTL/ALFA, 1980.

[6-3] KASAL, M. *Směrové a družicové spoje* [online]. Brno: Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií VUT v Brně, 2007. ISBN 80-214-2496-6. [cit. 05.01.2023]. Dostupné z: https://docplayer.cz/12896748-Smerove-a-druzicove-spoje.html

[6-4] ALLNUTT, J. E. *Satellite-to-Ground Radiowave Propagation: Theory, Practice, and System Impact at Frequencies above 1 GHz*. 1. vyd. London, UK: Peter Peregrinus, IEE, 1989. ISBN 0863411576.

[6-5] MARAL, G. a BOUSQUET, M. *Satellite Communication Systems.* 2. vyd. New York: Wiley, 1993. ISBN 0-471-93582-4.

[6-6] ĎUROVIČ, S. a WILFERT, O. *Radioreléové spoje*. Brno: Vysoké učení technické, 1991. Vybrané vědecké a odborné práce FE VUT v Brně, str. 5–71. ISBN 80-214-0493-0.

7. Měření jakostního čísla přijímací soustavy G/T

Každý návrh a především realizace mikrovlnného přijímacího systému by měla být završena změřením dosažených parametrů. Již při návrhu vycházíme z vypočtených a změřených parametrů dílčích prvků soustavy, které vkládáme do modelu systému s odpovídající váhou. Na tomto základě pak odhadujeme výsledné parametry. V kapitole 4 jsme si definovali jakostní číslo přijímací soustavy a následně v kapitole 5 jsme ukázali, že tento parametr vystihuje zcela její citlivost. Tento parametr však obvykle nelze změřit v laboratorních podmínkách pro fyzickou velikost antény a vzdálenosti, v které by musel být zdroj referenčního signálu (vzdálené pole), přičemž prostor mezi nimi by musel být dokonale bezodrazový. K měření poměru G / T a z něho odvozených veličin proto využíváme extraterestrické zdroje šumu, především Slunce a Měsíc. Pro systémy s větší aperturou pak lze použít další vesmírné zdroje jako Cassiopeia A, Taurus, Sagittarius a některé další. Aby však takové měření odpovídalo skutečnosti, je třeba je provádět pečlivě a se znalostí souvislostí.

7.1 Y - faktor

Při bezeztrátovém napáječi mezi vlastním přijímačem a anténou je podle rovnice (4.11) ekvivalentní šumová teplota systému

$$T_s = T_A + T_R . \tag{7.1}$$

Metoda zvaná *Y*-faktor spočívá v měření poměru výkonů záření přijímaných ze dvou rozdílných, avšak dobře definovaných zdrojů, které jsou charakterizovány svými teplotami T_{A1} a T_{A2}

$$Y = \frac{P_1}{P_2} = \frac{k\left(T_{A1} + T_R\right)B_n}{k\left(T_{A2} + T_R\right)B_n} = \frac{T_{A1} + T_R}{T_{A2} + T_R} \tag{7.2}$$

a odtud

$$T_R = \frac{T_{A1} - YT_{A2}}{Y - 1}. \tag{7.3}$$

Jako referenční úroveň použijeme výkon P_2, který dostaneme po namíření antény do jasné oblohy. Protože všechna měření budeme provádět při stejné šumové šířce pásma B_n (Hz), budeme pro zjednodušení počítat s výkonovou spektrální hustotou (W / Hz) místo výkonu (W): $P_2/B_n = P_{SKY}$, tedy

$$P_{SKY} = k\left(T_{A2} + T_R\right) = kT_s. \tag{7.4}$$

Poté zamíříme anténu na přibližně černé těleso na obloze a změříme P_1

$$P_1 = kT_s + \frac{1}{2}\int_{\Omega} J_v S_{eff}\, d\Omega, \tag{7.5}$$

který vyjádříme pomocí (3.5). Dosadíme-li za S_{eff} (3.8) a provedeme-li integraci přes prostorový úhel, dostaneme

$$P_1 = kT_s + \frac{1}{2}\frac{2kT_{A1}}{\lambda^2}\frac{\lambda^2 G}{4\pi}. \tag{7.6}$$

Pro Y pak můžeme psát

$$Y = \frac{P_1}{P_2} = \frac{kT_s + \frac{1}{2}\frac{2kT_{A1}}{\lambda^2}\frac{\lambda^2 G}{4\pi}}{kT_s} = 1 + \frac{kT_{A1}G}{4\pi kT_s}. \tag{7.7}$$

S pomocí vztahu (3.4) dostaneme

$$Y = 1 + \frac{G \diagup T_s\, \lambda^2 J_v}{8\pi k} \tag{7.8}$$

a konečně výraz pro jakostní číslo přijímací soustavy G/T (1/K) při úhlové šířce zářícího tělesa θ_{bb} (sr)

$$\frac{G}{T_s} = \frac{8\pi k\left(Y-1\right)}{\lambda^2 N_v}. \tag{7.9}$$

Známe-li tedy výkonovou spektrální hustotu záření zvoleného „černého tělesa“ na pracovní frekvenci N_v, můžeme s pomocí poměru Y stanovit jakostní činitel G/T. Přesnost této metody je tím větší, čím je větší Y a čím přesněji známe N_v. Na přesnost výsledku má však vliv řada dalších okolností. Především výše uvedené odvození vycházelo z uniformity jak anténního svazku, tak vyzařování tělesa i oblohy, tzn. z nezávislosti parametrů na úhlech θ a φ. To samozřejmě obecně neplatí, a proto je třeba k naměřeným výsledkům uvádět oba úhly, při kterých měření proběhlo, zejména elevaci θ. Anténní svazek vysoce směrové antény se daleko více podobá Gaussově křivce a rozhodující je také poměr mezi šířkou svazku $HPBW = \theta_{3dB}$ antény a úhlovou šířkou „černého“ tělesa θ_{bb}. Zanedbali jsme také ztráty způsobené šířením v atmosféře. Z těchto důvodů bývá rovnice (7.9) doplněna dvěma korekčními činiteli K_1 a K_2 [7-3]

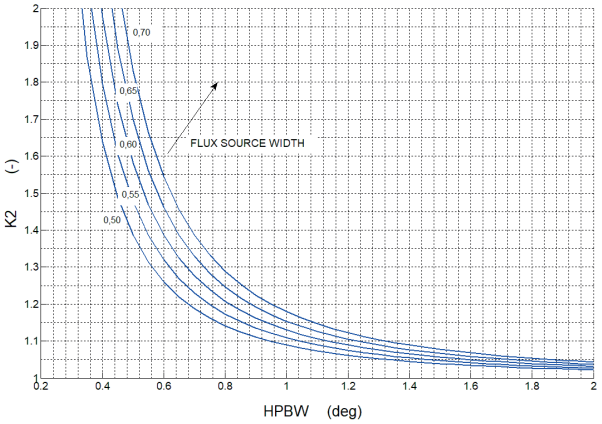
$$\frac{G}{T_s} = \frac{8\pi k\left(Y-1\right)}{\lambda^2 N_v} K_1 K_2. \tag{7.10}$$

K_1 je činitel korigující ztráty v atmosféře. Vhodným výběrem času měření (bezoblačný den s malou vlhkostí v atmosféře) lze tyto ztráty většinou snížit natolik, že lze položit $K_1 = 1$[1]. Činitel K_2 koriguje prostorové rozšíření zdroje záření vzhledem k šířce anténního svazku. Bylo vyvinuto několik metod, které více či méně přesně vystihují tuto korekci [7-3], [7-8]. Je-li úhlová šířka „černého“ tělesa θ_{bb} více než jedna pětina šířky svazku θ_{3dB}, je pro K_2 v [7-4] odvozen vztah při aproximaci anténního svazku normalizovanou Gaussovou funkcí ($FWHM = \theta_{3dB}$)

[1] Toto tvrzení samozřejmě neplatí obecně. Např. v pásmu Ka, kde je zvýšená absorpce molekulami vody (obr. 6-2), ztráty v atmosféře většinou zanedbat nelze.

$$K_2 = \frac{\ln(2)\left(\frac{\theta_{bb}}{\theta_{3dB}}\right)^2}{1 - e^{-\ln(2)\left(\frac{\theta_{bb}}{\theta_{3dB}}\right)^2}}. \qquad (7.11)$$

Protože je úhlová šířka Měsíce i Slunce ~0,5°, lze K_2 podle (7.11) použít pro mikrovlnné antény až do šířky svazku 2,5° (obr. 7-1).



Obr. 7-1. Závislost korekčního činitele K_2 na HPBW antény pro různé úhlové šířky zdroje záření (7.11)

7.2 Měření *G* / *T* s využitím Měsíce

Asi nejvhodnějším zdrojem záření pro měření poměru G/T, zvláště pro středně velké systémy (s aperturou o průměru několika metrů), je Měsíc. Jeho záření je poměrně přesně definované a dosahované hodnoty Y jsou pro takové systémy již dostatečně velké.

Pro výkonovou spektrální hustotu záření Měsíce můžeme s odvoláním na rovnice (3.2) a (3.4) psát [7-3]

$$N_\nu = \frac{2kT_{\mathrm{Mo}}}{\lambda^2}\Omega_{\mathrm{Mo}}, \quad (\mathrm{W\,m^{-2}\,Hz^{-1}};\ \mathrm{K, m, sr}), \tag{7.12}$$

kde T_{Mo} je jasová teplota Měsíce a Ω_{Mo} je prostorový úhel Měsíce ve steradiánech. Jasová teplota Měsíce mírně kolísá okolo teploty $\overline{T}_0$ podle vztahu

$$T_{\mathrm{Mo}} = \overline{T_0}\left[1 - \frac{\overline{T_1}}{\overline{T_0}}\cos(\phi - \psi)\right], \quad (\mathrm{K}, °), \tag{7.13}$$

kde

$$\overline{T_0} = 207{,}7 + \frac{24{,}43}{f}, \quad (\mathrm{K; GHz}),$$

$$\frac{\overline{T_1}}{\overline{T_0}} = 0{,}004212 \cdot f^{1{,}224}, \quad (\mathrm{K, K; GHz}), \tag{7.14}$$

$$\psi = \frac{43{,}83}{1 + 0{,}0109 \cdot f}, \quad (°; \mathrm{GHz}).$$

Veličiny v rovnicích (7.14) vyplývají z rozvoje funkce jasové teploty $T_{\mathrm{Mo}}(f)$, kde $\overline{T}_0$ je střední hodnota a $\overline{T}_1$ první harmonická. Obecně závisí jasová teplota Měsíce na sluneční střední anomálii (pozice soustavy Země-Měsíc vůči Slunci během roku – obvykle ji můžeme zanedbat) a na fázi měsíce ϕ (7.13). Úhel ψ je potom zpoždění fáze.

Při měření a následném výpočtu je dobré si uvědomit vliv jednotlivých parametrů na přesnost. Např. pro kmitočet 10,368 GHz vychází $\overline{T}_0 = 210$ K a amplituda změn jasové teploty během měsíční periody je dána $\overline{T}_1 = 15{,}5$ K. To znamená, že poměr nejvyšší a nejnižší jasové teploty bude 225,5/194,5 = 1,16, což odpovídá maximální nepřesnosti ±0,32 dB. Někdy lze takovou nepřesnost zanedbat, jindy naopak nelze. Záleží to na přesnosti ostatních parametrů, zejména na poměru Y a úhlové šířce svazku $\theta_{3\mathrm{dB}}$. Podobně se i úhlová velikost Měsíce mírně mění v rozsahu 0,48°–0,56°. Ve většině případů vystačíme s hodnotou $\Theta_{\mathrm{Mo}} = 0{,}5°$. Pro dosazení do rovnice (7.12) však musíme přepočítat

úhlovou šířku použitého „černého“ tělesa (zde Měsíce) Θ_{bb} na prostorový úhel Ω_{bb}

$$\Omega_{bb} = 2\pi\left(1 - \cos\frac{\Theta_{bb}}{2}\right), \quad \text{(sr; °)}. \tag{7.15}$$

Pro Měsíc dostaneme $\Omega_{Mo} = 2\pi\,[1 - \cos(0{,}5/2)] = 5{,}98 \times 10^{-5}$ sr.

Příklad 1

Budeme vyšetřovat poměr G/T a ekvivalentní šumovou teplotu T_s systému s offsetovým zrcadlem o průměru apertury 1,8 m na frekvenci 10 368 MHz.

3. 6. 2020, 21:05 UTC,

Měsíc (Moon Noise): $\phi = 160{,}7°$, azimut Az = 179,2°, elevace El = 25,5° z polohy 49°51′15″N a 16°22′30″E;

Clear Sky: Az = 179,2°, El = 35,5°.

Opakovaným měřením jsme odečetli (obr. 7-2):

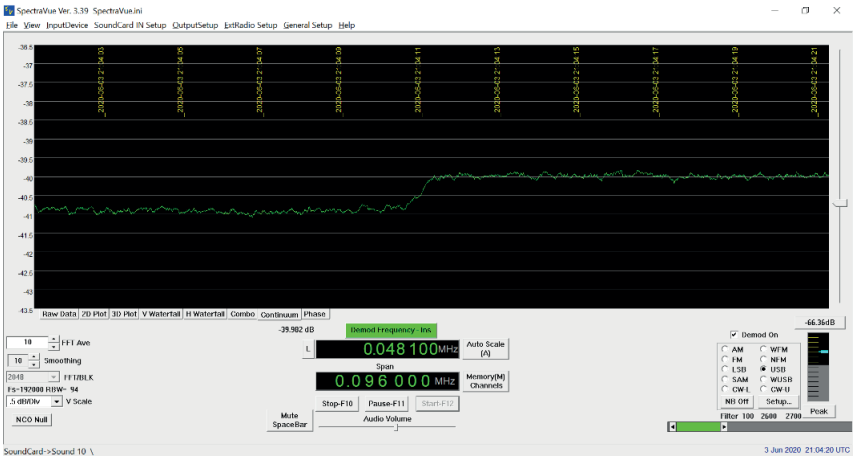
$Y_{dB} = 0{,}95$ dB, [2]

$Y = 1{,}24$.

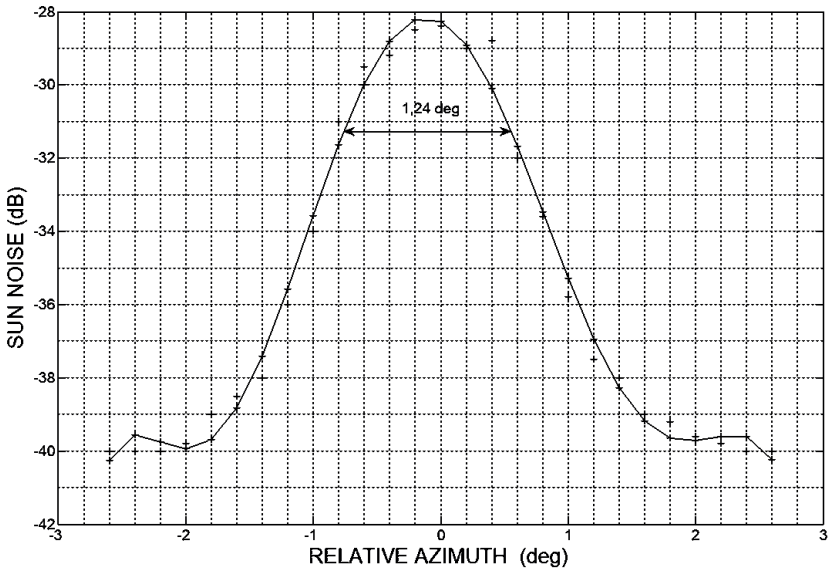
Měřením šumu Slunce (Sun Noise, *SN*) jsme změřili šířku hlavního svazku antény $HPBW = \theta_{3dB}$ ve dvou na sebe kolmých rovinách (obr. 7-3 a 7-4). V obou případech jsme měřili *SN* s krokem 0,2° a získané body jsme proložili polynomem 7., respektive 5. řádu.[3]

[2] Přesné měření malých změn velmi zesíleného šumu je poměrně obtížné. Jedním z vhodných nástrojů je program SpectraVue v režimu Continuum [7-10].

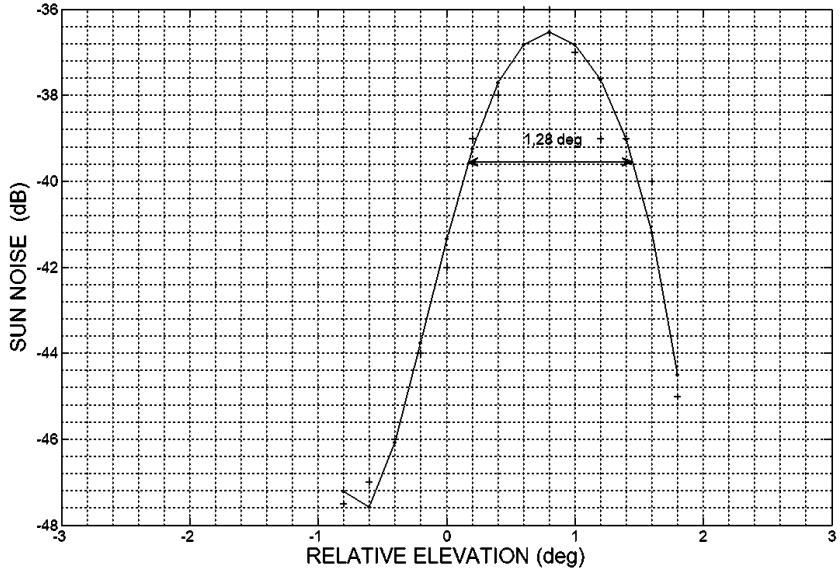
[3] Z obou změřených hodnot Θ_{3dBH} a Θ_{3dBV} je vidět, že anténní svazek je téměř rotačně symetrický.



Obr. 7-2. Měření poměru *Y* jako *MN*/*CS*.



Obr. 7-3. Měření *HPBW* v rovině azimutu



Obr. 7-4. Měření *HPBW* v rovině elevace

Výslednou hodnotu HPBW vezmeme jako aritmetický průměr obou měření

$$\Theta_{3\mathrm{dB}} = \frac{\Theta_{3\mathrm{dBH}} + \Theta_{3\mathrm{dBV}}}{2} = \frac{1,24 + 1,28}{2} = 1,26°.$$

Z rovnic (7.14) vypočítáme zpoždění fáze Měsíce při frekvenci 10,368 GHz

$$\psi = \frac{43,83}{1 + 0,0109 \cdot 10,368} = 39,4^{\circ}$$

a

$$\frac{\overline{T_1}}{\overline{T_0}} = 0,004212 \cdot \left(10,368\right)^{1,224} = 0,74.$$

Pro jasovou teplotu Měsíce v době měření (7.13) po dosazení dostaneme

$$T_{\mathrm{Mo}} = 210\left[1 - 0,074\cos\left(160,7 - 39,4\right)\right] = 218\ \mathrm{K}.$$

Konečně výkonová hustota zachyceného záření Měsíce (7.12)

$$N_{\nu} = \frac{2\cdot 1,38\cdot 10^{-23}\cdot 218}{0,029^2} 5,98\cdot 10^{-5} = 4,28\cdot 10^{-22}\ \mathrm{Wm^{-2}Hz^{-1}}.$$

Dále vypočítáme K_2 (7.11)

$$K_2 = \frac{\ln(2)\left(\frac{\Theta_{\mathrm{Mo}}}{\Theta_{3\mathrm{dB}}}\right)^2}{1 - \mathrm{e}^{-\ln(2)\left(\frac{\Theta_{\mathrm{Mo}}}{\Theta_{3\mathrm{dB}}}\right)^2}} = \frac{0,69\left(\frac{0,5}{1,26}\right)^2}{1 - \mathrm{e}^{-0,69\left(\frac{0,5}{1,26}\right)^2}} = 1,055.$$

Nyní máme všechny veličiny pro dosazení do rovnice (7.10)

$$\frac{G}{T_{\mathrm{s}}} = \frac{8\cdot 3,14\cdot 1,38\cdot 10^{-23}\left(1,24 - 1\right)}{0,029^2\cdot 4,28\cdot 10^{-22}}\cdot 1\cdot 1,055 = 231,25\ \mathrm{K^{-1}},$$

respektive

$$\left(\frac{G}{T_{\mathrm{s}}}\right)_{\mathrm{dB}} = 10\log 231,25 = 23,6\ \mathrm{dB\,K^{-1}}.$$

V kapitole 3 jsme uvedli vztah pro maximální směrovost v závislosti na *HPBW* (3.18), který můžeme upravit

$$G_{\max\,\mathrm{dB}} = 10\log\left(\frac{35000}{\Theta_{3\mathrm{dB}}^2}\right) = 10\log\left(\frac{35000}{1,26^2}\right) = 43,4\ \mathrm{dBi}.$$

Ekvivalentní šumovou teplotu systému pak můžeme vypočítat

$$T_s = 10^{\frac{G_{\max\,\mathrm{dB}} - \left(\frac{G}{T_s}\right)_{\mathrm{dB}}}{10}} = 10^{\frac{43{,}4-23{,}6}{10}} = 95{,}5\ \mathrm{K},$$

což je velmi dobrá hodnota, uvážíme-li, že ekvivalentní šumová teplota samotného nízkošumového zesilovače LNA je kolem 60 K (šumové číslo $F_{\mathrm{dB}} = 0{,}8$ dB).

S použitím rovnice (3.15) můžeme dále vypočítat účinnost apertury

$$\eta = \left(\frac{\lambda}{\pi d}\right)^2 10^{\frac{G_{\max_\mathrm{dB}}}{10}}. \tag{7.16}$$

Pro d = 1,80 m, λ = 0,029 m a $G_{\max_\mathrm{dB}}$ = 43,4 dBi dostaneme

$$\eta = \left(\frac{0{,}029}{3{,}14 \cdot 1{,}8}\right)^2 10^{\frac{43{,}4}{10}} = 0{,}58.$$

7.3 Měření *G / T* s využitím Slunce

Ve srovnání s Měsícem je záření Slunce podstatně intenzivnější, to znamená, že také hodnoty Y budou úměrně větší a tím přesnější. S pomocí Slunce tak lze měřit i malé systémy s *HPBW* do asi 2,5°. Na druhé straně je však záření Slunce v čase daleko více proměnné, ať už v rámci slunečního cyklu, ročního období nebo momentálních erupcí. Protože je záření Slunce (SF – Solar Flux) pečlivě sledováno řadou observatoří po celém světě[4], je možné získat aktuální údaje o jeho intenzitě i v sekundových intervalech na několika kmitočtech. Již jsme zmínili v kapitole 3, že intenzita slunečního záření se udává v jednotkách SFU = 10^{-22} W m^{-2} Hz^{-1} = 10 000 Jy. Např. data stažená z Learmonth Observatory v Západní Austrálii poskytují změřené hodnoty SFU v sekundových intervalech (tab. 7-1).

[4] Např. denní hodnoty SFU lze získat na https://www.spaceweather.gc.ca/forecast-prevision/solar-solaire/solarflux/sx-4-en.php.

time	245	410	510	1415	2695	4995	8800	15400	[MHz]
092842	000015	000026	000033	000048	000062	000090	000146	000416	
092843	000015	000026	000033	000047	000061	000089	000148	000418	
092844	000014	000026	000032	000047	000063	000091	000148	000418	
092845	000014	000025	000033	000047	000062	000089	000148	000412	
092846	000014	000026	000033	000047	000061	000088	000147	000410	
092847	000014	000025	000033	000049	000061	000090	000146	000403	[SFU]
092848	000014	000025	000032	000049	000060	000091	000145	000400	
092849	000014	000025	000033	000048	000059	000088	000142	000399	
092850	000014	000025	000032	000047	000061	000088	000141	000398	
092851	000014	000025	000032	000047	000062	000087	000142	000401	
092852	000014	000025	000032	000047	000059	000084	000143	000399	

Tab. 7-1. Vzorek hodnot SFU ze 7. 6. 2020 na několika kmitočtech, Learmonth Observatory v Západní Austrálii

Příklad 2

Provedeme podobné měření a výpočet jako v předchozím příkladu, nyní ale s využitím měření slunečního toku (Solar Flux) SF.

7. 6. 2020 16:20 UTC

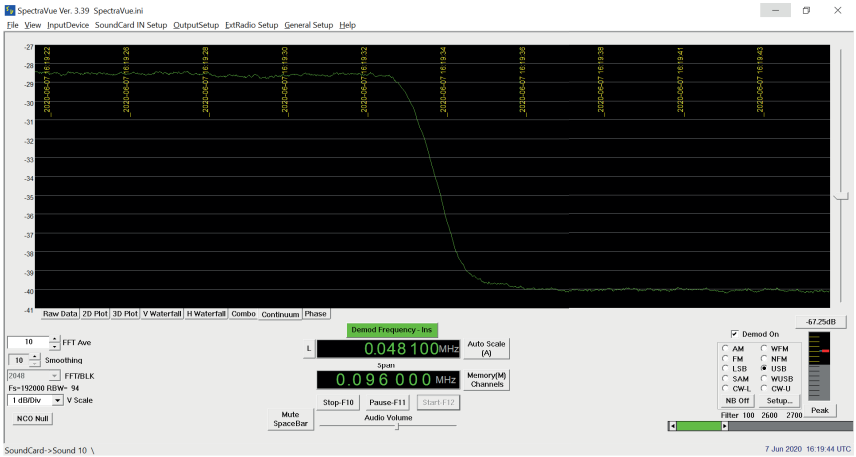
Slunce: Az = 279,5°, El = 22,3° z polohy 49°51′15″N a 16°22′30″E

Clear Sky: Az = 279,5°, El = 32,3°

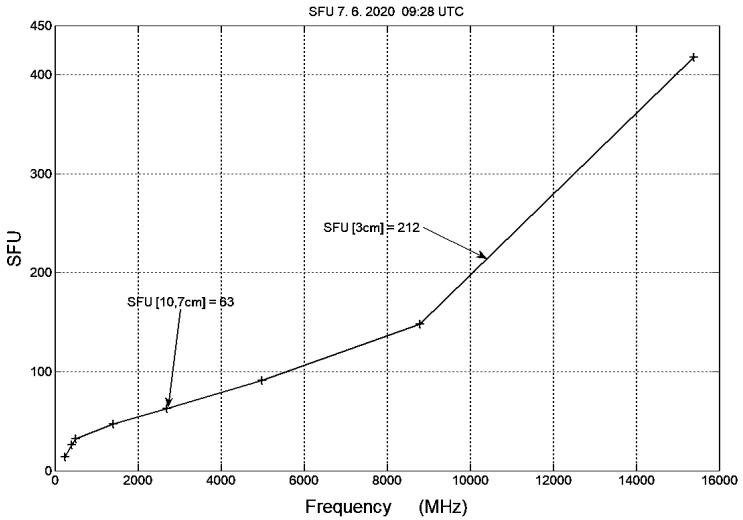
Křivka v obr. 7-5 znázorňuje přechod mezi dvěma hladinami. Vyšší odpovídá *SN* a nižší *CS*. Jejich rozdíl je *Y*: $Y_{dB} = 11{,}5$ dB, $Y = 14{,}1$.

I když data v tab. 7-1 jsou pro jiný čas (observatoř je v Austrálii), bylo ten den Slunce klidné, hodnoty SFU se měnily jen nepatrně a lze s vysokou pravděpodobností předpokládat, že byly stejné i v době našeho měření. Důležitá je ovšem závislost SFU na kmitočtu. Základní vlnovou délkou, na které se sluneční aktivita sleduje, je $\lambda = 10{,}7$ cm[5]. Vyneseme-li graficky např. řádek pro čas 09:28:44 (obr. 7-6), vidíme, že zatímco na kmitočtu 2695 MHz je $SF = 63$ SFU, na kmitočtu

[5] Vlnová délka 10,7 cm odpovídá frekvenci 2804 MHz (ve vakuu).



Obr. 7-5. Měření poměru *Y* jako SN/CS



Obr. 7-6. Závislost SFU na frekvenci

10 368 MHz lineární interpolací zjistíme $SF = 212$ SFU. Jinou interpolaci pro SF_f mezi dvěma sousedními kmitočty f_1 a f_2 uvádí pramen [7-11]

$$SF_f = \left(\frac{SF_{f_1}}{SF_{f_2}} \right)^{\alpha_1} \cdot SF_{f_2}, \tag{7.17}$$

kde f je uvažovaná frekvence a

$$\alpha_1 = \frac{\log\left(f / f_2\right)}{\log\left(f_1 / f_2\right)}. \tag{7.18}$$

Dosadíme-li do rovnic (7.18) a (7.17) hodnoty z tabulky ze stejného řádku, dostaneme pro $f = 10{,}368$ GHz

$$\alpha_1 = \frac{\log\left(\frac{10{,}368}{15{,}400}\right)}{\log\left(\frac{8{,}800}{15{,}400}\right)} = 0{,}707 \quad \text{a} \quad SF_{10{,}368} = \left(\frac{148}{418}\right)^{0{,}707} \cdot 418 = 200{,}6 \text{ SFU}.$$

Pro další výpočet vezmeme méně optimistickou hodnotu z grafu: 212 SFU.

U Slunce se také mírně mění jeho úhlová šířka v závislosti na frekvenci [7-3]

$$\Theta_S = 0{,}533 \cdot 10^{\frac{1}{\alpha_2}}, \tag{7.19}$$

kde pro frekvenci f v GHz platí

$$\alpha_2 = \frac{f^4}{1818} - \frac{f^3}{23{,}35} + 1{,}22 f^2 - 2{,}66 f + 11{,}43. \tag{7.20}$$

Dosazením do dvou posledních rovnic dostaneme pro $f = 10{,}368$ GHz

$$\alpha_2 = \frac{10,368^4}{1818} - \frac{10,368^3}{23,35} + 1,22 \cdot 10,368^2 - 2,66 \cdot 10,368 + 11,43 = 74$$

a

$$\Theta_S = 0,533 \cdot 10^{\frac{1}{74}} = 0,55°.$$

Dále vypočítáme korekční činitel K_2

$$K_2 = \frac{\ln(2)\left(\frac{0,55}{1,26}\right)^2}{1 - e^{-\ln(2)\left(\frac{0,55}{1,26}\right)^2}} = 1,067.$$

Konečně z rovnice (7.10) dostaneme

$$\frac{G}{T_s} = \frac{8 \cdot 3,14 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23}\left(14,1-1\right)}{0,029^2 \cdot 212 \cdot 10^{-22}} \cdot 1 \cdot 1,067 = 272\ \mathrm{K}^{-1}$$

a v logaritmické míře

$$\left(\frac{G}{T_s}\right)_{\mathrm{dB}} = 10 \log 272 = 24,3\ \mathrm{dB\,K}^{-1}.$$

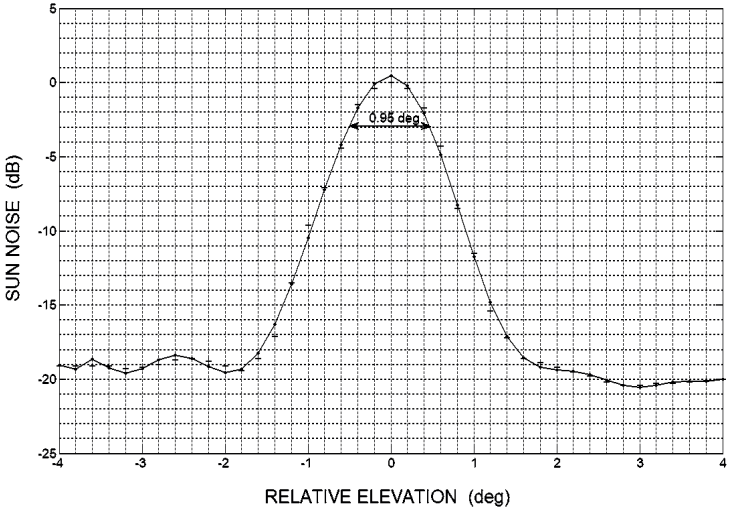
Rozdíl oproti měření Měsíce je 0,7 dB K^{-1}, což je hodnota velmi dobře přijatelná, zvláště uvážíme-li, že obě měření neproběhla ve stejném čase ani ve stejný den (stejné atmosférické podmínky, položením $K_1 = 1$ jsme tento efekt v obou případech zanedbali). I když elevace byla v obou případech podobná, bylo místo pro měření záření oblohy odlišné. Z posledního vztahu vyplývá

$$T_s = 10^{\frac{43,4-24,3}{10}} = 81,3\ \mathrm{K}$$

a to je hodnota velmi dobrá ($T_{\mathrm{LNA}} = 60$ K). Oba experimenty ukazují, že anténa má nepatrně menší účinnost apertury a vynikající šumovou teplotu. Obé lze přisuzovat offsetovému zrcadlu.

Příklad 3

Na observatoři v Panské Vsi (50.5278°N, 14.5651°E) byl 11. 8. 2010 změřen na kmitočtu 2320 MHz systém Y s 10m rotačně symetrickou parabolickou anténou. Směrová charakteristika získaná měřením slunečního šumu SN v elevaci a proložením polynomem 12. řádu je na obr. 7-7. Dále budeme předpokládat, že směrová charakteristika antény je rotačně symetrická.



Obr. 7-7. Vyzařovací charakteristika 10m paraboly Y v rovině elevace

V době měření byl $SF_{10,7\,\mathrm{cm}} = 85{,}8$ SFU. Vzhledem k blízkosti obou kmitočtů vezmeme tuto hodnotu za vztažnou. Z grafu byl dále odečten poměr $Y_{\mathrm{dB}} = 19{,}8$ dB, $Y = 95{,}5$.

Pro úhlovou šířku Slunce dostaneme

$$\alpha_2 = \frac{2{,}320^4}{1818} - \frac{2{,}320^3}{23{,}35} + 1{,}22 \cdot 2{,}320^2 - 2{,}66 \cdot 2{,}320 + 11{,}43 = 11{,}3\,,$$

$$\Theta_S = 0,533 \cdot 10^{\frac{1}{11,3}} = 0,65°.$$

Dále vypočítáme, podobně jako v předchozím případu

$$K_2 = \frac{\ln(2)\left(\frac{0,65}{0,95}\right)^2}{1 - e^{-\ln(2)\left(\frac{0,65}{0,95}\right)^2}} = 1,17\,,$$

$$\frac{G}{T_s} = \frac{8 \cdot 3,14 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23}\,(95,5-1)}{0,129^2 \cdot 85,8 \cdot 10^{-22}} \cdot 1 \cdot 1,17 = 268,6\,\mathrm{K}^{-1},$$

$$\left(\frac{G}{T_s}\right)_{\mathrm{dB}} = 10 \log 268,6 = 24,3\ \mathrm{dB\,K}^{-1},$$

$$G_{\max\,\mathrm{dB}} = 10 \log\left(\frac{35000}{\Theta_{3\mathrm{dB}}^2}\right) = 10 \log\left(\frac{35000}{0,95^2}\right) = 45,9\ \mathrm{dBi},$$

$$T_s = 10^{\frac{45,9-24,3}{10}} = 144,5\ \mathrm{K}.$$

Nakonec vypočítáme účinnost apertury (7.16) pro $d = 10$ m, $\lambda = 0,129$ m a $G_{\max\,\mathrm{dB}} = 45,9$ dBi

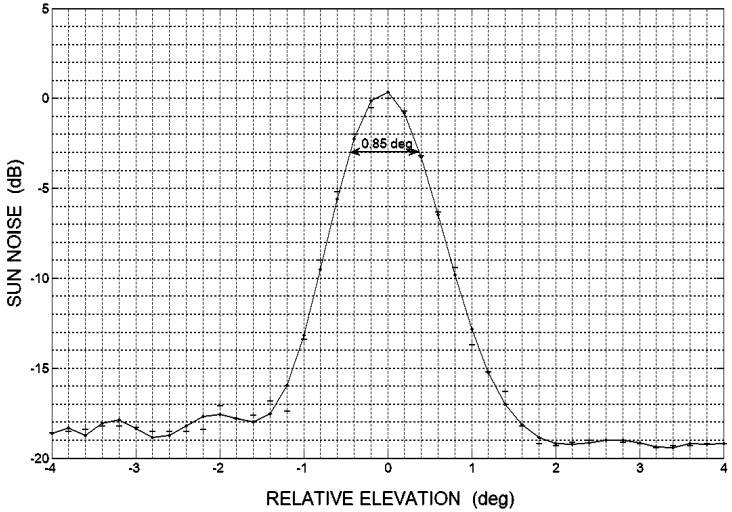
$$\eta = \left(\frac{0,129}{3,14 \cdot 10}\right)^2 10^{\frac{45,9}{10}} = 0,65.$$

Nízká šumová teplota T_s a vysoká účinnost apertury η svědčí o velmi dobře seřízeném systému.

Příklad 4

Za obdobných podmínek byl změřen i druhý systém Z se středovým zrcadlem 10 m na observatoři v Panské Vsi, opět na kmitočtu 2320 MHz. Směrová charakteristika získaná měřením slunečního šumu SN v elevaci je, po proložení polynomem 12. řádu, na obr. 7-8. Dále budeme předpokládat, že směrová charakteristika antény je rotačně symetrická. Z grafu byl dále odečten poměr

$$Y_{\mathrm{dB}} = 19{,}0 \text{ dB}, \quad Y = 79{,}4.$$



Obr. 7-8. Vyzařovací charakteristika 10m paraboly Z v rovině elevace

Z grafu na obr. 7-8 jsme nyní odečetli *HPBW*

$$\Theta_{3\mathrm{dB}} = 0{,}85°.$$

Úhlová šířka Slunce bude stejně jako v předchozím případu

$$\Theta_{\mathrm{S}} = 0{,}65°.$$

Podobně vypočítáme

$$K_2 = \frac{\ln(2)\left(\frac{0,65}{0,85}\right)^2}{1-\mathrm{e}^{-\ln(2)\left(\frac{0,65}{0,85}\right)^2}} = 1,22,$$

$$\frac{G}{T_\mathrm{s}} = \frac{8\cdot 3,14\cdot 1,38\cdot 10^{-23}\left(79,4-1\right)}{0,129^2\cdot 85,8\cdot 10^{-22}}\cdot 1\cdot 1,22 = 232,3\ \mathrm{K}^{-1},$$

$$\left(\frac{G}{T_\mathrm{s}}\right)_\mathrm{dB} = 10\log 232,3 = 23,7\ \mathrm{dB\,K}^{-1},$$

$$G_{\max\mathrm{dB}} = 10\log\left(\frac{35000}{\Theta_{3\mathrm{dB}}^2}\right) = 10\log\left(\frac{35000}{0,85^2}\right) = 46,8\ \mathrm{dBi},$$

$$T_\mathrm{s} = 10^{\frac{46,8-23,7}{10}} = 204,2\ \mathrm{K}.$$

Nakonec vypočítáme účinnost apertury (7.16) pro d = 10 m, λ = 0,129 m, $G_{\max\mathrm{dB}}$ = 46,8 dBi

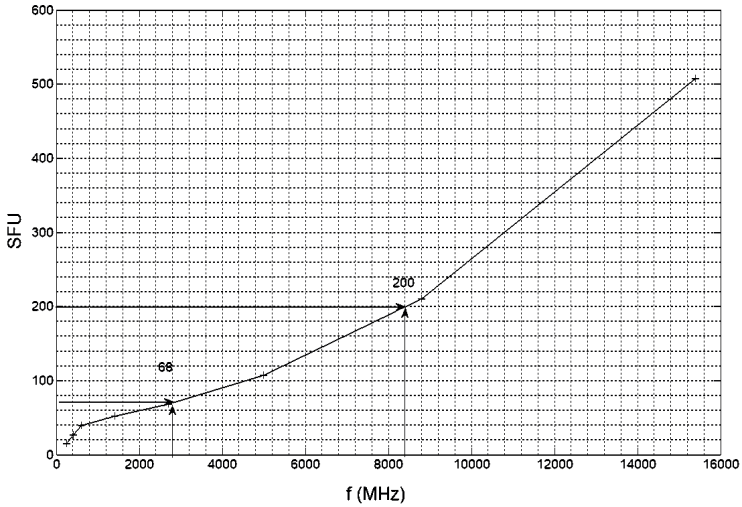
$$\eta = \left(\frac{0,129}{3,14\cdot 10}\right)^2 10^{\frac{46,8}{10}} = 0,81\cdot$$

Účinnost apertury η je velmi vysoká. Současně je ale vyšší šumová teplota T_s. Obě tyto skutečnosti jsou patrně dány přezářením zrcadla. I když je zisk antény vyšší, jakostní číslo $(G/T_\mathrm{s})_\mathrm{dB}$ je o 0,6 dB K^{-1} nižší než u systému Y.

Příklad 5

Opět z observatoře Ústavu fyziky atmosféry AVČR v Panské Vsi, kde byl změřen systém se zrcadlem o průměru 4,2 m na frekvenci

8,4 GHz. Měření Slunce ze dne 26. 8. 2020 při elevaci kolem 40° poskytlo tyto výsledky: $Y_{dB} = 15$ dB a šířky svazku v obou rovinách, viz obr. 7-10 a 7-11. Z Learmonth Observatory jsme získali aktuální údaje slunečního toku (SFU): 092108 000015 000027 000039 000052 000068 000107 000210 000507, viz obr. 7-9 (pro frekvence jako v tab. 7-1). Při standardní hodnotě SF (2695 MHz) = 68 SFU jsme na frekvenci 8,4 GHz odečetli $N_v = 200 \times 10^{-22}\,\mathrm{W\,m^{-2}\,Hz^{-1}}$.



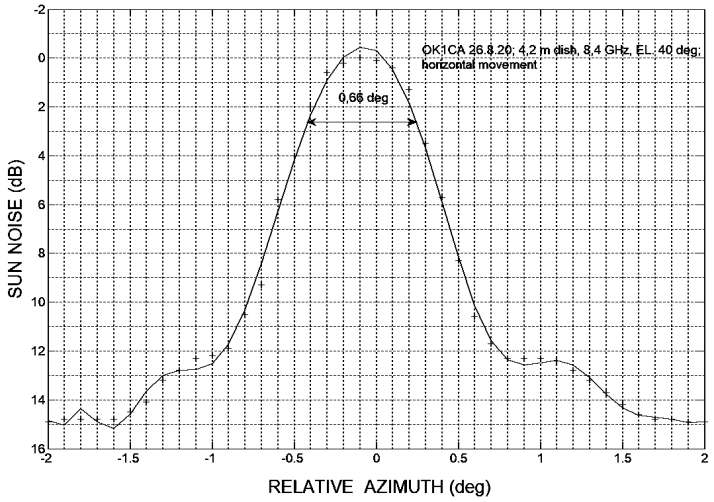
Obr. 7-9. SFU na různých frekvencích z Learmonth Observatory dne 26. 8. 2020 v 9:21 UTC

Šířku svazku stanovíme jako aritmetický průměr (obr. 7-10, 7-11)

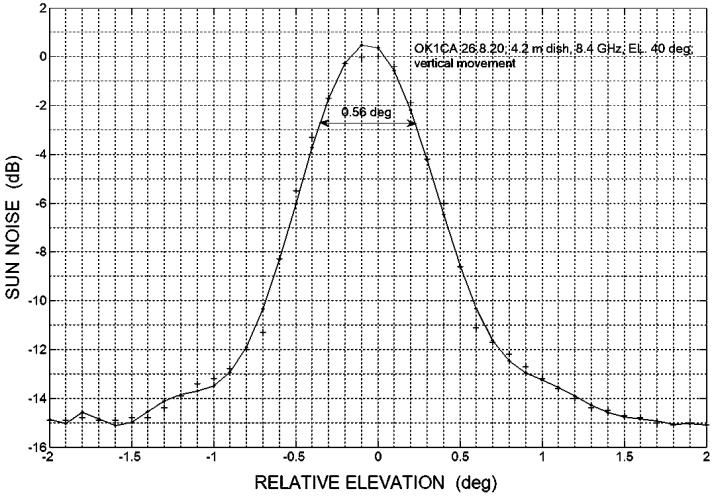
$$\Theta_{3dB} = \frac{\Theta_{3dBH} + \Theta_{3dBV}}{2} = \frac{0,56 + 0,66}{2} = 0,61°,$$

$$\alpha_2 = \frac{8,4^4}{1818} - \frac{8,4^3}{23,35} + 1,22 \cdot 8,4^2 - 2,66 \cdot 8,4 + 11,43 = 52,5$$

a úhlová šířka Slunce na frekvenci 8,4 GHz



Obr. 7-10. Vyzařovací charakteristika antény v rovině H.
Body jsou proloženy polynomem 10. řádu.



Obr. 7-11. Vyzařovací charakteristika antény v rovině E.
Body jsou proloženy polynomem 10. řádu.

$$\Theta_S = 0,533 \cdot 10^{\frac{1}{\alpha_2}} = 0,533 \cdot 10^{\frac{1}{52,5}} = 0,557°,$$

$$K_2 = \frac{\ln(2)\left(\frac{0,557}{0,61}\right)^2}{1 - e^{-\ln(2)\left(\frac{0,557}{0,61}\right)^2}} = 1,316.$$

Pro $Y_{dB} = 15$ dB: $Y = 31,6$,

$$\frac{G}{T_s} = \frac{8 \cdot 3,14 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23}(31,6-1)}{0,036^2 \cdot 200 \cdot 10^{-22}} \cdot 1 \cdot 1,316 = 539,1\,\mathrm{K}^{-1},$$

$$\left(\frac{G}{T_s}\right)_{dB} = 10 \log 539,1 = 27,3\,\mathrm{dB\,K}^{-1},$$

$$G_{max\,dB} = 10 \log\left(\frac{35000}{\Theta_{3dB}^2}\right) = 10 \log\left(\frac{35000}{0,61^2}\right) = 49,7\ \mathrm{dBi},$$

$$T_s = 10^{\frac{49,7-27,3}{10}} = 173,8\ \mathrm{K},$$

$$\eta = \left(\frac{0,036}{3,14 \cdot 4,2}\right)^2 10^{\frac{49,7}{10}} = 0,69.$$

Závěrem lze říci, že je to velmi dobrý systém, u něhož není moc co zlepšovat. Snad by šla ještě poněkud snížit T_s.

7.4 Měření G/T s využitím jiných vesmírných objektů

Jak jsme již zmínili, existuje řada dalších objektů ve vesmíru, které významně září v radiofrekvenčním spektru, např. Cassiopeia A, Taurus A, Orion, Omega. Výkonové hustoty záření těchto zdrojů jsou

v tab. 7-2 [7-4]. V porovnání se Sluncem a Měsícem jsou o mnoho menší a pro přímá měření G/T jsou využitelné pouze při větších aperturách. Porovnáme-li např. Taurus A 476,0 Jy s Měsícem $4{,}28 \times 10^{-22}\,\mathrm{Wm^{-2}\,Hz^{-1}} = 42800$ Jy (viz výše), vidíme, že na kmitočtu 10 368 MHz je asi 90× slabší.

Zdroj	Výkonová hustota záření na frekvenci f [MHz]	$f =$ 10 368 MHz
Cassiopeia A	$N_{\mathrm{Cas}} = 10^{[5{,}745-0{,}770\log f]} \cdot 10^{-26}$ (7.21)	449,7 Jy *
Taurus A	$N_{\mathrm{Tau}} = 10^{[3{,}794-0{,}278\log f]} \cdot 10^{-26}$ (7.22)	476,0 Jy
Orion	$N_{\mathrm{Ori}} = 10^{[3{,}317-0{,}204\log f]} \cdot 10^{-26}$ (7.23)	314,6 Jy
Omega	$N_{\mathrm{Ome}} = 10^{[4{,}056-0{,}378\log f]} \cdot 10^{-26}$ (7.24)	345,2 Jy

Tab. 7-2. Výkonové hustoty záření několika dalších vesmírných zdrojů [7-4]

*Cassiopeia A jako rádiový zdroj však slábne a proto musíme hodnotu N_{Cas} z tabulky vynásobit ještě korekčním faktorem [7-4]

$$K_{\mathrm{Cdecy}} = 1 - \frac{0{,}97 - 0{,}3\log f}{100}\tau, \quad (-;\ \mathrm{GHz},\ \mathrm{rok}), \qquad (7.25)$$

kde τ je čas v rocích, uplynuvších od 1. 1. 1980. Pro 30. 6. 2020 je tedy $\tau = 40{,}5$, $K_{\mathrm{Cdecy}} = 0{,}73$ a tedy $N^{\mathrm{k}}_{\mathrm{Cas}} = 449{,}7 \cdot 0{,}73 = 328{,}5$ Jy.

U ostatních zdrojů z tab. 7-2 tato korekce není nutná.

Literatura

[7-1] WAIT, D. F. Precision measurement of antenna system noise using radio stars. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. 1983, **32**(1), 110–116. DOI: 10.1109/TIM.1983.4315019.

[7-2] DAYWITT, D. C. *An Error Analysis for the Use of Presently Available Lunar Radio Flux Data in Broadbeam Antenna-System Measurements. NBS Technical Note 1073*. National Bureau of Standards, 1984.

[7-3] ŠEKULJICA, D., BADESSI, S., FERRANTE, M. a VIDMAR, M. Considerations about the use of the Moon in X-band antenna G/T measurements. *Journal of Microelectronics, Electronic Components and Materials*. 2017, **47**(2), 79–89.

[7-4] ŠEKULJICA, D. *Quality Factor G/T Direct Measurement Method of 7m–13m Parabolic Reflector Antenna System with Moon as an RF Source. Master Thesis*. Faculty of Electrical Engineering, University of Ljubljana, 2017. 131 s.

[7-5] DAYWITT, D. C. *10–60 GHz G/T Measurements Using the Sun as a Source – a Preliminary Study*. National Bureau of Standards, 1986.

[7-6] WAIT, D. F. a DAYWITT, D. C. *Preliminary Examination of 20 GHz G/T Measurements of Earth Terminals*. National Bureau of Standards, 1983.

[7-7] WELCH, J. a DeBOER, D. *Expected Properties of the ATA Antennas*. ATA memo #66 [online]. 2004 [cit. 11.01.2023]. Dostupné z: https://www.seti.org/ata-memo-series

[7-8] SOLOVEY, A. a MITTRA, R. Extended source size correction factor in antenna gain measurements. **In:** *38th European Conference on Microwaves.* Amsterdam: IEEE, 2008, 983–986. DOI: 10.1109/EUMC.2008.4751620.

[7-9] TAPPING, K. F. The 10.7cm solar radio flux ($F_{10.7}$). *Space Weather.* 2013, **11**(7), 394–406. DOI:10.1002/swe.20064.

[7-10] RF Space: SpectraVueTM Software [online]. [cit. 11.01.2023] Dostupné z: http://www.rfspace.com/RFSPACE/SpectraVue.html

[7-11] GUIDICE, D. A. a CASTELLI, J. P. The use of extraterrestrial radio sources in the measurement of antenna parameters. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. 1971, **AES-7**(2), 226–234. DOI: 10.1109/TAES.1971.310353

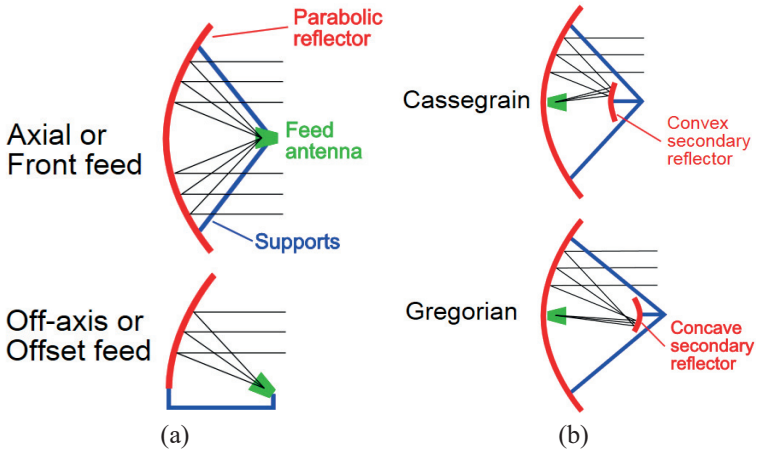
8. Parabolické antény

Slabé signály v mikrovlnných pásmech přijímáme nejčastěji reflektorovými anténami, přičemž zrcadlem bývá dobře vodivá plocha ve tvaru rotačního paraboloidu nebo jeho části[1]. Pokud je součástí systému vysílač, používáme obvykle stejnou anténu pro příjem i vysílání. Vlastností takové antény je soustředění výkonu rovinné vlny zachycené aperturou (ústím) zrcadla do teoreticky jednoho bodu, zvaného ohnisko. Zrcadlo do značné míry ovlivňuje kvalitu antény, a to nejen svou velikostí, ale také přesností a stálostí parabolického tvaru. Z hlediska odrazivosti jsou nejlepší celokovová zrcadla. Z důvodu velkého odporu proti větru se zvláště u rozměrnějších antén používá často místo pevného materiálu síťovina. Velikost ok musí být potom alespoň menší než jedna desetina nejkratší vlnové délky. Stejná podmínka musí být dodržena v přesnosti tvaru paraboly. U síťovaných zrcadel však vždy část energie prosakuje za zrcadlo, čímž se zhoršuje předozadní poměr vyzařování a u přijímacích antén ekvivalentní šumová teplota antény. I plná zrcadla mají své problémy. Větší mikrovlnné antény bývají často vytápěné, nejen kvůli odstraňování námrazy, ale i dilataci kovových materiálů. Laciná větší zrcadla vyráběná lisováním hliníku obvykle časem mění tvar (hliník teče). Ocelová zrcadla jsou pak lisována pro nízkou hmotnost z tenkých plechů, které také nedrží tvar. Poměrně velmi kvalitní z hlediska přesnosti a stálosti tvaru jsou laminátové antény se zalisovanou velmi jemnou sítí (s oky 1–1,5 mm). Jejich kvalita vyhoví nejen v pásmu X, ale i Ka.

8.1 Geometrie zrcadla a jeho ozáření

Základní uspořádání reflektorových antén s parabolickým zrcadlem je na obr. 8-1 (a), (b). Každá konfigurace má své výhody a nevýhody.

[1] Obecně kromě parabolického zrcadla může být reflektor rovinný, úhlový, sférický…



Obr. 8-1. (a) Osově symetrické a offsetové uspořádání, (b) uspořádání s dvojí optikou [8-1]

8.1.1 Anténa s rotačně symetrickým zrcadlem

Nejjednodušší geometrii má anténa s osově symetrickým zrcadlem a ozařovačem v ohnisku ležícím na ose souměrnosti (obr. 8-2). Základním parametrem zrcadla je poměr mezi ohniskovou vzdáleností f a průměrem ústí zrcadla (apertury) d. Menší poměr f/d potom mají hluboká zrcadla s velkým zakřivením a naopak velký poměr f/d mají mělká zrcadla.

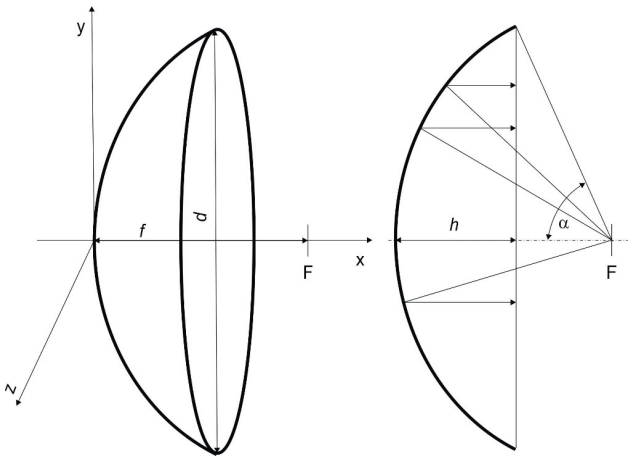
Rovnice pro parabolickou plochu v pravoúhlých souřadnicích je

$$y^2 + z^2 = 4fx\,. \tag{8.1}$$

Pro $z = 0$ dostaneme rovnici paraboly v rovině xy

$$y^2 = 4fx \tag{8.2}$$

a po dosazení $\left(\frac{d}{2}\right)^2 = 4fh$, odtud potom $f = \frac{d^2}{16h}$. (8.3)



Obr. 8-2. Geometrie zrcadla ve tvaru axiálně symetrického rotačního paraboloidu

8.1.2 Anténa s offsetovým zrcadlem

Geometrie antény s offsetovým zrcadlem je na obr. 8-3. Zrcadlo tvoří část povrchu větší parabolické plochy (v rovině *xy* dané rovnicí (8.2)), která je ozářena pod offsetovým úhlem θ.

Z obrázku je vidět hlavní výhoda offsetového uspořádání: ozařovač je mimo záření dopadající na aperturu zrcadla a nedochází tudíž k stínění zrcadla jako u axiálně symetrické antény. Při nízkých elevačních úhlech antény[2] směřuje ozařovač vzhůru a tím je vliv přezáření na šumovou teplotu menší, neboť tento prostor je většinou „studený“. Offsetové zrcadlo je zpravidla oválné. Je tomu tak proto, že pod offsetovým úhlem se apertura elipticky tvarovaného zrcadla jeví jako kruhová (obr. 8-4). Ze stejného důvodu se jako průměr apertury offsetové antény vždy uvádí kratší osa elipsy *d*. Je-li hloubka offsetového zrcadla *h* a hlavní osa elipsy *D*, můžeme pro offsetový úhel psát [8-2], (obr. 8-4):

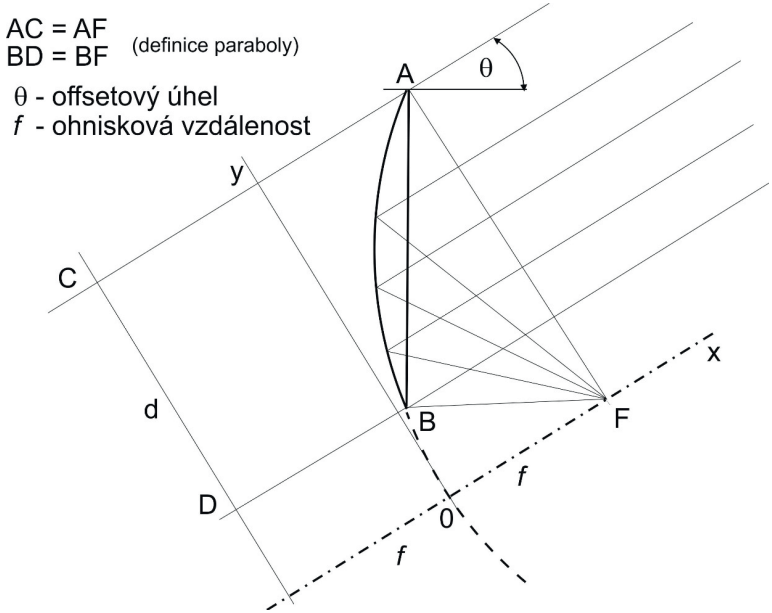
[2] Při nízké elevaci bývá citlivost přijímací soustavy zpravidla nejvíce kritická.

$$\theta = \arccos\left(\frac{d}{D}\right) \quad (°) \tag{8.4}$$

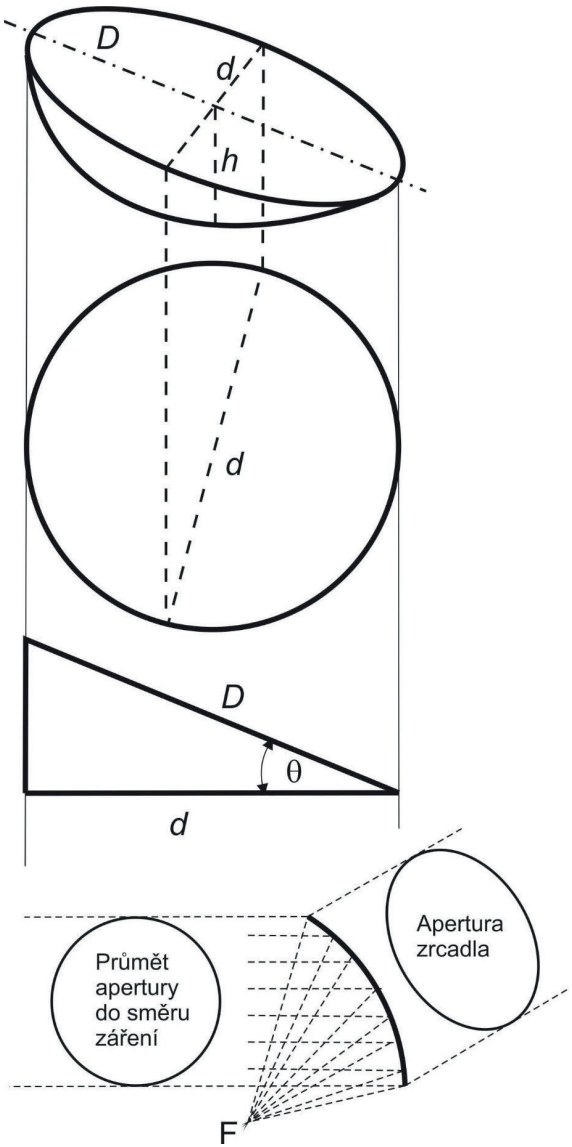
a pro ohniskovou vzdálenost [8-2]

$$f = \frac{d^3}{16hD}, \quad \text{(m)}. \tag{8.5}$$

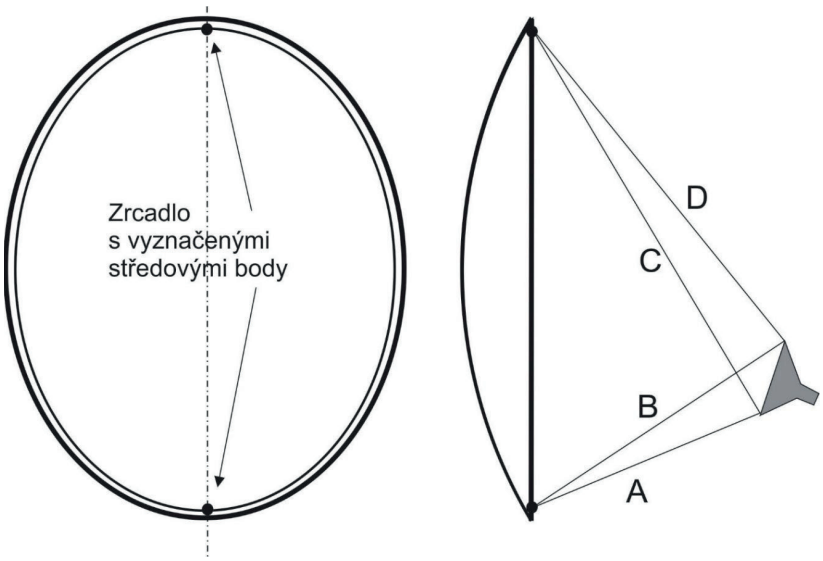
Naopak nevýhodou offsetového zrcadla je jeho obtížnější zaostření. Zatímco u axiálně symetrické antény hledáme ohnisko posuvem ozařovače po ose antény, tedy jeden stupeň volnosti, u offsetové antény jsou stupně volnosti nejméně tři. Výrobci antén proto uvádějí pro umístění konkrétního ozařovače i čtyři míry A, B, C, D (obr. 8-5) [8-3]. V zrcadle jsou dvě značky, ke kterým jsou míry vztaženy.



Obr. 8-3. Geometrie parabolické antény s offsetovým zrcadlem



Obr. 8-4. Průmět oválné apertury do směru záření [8-2]



Obr. 8-5. Míry pro zaostření offsetové antény [8-3]

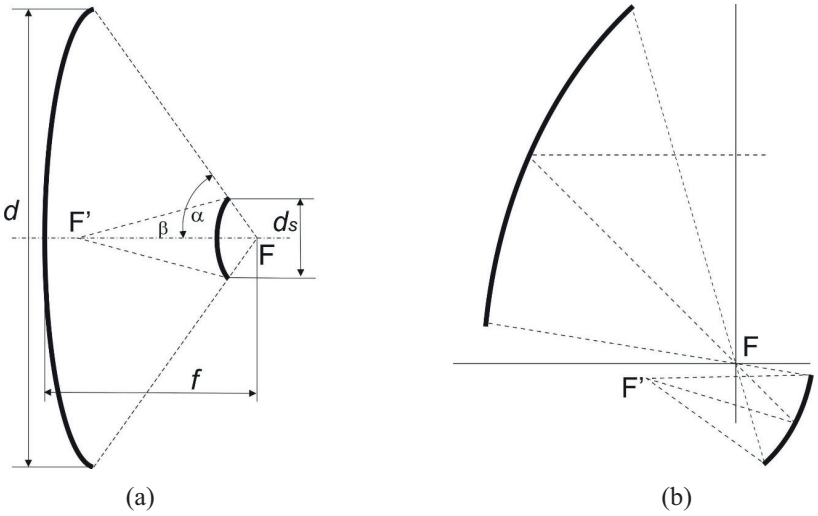
Pro ozáření offsetového zrcadla platí stejné zásady jako pro axiálně symetrické[3]. Offsetové antény se však dělají s větším poměrem f/d a tudíž ozařovač musí mít užší vyzařovací charakteristiky.

8.1.3 Antény s dvojí optikou

Zvláště větší anténní systémy se často konstruují s „dvojí optikou“ (dual optics), obr. 8-6 (a) a (b). Systémy jsou doplněny sekundárním zrcadlem, které umožňuje dosáhnout ozáření primárního zrcadla blízké uniformnímu. V případě Cassegrainova uspořádání je sekundární reflektor konvexní plocha, obvykle rotační hyperboloid, a při Gregoriánském uspořádání konkávní plocha, obvykle elipsoid. Obě řešení umožňují „skrýt“ vlastní ozařovač buď za primární zrcadlo (obr. 8-6a), nebo ještě dále od dopadajícího záření na aperturu (obr. 8-6b). Nároky na přesnost a kvalitu povrchu sekundárních zrcadel jsou však značné.

[3] Pro ozařovač se pod offsetovým úhlem jeví apertura také jako kruhová.

Zvláštním případem jsou antény BWG (Beam Wave Guide), používané ve stanicích sítě DSN (Deep Space Network), u kterých je signál z ohniska primárního zrcadla veden soustavou zrcadel až do místa detekce signálu (viz kap. 14).



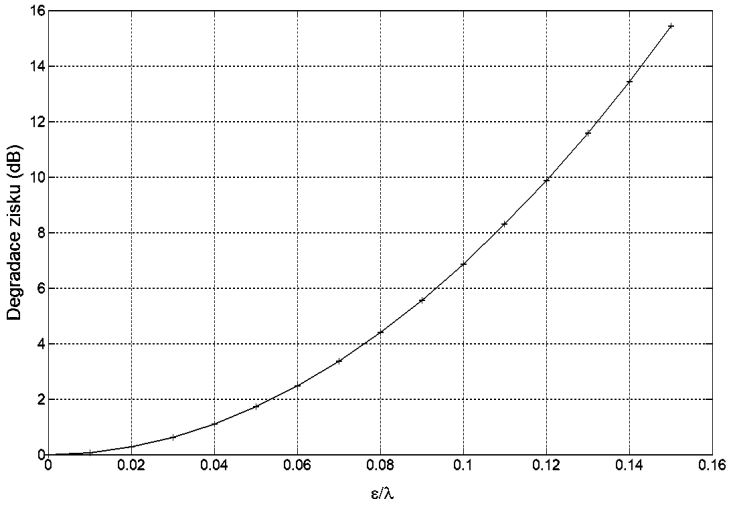
Obr. 8-6. (a) Cassegrainova konfigurace axiálně symetrické antény.
(b) Gregoriánská konfigurace offsetové antény

8.1.4 Přesnost parabolického zrcadla

Jak již bylo řečeno, přesnost parabolického zrcadla má vliv na celkovou účinnost antény. John Ruze publikoval v roce 1952 rovnici (8-6) [8-6], která kvantifikuje degradaci zisku parabolické antény (3.16) v závislosti na efektivní hodnotě (RMS) odchylek ε reálného zrcadla od ideálního paraboloidu

$$G_{\text{eff}} = G_{\max}\, \mathrm{e}^{-\left(\frac{4\pi\varepsilon}{\lambda}\right)^2} \tag{8.6}$$

a v logaritmické míře $G_{\text{eff dB}} = G_{\max \text{dB}} - 685{,}81\left(\frac{\varepsilon}{\lambda}\right)^2$. (8.7)



Obr. 8-7. Degradace zisku parabolické antény v závislosti na efektivní hodnotě odchylek ε/λ od ideálního paraboloidu

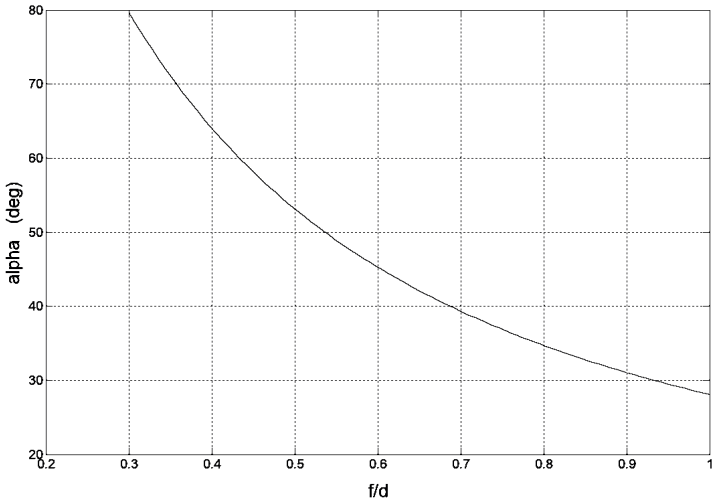
Jak fatální je důsledek nepřesného parabolického zrcadla, je vidět z grafu na obr. 8-7. Při efektivní odchylce $\varepsilon = 0{,}1\lambda$ vychází degradace zisku antény více než 6 dB.

8.2 Ozařovače

Pro poloviční úhel apertury z ohniska α (obr. 8-2) platí

$$\alpha = \arctan\left(\frac{d/2}{f-h}\right) \text{ a po dosazení z (8.3) } \alpha = \arctan\left(\frac{8\left(\frac{f}{d}\right)}{16\left(\frac{f}{d}\right)^2 - 1}\right). \quad (8.8)$$

Graficky je tato závislost znázorněna na obr. 8-8. Antény se stejným poměrem f/d mají tedy stejný úhel 2α a lze u nich použít stejný ozařovač.



Obr. 8-8. Poloviční úhel apertury měřený z ohniska v závislosti na poměru *f*/*d*

Kromě kvality zrcadla, o kterém jsme se již zmínili, je nejdůležitější zrcadlo optimálně ozářit.[4] Pro práci se slabými signály, kdy je kritickým parametrem ekvivalentní šumová teplota T_s, volíme ozáření apertury s poklesem nejméně 10 dB na krajích apertury (edge taper). Připomeňme si vztah (3.17) (s poznámkou [7], v kapitole 3), který můžeme obecně napsat

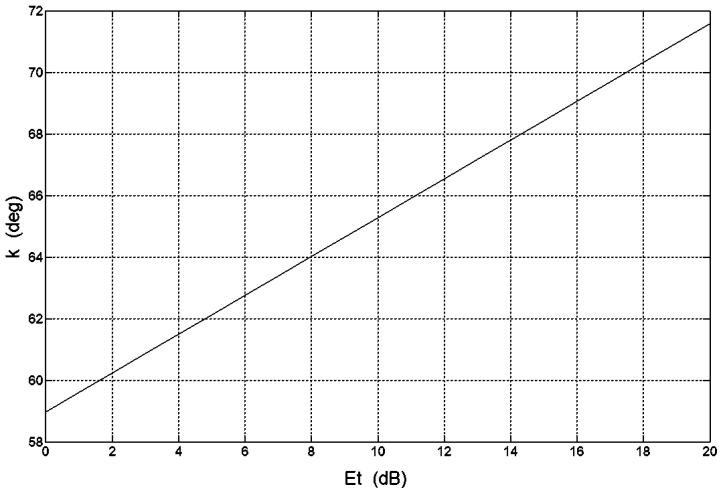
$$\theta_{3\mathrm{dB}} = k\frac{\lambda}{d}, \quad (^\circ;\mathrm{m}). \tag{8.9}$$

V kapitole 3 jsme položili $k = 70$. Uvažujeme přitom gaussovskou aproximaci svazku ozařovače. Pro hodnotu k je v [8-7] je uveden výraz

$$k = 58{,}96\left(1 + 0{,}0107E_t\right), \quad (^\circ;\mathrm{dB}), \tag{8.10}$$

kde E_t je pokles výkonu na okraji apertury v dB.

[4] Ideální ozáření zrcadla by bylo uniformní vlnou bez přesahu zrcadla. Tomu odpovídá $k = 59$ v rovnici (8.9).



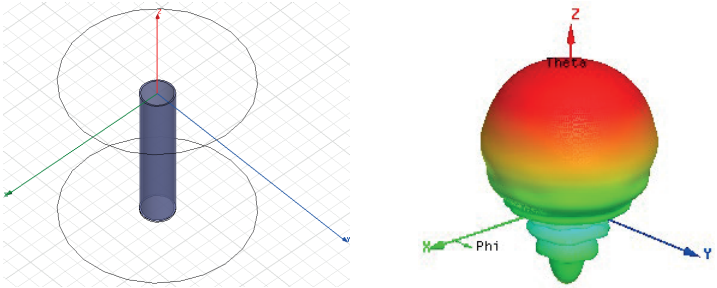
Obr. 8-9. Grafické znázornění rovnice (8.10): Závislost k na E_t

Z grafického znázornění rovnice (8.10) na obr. 8-9 vidíme, že poklesu výkonu 10 dB na okrajích apertury odpovídá hodnota $k = 65$. Tuto hodnotu také uvádějí některé prameny, např. [8-9]. Naproti tomu hodnota $k = 70$ odpovídá poklesu přibližně 17 dB. Vezmeme-li hodnotu $E_t = 10$ dB jako reálně optimální, pak při nižších hodnotách lze dosáhnout mírně vyššího zisku za cenu vyšší ekvivalentní šumové teploty v důsledku přezáření (spillover). A naopak vyšší hodnota E_t sníží šumovou teplotu na úkor zisku. Typickým příkladem je ozáření velkého zrcadla jenom kolem jeho středu. Další, neméně důležitou, podmínkou je, aby v ohnisku zrcadla byl přesně fázový střed ozařovače. Pokud je základem ozařovače trychtýř, je jeho fázový střed v okolí vrcholu trychtýře [8-15], [8-16].

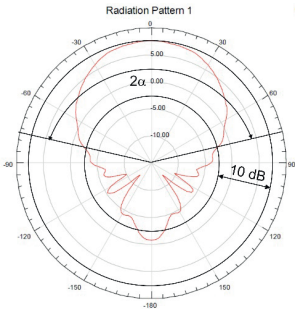
Následují příklady návrhu několika ozařovačů pro pásma 10 GHz a také 24 GHz [8-10], [8-11], [8-12]. Různé poměry f / d odpovídají reálně použitým zrcadlům. Z důvodů, které uvádíme v kapitole 12, jsou ozařovače navrženy pro lineární polarizaci.

8.2.1 Otevřený kruhový vlnovod v pásmu 10 GHz

Pro zajímavost jsme simulovali vyzařovací charakteristiky otevřeného kruhového vlnovodu [8-10]. Pro dominantní vid TE_{11} a frekvenci 10 368 MHz lze kruhový vlnovod vytvořit z měděné trubky o vnitřním průměru 20 mm (0,692 λ). Vnější průměr vlnovodu je 22 mm. Výsledky simulace jsou na obr. 8-10 a 8-11.



Obr. 8-10. Otevřený kruhový vlnovod a jeho 3D vyzařovací diagram

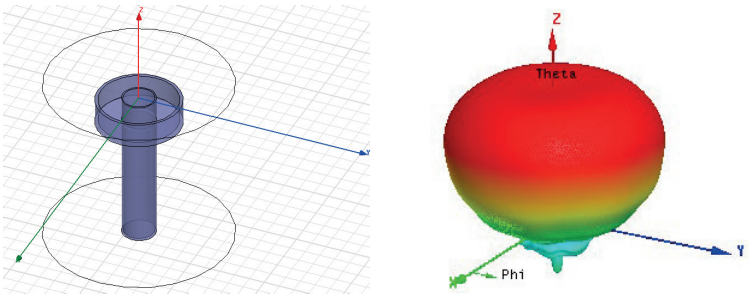


Obr. 8-11. 2D vyzařovací diagram otevřeného vlnovodu s naznačením úhlu 2α pro pokles 10 dB

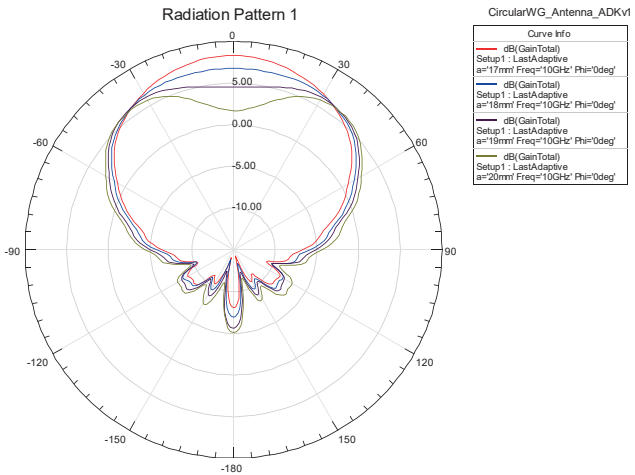
Vyzařovací charakteristika je rotačně symetrická, a tak můžeme určit úhel pro ozáření apertury 2α z vyzařovacího diagramu v rovině *xz* (obr. 8-11). Pro pokles 10 dB na okrajích apertury vychází $\alpha = 82°$. Otevřeným vlnovodem bychom tedy mohli ozařovat hluboké zrcadlo s poměrem $f/d < 0{,}3$ (obr. 8-8).

8.2.2 Otevřený kruhový vlnovod s jednoduchou tlumivkou

Otevřený vlnovod se často doplňuje jednoduchou tlumivkou podle obr. 8-12 [8-10]. Tlumivka vhodných rozměrů klade odpor proudům, které jinak tečou po povrchu vlnovodu. Jejím jemným posuvem můžeme tvarovat především čelo vyzařovací charakteristiky (obr. 8-13).



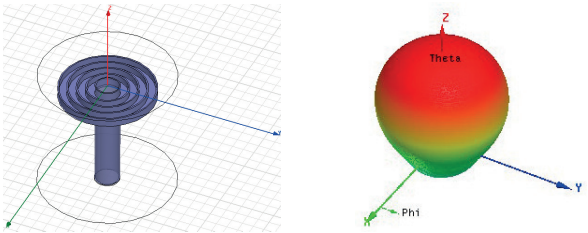
Obr. 8-12. Vlnovod s tlumivkou. Vnitřní poloměr límce je 25,5 mm a jeho vnitřní výška je 14,5 mm. Posunutí vnitřní stěny tlumivky vůči čelu vlnovodu je 19 mm.



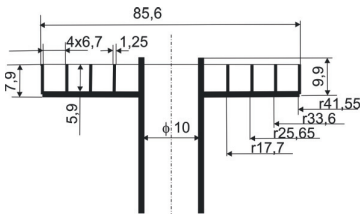
Obr. 8-13. Vyzařovací diagram kruhového vlnovodu s tlumivkou v rovině *xz* v závislosti na posuvu tlumivky

8.2.3 Skalární ozařovač

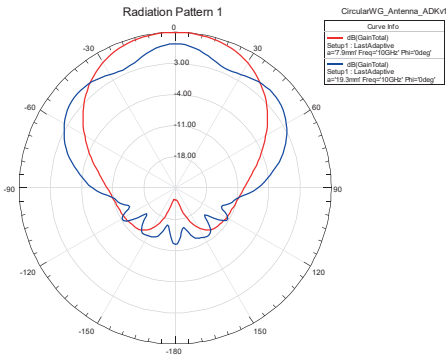
Tento typ ozařovače [8-10] se často používá pro ozáření zrcadel s poměrem $f/d \approx 0{,}4–0{,}5$.



Obr. 8-14. Skalární ozařovač a jeho 3 D vyzařovací diagram



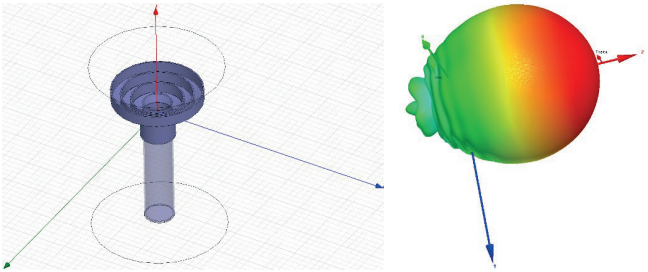
Obr. 8-15. Schematický výkres simulovaného skalárního ozařovače na frekvenci 10 GHz



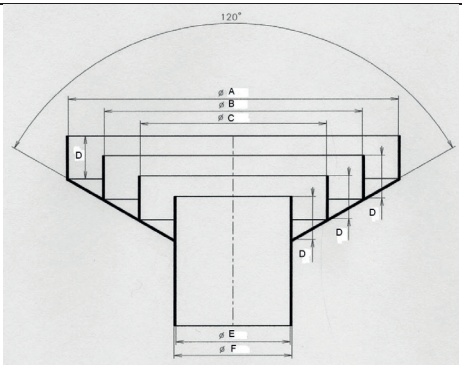
Obr. 8-16. Vyzařovací diagram skalárního ozařovače v rovině *xz* pro dvě hodnoty posuvu prstence vůči čelu kruhového vlnovodu

8.2.4 Trychtýř s prstýnky

Analyzovali jsme také trychtýř s prstýnky podle návrhu [8-10]. Tento ozařovač by byl vhodný pro zrcadla s poměrem $f/d = 0{,}6$.



Obr. 8-17. Model a vyzařovací diagram trychtýře podle návrhu [8-10]

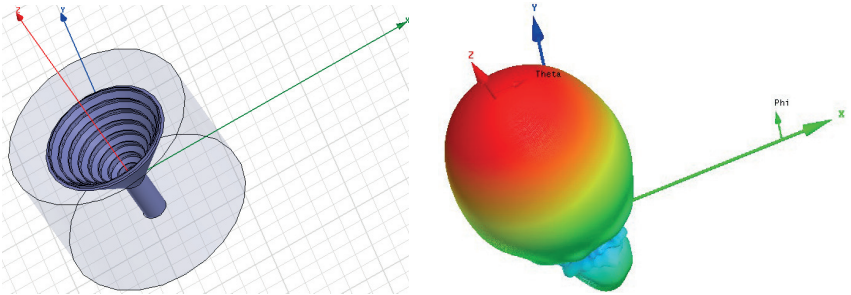


Parametr	Délka (λ)	Délka (mm) pro10 368 MHz
A	2,3	66,5
B	1,8	52
C	1,3	37,5
D	0,3	8,65
E	0,69	20
F	0,9	26

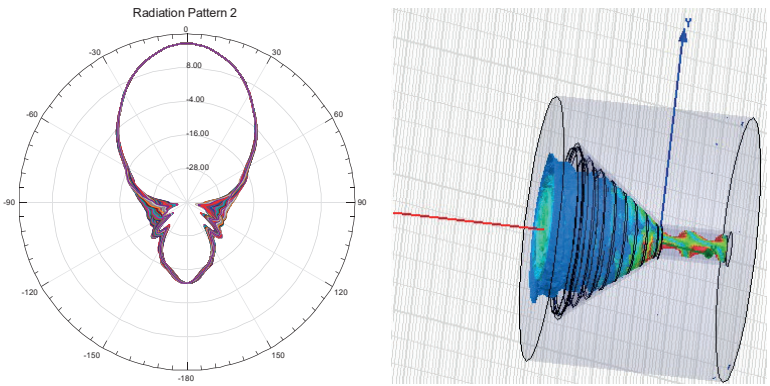
Obr. 8-18. Schéma s rozměry ozařovače podle návrhu [8-10] (tloušťka stěny límců 1 mm)

8.2.5 Trychtýř pro 10 GHz a offsetové zrcadlo s *f*/*d* = 0,8

Mělké offsetové zrcadlo s poměrem *f*/*d* = 0,8 má úhel apertury z ohniska $2\alpha \approx 70°$. Jako vhodný ozařovač se jeví opět trychtýř s prstýnky (Corrugated Horn), ovšem s poněkud většími rozměry [8-17]. Přizpůsobili jsme rozměry originálního ozařovače firmy Prodelin, určeného pro pásmo Ku tak, aby jej bylo možné posouvat po kruhovém vlnovodu s průměrem 20/22 mm. Výsledky jsou na frekvenci 10,4 GHz velmi dobré (obr. 8-19 až 8-21).



Obr. 8-19. Ozařovač offsetového zrcadla s *f*/*d* = 0,8 pro 10,4 GHz a jeho 3D vyzařovací diagram

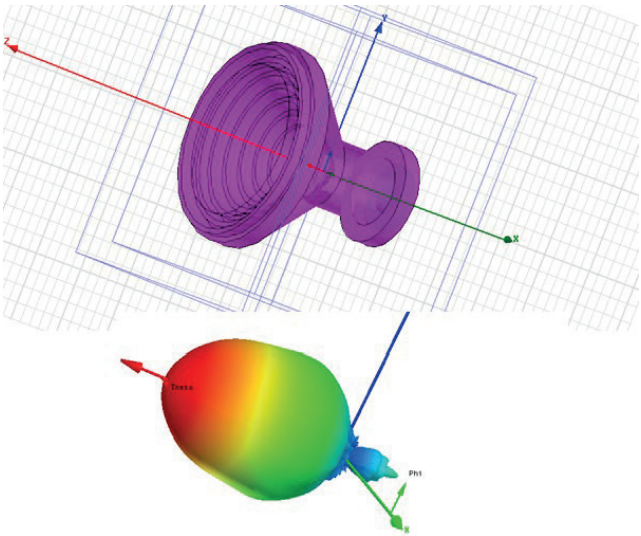


Obr. 8-20. 2D vyzařovací diagram v různých řezech a E-pole uvnitř ozařovače. Fázový střed je na ose *z* 7 mm uvnitř válcového vlnovodu.

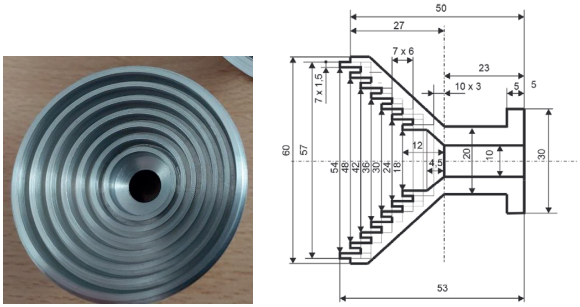


Obr. 8-21. Upravený ozařovač Prodelin pro offsetové zrcadlo s *f/d* = 0,8 a pásmo 10 GHz

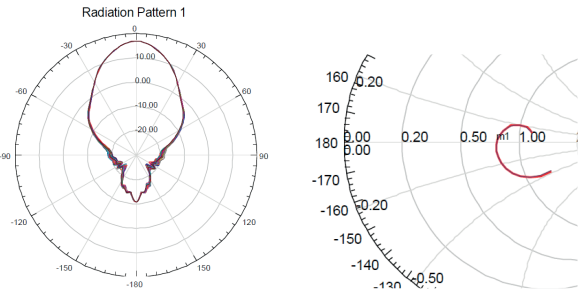
8.2.6 Trychtýř pro 24 GHz a offsetové zrcadlo s *f/d* = 0,8



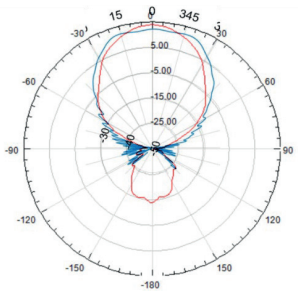
Obr. 8-22. Ozařovač typu Corrugated Horn pro offsetové zrcadlo s *f* / *d* = 0,8 na frekvenci 24 GHz [8-11]



Obr. 8-23. Provedení ozařovače a jeho řez s rozměry



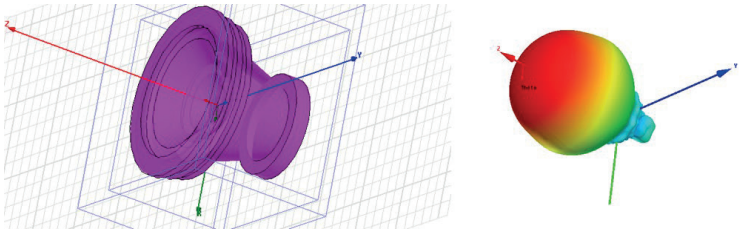
Obr. 8-24. Vyzařovací charakteristiky Gain-total a vstupní impedance ozařovače normovaná k 50 Ω. Bod m1 odpovídá frekvenci 24 048 MHz.



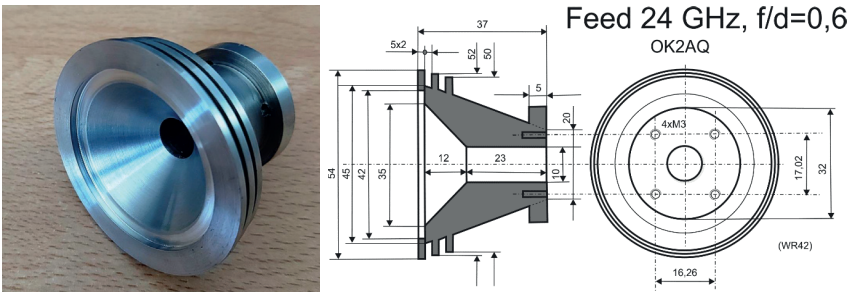
Obr. 8-25. Simulovaná vyzařovací charakteristika Gain-L3x[5] (červeně) a odpovídající změřená charakteristika v bezodrazové komoře (modře)

[5] Vyzařovací charakteristika Gain-L3x respektuje křížovou polarizaci, odpovídající měření v bezodrazové komoře.

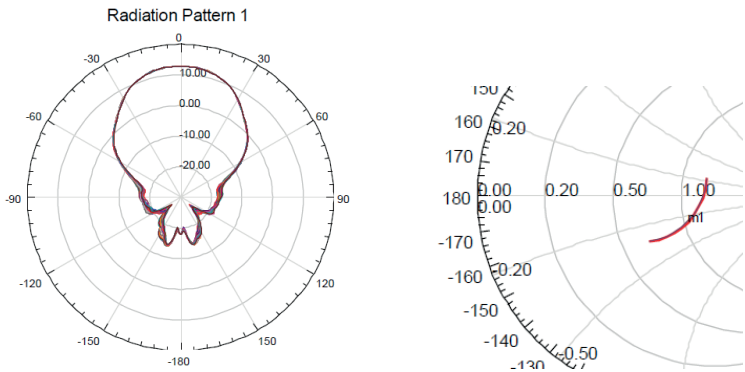
8.2.7 Trychtýř pro 24 GHz a offsetové zrcadlo s *f*/*d* = 0,6



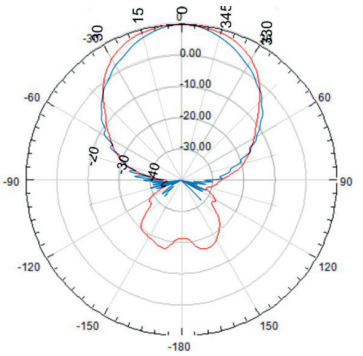
Obr. 8-26. Ozařovač typu Corrugated Horn pro offsetové zrcadlo s *f*/*d* = 0,6 na frekvenci 24 GHz [8-12]



Obr. 8-27. Provedení ozařovače pro zrcadlo s *f*/*d* = 0,6 a jeho výkres s rozměry



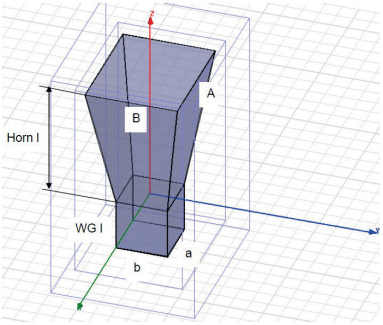
Obr. 8-28. Vyzařovací charakteristiky Gain-total a vstupní impedance ozařovače normovaná k 50 Ω. Bod m1 odpovídá frekvenci 24 048 MHz.



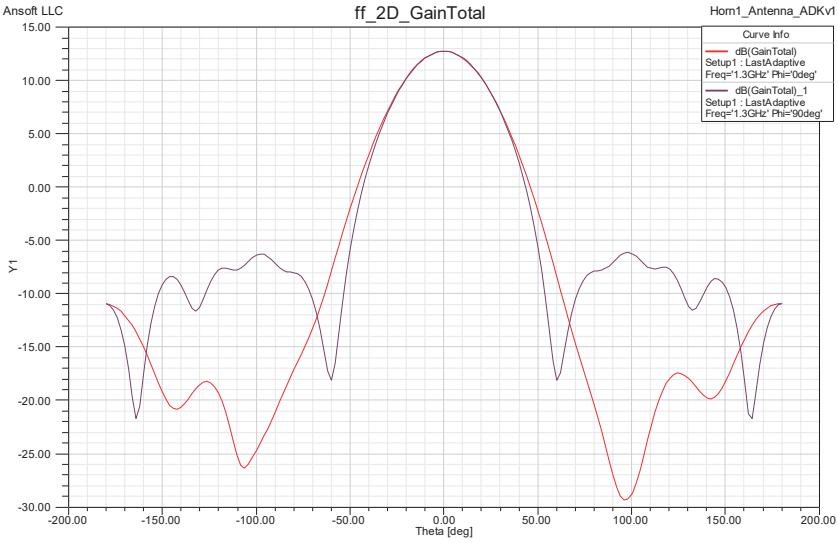
Obr. 8-29. Simulovaná vyzařovací charakteristika GainL3x (červeně) a jí odpovídající změřená charakteristika v bezodrazové komoře (modře)

8.2.8 Standardní trychtýř pro 1,3 GHz a offsetové zrcadlo s *f*/*d* = 0,8

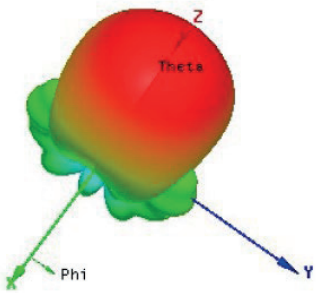
V pásmu 1,3 GHz, kde se používá často kruhová polarizace, je velmi vhodným řešením ozařovač s přepážkou (septum) [8-14]. Typické řešení má však vyzařovací charakteristiku vhodnou pro zrcadlo s *f*/*d* = 0,4–0,5. Hledali jsme proto řešení, jak upravit tento ozařovač pro zrcadlo s poměrem *f*/*d* = 0,8. Výsledkem je návrh trychtýře, jenž je dále popsán [8-13].



Obr. 8-30. Rozměry trychtýře prodlužujícího standardní ozařovač s přepážkou (septum) [8-13] pro pásmo 1,3 GHz: a = b = 150 mm, WG l = 150 mm, A = 335 mm, B = 270 mm, Horn l = 400 mm



Obr. 8-31. Vyzařovací charakteristiky ozařovače s přepážkou (septum) prodlouženého výše uvedeným trychtýřem





Obr. 8-32. 3D vyzařovací charakteristika ozařovače s přepážkou (septum) prodlouženého trychtýřem a provedení ozařovače



Obr. 8-33. Soustava byla testována s offsetovým zrcadlem 1,8 m. Měřením poměru *SN/CS* = 7 dB při SFU = 70 byly ověřeny velmi dobré vlastnosti antény v pásmu 1,3 GHz, odpovídající výpočtům.

Literatura

[8-1] WIKIPEDIA. *Parabolic Antenna* [online]. [cit. 12.01.2023] Dostupné z: https://en.wikipedia.org/wiki/Parabolic_antenna

[8-2] LEGON, J. A. R. *Calculation of the Focal Length of an Offset Satellite Dish Antenna* [online]. [cit. 12.01.2023] Dostupné z: https://www.academia.edu/32059393/Calculation_of_the_Focal_Length_of_an_Offset_Satellite_Dish_Antenna

[8-3] PRODELIN. Technical Bulletin. Number 97-01x, October 1, 1997

[8-4] BALANIS, C. A. *Antenna Theory*: *Analysis and Design*. 3. vyd. New Jersey, USA: John Wiley, 2005. ISBN 978-0471667827

[8-5] HAZDRA, P. a MAZÁNEK, M. *Reflector Antennas and Their Feeds* [online]. Praha: Fakulta elektrotechnická ČVUT v Praze, 2015. [cit. 12.01.2023] Dostupné z: https: //elmag.fel.cvut.cz/sites/default/files/users/hazdrap/files/Reflector_antennas.pdf

[8-6] WIKIPEDIA. *Ruze's Equation* [online]. [cit. 12.01.2023] Dostupné z: https://en.wikipedia.org/wiki/Ruze%27s_equation#cite_note-1

[8-7] ŠEKULJICA, D. *Quality Factor G/T Direct Measurement Method of 7m - 13m Parabolic Reflector Antenna System with Moon as an RF Source. Master Thesis*. Faculty of Electrical Engineering, University of Ljubljana, 2017. 131 s.

[8-8] NELSON, R. A. Antennas: The Interface with Space [online]. *Via Satellite*, September 1999. [cit. 12.01.2023] Dostupné z: https://www.scribd.com/document/239670143/Satellite-Antennas

[8-9] INTERNATIONAL TELECOMMUNICATION UNION. *Handbook on Satellite Communications*. 3. vyd. ITU, 2002. ISBN 978-0-471-22189-0

[8-10] KASAL, M. *Studie ozařovačů parabolického zrcadla v pásmu 10 GHz* [online]. Ústav radioelektroniky Fakulty elektrotechniky a komunikačních technologií VUT v Brně, 2012. [cit. 12.01.2023] Dostupné z: http://www.urel.feec.vutbr.cz/esl/files/EME/Doc/Ozarovace_1.pdf

[8-11] KASAL, M. *24 GHz Conical Horn for Offset Dish f/d = 0.8* [online]. Ústav radioelektroniky Fakulty elektrotechniky a komunikačních technologií VUT v Brně, 2012. [cit. 12.01.2023] Dostupné z: http://www.urel.feec.vutbr.cz/esl/files/EME/Doc/Conical_Horn_0_8_OK2AQ.pdf

[8-12] KASAL, M. *24 GHz Feed for a Dish f/d=0.6* [online]. Ústav radioelektroniky Fakulty elektrotechniky a komunikačních technologií VUT v Brně, 2012. [cit. 12.01.2023] Dostupné z: http://www.urel.feec.vutbr.cz/esl/files/EME/Doc/Conical_Horn_0_6_OK2AQ.pdf

[8-13] KASAL, M. *Extended 23 cm Septum Feed for f/d=0,8 Dish* [online]. Ústav radioelektroniky Fakulty elektrotechniky a komunikačních technologií VUT v Brně, 2012. [cit. 12.01.2023] Dostupné z: http://www.urel.feec.vutbr.cz/esl/files/EME/Doc/OK2AQ_23cm.pdf

[8-14] SAMEK, Z. *Septum Polarize - Transformer, Feed and All About* [online]. [cit. 12.01.2023] Dostupné z: http://www.ok1dfc.com/eme/emeweb.htm

[8-15] MUEHLDORF, E. I. The Phase Center of Horn Antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 1970, **18**(6), 753–760. DOI: 10.1109/TAP.1970.1139799

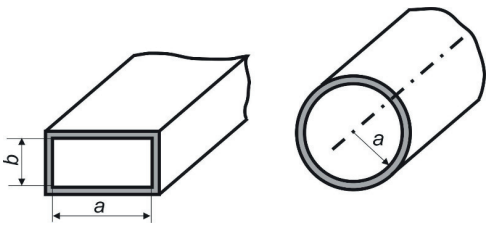
[8-16] ZECHMEISTER, J. *Anténní systém pro automobilový radar. Diplomová práce* [online]. Ústav radioelektroniky Fakulty elektrotechniky a komunikačních technologií VUT v Brně, 2018. [cit. 12.01.2023] Dostupné z: https://www.vut.cz/studenti/zav-prace/detail/110456

[8-17] KASAL, M. *Offset Dishes for Microwave EME* [online]. Ústav radioelektroniky Fakulty elektrotechniky a komunikačních technologií VUT v Brně, 2018. [cit. 12.01.2023] Dostupné z: https://www.radio.feec.vutbr.cz/esl/files/EME/Doc/Offset%20Dishes%20for%20MW%20EME.pdf

9. Vysokofrekvenční vedení – vlnovody

Mikrovlnné signály přenášíme často vedeními[1], jejichž příčné rozměry jsou podstatně menší, než je délka vlny, a elektromagnetické pole v příčné rovině má stacionární charakter. Vlna, která se v takovém vedení šíří, se nazývá transverzálně elektricko-magnetická (TEM). Patří mezi ně tzv. dvouvodičová vedení – koaxiální, mikropáskové (micro-strip), stripline a další. U mikropáskové a stripline struktury pak hovoříme o kvazi TEM. Jsou-li příčné rozměry vedení srovnatelné s vlnovou délkou, má rozložení pole vlnový charakter nejen v podélném, ale i v příčném směru. Takový systém nazýváme vlnovod. Jeho charakteristickým znakem je, že se v něm může šířit vlna jen o kmitočtu vyšším než určitý, tzv. mezní neboli kritický kmitočet. V širším slova smyslu však i vlnovody řadíme pod obecný pojem „vedení". Obecně může být vlnovodem jakákoliv kovová trubka. Z praktických důvodů se používají trubky obdélníkového nebo kruhového průřezu. Vlnovody mohou být homogenní a nehomogenní – příčně i podélně.

Základními tvary jsou obdélníkový a kruhový vlnovod (obr. 9-1). Ideálním dutým kovovým vlnovodem se beze ztrát může šířit vlna, jejíž délka λ je menší než vlnová délka mezní λ_m, neboli jejíž kmitočet je větší



Obr. 9-1. Obdélníkový a kruhový vlnovod

[1] Tato kapitola byla převážně převzata z [9-1].

než mezní (kritický) kmitočet f_m. Vlnovod se tedy chová jako horní propust s velmi strmým přechodem. Vlna se ve vlnovodu šíří odrazem od jeho stěn, čehož důsledkem je, že fázová rychlost v_f je větší než rychlost šíření elektromagnetické vlny ve volném prostoru s permitivitou ε a permeabilitou μ.

Rychlost šíření elektromagnetické vlny ve volném prostoru je dána[2]

$$v = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon\mu}}. \tag{9.1}$$

Pro fázovou rychlost, jíž se ve vlnovodu pohybují místa stejné fáze, platí

$$v_f = \frac{v}{\sqrt{1-\left(\frac{f_m}{f}\right)^2}} = \frac{v}{\sqrt{1-\left(\frac{\lambda}{\lambda_m}\right)^2}}. \tag{9.2}$$

Pro skupinovou rychlost v_τ, jíž se ve vlnovodu šíří místa stejné fáze modulační obálky, a také pro rychlost přenosu energie vlnovodem platí

$$v_\tau = v\sqrt{1-\left(\frac{f_m}{f}\right)^2} = v\sqrt{1-\left(\frac{\lambda}{\lambda_m}\right)^2}. \tag{9.3}$$

Délka vlny ve vlnovodu, čili vzdálenost, kterou urazí vlna fázovou rychlostí v_f za jednu periodu $T = 1/f$, potom je

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1-\left(\frac{\lambda}{\lambda_m}\right)^2}}, \tag{9.4}$$

[2] Pro suchý vzduch je $v = c$, kde c je rychlost šíření světla ve vakuu 3×10^8 m s^{-1}.

kde $\lambda = v/f$. V pásmu propustnosti je tedy délka vlny ve vlnovodu vždy větší než délka vlny ve vakuu. Je to způsobeno vyšší fázovou rychlostí a delší dráhou vlny při odrazech od stěn vlnovodu.

Z řešení Maxwellových rovnic plyne, že celkové elektromagnetické pole uvnitř vlnovodu lze vyjádřit jako superpozici vlny transverzálně (příčně) magnetické TM a transverzálně elektrické TE. Ve vlnovodu mohou vlny TE a TM existovat samostatně, mohou se v něm samostatně budit a šíří se v něm každá samostatně, nezávisle jedna na druhé. Každá vlna TM a TE tak představuje samostatný přenosový kanál vlnovodu.

Charakteristická impedance vlnovodu je definována jako poměr komplexních amplitud příčných složek intenzit elektrického a magnetického pole ve vlnovodu a v pásmu propustnosti je reálná:

$$Z_{0\mathrm{TM}} = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}\sqrt{1-\left(\frac{f_\mathrm{m}}{f}\right)^2} \quad \text{a} \quad Z_{0\mathrm{TE}} = \frac{\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}}{\sqrt{1-\left(\frac{f_\mathrm{m}}{f}\right)^2}}. \tag{9.5}$$

V pásmu propustnosti jsou ztráty ve vlnovodu způsobeny jednak konečnou vodivostí stěn vlnovodu a jednak ztrátami v dielektriku. Ztráty v plášti vlnovodu jsou charakterizovány hloubkou vniku δ nebo tzv. vysokofrekvenčním povrchovým (plošným) odporem R_s:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu_\mathrm{v}\sigma_\mathrm{v}}} \quad \text{a} \quad R_\mathrm{s} = \frac{1}{\delta\sigma_\mathrm{v}} = \sqrt{\frac{\omega\mu_\mathrm{v}}{2\sigma_\mathrm{v}}}, \tag{9.6}$$

kde μ_v a σ_v jsou permeabilita a konduktivita materiálu stěn vlnovodu.

Ztráty v dielektriku jsou charakterizovány nenulovou svodovou konduktivitou dielektrika σ, jímž je vyplněn vnitřek vlnovodu. Hodnota měrného útlumu α_d je

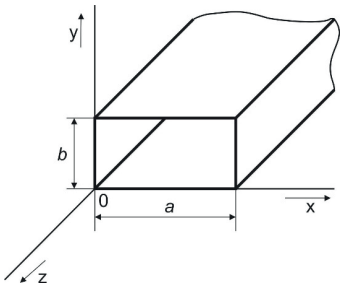
$$\alpha_{\mathrm{d}} = \frac{\omega\sqrt{\varepsilon\mu}}{2}\frac{\tan\delta}{\sqrt{1-\left(\frac{f_{\mathrm{m}}}{f}\right)^2}}\ ,\ (\mathrm{Np\,m^{-1}}), \tag{9.7}$$

kde $\tan\delta = \sigma/(\omega\varepsilon)$ je ztrátový činitel dielektrického materiálu. Pokud je vlnovod vyplněn suchým vzduchem, jsou tyto ztráty většinou zanedbatelné.

9.1 Obdélníkový vlnovod

Ve vlnovodu příčného obdélníkového průřezu (obr. 9-2) může existovat nekonečně mnoho různých vln TM a nekonečně mnoho různých vln TE. Každý vid je charakterizován dvěma nezápornými tzv. vidovými čísly *m, n*. Vidová čísla mohou být jen taková, při kterých jsou splněny okrajové podmínky na vodivém plášti vlnovodu. Z této podmínky plyne, že vidy TM_{mn} musí mít obě čísla nenulová a vidy TE_{mn} mohou mít jedno vidové číslo nulové. Pro mezní kmitočty, respektive mezní vlnové délky obdélníkového vlnovodu platí

$$f_{\mathrm{m}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\varepsilon\mu}}\sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2+\left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}\ ,\ \text{resp.}\quad \lambda_{\mathrm{m}} = \frac{2\pi}{\sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2+\left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}}\ . \tag{9.8}$$



Obr. 9-2. Obdélníkový vlnovod

Protože různé vidy obou typů vln mají různé mezní kmitočty pro dané rozměry vlnovodu, mají též různé fázové rychlosti v_f (9.2), skupinové rychlosti v_τ (9.3), různou délku vlny λ_g (9.4), charakteristickou impedanci Z_{0TE}, Z_{0TM} (9.5) a přenášejí různý činný výkon.

Z nekonečně mnoha vidů nás zajímá tzv. dominantní vid, který má ze všech vidů nejnižší mezní kmitočet f_m, neboli největší vlnovou délku λ_m. Ze vztahu (9.8) zjistíme, že dominantním videm obdélníkového vlnovodu je vid TE_{10} (obr. 9-3) s mezní vlnovou délkou

$$\lambda_m^{TE_{10}} = 2a. \tag{9.9}$$

Pro mezní vlnovou délku tzv. vyšších vidů platí $\lambda_m < \lambda_m^{TE_{10}}$. Rozměry obdélníkových vlnovodů jsou z praktických důvodů normalizovány s rozměry $a > 2b$. Nejbližším vyšším videm po TE_{10} je potom TE_{20} s $\lambda_m^{TE_{20}} = a$. Dále následují vidy TE_{01} s $\lambda_m^{TE_{01}} = 2b$, dvojnásobně degenerované vidy TE_{11} a TM_{11} a další. Pásmo mezi dominantním videm TE_{10} a následujícím videm TE_{20} nazýváme pásmem jednovidovosti a je to právě ta oblast, v které se snažíme s vlnovodem pracovat. Vlnovodem se pak šíří jediný, totiž dominantní vid TE_{10}. Pro vlnovou délku λ budicího signálu v pásmu jednovidovosti můžeme tedy psát

$$\lambda_m^{TE_{20}} < \lambda < \lambda_m^{TE_{10}} \quad \text{neboli} \quad a < \lambda < 2a\,. \tag{9.10}$$

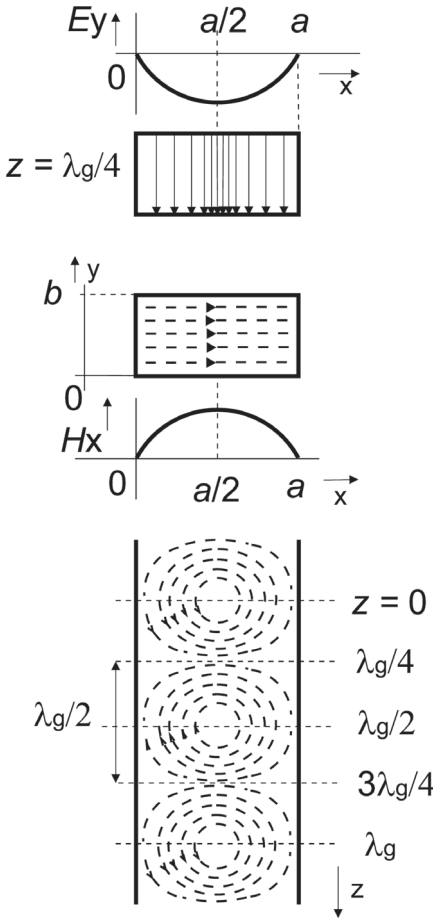
Z rovnice (9.10) vyplývá, že pásmo jednovidovosti je vymezeno poměrem vlnových délek 1 : 2. V praxi se však používá pásmo užší

$$1{,}1a < \lambda < 1{,}6a \tag{9.11}$$

s poměrem 1,5.

Měrný útlum dominantního vidu TE_{10} v obdélníkovém vlnovodu[3] můžeme vypočítat ze vztahu

[3] Jedná se útlum vlivem nedokonale vodivých stěn vlnovodu.



Obr. 9-3. Elektrické a magnetické pole vidu TE_{10} v obdélníkovém vlnovodu

$$\alpha_{TE_{10}} = \frac{R_s}{\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}} \frac{\frac{1}{b} + \frac{2}{a}\left(\frac{f_m}{f}\right)^2}{\sqrt{1-\left(\frac{f_m}{f}\right)^2}}, \ (\mathrm{Np\,m^{-1}}), \qquad (9.12)$$

kde R_s je vysokofrekvenční povrchový odpor daný rovnicí (9.6). Z tohoto vztahu plyne, že útlum vidu TE_{10} klesá se zvětšováním rozměru b vlnovodu. Současně roste i maximální přenášený výkon v CW režimu [9-5]

$$P_{\max} = \frac{1}{4}\frac{\sqrt{1-\dfrac{\lambda}{\lambda_m}}}{Z_0} E_0^2 \cdot a \cdot b, \tag{9.13}$$

kde E_0 je průrazná intenzita elektrického pole v dielektriku ve vlnovodu. Rozměr b však nelze zvětšovat neomezeně, neboť tím zužujeme pásmo jednovidovosti. V praxi se proto volí vždy $b < a/2$.

9.1.1 Reaktanční prvky v obdélníkovém vlnovodu

Induktivní clona podle obr. 9-4 způsobuje deformaci především magnetického pole ve vlnovodu, takže její náhradní schéma tvoří indukčnost zapojená paralelně ve vlnovodu. Pro hodnotu její normované susceptance lze psát

$$b_L = -\frac{\lambda_g}{a}\operatorname{cotg}^2\frac{\pi d_L}{2a}. \tag{9.14}$$

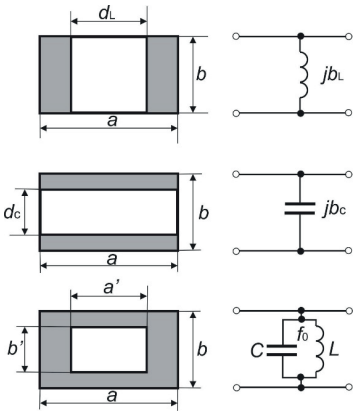
Kapacitní clona zmenšuje výšku vlnovodu, čímž se zvyšuje intenzita elektrického pole v daném místě. Náhradním obvodem je proto paralelní kapacitor s přibližnou hodnotou normované susceptance

$$b_C = -\frac{4b}{\lambda_g}\ln\operatorname{cosec}\frac{\pi d_c}{2b}. \tag{9.15}$$

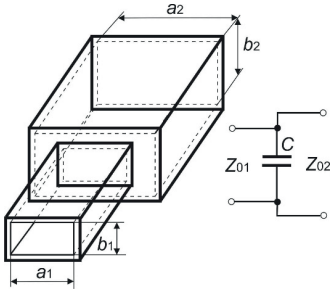
Rezonanční clona je tvořena vodivou přepážkou s obdélníkovým nebo kruhovým okénkem. Zahrnuje v sobě jak induktivní, tak kapacitní clonu a jejím náhradním obvodem je paralelní rezonanční obvod v daném místě vlnovodu. Její rozměry lze navrhnout tak, že na daném kmitočtu clona neovlivňuje dominantní vid TE_{10}. Přibližnou hodnotu rezonanční vlnové délky λ_0 lze určit z podmínky

$$\frac{b}{a\sqrt{1-\left(\frac{\lambda_0}{2a}\right)^2}} \approx \frac{b'}{a'\sqrt{1-\left(\frac{\lambda_0}{2a'}\right)^2}}. \qquad (9.16)$$

Té vyhovuje celá řada clon s různými rozměry *a', b'*, přičemž změna těchto rozměrů má vliv zejména na provozní činitel jakosti náhradního rezonančního obvodu *Q*. Hodnota *Q* roste se zmenšujícími se rozměry *a', b'* a tím pochopitelně klesá šířka pásma propustnosti.



Obr. 9-4. Clony ve vlnovodu



Obr. 9-5. Dva spojené vlnovody

V této souvislosti zmiňme případ, kdy jsou k sobě spojeny dva obdélníkové vlnovody různých rozměrů (obr. 9-5). Platí přibližná relace

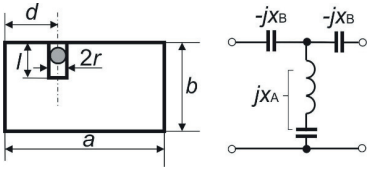
$$\frac{Z_{01}}{Z_{02}} \approx \frac{a_2}{a_1}\frac{b_1}{b_2}\frac{\lambda_{g1}}{\lambda_{g2}}. \tag{9.17}$$

V náhradním obvodu se na rozhraní dvou vlnovodů objeví kapacitní reaktance.

Často používanými reaktančními prvky jsou kolíky. Zasouváme-li do vlnovodu vodivý kolík širší stranou vlnovodu (obr. 9-6), vzniká v tomto místě reaktance daná náhradním obvodem na tomtéž obrázku. Vodivá část kolíku představuje induktivní složku impedance a rozptylové elektrické pole jeho konce vůči spodní stěně vlnovodu kapacitní složku. Náhradní obvod je tak tvořen sériovým rezonančním obvodem paralelně zapojeným do vedení. Podélné kapacitní reaktance vznikají nenulovou tloušťkou kolíku. Čím je kolík tenčí, tím jsou kapacitní reaktance menší. Sériový rezonanční obvod se dostává do rezonance při délce zasunutí l_0

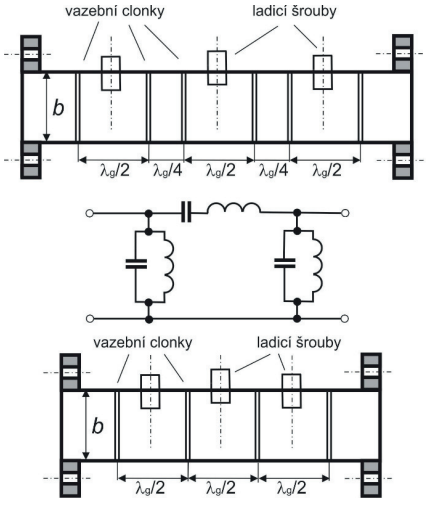
$$l_0 \approx \frac{\lambda_g}{4}\frac{2d-r}{2\cdot\ln\dfrac{2d}{r}}. \tag{9.18}$$

V daném místě vlnovodu je tak vytvořen prakticky zkrat. Při menším zasunutí, než je l_0, se kolík jeví jako kapacitní reaktance a naopak při hlubším zasunutí převládá induktivní reaktance. Nevýhoda takového kolíku spočívá ve snížení maximálního přenášeného výkonu, neboť je sníženo průrazné napětí.



Obr. 9-6. Kolík ve vlnovodu

Kolíky jako ladicí šrouby se spolu s clonkami používají ke konstrukci vlnovodových filtrů různých typů. Takto konstruované filtry mohou být velmi selektivní s minimálním vložným útlumem v propustném pásmu a mohou přenášet značné výkony. Dva příklady konstrukce vlnovodové pásmové propusti jsou na obr. 9-7. Využívány jsou transformační vlastnosti čtvrtvlnných úseků vlnovodů, tzv. impedančních invertorů. V horním části obrázku jsou paralelní rezonanční obvody realizovány půlvlnnými rezonátory omezenými induktivními clonami a dolaďované kapacitním kolíky (šrouby). Podélný sériový rezonanční obvod je tvořen stejným rezonátorem, ale inverzně transformovaným dvěma čtvrtvlnnými úseky vlnovodu. Obdobné řešení s třemi přímo vázanými půlvlnnými rezonátory je v dolní části obrázku.



Obr. 9-7. Pásmová propust ve vlnovodu

9.2 Kruhový vlnovod

Stejně jako v obdélníkovém i v kruhovém vlnovodu (obr. 9-8) může existovat nekonečně mnoho TE a TM vln, které rozlišujeme vidovými čísly *m, n*. Vidové číslo *m* může být rovno nule, ale vidové číslo

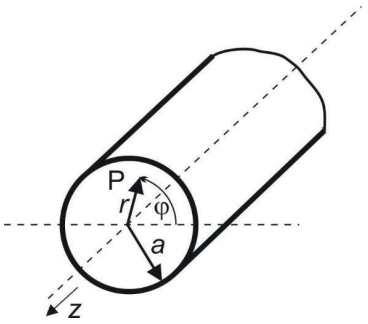
n musí být nenulové. Pro mezní kmitočty a vlnové délky vidů TM kruhového vlnovodu platí

$$f_{\mathrm{m}}^{\mathrm{TM}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\varepsilon\mu}}\,\frac{\alpha_{mn}}{a}, \quad \text{resp. } \lambda_{m}^{\mathrm{TM}} = \frac{2\pi a}{\alpha_{mn}}, \tag{9.19}$$

a pro vidy TE

$$f_{\mathrm{m}}^{\mathrm{TE}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\varepsilon\mu}}\,\frac{\alpha'_{mn}}{a}, \quad \lambda_{\mathrm{m}}^{\mathrm{TE}} = \frac{2\pi a}{\alpha'_{mn}}, \tag{9.20}$$

kde α_{mn} je *n*-tý kořen Besselovy funkce 1. druhu *m*-tého řádu a α'_{mn} je *n*-tý kořen derivace Besselovy funkce 1. druhu *m*-tého řádu. V tab. 9.1 jsou jako příklad uvedeny tyto kořeny pro nízké hodnoty *m* a *n* = 1.



Obr. 9-8. Kruhový vlnovod

	***n* = 1**	
	α_{mn}	α'_{mn}
***m* = 0**	2,4048	3,8317
***m* = 1**	3,8317	1,8412
***m* = 2**	5,1356	3,0542
***m* = 3**	6,3802	4,2012

Tab. 9-1. Kořeny Besselových funkcí 1. druhu a jejich derivací

Stejně jako u obdélníkového vlnovodu je i zde dominantním videm vid s nejnižším mezním kmitočtem. Z tabulky vidíme, že nejnižší hodnotu má kořen α'_{11}, takže dominantním videm kruhového vlnovodu je vid TE_{11} (obr. 9-9) s mezní vlnovou délkou

$$\lambda_{\mathrm{m}}^{\mathrm{TE}_{11}} = \frac{2\pi a}{1{,}8412} = 3{,}41a. \tag{9.21}$$

Nejbližší vyšší hodnotu má kořen α_{01}. Jemu odpovídající vid TM_{01} má mezní vlnovou délku

$$\lambda_{\mathrm{m}}^{\mathrm{TM}_{01}} = \frac{2\pi a}{2{,}4048} = 2{,}61a. \tag{9.22}$$

Pásmo jednovidovosti kruhového vlnovodu je tedy vymezeno právě těmito hodnotami.

$$\lambda_{\mathrm{m}}^{\mathrm{TE}_{11}} < \lambda < \lambda_{\mathrm{m}}^{\mathrm{TM}_{01}} \quad \text{neboli} \quad 2{,}61a < \lambda < 3{,}41a\,. \tag{9.23}$$

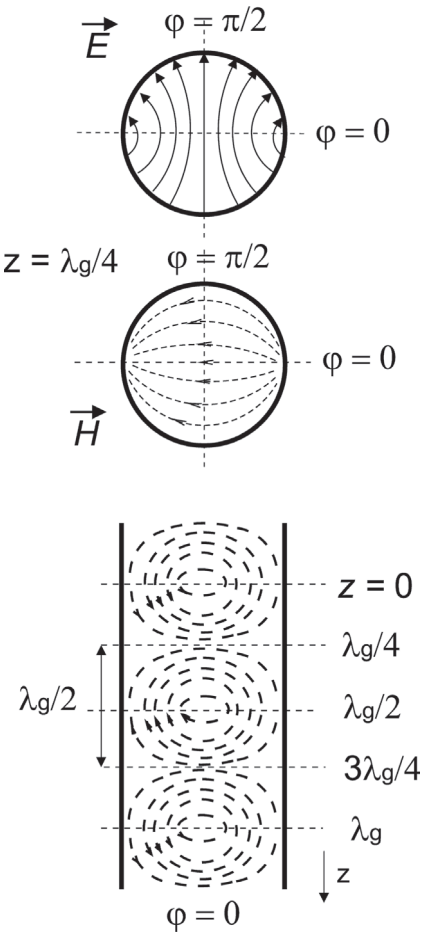
Je zřejmé, že v porovnání s obdélníkovým vlnovodem je kruhový vlnovod úzkopásmovější a praktické meze jsou ještě užší

$$2{,}72\,a < \lambda < 3{,}2\,a, \tag{9.24}$$

tedy v poměru 1,1 : 1. Vlnová délka λ_{g} v kruhovém vlnovodu je dána vztahem (9.4). Měrný útlum dominantního vidu TE_{11} můžeme vypočítat z rovnice

$$\alpha_{\mathrm{TE}_{11}} = \frac{R_{\mathrm{s}}}{\sqrt{\dfrac{\mu}{\varepsilon}}} \frac{\left(\dfrac{f_{\mathrm{m}}}{f}\right)^2 + 0{,}418}{\sqrt{1 - \left(\dfrac{f_{\mathrm{m}}}{f}\right)^2}}, \quad (\mathrm{Np\,m^{-1}}), \tag{9.25}$$

kde R_{s} je dán rovnicí (9.6) a f_{m} vyplývá z rovnice (9.20).



Obr. 9-9. Dominantní vid TE_{11} v kruhovém vlnovodu

9.3 Koaxiální vedení

Koaxiální vedení je zvláštní typ dutého kovového vlnovodu, v jehož příčném řezu jsou dva izolované vodiče v souosém uspořádání. Dominantním videm je vlna TEM (transverzálně elektricko-magnetická,

obr. 9-10). Siločáry elektrického i magnetického pole leží pouze v příčné rovině a mají stejný průběh pro vysokofrekvenční i stejnosměrný signál. Vid TEM má nulový mezní kmitočet

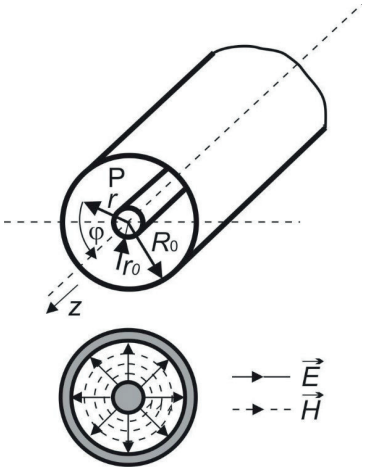
$$f_{\mathrm{m}}^{\mathrm{TEM}} = 0, \quad \lambda_{\mathrm{m}}^{\mathrm{TEM}} = \infty, \tag{9.26}$$

takže se koaxiálním vedením může šířit i stejnosměrný signál s $f = 0$. Pro výpočet všech základních parametrů koaxiálního vedení můžeme použít všechny vztahy z úvodu této kapitoly, do nichž dosadíme za $f_{\mathrm{m}} = 0$.

Charakteristická impedance souosého vedení je dána poměrem komplexních amplitud napětí U mezi vodiči a proudem I tekoucím jedním vodičem

$$Z_0 = \frac{U}{I} = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_r}} \ln \frac{R_0}{r_0}, \tag{9.27}$$

kde ε_r je relativní permitivita dielektrika mezi vodiči.



Obr. 9-10. Struktura souosého vedení a siločáry vidu TEM

Maximální činný výkon, který lze přenášet vlnou TEM v koaxiálním vedení, je

$$P_{\max}^{\mathrm{TEM}} = \pi r_0^2 \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}}\, E_{\max}^2 \ln\frac{R_0}{r_0}, \tag{9.28}$$

kde $E_{\max}$ je maximální intenzita elektrického pole na povrchu vnitřního vodiče, která nesmí překročit elektrickou pevnost dielektrika. Vztah (9.28) má extrém pro $R_0 / r_0 = 1{,}65$, z čehož vyplývá, že maximální výkon lze přenášet ve vedení s impedancí $Z_0\sqrt{\varepsilon_{\mathrm{r}}} = 30\ \Omega$.

Měrný útlum způsobený ztrátami ve vodičích lze vypočítat ze vztahu

$$\alpha_{\mathrm{TEM}} = \frac{R_{\mathrm{s}}}{\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}} \frac{1}{2R_0} \frac{1+\frac{R_0}{r_0}}{\ln\frac{R_0}{r_0}}, \quad (\mathrm{Np\,m^{-1}}) \tag{9.29}$$

kde R_{S} je vysokofrekvenční povrchový odpor obou vodičů daný vztahem (9.6). V tomto případě je minimální útlum dosažen při poměru $R_0 / r_0 = 3{,}6$. Dosazením do (9.27) dostaneme $Z_0\sqrt{\varepsilon_{\mathrm{r}}} = 77\ \Omega$. Pro často používaná dielektrika teflon nebo polyetylen s relativní permitivitou $\varepsilon_{\mathrm{r}} \approx 2{,}2$ až $2{,}4$ vychází nejmenší útlum pro $Z_0 = 52\ \Omega$, respektive $50\ \Omega$.

V souosém vedení lze kromě vlny TEM vybudit i vlnovodové vidy TE a TM. Jejich využití je však zcela výjimečné. Hlavním vlnovodovým videm je TE_{11} s největší mezní vlnovou délkou

$$\lambda_{\mathrm{m}}^{\mathrm{TE}_{11}} = \pi\left(R_0 + r_0\right), \tag{9.30}$$

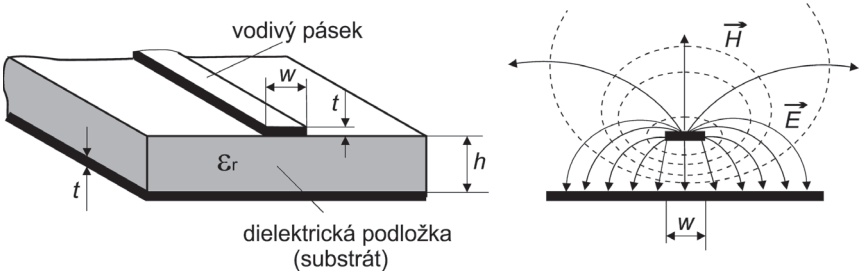
což je v podstatě délka obvodu kružnice uprostřed dielektrika v příčném řezu. Aby se v souosém vedení nevybudil tento hlavní vlnovodový vid a tedy ani žádný vyšší vid, musí být splněna nerovnost

$$\lambda > \lambda_{\mathrm{m}}^{\mathrm{TE}_{11}} = \pi\left(R_0 + r_0\right), \tag{9.31}$$

čímž je vymezeno pásmo jednovidovosti koaxiálního vedení.

9.4 Planární vedení

Současné mikrovlnné technologie využívají ve značné míře planární struktury. Je tomu tak proto, že planární struktury se dají realizovat podobně jako plošné spoje používané na nižších frekvencích. Jsou také základem hybridních MMIC. Planárních struktur je celá řada. Všimněme si těch nejdůležitějších, jimiž jsou mikropáskové vedení (microstrip), koplanární vlnovod a koplanární vlnovod s pokoveným substrátem.



Obr. 9-11. Mikropáskové vedení (microstrip) a siločáry elektricko-magnetického pole vlny kvazi-TEM

Mikropáskové vedení (obr. 9-11) je velmi často používané, zvláště na nižších mikrovlnných frekvencích. Jeho přesná analýza je velmi obtížná a lze ji provést jenom numericky. Kolem mikropásku je značné rozptylové pole, které ovlivňuje obvykle nutné stínění obvodů. Příčná nehomogenita vedení, kdy se část signálu šíří vzduchem a část dielektrikem s relativní permitivitou ε_r, způsobuje disperzi a vlna, jíž se signál šíří, je obecně vlna HEM (hybridní elektricko-magnetická vlna). Analytické řešení takové struktury neexistuje. Stačí si při tom uvědomit, že se změnou šířky mikropásku w, např. při výpočtu charakteristické

impedance, se mění i poměr mezi částmi signálu šířícími se vzduchem a v dielektriku. Pro výpočty se proto nahrazuje vlna HEM vlnou kvazi-TEM a pomocí konformního zobrazení se numerickými metodami hledají tzv. efektivní parametry $\varepsilon_{\mathrm{eff\,r}}$ a w_{eff}. Charakteristická impedance je potom dána

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{\mathrm{eff\,r}}}} \frac{h}{w_{\mathrm{eff}}}, \tag{9.32}$$

kde pro úzký mikropásek, kdy $w/h \leq 1$,

$$\varepsilon_{\mathrm{eff\,r}} = \frac{\varepsilon_{\mathrm{r}} + 1}{2} + \frac{0,9}{\pi} \frac{\varepsilon_{\mathrm{r}} - 1}{\ln \dfrac{8h}{w}}, \tag{9.33}$$

$$w_{\mathrm{eff}} = \frac{2\pi h}{\ln\left(\dfrac{8h}{w} + \dfrac{w}{4h}\right)}, \tag{9.34}$$

nebo pro mikropásek $w/h \geq 1$

$$\varepsilon_{\mathrm{eff\,r}} = \varepsilon_{\mathrm{r}} - \frac{\varepsilon_{\mathrm{r}} - 1}{2} \frac{\ln 6,28\left(\dfrac{w}{2h} + 0,85\right)}{\dfrac{w}{h} + \dfrac{2}{\pi} \ln\left[17,08\left(\dfrac{w}{2h} + 0,85\right)\right]}, \tag{9.35}$$

$$w_{\mathrm{eff}} = w + \frac{2h}{\pi} \ln\left[17,08\left(\frac{w}{2h} + 0,85\right)\right]. \tag{9.36}$$

Hodnota efektivní relativní permitivity $\varepsilon_{\mathrm{eff\,r}}$ může nabývat hodnot $(\varepsilon_{\mathrm{r}} + 1)/2 \leq \varepsilon_{\mathrm{eff\,r}} \leq \varepsilon_{\mathrm{r}}$.

Nenulová tloušťka mikropásku je v předchozích výpočtech kompenzována rozšířením w na w' podle vztahu

$$w' = w + \Delta w, \tag{9.37}$$

kde
$$\Delta w = \frac{t}{\pi}\left(\ln\frac{2h}{t} + 1\right) \text{ pro } w/h \geq 1/(2\pi), \tag{9.38}$$

nebo
$$\Delta w = \frac{t}{\pi}\left(\ln\frac{4\pi w}{t} + 1\right) \text{ pro } w/h \leq 1/(2\pi). \tag{9.39}$$

Rovněž fázová a skupinová rychlost kvazi-TEM vlny a také vlnová délka závisejí na rozměrech w a h

$$v_\mathrm{f} = v_\tau = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_\mathrm{eff}\,\mu}} = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_\mathrm{eff\,r}}}, \tag{9.40}$$

a
$$\lambda_\mathrm{g} = \frac{v_\mathrm{f}}{f}. \tag{9.41}$$

Pásmo jednovidovosti vidu kvazi-TEM je ohraničeno vybuzením vidu TE_{10} v mikropáskovém vedení

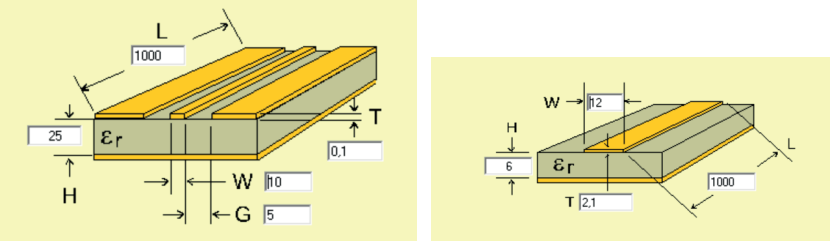
$$f < f_\mathrm{m}^{\mathrm{TE}_{10}} = \frac{Z_0}{2\mu_0 h}. \tag{9.42}$$

V mikropáskovém vedení se však může vybudit i povrchová vlna s nejnižším videm TE_1. Pásmo jednovidovosti je pak shora omezeno

$$f < f_\mathrm{m}^{\mathrm{TE}_1} = \frac{c}{4h\sqrt{\varepsilon_\mathrm{r} - 1}}. \tag{9.43}$$

Na kmitočtech větších než asi 6 GHz se začíná v nesymetrickém mikropáskovém vedení uplatňovat disperze a výše uvedené parametry se stávají kmitočtově závislé. Pro jejich výpočet se pak používají navíc korekční vzorce pro daný kmitočet. Naštěstí existuje celá řada počítačových aplikací, které umí dostatečně přesné výpočty provést. Modul pro výpočet planárních struktur obsahuje většina programů pro simulaci elektromagnetických polí a radiofrekvenčních obvodů. Existují i menší,

volně přístupné aplikace jako *AppCAD* [9-2]. To se týká i dalších planárních struktur, např. koplanárních vlnovodů, vázaných vedení (obr. 9-12) apod.

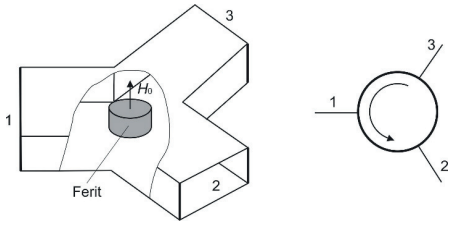


Obr. 9-12. Modely koplanárního vlnovodu a mikropáskového vedení v programu *AppCAD*. Rozměry jsou (mil).

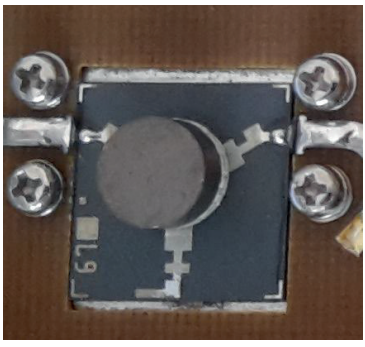
9.5 Nereciproká mikrovlnná vedení

Nereciprokých mikrovlnných struktur je celá řada. Typickým představitelem je feritový cirkulátor (obr. 9-13), který je založen na šíření elektromagnetické vlny v gyromagnetickém prostředí. Vlna vstupující do ramene 1 vystoupí ramenem 2 a podobně, vstoupí-li vlna do ramene 2, vystoupí z ramene 3 ve směru šipky. Přenos proti směru šipky není možný. Nejrozšířenější je právě tento hvězdicový cirkulátor, který lze realizovat ve vlnovodovém, koaxiálním i mikropáskovém provedení (obr. 9-14). Ferit uprostřed rezonátoru tvoří jakýsi válcový dutinový rezonátor. Pokud by jím vytvořené magnetické pole H_0 bylo rovno nule, tak by se vlna vstupující ramenem 1 rozdělila rovnoměrně do ramen 2 a 3. Působením stejnosměrného magnetického pole odpovídající intenzity a směru se vysokofrekvenční elektromagnetické pole natočí tak, že v rameni 3 je nulová intenzita pole a téměř celá energie vlny z ramene 1 vystoupí z ramene 2. To je výborná vlastnost, která umožňuje od sebe oddělit například koncový stupeň vysílače (připojený k ramenu 1) a anténu (připojenou k ramenu 2). Odražená vlna od nedokonale přizpůsobené antény se pak promění v Jouleovo teplo v přizpůsobené zátěži (připojené k ramenu 3). Tím vznikne velmi kvalitní izolátor.

Často se setkáme s izolátorem, který má jenom dvě brány, protože přizpůsobená zátěž, připojená k bráně 3, je již uvnitř těla izolátoru. Pro výkonové aplikace je vždy výhodnější, je-li zátěž vně cirkulátoru, protože může být dimenzována (chlazena) na odpovídající výkon. Izolátorem můžeme oddělit mezi sebou jednotlivé stupně vysílače pro zvýšení stability. Cirkulátory můžeme řadit za sebou a oddělit jimi i několik vysílačů a přijímačů pracujících do jedné antény.



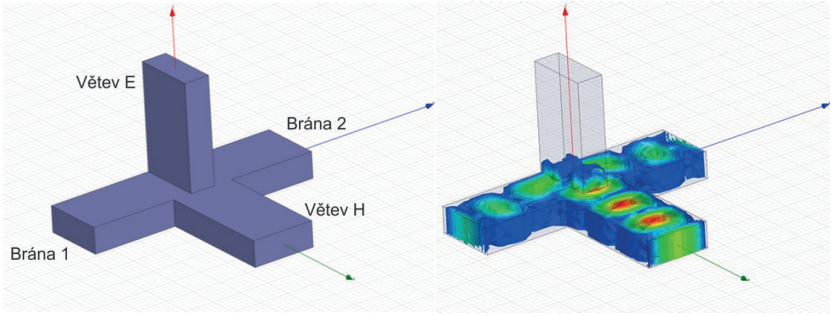
Obr. 9-13. Vlnovodový feritový cirkulátor



Obr. 9-14. Mikropáskový feritový cirkulátor

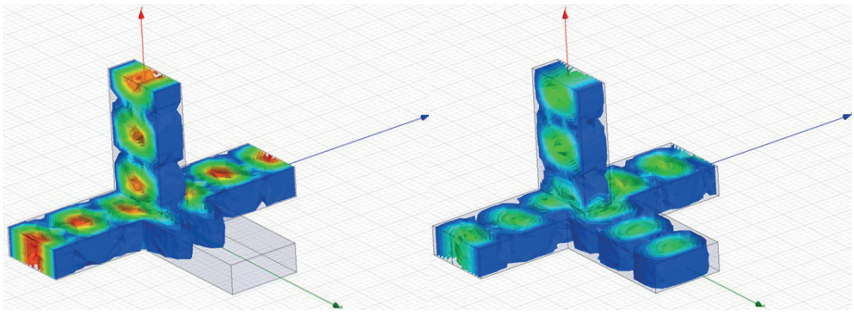
Dalším typem nereciprokého vedení je magické T. Je to vlnovodová struktura dovolující efektivně slučovat dva signály anebo naopak signál rozbočit do dvou cest. Základní uspořádání magického T je na obr. 9-15(a). Chování tohoto čtyřbranu je na první pohled zvláštní, proto název magické T. Vstupuje-li stejná vlna TE_{10} „ve fázi“ branami 1 a 2, vystupuje součtový signál větví H, jak ukazuje obr. 9-15(b). Ve větvi E

je pouze signál daný amplitudovou a fázovou nesymetrií vstupních signálů a zakončuje se bezodrazovou zátěží. Jsou-li vlny TE_{10} v budicích portech 1 a 2 v protifázi, vystupuje součtový signál větví E a bezodrazově je zakončena větev H (obr. 9-16(a)). Na obr. 9-16(b) je simulován případ, kdy jsou vstupní porty buzeny v kvadratuře (s fázovým posuvem 90°). Výstupní signál se pak rozdělí stejným dílem do větve E a H.



(a) (b)

Obr. 9-15. (a) Magické T. (b) Buzení magického T ve fázi

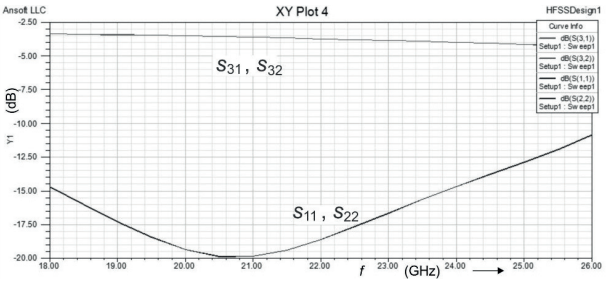


(a) (b)

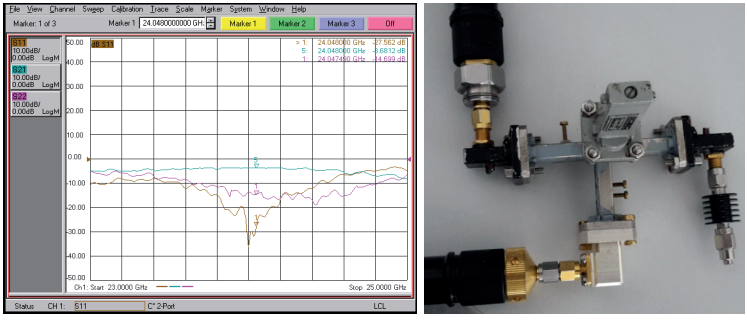
Obr. 9-16. Buzení magického T v protifázi (a) a v kvadratuře (b)

Potřebný výkon se v mikrovlnných pásmech získává slučováním velmi často. Zvláště varianta s protifázovým buzením (push-pull) je vhodná i z hlediska potlačení sudých harmonických. Zkoumali jsme proto tuto variantu podrobněji. Na obr. 9-17 jsou simulovány vlastnosti

idealizovaného magického T s protifázovým buzením. Pro pásmo 24 GHz se nejčastěji používá vlnovod WR-42 s okénkem 10,67 × 4,32 mm a tedy pásmem jednovidovosti (9.11) $(1{,}1 \times 10{,}67) < \lambda < (1{,}6 \times 10{,}67)$. Mezní vlnová délka $\lambda_m = 1{,}6 \times 10{,}67 = 17{,}07$ mm a tomu odpovídající $f_m = 17{,}5$ GHz. Frekvence 24 GHz se blíží hornímu kmitočtu pásma jednovidovosti. Pro ideální slučovač by parametry s_{31} a s_{32} měly mít hodnotu –3 dB. Z obr. 9-17 vidíme, že se této hodnotě přibližujeme v blízkosti mezního kmitočtu f_m, zatímco na frekvenci 24 GHz jsou s_{31} a s_{32} skoro 4 dB. Tyto hodnoty potvrdila i měření (obr. 9-18 (a), (b)). Plyne z toho závěr, že magické T je lépe navrhovat s rozměry vlnovodu, u něhož je mezní kmitočet f_m jen málo nižší než pracovní kmitočet.



Obr. 9-17. Parametry s_{31}, s_{32}, s_{11} a s_{22} magického T z vlnovodu WR42



Obr. 9-18. (a) Změřené parametry s_{31}, s_{11} a s_{22}, vlnovod WR-42.
(b) Měření magického T

Literatura

[9-1] HANUS, S. a SVAČINA, J. *Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika* [online]. 2. vyd., dotisk. Brno: Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií VUT v Brně, 2004. ISBN 80-214-2222-X. [cit. 16.01.2023]. Dostupné z: https://docplayer.cz/2727290-Vysokofrekvencni-a-mikrovlnna-technika.html

[9-2] AVAGO TECHNOLOGIES. *AppCAD*. [online] [cit. 16.01.2023] Dostupné z: http://www.hp.woodshot.com/

[9-3] TYSL, V. a RŮŽIČKA, V. *Teoretické základy mikrovlnné techniky*. Praha: SNTL – Nakladatelství technické literatury, 1989. ISBN 80-03-00141-2.

[9-4] RAO, R. S. *Microwave Engineering*. New Delhi: Prentice Hall of India, 2012. ISBN 9788120345140.

[9-5] DOEBERT, S. *Practical Power Capability of Rectangular Waveguides* [online]. [cit. 24.01.2023] Dostupné z: https://indico.cern.ch/event/245685/contributions/1565266/attachments/421127/584776/waveguidelimits.pdf

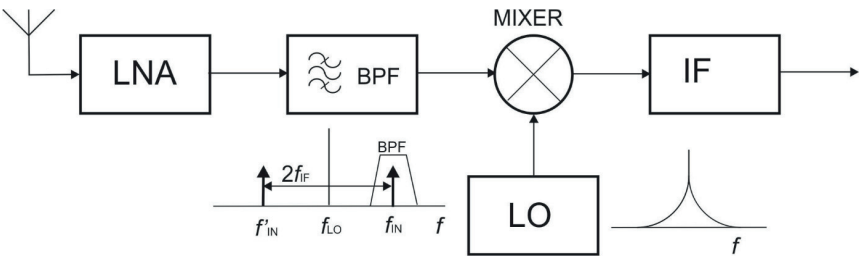
[9-6] KVASIL, B. *Teoretické základy techniky centimetrových vln*. Praha: SNTL, 1957.

[9-7] BALANIS, C. A. *Advanced Engineering Electromagnetics.* 2. vyd. New York: Wiley, 2012. ISBN 978-0-470-58948-9

10. Mikrovlnný přijímač

Zpracování přijímaného signálu a jeho detekce jsou stejně důležité jako jeho zachycení anténou. Je tu však jeden základní rozdíl. Zatímco anténou můžeme poměr signálu k šumu zlepšit (jejím zvětšením, lepším ozářením zrcadla apod.), přijímačem můžeme tento poměr již jenom zhoršit. Jde tedy o to, aby toto zhoršení bylo co nejmenší. V této kapitole si všimneme především těch částí přijímače a jejich parametrů, které mají rozhodující vliv na detekci velmi slabých signálů. Cílem je, aby na vstupu přijímače byl nízkošumový zesilovač (Low Noise Amplifier, LNA) s velmi nízkým šumovým číslem a aby byl přijímač navržen tak, aby se výsledné šumové číslo blížilo šumovému číslu vlastního LNA. V mikrovlnných pásmech jsou přijímače stále koncipovány s heterodynem, to znamená, že vstupní signál je směšován se signálem lokálního oscilátoru na mezifrekvenci, kde je dále zpracován a detekován, a to buď klasicky, analogově, anebo vzorkován a dále zpracován metodami číslicového zpracování signálu. Obě varianty mají své přednosti i nedostatky. Analogové zpracování umožňuje stále ještě dosáhnout větší dynamiky přijímače, tedy rozsahu úrovní zpracovávaných signálů, aniž by docházelo k jejich zkreslení. Digitální zpracování naproti tomu umožňuje signály optimálně filtrovat, ekvalizovat, průměrovat apod. Kromě rychlých A/D převodníků s vysokým rozlišením takové přijímače sestávají ze signálových procesorů, programovatelných hradlových polí (FPGA) a pamětí. Tyto obvody spolu s frekvenčním syntezátorem lokálního oscilátoru tvoří jádro softwarově definovaného rádia (SDR), které umožňuje změnou programu dosáhnout široké variability velké většiny parametrů přijímače. Je jisté, že je to koncept budoucnosti, neboť jednotlivé prvky SDR se dále vyvíjejí a dosahují stále lepších vlastností.

Na obr. 10-1 je blokové schéma vstupní části typického přijímače s heterodynem. Z hlediska největší citlivosti je důležité, aby nízkošumový vstupní zesilovač LNA měl co nejnižší šumové číslo a dostatečné



Obr. 10-1. Vstupní díl přijímače s heterodynem

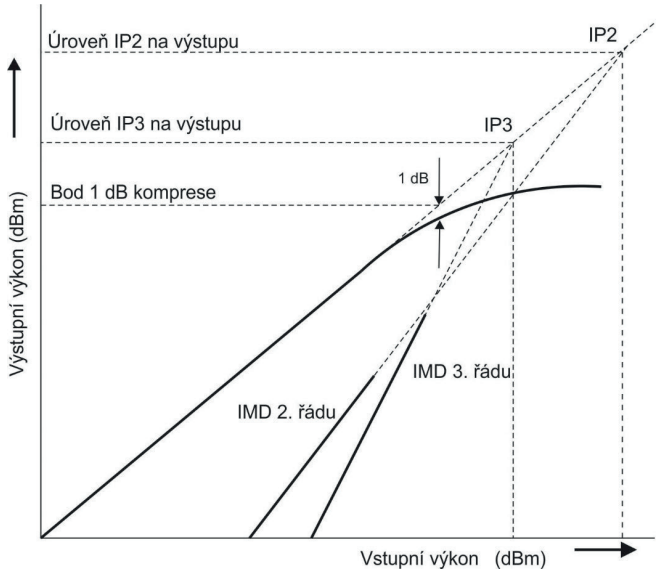
zesílení, jímž je eliminován šumový příspěvek následujících stupňů podle Friisova vztahu (4.5). Pokud jsou na vstupu kromě slabých žádaných signálů přítomny také silné signály, byť na odlišných frekvencích, je velmi důležitá vysoká odolnost zesilovače právě vůči nim. Měří se IP3 – intermodulačním průsečíkem (Intercept Point) 3. řádu (obr. 10-2).[1] Rozlišujeme při tom, je-li vztažen na úroveň vstupu nebo výstupu. Důsledkem nižšího IP3 je větší intermodulační zkreslení, čili vznik nových složek ve spektru, které způsobí překládání šumu do žádaného pásma propustnosti.

Heterodyn, tedy směšovač s lokálním oscilátorem, generuje signál o mezifrekvenčním kmitočtu f_{IF} podle rovnice

$$f_{IN} = f_{LO} \pm f_{IF}. \tag{10.1}$$

Rovnici vyhovují dva vstupní kmitočty, žádaný f_{IN} a zrcadlový f'_{IN}, mezi nimiž je odstup $2f_{IF}$ (obr. 10-1). Zrcadlová frekvence musí být před směšovačem odfiltrována, a to i v případě, že v zrcadlovém pásmu není žádný signál. Do mezifrekvenčního traktu by se v opačném případě přeložil šum ze zrcadlového pásma, což by způsobilo u ideálního přijímače

[1] Zvyšujeme-li postupně úroveň signálu na vstupu zesilovače, začne se od určité úrovně objevovat měřitelný signál 3. harmonické, která pak roste třikrát rychleji než základní harmonická. Protože zvláště v mikrovlnné oblasti je 3. harmonická obtížně měřitelná, provádí se měření obvykle se dvěma signály stejné úrovně s malým frekvenčním odstupem na vstupu, přičemž se měří intermodulační produkt 3. řádu.

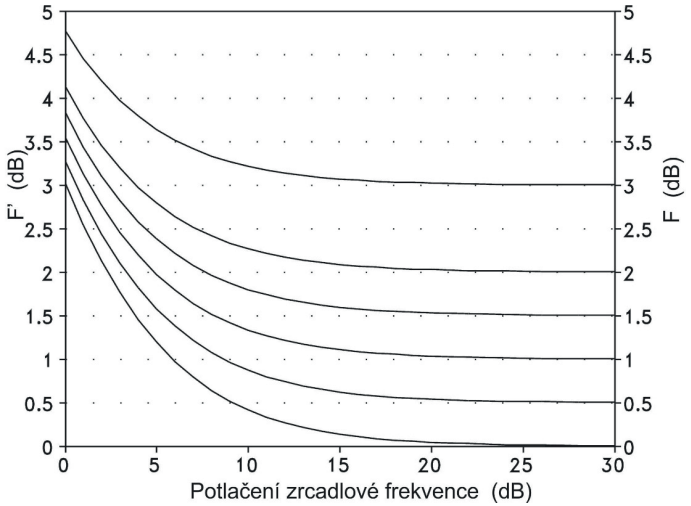


Obr. 10-2. K definici intermodulačních průsečíků

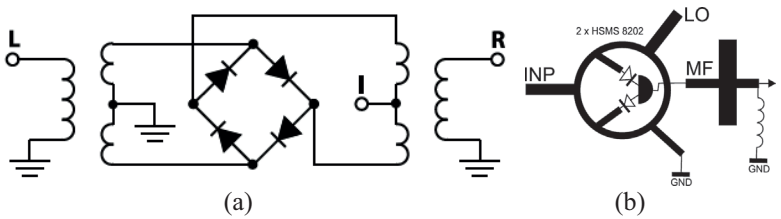
s šumovým číslem 0 dB zhoršení na 3 dB. Jaký vliv má potlačení zrcadlového pásma na výsledné šumové číslo, ukazuje obr. 10-3. Je patrné, že z hlediska přeloženého šumu je dostatečné potlačení zrcadlového pásma 25–30 dB.

Dalším zdrojem šumu v přijímači je fázový šum lokálního oscilátoru (LO). Měl by být samozřejmě co nejmenší, ale to není vždy snadné dosáhnout, zvláště u syntetizovaných mikrovlnných oscilátorů. Více se tomuto problému budeme věnovat v kapitole 11. V této souvislosti si ale všimněme směšovače. U dobrého přijímače by měl být dvojitě vyvážený (DBM), ať už s diodami nebo s unipolárními tranzistory FET. Lokální oscilátor LO je pak lépe oddělen a potlačí se tak pronikání oscilátorové injekce, včetně „šumového okolí“, a to jak do mezifrekvence, tak do vstupu přijímače. Na nižších frekvencích se kvalitní dvojitě vyvážené směšovače DBM realizují konfigurací „kruhový modulá-

tor“ s vysokofrekvenčními transformátory a čtveřicí do kruhu zapojených Schottkyho diod (obr. 10-4(a)). Konverzní strmost takového směšovače je typicky –6 dB a je třeba s ní počítat při rozvaze zesílení přijímače. Na mikrovlnných frekvencích se dá dvojitě vyvážený směšovač realizovat mikropáskovou technikou (obr. 10-4(b), [10-3]). Základem je kruhový mikropásek s elektrickou délkou 540°, tedy 1,5λ (na vstupní frekvenci), s impedancí 70 Ω. Mezi jednotlivými úseky je délka 90°, respektive 180°. Uzemněný pahýl má délku $\lambda/4$ a na mezifrekvenčním výstupu je hornofrekvenční zádrž.



Obr. 10-3. Vliv potlačení zrcadlového pásma na výsledné šumové číslo [10-1]



Obr. 10-4. (a) Dvojitě vyvážený směšovač s Schottkyho diodami do kruhu [10-2], (b) mikrovlnný dvojitě vyvážený směšovač [10-3]

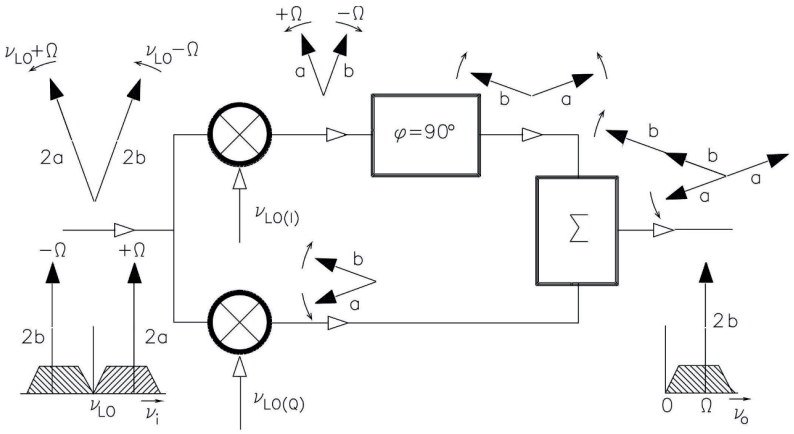
Jak jsme již uvedli, velmi důležitým parametrem je dynamický rozsah přijímače. Právě směšovač bývá z tohoto pohledu kritický. Je tomu tak proto, že na jeho vstupu je již zesílený signál, tedy vyšší úroveň, a proto, že směšovač je principiálně nelineární obvod, neboť na jeho výstupu je žádaným signálem produkt 2. řádu (obvykle). Dynamický rozsah je definován jako poměr nejsilnějšího signálu, jejž je daný obvod schopen zpracovat bez zkreslení, a nejslabšího signálu, který bývá označován jako minimální rozeznatelný signál MDS (Minimum Discernible Signal). Za normálních okolností je MDS daný ekvivalentní úrovní tepelného šumu na vstupu směšovače. Je-li tedy konverzní strmost dvojitě vyváženého směšovače DBM s diodami –6 dB, můžeme se na něj z hlediska výpočtu ekvivalentní šumové teploty dívat jako na atenuátor s útlumem $L_F = 6$ dB a tedy podle vztahu (4.7)

$$T_e = T_0 \left(L_F - 1 \right) = 290 \left(10^{\frac{6}{10}} - 1 \right) = 865 \text{ K},$$

kde $T_0 = 290$ K je vztažná teplota okolí. Pro úroveň šumu na vstupu směšovače při šířce pásma 3 kHz pak podle (2.2) můžeme psát $N_{MI} = k\, T_e\, B_n = 1{,}38 \times 10^{-23} \cdot 865 \cdot 3000 = 3{,}58 \times 10^{-17}$ W, tedy –164,5 dBW, neboli –134,5 dBm. Maximální úroveň signálu je dána úrovní 1 dB komprese (obr. 10-2). U diodových směšovačů je tato úroveň 5 až 10 dB pod úrovní lokálního oscilátoru. Renomovaní výrobci těchto směšovačů, např. Mini-Circuits, dělají pro různé aplikace směšovače s různou úrovní LO, která se po pohybuje od +7 do +23 dBm. Dosažitelný dynamický rozsah je potom 132 až 145 dB.

Na rozdíl od bodu 1dB komprese, který je reálný, představují intermodulační průsečíky IP2 a IP3 imaginární úrovně, vycházející z rozvoje Taylorovy řady pro 2. a 3. řád. Právě pro svoji matematicky přesnou definici se častěji používají jako parametr vystihující dynamické vlastnosti vysokofrekvenčních dvojbranů.

Problém potlačení zrcadlového pásma lze řešit také kvadraturním (IQ) směšovačem. Principiální blokové schéma je na obr. 10-5.



Obr. 10-5. Princip kvadraturního směšovače

Základem jsou dva vyvážené směšovače, s lokálními oscilátory v kvadratuře, tj. s fázovým posuvem 90°. Výstup jednoho směšovače je dále zpožděn také o 90° a poté jsou výstupy obou směšovačů sečteny. Jak naznačují fázory na obr. 10-5, je na výstupu sčítacího členu (na mezifrekvenci) pouze signál spodního postranního pásma, zatímco signál horního postranního pásma je potlačen. Ohromnou výhodou IQ směšovače je, že jej lze realizovat pro prakticky jakýkoliv mezifrekvenční kmitočet, včetně nulového kmitočtu (zero IF)[2]. Potlačení zrcadlového kmitočtu závisí na ortogonalitě a amplitudové symetrii signálů. Je-li chyba kvadratury 1°, je potlačení zrcadlového kmitočtu cca 40 dB.

Stejného potlačení je dosaženo při amplitudové nesymetrii 1 %. Pokud se obě chyby vyskytují současně, klesne potlačení o další 3 dB [10-1]. Toto jsou také praktické limity u analogového IQ směšovače. Používá se však i na frekvencích do 26 GHz.

[2] U klasického heterodynu je volba mezifrekvence důležitá právě z hlediska realizace filtru před směšovačem. Vyšší mezifrekvence realizaci vhodného filtru pochopitelně usnadňuje.

V současnosti však koncepce IQ směšovače nachází také výborné uplatnění v digitálním provedení. Lokální oscilátor je vytvořen přímou číslicovou syntézou se dvěma číslicovými výstupy s přesným 90° fázovým posuvem. „Vyvážené“ směšovače mohou být realizovány rychlými číslicovými násobičkami s dokonalou symetrií. V takových systémech se dosahuje potlačení zrcadlového kmitočtu běžně 80 dB. Zatím se používají spíše pro druhé směšování na středních frekvencích, ale vývoj směřuje ke stále vyšším kmitočtům.

10.1 Nízkošumové zesilovače

Moderní tranzistory na bázi GaAs s vysokou pohyblivostí nosičů náboje – HEMT (High Electron Mobility Transistor) nám dovolují dosáhnout až neuvěřitelně nízkých šumových čísel vstupních zesilovačů i na velmi vysokých mikrovlnných kmitočtech. Avšak platí zde snad více než v jiných případech rčení: „Se špatným tranzistorem udělat dobrý zesilovač nejde, ale špatný zesilovač s dobrým tranzistorem ano.“

Návrh LNA začínáme obvykle rozvahou, jak velké zesílení potřebujeme, jak velkou odolnost vůči silným signálům a v neposlední řadě jaké šumové číslo chceme pro danou aplikaci dosáhnout. Pro stanovení celkového šumového čísla v souvislosti s parametry jednotlivých stupňů použijeme Friisův vztah (4.5). Abychom zabránili vzniku rušivých intermodulačních produktů, musíme pro některé aplikace na vstup LNA zařadit filtr. Vložný útlum tohoto filtru se chová jako atenuátor na vstupu LNA a zhoršuje šumové číslo LNA právě o hodnotu tohoto útlumu v dB. Často je tímto filtrem rezonátor s činitelem kvality bez zatížení Q_0. Rezonátor je z jedné strany zatížen anténou a z druhé strany prvním tranzistorem LNA. Výsledný činitel kvality Q potom určuje šířku pásma B, tedy žádanou selektivitu, podle známého vztahu

$$B = \frac{f}{Q}, \tag{10.2}$$

kde f je pracovní frekvence. Pro účinnost přenosu[3] η vstupním rezonátorem lze odvodit vztah

$$\eta = \left(1 - \frac{Q}{Q_0}\right)^2 \tag{10.3}$$

a přídavný útlum (dB) způsobený rezonátorem

$$b = -10\log\eta, \text{ neboli } b = -20\log\left(1 - \frac{Q}{Q_0}\right). \tag{10.4}$$

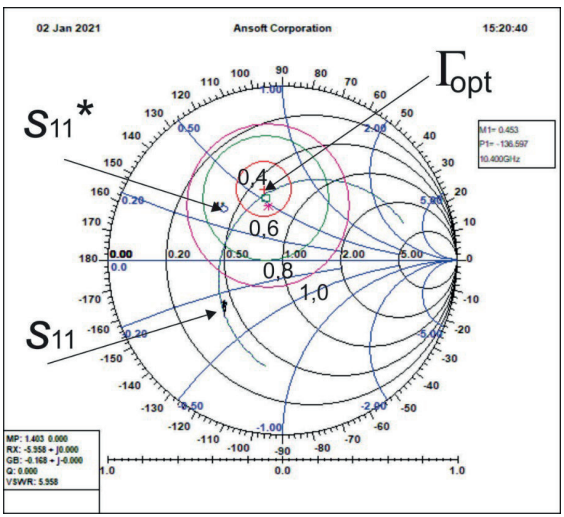
Příklad: Od rezonátoru na vstupu LNA pro pásmo 432 MHz budeme očekávat šířku pásma (pro pokles o 3 dB) 40 MHz. Provozní činitel kvality rezonátoru bude tedy podle (10.2) Q = 10,8. Bude-li činitel kvality rezonátoru naprázdno Q_0 = 300, bude přídavný vložný útlum rezonátoru b = 0,32 dB. Nejméně o tuto hodnotu se zvedne šumové číslo prvního tranzistoru LNA. Nejméně proto, protože tak by tomu bylo při současném výkonovém i šumovém přizpůsobení tranzistoru prvního stupně, což mnohdy není možné. Z rovnic (10.3) a (10.4) vyplývá obecně známý fakt, že pro co nejmenší vložný útlum je třeba, aby činitel jakosti rezonátoru naprázdno Q_0 byl co největší a provozní činitel Q co nejmenší. Zde je třeba vždy volit kompromis s požadovanou selektivitou.

10.1.1 Šumové přizpůsobení

Šumové přizpůsobení je stav, kdy imitance generátoru má takovou hodnotu, že aktivní prvek jím buzený (nejčastěji tranzistor) nejméně šumí. U nízkošumových tranzistorů jsou tyto údaje obvykle součástí katalogového listu s s-parametry. Zde $F_{\min}$ je minimální šumové číslo dosažitelné při činiteli odrazu zdroje signálu Γ_{opt}, tedy při šumovém přizpůsobení.

[3] Účinnost přenosu rezonátorem jsme odvodili jako poměr výkonů v přizpůsobené zátěži rezonátoru k pohotovému výkonu zdroje signálu (což je maximální výkon, který je zdroj signálu schopen dodat do přizpůsobené zátěže).

CE3512K2 N-channel HJ-FET, VDS = 2 V, IDS = 10 mA				
Freq.	**F_{min}**	**Γ_{opt}**		**Rn/50**
GHz	**dB**	**Mag.**	**Ang.**	**-**
8,0	0,28	0,554	70,9	0,136
8,5	0,29	0,531	77,5	0,124
9,0	0,3	0,508	84,1	0,112
9,5	0,32	0,48	91,3	0,104
10,0	0,34	0,452	98,5	0,096
10,5	0,36	0,429	106,1	0,079
11,0	0,37	0,405	113,6	0,062
11,5	0,4	0,383	122	0,053
12,0	0,42	0,361	130,4	0,044
12,5	0,44	0,335	139,2	0,04
13,0	0,46	0,309	147,9	0,036
13,5	0,48	0,305	157,5	0,033
14,0	0,49	0,301	167	0,03



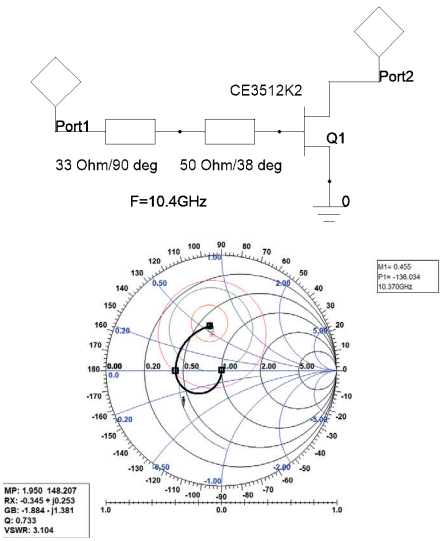
Obr. 10-6. Kružnice konstantního šumového čísla na frekvenci 10,4 GHz. Optimální impedance zdroje signálu bude mezi hodnotami Γ_{opt} a s^*_{11}.

Z hlediska výkonového přizpůsobení je optimální impedance zdroje signálu komplexně sdružená k s_{11}, na obr. 10-6 označena jako s^*_{11}. Pokud tyto hodnoty leží blízko sebe jako na obr. 10-6, lze dosáhnout velmi dobrého šumového čísla. V obrázku jsou zakresleny kružnice konstantního šumového čísla pro hodnoty F = 0,6; 0,8; 1,0; vyhovující rovnici

$$F = F_{\min} + 4\frac{R_n}{Z_0}\frac{\left|\Gamma_s - \Gamma_{opt}\right|^2}{\left|1-\Gamma_{opt}\right|^2\left(1-\left|\Gamma_s\right|^2\right)}, \qquad (10.5)$$

kde F a $F_{\min}$ jsou šumové činitele (-), R_n je ekvivalentní šumový odpor (Ω), Z_0 vztažná impedance (Ω), Γ_s aktuální činitel odrazu zdroje signálu (-) a Γ_{opt} hodnota odpovídající šumovému přizpůsobení (-).

Vlastní přizpůsobení by mělo být provedeno co nejjednodušeji a pokud možno bezeztrátově. Na obr. 10-7 je naznačeno šumové přizpůsobení pomocí dvou úseků vedení ke zdroji signálu s impedancí 50 Ω.



Obr. 10-7. Šumové přizpůsobení pomocí dvou úseků vedení

10.1.2 Chlazené zesilovače

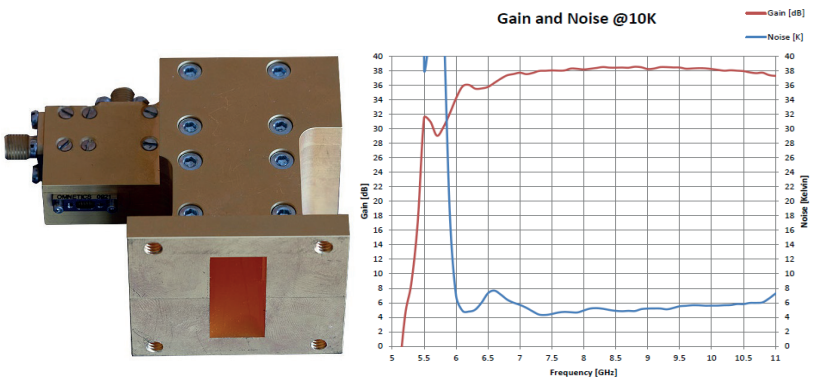
Extrémně nízkošumové zesilovače, používané v radioastronomii a při komunikaci s meziplanetárními sondami, se realizují pomocí kvantových zesilovačů (MASER) pracujících při velmi nízkých teplotách, blížících se teplotě kapalného helia (4 K). Taková technologie vyžaduje složitou a objemnou kryotechniku, kterou obvykle nelze umístit do ohniska parabolického zrcadla. Ozařovač pak musí být spojen s maserem vlnovodem, obvykle chlazeným kapalným dusíkem (77 K), nebo pomocí soustavy pomocných zrcadel tzv. technologie BWG (Beam Wave Guide).

Moderní pHEMT, resp. InP HFET[4] však umožňují relativně nenáročnou integraci LNA přímo do ozařovače zrcadla a tím minimalizovat ztráty mezi ozařovačem a vlastním zesilovačem. Další možností je i tento zesilovač chladit a snížit tak jeho vlastní šum. Takové zesilovače se svými šumovými vlastnostmi přibližují systémům s masery. Jejich provedení je však jednodušší a mnohem lacinější, neboť i chladicí výkon je nesrovnatelně menší. Podstatného snížení šumového čísla lze dosáhnout již při chlazení na dusíkovou teplotu 77 K, což je podstatně jednodušší než chlazení heliem. Příklad kryozesilovače švédské firmy Low Noise Factory [10-5] je na obr. 10-8 (a).

Na obr. 10-8(b) vidíme změřenou ekvivalentní šumovou teplotu $T_e = 6$ K. To by při vztažné teplotě $T_0 = 290$ K znamenalo šumové číslo (4.4) $F = (290 + 6)/290 = 1{,}02$; tedy 0,09 dB.

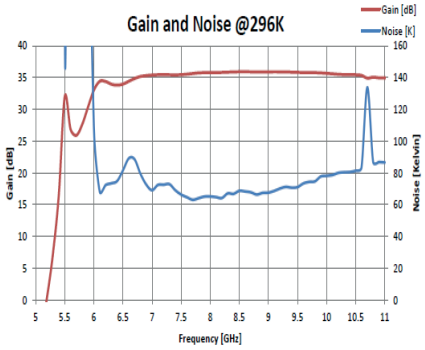
Vztažná teplota by měla být teplota zdroje signálu, tudíž takové šumové číslo bychom naměřili u podchlazeného zesilovače se zdrojem signálu na teplotě 290 K. Konečně na obr. 10-9 je změřená ekvivalentní šumová teplota zesilovače $T_e = 80$ K při pokojové teplotě. Odtud vychází $F = (290 + 80)/290 = 1{,}27$ (1,04 dB), tedy za pokojové teploty „běžně“ dosažitelná hodnota šumového čísla.

[4] Pro konstrukci mikrovlnných LNA se používají i bipolární tranzistory s heterostrukturou SiGe – HBT.



(a) (b)

Obr. 10-8. (a) Cryo-LNA pro pásmo 6–11 GHz fy Low Noise Factory.
(b) Průběh zisku a šumové teploty zesilovače podchlazeného na 10 K



Obr. 10-9. Průběh zisku a šumové teploty při teplotě 296 K

10.1.3 Měření šumového čísla

Standardní metoda měření šumového čísla, která je spolu s ekvivalentní šumovou teplotou definována v kapitole 4 (4.4), je naznačena na obr. 10-10 [10-4]. Aby měření nebylo zatíženo chybami, je třeba, především při měření velmi malých šumových čísel < 1 dB, metodu

aplikovat přesně. Šumová hlava má dva stavy charakterizované teplotami T^s_{OFF} a T^s_{ON} odpovídající vypnutí a zapnutí zdroje šumu.[5] Šumová hlava se hned při výrobě přesně kalibruje a jako její základní parametr se udává ENR (Excess Noise Ratio)

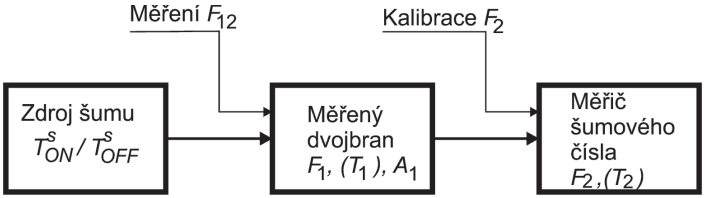
$$ENR = \frac{T^s_{ON} - T^s_{\mathrm{OFF}}}{T_0}, \tag{10.6}$$

kde, jak vyplývá z definice šumového čísla, $T_0 = 290$ K.[6]

Častěji se vyjadřuje v logaritmické míře (dB)

$$ENR = 10 \log\left[\frac{T^s_{\mathrm{ON}} - T^s_{\mathrm{OFF}}}{T_0}\right] \tag{10.7}$$

a pochopitelně v závislosti na kmitočtu. Přesnost, s jakou známe *ENR*, spolu s přesností impedance šumové hlavy (50 Ω) do značné míry určuje přesnost měření šumového čísla.



Obr. 10-10. Měření šumového čísla standardní metodou pomocí šumové hlavy a kalibrovaného přijímače – měřiče šumového čísla

Měření šumového čísla se provádí pomocí měření poměru dvou výkonů přijímačem

[5] Většina šumových hlav je zapínána napětím +28 V, zatímco vypnutý stav odpovídá nulovému napětí. Při kalibraci i měření je šumová hlava napájena pulzním napětím se střídou 1 : 1.

[6] Protože je šumová hlava určena pro měření šumového čísla, je vždy kalibrována k $T_0 = 290$ K.

$$Y = \frac{N_{\mathrm{ON}}}{N_{\mathrm{OFF}}}. \tag{10.8}$$

Protože oba výkony šumu jsou proporcionální teplotě, rovnici (10.8) lze psát

$$Y = \frac{T_{\mathrm{ON}}}{T_{\mathrm{OFF}}}. \tag{10.9}$$

Vlastnímu měření předchází kalibrace měřicího přijímače, spočívající ve stanovení jeho ekvivalentní šumové teploty (chcete-li šumového čísla) T_2. Šumovou hlavu připojíme přímo na vstup měřicího přijímače a změříme

$$Y_2 = \frac{T_{2\mathrm{ON}}}{T_{2\mathrm{OFF}}} = \frac{T^{\mathrm{s}}_{\mathrm{ON}} + T_2}{T^{\mathrm{s}}_{\mathrm{OFF}} + T_2} \quad \text{a odtud} \quad T_2 = \frac{T^{\mathrm{s}}_{\mathrm{ON}} - Y_2 T^{\mathrm{s}}_{\mathrm{OFF}}}{Y_2 - 1}, \tag{10.10}$$

kde $T^{\mathrm{S}}_{\mathrm{OFF}}$ je skutečná termodynamická teplota měřicí hlavy a $T^{\mathrm{S}}_{\mathrm{ON}}$ je teplota vypočítaná z *ENR* ((10.6) a (10.7)). Pokud je $T^{\mathrm{S}}_{\mathrm{OFF}} = T_0$, je poslední vztah pro T_2 ekvivalentní

$$F_2 = \frac{ENR}{Y_2 - 1}. \tag{10.11}$$

Při kalibraci i měření se proces mnohokrát opakuje a změřené hodnoty se průměrují. Na konci kalibrace si přístroj zapamatuje veličiny $N_{2\,\mathrm{OFF}}$ a $N_{2\,\mathrm{ON}}$, vypočte z nich Y_2 a T_2 a na jejich základě výpočtem znormalizuje šumové číslo měřiče tak, že je nulové. Současně se „vynuluje“ i zisk.

Nyní vložíme mezi šumovou hlavu a přijímač měřený dvojbran a zahájíme proces měření. Přijímač nyní měří

$$Y_{12} = \frac{N_{12\,\mathrm{ON}}}{N_{12\,\mathrm{OFF}}} = \frac{T_{12\,\mathrm{ON}}}{T_{12\,\mathrm{OFF}}} \tag{10.12}$$

a odtud podobně jako (10.10)

$$T_{12} = \frac{T^{s}_{ON} - Y_{12} T^{s}_{OFF}}{Y_{12} - 1}, \tag{10.13}$$

kde T_{12} je ekvivalentní šumová teplota měřeného dvojbranu připojeného k přijímači měřiče. A pro $T^{S}_{OFF} = T_0$ můžeme podobně jako v (10.11) psát

$$F_{12} = \frac{ENR}{Y_{12} - 1}. \tag{10.14}$$

Protože si přístroj zapamatoval hodnoty $N_{2\,OFF}$ a $N_{2\,ON}$ při kalibraci a protože nyní zná $N_{12\,OFF}$ a $N_{12\,ON}$, může vypočítat výkonový přenos měřeného dvojbranu

$$A_1 = \frac{N_{12\,ON} - N_{12\,OFF}}{N_{2\,ON} - N_{2\,OFF}} \tag{10.15}$$

a provést korekci podle Friisova vztahu (4.6)

$$T_1 = T_{12} - \frac{T_2}{A_1}. \tag{10.16}$$

Známe tedy ekvivalentní šumovou teplotu měřeného dvojbranu T_1 a podle (4.4) šumového činitele, respektive podle (4.1) šumové číslo

$$F_1 = 1 + \frac{T_1}{290}, \quad \text{resp.} \quad F_{1\,dB} = 10 \log F_1. \tag{10.17}$$

Známe i výkonový přenos A_1 a z něho vypočtený zisk v decibelech

$$A_{1\,dB} = 10 \log A_1. \tag{10.18}$$

Přesnost měření je ovlivněna řadou faktorů:

a) Vnitřní impedance šumové hlavy se při přepnutí obvykle mírně změní. Na výstup šumové hlavy je proto vhodné zařadit kvalitní atenuátor, který tyto změny potlačí a současně sníží *ENR* o hodnotu vložného útlumu atenuátoru.

b) *ENR* by mělo být co nejmenší, zvláště při měření velmi malých šumových čísel < 1 dB. Důležité je, aby přijímač pracoval v lineární oblasti pro všechny měřené úrovně. Zesílení přijímače je proto třeba volit podle zisku měřeného dvojbranu.

c) Šumová hlava má na výstupu obvykle precizní konektor N nebo SMA (2,92 mm). Při měření různých zesilovačů musíme použít různé přechodky ke vstupnímu konektoru nebo vlnovodu zesilovače. Vložný útlum těchto přechodek L_0 (dB) se přímo přičítá k šumovému číslu zesilovače

$$F_1' = F_1 + L_0 \quad \text{a odtud korekce } F_1 = F_1' - L_0. \tag{10.19}$$

Při použití přechodek je třeba věnovat pozornost i impedančním poměrům. Lze jen doporučit co nejkvalitnější provedení konektorů a přechodek a používání správně nastavených momentových klíčů.

d) Čím větší je šířka pásma přijímače, tím kratší je doba potřebná k průměrování dané úrovně šumu pro dosažení stejného jitteru. Obvykle se měří se šířkou pásma 3–4 MHz. Problém může nastat, je-li součástí zkoumaného dvojbranu užší filtr. Moderní měřiče s přijímači SDR umí zúžit šířku pásma až na několik kHz za cenu prodloužení průměrování ve stejném poměru.

e) Pokud měřený dvojbran obsahuje frekvenční konverzi (směšovač), musíme si ujasnit, zda chceme měřit DSB (Double Side Band) nebo SSB (Single Side Band) šumové číslo. Pokud je v dvojbranu před směšovačem zařazen odpovídající filtr (viz úvodní paragraf této kapitoly), měříme standardně SSB šumové číslo. Pokud tam naopak žádný filtr není, směšovač přeloží šum z obou postranních pásem do mezifrekvenčního pásma a měříme

DSB šumové číslo, které je za předpokladu, že *ENR* je v obou postranních pásmech stejné, o 3 dB (2×) větší než SSB šumové číslo. V případě měření dvojbranu se směšovačem je také třeba, aby použitý lokální oscilátor byl dostatečně kvalitní a neovlivnil měření svým fázovým šumem.

f) Největší problém bývá s teplotami. Jak jsme již uvedli, je šumové číslo z definice vztaženo k $T_0 = 290$ K. Pokud $T^{S}_{OFF} = 290$ K, je vše v pořádku. Teplota 290 K odpovídá 17 °C. Většinou však měříme při vyšší teplotě a je třeba provést korekci. Nechť je teplota okolí T_A. Při této teplotě je

$$ENR' = \frac{T_0}{T_A} ENR, \quad \text{resp.} \quad ENR'_{dB} = 10 \log \frac{T_0}{T_A} + ENR_{dB}. \quad (10.20)$$

Např. při $T_A = 296$ K (23°C) je *ENR'* o 0,089 dB nižší než *ENR* pro $T_0 = 290$ K.

Pro měřený šumový činitel pak lze použít následující korekce. Pro měření bez kalibrace

$$F'_{12} = \frac{ENR}{Y-1} + 1 - \frac{T_A}{T_0} \quad (10.21)$$

a pro měření s kalibrací

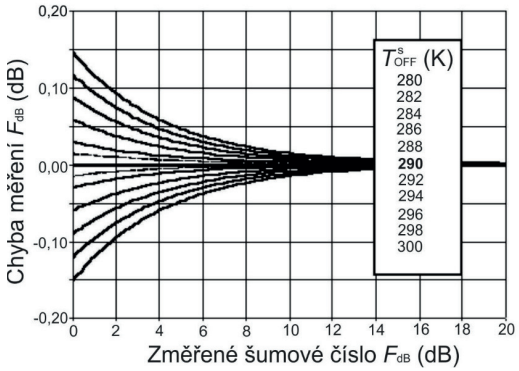
$$F'_1 = F'_{12} - \frac{F_2 - \frac{T_A}{T_0}}{A_1}. \quad (10.22)$$

Při $T_A = 296$ K bude korigované $F'_{12} = F_{12} - 0{,}02$ a $F_1 = F'_{12} - (F_2 - 1{,}02)/A_1$. Uvažujme, že jsme při této teplotě změřili $F_2 = 2$ dB (1,58), $F_{12} = 0{,}806$ dB (1,204) a $A_1 = 13$ dB (20). Z těchto hodnot nám vyjde $F_1 = 0{,}7$ dB (1,175). Tak by tomu bylo, kdyby $T_A = T_0 = 290$ K. Pro teplotu $T_A = 296$ K provedeme korekci podle rovnic (10.21) a (10.22): $F'_{12} = 0{,}733$ dB (1,184) a $F'_1 = 0{,}629$ dB (1,156). Podotkněme, že tyto korekce se týkají vlastního měření šumového čísla,

ale ne změny šumového čísla měřeného dvojbranu jako takového s teplotou. V pramenu [10-4] je uveden graf (obr. 10-11) vystihující velikost chyby měření v závislosti na teplotě okolí.

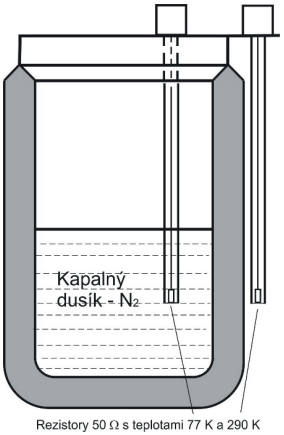
Moderní měřiče šumového čísla umí korekci na aktuální teplotu T_A provést automaticky. Firma Keysight Technology nabízí ke svým přístrojům kalkulátor „nejistoty“ měření šumového čísla (Noise Figure Uncertainty Calculator)[10-9], který umožňuje objektivizovat někdy až „zázračné“ hodnoty změřených šumových čísel.

Existují i jiné metody měření šumového čísla, které jsme používali v dobách, kdy moderní měřiče nebyly k dispozici. Zdrojem šumu jsou 50 Ω rezistory, jeden na teplotě vroucího kapalného dusíku 77 K a druhý na teplotě T_A (obr. 10-12, [10-7]). *ENR* je v tomto případě $ENR = (T_A - T_{N_2}) / T_A = (290 - 77) / 290 = 0{,}73$ a šumový činitel jsme vypočítali jako $F = 0{,}73 / (1 - Y)$, kde Y je poměr výkonů změřených v obou stavech na výstupu dvojbranu[7]. Tento přístup se dodnes používá pro okamžitou kalibraci některých typů radiometrů.



Obr. 10-11. Velikost chyby měření šumového čísla v případech, kdy $T^S_{OFF} \neq 290$ K [10-4]

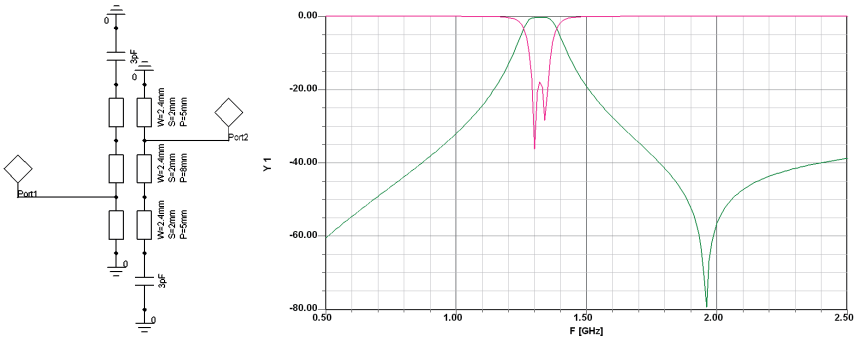
[7] Y je v tomto případě menší než jedna.



Obr. 10-12. Otevřená polystyrénová nádoba s kapalným dusíkem pro měření šumového čísla pomocí různě teplých rezistorů

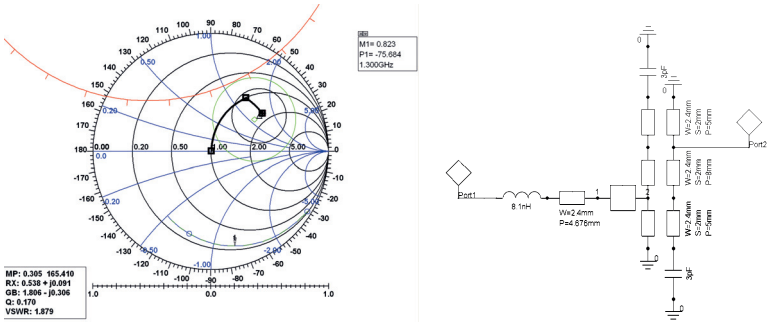
10.1.4 Nízkošumový zesilovač pro pásmo 1,3 GHz

Návrh dvoustupňového zesilovače s pásmovou propustí mezi stupni a s prvním stupněm šumově přizpůsobeným byl proveden v prostředí Ansoft Designer. Uvádíme jej jako příklad návrhu. Oba stupně jsou osazeny pHEMT ATF-55143 V_{ds} = 2 V, I_d = 10 mA. LNA je navržen na substrátu Duroid 5880 s ε_r = 2,2 a tloušťkou 31 mil (0,79 mm).

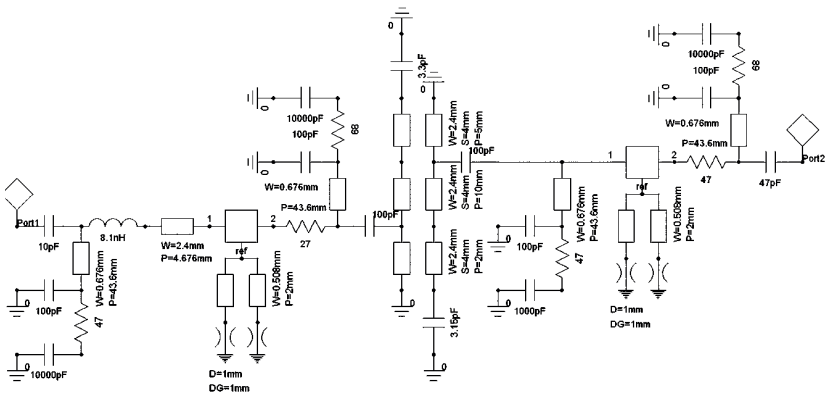


Obr. 10-13. Pásmová propust navržená ze dvou vázaných mikropásků doladěných kapacitou

Samostatně navržená pásmová propust je na obr. 10-13. Na obr. 10-14 je řešení šumového přizpůsobení prvního tranzistoru.[8] Celkové schéma modelu zesilovače, včetně napájecích obvodů, je na obr. 10-15. Výsledky simulací základních parametrů ukazuje obr. 10-16.

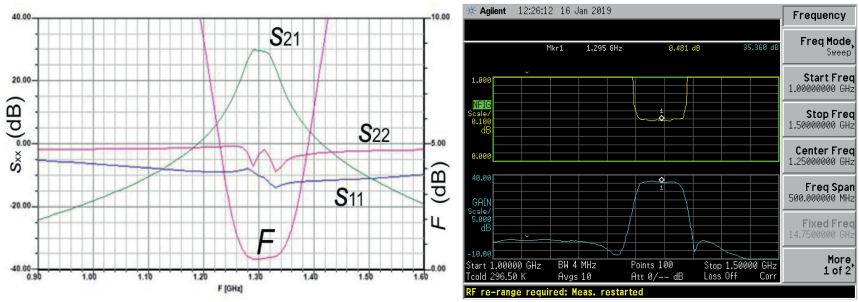


Obr. 10-14. Šumové přizpůsobení prvního tranzistoru pomocí induktoru 8 nH a mikropásku 50 Ω/10°. Červená kružnice je kružnicí stability v rovině generátoru.



Obr. 10-15. Celkové schéma modelu dvoustupňového zesilovače včetně napájecích obvodů v simulátoru

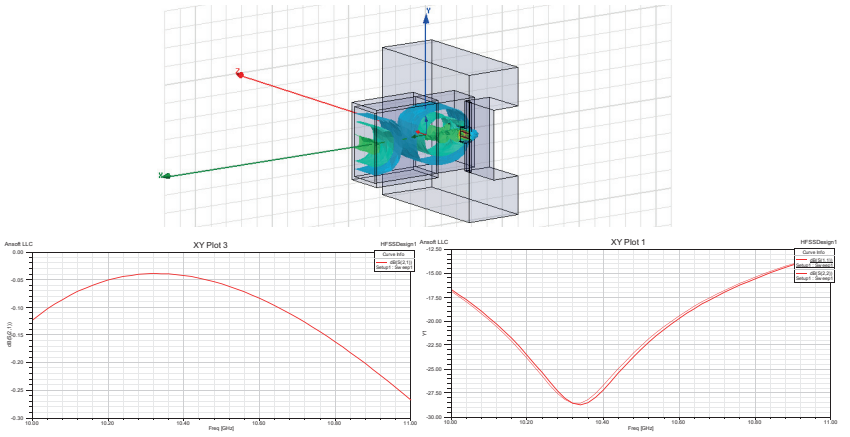
[8] Červená kružnice stability v rovině generátoru vymezuje oblast impedancí, při nichž nedojde k odtlumení vstupu zesilovače tak, že by mohl být nestabilní.



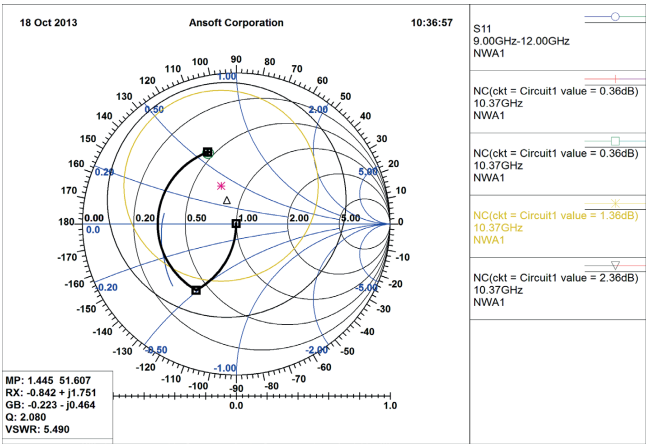
Obr. 10-16. Simulované a změřené parametry LNA pro 1296 MHz

10.1.5 Nízkošumový zesilovač pro pásmo 10 GHz

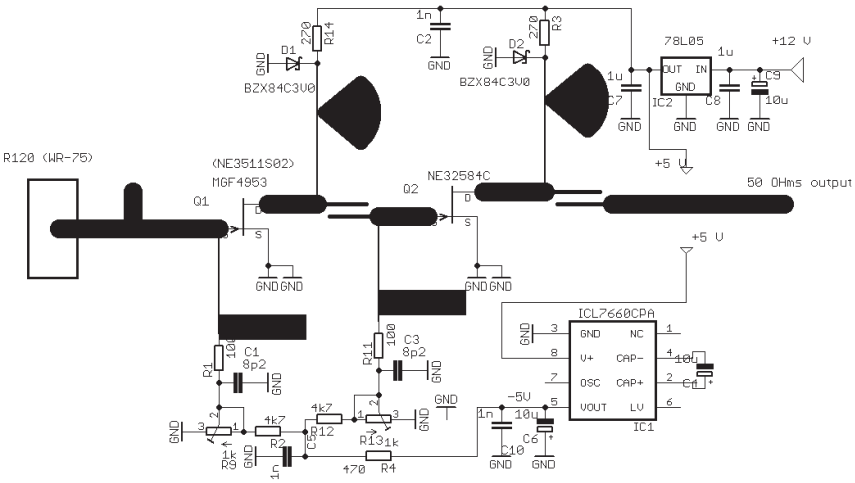
Pro dosažení vysoké citlivosti je LNA pro pásmo 10,4 GHz řešen s vlnovodovým vstupem. Přechod z vlnovodu na substrát s prvním tranzistorem jsme simulovali v prostředí ANSYS HFSS a základní výsledky již optimalizovaného řešení jsou na obr. 10-17. Zesilovač je dvoustupňový, na vstupu s pHEMT NE3511S02 a na druhém stupni s NE32584C, oba v pracovním bodě $V_{ds} = 2$ V a $I_d = 10$ mA.



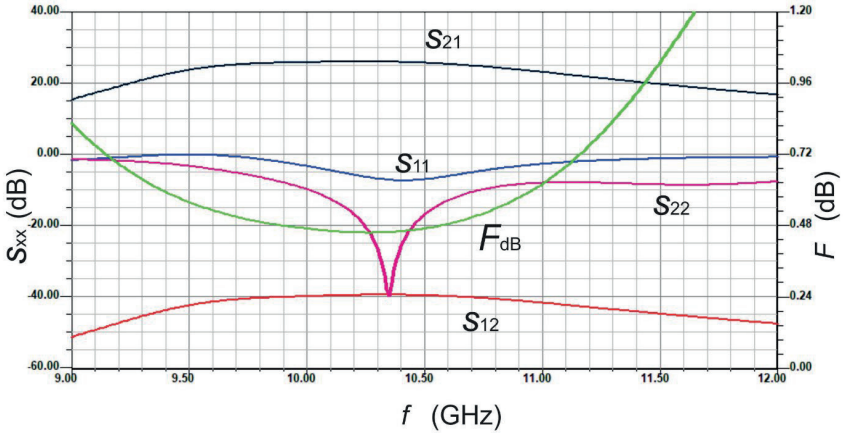
Obr. 10-17. Nahoře je simulovaný přechod z vlnovodu R120 na substrát. Vlevo dole je výkonový přenos přechodu a vpravo dole jsou činitele odrazu na vstupu vlnovodu a na výstupu vazby z vlnovodu.



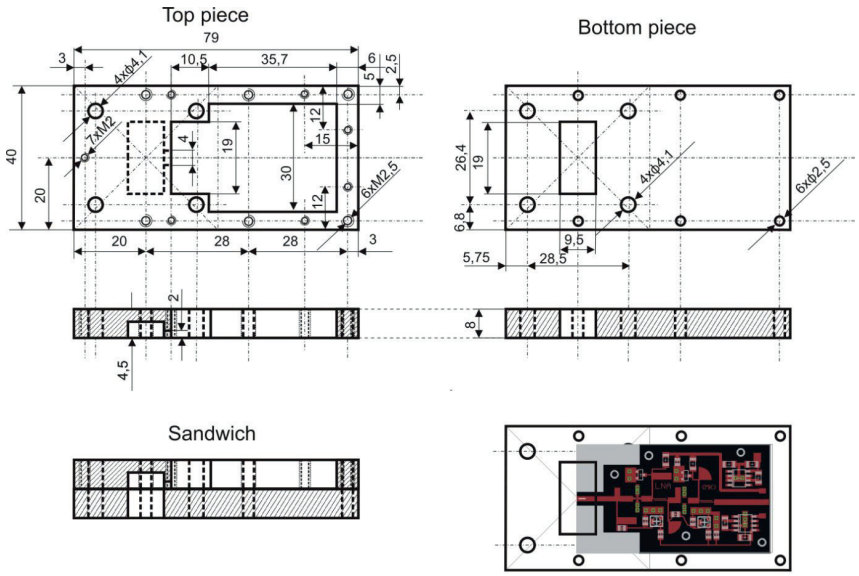
Obr. 10-18. Šumové přizpůsobení prvního pHEMTu NE3511S02 pomocí příčného pahýlu 50Ω/50° a podélného úseku 50 Ω/64°



Obr. 10-19. Celkové schéma LNA pro pásmo 10,4 GHz

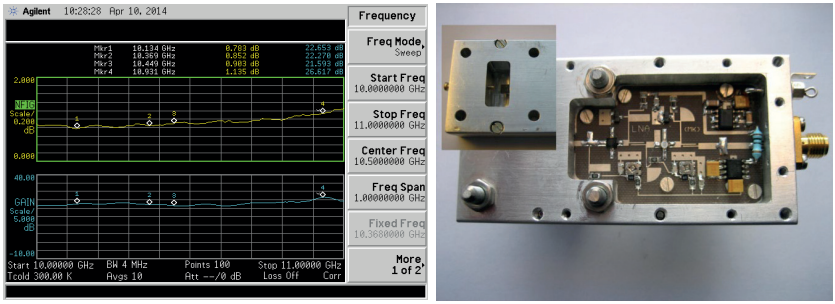


Obr. 10-20. Simulované parametry LNA



X-Band LNA (MK)

Obr. 10-21. Konstrukční řešení LNA pro 10,4 GHz



(a) (b)

Obr. 10-22. (a) Změřené parametry LNA: F = 0,8 dB a A = 22 dB. (b) Provedení LNA pro 10 GHz

Šumové přizpůsobení je naznačeno na obr. 10-18. Na obr. 10-19 je celkové schéma a na obr. 10-20 jsou simulované parametry zesilovače v Ansoft Designer. Obr. 10-21 ukazuje provedení zesilovače včetně vlnovodového vstupu. Na obr. 10-22(a) jsou změřené šumové číslo a zisk a fotografie provedení zesilovače je na obr. 10-22(b).

Literatura

[10-1] KASAL, M. *Moderní metody generace a zpracování signálů nukleární magnetické rezonance.* Vědecké spisy VUT v Brně, Habilitační a inaugurační spisy, sv. 1. Brno: VUTIUM, 1998. ISBN 9788021411661.

[10-2] MINI CIRCUITS. *RF Frequency Mixers* [online]. [cit. 18.01.2023] Dostupné z: https://www.minicircuits.com/WebStore/Mixers.html

[10-3] HEWLETT PACKARD. *Low Cost Mixer for the 10.7 to 12.8 GHz Direct Broadcast Satellite Market. AN 1136* [online]. [cit. 18.01.2023] Dostupné z: http://www.hp.woodshot.com/hprfhelp/4_downld/lit/diodelit/an1136.pdf

[10-4] AGILENT TECHNOLOGIES. *Noise Figure Measurement Accuracy: The Y-Factor Method. Application Note AN 57-2* [online]. [cit. 18.01.2023] Dostupné z: https://www.testworld.com/wp-content/ uploads/noise-figure-measurement-accuracy-the-y-factor-method.pdf

[10-5] LOW NOISE FACTORY. [online] [cit. 18.01.2023] Dostupné z: https://www.lownoisefactory.com/products/

[10-6] BRYERTON, E. W., MORGAN, M. a POSPIESZALSKI, M. W. Ultra Low Noise Cryogenic Amplifiers for Radio Astronomy. **In:** *2013 IEEE Radio and Wireless Symposium*. Austin (TX, USA): IEEE, 2013, s. 358–360. DOI: 10.1109/RWS.2013.6486740

[10-7] KASAL, M., HÚSEK, V. a HALÁMEK, J. A Simple Method of Measuring the Noise Figure of the NMR Spectrometer. *Radioengineering*. 1993, **2**(2), 5–8. ISSN 1210-2512.

[10-8] KEYSIGHT TECHNOLOGIES. *Fundamentals of RF and Microwave Noise Figure Measurements. Application Note 5952-8255* [online]. [cit. 18.01.2023] Dostupné z: https://www.keysight.com/zz/en/assets/7018-06808/application-notes/5952-8255.pdf

[10-9] KEYSIGHT TECHNOLOGIES. *Noise Figure Uncertainty – Calculator* [online]. [cit. 18.01.2023] Dostupné z: https://rfmw.em.keysight.com/NFUcalc

11. Lokální oscilátory

Lokální oscilátory jsou velmi důležitou částí každého komunikačního systému, neboť slouží k přeložení mikrovlnného (obecně radiofrekvenčního) signálu do základního frekvenčního pásma[1], a to v systémech na principu heterodynu i v systémech s vzorkováním. Lokální oscilátor generuje obvykle harmonický signál a jeho základními parametry jsou výkonová úroveň, přesnost frekvence, stabilita frekvence a obsah nežádoucích složek. Nežádoucí složky jsou dvojího druhu: složky, které jsou způsobeny harmonickým zkreslením signálu (vyšší harmonické), a složky dané krátkodobou nestabilitou signálu, které jsou charakterizovány fázovým šumem, popř. veličinou zvanou jitter. Zatímco vyšší harmonické složky lze většinou snadno odfiltrovat, fázový šum, který rozšiřuje spektrum signálu lokálního oscilátoru, odstranit nelze a dalším zpracováním se obvykle úroveň fázového šumu dále zhoršuje. Fázový šum je obvykle charakterizován výkonovou spektrální hustotou vztaženou k úrovni nosné při daném offsetu od nosné N_{ph} (dBc/Hz@f_{off}). Např. násobíme-li frekvenci signálu oscilátoru s fázovým šumem N_{ph} n-krát, zhorší se úroveň fázového šumu

$$N_{\mathrm{ph}\text{-}n} = N_{\mathrm{ph}} + 20\log n. \tag{11.1}$$

To ovšem platí i pro frekvenční syntezátory, kde N_{ph} je fázový šum základního oscilátoru, o který se syntezátor opírá, a n je poměr mezi výsledným kmitočtem a kmitočtem opěrného oscilátoru.

V současných komunikačních systémech je lokální oscilátor stále častěji řešen frekvenčním syntezátorem. Je tomu tak proto, že technologie integrovaných obvodů dosáhla takové kvality, že umožňuje realizovat více či méně složité syntezátory v minimálních rozměrech a s minimální spotřebou elektrické energie i na frekvencích řádu jednotek GHz.

[1] Často bývá transpozičních oscilátorů více a tím vznikají další mezifrekvenční pásma.

Hromadná výroba některých typů integrovaných obvodů pro kmitočtové syntezátory, např. pro spotřební elektroniku a mobilní telefony, navíc způsobila, že tyto obvody jsou velmi levné. Důsledkem toho je, že např. rozhlasový přijímač s jednoduchým frekvenčním syntezátorem je levnější než konstrukce s klasickým přelaďovaným lokálním oscilátorem. Některé moderní komunikační systémy však bez frekvenční syntézy nelze vůbec realizovat, např. systémy s frekvenčním skákáním (Frequency Hopping) nebo systémy pracující s extrémně malou energií signálu, vyžadující koherentní způsoby detekce. V následujícím pojednání uvedeme dvě metody frekvenční syntézy, jež jsou v současnosti nejpoužívanější, včetně rozboru spektrálních vlastností generovaných signálů. V závěrečném celkovém přehledu jsou uvedeny některé naše aplikace frekvenční syntézy v komunikačních systémech.

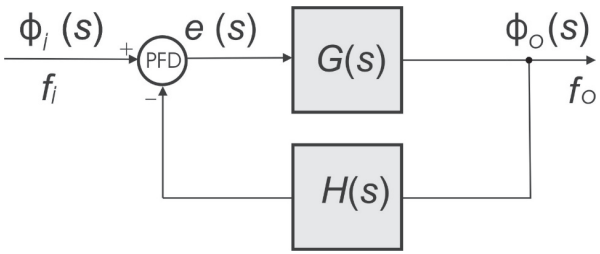
11.1 Rozdělení kmitočtových syntezátorů

Syntezátory koherentní a nekoherentní:

Z hlediska vlastností generovaných signálů je snad nejdůležitější fázový vztah mezi vzniklými signály a referenčním signálem – míra koherence. Její vyhodnocení je poměrně složité. Nicméně o tom, zda je fázový vztah mezi signály definován, rozhoduje (nebo lépe podmiňuje jej) již základní koncepce syntezátoru a z tohoto pohledu syntezátory rozdělujeme na koherentní a nekoherentní.

Syntezátory se syntézou přímou a nepřímou

Dále hovoříme o frekvenčních syntezátorech s přímou syntézou, to je takových, u kterých je výsledný signál získán základními aritmetickými operacemi (sčítáním, odečítáním, násobením a dělením) frekvence referenčního, resp. referenčních signálů. Velmi důležité jsou syntezátory s přímou číslicovou syntézou (DDS), kdy je časový průběh generovaného signálu čten odpovídající rychlostí z paměti. V číslicových systémech lze využít generované signály přímo v binárním tvaru (např.



Obr. 11-1. Model regulačního systému se zápornou zpětnou vazbou jako základ frekvenčních syntezátorů s nepřímou syntézou

pro komplexní násobičky) nebo je pomocí převodníku D/A a následného filtru typu dolnofrekvenční propust převést na signály analogové. Frekvenční syntezátory s nepřímou syntézou pracují na principu systému se zpětnou vazbou, nejčastěji fázovým závěsem (PLL), obr. 11-1.

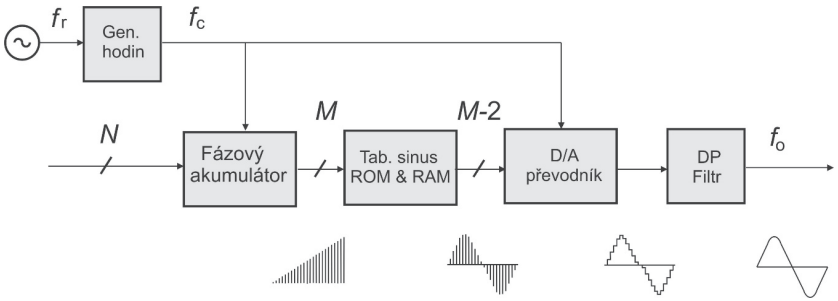
11.2 Přímé číslicové syntezátory - DDFS

11.2.1 Základní popis

Technologie posledních let umožnila ohromný pokrok v přímé číslicové frekvenční syntéze. Princip je známý (obr. 11-2). Pomocí akumulátoru fáze jsou generovány adresy paměti ROM nebo RAM, v které je uložena tabulka generovaného průběhu. Digitální signál je převodníkem D/A a následným antialiasingovým filtrem typu dolnofrekvenční propust převeden na signál analogový. Syntezátor má dva digitální vstupy – hodinový signál f_c a řídicí slovo fázového akumulátoru *FSW* (Frequency Setting Word). Pro výstupní frekvenci potom platí vztah

$$f_o = \frac{FSW}{2^N} f_c, \quad FSW \in \left\{1,\ 2^{N-1}\right\}, \tag{11.2}$$

kde N je počet bitů řídicího slova fázového akumulátoru *FSW*. Frekvence výstupního signálu je principiálně omezena $f_c / 2^N < f_o < f_c / 2$ s rozlišením $f_c / 2^N$. $\Delta Phase$ je krok fázového akumulátoru, o který se zvětší jeho výstupní hodnota při každém hodinovém cyklu.



Obr. 11-2. Blokové schéma přímého číslicového syntezátoru

Výstupní hodnota fázového akumulátoru v binárním tvaru určuje fázi generovaného harmonického signálu – pro všechny nuly je tato fáze 0 rad a pro všechny jedničky je 2π rad, platí tedy $\Delta Phase = 2\pi/2^N$. Další blok, v němž dochází ke generaci funkce sinus, bere M nejvýznamnějších bitů z výstupu fázového akumulátoru a vytvoří $(M-2)$-bitové slovo odpovídající okamžité amplitudě výstupního signálu. Hodnota

$$D = M - 2 \tag{11.3}$$

je dána rozlišením následujícího převodníku (nebo číslicové násobičky). Toto uříznutí $(N-M)$ nejméně významných bitů je nutné, neboť D/A převodníky mají obvykle menší rozlišovací schopnost. Podotkněme, že výstupní signál DDS nemusí být harmonický a může naopak mít libovolný periodický průběh. Pro převod fáze na funkční hodnotu může být použita paměť nebo procesor s vhodným algoritmem. Na výstupu tohoto bloku máme generovaný signál v číslicové podobě a v moderních systémech s DSP jej můžeme využít přímo, pro úžasné aplikace, jak je uvedeno dále.

11.2.2 Spektrální vlastnosti DDFS

Pokud generujeme analogový signál, je v současných systémech DDFS omezujícím faktorem obvykle právě D/A převodník. Dnes existují 16bitové monolitické DAC se vzorkovací rychlostí až 600 Msps.

Jak však ukážeme dále, uváděné parametry pro rychlost a rozlišení převodníku nestačí pro posouzení kvality generovaného signálu. Pro poměr *SNR* (dB) odpovídající kvantizačnímu šumu (± 0,5 LSB) lze teoreticky psát

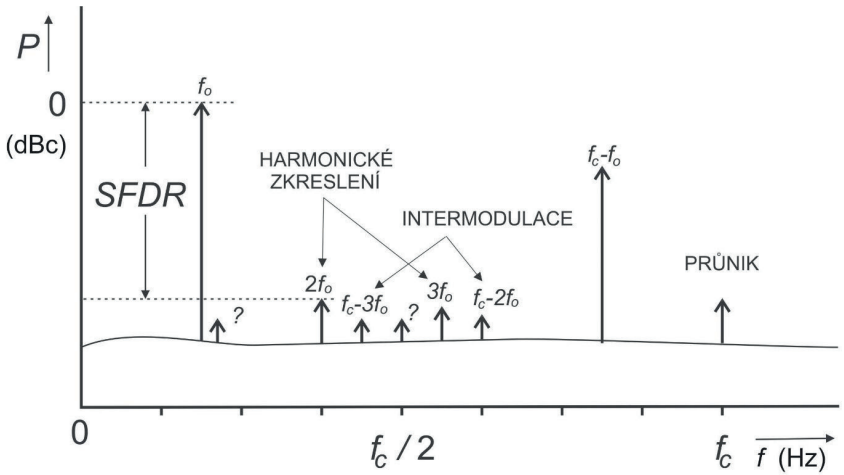
$$SNR = 1{,}76 + 6{,}02\, D, \tag{11.4}$$

kde D je počet bitů DAC. Jinými slovy v praktických úvahách počítáme s odstupem 6 dB/bit.

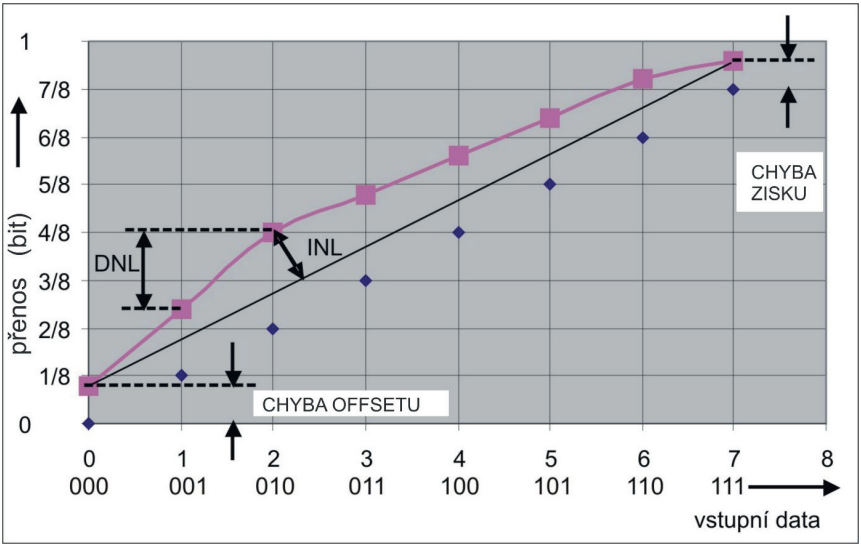
Kvantizační šum si můžeme vyjádřit také jako relativní výkonovou spektrální hustotu (dBc/Hz) v intervalu frekvencí $(0, f_c/2)$

$$N_q = -[1{,}76 + 6{,}02\, D + 10 \log (f_c / 2)]. \tag{11.5}$$

Je vyjádřena ve stejných jednotkách, jako jsme zvyklí vyjadřovat úroveň fázového šumu, a oba druhy šumu lze tedy snadno porovnávat. Těchto hodnot lze ovšem většinou dosáhnout pouze na velmi nízkých frekvencích, tedy za podmínky $f_o << f_c / 2$. Protože se ve spektru výstupního signálu obvykle vyskytují diskrétní složky, lépe vystihuje spektrální



Obr. 11-3. Typické spektrum přímého číslicového syntezátoru



Obr. 11-4. Přenosová funkce 3bitového D/A převodníku pro ilustraci DNL a INL

vlastnosti generovaného signálu parametr SFDR (Spurious Free Dynamic Range, obr. 11-3). Vlastní výběr převodníku D/A není jednoduchý. Parametry popisující přenosovou funkci převodníků D/A jsou obvykle: stejnosměrný offset, chyba zisku (pro plný dynamický rozsah), diferenciální nelinearita (DNL) a integrální nelinearita (INL). Pro 3bitový D/A převodník jsou tyto parametry, při určitém zjednodušení, naznačeny na obr. 11-4. Jejich vliv na spektrální vlastnosti generovaných signálů není jednoznačný. Například integrální nelinearita INL o velikosti 0,5 LSB v celém dynamickém rozsahu převodníku způsobí snížení SFDR více než INL o velikosti 1 LSB, která se vyskytuje pouze při jedné hodnotě. (U syntezátoru DDFS Qualcomm jsme např. zjistili, že 10bitový ADC Sony je lepší než 12bitový společnosti TRW.)

V. Kroupa [11-7], [11-8] odvodil počítačovou simulací pro výkonovou spektrální hustotu (dBc/Hz) při respektování omezené délky slova v paměti podobný vztah jako (11.5)

$$N_{\mathrm{d}} = -\left[7{,}8 + 6D + 10\log\left(f_{\mathrm{c}} / 2\right) \pm 10\right]. \tag{11.6}$$

Amplitudu lichých harmonických složek lze odhadnout (i = 3,5,…)

$$A_i = 2\frac{2^{-D}}{\pi}\frac{1}{i}. \tag{11.7}$$

Odstup první a třetí harmonické v logaritmické míře je

$$20\log\left(\frac{A_3}{A_1}\right) \approx -6D - 13{,}5. \tag{11.8}$$

Kromě převodníků D/A se uplatňují i další jevy, které hrají roli i při generování digitálních signálů. Je to především omezení délky slova na výstupu fázového akumulátoru. Na rozdíl od omezení délky slova paměti a ADC toto omezení způsobí fázový šum. Již jsme uvedli, že z N bitů fázového akumulátoru vezmeme M nejvýznamnějších bitů. Znamená to uříznutí B nejméně významných bitů dle vztahu

$$M = N - B. \tag{11.9}$$

Důsledkem je fázová modulace sinusové (harmonické) vlny. Dobrý odhad úrovně nejsilnějšího parazitního signálu A_{s} vzniklého v důsledku omezení počtu bitů akumulátoru vztažené k nosné A_{c} lze učinit s pomocí vztahu [11-8]

$$20\log\left(\frac{A_{\mathrm{s}}}{A_{\mathrm{c}}}\right) \approx -6M - 20\log r, \quad \left(r = 1, 2, ..., 2^{B-1}\right). \tag{11.10}$$

Správně navržený syntezátor by měl mít úroveň parazitních signálů způsobených omezením délky slova fázového akumulátoru a délky slova paměti (sinové tabulky) přibližně stejné. Porovnáním vztahů (11.8) a (11.10) dostaneme

$$-6M \approx -6D - 13{,}5 \tag{11.11}$$

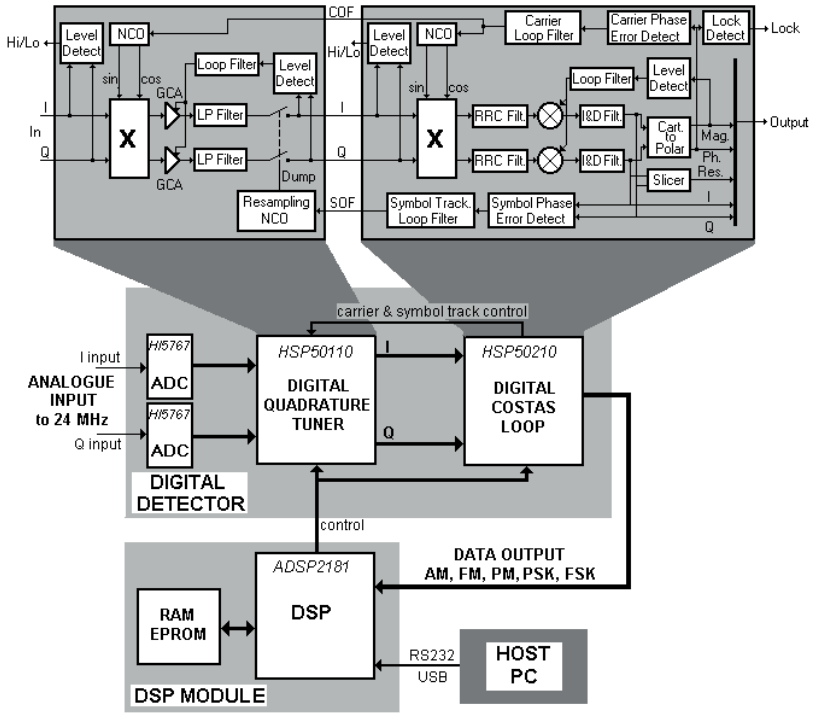
a odtud $$M \geq D + 2. \qquad (11.12)$$

Tak jsme odvodili vztah (11.3), který jsme na začátku této kapitoly uvedli jako fakt.

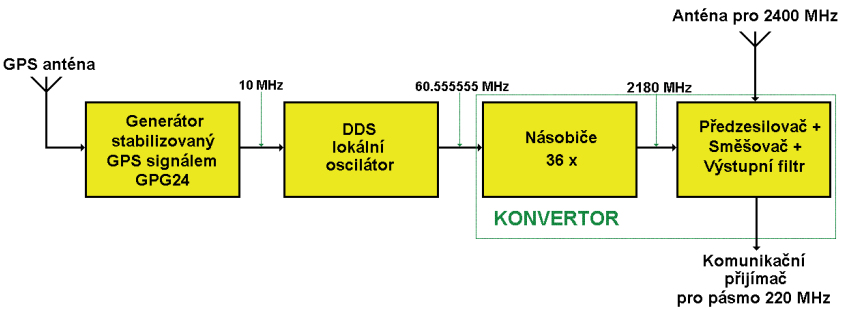
Při ověřování parametrů praktické realizace DDS obvykle vycházíme ze změřeného poměru *SNR* a z rovnice (11.4) vypočítanou hodnotu *D* označíme jako D_{eff}, neboli efektivní počet bitů, přičemž $D_{\text{eff}} \leq D$.

Již jsme se zmínili o aplikacích DDFS s digitálním výstupem. Řada moderních komunikačních systémů využívá Hilbertův transformátor (HT) pro transformaci signálů ze základního nebo do základního pásma. Amplitudová symetrie a přesnost kvadratury složek *I* a *Q* přitom určují potlačení zrcadlových produktů. Dá se snadno ukázat, že nesymetrie amplitudy 1 % a fázová nepřesnost ortogonality 1° každá omezuje potlačení zrcadlové frekvence na ~40 dB. V klasických analogových systémech jsou přitom tyto hodnoty právě dosažitelnou mezí na poměrně nízkých frekvencích. DDFS jsou přímo předurčeny pro generaci kvadraturních signálů. Stačí totiž jedním fázovým akumulátorem řídit synchronně dvě paměti s odpovídajícím posunutím. Použijí-li se místo analogových násobiček komplexní násobičky číslicové, odpadnou D/A převodníky a bezkonkurenčně přesný HT lze realizovat zcela číslicově s potlačením zrcadlové frekvence > 80 dB na frekvencích řádu desítek megahertzů. Blokové schéma takového systému, jenž využívá v digitálním tuneru HT, v detektoru digitální Costasovu smyčku a může být jádrem SDR (Software Defined Radio), je na obr. 11-5. DDFS jsou bloky označené jako NCO (Numerically Controlled Oscillator).

Solidní experimentální výsledek jsme vytvořili i v naší laboratoři. Pro telemetrickou a povelovací aparaturu jsme dosáhli toho, aby všechny signály byly přesně kmitočtově – a pokud možno – i fázově definované. Znamená to, že lokální oscilátory všech mikrovlnných konvertorů jsou řízeny jedním frekvenčním standardem. Z několika možností jsme zvolili GPS. Např. konvertor pro pásmo 2,4 GHz je potom řešen podle obr. 11-6.

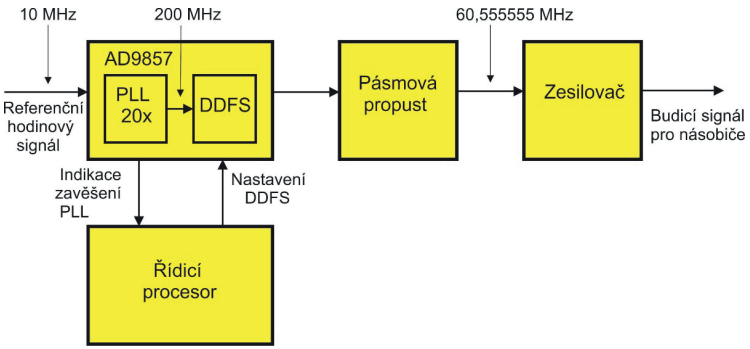


Obr. 11-5. Blokové schéma digitálního přijímače



Obr. 11-6. Přijímací systém

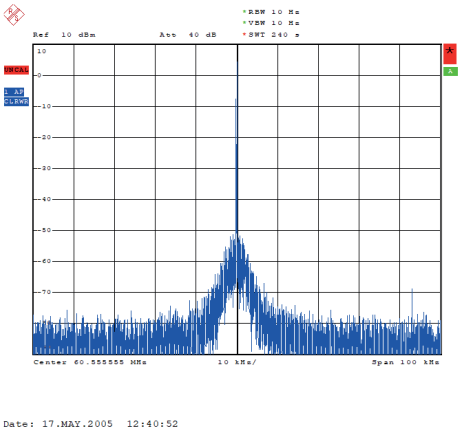
Pro tento systém bylo tedy třeba vyvinout lokální oscilátor s odpovídající přesností nastavení frekvence, synchronizovaný signálem družic GPS a s odpovídající spektrální čistotou. Řešení jsme nalezli s využitím čipu Analog Devices AD9857, který obsahuje 14bitový CMOS digitální kvadraturní up-konvertor. Využili jsme pouze část pro generaci synchronizovaných hodin 200 MHz smyčkou PLL a vlastní DDFS s 14bitovým převodníkem D/A (obr. 11-7). Protože stavové slovo fázového akumulátoru (Frequency Setting Word, FSW) má délku 32 bitů, lze výslednou frekvenci nastavit s přesností lepší než 0,05 Hz. Podrobně jsme zkoumali spektrální čistotu výstupního signálu.



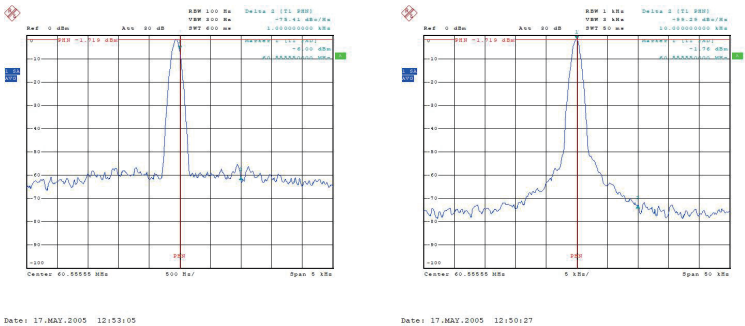
Obr. 11-7. DDFS jako lokální oscilátor synchronizovaný externím signálem

Podle vztahu (11.5) by spektrální hustota kvantizačního šumu (14 bitů) měla být –166 dBc/Hz. Uvážíme-li, že tepelný šum (kT_0) má při teplotě 300 K úroveň –174 dBm/Hz, znamená to, že při úrovni generovaného signálu kolem 0 dBm jsou obě složky přibližně srovnatelné. Podle (11.10) (pro $r = 1$) by úroveň diskrétních parazitních složek měla být –84 dBc. Výrobce uvádí $SFDR > 80$ dB pro okolí nosné 65 MHz ± 100 kHz. Měřením za podobných podmínek (na výstupu je úzkopásmová propust) jsme tuto hodnotu potvrdili (obr. 11-8). Naměřené hodnoty fázového šumu jsou na obr. 11-9[2].

[2] Podotkněme, že vf přímé číslicové syntezátory potřebují také vysoký opěrný kmitočet, který bývá získáván pomocí fázového závěsu. Z hlediska fázového šumu jsou pak vlastnosti syntezátoru tímto poznamenány.



Obr. 11-8. Spektrum DDFS s obvodem AD9857



Obr. 11-9. Měření fázového šumu DDFS-LO:
–75 dBc/Hz @ 1 kHz a –99 dBc/Hz @ 10 kHz

11.3 Syntezátory s fázovým závěsem

11.3.1 Popis fázového závěsu v časové a frekvenční oblasti

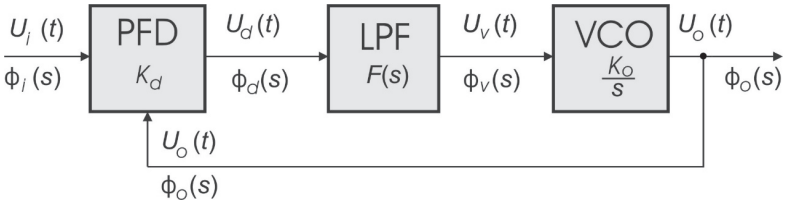
Syntezátory na vyšších frekvencích až do nízkých desítek GHz lze realizovat syntezátorem se smyčkou fázového závěsu – PLL (Phase

Lock Loop). Pro základní popis použijeme uspořádání na obr. 11-10. Pro vstupní a výstupní napětí nechť platí obecně

$$u_{\mathrm{i}}(t) = U_{\mathrm{i}} \sin\left[\omega_{\mathrm{i}} t + \phi_{\mathrm{i}}(t)\right] \quad \text{a} \quad u_{\mathrm{o}}(t) = U_{\mathrm{o}} \sin\left[\omega_{\mathrm{o}} t + \phi_{\mathrm{o}}(t)\right]. \quad (11.13)$$

Fázi $\phi_{\mathrm{i}}(t)$ zvolíme za vztažnou a položíme $\phi_{\mathrm{i}}(t) = 0$. Na výstupu fázového detektoru, kterým je v nejjednodušším případě násobička, dostaneme

$$u_{\mathrm{d}}(t) = K_1 U_{\mathrm{i}} U_{\mathrm{o}} \left(\sin \omega_{\mathrm{i}} t\right)\left[\sin\left(\omega_{\mathrm{o}} t + \phi_{\mathrm{o}}(t)\right)\right]. \quad (11.14)$$



Obr. 11-10. Smyčka fázového závěsu

Nyní rozlišíme dva případy:

1. Smyčka není zavěšena $\omega_{\mathrm{i}} \neq \omega_{\mathrm{o}}$

Úpravou rovnice (11.14) dostaneme

$$u_{\mathrm{d}}(t) = \frac{1}{2} K_1 U_{\mathrm{i}} U_{\mathrm{o}} \left[\cos\left(\left(\omega_{\mathrm{i}} - \omega_{\mathrm{o}}\right) t - \phi_{\mathrm{o}}(t)\right) - \cos\left(\left(\omega_{\mathrm{i}} + \omega_{\mathrm{o}}\right) t + \phi_{\mathrm{o}}(t)\right)\right] \quad (11.15)$$

a po filtraci, případně zesílení

$$u_{\mathrm{v}}(t) = K_2 U_{\mathrm{i}} U_{\mathrm{o}} \left[\cos\left(\left(\omega_{\mathrm{i}} - \omega_{\mathrm{o}}\right) t - \phi_{\mathrm{o}}(t)\right)\right]. \quad (11.16)$$

Napětím řízený oscilátor VCO nechť při napětí $u_{\mathrm{v}}(t) = 0$ kmitá s frekvencí ω'_{o}. Bude-li na VCO nyní působit toto harmonické napětí, vzniklé jako zázněj mezi oběma frekvencemi, dojde k posuvu frekvence ω'_{o}

o $\pm\Delta\omega(t)$. Za předpokladu, že je amplituda $K_2U_iU_o$ dostatečně velká a nedojde k omezení, tak se systém ustálí, aby platilo

$$\omega_i = \omega_o = \omega'_o \pm \Delta\omega, \tag{11.17}$$

a PLL je zavěšen. Podmínka dostatečné amplitudy zázněje (bez omezení či saturace) v praxi znamená, že i veličina $\Delta\omega$ je konečná a určuje pásmo záchytu fázového závěsu.

2. Smyčka je zavěšena $\omega_i = \omega_o$

Rovnici (11.14) lze potom upravit

$$u_d(t) = \frac{1}{2}K_1U_iU_o\left[\cos\phi_o(t) - \cos\left(2\omega_o t + \phi_o(t)\right)\right] \tag{11.18}$$

a po filtraci, popřípadě zesílení

$$u_v(t) = K_2U_iU_o\cos\phi_o(t). \tag{11.19}$$

Jestliže bude platit $\omega_i = \omega_o = \omega'_o$ (což znamená, že kmitočet volně běžícího VCO naladíme na očekávanou frekvenci), potom bude

$$u_v(t) = 0 \quad \text{a tudíž} \quad \phi_o(t) = \pm\frac{\pi}{2},$$

jinými slovy, v ustáleném (zavěšeném) stavu jsou napětí u_i a u_o vůči sobě fázově posunuta o 90°. Bude-li se nyní ω_i od ω'_o nepatrně lišit, bude se fáze posouvat o $\Delta\phi(t)$, tedy

$$\phi_o(t) = \pm\frac{\pi}{2} + \Delta\phi(t) \tag{11.20}$$

a rovnice (11.19) bude mít tvar

$$u_v(t) = K_2U_iU_o\sin\Delta\phi(t). \tag{11.21}$$

Protože je sinus lichá funkce, říká, kterým směrem je třeba doladit VCO, aby závěs zůstal zavěšen. Z rovnice (11.20) také vyplývá, že $-\pi/2 < \Delta\phi(t) < \pi/2$, což odpovídá $\phi_0(t) \in (0;\pi)$.

Řád a typ fázového závěsu

Pro hledání odezvy fázového závěsu na vstupní poruchu použijeme Laplaceovy transformace (za předpokladu, že je systém lineární). Pro zisk uzavřené smyčky systému z obr. 11-1 platí známý vztah

$$I(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)}, \tag{11.22}$$

kde $G(s)$ je zisk v přímé větvi a $G(s)H(s)$ zisk otevřené smyčky. (Pro harmonické signály je $s = \mathrm{j}\omega$.)

Pro jednotlivé signály fázového závěsu můžeme psát

$$\Phi_\mathrm{d}(s) = \left[\Phi_\mathrm{i}(s) - \Phi_\mathrm{o}(s)\right] K_\mathrm{d}, \tag{11.23}$$

$$\Phi_\mathrm{v}(s) = \Phi_\mathrm{d}(s) F(s), \tag{11.24}$$

$$\Phi_\mathrm{o}(s) = \Phi_\mathrm{v}(s) \frac{K_\mathrm{o}}{s} \tag{11.25}$$

a pro přenosovou funkci fázového závěsu v souladu s (11.22)

$$I(s) = \frac{\Phi_\mathrm{o}}{\Phi_\mathrm{i}} = \frac{K_\mathrm{d} K_\mathrm{o} F(s)}{s + K_\mathrm{d} K_\mathrm{o} F(s)}, \tag{11.26}$$

kde K_d (V/rad) je konverzní zisk fázového detektoru, K_o ((rad/sec)/V) je konverzní zisk napětím řízeného oscilátoru.

Stupeň polynomu ve jmenovateli této rovnice (11.26) určuje řád fázového závěsu, jenž má vliv na jeho chování při vyšších frekvencích postranních pásem od nosné. Naopak v těsné blízkosti nosné, tedy při

zkoumání ustálených hodnot chyb fázového závěsu, převládá vliv typu fázového závěsu a ten je učen počtem pólů přenosové funkce otevřené smyčky $G(s)H(s)$, tedy počtem integrátorů ve smyčce.

Syntezátor s fázovým závěsem

Jednoduchý frekvenční syntezátor s fázovým závěsem vytvoříme, vložíme-li do větve zpětné vazby dělič frekvence s dělicím poměrem N. Obvykle dělíme poměrem R i referenční signál, abychom získali dostatečně jemný krok syntezátoru (obr. 11-11). Vztah pro výstupní frekvenci je potom dán

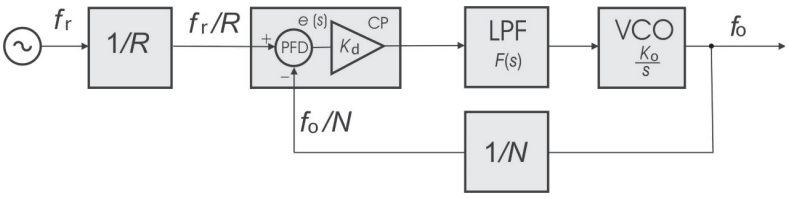
$$\frac{f_\mathrm{o}}{N} = \frac{f_\mathrm{r}}{R} \quad \text{a odtud} \quad f_\mathrm{o} = \frac{N}{R} f_\mathrm{r} . \tag{11.27}$$

Výraz pro zisk otevřené smyčky s děličem frekvence bude mít tvar

$$G(s)H(s) = \frac{K_\mathrm{d} K_\mathrm{o} F(s)}{sN} \tag{11.28}$$

a rovnice (11.26) pro přenos fázového závěsu

$$I(s) = \frac{N K_\mathrm{d} K_\mathrm{o} F(s)}{sN + K_\mathrm{d} K_\mathrm{o} F(s)} . \tag{11.29}$$

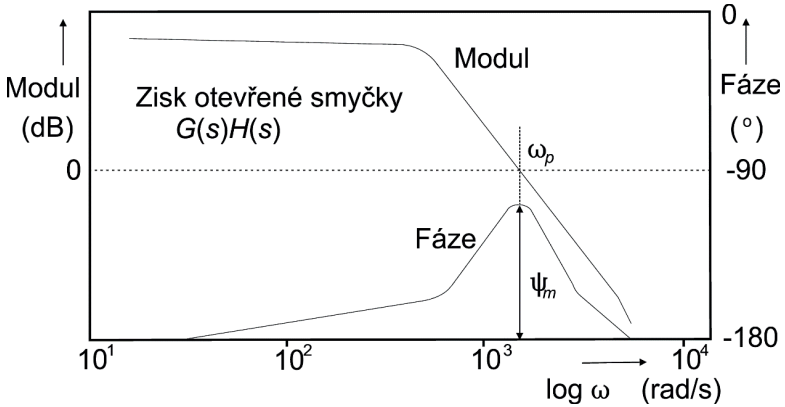


Obr. 11-11. Frekvenční syntezátor PLL s děliči frekvence

Stabilita fázového závěsu

Stabilitu fázového závěsu lze vyšetřovat obvyklými kritérii (Hurwitzovo, Nyquistovo apod.). Jednoduše můžeme stabilitu stanovit

z Bodeho diagramu modulu a fáze zisku otevřené smyčky (obr. 11-12). Zpětnovazební systém bude oscilovat, bude-li jmenovatel přenosové funkce (11.22) nabývat hodnotu nula a tedy $G(s)H(s) = -1$. Úhlová frekvence ω_p je bod, kde zisk otevřené smyčky má hodnotu 1; nazýváme ji šířkou pásma smyčky. Rezerva fáze ψ_m je rozdíl fáze při jednotkovém zisku a −180°. Aby smyčka byla stabilní, musí bod jednotkového zisku ležet frekvenčně níže než frekvence, při níž fázová charakteristika dosahuje hodnoty −180°. Pro zajištění stability by fázová charakteristika měla mít maximum právě při jednotkovém zisku tak, aby rezerva fáze byla maximální (obr. 11-12). Fázové závěsy 1. a 2. řádu jsou absolutně stabilní. Potíž spočívá v tom, že další póly mohou vzniknout různými parazitními vazbami v praktickém návrhu a konstrukci.



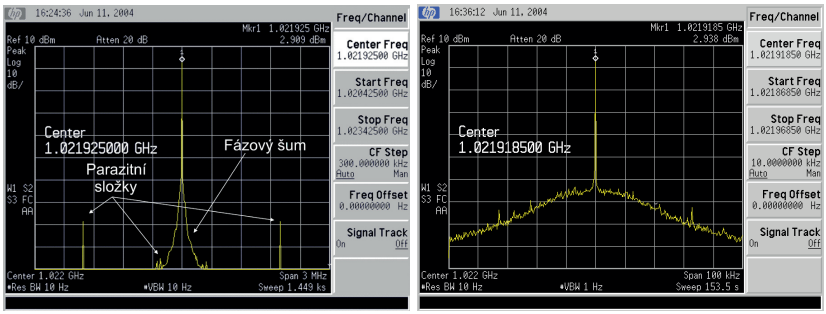
Obr. 11-12. Bodeho graf pro stanovení rezervy fáze jako základní kritérium stability

Klasifikace fázových závěsů

Podle toho, zda je detektor lineární nebo číslicový, rozlišujeme PLL a DPLL. Je-li celý závěs realizován číslicovými obvody, potom hovoříme o ADPLL. Právě takový závěs pak může být realizován technikou DSP, tedy softwarově, a označuje se SPLL, apod.

11.3.2 Spektrální vlastnosti syntezátorů PLL

Generovaný harmonický signál je bohužel více nebo méně fázově i amplitudově modulován, neboť napětí $u_V(t)$, které přivádíme na VCO, nemůže neobsahovat šumové složky různého původu. Naší snahou však je, aby tyto parazitní modulace byly pro daný typ rádiové komunikace eliminovány. V případě syntezátorů PLL rozlišujeme v podstatě dva typy parazitních signálů: fázový šum a diskrétní parazitní složky (obr. 11-13). V dobře navrženém PLL syntezátoru jsou diskrétní složky nejvyšší úrovně způsobeny pronikáním signálu se srovnávací frekvencí ΔF.



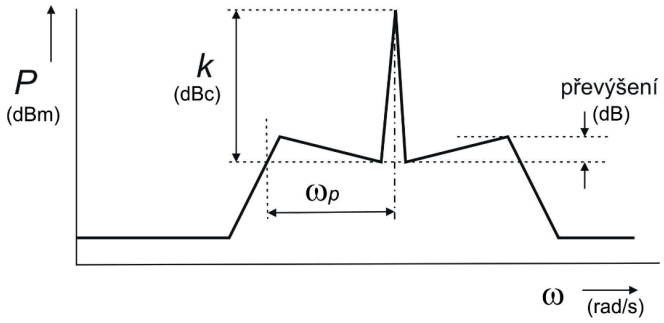
Obr. 11-13. Výstupní signál syntezátoru PLL s frekvencí 1 GHz. Diskrétní složky jsou způsobeny modulací pronikajícím signálem se srovnávacím kmitočtem 1 MHz. Vpravo je vidět fázový šum v rozsahu ±50 kHz od nosné.

Na vzniku fázového šumu se víceméně podílejí všechny části syntezátoru. Úroveň fázového šumu se nejčastěji vyjadřuje jako výkon jednoho postranního pásma připadající na 1 Hz šířky pásma, tedy hustotou výkonu fázového šumu $N_V(f)$. Protože výkon nosné P_c je za normálních okolností o několik řádů větší než výkon postranních pásem, lze za celkový výkon zkoumaného signálu považovat výkon nosné a položit $k(f) = -10\log(P_c/N_V(f))$ (dBc/Hz). Takto definovanou spektrální hustotu označujeme SSB a změříme ji spektrálním analyzátorem. Protože maximální rozlišovací schopnost spektrálních analyzátorů bývá

> 10 Hz, je třeba hodnotu na 1 Hz vypočítat. Šumová šířka pásma je přitom asi 1,2násobkem jmenovitého rozlišení. Typické spektrum syntezátoru PLL je na obr.11-14. Fázový závěs vytvoří kolem nosné postranní pásma, která mívají malá převýšení před frekvencemi $\pm\omega_p$ (3 až 4 dB při rezervě fáze 45°) a závislost $N_v(f)$ dále klesá se strmostí 20 dB/dek.

Důsledek přítomnosti parazitních složek spektra generovaného signálu je víceznačný. Jednak může způsobit rušení v sousedních kanálech (je-li součástí vysílače) nebo rušení sousedními kanály (je-li součástí přijímače). Z hlediska vlastního přenosového kanálu je nebezpečný především fázový šum (diskrétní složky větší úrovně leží vně vlastního kanálu), neboť nám snižuje jeho dynamiku. Pro celkový šumový výkon v kanálu o šířce Δf způsobený fázovým šumem můžeme napsat

$$P_{\mathrm{Ph}} = 2\int_0^{\Delta f} N_{\mathrm{v}}(f)\,\mathrm{d}f. \qquad (11.30)$$

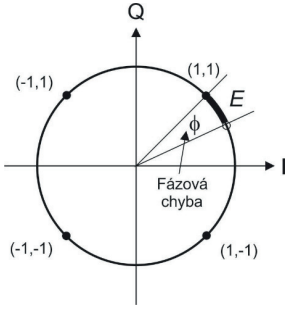


Obr. 11-14. Typické spektrum signálu generovaného fázovým závěsem

Je-li tedy např. v okolí nosné širším než ±10 kHz úroveň fázového šumu $k(f) = -80$ dBc/Hz, pak pro kanál se šířkou pásma $\Delta f =$ 10 kHz bude dynamika omezena na hodnotu $-(-80 + 3) - 10\log(10^4) =$ 37 dB.

Pro přenos digitálních signálů je velmi důležitá efektivní fázová chyba E_{rms} způsobená fázovým šumem. Její vliv je patrný z konstelačního diagramu pro signál QPSK na obr. 11-15. V souladu se zavedenou symbolikou můžeme pro efektivní chybu fáze napsat vztah [11-4]

$$E_{\mathrm{rms}} = \frac{180}{\pi}\sqrt{2\int_a^b N_{\mathrm{v}}(f)\,\mathrm{d}f}\,. \tag{11.31}$$



Obr. 11-15. Vliv efektivní fázové chyby viděn v konstelačním diagramu signálu QPSK

Allanova variance

Všimněme si stručně makroskopických šumových vlastností oscilátoru. Šumovou charakteristiku reálného kvalitního oscilátoru lze po částech linearizovat ([11-6], obr. 11-16) takto

$$\frac{S_\phi(f)}{f_o^2} = \frac{h_{-2}}{f^4} + \frac{h_{-1}}{f^3} + \frac{h_{-0}}{f^2} + \frac{h_1}{f} + h_2, \tag{11.32}$$

kde $S_\phi(f)$ je výkonová spektrální hustota výstupní fáze a její normování $S_\phi(f)/f_o^2$ zavádíme pro vyloučení vlivu násobení a dělení frekvence oscilátoru. Přibližně platí $S_\phi \approx 2N_v(f)$.

Z obrázků 11-13 a 11-16 je zřejmé, že měření spektrální hustoty fázového šumu je tím obtížnější, čím je blíže nosné. Používá se proto

měření v časové doméně, pomocí tzv. Allanových variancí. Harmonický signál s fázovými fluktuacemi může být popsán rovnicí

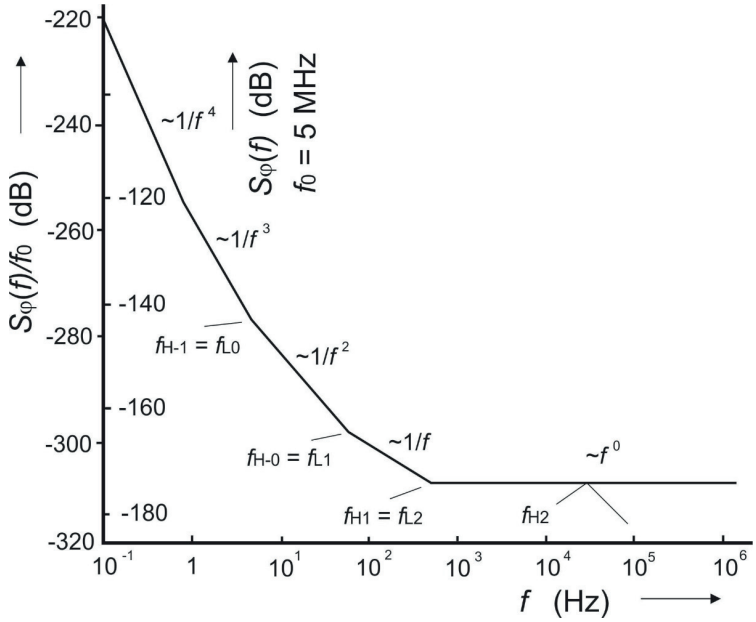
$$u(t) = U_o \sin\left[\omega_o t + \phi(t)\right]. \tag{11.33}$$

Derivací argumentu dostaneme okamžitou frekvenci

$$\omega_o + \frac{\mathrm{d}\phi(t)}{\mathrm{d}t} = \omega_o + \Delta\omega(t), \tag{11.34}$$

kde $\Delta\omega(t)$ je parazitní frekvenční modulace. Relativní frekvenční odchylku potom definujeme

$$y(t) = \frac{\Delta\omega(t)}{\omega_o}. \tag{11.35}$$



Obr. 11-16. Po částech linearizovaná šumová charakteristika oscilátoru [11-6]

Protože frekvence je derivací fáze, platí pro spektrální hustotu poměrných frekvenčních fluktuací

$$S_{\mathrm{y}}(f)=\left(\frac{f}{f_{\mathrm{o}}}\right)^{2} S_{\phi}(f). \tag{11.36}$$

Po částech lineární aproximace šumové charakteristiky pak bude

$$S_{\mathrm{y}}(f)=\sum_{\alpha=-2}^{2}\frac{h_{\alpha}}{f^{-\alpha}}. \tag{11.37}$$

David Allan [11-9], [11-10] navrhl využití variancí dvojic relativních frekvenčních odchylek k získání koeficientů h_{α} po částech linearizované šumové charakteristiky (11.32) a (11.37). Allanova variance dvojic je definována

$$\sigma^{2}(\tau)=\frac{1}{2}\left(\overline{y}_{k+1}+\overline{y}_{k}\right)^{2}, \tag{11.38}$$

kde $\overline{y}_{k}$ je střední hodnota $y(t)$ za dobu τ měřená v okamžicích t_{k-1}, t_{k}, t_{k+1}.

$$\overline{y}_{k}=\frac{1}{\tau}\int_{t_{k-1}}^{t_{k}} y(t)\,\mathrm{d}t. \tag{11.39}$$

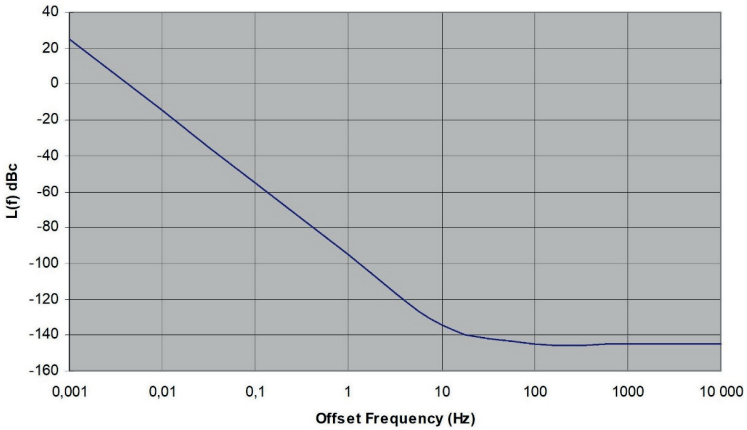
Převodní vztahy mezi variancemi dvojic $\sigma^{2}(\tau)$ a koeficienty h_{α} jsou v tab. 11-1.

Převodní vztahy fungují také obráceně. To znamená, že máme-li změřenu spektrální hustotu výkonu fázového šumu ve vhodných bodech (tak, abychom z ní mohli sestrojit po částech linearizovanou šumovou charakteristiku oscilátoru), můžeme stanovit Allanovu varianci pro daný interval τ. Toho jsme využili při stanovení Allanovy variance našeho standardu GPS – GPG24, u kterého známe pouze změřené hodnoty

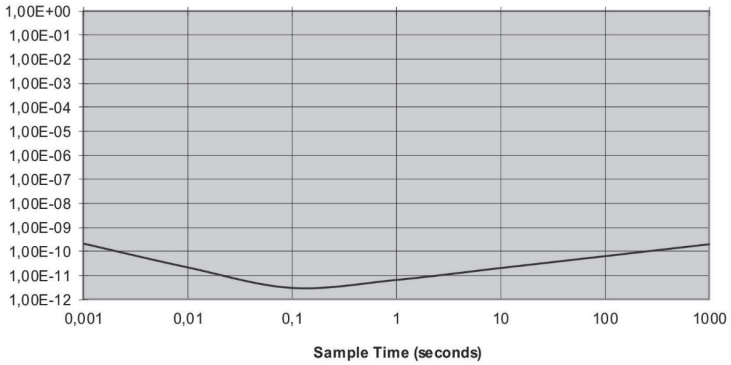
fázového šumu (obr. 11-17). Odpovídající Allanovy variance jsou potom na obr. 11-18. Tím jsme mohli doplnit tab. 11-2, kterou potřebujeme

$S_y(f)$	$\sigma^2(\tau)$	Sklon
$h_2 f^2$	$\frac{3h_2 f_H}{(2\pi\tau)^2} \quad (2\pi\tau f_H >> 1)$	–20 dB/dek
$h_1 f$	$\frac{h_1}{(2\pi\tau)^2}\left[1{,}038 + 3\ln(2\pi\tau f_H)\right]$	–20 dB/dek
h_0	$\frac{h_0}{2\tau}$	–10 dB/dek
$\frac{h_{-1}}{f}$	$2h_{-1}\ln 2$	0
$\frac{h_{-2}}{f^2}$	$\frac{(2\pi)^2 \tau h_{-2}}{6}$	+10 dB/dek

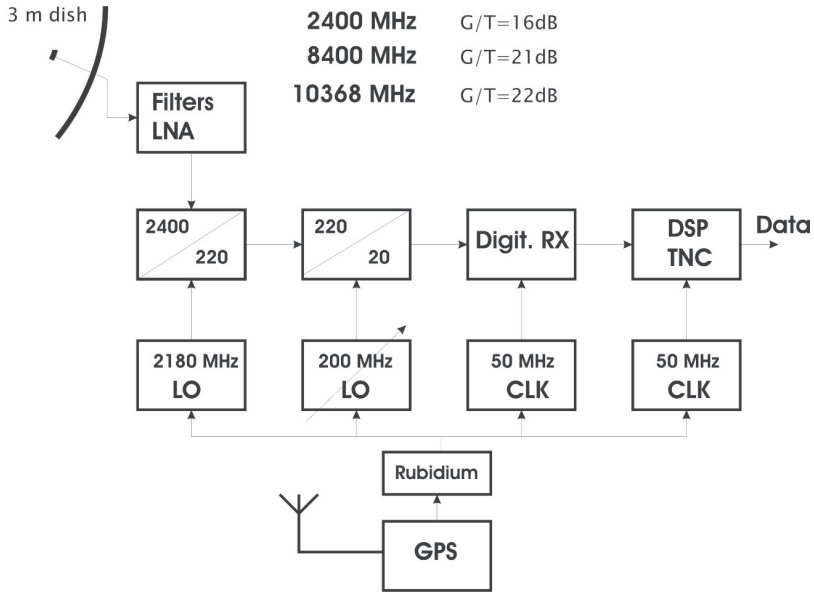
Tab. 11-1. Převodní vztahy mezi h_α a $\sigma^2(\tau)$



Obr. 11-17. Změřená šumová charakteristika standardu GPS GPG24, $L(f) \equiv N_v(f)$



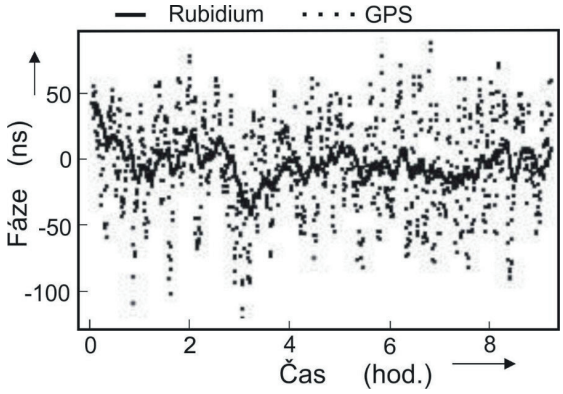
Obr. 11-18. Allanovy variance standardu GPG24 vypočítané z aproximované šumové charakteristiky



Obr. 11-19. Experimentální přijímací pracoviště ESL na Ústavu radioelektroniky Fakulty elektrotechniky a komunikačních technologií Vysokého učení technického v Brně

Typ	Stárnutí	Frekv. posuv pro 5°C	Přípustný offset	Zahřátí	Allanova variace ($\tau = 1$ s)
XO	3×10^{-7} za měsíc	5×10^{-6}	60 Hz	30 minut	1×10^{-9}
TCXO	1×10^{-7} za měsíc	1×10^{-6}	13 Hz	3 hodiny	1×10^{-10}
OCXO	2×10^{-8} za měsíc	5×10^{-10}	150 mHz	3 dny	5×10^{-12}
Rubidium	1×10^{-11} za měsíc	5×10^{-12}	400 μHz	4 hodiny	7×10^{-12}
GPS	3×10^{-12} za měsíc	-	-	-	1×10^{-11}
Cesium	Primární standard	3×10^{-12}	6 μHz	45 minut (21,5 ns/h)	1×10^{-11}

Tab. 11-2. Kmitočtové standardy



Obr. 11-20. Rozdíl střednědobé stability GPS a Rb frekvenčních normálů

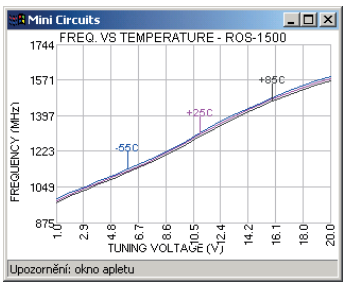
jeme pro návrh našeho družicového přijímacího pracoviště (obr. 11-19), kde je pro všechny syntetizované frekvence použit jako standard GPG24. Jak je z tabulky patrno, GPS standard má velmi dobrou dlouhodobou stabilitu, ale poněkud větší rozptyl (krátkodobou stabilitu) než rubidiový oscilátor (obr. 11-20). Uvažujeme proto o Rb oscilátoru synchronizovaném (disciplined) GPS standardem. Z tab. 11-2 je rovněž patrné, že dobrým řídicím oscilátorem může být krystalem řízený oscilátor (XO), zvláště je-li v termostatu.

11.3.3 Obvodové řešení moderních syntezátorů PLL

Obvodové řešení syntezátorů PLL se velmi intenzivně vyvíjelo a bylo vždy závislé na technologii. Podrobný výčet je nad rámec této knihy. Podívejme se však na obvodové řešení současných syntezátorů alespoň v několika poznámkách.

Oscilátory

Každý syntezátor PLL obsahuje nejméně dva oscilátory – řídicí a řízený. Oba mají zásadní vliv na kvalitu generovaného signálu. Požadavky na ně kladené jsou rozdílné. I když je malý fázový šum u řízeného oscilátoru (VCO) rovněž velmi důležitý, nejsou požadavky tak přísné jako u oscilátoru řídicího. U VCO je důležité, aby konverzní strmost K_o



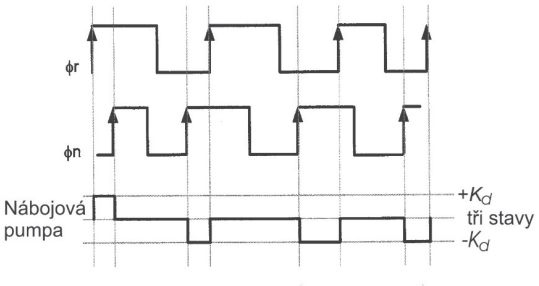
Obr. 11-21. Závislost frekvence na ladicím napětí VCO ROS-1500 při různých teplotách

odpovídala rozsahu řídicího napětí u_v a požadovanému rozsahu zachycení. Je třeba si také uvědomit, že VCO pracuje na vysokých až mikrovlnných frekvencích, kde se šumové vlastnosti oscilátorů a vysoká frekvenční stabilita dosahují obtížně. Pracuje-li syntezátor v prostředí s velkým teplotním rozsahem (např. v družici), je důležitá i teplotní stálost frekvence volně běžícího oscilátoru (obr. 11-21).

Fázově frekvenční detektory - PFD

Standardní číslicové PFD jsou v současných syntezátorech PLL doplňovány téměř vždy nábojovou pumpou (Charge Pump), tedy napěťově proudovým převodníkem pracujícím třístavově s šířkově modulovanými impulzy (obr. 11-22). V lineárním modelu fázového závěsu je fázově frekvenční detektor charakterizován konverzním ziskem K_d (V/rad).

Fázově frekvenční detektor s nábojovou pumpou ovlivní šumové parametry syntetizovaného signálu především velikostí srovnávací frekvence ΔF. Platí přibližně P_{ph}~ 10log ΔF vně i uvnitř pásma smyčky.



Obr. 11-22. Funkce nábojové pumpy

Děliče frekvence

Aby bylo možné programovat výstupní frekvenci syntezátoru, je ve zpětnovazební větvi zařazen proměnný dělič frekvence. Protože vstupním signálem děliče je výstupní signál syntezátoru, používají se na

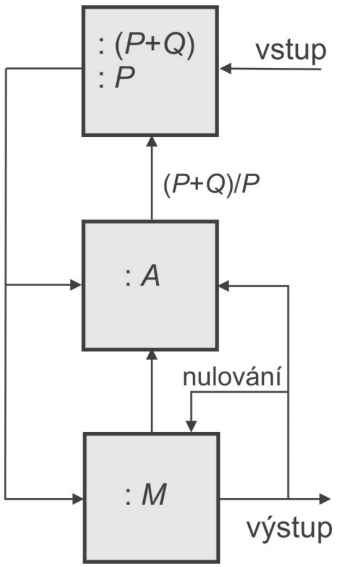
vysokých a velmi vysokých frekvencích pevné rychlé předděličky, které pracují s dvojím modulem. Činnost takového děliče je znázorněna na obr. 11-23. Předdělič dělí po část cyklu, určené rozsahem čítače A, poměrem (P+Q). Po naplnění čítače A se rychlá dělička přepne na dělicí poměr P. Výsledný dělicí poměr je potom dán

$$N = (P+Q)A + P(M-A) = PM + QA. \qquad (11.40)$$

Obvykle se volí $Q = 1$ (předděličky 16/17, 64/65 nebo 20/21) a $M_{\min} = A_{\max} + 1$. Bude-li se A měnit v rozsahu $0 \le A \le (P-1)$, budou přirozená čísla N ležet v intervalu

$$PM_{\min} \le N \le PM_{\max} + A_{\max}. \qquad (11.41)$$

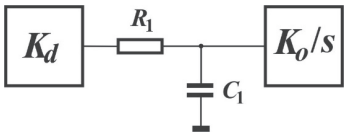
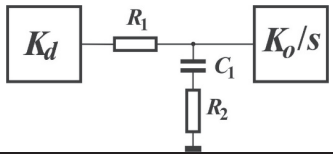
Příspěvek děliče k fázovému šumu závěsu je přibližně $P_{\text{ph}} \sim 20\log N$, uvnitř pásma smyčky.



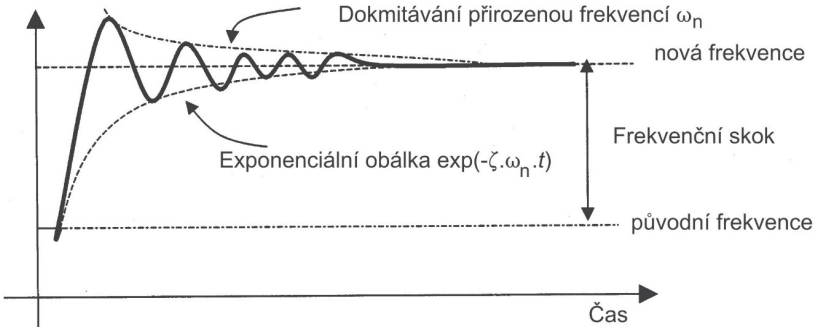
Obr. 11-23. Proměnný dělič s dvoumodulovou rychlou pevnou předděličkou

Smyčkové filtry

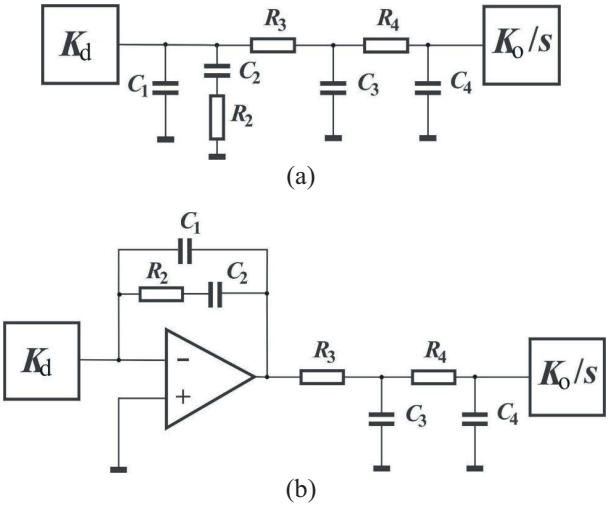
Smyčkové filtry ovlivňují zásadní měrou dynamické chování fázového závěsu, neboť v podstatě určují řád a typ fázového závěsu. Jsou to klasické dolnofrekvenční propusti 1. nebo 2., výjimečně vyššího řadu, s proudovým buzením v případě nábojové pumpy. Navrhují se jako pasivní nebo i aktivní, pro což však musí být důvod (rozsah nábojové pumpy nedostačuje pro přeladění VCO, z důvodů fázové koherence potřebujeme, aby se filtr choval jako ideální integrátor apod.), neboť

(a)	(b)
	
$\tau_1 = R_1 C_1$	$\tau_1 = C_1\left(R_1 + R_2\right), \quad \tau_2 = R_2 C_1$
$F\left(s\right) = \dfrac{1}{1+s\tau_1}$	$F\left(s\right) = \dfrac{1+s\tau_2}{1+s\tau_1}$
$I\left(s\right) = \dfrac{K/\tau_1}{s^2 + s/\tau_1 + K/\tau_1}$	$I\left(s\right) = \dfrac{\left(K/\tau_1\right)\left(1+s\tau_2\right)}{s^2 + s\left(1+K\tau_2\right)/\tau_1 + K\tau_1}$
kde $K = K_\mathrm{d} K_\mathrm{o}$	
Přirozená frekvence (teorie servomechanismů):	
$\omega_\mathrm{n} = \sqrt{K/\tau_1}$	$\omega_\mathrm{n} = \sqrt{K/\tau_1}$
Tlumení:	
$\zeta = \dfrac{\omega_\mathrm{n}}{2}\dfrac{1}{K} = \dfrac{1}{2}\dfrac{1}{\sqrt{K\tau_1}} = \dfrac{1}{2}\dfrac{1}{\omega_\mathrm{n}\tau_1}$	$\zeta = \dfrac{\omega_\mathrm{n}}{2}\left(\tau_2 + \dfrac{1}{K}\right)$

Obr. 11-24. Dva nejjednodušší typy filtrů fázových závěsů 2.řádu: (a) jednoduchý RC filtr, (b) poměrový RC filtr



Obr. 11-25. Přechodový jev při přepnutí fázového závěsu z jedné frekvence na druhou

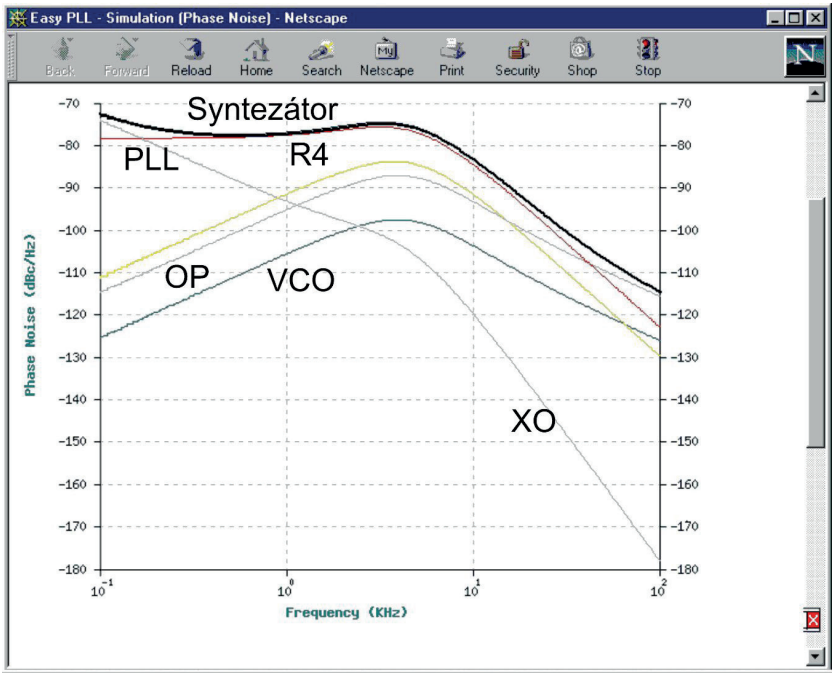


Obr. 11-26. Typické konfigurace filtrů fázového závěsu: (a) pasivní, (b) aktivní

aktivní filtr ve smyčce představuje i zvýšený šum. Základní vztahy pro fázový závěs 2. řádu s jednoduchým filtrem RC a poměrovým filtrem RC 1. řádu jsou uvedeny na obr. 11-24.

Důležitá je definice přirozené frekvence ω_n a tlumení ξ, které určují průběh přechodového děje při přepnutí z jedné frekvence na druhou

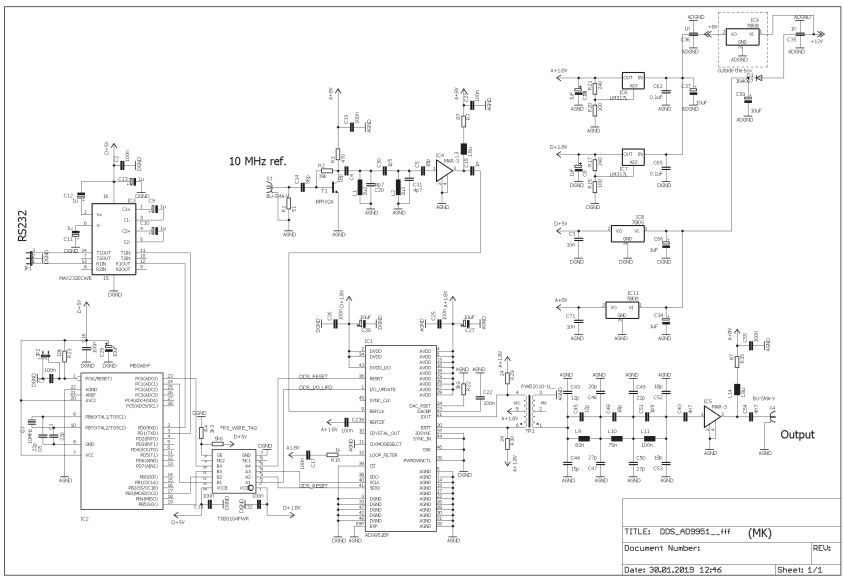
(obr. 11-25). Volba časových konstant určuje do značné míry šířku pásma smyčky ω_p a spolu s $|F(j\omega)|$ závisí pro danou aplikaci na všech dalších parametrech K_d, K_o, ΔF a N. Existuje řada rozborů vedoucích k víceméně optimálnímu výpočtu časových konstant a následným výpočtům hodnot obvodových prvků. Právě zde se však nejvíc uplatňují počítačové simulace, které dovolují zahrnout do výpočtu linearizovaného modelu prakticky všechny podstatné okolnosti (obr. 11-27). Uvedené simulace odpovídají konfiguracím smyčkového filtru podle obr. 11-26. Je třeba si uvědomit, že i když původní návrh počítá s filtrem 1. nebo 2. řádu, odpovídá uvedená topologie řádu 4. Do výpočtu musíme zahrnout i oddělovací obvody VCO, i když jejich časové konstanty jsou relativně malé.



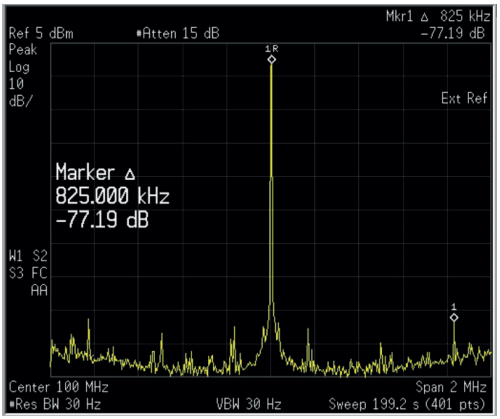
Obr. 11-27. Simulace fázového šumu syntezátoru s vyznačeným vlivem jednotlivých komponent

11.4 Přímý číslicový syntezátor s čipem AD9951EP

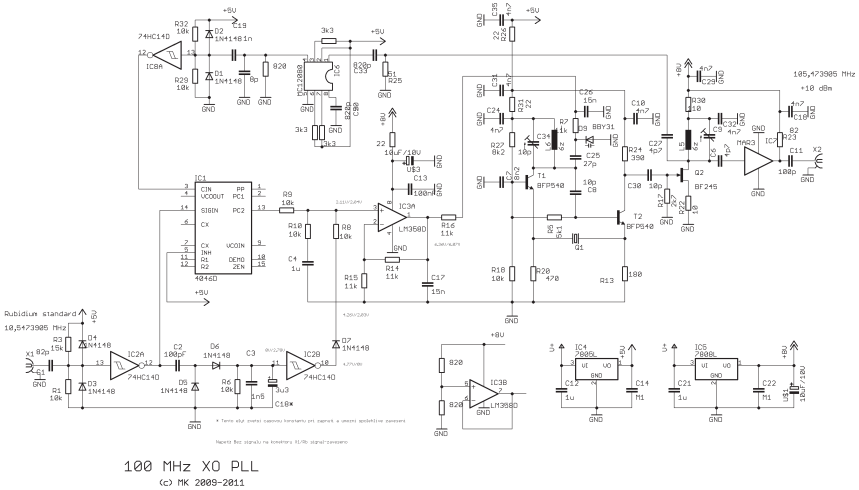
Tento syntezátor byl vyvinut pro mezifrekvenční transvertor z mikrovlnných pásem, aby byla možná přesná (~1 Hz) kompenzace Dopplerova posuvu při digitálních přenosech pomocí odrazu od měsíčního povrchu. Syntezátor současně umožňuje synchronizaci komunikačního zařízení na atomový frekvenční normál 10 MHz (GPS nebo rubidiový). Vlastní syntezátor je tvořen čipem AD9951EP s hodinovým kmitočtem 400 MHz, který je odvozen z frekvenčního normálu 10 MHz vynásobený 2×. Jeho stavové porty jsou obslouženy procesorem ATmega8 s odpovídajícím firmwarem a s přístupem přes standardní sériový port RS232. Celkové schéma DDS je na obr. 11-28. Výstupní spektrum při generovaném kmitočtu 100 MHz je na obr. 11-29. Později byl tento DDS v několika exemplářích využit k synchronizaci napětím řízeného krystalového oscilátoru VCXO (obr. 11-30). DDS v této aplikaci pracoval na desetkrát nižší frekvenci.



Obr. 11-28. Celkové schéma DDS s čipem AD9951EP



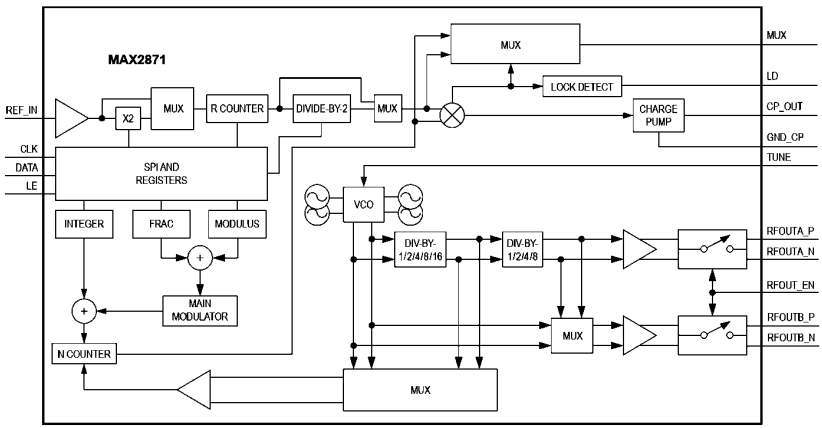
Obr. 11-29. Výstupní spektrum DDS při generované frekvenci 100 MHz



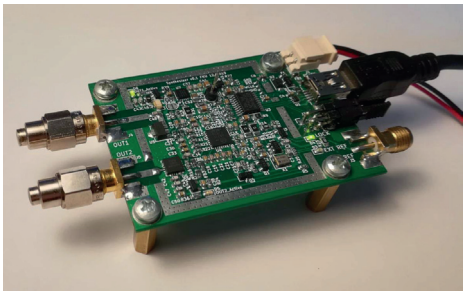
Obr. 11-30. Zapojení VCXO s fázovým závěsem synchronizovaný DDS s čipem AD9951EP

11.5 Frekvenční syntezátor pro mikrovlnná zařízení

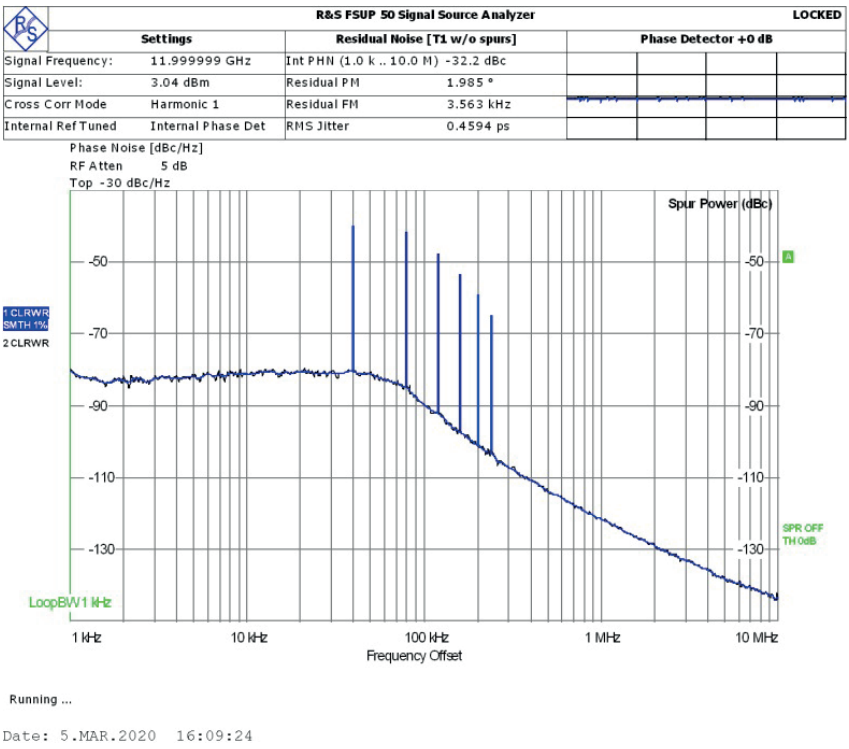
Současné požadavky na lokální oscilátory mikrovlnných zařízení, zvláště zpracovávajících slabé úzkopásmové signály, jsou značné. Absolutní frekvenční přesnost musí být srovnatelná s atomovými oscilátory. Výstupní frekvence musí být programovatelná s malým krokem. Velké požadavky jsou na fázový šum a přítomnost parazitních složek ve výstupním spektru syntezátoru. Naštěstí pokrok v technologiích vůdčích firem, jako jsou Analog Devices a MAXIM Integrated, umožňuje takové syntezátory navrhnout a realizovat. Výhoda IO MAX2871 je v tom, že čip obsahuje integrované čtyři VCO, které se přepínají podle rozsahu. Tím je vyřešena obvykle kritická část PLL. Obvody syntezátoru jsme doplnili elektronickým přepínačem interního a externího frekvenčního normálu. Jak je patrné z obr. 11-31, syntezátor má dva výstupy. Firma MACOM vyrábí násobičku dvěma pro rozsah 2,5–5/5–12 GHz s výstupní úrovní až 16 dBm. Syntezátor jsme realizovali a na jeden výstup jsme násobičku připojili. Při řízení externím normálem 10 MHz (GPSDO) jsme tak získali kvalitní syntezátor až do 12 GHz [11-11]. Provedení syntezátoru je na obr. 11-32 a na obr. 11-33 je změřený fázový šum syntezátoru na frekvenci 12 GHz.



Obr. 11-31. Blokové schéma mikrovlnného syntezátoru do 6 GHz, čipu MAX2871 [11-12]



Obr. 11-32. Provedení syntezátoru s MAX2871 a násobičkou XX1002-QH



Obr. 11-33. Fázový šum syntezátoru s MAX2871 a násobičkou XX1002-QH na frekvenci 12 GHz

Literatura

[11-1] KASAL, M. *Frekvenční syntéza v komunikačních systémech experimentální družice*. Edice Vědecké spisy VUT v Brně, Habilitační a inaugurační spisy, sv. 169, 35 s. Brno: VUTIUM, 2005. ISBN 80-214-2982-8.

[11-2] ROHDE, U. L. *Digital PLL Frequency Synthesizers –Theory and Design*. London: Prentice-Hall International, 1982. ISBN 9780132142397.

[11-3] NATIONAL SEMICONDUCTORS. [online] [cit. 20.01.2023] Dostupné z: http://www.national.com/

[11-4] BANERJEE, D. *PLL Performance, Simulation and Design* [online]. 5. vyd. Dog Ear Publishing: 2017. ISBN 978-1457551772. [cit. 20.01.2023]. Dostupné z: https://www.ti.com/lit/ml/snaa106c/snaa106c.pdf

[11-5] KASAL, M. Design Details of L-Band Satellite Receiver. **In**: *Proceedings of International Travelling Summer School on Microwaves and Lightwaves 2004*, Brno, July 2004, s. 289–300.

[11-6] KROUPA, V. F. *Teorie fázových závěsů a jejich aplikace v elektronice.* Praha: Academia, 1995. ISBN 80-200-0531-5.

[11-7] KROUPA, V. F. *Phase Lock Loops and Frequency Synthesis*. Chichester: Wiley, 2003. DOI: 10.1002/0470014105.

[11-8] KROUPA, V. F. (editor) *Direct Digital Frequency Synthesizers*. New York: Wiley, 1998. ISBN 978-0-780-33438-0.

[11-9] ALLAN, D. W. Statistics of Atomic Frequency Standard. *Proceedings of the IEEE*. 1966, **54**(2), 221–231. DOI: 10.1109/PROC.1966.4634.

[11-10] ALLAN, D. W. Time and Frequency (Time-Domain) Characterization, Estimation, and Prediction of Precision Clocks and Oscillators. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*. 1987, **34**(6), 647–654. DOI: 10.1109/T-UFFC.1987.26997.

[11-11] KLAPIL, F. *Frekvenční syntezátor pro mikrovlnné komunikační systémy. Diplomová práce* [online]. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky.

Brno, 2020 [cit. 20.01.2023]. Dostupné z: http://hdl.handle.net/11012/189303.

[11-12]ANALOG DEVICES. *MAX 2871 Datasheet* [online]. [cit. 20.01.2023]. Dostupné z: https://www.analog.com/en/products/max2871.

12. Mikrovlnný vysílač

Pro generování signálů, které posléze přijímáme a zpracováváme jako slabé signály, jsou potřeba vhodné mikrovlnné vysílače. Je tomu tak např. při komunikaci odrazem od měsíčního povrchu (Earth-Moon-Earth, EME), kdy nám zpoždění signálu ~2,5 s dokonce umožňuje měřit vlastní odezvu. Ale i při komunikaci se satelity potřebujeme vysílač, ať už pro přenos signálů nebo povelování družice. Vysílač proto patří ke standardnímu vybavení experimentálního pracoviště.

Pro výkony řádu desítek wattů v mikrovlnných pásmech byly donedávna používány hlavně vakuované elektronky (TWT[1], popř. reflexní klystrony). Rozvoj polovodičových technologií však situaci zásadně mění. Oblast stovek MHz až nižších jednotek GHz zcela ovládly tranzistory LD MOSFET, které jsou velmi stabilní z hlediska nastavení pracovního bodu, mají velké zesílení srovnatelné s elektronkami a dobrou účinnost. Zvláště typy pro vyšší napětí (50 V) vykazují i dobrou linearitu. Pro kmitočty řádu desítek GHz byly vyvinuty výkonové tranzistory GaAsFET (obr. 12-1), které však mají relativně malé zesílení, a proto se provozují většinou ve třídě A, což má za následek velký příkon a malou účinnost. Nejmodernější prvky pro tato pásma jsou na bázi galium nitrid GaN. Mají větší zesílení a mohou tudíž pracovat i ve třídě



Obr. 12-1. GaAsFET FLM0910-12F pro pásmo 9-10 GHz a výkon 12 W

[1] TWT – Travel Wave Tube, tedy elektronka s postupnou vlnou

AB s vyšší účinností. Především však mají výbornou tepelnou stabilitu a práce s nimi je podobná jako s výše uvedenými tranzistory LD MOSFET.

V dalším textu uvedeme řešení některých problémů, s nimiž jsme se při návrhu a realizaci vysílačů, respektive jejich výkonových stupňů setkali.

12.1 Výkonový zesilovač 300 W pro pásmo UHF

Pro tento zesilovač jsme použili LD MOSFET MRF6V4300NBR1 v pracovním bodě $V_{DD} = 50$ V, $I_{DQ} = 0{,}9$ A pro třídu AB při výkonu v zátěži $P_{out} = 300$ W. Výrobce uvádí následující impedance pro výkonové přizpůsobení na vstupu i výstupu (tab. 12-1).

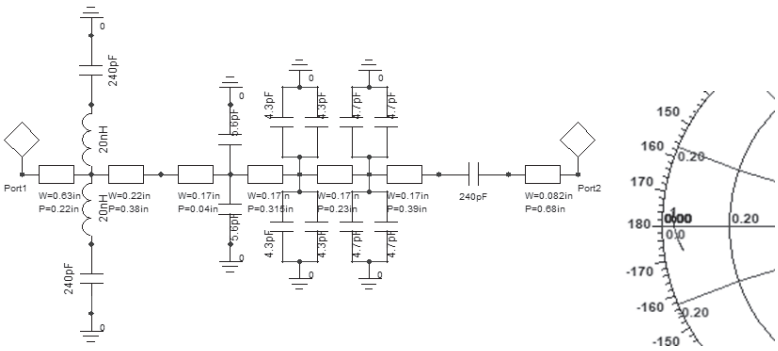
$V_{DD} = 50\ V_{DC}$, $I_{DQ} = 900$ mA, $P_{out} = 300$ W CW

f **MHz**	Z_{source} **Ω**	Z_{load} **Ω**
450	0,39 + j 1,26	1,27 + j 0,96

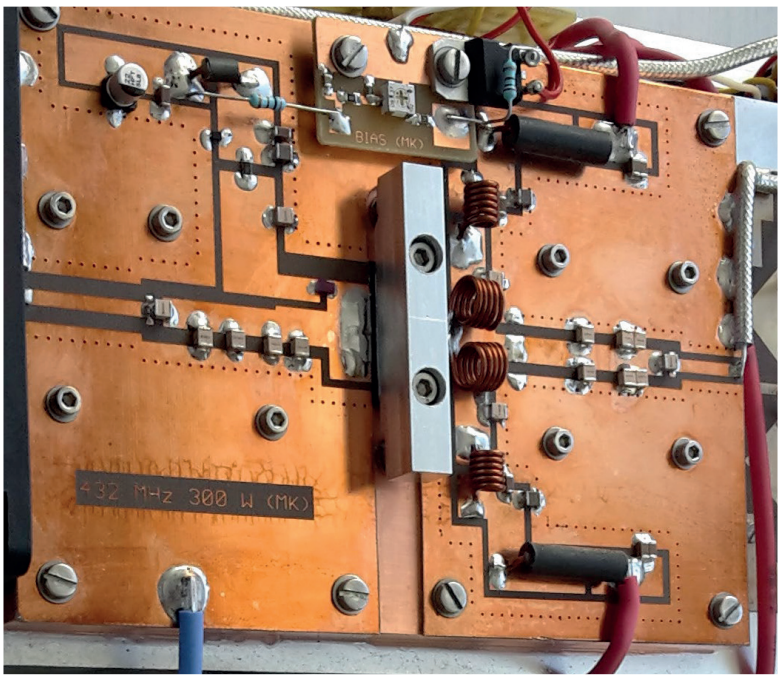
Tab. 12-1. Impedance pro výkonové přizpůsobení tranzistoru MRF6V4300NBR1 na vstupu i výstupu

V prostředí Ansoft Designer jsme přizpůsobení modelovali. Na obr. 12-2 je ukázka modelu a výpočtu výstupního obvodu v rozsahu 350–500 MHz. Struktura zesilovače včetně mikropáskových vedení je patrná z obr. 12-3. Substrát byl použit ARLON CuCLad250GX o tloušťce 30 mil a permitivitě $\varepsilon_r = 2{,}55$.

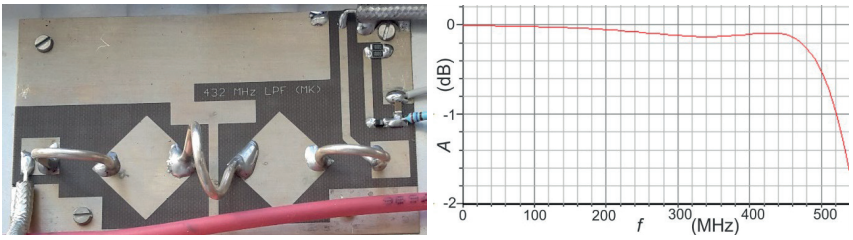
Jako velký problém se ukázalo chlazení zesilovače. Uvažované aplikace vyžadují trvalý plný výkon se střídou 1:1 (tzn. duty cycle 50%). Při dosahované účinnosti 50% je tepelný výkon, který je nutno rozptýlit, 150 W. Zesilovač je proto mnohabodově přišroubován k měděné plotně o síle 10 mm, která je dále přišroubována k mohutnému hliníkovému žebrovému chladiči s dvěma větráky. Jako naprosto zásadní se ukázalo použití hliníkového „třmenu“, odvádějícího teplo z horní strany pouzdra tranzistoru (obr. 12-3).



Obr. 12-2. Simulace přizpůsobení na výstupu LD MOSFET a jeho výpočet ($Z_0 = 50\ \Omega$)

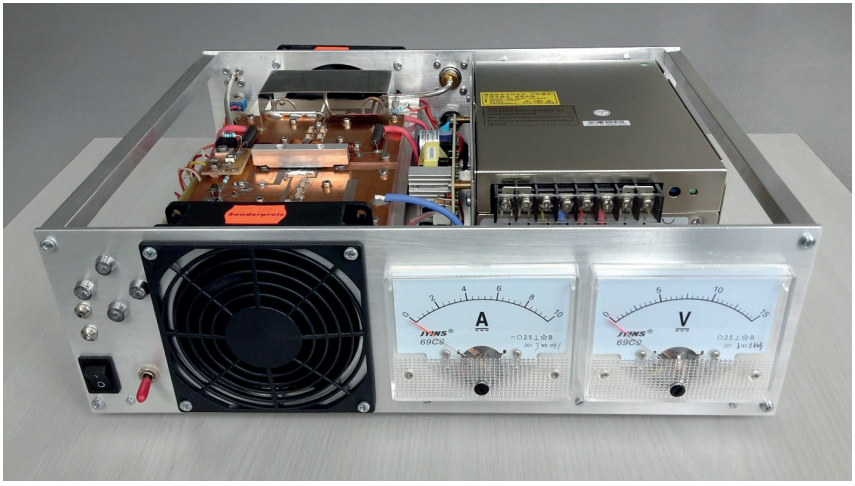


Obr. 12-3. Struktura výkonového zesilovače UHF s výkonem 300 W



Obr. 12-4. (a) Dolnofrekvenční propust na výstupu vysílače; (b) na frekvenci 435 MHz nepřesahuje vložný útlum 0,1 dB

Na výstupu takového zesilovače musí být účinná dolnofrekvenční propust pro potlačení především druhé a třetí harmonické (obr. 12-4(a)). Kapacitory jsou realizovány „ploškami“ na substrátu. Propust musí přenést generovaný výkon s minimálními ztrátami (obr. 12-4(b)).



Obr. 12-5. Celkové provedení zesilovače 300 W UHF, včetně zdroje a chladicího systému

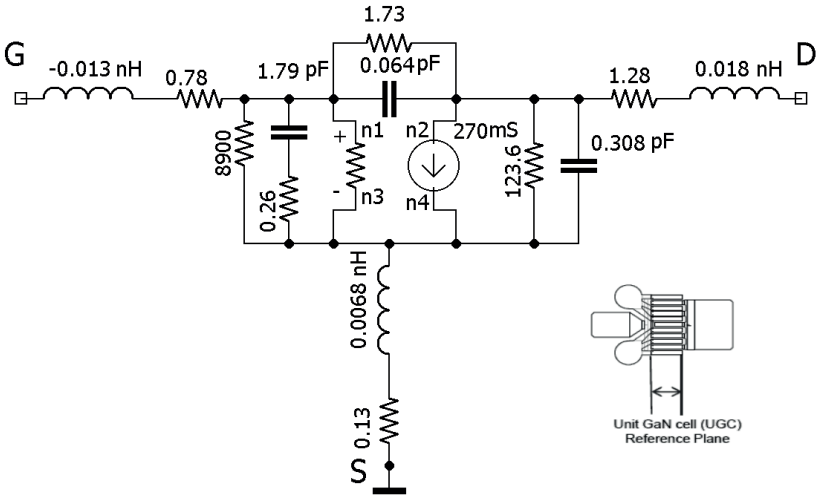
12.2 Výkonové zesilovače pro pásmo X

Návrh výkonových zesilovačů jako obecně nelineárních obvodů je zvláště na mikrovlnných frekvencích obtížný. Z hlediska přenosu modulační obálky pracuje většina výkonových zesilovačů v linearizovaném režimu. Hledají se proto stále cesty pro efektivní návrhy. Základem musí být dostatečně přesný popis aktivního prvku zesilovače. Byly vyvinuty metody měření tzv. velkosignálových rozptylových parametrů (large scale s-parameters) [12-2], které ovšem odpovídají úzkému pásmu frekvencí a jednomu stavu vybuzení zesilovače. Poněkud univerzálnější mohou být modely na bázi X-parametrů, které navrhla firma Keysight (Agilent) včetně aparatury pro jejich měření [12-3]. Výkonové GaAsFET (často i LD MOSFET) se dnes vyrábějí pro určité konkrétní aplikace a jsou tzv. vnitřně přizpůsobené (internally matched) v relativně úzkém frekvenčním pásmu, pro které je tranzistor určen. To znamená, že generátor i zátěž s jmenovitou impedancí (obvykle 50 Ω) mohou být připojeny k tranzistoru přímo, nebo pomocí jednoduchých přizpůsobovacích obvodů, které obvykle pouze kompenzují reaktivní složku impedance vzniklou konkrétní montáží tranzistoru k substrátu. Použití vnitřně přizpůsobených tranzistorů mimo doporučené frekvenční pásmo je velmi problematické [12-13].

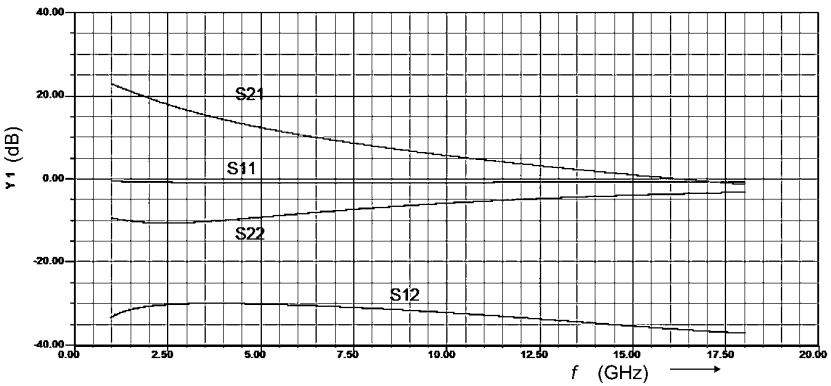
Na druhé straně špičkoví výrobci, např. Qorvo, vyvíjejí čipy na bázi GaN, které jsou velmi širokopásmové a v celém pásmu mají slušné zesílení. Např. TGF2023-2-01 je 1,25 mm GaN na SiC HEMT použitelný v pásmu DC–18 GHz a poskytující až 38 dBm (6 W) výkonu. Výrobce poskytuje náhradní obvod linearizovaného modelu (obr. 12-6), z něhož jsme vypočítali s-parametry (obr. 12-7).

Jednoduchými vnějšími obvody jsme navrhli přizpůsobení na straně generátoru i zátěže na frekvenci 10,4 GHz (obr. 12-8). Vypočítané s-parametry ukazují, že výsledné vlastnosti zesilovače odpovídají očekávaným parametrům z hlediska zesílení při malých signálech a přizpůsobení na obou portech. Lze aplikovat také imitanční kritérium stability, kdy $20\log|s_{11}| < 0$ a $20\log|s_{22}| < 0$ v celém rozsahu frekvencí.

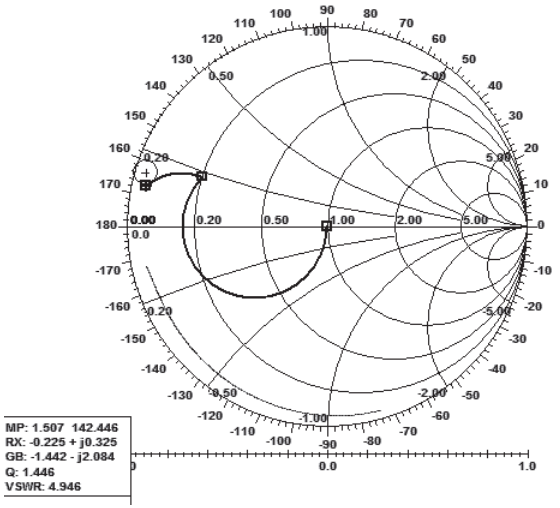
Stabilitu při velkých signálech tímto způsobem pochopitelně analyzovat nelze. Nicméně nestabilita zesilovače obvykle startuje s malými signály, a proto je zmíněné kritérium ospraveditelné.



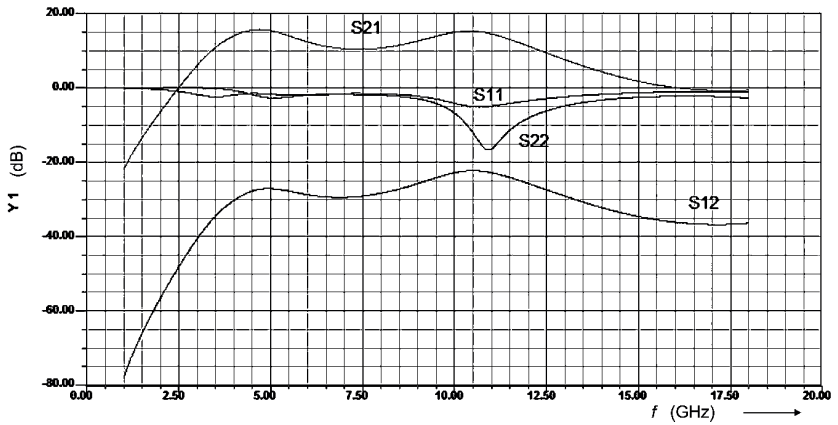
Obr. 12-6. Linearizovaný model tranzistoru TGF2023-2-01



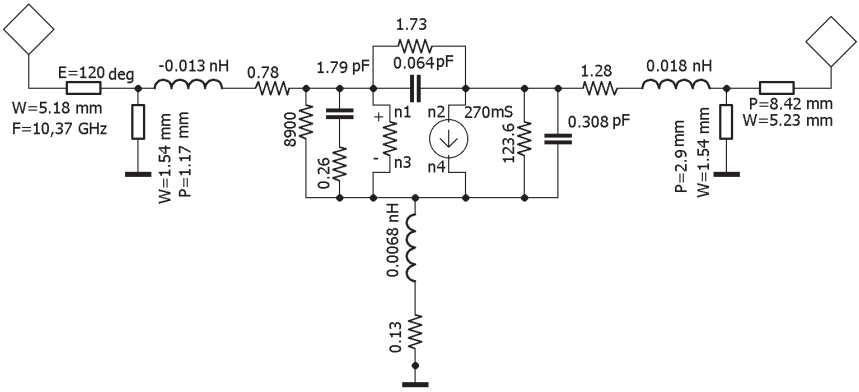
Obr. 12-7. Vypočítané s-parametry tranzistoru TGF2023-2-01



Obr. 12-8. Přizpůsobení na vstupu TGF2023-2-01. Kružnice ze středu odpovídá podélnému úseku vedení o délce 120° a následuje uzemněný pahýl.



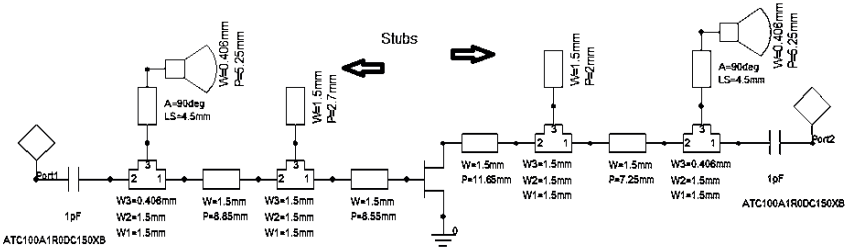
Obr. 12-9. Vypočítané malosignálové s-parametry zesilovače, po naznačeném přizpůsobení vstupu i výstupu TGF2023-2-01 na frekvenci 10,4 GHz



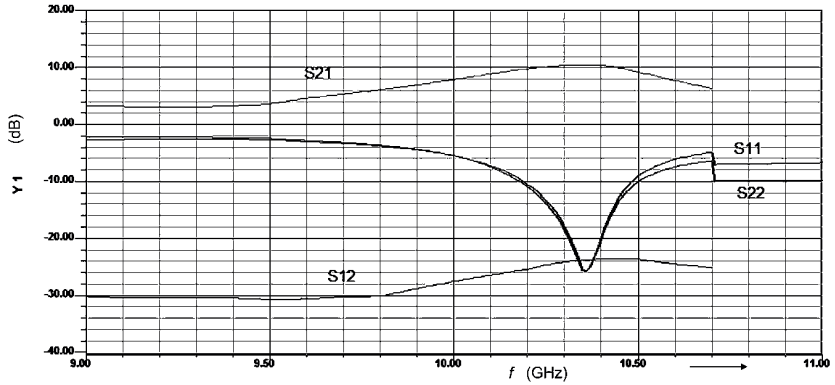
Obr. 12-10. Náhradní obvod TGF2023-2-01 včetně přizpůsobení na vstupu i výstupu

12.2.1 Jednostupňový výkonový zesilovač 4 W pro pásmo X

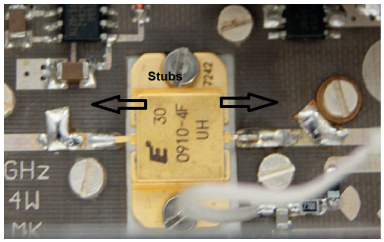
Podobný postup jsme použili při návrhu jednostupňového zesilovače s vnitřně přizpůsobeným GaAsFET FLM0910-4F. Tranzistor pracuje ve třídě A a z katalogových údajů známe pro rozsah kmitočtů 9,3–10,7 GHz s-parametry v pracovním bodě $V_{DD} = 10$ V, $I_{DQ} = 1{,}1$ A. Po doplnění napájecími obvody jsme sestavili model zesilovače (obr. 12-11). Abychom dosáhli optimálního přizpůsobení na frekvenci 10,37 GHz, použili jsme na vstupu i výstupu pahýly (obr. 12-11) a ty jsou vidět i na fotografii zesilovače na obr. 12-13. Parametry modelu při-



Obr. 12-11. Model linearizovaného zesilovače s FLM0910-4F ve třídě A



Obr. 12-12. Parametry zesilovače optimalizovaného na frekvenci 10,37 GHz



Obr. 12-13. Pahýly pro optimální přizpůsobení

způsobeného zesilovače jsou na obr. 12-12. Realizovaný zesilovač vykazoval vypočítané parametry P_{out} = 36 dBm (4 W) při účinnosti η = 0,3 a intermodulačním zkreslení IMD < 40 dB.

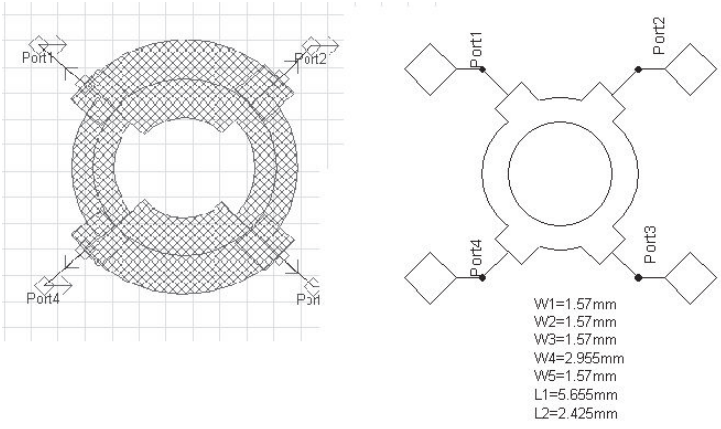
12.2.2 Výkonový zesilovač 20 W pro pásmo X

Pro pokusy s odrazy od Měsíce jsme byli postaveni před úkol postavit zesilovač s výkonem alespoň 43 dBm (20 W) a ziskem při velkých signálech 20 dB na frekvenci 10,37 GHz. Zvolili jsme koncepci třístupňového zesilovače s koncovým stupněm pracujícím v kvadratuře. Tranzistory na druhém a třetím stupni jsou GaAsFET s vnitřním při-

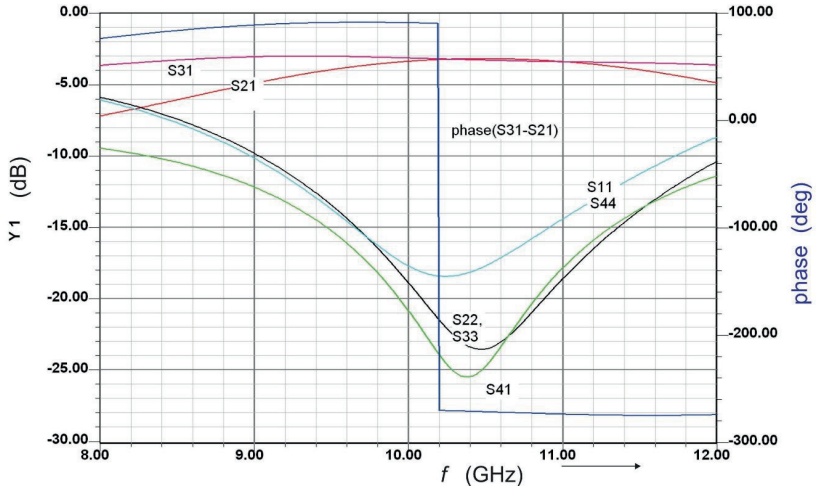
způsobením. Zesilovač je realizován mikropáskovou technikou na substrátu Duroid 5880 s tloušťkou 20 mil a $\varepsilon_r = 2{,}2$. Ukázalo se, že precizní návrh 3 dB hybridního vazebního členu na vstupu a výstupu koncového stupně je pro daný koncept fundamentální záležitost (obr. 12-14 a obr. 12-15).

Na prvním stupni je použit GaAsFET EPA240B-100P od firmy Excelics Semiconductors; dále pak FLM0910-4F od firmy Eudyna jako budicí stupeň a 2x FLM0910-12 na koncovém stupni. Pro dosažení dobré linearity a žádaného zisku pracují všechny stupně ve třídě A. Schéma zesilovače je uvedeno na obr. 12-16 a celkové provedení na obr. 12-17.

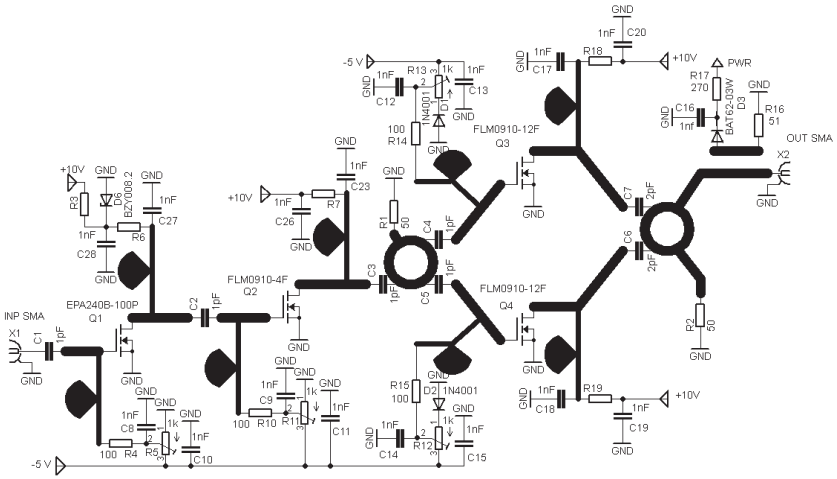
Bylo dosaženo $P_{1dB} = 43{,}2$ dBm při $IM3 < 40$ dB a zisku 19 dB. Celkový stejnosměrný proud zesilovače při napájení 12 V je 8,8 A. Celková účinnost (všech tří stupňů) je tedy $\eta = 0{,}2$ a při provozu CW je třeba rozptýlit výkon 80 W. Z tohoto důvodu je zesilovač přimontován k mohutnému chladiči se dvěma 80mm větráky. Teplota zesilovače pak v CW režimu nepřesahuje 70 °C. Na obr. 12-18 je fotografie zkušebního pracoviště.



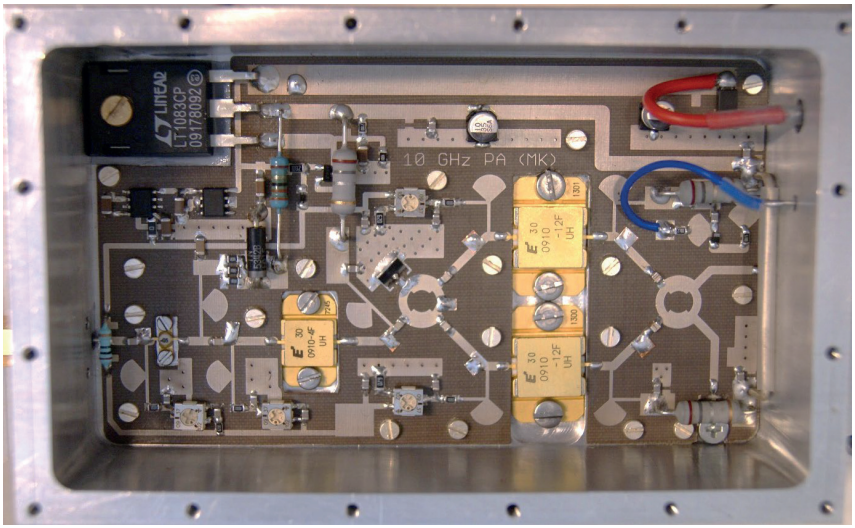
Obr. 12-14. Optimalizovaný návrh 3dB vazebního členu



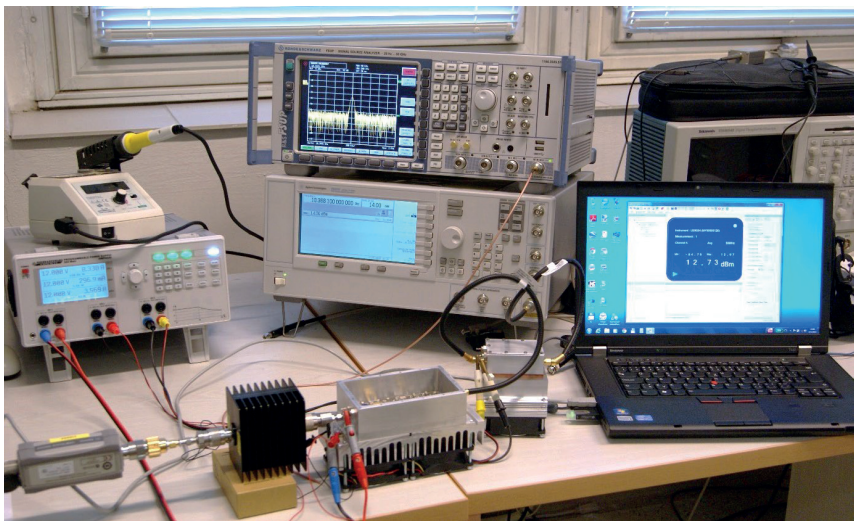
Obr. 12-15. Simulované parametry optimalizovaného 3dB hybridního vazebního členu



Obr. 12-16. Celkové schéma zesilovače 20 W pro pásmo X



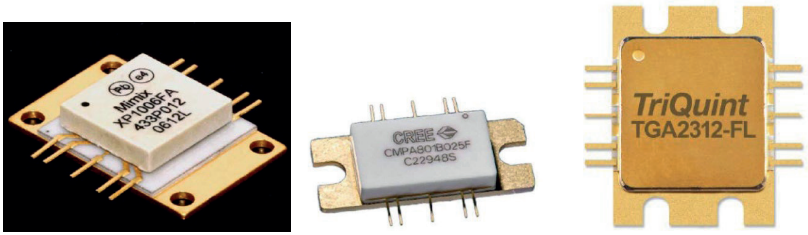
Obr. 12-17. Celkové provedení zesilovače 20 W v pásmu X



Obr. 12-18. Testovací pracoviště pro mikrovlnné výkonové zesilovače

12.2.3 Výkonový zesilovač 50 W pro pásmo X

S rozvojem především radarové techniky jsou vyvíjeny vícestupňové výkonové monolitické mikrovlnné integrované obvody (MMIC) většinou již na bázi GaN na SiC, umožňující realizovat polovodičové výkonové zesilovače (Solid State Power Amplifier, SSPA) s výkony řádu desítek wattů. Jako příklad uveďme moduly několika špičkových firem: Mimix, CREE a Qorvo (dříve TriQuint), obr. 12-19.

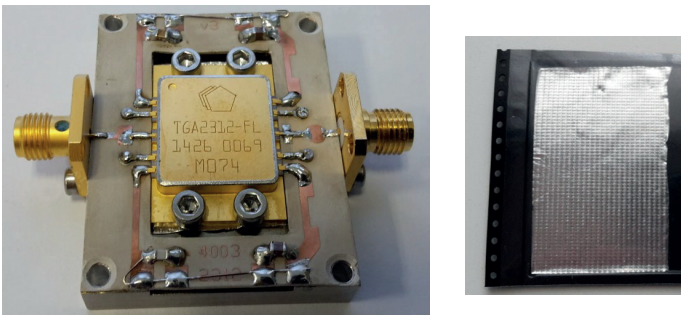


Obr. 12-19. Výkonové MMIC pro pásmo X: Mimix XP1006FA – 10 W, CREE CMPA801B025F – 25 W a Qorvo TGA2312-FL – 60 W

Jak již bylo řečeno, jsou tyto moduly vyvíjeny pro radary, většinou s adaptivními anténními svazky. Každý prvek anténního pole tak má svůj vlastní zesilovač buzený přes fázový článek, čímž je možné měnit výsledný směr záření antény a dosáhnout velkého vyzářeného výkonu. Jedná se tudíž o zesilovače především pro pulzní režim a s tím je třeba při návrhu a konstrukci zesilovače počítat. Odvod tepla je u těchto obvodů zásadním problémem, pokud pracují s velkou střídou (duty cycle) nebo dokonce CW. Pro snížení tepelného odporu mezi pouzdrem a chladičem je nejlépe pouzdro přiletovat speciální indiovou pájkou k měděné desce, nebo použít tzv. „heat-spring“ z tenké indiové fólie (obr. 12-20). Ta díky své měkkosti dokonale přilne k oběma povrchům a sníží tak tepelný odpor přechodu. Dále je u těchto obvodů třeba zajistit předepsanou sekvenci připojovaných a odpojovaných napětí[2]. V opačném případě riskujeme ztrátu velmi drahého MMIC. Lůžko modulu

[2] V zásadě musí být připojena všechna záporná předpětí dřív než kladná napětí drainů a při odpojování naopak.

TGA2312-FL je vyrobeno z niklovaného hliníku a deska plošných spojů (PCB) na substrátu RO4003C je k lůžku po celé spodní ploše přiletována (obr. 12-20), aby byla rovněž dostatečně chlazena [12-11]. Velmi krátké vstupní a výstupní mikropásky vyžadují jen malou modifikaci pro přizpůsobení na frekvenci 10,37 GHz. Celkové schéma zesilovače i s budičem, napájecími a ochrannými obvody je na obr. 12-21. TGA2312-FL obsahuje vnitřní termistor, který jsme využili jako senzor ochrany proti překročení teploty. Trimrem R17 je maximální teplota pouzdra nastavena asi na 60 °C. Obvod NE555 zajišťuje, aby při přehřátí nebylo možné po dobu asi dvou minut zesilovač znovu zapnout. Budič je podobný výše popsanému zesilovači s výkonem 5 W, a aby byla zvýšena celková účinnost, je napájen z malého měniče 24/12 V. Zesilovač jsme postavili ve dvou exemplářích, přičemž u druhého provedení byl použit silnější budič s výkonem 8 W.



Obr. 12-20. Lůžko modulu TGA2312-FL s přiletovaným PCB a vzorkem indiové fólie, která byla použita jako „heat-spring“

Výpočet chlazení

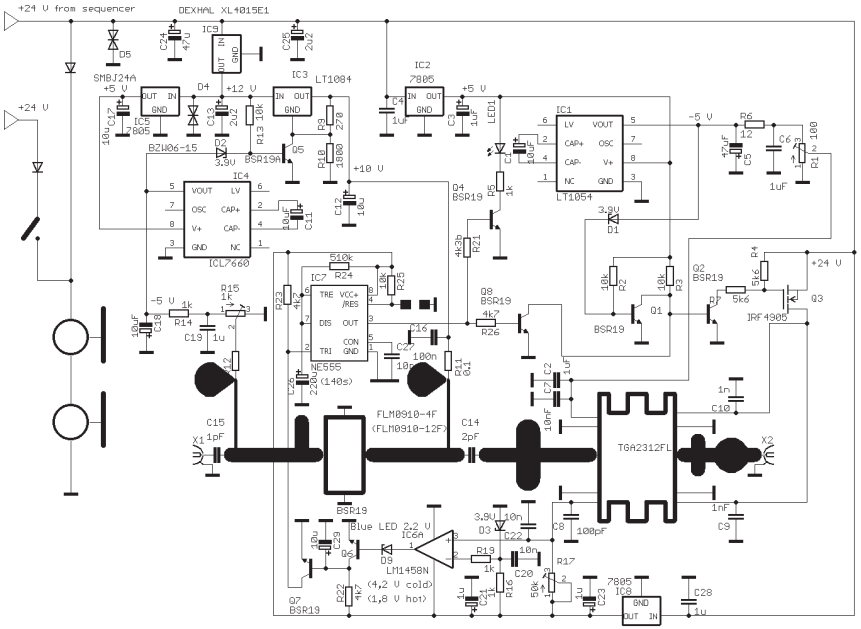
V tab. 12-2 jsou uvedena data výrobce pro výpočet tepelné rovnováhy a spolehlivosti zesilovače. Předpokládejme výkon zesilovače $P_{out} = 52$ W, při účinnosti $\eta = 0{,}4$ bude $P_{dc} = 130$ W. Napájecí napětí je 24 V a tedy proud $I_D = 5{,}4$ A. Uvažujeme-li dále režim CW, tj. střída (duty cycle) 100%, je Θ_{JC} 2× větší, tj. 1,7 °C/W, než je uvedeno v tab. 12-2. Při výkonu budiče 8 W je teplo, které se musí rozptýlit v kon-

Thermal and Reliability Information

Parameter	Test Conditions	Value	Units
Thermal Resistance, θ_{JC} (Note 1)	Tbaseplate = 85 °C	0.85	ºC/W
Channel Temperature, T_{CH} (Without RF Drive)	Tbaseplate = 85 °C, **V_D = 24 V**, I_{DQ} = 2400 mA, P_{DISS} = 58 W, Pulsed: PW = 100us, DC = 10%	135	°C
Median Lifetime, T_M (Without RF Drive)		9.75 x 10^10	Hrs
Channel Temperature, T_{CH} (Under RF Drive)	Tbaseplate = 85 °C, **V_D = 24 V**, $I_{D\ Drive}$ = 6360 mA, P_{OUT} = 48 dBm, P_{DISS} = 87 W, Pulsed: PW = 100us, DC = 10%	158	°C
Median Lifetime, T_M (Under RF Drive)		7.38 x 10^9	Hrs
Channel Temperature, T_{CH} (Under RF Drive)	Tbaseplate = 85 °C, **V_D = 30 V**, $I_{D\ Drive}$ = 6670 mA, P_{OUT} = 48.8 dBm, P_{DISS} = 124 W, Pulsed: PW = 100us, DC = 10%	190	°C
Median Lifetime, T_M (Under RF Drive)		3.12 x 10^8	Hrs

Notes: (1) Thermal resistance measured at back of the package.

Tab. 12-2. Data pro výpočet tepelné rovnováhy [12-7]



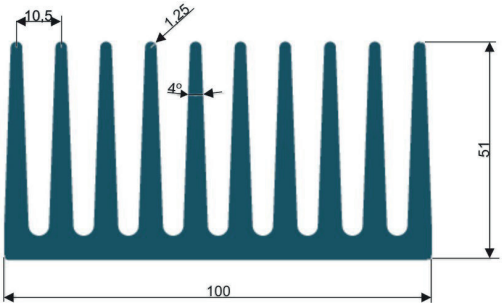
Obr. 12-21. Celkové schéma 50W zesilovače s budičem, napájecími a ochrannými obvody

covém stupni: 5,4 A × 24 V + 8 W − 52 W = 86 W. Uvažovaný chladič s profilem na obr. 12-22 a délkou 135 mm má tepelný odpor $\Theta_H = 1{,}4$ °C/W. Po doplnění dvěma větráky lze jeho tepelný odpor snížit na $\Theta_H^V = 0{,}24$ °C/W. Protože na stejném chladiči bude i budič s $I_{DB} = 1{,}6$ A při 24 V, bude přírůstek teploty chladiče $\Delta_{TH} =$ (1,6 A × 24 V + 86 W) × 0,24 °C/W = 29,8 °C. Při maximální teplotě okolí 50 °C[3] potom vychází teplota kanálu

$$T_{CH} = 50\ °C + 29{,}8\ °C + 86\ W \times 1{,}7\ °C/W = 226\ °C.$$

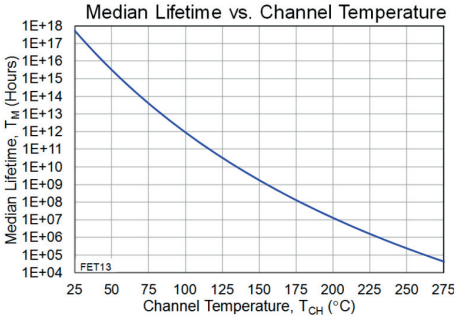
Z grafu na obr. 12-23 potom odečteme pro střední životnost hodnotu 1×10^6 hodin. Tento výpočet odpovídá meznímu režimu plného trvalého výkonu zesilovače a nikdy by neměl být překročen. Tepelné ochrany jsou nastaveny pro podstatně nižší teploty.

U obou realizovaných zesilovačů (obr. 12-24) bylo dosaženo očekávaných parametrů, které se potvrdily měřením v laboratoři a jsou uvedeny v tab. 12-3. Jejich vlastnosti jsme ověřili v celé řadě experimentů při komunikaci odrazy od Měsíce. Závislost výstupního výkonu na úrovni buzení kompletního zesilovače s budičem 8 W je znázorněna na obr. 12-25 a účinnost kolektoru (drain) na obr. 12-26.

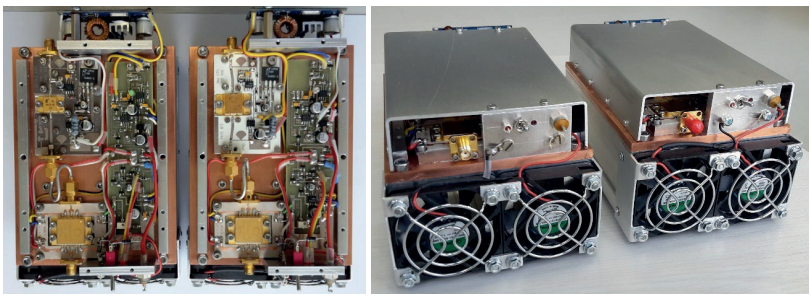


Obr. 12-22. Profil chladiče

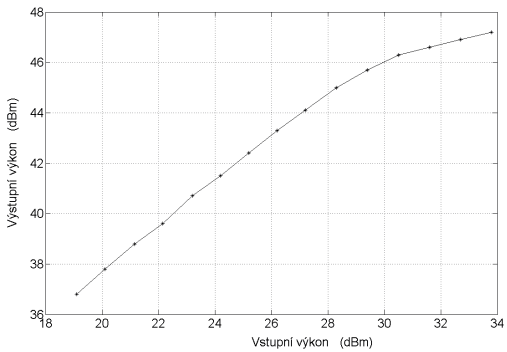
[3] Je třeba uvážit, že zesilovač bude umístěn v ohnisku většího parabolického zrcadla, a i když je jeho odrazivost v oblasti infračerveného záření malá, je zesilovač za slunného dne značně přihříván.



Obr. 12-23. Medián životnosti TGA2312-FL v závislosti na teplotě kanálu [12-7]



Obr. 12-24. Celkové provedení zesilovačů s TGA2312-FL s výkony 42 W a 52 W v pásmu 10 GHz

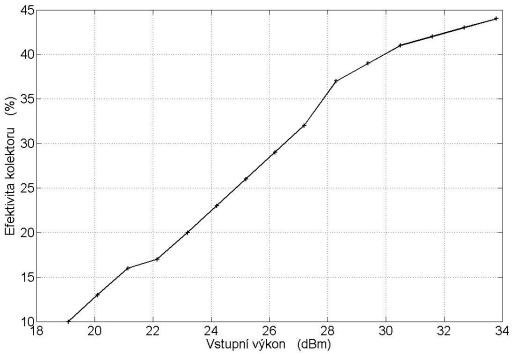


Obr. 12-25. Závislost výstupního výkonu na úrovni buzení

Gen	Inp	Inp	Meas.		Input	Output	Output	Drain	Total	
Level	Level	Level	Level	I_d	Power	Power	Power	Efficiency	Efficiency	Gain
dBm	dBm	W	dBm	A	W	dBm	W	%	%	dB
–14	19,10	0,081	6,20	1,90	45,6	36,80	4,79	10	6	17,7
–13	20,10	0,102	7,20	1,90	45,6	37,80	6,03	13	7	17,7
–12	21,15	0,130	8,20	2,00	48,0	38,80	7,59	16	9	17,7
–11	22,15	0,164	9,00	2,20	52,8	39,60	9,12	17	10	17,5
–10	23,20	0,209	10,10	2,40	57,6	40,70	11,75	20	13	17,5
–9	24,20	0,263	10,90	2,60	62,4	41,50	14,13	23	14	17,3
–8	25,20	0,331	11,80	2,80	67,2	42,40	17,38	26	17	17,2
–7	26,20	0,417	12,70	3,10	74,4	43,30	21,38	29	19	17,1
–6	27,20	0,525	13,50	3,30	79,2	44,10	25,70	32	22	16,9
–5	28,30	0,676	14,40	3,60	86,4	45,00	31,62	37	26	16,7
–4	29,40	0,871	15,10	4,00	96,0	45,70	37,15	39	28	16,3
–3	30,50	1,122	15,70	4,30	103,2	46,30	42,66	41	31	15,8
–2	31,60	1,445	16,00	4,50	108,0	46,60	45,71	42	32	15,0
–1	32,70	1,862	16,30	4,80	115,2	46,90	48,98	43	32	14,2
0	33,80	2,399	16,60	4,99	119,8	47,20	52,48	44	34	13,4

Tab. 12-3. Změřené hodnoty parametrů zesilovače s výstupním výkonem 52 W.

V levé části tabulky je uveden vstupní výkon, a sice: nastavená úroveň generátoru a úroveň na vstupu zesilovače v (dBm) a ve (W), přičemž mezi generátorem a měřeným zesilovačem byl zařazen budicí zesilovač. V podbarvené části jsou uvedeny změřené a vypočtené hodnoty výstupních veličin v pořadí: 1. úroveň měřená na zátěži s útlumem 30,6 dB; 2. stejnosměrný proud kolektoru (drain); 3. příkon; 4. výstupní výkon (dBm); 5. výstupní výkon (W); 6. účinnost kolektoru (drain); 7. celková účinnost; 8. zisk zesilovače.



Obr. 12-26. Závislost účinnosti kolektoru (drain) na úrovni buzení

Literatura

[12-1] RAAB, F. H., ASBECK, P., CRIPPS, S. C., KENINGTON, P. B., POPOVIC, Z. B., POTHECARY, N., SEVIC, J. F. a SOKAL, N. O. Power Amplifiers and Transmitters for RF and Microwave. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.* 2002, **50**(3), 814–826. DOI: 10.1109/22.989965

[12-2] KASAL, M. *Multinukleární měřicí kanál spektrometru NMR. Kandidátská dizertační práce.* Brno: Ústav přístrojové techniky ČSAV, FE VUT v Brně, 1984

[12-3] KEYSIGHT. *Creating an X-Parameter Model* [online]. [cit. 20.01.2023] Dostupné z: https://www.keysight.com/zz/en/assets/3120-1211/technical-overviews/Creating-an-X-Parameter-Model.pdf

[12-4] CRIPPS, S. C. *Advanced Techniques in RF Power Amplifier Design*. Norwood, MA: Artech House, 2002. ISBN 1-58053-282-9.

[12-5] GREBENIKOV, A. *RF and Microwave Power Amplifier Design*. London: McGraw-Hill, 2005. ISBN 0-07-144493-9.

[12-6] PEDRO, J. C., a MAAS, S. A. A Comparative Overview of Microwave and Wireless Power-Amplifier Behavioral Modeling Approaches. *IEEE*

Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2005, **53**(4), 1150–1163. DOI: 10.1109/TMTT.2005.845723.

[12-7] TRIQUINT/QORVO. *TGA2312-FL. Datasheet* [online]. [cit. 20.01.2023] Dostupné z: https://www.qorvo.com/products/amplifiers/high-frequency-amplifiers

[12-8] TRIQUINT/QORVO. *TGF2023-05 25 Watt Discrete Power GaN on SiC HEMT (Datasheet)* [online]. 9 s. [cit. 20.01.2023]. Dostupné z: https://www.qorvo.com/products/p/TGF2023-2-05

[12-9] MIMIX. *XP1006-FA 8.5-11.0 GHz GaAs Power Amplifier, Flange, 10 pin (Datasheet)* [online]. 6 s. [cit. 2012-04-11]. Dostupné z: https://www.semiee.com/file/EOL2/MIMIX-XP1006-FA-0N00.pdf

[12-10] JAYARAMAN, A., CHENG, P. F., HANINGTON, G., LARSON, L. a ASBECK, P. Linear High-Efficiency Microwave Amplifiers Using Bandpass Delta-Sigma Modulators. *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*. 1998, **8**(3), 121–123. DOI: 10.1109/75.661135.

[12-11] SUCKLING, CH. A 50W GaN Solid State Power Amplifier for 10 GHz. *DUBUS magazine.* 2015, 1, 178–194. ISSN 1438-3705.

[12-12] KASAL, M. Microwave Solid State Power Amplifier Technology. **In**: *13th Conference on Microwave Techniques COMITE 2013*. Pardubice, IEEE, 2013, 173–176. DOI: 10.1109/COMITE.2013.6545064.

[12-13] QORVO. *GaN Device Channel Temperature, Thermal Resistance and Reliability Estimates.* [online] 06.03.2019 [cit. 02.03.2023]. Dostupné z: https://www.qorvo.com/design-hub/videos/understanding-gan-thermal-analysis

13. Komunikace odrazem od měsíčního povrchu

Využití povrchu Měsíce pro účely komunikace představuje v oblasti radioamatérského vysílání výzvu na hranici fyzikálních možností současné radiotechniky. Podobně jako v jiných oblastech se vývoj odehrává ve dvou směrech: na jedné straně zdokonalováním mikrovlnných technologií a na druhé straně novými metodami v oblasti zpracování signálu. Popíšeme nové metody digitální komunikace, které byly v poslední době vyvinuty a které dokážou většinu nepříznivých efektů charakteristických pro komunikaci odrazem od Měsíce (Earth-Moon-Earth, EME) eliminovat. Současně představíme mikrovlnnou techniku pro tuto komunikaci, především v pásmu 10 GHz, spolu s nastavením parametrů a kalibrací a včetně ukázek konkrétních realizací a experimentálních výsledků.

13.1 Měsíční povrch jako odrazná plocha

Obecně lze říci, že měsíční povrch je velmi nedokonalá odrazná plocha, ať již svým kulatým tvarem, tak i hrubostí povrchu. Uvádí se, že koeficient odrazu je asi 6,5 %, tedy 0,065 [13-1]. Při průměru Měsíce 3 500 km je pak efektivní odrazná plocha $s = (3{,}5 \times 10^6/2)^2 \cdot \pi \cdot 0{,}065 = 6{,}25 \times 10^{11}$ m^2. Z radarové rovnice (viz (6.13) a [13-1])

$$P_\mathrm{r} = \frac{sP_\mathrm{t}G_\mathrm{t}G_\mathrm{r}\lambda^2}{(4\pi)^3 D^4}, \tag{13.1}$$

kde P_t je výkon vysílače, P_r výkon na vstupu přijímače, λ je vlnová délka, G_t a G_r jsou zisky antén a D vzdálenost Měsíce, můžeme vypočítat útlum trasy Země-Měsíc-Země pro vlnovou délku 3 cm: pro Měsíc v přízemí ($D = 356{,}4 \times 10^6$ m) je to 287,5 dB a pro Měsíc v odzemí

($D = 406{,}7 \times 10^6$ m) 289,8 dB. Jsou to hodnoty přibližné, neboť předpoklady, že anténní svazky překrývají Měsíc několikrát a že reflexní plocha není tvořena mnoha jednotlivými zrcadly, nejsou víceméně splněny. Zpoždění signálu na cestě k Měsíci a zpět je 2,4 až 2,7 s a umožňuje tak přijímat a měřit vlastní odrazy.

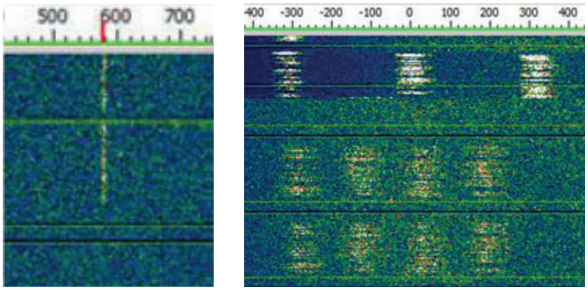
Průměrná úhlová šířka Měsíce je 0,5°. To znamená, že při průměru parabolické antény 4 m je hlavní lalok vyzařovacího diagramu antény, při délce vlny 3 cm, Měsícem právě vyplněn (tab. 13-4). Při větším průměru antény se využije k odrazu již jen část měsíčního povrchu. Naopak menší antény září také do okolí měsíčního disku.

13.1.1 Rozšíření spektra odraženého signálu

Zatímco při velkých vlnových délkách (2 m) se při odrazu uplatňuje relativně malá část okolo středu měsíčního disku, s rostoucí frekvencí se tato oblast rozšiřuje a při vlnové délce 3 cm se uplatňuje víceméně celá plocha disku. Přijatý signál proto sestává z mnoha komponent s různým dopravním zpožděním a tedy s různou fází, jako po odrazu od velkého množství jednotlivých zrcadel.

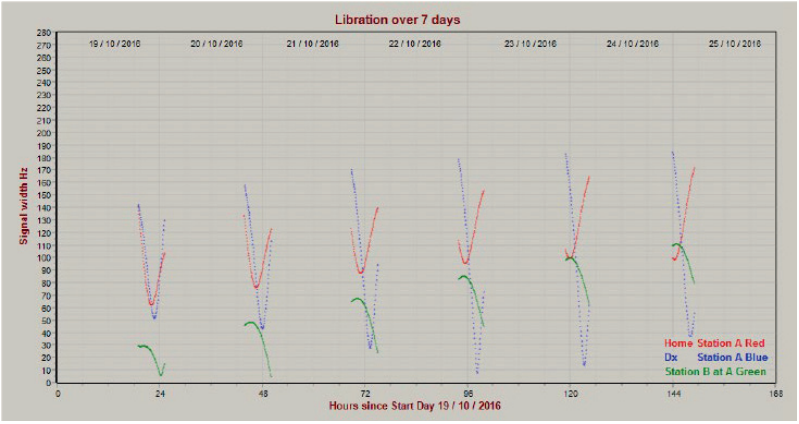
Měsíc se však na své dráze kolem Země kýve, nebo chcete-li, mírně osciluje. Jedná se o tzv. libraci, která ve svém důsledku způsobuje, že ačkoliv nám Měsíc ukazuje svoji přivrácenou část (tzv. vázaná rotace), jsme díky libraci schopni ze Země pozorovat 59 % jeho povrchu. Rozlišujeme čtyři složky těchto oscilací, z nichž každá má jinou příčinu: délková (longitude), šířková (latitude), denní (diurnal) a fyzická (physical). Dohromady způsobují libraci Měsíce. Tento relativní pohyb má za následek, že jsou jednotlivé složky odraženého signálu různě dopplerovsky posunuté a ve svém důsledku způsobují větší nebo menší kmitočtové rozprostření, jak je patrné z obr. 13-1. Toto spektrální rozšíření má zásadní vliv na dekódovatelnost odražených signálů, a proto se snažíme tento jev předpovídat. Librace se mění během periody oběhu kolem Země, ale také mezi východem a západem Měsíce. Obecně se dá říct, že rozšíření signálu vlivem librace je menší po východu a před zá-

padem Měsíce, zatímco největších hodnot dosahuje, když Měsíc vrcholí. Liší se tedy také pro pozorovatele na různých místech zemského povrchu v daný čas. Komunikující stanice proto hledají kompromisní čas, kdy je rozšíření signálů v důsledku librace pro obě nejpříznivější. Astronomové mají tento problém zvládnutý a lze tedy pro výpočet librace využít jejich algoritmy (obr. 13-2, [13-2]).



(a) (b)

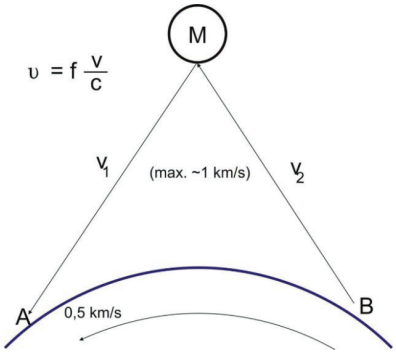
Obr. 13-1. Spektrogram harmonických signálů v pásmu 10 GHz odražených od měsíčního povrchu: a) při extrémně malém rozšíření, b) při běžném rozšíření. Horní stupnice je v Hz.



Obr. 13-2. Predikce rozšíření signálu během jednoho týdne. Stanice A je umístěna v ČR a stanice B v Japonsku [13-2].

13.1.2 Dopplerův posuv

Dosud jsme uvažovali relativně malé oscilace měsíčního povrchu vzhledem k pozorovateli a z toho plynoucí rozšíření signálu vlivem librace. Měsíční povrch a pozorovatel na Zemi jsou však v daleko větším vzájemném pohybu daném rotací Země a pohybem Měsíce po oběžné dráze. Z toho plynoucí Dopplerův posuv frekvence dosahuje v pásmu 10 GHz hodnot ±25 kHz (obr. 13-3). Při nízkých poměrech *SNR* musí být Dopplerův posuv naprosto přesně kompenzován, protože signál jsme schopni detekovat jen s velmi úzkým filtrem. V těchto případech musíme přijímač naladit na správný kmitočet a čekat, že se signál objeví na vodopádovém (*waterfall*) spektrogramu. Hledání signálu přelaďováním přijímače nepřichází v úvahu.



Obr. 13-3. Dopplerův posuv.

Mutual je vzájemný Dopplerův posuv:

$$\vartheta_1 = f\frac{\upsilon_1}{c},\quad \vartheta_2 = f\frac{\upsilon_2}{c} \quad \Rightarrow \text{Mutual} \quad \vartheta = \vartheta_1 + \vartheta_2$$

$$\text{Echo B} \Rightarrow \text{Mutual} - \frac{\text{Echo A}}{2}$$

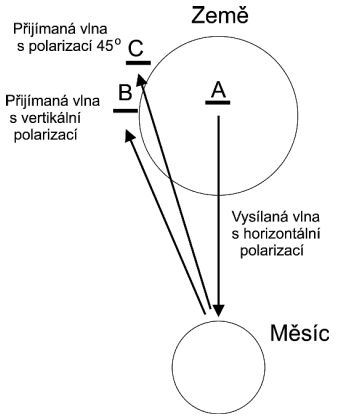
Full Dopp => $F_{TX} - \vartheta$ a $F_{RX} + \vartheta$

Const Freq on the Moon (CFOM) => $F_{TX} - \frac{\vartheta}{2}$ a $F_{RX} + \frac{\vartheta}{2}$

Full Dopp (úplná kompenzace jednou korespondující stanicí) a CFOM (konstantní frekvence na Měsíci) jsou používané metody kompenzace.

13.1.3 Polarizace signálů

Při komunikaci odrazem od měsíčního povrchu prochází vlna dvakrát ionosférou. Na nižších pásmech se proto uplatňuje Faradayova rotace, jejíž velikost je nepřímo úměrná čtverci kmitočtu [13-3]. Na nižších mikrovlnných pásmech (1296 MHz a výš) se proto s výhodou používá polarizace kruhová. Odrazem se však její smysl otočí. Stanice tudíž musí být schopna vysílat RHCP a přijímat LHCP, taková je konvence. V pásmu 10 GHz je Faradayova rotace již zanedbatelná a lze tudíž použít lineární polarizaci. Kruhová polarizace však řeší i další problém a tím je prostorový úhel (*spatial angle*). Z pohledu Měsíce není vodorovný, respektive svislý směr na různých místech zemského povrchu orientován stejně. Např. při lineární polarizaci (LP) v horizontální rovině antény v USA se v Evropě odražený signál jeví jako vertikálně polarizovaný (obr. 13-4). Pro použití lineární polarizace tedy byla opět přijata konvence, že stanice v Evropě a v Austrálii budou pracovat s vertikální polarizací, zatímco v USA a Japonsku s horizontální. Prostorový úhel je tak kompenzován alespoň přibližně. Připomeňme, že polarizační nepřizpůsobení LP o 45° znamená ztrátu 3 dB. Je snaha postupně i na tomto pásmu přejít na kruhovou polarizaci (CP), ale není to jednoduché, neboť výroba kvalitního ozařovače s axiálním poměrem blížícím se jedné není snadná [13-4]. Někteří přední experimentátoři [13-5], [13-6] uskutečnili řadu měření „depolarizace“ signálu odrazem od měsíčního povrchu. Z práce [13-6] na toto téma plyne, že CP je odrazem od měsíčního povrchu více „poškozena“ než LP, neboť měření vlastního echa konfigurace CP-CP a LP-LP vychází o 1,6 dB ve prospěch LP. Zdá se tedy, že zatím nejlepším řešením je otočný ozařovač s LP.



Obr. 13-4. Ilustrace prostorového úhlu

13.2 Digitální komunikace

Standardním způsobem komunikace odrazem od měsíčního povrchu mezi radioamatéry je klíčování nosné vlny Morseovým kódem, označovaným CW. V pásmu 3 cm se detekovaný akustický signál projeví jako klíčovaný šum na pozadí šumu přijímacího systému. Příjem takové zprávy je poměrně obtížný, a to tím více, čím menší je poměr *SNR*. Pouze v řídkých případech, kdy je „spread“ (rozprostření) signálu velmi malý, např. jako na obr. 13-1(a), má akustický signál charakter tónu. S CW proto pracují převážně větší stanice s několikametrovými parabolickými zrcadly. Skupina „pro rádiovou komunikaci slabými signály“ kolem Josepha H. Taylora, K1JT (nositele Nobelovy ceny 1993 za objev „binárního pulsaru“) vyvinula komunikační protokoly a na základě nich napsala programy označované WSJT (*Weak Signal communications Joe Taylor*) [13-7], [13-14]. Např. JT65B, který se používá v pásmech VHF a UHF, umožňuje digitální komunikaci s poměrem až −28 dB pod úrovní šumu přijímacího systému s šířkou pásma 2500 Hz. Uvážíme-li, že při CW je nezbytná šířka pásma alespoň 100 Hz a poměr $SNR \geq 1$, je uvedený digitální mód o 10 až 14 dB citlivější.

Tato skutečnost otevřela nové možnosti v komunikaci odrazem od měsíčního povrchu, neboť nároky především na rozměry antén jsou podstatně menší. Na druhé straně jsou tu však nároky nové, zvláště absolutní přesnost frekvence a její stabilita, schopnost přesné kompenzace Dopplerova posuvu při příjmu i vysílání, přesná časová synchronizace a další.

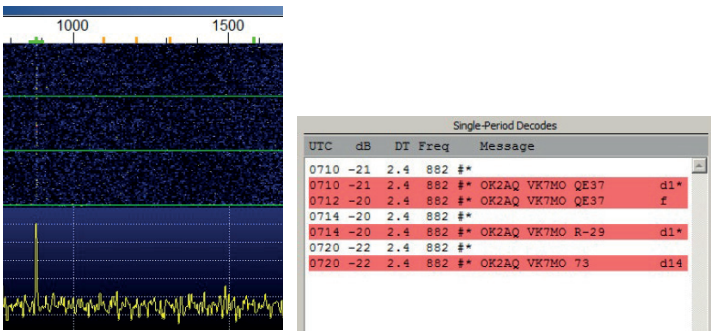
JT65

Základním komunikačním módem na nižších frekvencích je JT65, založený na FSK šedesáti pěti tóny s konstantní amplitudou a bez fázových diskontinuit. Jejich ekvidistantní odstup může být 2,69 Hz, 5,38 Hz, nebo 10,77 Hz, čímž je určena také celková šířka signálu a označení módu doplňujeme podle toho písmeny A, B nebo C. Kódování je uzpůsobeno přesně předávané zprávě sestávající z volacích znaků a grid lokátoru nebo reportu. Každá taková zpráva je nejprve zdrojově kódována do šesti dvanáctibitových symbolů. Následuje FEC (*Forward Error Correction*), kdy je zpráva rozšířena o dalších 306 redundantních bitů. Redundantní poměr je tedy 378/72 = 5,25 a během minutového intervalu pro vysílání se pětkrát opakuje. Z toho je patrné, jak robustně je zpráva zakódována. Následuje ještě tzv. „interleaving“, kdy jsou symboly řádek po řádku přepsány do matice 7 × 9 a nakonec jsou přeskládané binární symboly konvertovány do Grayova kódu, čímž je dosažena menší citlivost JT65 na frekvenční nestabilitu. Kromě standardních zpráv jsou používány tři nejčastější zkratky „RO“, „RRR“ a „73“, které jsou vysílány jako dvojice tónů s daným odstupem.

JT65 používá jednominutové sekvence T/R a vyžaduje přesnou časovou synchronizaci mezi vysílačem a přijímačem. Tu nelze zajistit jinak, než že JT65 nese vlastní informaci pro synchronizaci. Pseudonáhodný synchronizační vektor je proto vnořen mezi bity zprávy jako nejnižší 65. tón. Tím je umožněna přesná kalibrace relativního času a frekvence, ale také průměrování (averaging) zpráv se stejným obsahem a jejich následného dekódování při vyšším SNR. Synchronizační vektor

je vysílán polovinu času vysílací periody, a proto je na vodopádu nejjasnější (obr. 13-5).

V pásmu 10 GHz můžeme mód JT65C využít zcela výjimečně, neboť jen málokdy je rozšíření (spread) signálu menší než rozestup tónů. Ukázalo se však, že lze správně dekódovat zprávu i při určitém rozšíření spektra signálu přesahujícím 10,77 Hz [13-8].



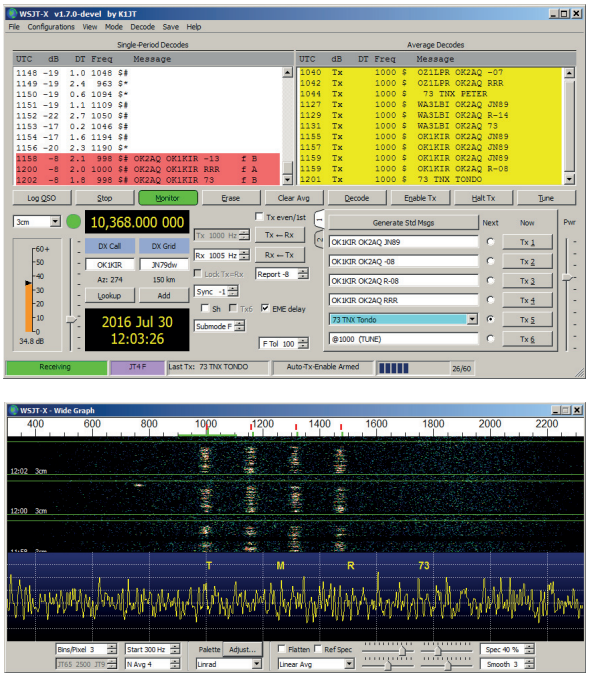
Obr. 13-5. Signál JT65C australské stanice z Tasmánie v pásmu 10 GHz při minimálním rozšíření (spread)

JT4

Brzy se ukázalo, že pro mikrovlnná pásma je třeba navrhnout systém jiný, s tak velkým odstupem tónů, aby jej bylo možné použít i při běžném rozšíření. Vznikl tak mód JT4. V pásmu 10 GHz se používá nejčastěji JT4F, se čtyřmi tóny s odstupy 158 Hz a celkovou šířkou 630 Hz. JT4 používá 72bitovou strukturu zpráv podobně jako JT65. ECC (*Error Control Coding*) kódování je v tomto případě provedeno pomocí robustního konvolučního kódování s délkou 32 bitů a kódovým poměrem 1/2. Celková délka zakódované zprávy je pak $(72 + 31) \times 2 = 206$ bitů. Synchronizace je v tomto případě zajištěna opět binární pseudonáhodnou sekvencí, ale každý symbol nese jeden informační bit (nejvýznamnější bit) a jeden synchronizační bit (nejméně významný bit). Synchronizační vektor není proto na vodopádu vidět. Snímek spektrogramu a komunikačního okna při spojení módem JT4F programu

WSJT-X je na obr. 13-6. V tab. 13-1 jsou pak uvedeny základní parametry jednotlivých JT módů.

Všechny operace spojené s generací tónů a vzorkování přijatých signálů provádí zvuková karta PC, původně s vzorkovací frekvencí 11 025 Hz a šestnáctibitovým rozlišením. Novější varianta programu, WSJT-X, používá 48 000 Hz a 16 bitů. Původně byl pro efektivní dekódování RS použit patentově chráněný „Koetter-Vardy decoder“. V nové verzi „X“ je již používán vlastní účinný FT dekodér. Program WSJT-X obsahuje ještě další komunikační módy, jako jsou JT9, FT8, FT4, MSK144, FST4W a WSPR, které se pro EME nepoužívají.



Obr. 13-6. Záznam signálu a komunikace EME módem JT4F se stanicí ve Všenorech OK1KIR

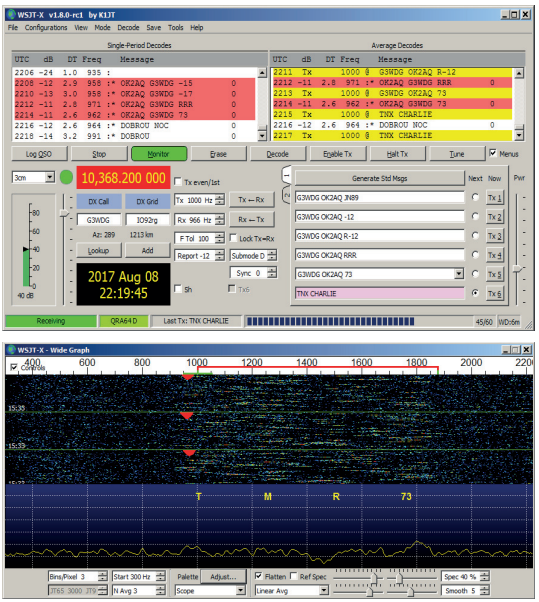
Mode	T/R (s)	Mod	FEC	Nsps	Baud	df (Hz)	BW (Hz)	cps (s)	SNR (dB)
JT65A	60	65-FSK	RS(63,12)	4096	2,69	2,69	178	46,8	–25
JT65B	60	65-FSK	RS(63,12)	4096	2,69	5,38	355	46,8	–24
JT65C	60	65-FSK	RS(63,12)	4096	2,69	10,77	711	46,8	–23
JT4A	60	4-FSK	$K = 32$, $r = 1/2$	2520	4,375	4,375	17,5	47,1	–23
JT4B	60	4-FSK	$K = 32$, $r = 1/2$	2520	4,375	8,75	35	47,1	–22
JT4C	60	4-FSK	$K = 32$, $r = 1/2$	2520	4,375	17,5	70	47,1	–21
JT4D	60	4-FSK	$K = 32$, $r = 1/2$	2520	4,375	39,4	158	47,1	–20
JT4E	60	4-FSK	$K = 32$, $r = 1/2$	2520	4,375	78,8	315	47,1	–19
JT4F	60	4-FSK	$K = 32$, $r = 1/2$	2520	4,375	158	630	47,1	–18
JT4G	60	4-FSK	$K = 32$, $r = 1/2$	2520	4,375	315	1260	47,1	–17

Tab. 13-1. Přehled módů WSJT pro EME [13-9]. Nsps je počet vzorků v jednom intervalu, Baud přenosová rychlost, df frekvenční rozestup mezi jednotlivými tóny, BW šířka pásma, cps celková délka vysílací sekvence, SNR minimální dekódovatelný SNR vztažený k šířce pásma kanálu 2500 Hz.

QRA64

Výzkum efektivního kódování se však nezastavil, ba naopak. Po období turbo-kódů byly objeveny kódy LDPC (*Low Density Parity Check*), včetně originální metody dekódování. Toho si všiml Nico Palermo, IV3NWV, a navrhl protokol QRA64 [13-10], který Joe Taylor

implementoval do WSJT-X. Základem je „Q-ary Repeat Accumulate“ kód, jenž je evidentně lepší než kód Reed Solomon (63, 12) použitý v JT65 a přináší zlepšení citlivosti o 1,3 dB. QRA64 používá také nové synchronizační schéma založené na Costasově vektoru 7×7. Tato změna přináší další přírůstek citlivosti o 1,9 dB. V důsledku toho ale není na spektrogramu vidět světlý synchronizační tón (obr. 13-7). S módem QRA64 se pracuje podobně jako s JT65. Nejsou však k dispozici zkrácené zprávy a také se nepoužívá databáze volacích značek a lokátorů „call3.txt“ jako u JT65 při „deep search decoding“. Přírůstku citlivosti je však dosaženo tím, že se při dekódování pracuje s informacemi, které, tak jak spojení pokračuje, byly již získány. Zatím není v tomto módu k dispozici průměrování, ale to bude jistě v dalších verzích programu WSJT-X doplněno.



Obr. 13-7. Záznam signálu a komunikace EME módem QRA64D se stanicí v Anglii G3WDG

Nejprve jsme zkoušeli QRA64A na krátkých vlnách (30 m) a posléze QRA64D při EME v pásmu 10 GHz, a to zvláště při velkém rozšíření signálu. Bez problému se podařilo spojení do Anglie při šířce signálu 127 Hz. Další den už byl spread 157 Hz a spojení se nezdařilo. Při „post-processing" dekódování se však ukázalo, že při jiném nastavení dekodéru lze i tyto signály bezpečně dekódovat.

Q65

Vývoj komunikačních módů dále pokračuje. Q65 je nejcitlivější ze všech JT módů a nahrazuje velmi úspěšný QRA64, popsaný výše. Je určen pro navázání spojení při dopplerovském rozšíření signálu (spread) a výskytu krátkodobých úniků. Používá FSK 65 tóny a nový nízkorychlostní Q-ary opakovací akumulační kód pro dopřednou opravu chyb FEC. Jeden tón na spodním okraji spektra se používá pro časovou a frekvenční synchronizaci a je viditelný na spektrálním vodopádu, podobně jako u JT65. Na rozdíl od JT65 je však synchronizace a dekódování efektivní i při krátkodobém výskytu či zesílení signálu. Q65 nabízí několik T/R sekvencí, které lze použít podle síly signálů: 15, 30, 60, 120

T/R Period (s)	Symbol Length (s)	Tone Spacing (Hz)	Occupied Bandwidth (Hz)	Transmission Duration (s)	SNR (dB)	Max AP SNR (dB)
15	0,150	6,667	433	12,8	–22,2	–23,7
30	0,300	3,333	217	25,5	–24,8	–26,6
60	0,600	1,667	108	51,0	–27,8	–30,4
120	1,333	0,750	49	113,3	–30,8	–32,5
300	3,456	0,289	19	293,8	–33,8	–37,4

Tab. 13-2. Základní parametry módu Q65 [13-15]. T/R Period je perioda střídání vysílání a příjmu, Symbol Length je délka symbolu, Tone Spacing je frekvenční rozestup tónů, Occupied Bandwidth je šířka pásma, Transmision Duration je celkový čas vysílání, SNR je dosažitelný dekódovatelný poměr signálu k šumu při šířce kanálu 2500 Hz, Max AP SNR je dosažitelný dekódovatelný SNR při šířce kanálu 2500 Hz s využitím apriorní informace.

a 300 sekund (tab. 13-2), a při dekódování efektivně využívá fragmenty již dříve dekódovaných zpráv – a priori decoding (AP). Pro EME se používají sekvence 30 s a delší, přičemž standardem je 60 s.

Pro FEC je použit speciálně navržený blokový kód (65, 15) s šestibitovými symboly. Dva symboly jsou „perforovány“ dalším kódem (63, 13) poskytujícím efektivní přenos ($k = 13$) informačních symbolů v 63 kanálových symbolech. „Perforované“ symboly obsahuji dvanáctibitový cyklický redundantní součet (CRC) ze třinácti informačních symbolů. CRC výrazně omezuje falešné dekódování. Pseudonáhodná sekvence 22 symbolů je vysílána jako tón „0“ a je použita k synchronizaci (ve srovnání s JT65, kdy je vysílán synchronizační signál polovinu času, je tedy synchronizační signál na spektrálním vodopádu nepatrně slabší). Celkový počet kanálových symbolů při Q65 je tedy 63 + 22 = 85.

Pro jednotlivé T/R sekvence lze použít různé ekvidistantní rozestupy tónů a tím i celkovou šířku spektra signálu podle tab. 13-3.

T/R Period (s)	B Spacing (Hz)	B Width (Hz)	C Spacing (Hz)	C Width (Hz)	D Spacing (Hz)	D Width (Hz)	E Spacing (Hz)	E Width (Hz)
15	13,33	867	26,67	1733				
30	6,67	433	13,33	867	26,67	1733		
60	3,33	217	6,67	433	13,33	867	26,67	1733
120	1,50	98	3,00	195	6,00	390	12,00	780
300	0,58	38	1,16	75	2,31	150	4,63	301

Tab. 13-3. Rozestupy tónů a šířka spektra módů Q65 [13-15]

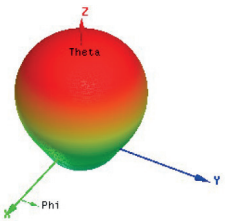
13.3 Parametry komunikačních přístrojů

Na komunikaci EME se můžeme dívat z několika úhlů. Na jedné straně můžeme stavět co největší antény, používat velké výkony a užívat si síly vlastního echa. Na druhé straně můžeme aparaturu minimalizovat a s využitím všech „fines“ ji optimalizovat tak, aby bylo dosaženo

špičkových parametrů a zařízení bylo použitelné i při malých rozměrech antény.

Anténa

Pro digitální komunikaci EME v pásmu 10 GHz lze použít již antény s průměrem apertury větším než 1 m, jak ukazují výsledky některých experimentátorů. Optimální je však anténa větší. Zdá se, že offsetové zrcadlo 2,4 m je tím pravým, kdy se dá pracovat i CW. Šťastní majitelé větších zrcadel pak mají samozřejmě výhodu v rezervě citlivosti i např. v experimentech SSB, nebo nižším „spreadu" při nevyužití celého povrchu Měsíce k odrazu. Je však třeba si uvědomit, že kromě velikosti zrcadla je velmi důležité také jeho „uniformní" a přesné ozáření, bez postranních laloků (obr. 13-8), neboť přezářením zrcadla zvyšujeme šumovou teplotu systému a tím citlivost ztrácíme. Velmi důležitá je také mechanická konstrukce antény a její polohování. Už anténa o průměru 1,8 m má šířku svazku 1,1°. Krok, kterým s ní můžeme manipulovat v azimutu i elevaci, by tedy neměl být větší než 0,2°, u větších potom úměrně přesnější (tab. 13-4). Pro seriózní práci je elektronické řízení polohy v obou osách naprosto nezbytné.



Obr. 13-8. Návrh ozařovače

D	**m**	1,2	1,8	2,4	3,0	4,0	5,0
G	**dBi**	40,1	43,6	46,1	48,0	50,5	52,5
θ_{3dB}	°	1,7	1,1	0,8	0,7	0,5	0,4

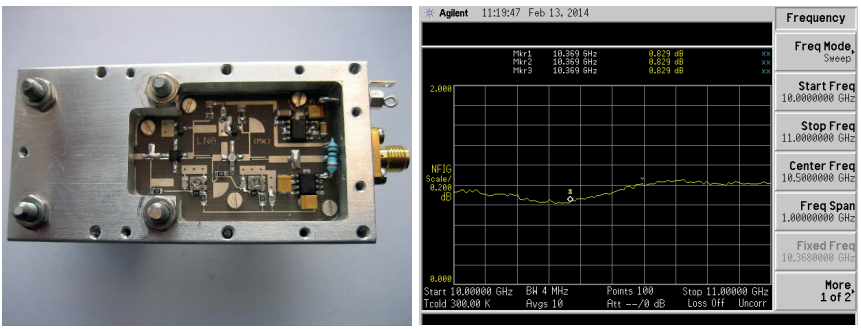
Tab. 13-4. Zisk a šířka svazku parabolických antén s účinností $\eta = 0{,}6$ na frekvenci 10 368 MHz

Šumová teplota systému

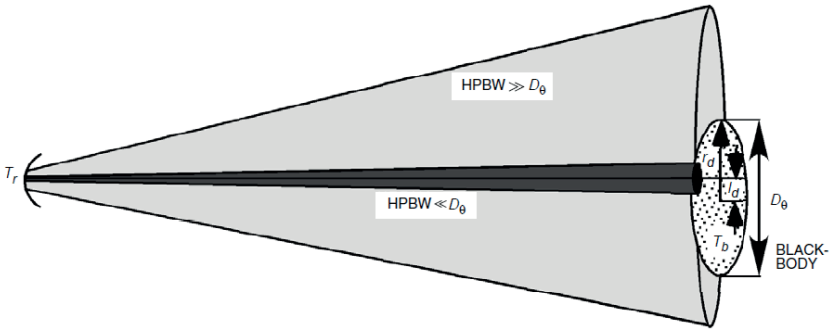
Z hlediska citlivosti je nutné, aby vlastní ozařovač byl připojen přes vlnovodový přepínač (WR90 nebo WR75) ke kvalitnímu nízkošumovému zesilovači LNA (Low Noise Amplifier), rovněž s vlnovodovým vstupem (obr. 13-9, [13-11]). Při experimentech EME jsme však omezeni vlastní šumovou teplotou Měsíce (obr. 13-10, [13-12].) Jasová teplota Měsíce je poměrně konstantní a na frekvenci 10 GHz je okolo $T_{\mathrm{Mo}} \approx 200$ K. Pro poměr šířky svazku antény k úhlové šířce Měsíce 2,26 z grafu v obr. 13-10 vyplývá, že šum vzroste asi o 0,1 této hodnoty, tj. o $\Delta T_{\mathrm{Mo}} = 20$ K. Uvažujeme-li jasovou teplotu jasné oblohy $T_{\mathrm{SKY}} = 5$ K, příspěvek od Země $T_{\mathrm{G}} = 40$ K a šumovou teplotu vlastního přijímače $T_{\mathrm{R}} = 52$ K (odpovídá šumovému číslu 0,7 dB změřenému při teplotě 290 K), vychází přírůstek šumu pro anténu s průměrem apertury 1,8 m $MN = 0{,}81$ dB. Pro anténu s průměrem 4,5 m vychází $MN = 3{,}07$ dB. Z toho vyplývá, že čím je anténa menší, tím důležitější je malé šumové číslo přijímače, ale u velkých antén nám již příliš pomoci nemůže. Kvantitativně to vyplývá z grafu na obr. 13-11, kde

$$T_{\mathrm{S}} = T_{\mathrm{SKY}} + T_{\mathrm{G}} + T_{\mathrm{Mo}} + T_{\mathrm{R}} = T_{\mathrm{e}} + T_{\mathrm{R}},$$

$$T_{\mathrm{e}} = T_{\mathrm{SKY}} + T_{\mathrm{G}} + T_{\mathrm{Mo}}.$$



Obr. 13-9. LNA s vlnovodovým vstupem. Šumové číslo bylo změřeno s přechodkou WR75/SMA (0,08 dB)



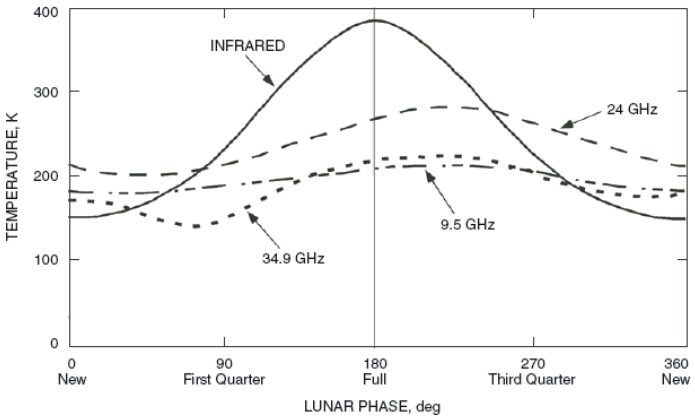
$$T_{\mathrm{Mo}} \approx 200\,\mathrm{K} \Rightarrow T_{\mathrm{s}} = T_{\mathrm{SKY}} + T_{\mathrm{G}} + T_{\mathrm{Mo}} + T_{\mathrm{R}},$$

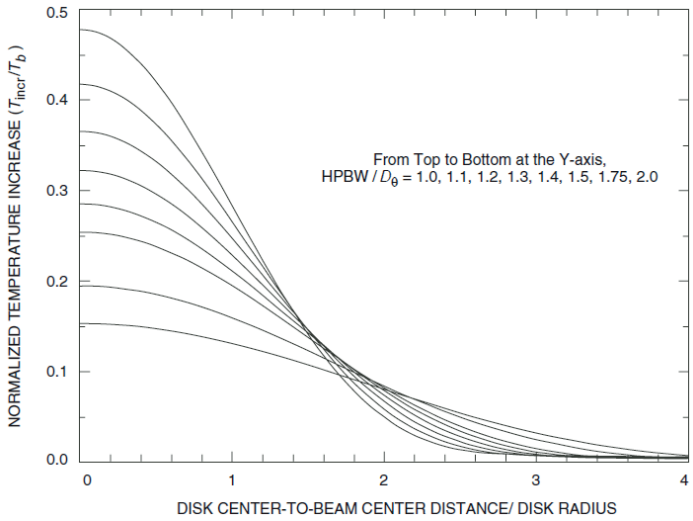
$$\Delta T_{\mathrm{Mo}} \approx 20\,\mathrm{K} \Rightarrow T_{\mathrm{sCS}}^{F=0,7\,\mathrm{dB}} = 5 + 40 + 0 + 52 = 97\,\mathrm{K},$$

$$T_{\mathrm{sMo}}^{F=0,7\,\mathrm{dB}} = 5 + 40 + 20 + 52 = 117\,\mathrm{K},$$

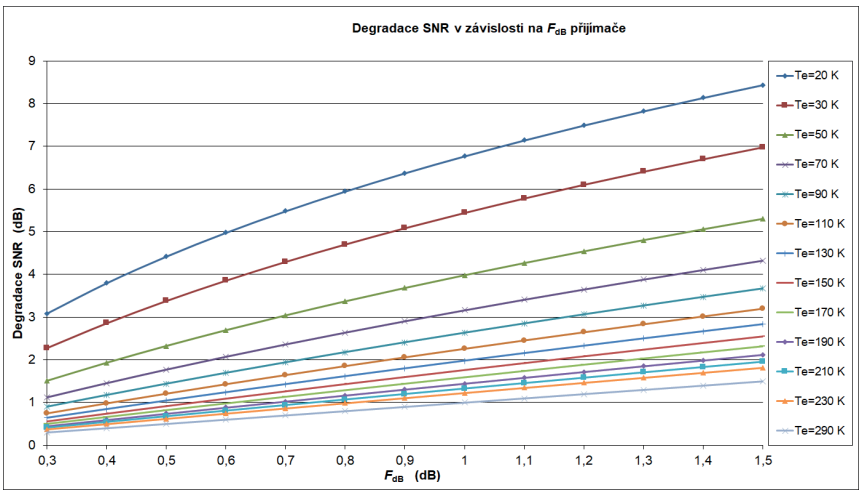
$$\frac{\Theta_{3\,\mathrm{dB}}}{D_\Theta} = \frac{1,13}{0,5} = 2,26,$$

$$MN = 10\log\left(T_{\mathrm{sMo}} / T_{sCS}\right) = 10\log\left(117/97\right) = 0,81\ \mathrm{dB}$$



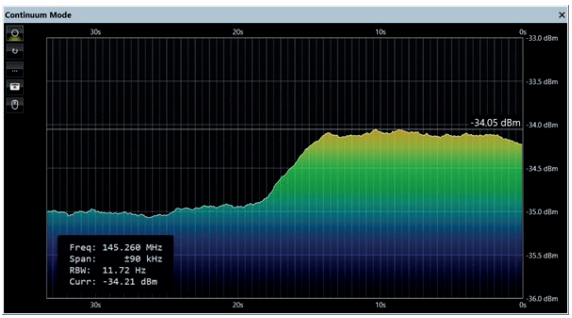


Obr. 13-10. Výpočet příspěvku šumu Měsíce pro anténu s aperturou 1,8 m

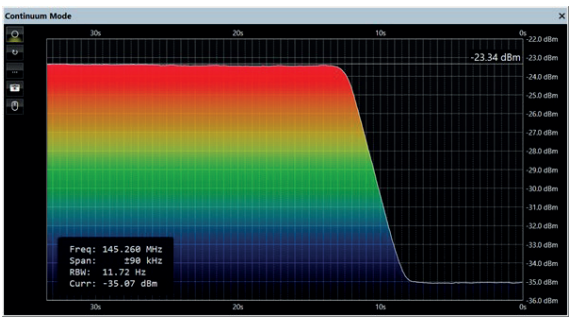


Obr. 13-11. Degradace SNR v závislosti na šumovém čísle přijímače. Parametrem je T_e.

Vypočítanou hodnotu se také daří změřit (obr. 13-12). Citlivost přijímací soustavy ověřujeme také měřením úrovně šumu Slunce, což je sice méně přesné, neboť záření Slunce je více proměnné (kap. 7). Hodnoty jsou ale podstatně vyšší, takže jimi obvykle začínáme kalibraci polohy antény a další experimenty (obr. 13-13).



Obr. 13-12. Měření poměru MN/CS

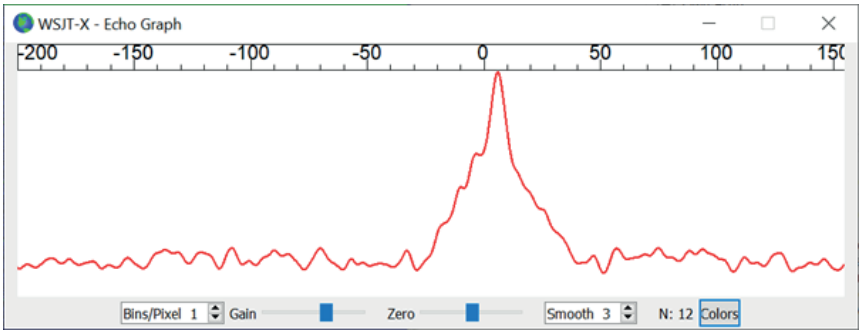


Obr. 13-13. Měření poměru SN/CS

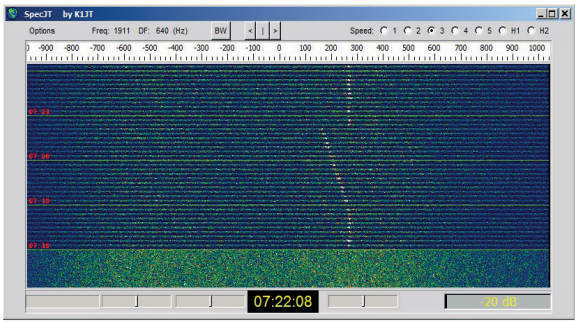
Echo

Schopnost komunikace ověřujeme nejsnáze měřením vlastního echa, což, jak již bylo řečeno, je možné díky zpoždění signálu o přibližně 2,5 s. Program WSJT má tuto metodu v sobě již implementovánu. Po spuštění experimentu je vysílán po dobu 2,3 s tón 1500 Hz, následuje pauza 0,2 s a 2,3 s trvající interval dekódování. Tato sekvence

se pravidelně opakuje a výsledek je průměrován. Tím je dosaženo, že po určitém počtu pokusů se obvykle signál echa objeví, i když je slabé (obr. 13-14). Na obr. 13-15 je naopak vidět echo po každé sekvenci, protože signál má malé rozšíření. Na obrázku je také vidět, že po část experimentu byl Dopplerův posuv kompenzován a po část nikoliv. Na úroveň echa má pochopitelně vliv vyzařovaný výkon. V pásmu 10 GHz není jednoduché dosáhnout výkonu několika desítek wattů, které jsou pro experimenty EME potřeba. Řada stanic používá elektronky s postupnou vlnou (TWT, Travel Wave Tube), které však vyžadují vysoké napětí, a protože je elektronka obvykle umístěna ve vnějším prostředí, není jednoduché zajistit bezpečnost.

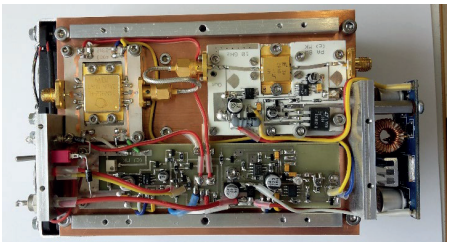


Obr. 13-14. Měření echa s průměrováním

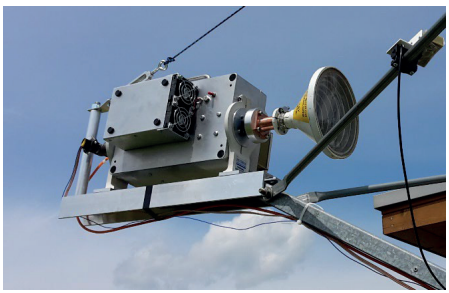


Obr. 13-15. Měření echa po sekvencích

Navrhli jsme a úspěšně realizovali polovodičový výkonový zesilovač (Solid State Power Amplifier, SSPA) s výkonem 50 W s modulem na bázi GaN (obr. 13-16), který je umístěn spolu s nízkošumovým zesilovačem (LNA), vlnovodovým přepínačem WR75 a sekvencerem přímo u ozařovače v ohnisku zrcadla, aby byly ztráty minimální (obr. 13-17). Vysílač při digitálních módech pracuje se střídou (duty cycle) 40 % a tomu musí odpovídat chlazení.



Obr. 13-16. SSPA 50 W 10 GHz



Obr. 13-17. SSPA, LNA a WR75 přepínač v ohnisku

13.4 Přesnost a stabilita frekvence

Absolutní přesnost frekvence v řádu nejméně 10^{-8} je nezbytná, neboť, jak již bylo ukázáno, slabé signály nejde prakticky vyhledávat prolaďováním, nýbrž je lze nalézt pouze na vodopádu spektrogramu při předchozím přesném naladění. Lokální oscilátory transvertoru, ale nej-

lépe i mezifrekvenční transceiver, je proto nutné zavěsit na atomový referenční kmitočtový standard. V současnosti jsou používány synchronizované oscilátory (disciplined oscillators) řízené signály GPS, nebo rubidiovým normálem. Tím je zaručena i stabilita frekvence. Protože při digitálních módech je třeba přesná časová synchronizace počítače, lze s výhodou použít výstup 1PPS modulu GPS i pro tento účel.

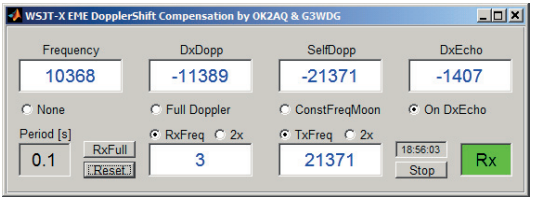
13.5 Kompenzace Dopplerova posuvu

Výpočet Dopplerova posuvu frekvence v pásmu 10 GHz musí být velmi přesný, a to ze stejného důvodu, jako je uvedeno v předchozím odstavci. Program WSJT-X je v tomto případě velmi zdokonalen. Výpočet založený na přesných algoritmech vyvinutých v JPL (Jet Propulsion Laboratory) je ukládán do textového souboru v sekundových intervalech a zobrazován v okně s astronomickými údaji. Protože automatická kompenzace Dopplerova posuvu je při digitálních módech fundamentální záležitostí, umožňuje program provádět tuto kompenzaci pomocí sběrnice CAT mezifrekvenčního transceiveru. Používá se několik metod kompenzace Dopplerova posuvu, nejčastěji FullDopp a CFOM.

V našem případě jsme řešili dva problémy: kromě přesné kompenzace Dopplerova posuvu v obou periodách také zavěšení mezifrekvenčního transceiveru pracujícího na kmitočtu 148 MHz na rubidiový oscilátor, což by vyžadovalo zásah do vlastního přístroje. Řešení jsme našli v konstrukci transvertoru 148–18 MHz, s lokálním oscilátorem tvořeným DDFS (Direct Digital Frequency Synthesizer), zavěšeným na atomový oscilátor [13-13]. Vlastní transceiver potom pracuje na frekvenci 18 MHz, kde při použití tepelně kompenzovaného krystalového oscilátoru (TCXO) je již frekvenční neurčitost maximálně v nízkých desítkách Hz.

DDFS transvertoru je řízen programem Dopp napsaným v MATLABu a zkompilovaným 32 bitovým MCR (*Matlab Compiler Runtime)*. Program načítá přesná data z textového souboru WSJT-X, vypočítává

aktuální hodnoty pro různé metody kompenzace Dopplerova posuvu a řídí jimi syntezátor (obr. 13-18).



Obr. 13-18. Uživatelské rozhraní programu Dopp

Závěr

V této kapitole jsme se pokusili shrnout základní poznatky ze současné komunikace EME v pásmu 10 GHz, zejména digitálními módy. Práce se slabými signály, navíc odraženými od povrchu Měsíce, je fascinující a neuvěřitelně poučná. Zvláště u malých systémů může mít každá chybička nebo třeba jen špatný odhad za následek negativní výsledek. A v tom je právě ta krása, že výsledek není dán dopředu, ale je třeba si jej pokaždé „zasloužit“ velice kvalifikovanou činností v několika oborech.

Literatura

[13-1] FEHRENBACH, J. (DJ7FJ). *What is different on 10 GHz EME* [online]. [cit. 20.01.2023] Dostupné z: https://pa0ehg.com/whatis.htm

[13-2] McARTHUR, D. (VK3UM). *Libration Calculator* [online]. [cit. 20.01.2023] Dostupné z: https://www.vk5dj.com/doug.html

[13-3] KASAL, M. Vliv přírody na satelitní komunikaci. **In:** *Šíření elektromagnetických vln.* Praha: Česká elektrotechnická společnost, 2006, 15–18. ISBN 80-02-01865-6.

[13-4] GALUSCAK, R. (OM6AA), MODDERMAN, B. (PE1RKI), MASEK, V. (OK1DAK), HAZDRA, P., MAZANEK, M. a PAWLAN, J. (WA6KBL).

Circular Polarization Feed for Space Communication on the 3 cm Band. *DUBUS Magazine.* 2014, (3), (4). ISSN 1438-3705.

[13-5] JELINEK, T. (OK1DAI), MASEK, V. (OK1DAK), KAREL, J. (OK1VAO). *OK1KIR Report from 10 GHz Polarization Test Held on April 2, 2006* [online]. [cit. 24.01.2023] Dostupné z: http://www.sm5bsz.com/linuxdsp/usage/pol10ghz.htm

[13-6] SUCKLING, C. (G3WDG). *Experiences with CP on 10 GHz* [online]. [cit. 24.01.2023] Dostupné z: http://www.eme2016.org/wp-content/uploads/2016/08/EME-2016-G3WDG-Presentation.pdf

[13-7] TAYLOR, J. (K1JT). *WSJT Home Page* [online]. [cit. 24.01.2023] Dostupné z: https://wsjt.sourceforge.io/

[13-8] MONCUR, R. (VK7MO), a TAYLOR, J. (K1JT). *Small Station EME at 10 and 24 GHz: GPS Locking, Doppler Correction, and JT4* [online]. [cit. 24.01.2023] Dostupné z: https://wsjt.sourceforge.io/small_station_eme.pdf

[13-9] TAYLOR, J. (K1JT). *WSJT-X User Guide* [online]. [cit. 24.01.2023] Dostupné z: https://wsjt.sourceforge.io/wsjtx-doc/wsjtx-main-2.6.1.html

[13-10]PALERMO, N. (IV3NWV). Q-ary Repeat-Accumulate Codes for Weak Signals Communications [online]. **In**: *XVII EME Conference*. Venice, 2016. [cit. 24.01.2023] Dostupné z: http://www.eme2016.org/wp-content/uploads/2016/08/EME-2016-IV3NWV-Presentation.pdf

[13-11]KASAL, M. (OK2AQ) *Nízkošumové zesilovače pro 10 GHz a jejich měření* [online]. 13.04.2014 [cit. 24.01.2023] Dostupné z: https://www.radio.feec.vutbr.cz/esl/files/EME/Doc/LNA%2010GHz.pdf

[13-12]KASAL, M. (OK2AQ) *EME na mikrovlnách s novými technologiemi* [online]. 14.06.2015 [cit. 24.01.2023] Dostupné z: https://www.radio.feec.vutbr.cz/esl/files/EME/Doc/Gajow2015.pdf

[13-13]KASAL, M. (OK2AQ) a SUCKLING, C. (G3WDG). A New Method for Microwave EME Doppler Shift Compensation. *DUBUS Magazine*. 2016, (1). ISSN 1438-3705.

[13-14]TAYLOR, J. (K1JT). *WSJT-X New Codes, Modes and Tools for Weak-Signal Communication* [online]. [cit. 24.01.2023] Dostupné z: https://wsjt.sourceforge.io/K1JT_EME_2016_Venice.pdf

[13-15]TAYLOR, J., SOMERVILLE, B., FRANKE, S. a PALERMO, N. *Quick-Start Guide to Q65* [online]. [cit. 24.01.2023] Dostupné z: https://wsjt.sourceforge.io/Q65_Quick_Start.pdf

14. Rádiová komunikace s kosmickými sondami

Rádiová komunikace v meziplanetárním a dnes již dokonce v mezihvězdném prostoru patří ke špičkovým aplikacím současné radiotechniky. Komunikace probíhá v mikrovlnných pásmech s pozemním segmentem sítě DSN (Deep Space Network), řízeným Jet Propulsion Laboratory (JPL) v Pasadeně. Stručně popíšeme DSN a nejzajímavější projekty z hlediska rádiové komunikace – Voyager I a II, Cassini-Huygens, New Horizons, MRO-Curiosity a sondy v libračních bodech.

14.1 Pozemní segment sítě pro spojení se vzdáleným vesmírem

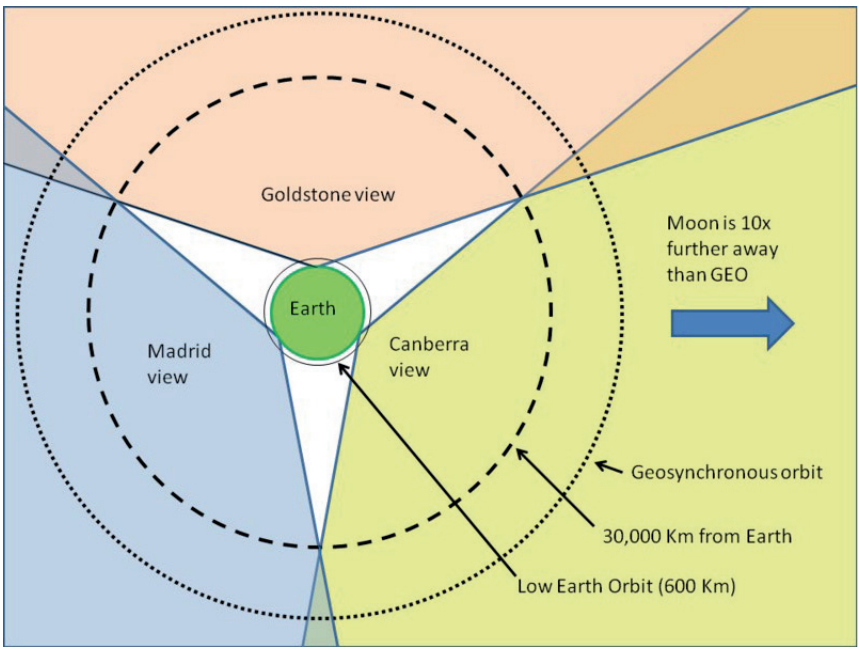
Pozemní segment sítě pro spojení se vzdáleným vesmírem (Deep Space Network – DSN) tvoří tři podobně vybavená pracoviště DSCC (Deep Space Communication Complex) s několika DSS (Deep Space Station). DSCC jsou v Goldstone (USA) s DSS14, 24, 25, 26, u Madridu DSS63, 65, 54, 55, a u Canberry v Austrálii DSS43, 34, 35, a 36. Jejich rozmístění je dáno požadavky na pokrytí „všech“ směrů (obr. 14-1, [14-2]) a samozřejmě požadavky na nerušený příjem extrémně slabých signálů přicházejících z kosmu. DSS se liší číslem a vlastní anténou. První v každém DSCC má průměr apertury antény 70 m a další tři až pět mají antény s aperturou 34 m (které postupně nahrazují antény s průměrem 26 m).

Řízení sítě přísluší Jet Propulsion Laboratory v Pasadeně. Touto laboratoří je také realizována většina projektů sond k vzdáleným objektům ve vesmíru. Na webové stránce [14-1] můžete vidět aktuální

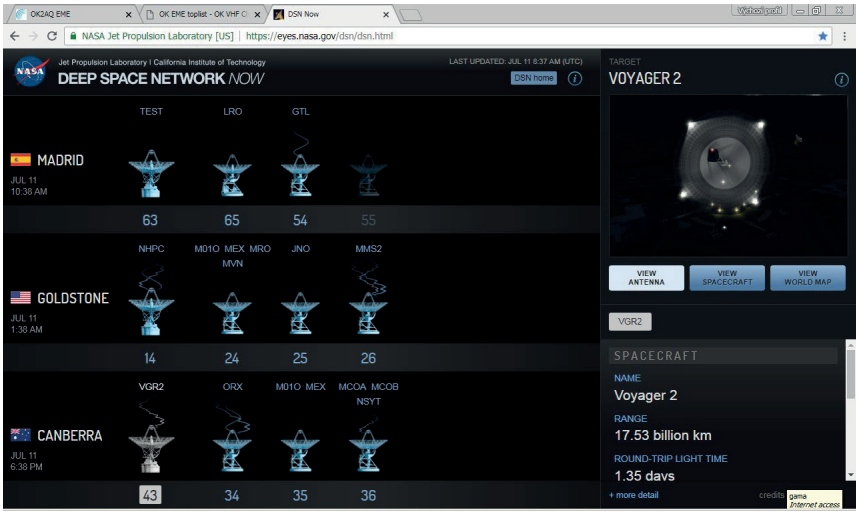
stav, která DSS právě komunikuje a také s kterým vesmírným objektem (obr. 14-2).

Komunikace probíhá většinou v pásmech L, S, X a v posledních letech i v pásmu Ka.

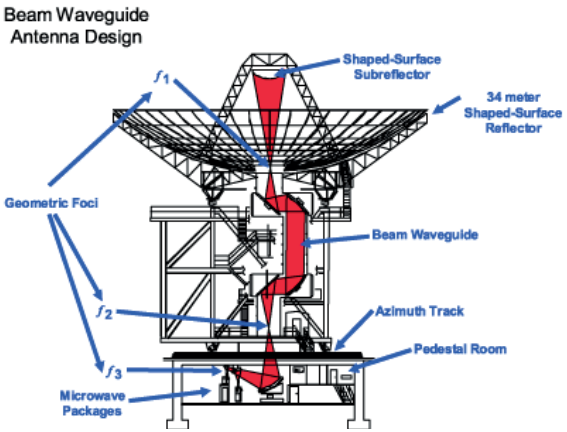
DSS14, DSS63 a DSS43 s aperturou 70 m mají pro uplink vysílače 20 kW pro pásma S a X. Jenom DSS43 má pro pásmo S ještě 400 kW vysílač. Pásma S/X jsou oddělena dichroickým zrcadlem a diplexery. Pro uplink i downlink se používají kruhové polarizace RHCP a LHCP. Přijímače jsou vybaveny kvalitními nízkošumovými zesilovači LNA. Do roku 2010 byly používány LNA s masery, které jsou nyní nahrazeny zesilovači s HEMT, pro vyšší pásma X, Ku a Ka chlazené v kryostatech.



Obr. 14-1. Pokrytí kosmického prostoru stanicemi DSN [14-2]



Obr. 14-2. Aktivita sítě DSN [14-1]



Obr. 14-3. Anténa DSS typu BWG [14-12]

DSS s anténami 34 m jsou dvojího typu: BWG (Beam Wave-Guide, obr. 14-3) a HEF (High Efficiency). Vývojově poslední jsou právě BWG – DSS35. DSS jsou koncipovány velmi flexibilně tak, aby

bylo možné pro každou aplikaci zvolit optimální konfiguraci. Např. pracuje-li DSS momentálně na jednom pásmu, lze vyřadit diplexer pro dosažení nižší šumové teploty. Kromě DSN slouží DSS ve volném čase také pro radioastronomické účely a naopak do sítě DSN mohou být účelově zahrnuty i jiné radioteleskopy, je-li to potřeba. Základní parametry stanic DSS jsou v tab. 14-1.

DSS	Band	Ant Gain [dBi]	HPBW [deg]	Power [kW]	EIRP [dBm]	Noise Temp [K]	Freq Upl [MHz]	Freq Dwl [MHz]
34 m BWG	S Band	56,3/ 56,8	0,263	20	128,7	26,1	2 110– 2 118	2 200– 2 300
	X Band	67,1/ 68,2	0,077	20	139,6	20,2	7 149– 7 188	8 400– 8 500
	Ka Band	79,5/ 78,9	0,016	0,8	138,2	27,9	34 315– 34 415	31 800– 32 300
70 m	S Band	63,0/ 63,6	0,128	20/ 400	135,6/ 148,7	10,5	2 110– 2 118	2 200– 2 300
	X Band	73,2/ 74,6	0,038	20	145,8	20,2	7 149– 7 188	8 400– 8 500

Tab. 14-1. Typické parametry DSS [14-3]

Stanice DSS komunikují s kosmickými objekty ve třech základních módech:

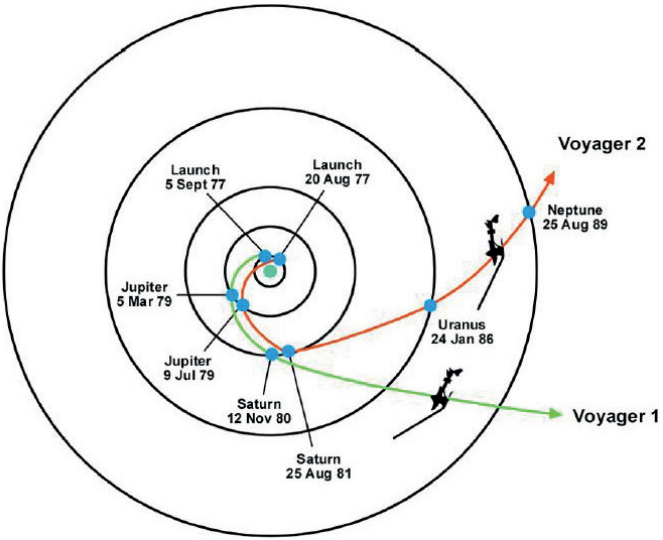
1. Radiometrická data – Doppler a Ranging
2. Povelování s/c – stream, file, command delivery
3. Demodulace a dekódování telemetrie

14.2 Meziplanetární sondy

14.2.1 Voyager

Počátkem sedmdesátých let minulého století se přišlo na to, že v roce 1977 nastane situace v postavení vnějších planet sluneční soustavy, která umožní jednou sondou obletět Jupiter, Saturn, Uran a Neptun. Podobná situace nastane za 176 let. Během tří let byly proto na platformě sond Mariner připraveny ke startu sondy Voyager I a Voyager II (obr. 14-5). Pět let po startu sond Pioneer 10 a 11 tak odstartovaly 20. srpna 1977 nejprve Voyager II a o šestnáct dní později Voyager I (obr. 14-4). Je to bezesporu jedna z nejpovedenějších kosmických misí s přesahem do současnosti a snad ještě do dalšího desetiletí. Vzhledem k tomu, že obě sondy již opustily Sluneční soustavu, jsou také velmi zajímavé z hlediska rádiové komunikace [14-4]. V době psaní této kapitoly byl Voyager II vzdálen od Země více než 17,5 miliard kilometrů (117 AU), což představuje v pásmu S útlum 304,2 dB a pásmu X 315,7 dB. Doba odezvy sondy je 1,35 dne (1944 minut). S Voyagerem II komunikuje nyní pouze DSS v Canberře, neboť není ze severní polokoule viditelný. Naopak Voyager I byl posledním manévrem nasměrován nad ekliptiku a komunikují s ním DSS v Madridu a Goldstone.

Některá zařízení jako nízkozisková anténa a S band downlink byly použity jen na počátku mise. Frekvence pro S band uplink jsou 2 114,676 697 MHz (Voyager I), respektive 2 113,312 500 MHz (Voyager II). Nosná může být nemodulovaná, modulovaná povelem nebo sekvencí pro ranging nebo oběma současně. Přijímač komunikačního transpondéru má fázový závěs, jehož zavěšené (locked) VCO tvoří referenci pro downlink, který je pak koherentní s uplinkem. Pokud není VCO zavěšené (locked), je nosná pro downlink odvozena od USO (ultra stabilní oscilátor 1×10^{-12}), který je navíc zálohován.



Obr. 14-4. Trajektorie sond Voyager v meziplanetárním prostoru [14-4]

Modulace pro ranging: standardní DSN sekvence pro ranging je demodulována a zpětně namodulována na nosnou downlinku v pásmu S nebo X nebo na obě. Transpondér musí být v koherentním módu.

Povely jsou modulovány na pravoúhlou subnosnou uplinku 512 Hz modulací BPSK 16 bps s kódováním Manchester.

Telemetrie má dva nezávislé kanály. Nízkorychlostní je modulován nekódovaně NRZ BPSK 40 bps. Vysokorychlostní kanál má modulační rychlosti od 10 bps do 115,2 kbps a je modulován kódovanými symboly s pevnou délkou ($k = 7$, $r = ½$). Každý BPSK modulátor může modulovat subnosnou 22,5 kHz nebo 360 kHz (tu lze použít pro rychlosti větší než 7,2 kbps).

Nosné downlinku: Pokud transpondér pracuje v dvoucestném koherentním módu, jsou poměry frekvencí downlink/uplink 240/221

v pásmu S a 840/221 v pásmu X. V pásmu X jsou potom frekvence downlinku Voyager I 8 420,432 097 MHz a Voyager II 8 415,000 000 MHz. V nekoherentním módu se obě frekvence prohodí. Pro pásmo X mají obě sondy dva vysílače s TWT, z nichž jedna generuje RHCP a druhá LHCP vlnu.

Antény: High gain anténa sestává z osově symetrického parabolického zrcadla o průměru 3,7 m a soustavy ozařovačů. V pásmu S je zisk 36 dBi RHCP a v pásmu X 48 dBi alternativně pro RHCP a LHCP. **Low gain** anténa je instalována pouze pro pásmo S a její zisk je 7 dBi. Byla použita hned po startu, než se sonda prostorově zorientovala. Po roce 1980, vzhledem k vzdálenosti sond, již nedostačuje.

Jak se vyvíjejí komunikační parametry systému Voyager, je patrné z tab. 14-2 a následujícího rozpisu.

	Voyager 1	Voyager 2
Elektrický příkon	2023	2023
Přenos telemetrie:		
7200 bps, 70/34 m HEF	1994	1998
1400 bps, 70 m anténa	2007	2011
600 bps, 70 m anténa	2026	2030
600 bps, 34 m HEF anténa	2003	2007
160 bps, 34 m HEF anténa	2024	2029
40 bps, 34 m HEF anténa	2050	2057
Hydrazin pro řízení polohy	2040	2048

Tab. 14-2. Odhad životnosti a komunikačních parametrů v průběhu let [14-4]

Aktuální energetická bilance komunikace se sondou Voyager 2:

Pásmo S uplink

Tx Power 20 kW = 43 dBW, G_{T34} = 56,3 dBi, *EIRP* = 99,3 dBiW
G_{T70} = 63,0 dBi, *EIRP* = 106,0 dBiW

$G_R = 36$ dBi, $T_s = 40$ K $\triangleq$ 16 dB (K), $G/T = 36 - 16 = 20$ dBi/K

$f_s = 600$ bps $\triangleq$ 27,8 dB (s)

$E_b/N_0 = EIRP - L_0 + G/T + 228{,}6 - f_s$

$= 99{,}3 - 304{,}2 + 20 + 228{,}6 - 27{,}8 = 15{,}9$ dB (34 m)

$= 106{,}0 - 304{,}2 + 20 + 228{,}6 - 27{,}8 = 22{,}6$ dB (70 m)

Pásmo X downlink

Tx Power 18 W = 12,5 dBW, $G_T = 48{,}0$ dBi, $EIRP = 60{,}5$ dBiW (high power)

$G_{R34} = 68{,}2$ dBi, $T_s = 20{,}2$ K $\triangleq$ 13,0 dB (K), $G/T = 68{,}2 - 13{,}0 = 55{,}2$ dBi/K

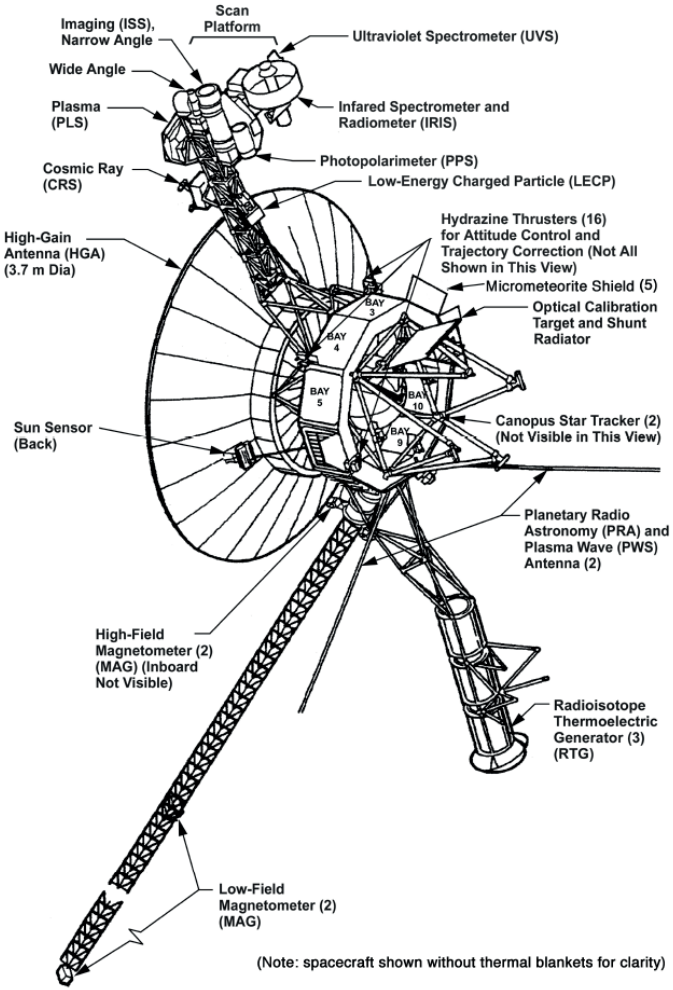
$G_{R70} = 74{,}6$ dBi, $T_s = 20{,}2$ K $\triangleq$ 13,0 dB (K), $G/T = 74{,}6 - 13{,}0 = 61{,}6$ dBi/K

$f_s = 600$ bps $\triangleq$ 27,8 dB (s)

$E_b/N_0 = EIRP - L_0 + G/T + 228{,}6 - f_s$

$= 60{,}5 - 315{,}7 + 55{,}2 + 228{,}6 - 27{,}8 = 0{,}8$ dB (34 m)

$= 60{,}5 - 315{,}7 + 61{,}6 + 228{,}6 - 27{,}8 = 7{,}2$ dB (70 m)



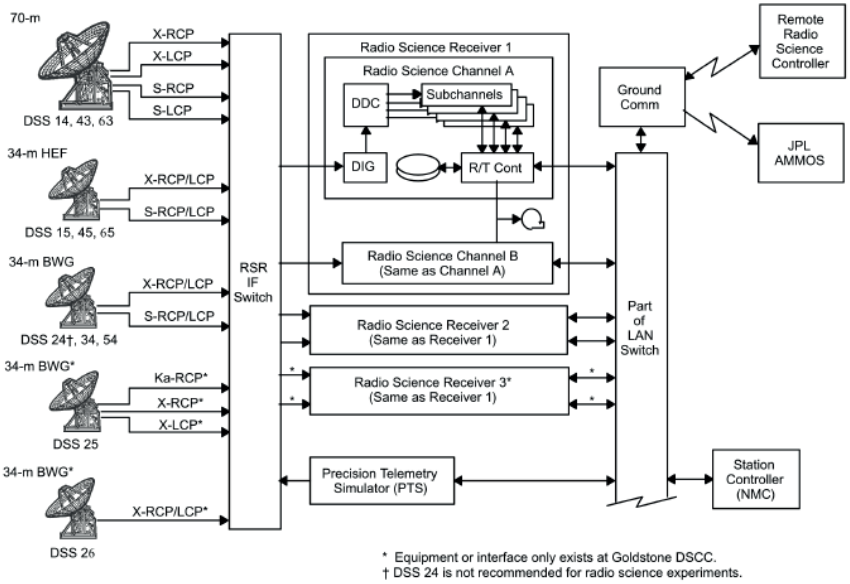
Obr. 14-5. Sonda Voyager [14-4]

14.2.2 Cassini – Huygens

V roce 1997 byla vypuštěna sonda Cassini pro podrobný výzkum Saturnu. Cesta k Saturnu jí trvala 7 let s využitím gravitace Venuše (2×), Země a Jupitera v prvních třech letech. Sonda nesla modul Huygens, jenž měkce přistál na měsíci Titan s hustou uhlovodíkovou atmosférou [14-5]. Nakonec byla mise velmi úspěšná a podstatně rozšířila naše znalosti o této části vesmíru. Vlastní průběh mise byl však velmi dramatický. Uplink a downlink sondy Cassini se stanicemi sítě DSN pracoval v pásmu X a oba linky zajišťovaly všechny tři základní funkce (povelování, telemetrii a radiometrii). Kromě toho bylo úkolem sondy přenášet na Zemi data z modulu Huygens vysílaná v pásmu S. V průběhu letu k planetě se však přišlo na to, že v návrhu modulu Huygens je fatální chyba. Radioelektronický systém v pásmu S sestupového modulu nedovoloval kompenzovat Dopplerův posuv tak, aby bylo možné zajistit synchronizaci pro demodulaci dat, které modul při sestupu atmosférou a po měkkém přistání na povrchu Titanu měl vysílat. Není třeba zdůrazňovat, že nejzajímavější část mise byla vážně ohrožena. Po několika měsících úpěnlivých snah najít nějaké řešení bylo oznámeno, že se našlo. Dráha sondy Cassini byla změněna tak, aby v době sestupu sondy a její aktivní činnosti na povrchu Titanu byl relativní pohyb mezi sondou a modulem Huygens minimální a tím i Dopplerův posuv. Cenou za tuto změnu bylo vynechání velmi nízkého průletu sondy Cassini nad Titanem (1 200 km), neboť nová orbita byla ve výšce 60 000 km.

Typická konfigurace stanic DSN je na obr. 14-6. Zatímco při pohybu po „vnitřní“ dráze používala sonda Cassini antény s nízkým ziskem (LGA), při pohybu po vnější dráze potom antény s vysokým ziskem (HGA) s nutným zajištěním přesné orientace. V tomto případě byla standardně použita rychlost 500 bps s modulačním zdvihem 1,3 rad a 3dB potlačenou nosnou. Downlink pro přenos telemetrie měl rychlost 14 220 bps s modulačním zdvihem 80° pro ranging 0,27 rad. Prahové hodnoty E_b/N_0, popř. P_r/N_0 byly stejné pro obě antény. Pro nekódovaný

povelovací kanál s *BER* 10^{-5} je to +9,6 dB a pro telemetrický kanál s konvolučním kódováním a *BER* 5×10^{-3} pouze +0,31 dB.

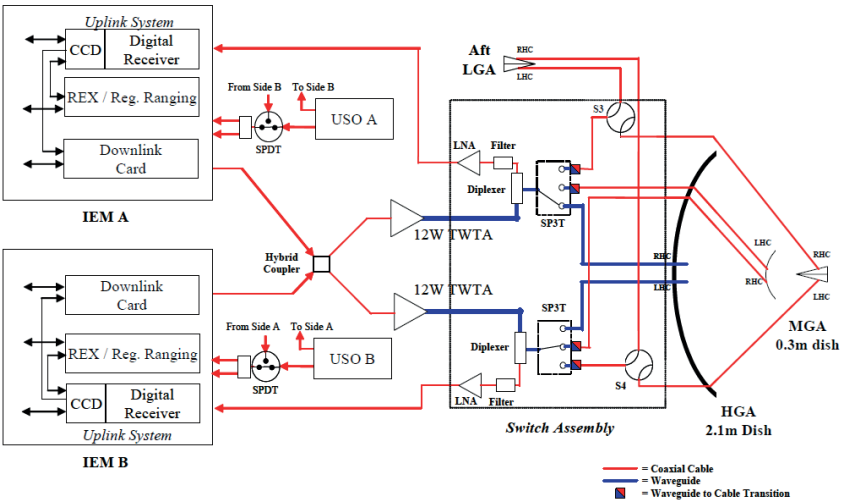


Obr. 14-6. Konfigurace stanic sítě DSN při komunikaci se sondou Cassini [14-13]

14.2.3 New Horizons

V současnosti je další nejvíce vzdálenou kosmickou sondou New Horizons, která byla po gravitačním urychlení Jupiterem poslána k Plutu a jeho největšímu měsíci Charonu [14-6]. Poté proletěla v lednu 2019 v blízkosti dalšího objektu v Kuiperově pásu planetek na samém okraji sluneční soustavy – 2014 MU69 Ultima Thule. Vzdálenost sondy při této komunikaci byla 32 až 40 AU a signál se při ní vrátil asi za 8 až 10 hodin. Pozemní segment zajišťuje síť DSN. Samotná sonda je však poněkud odlišné koncepce, protože ji navrhla a realizovala Laboratoř aplikované fyziky Hopkinsovy univerzity v Baltimore. Blokové schéma je na obr. 14-7. Zvláštností je anténa se středním ziskem MGA sloužící

především pro povelování a dále regenerativní ranging, který byl použit poprvé. Minimální přenosová rychlost je 600 bps. Komunikace probíhá v pásmu X na frekvenci uplinku 7 182 MHz a downlinku 8 438 MHz.



Obr. 14-7. Blokové schéma sondy New Horizons [14-6]

14.2.4 Mars Odyssey a Reconnaissance Orbiter

Obě tyto sondy jsou orbitery Marsu a měly své předchůdce. Kromě řady přístrojů pro dálkový průzkum planety slouží jako rádiová relé pro známá výzkumná vozítka Spirit a Opportunity a později Curiosity a Perseverance. Mars Reconnaissance Orbiter [14-7] umožňuje přenos dat na Zemi až 6 Mbps. Má 3m zrcadlo a kromě pásma X umožňuje i komunikaci v pásmu Ka (32 GHz), která byla úspěšně demonstrována během letu k Marsu. Přenos se může uskutečňovat buď v reálném čase, nebo z paměti (store & forward). Marsovská vozítka komunikují s orbitery v pásmu UHF (400 MHz), ale mohou komunikovat pomalou rychlostí přímo se Zemí v pásmu X, především při povelování. Ve srovnání s předchozími sondami jde o komunikaci na „malé“ vzdálenosti asi 250 mil. km, kdy se signál vrátí na Zemi za 28 minut.

14.2.5 Sondy v libračních bodech

Lagrangeových libračních bodů soustavy Slunce–Země je pět a některé z nich se využívají pro umístění sond pro výzkum Slunce, především bod L1, který leží asi 1,5 milionů km od Země na spojnici Země–Slunce. Na opačné straně od Země je ve stejné vzdálenosti L2, který zase umožňuje výhodné umístění sondy pro výzkum vzdáleného vesmíru. Nyní je na orbitě okolo L2 umístěn nejnovější teleskop Jamese Webba [14-11]. V L1 je např. umístěna velmi úspěšná sonda SOHO [14-8], která byla vypuštěna v roce 1995 a pracuje do dneška. Problém rádiové komunikace se sondou v L1 spočívá v tom, že pozemní velmi směrové antény míří přesně do Slunce, které v oboru rádiových frekvencí velmi šumí. Tato interference prakticky komunikaci znemožňuje. SOHO (a podobně další sondy) je proto navedena na eliptickou dráhu v rovině kolmé na spojnici Slunce–Země, přičemž bod L1 je v ohnisku této dráhy. Perioda oběhu je šest měsíců a umožňuje se sondou komunikovat prakticky nepřetržitě.

V této kapitole jsme se pokusili velmi stručně popsat systémy rádiové komunikace sítě DSN s těmi nejvzdálenějšími a také nejzajímavějšími objekty ve vesmíru právě z pohledu rádiového spojení s nimi. Vzhledem k rozsahu textu jsme ale celou řadu zajímavých projektů museli vynechat. Jmenujme alespoň projekt GALILEO k Jupiteru, první sondy MARINER, Rosetta&Philae nebo projekt STEREO. Na jedné straně jsou z pohledu rádiové komunikace podobné, protože také používají stejné technologie a zařízení DSS, které se však neustále zdokonalují. Na druhé straně nejzajímavější okamžiky nastávají, dojde-li k nějaké nepředvídané události jako výše popsaný případ Cassini-Huygens nebo sondy STEREO-B [14-9]. Sondu se po hibernaci před konjunkcí se Sluncem nepodařilo probudit. Díky špatné orientaci solárních článků se nedobíjela baterie. Postupným odpojováním různých systémů sondy (na slepo) se podařilo snížit spotřebu natolik, že se bate-

rie po téměř dvou letech zotavila a sonda začala vysílat a být ovladatelná. Takových situací je v kosmické komunikaci známa celá řada. Některé případy dávají vyniknout lidské inteligenci i neuvěřitelné náhodě.

Literatura

[14-1] NASA. *Deep Space Network Now* [online]. [cit. 24.01.2023] Dostupné z: https://eyes.nasa.gov/dsn/dsn.html

[14-2] WIKIPEDIA. *NASA Deep Space Network* [online]. [cit. 24.01.2023] Dostupné z: https://en.wikipedia.org/wiki/NASA_Deep_Space_Network

[14-3] JET PROPULSION LABORATORY. *Deep Space Network* [online]. [cit. 24.01.2023] Dostupné z: https://deepspace.jpl.nasa.gov/dsndocs/810-005/

[14-4] LUDWIG, R. a TAYLOR, J. *Voyager Telecommunications* [online]. Jet Propulsion Laboratory, 2002, 1–61. [cit. 24.01.2023] Dostupné z: https://descanso.jpl.nasa.gov/DPSummary/Descanso4--Voyager_new.pdf

[14-5] ESA COMMUNICATION DEPARTMENT. *ESA and NASA agree a new mission scenario for Cassini-Huygens* [online]. 2019. [cit. 24.01.2023] Dostupné z: http://sci.esa.int/cassini-huygens/27650-esa-and-nasa-agree-a-new-mission-scenario-for-cassini-huygens/

[14-6] DeBOY, Ch. C., HASKINS, Ch. B., BROWN, T. A., SCHULZE, R. C., BERNACIK, M. A., JENSEN, J. R., MILLARD, W., DUVEN, D. a HILL, S. The RF Telecommunications System for the New Horizons Mission to Pluto. **In:** *2004 IEEE Aerospace Conference Proceedings*. Big Sky (MT, USA): IEEE, 2004, 1463–1478. DOI: 10.1109/AERO.2004.1367922

[14-7] NASA. *Mars Reconnaissance Orbiter* [online]. [cit. 24.01.2023] Dostupné z: https://mars.nasa.gov/mro/mission/overview/

[14-8] NASA. *SOHO* [online]. [cit. 24.01.2023] Dostupné z: https://www.nasa.gov/mission_pages/soho/index.html

[14-9] NASA. *NASA Establishes Contact with STEREO Mission* [online]. 2017, [cit. 24.01.2023]. Dostupné z: https://www.nasa.gov/feature/goddard/2016/nasa-establishes-contact-with-stereo-mission

[14-10]OTOSHI, T. Y. *Noise Temperature Theory and Applications for Deep Space Communications Antenna Systems.* Artech House, 2008. ISBN 978-1596933774.

[14-11]NASA. J*ames Webb Space Telescope* [online]. [cit. 24.01.2023] Dostupné z: https://www.jwst.nasa.gov/

[14-12]WIKIPEDIA. *Beam Waveguide Antenna* [online]. [cit. 24.01.2023] Dostupné z: https://en.wikipedia.org/wiki/Beam_waveguide_antenna

[14-13]TAYLOR, J., SAKAMOTO, L. a WONG, C. J. *Cassini Orbiter/Huygens Probe Telecommunications* [online]. January 2002. [cit. 23.01.2023] Dostupné z: https://descanso.jpl.nasa.gov/DPSummary/Descanso3--Cassini2.pdf

15. Závěr

Motivem k napsání této knížky bylo ukázat některé zajímavé problémy radiotechniky, kterými se v současnosti zabývám při zpracování velmi slabých signálů. Jak vtipně poznamenal jeden z recenzentů, v širším povědomí dnešních elektroniků radiotechnika kondenzovala do uspořádání přijímače „anténa a za ní A/D převodník". V případě slabých a extrémně slabých signálů však tomu tak není. Jakkoliv se konečné zpracování signálů odehrává v číslicové podobě, o citlivosti přijímacího systému rozhodují kromě antény i další prvky systému, o kterých jsem chtěl pojednat. V jednotlivých kapitolách jsem se snažil uvést stručnou teorii s prakticky použitelnými vztahy a konkrétní řešení jednotlivých částí komunikačních systémů, kterými jsem se zabýval. Uvedeny nejsou zdaleka všechny, ale vybrány byly snad ty zajímavé.

Když se nad tím zamýšlím, měl jsem vlastně ohromné štěstí na etapu vývoje elektroniky, kterou jsem zažil. Začal jsem se elektronikou zabývat ještě v „elektronkové" éře a byl jsem účasten toho fascinujícího přechodu do pevné fáze: zpočátku s germaniovými nízkofrekvenčními tranzistory, ale netrvalo dlouho a objevily se i první vysokofrekvenční tranzistory, posléze mesa tranzistory a křemíkové vysokofrekvenční tranzistory, použitelné již na stovkách MHz. Mikrovlnná technika s třírozměrnými masivními vlnovody byla založena především na hrotových diodách. Zpočátku se moc nevěřilo, že polovodiče ovládnou mikrovlnnou techniku a ještě méně výkonovou vysokofrekvenční techniku. A podívejme se na dnešní stav. Tranzistory s vysokou pohyblivostí elektronů řízené elektrickým polem na bázi GaAs (HEMT) umožňují konstruovat zesilovače konkurující kvantovým zesilovačům, zvláště jsou-li chlazené. Kvalitní pokovené substráty umožnily rozvoj planárních technologií, které v mikrovlnné oblasti převládají. LDMOS tranzistory zase zvládnou generovat výkony řádu 1 kW na frekvencích několika GHz. Polovodiče na bázi GaN umožňují realizovat zesilovače

s výkony desítek wattů na frekvencích řádu 10 GHz. Technologie integrovaných obvodů dokážou vytvořit kvalitní mikrovlnný frekvenční syntezátor na jednom čipu a tedy i v jednom pouzdře.

Velmi nás ovlivnil také úžasný vývoj číslicové elektroniky: od prvních hradel TTL, přes technologii CMOS, první čtyř- a osmibitové počítače k současným 64bitovým PC s hodinovými signály řádu GHz. V oblasti zpracování signálů pak vývoj signálových procesorů a programovatelných hradlových polí, včetně vývoje sofistikovaných vzorkovacích, kódovacích a dekódovacích technik. Na rozvoj počítačů navázal intenzivní vývoj aplikačních programů (ANSYS, CST Studio, PSpice, Matlab a další), které nám umožňují provádět dříve nepředstavitelné výpočty a simulace.

Pro společenství lidí, zabývajících se radioastronomií, komunikací odrazem od Měsíce a příjmem signálů vzdálených družic a kosmických sond ze záliby, je charakteristické, že chtějí vždy, jak se lidově říká, „přijít věcem na kloub“ a „dotáhnout“ ten svůj systém do špičkových parametrů. Někdy se stírá rozdíl mezi profesionály a amatéry už proto, že se těmito oblastmi často zabývají lidé, pro které to je, nebo v minulosti bylo, povolání. Každopádně je experimentální činnost na tomto poli velikou příležitostí k sebevzdělávání, získání dovedností a v některých případech i nových a dosud neznámých poznatků. Velice by mne potěšilo, kdyby tato knížka pomohla podnítit zájem čtenářů o problematiku slabých signálů, které mne osobně nepřestávají fascinovat.

Poděkování

Téměř vždy jsem měl velké štěstí na vynikající spolupracovníky. Jejich jmenný výčet by byl dlouhý a určitě bych na někoho zapomněl, což bych nerad. Děkuji jim proto všem touto formou a jsem opravdu vděčný za jejich spolupráci.

Bezprostředně a významnou měrou se na této publikaci podíleli oba recenzenti, prof. Ing. Miloš Mazánek, CSc., a Ing. Jan Šimša, CSc., kterým jsem zavázán za cenné připomínky, diskuze a rady. Za velmi pečlivou a časově náročnou jazykovou a editorskou úpravu děkuji paní Ing. Ivaně Jakubové a za grafický návrh obálky (s využitím motivu ze stránek Vecteezy.com) Ing. Peteru Barcíkovi, Ph.D. V neposlední řadě chci poděkovat vedoucímu Ústavu radioelektroniky Fakulty elektrotechniky a komunikačních technologií Vysokého učení technického v Brně prof. Dr. Ing. Zbyňku Raidovi za to, že mi poskytl prostor pro vznik této publikace a podporoval její vydání.

Velké poděkování si zaslouží sponzoři, kteří ochotně podpořili vydání této publikace, společnosti Rohde & Schwarz - Praha, s. r. o., BluEmi, s. r. o., a Společnost pro radioelektronické inženýrství, z. s.

16. Rejstřík

A

akumulátor fázový 165
anténa Cassegrainova 90, 94, 95
- Gregoriánská 90, 94, 95
- parabolická 89
- s dvojí optikou 94
apertura 32, 37, 74–78, 90–99
a priori decoding (AP) 231
averaging 225

B

body librační Lagrangeovy 255
BWG 95, 147, 245, 246

C

Cassini-Huygens 252
Cassiopeia A 86
CFOM 223, 239
cirkulátor hvězdicový 131
clona induktivní 119
- kapacitní 119
- rezonanční 119
corrugated horn 103
cyklický redundantní součet (CRC) 231

Č

činitel šumový 45–47
- korekční 67
číslo jakostní *G/T* 49, 52, 65
- šumové 45–47, 137–140
- vidové 116, 122

D

Deep Space Network (DSN) 243–248
Direct Broadcasting Satellites (DBS) 49, 54
degradace zisku parabolické antény 95, 96
dělič frekvence 177, 188, 189
délka vlnová mezní 113–117, 123–124, 126–127
detektor fázově frekvenční 188
diagram vyzařovací 38–40, 59
- Bodeho 178
- konstelační 181
diskriminace polarizační křížová 40–42
duty cycle 200, 211, 212, 238

E

ECC (Error Control Coding) 226
edge taper 97
efektivní plocha apertury 37
echo 222, 236, 237
EIRP (ekvivalentní izotropně vyzářený výkon) 51–53, 246, 249–250
ENR (Excess Noise Ratio) 149–154

F

FEC (Forward Error Correction) 225, 228, 230, 231
filtr antialiasingový 165
- smyčkový 190
frekvence bitová (informační) 52
Frequency Hopping 164
Fresnelova část blízkého pole antény 37
FSW (Frequency Setting Word) 165, 172
Full Dopp 222, 239
funkce Besselovy 123

H

heat spring 211, 212
heterodyn 137–138, 142, 163
hlava šumová 149–152
hloubka vniku 115
hustota spektrální výkonová 27
- - SSB 179

CH

chyba fáze efektivní 181

I

impedance vlnovodu charakteristická 115, 126, 129
Intercept Point 138
interleaving 225
invertor impedanční 122
ionosféra 59–60

izolátor mikrovlnný 131

J

Jansky (Jy) 32
jas monochromatický 32–33
jitter 152, 163
JPL (Jet Propulsion Laboratory) 239, 243
JT4 226
JT65 225

K

kmitočet kritický, mezní 113–117, 123–124, 126–127
kódování ECC 226
- FEC 225, 228, 230, 231
- Reed Solomon 229
- LDPC 228
- Manchester 248
kolík 121
kompenzace Dopplerova posuvu 193, 222, 225, 237, 239–240
komprese 139, 141
komunikace digitální 224
- odrazem od měsíčního povrchu 219
konstanta Boltzmannova 27, 31, 51–52
- Planckova 31

L

librace 220–221
LDPC (Low Density Parity Check) 228

M

Mars Odyssey 254
Mars Reconnaissance Orbiter 254
maser 147
mezifrekvence 137–138, 142
modulace vícestavová 53
modulátor kruhový 139

N

napětí šumové 27–29
nelinearita diferenciální (DNL) 168
- integrální (INL) 168
New Horizons 253

O

odpor vysokofrekvenční povrchový 115, 119, 127
- ekvivalentní šumový 146
odzemí (apogeum) 219
Omega 86
Orion 86
oscilátor lokální 137–139, 141–143, 153, 163–198
ozařovač 96–111
- skalární 101

P

pásmo jednovidovosti 117, 119, 124, 128, 130, 134
permitivita relativní efektivní 129
plocha odrazná 62

polarizace eliptická 40
- lineární 40
- - horizontální 40
- - vertikální 40
- kruhová 40
- - levotočivá LHCP 40
- - pravotočivá RHCP 40
pole antény blízké NF 36
- - vzdálené FF 36
poměr axiální AR 40
posuv frekvence Dopplerův 222, 237, 239, 240, 252
průsečík intermodulační 138–139, 141
přízemí (perigeum) 219
přizpůsobení šumové 144, 146, 156, 158, 160
pumpa nábojová 188, 190
push-pull 133

Q

QRA64 228
Q65 230

R

rádio softwarově definované (SDR) 137, 152, 170
reaktivní část blízkého pole antény 36
rotace Faradayova 60–61, 223
rovnice radarová 62
- Ruzeho 95

rozšíření signálu dopplerovské (spread) 220–226, 230–232, 237
rozsah přijímače dynamický 141
rychlost fázová 114–115, 117, 130
- skupinová 114, 117, 130
- šíření elektromagnetické vlny 114

S

septum 107–108
SFDR (Spurious Free Dynamic Range) 168, 172
signál hodinový 165, 260
- minimální rozeznatelný (MDS) 141
slovo řídicí, fázového akumulátoru (FSW) 165, 172
směrovost antény 37–38, 73
směšovač 138–143, 152–153
- dvojitě vyvážený (DBM) 139, 141
- kvadraturní 142
smyčka fázového závěsu (PLL) 172–177
Solar Flux 74–75
Solar Flux unit (SFU) 32
s-parametry rozptylové velkosignálové 203
spektrogram vodopádový (waterfall) 222, 226, 230, 231, 238
spill over 37, 98
spread (dopplerovské rozšíření signálu) 220–226, 230–232, 237
stabilita fázového závěsu 177–178
standardy kmitočtové 170, 183–187
strmost konverzní 140, 187

syntezátor frekvenční (kmitočtový) 163
- - koherentní 164
- - nekoherentní 164
- - přímý číslicový (DDFS) 165
- - s fázovým závěsem 173
- - s nepřímou syntézou 165
- - s přímou syntézou 165

Š

šířka hlavního laloku antény 39
- mikropásku efektivní 129
- pásma šumová 27, 45, 47–48, 52, 66, 180
šum bílý (AWGN) 28
- fázový 139, 153, 163, 167, 169, 173–196
- kvantizační 167, 172
- tepelný 27–29

T

Taurus A 86
TEC (Total Electron Content) 60
telemetrie 246, 248–249, 252
těleso absolutně černé 31–34
teplota jasová 34–36
- - Měsíce 69, 73, 233
- šumová 32, 34, 48, 59
- - ekvivalentní 45, 51, 65, 74, 89, 97, 141, 147–151, 233
tlumivka 100

T magické 132–134
transformace Laplaceova 176
transformátor Hilbertův (HT) 170

U

účinnost apertury 37, 39, 74, 78, 80, 82, 95
úhel prostorový (spatial angle) 223
útlum absorpční 56–57
- přímé elektromagnetické vlny ve volném prostoru 56

V

variance Allanova 181–186
vedení koaxiální 113, 125–128
- mikropásková 113, 128–132
- mikrovlnná nereciproká 131–134
- planární 128–131
vektor Poyntingův 55
vid 116–119, 123–127, 130
- degenerovaný 117
- dominantní 117
- vyšší 117
vlna hybridní elektricko-magnetická HEM 128–129
- kvazi TEM 113, 128–130
- povrchová 130
- transverzálně elektrická TE 115
- transverzálně elektricko-magnetická (TEM) 113, 125
- transverzálně magnetická TM 115

vlnovod 113
- koplanární 128, 131
- kruhový 99, 100, 113, 122
- obdélníkový 113, 116–122
Voyager 247–251
vztah Friisův 46, 138, 143, 151

W

waterfall (spektrogram vodopádový) 222, 226, 230, 231, 238
WSJT 224, 227–229, 236, 239

Y

Y-faktor 65

Z

zářič ideální 31
- izotropní 34, 38, 51, 55, 62
zesilovač chlazený 147–148, 200, 212
- nízkošumový (LNA) 137, 143, 155–160, 233, 244
zisk antény 34, 37–39, 49, 51, 82, 95, 96
- konverzní 176, 187, 188
zkreslení intermodulační 138
zpoždění fáze Měsíce 69, 72
zrcadlo rotačně symetrické 38, 89–90
- offsetové 70, 78, 91–94
ztráty šířením elektromagnetické vlny ve volném prostoru 51, 56

Explore the limits

Test and measurement solutions
for aerospace and defense



ROHDE&SCHWARZ

Společnost pro radioelektronické inženýrství

vydává časopis



ISSN: 1210-2512 (Print), 1805-9600 (Online)

www.radioeng.cz

propaguje konference

MAREW

Microwave and Radio Electronics Week

www.marew.cz

naplňuje podporou vydání této knihy své klíčové poslání: napomáhat rozvoji bezdrátových komunikací a rozšiřovat znalosti moderních trendů v odborné veřejnosti.

Měřicí technika „od DC až po světlo“



www.bluemi.cz

BluEmi
měřicí a testovací technika

SLABÉ SIGNÁLY

Miroslav Kasal

Odborné recenze	Miloš Mazánek a Jan Šimša
Jazyková redakce a sazba	Ivana Jakubová
Grafická úprava	Peter Barcík
Tisk	MJ servis, spol. s r. o., Božetěchova 3003/133, 612 00 Brno
Vydalo	Vysoké učení technické v Brně, Nakladatelství VUTIUM, Antonínská 548/1, 601 90 Brno www.vut.cz/vutium

Za podpory

ROHDE&SCHWARZ
Make ideas real

BluEmi
měřicí a testovací technika

Radioengineering
Společnost pro radioelektronické inženýrství, z. s.

Vydání první
Brno 2023

ISBN 978-80-214-6149-9