

UNIVERZITA PARDUBICE  
Fakulta elektrotechniky a informatiky

Rozvody signálů pro fázovanou anténní soustavu  
primárního radiolokátoru

Tomáš Shejbal

Diplomová práce  
2012

## ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Tomáš Shejbal**  
Osobní číslo: **I10367**  
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**  
Studijní obor: **Komunikační a řídicí technologie**  
Název tématu: **Rozvody signálů pro fázovanou anténní soustavu primárního radiolokátoru**  
Zadávací katedra: **Katedra elektrotechniky**

### Z á s a d y   p r o   v y p r a c o v á n í :

Úkolem studenta bude navrhnout rozvody signálu k horizontálním řadám fázované anténní soustavy primárního přehledového radiolokátoru tak, aby amplitudy a fáze výstupních signálů odpovídaly požadovanému rozložení. Navrhne topologie rozvodů signálu vysílače, 1. a 2. MO a vybere typy homogenních vedení a typy děličů výkonu pro tyto rozvody. Podle podrobných specifikací rozvodů navrhne rozměry děličů a na zhotovených vzorcích ověří dosažené parametry měřením.

Rozsah grafických prací:

Rozsah pracovní zprávy:

Forma zpracování diplomové práce: **tištěná/elektronická**

Seznam odborné literatury:

**Bezoušek P., Šedivý P., Radarová technika, ČVUT Praha, 2005**

**Prokop J., Vokurka J., Šíření elektromagnetických vln a antény, SNTL Praha, 1980**

**Tysl V., Růžička V.: Teoretické základy mikrovlnné techniky, SNTL Praha 1989**

**Svačina J.: Mikrovlnné integrované obvody. Učební text postgraduálního studia "Mikrovlnná technika", VUT Brno 1988**

**Vrba J.: Měření na centimetrových vlnách. NADAS 1978**

Vedoucí diplomové práce:

**prof. Ing. Pavel Bezoušek, CSc.**

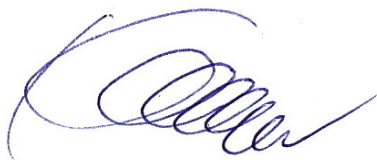
Katedra elektrotechniky

Datum zadání diplomové práce:

**7. listopadu 2011**

Termín odevzdání diplomové práce:

**18. května 2012**



prof. Ing. Simeon Karamazov, Dr.

děkan



L.S.



Ing. Zdeněk Němec, Ph.D.

vedoucí katedry

V Pardubicích dne 15. listopadu 2011

## **Prohlášení autora**

Prohlašuji, že jsem tuto práci vypracoval samostatně. Veškeré literární prameny a informace, které jsem v práci využil, jsou uvedeny v seznamu použité literatury.

Byl jsem seznámen s tím, že se na moji práci vztahují práva a povinnosti vyplývající ze zákona č. 121/2000 Sb., autorský zákon, zejména se skutečností, že Univerzita Pardubice má právo na uzavření licenční smlouvy o užití této práce jako školního díla podle § 60 odst. 1 autorského zákona, a s tím, že pokud dojde k užití této práce mnou nebo bude poskytnuta licence o užití jinému subjektu, je Univerzita Pardubice oprávněna ode mne požadovat přiměřený příspěvek na úhradu nákladů, které na vytvoření díla vynaložila, a to podle okolností až do jejich skutečné výše.

Souhlasím s prezenčním zpřístupněním své práce v Univerzitní knihovně.

A handwritten signature in blue ink, appearing to read 'Shejbal', is written on a light blue background.

V Pardubicích dne 20. 8. 2012

Tomáš Shejbal

## **Poděkování**

Na tomto místě bych chtěl poděkovat hned několika lidem. Jako prvním bych rád poděkoval prof. Ing. Pavlu Bezouškovi, CSc., za vedení této práce, mnohé udělené rady, připomínky, postřehy, a dále za jeho odborné znalosti, které vedly ke zkvalitnění této práce.

Dále bych rád poděkoval Ing. Milanu Chybovi za zasvěcení do problematiky kolem fázové syntézy a za poskytnutí dalších rad a ponaučení, kterých se mi při konzultacích s ním vždy dostalo.

Mé poděkování patří také Ing. Vítězslavu Krčmářovi, Ph.D., za uskutečnění několika srovnávacích měření ve firmě T-CZ, a.s. a Ing. Martinu Medunovi.

Ještě bych rád poděkoval rodičům za materiální zabezpečení při studiu a své přítelkyni za morální podporu ve chvílích, kdy jsem měl chuť se studiem skončit.

Závěrem bych rád poděkoval všem těm, kteří mne od studia na vysoké škole zrazovali a prorokovali mi jeho brzké ukončení. Během studia mi bylo velkou motivací dokázat opak.

## **Anotace**

Práce se zabývá návrhem vertikálních rozvodů antény primárního radiolokátoru. Jedná se o rozvody vysílače, kontrolního signálu a rozvody 1. a 2. místního oscilátoru. Práce se také zabývá fázovou syntézou vertikálního vyzařovacího svazku a výběrem homogenních vedení a děličů výkonu, ze kterých se pak skládají jednotlivé rozvody. Jednotlivé děliče byly navrženy a správnost návrhů se kontrolovala počítačovou simulací a nakonec praktickým měřením v univerzitní laboratoři. Na základě simulace a výsledků měření se provedly příslušné korekce a takto zkorigované děliče výkonu byly použity pro návrh jednotlivých rozvodů.

## **Klíčová slova**

dělič výkonu, homogenní vedení, vertikální rozvod, fázová syntéza anténního diagramu

## **Title**

Signal distribution network for phased antenna array of a primary radar.

## **Annotation**

The thesis deals with a design of a vertical signal distribution network for a primary radar antenna. The subjects of this design are transmitter and control signal manifolds, and distribution network for the 1<sup>th</sup> and 2<sup>nd</sup> local oscillators. The thesis also deals with a phase synthesis of the vertical radiating beam and with a selection of homogeneous transmission line and power divider types from which individual distribution networks are built. The power dividers were designed and the design was validated by a computer simulation and then by measurement in the university laboratory. The corrections of the dividers design resulting from this simulation and measurement was applied to the power dividers and these upgraded power dividers were used in the design of the individual manifolds.

## **Keywords**

power divider, vertical distribution network, homogeneous transmission line, phase antenna beam synthesis

# Obsah

<b>Seznam zkratek.....</b>	<b>10</b>
<b>Seznam obrázků.....</b>	<b>11</b>
<b>Seznam tabulek.....</b>	<b>13</b>
<b>1 Úvod.....</b>	<b>14</b>
<b>2 Funkce radaru a jeho použití v řízení letového provozu.....</b>	<b>15</b>
2.1 Řízení letového provozu.....	15
2.2 Radary a zpracování radarového signálu.....	16
2.2.1 Rozdělení radarů a jejich popis.....	16
2.2.2 Zpracování radarového signálu.....	16
2.3 Snímání prostoru radarem.....	17
2.3.1 Rozdělení snímání prostoru radarem.....	18
2.3.2 Určování směru příchodu signálu.....	19
<b>3 Anténa primárního radiolokátoru.....</b>	<b>22</b>
3.1 Popis antény.....	22
3.2 Štěrbínový vlnovod.....	23
3.2.1 Vlnovod obecně.....	23
3.2.2 Štěrbínové vlnovody.....	23
<b>4 Syntéza lineární anténní řady.....</b>	<b>26</b>
4.1 Metody syntézy.....	27
4.1.1 Rovnoměrné rozložení amplitudy.....	28
4.1.2 Dolph-Chebyshevova syntéza lineární řady.....	28
4.1.3 Taylorova syntéza lineární řady.....	29
4.1.4 Amplitudové rozložení $\cos n$ .....	31
4.1.5 Syntéza rozkladem do Fourierovy řady.....	31
4.2 Fázová syntéza vertikálního vysílacího diagramu.....	32
4.2.1 Vytvoření vertikálního diagramu vysílací antény.....	32
4.2.2 Výpočet výkonu jednotlivých oblastí vysílacího diagramu.....	34
4.2.3 Výpočet fází.....	34
4.2.4 Náklon antény.....	35
4.2.5 Vliv směrové charakteristiky jednoho vyzařovacího elementu.....	36
4.2.6 Popis programu pro fázovou syntézu.....	37

<b>5 Signálové rozvody.....</b>	<b>39</b>
5.1 Vlastnosti a parametry homogenního vedení.....	40
5.1.1 Bezeztrátové mikrovlnné vedení s různou délkou a zakončením.....	42
5.2 Popis a výběr nejběžnějších typů homogenních vedení.....	43
5.2.1 Koaxiální vedení.....	44
5.2.2 Dvou vodičové vedení.....	45
5.2.3 Vlnovod.....	46
5.2.4 Vedení pro mikrovlnné integrované obvody.....	47
5.2.5 Mikropáskové vedení.....	49
5.2.6 Páskové vedení.....	52
5.2.7 Zavěšené páskové vedení.....	54
5.3 Děliče výkonu.....	55
5.3.1 S-parametry.....	55
5.3.2 Měření S-parametrů.....	56
5.3.3 Impedanční transformátor.....	58
5.3.4 Popis běžně využívaných děličů výkonu.....	60
5.3.4.1 Wilkinsonův dělič výkonu.....	60
5.3.4.2 Dělič výkonu typu branch-line.....	63
5.3.4.3 Dělič výkonu Gyselův.....	65
5.4 Výběr děliče.....	66
<b>6 Návrh děličů výkonu pro vertikální rozvody.....</b>	<b>67</b>
6.1 Děliče pro vertikální rozvody vysílače a 1. MO.....	67
6.1.1 Výpočet šířek pásků a středních vlnových délek.....	68
6.1.2 Návrh děliče.....	69
6.1.3 Výroba.....	70
6.1.4 Měření.....	71
6.1.5 Zhodnocení výsledků, úpravy, korekce.....	71
6.1.5.1 Závěr měření 1 a z toho vyplývající úpravy-Vysílač - C.....	72
6.1.5.2 Závěr měření 2 a z toho plynoucí úpravy-Vysílač D a E.....	73
6.1.5.3 Korekce získané simulací v CST Microwave studio.....	74
6.1.5.4 Nové návrhy děličů (Vysílač - E a F).....	78
6.2 Děliče pro vertikální rozvody 2. MO.....	79
6.2.1 Vyhodnocení výsledků měření.....	81
<b>7 Návrh vertikálních rozvodů výkonu.....</b>	<b>82</b>
7.1 Vertikální rozvod vysílače.....	82



7.1.1 Přepoččet fází.....	82
7.1.2 Rozvedení přívodů k děličům A1 -A16.....	85
7.2 Vertikální rozvody kontrolního signálu, 1. a 2. MO.....	88
<b>8 Závěr.....</b>	<b>89</b>
<b>Seznam použité literatury.....</b>	<b>90</b>
<b>Příloha A – výkresy děličů výkonu.....</b>	<b>91</b>
<b>Příloha B – výsledky měření.....</b>	<b>92</b>
<b>Příloha C – výkresy vertikálních rozvodů.....</b>	<b>93</b>
<b>Obsah CD.....</b>	<b>94</b>

## Seznam zkratek

2D	two Dimensional (dvourozměrný prostor)
3D	three Dimensional (třírozměrný prostor)
ACC	Area Control Centre (oblastní služba řízení)
APP	Approach control (přibližovací služba řízení)
ATC	Air Traffic Control (řízení letového provozu)
CAD	Computer-Aided Design (počítačem podporované projektování)
CFAR	Constant False Alarm Rate (metoda sloužící k nastavování prahové hodnoty při detekci)
CST	Computer Simulation Technology (počítačová simulace)
DPS	Deska Plošného Spoje
EMV	ElektroMagnetické Vlnění
FIR	Flight Information Region (letová informační oblast)
FR4	Flame Retardant (skelný laminát plátovaný měděnou fólií)
FŘ	Fourierova Řada
MO	Místní Oscilátor
PRL	Primární Radiolokátor
PRO	Paralelní Rezonanční Obvod
PVC	PolyVinylChloride (umělá hmota)
ŘLP	Řízení Letového Provozu
SLL	Side Lobe Level (úroveň postranních laloků)
SMA	SubMiniature version A (typ konektoru)
SMD	Surface Mount Technology (součástky s krátkými vývody, které jsou pájeny přímo na desce plošného spoje)
SRO	Sériový Rezonanční Obvod
TE	Transverzálně (příčně) Elektrická (vlna)
TEM	Transverzálně (příčně) ElektroMagnetická (vlna)
TM	Transverzálně (příčně) Magnetická (vlna)
TWR	Tower (řídící věž)

## Seznam obrázků

Obr. 2.1 - Princip ATC [1].....	15
Obr. 2.2 - Lokální souřadná soustava radaru [2].....	18
Obr. 2.3 - Příklad výkonové anténní charakteristiky.....	19
Obr. 2.4 - Rozmístění osmi přijímacích svazků v elevaci [21].....	20
Obr. 2.5 - Amplitudový monolulz [2].....	21
Obr. 3.1 - Řady štěrbinových vlnovodů s jednotlivými rozvody [21].....	22
Obr. 3.2 - Nevyzařující a vyzařující štěrbinové vyřiznuté v obdélníkovém vlnovodu.....	23
Obr. 3.3 - Rozložení proudu s intenzitami el. a mag. pole na povrchu vlnovodu s dominantním videm.....	24
Obr. 3.4 - Řady štěrbinových vlnovodů při měření.....	25
Obr. 3.5 - Řady štěrbinových vlnovodů při měření - detail.....	25
Obr. 3.6 - Vyzařovací charakteristika jednoho štěrbinového vlnovodu (azimut) [10].....	25
Obr. 4.1 - Lineární anténní řada [3].....	26
Obr. 4.2 - Princip vyzařování z lineární anténní řady [3].....	27
Obr. 4.3 - Vlevo rozložení amp.; ČŘ pro rovnoměrné rozložení amp. (vpravo).....	28
Obr. 4.4 - Vlevo rozložení amp.; vpravo ČŘ Dolph-Chebysheva rozložení amp.....	29
Obr. 4.5 - Vlevo rozložení amp.; vpravo ČŘ Taylorova rozložení amp.....	30
Obr. 4.6 - Vlevo rozložení amp., vpravo ČŘ rozložení $\cos n$ .....	31
Obr. 4.7 - Nahoře ČŘ s amplitudami z FŘ, dole vlevo rozložení amp. a vpravo dole rozložení fáze.....	32
Obr. 4.8 - Sejmuté okno programu pro vytváření vysílacího svazku.....	33
Obr. 4.9 - Rozdělení vysílacího diagramu do velkého počtu malých oblastí.....	34
Obr. 4.10 - Srovnání požadovaného (červeně) a výsledného průběhu (zeleně).....	35
Obr. 4.11 - Fázová syntéza - stejné fáze, jiný počet zářičů.....	35
Obr. 4.12 - Směrová charakteristika dipólu.....	36
Obr. 4.13 - Výsledné grafy fázové syntézy lineární řady.....	37
Obr. 4.14 - Sejmutí okna programu pro fázovou syntézu.....	38
Obr. 5.1 - Schéma vertikálních rozvodů pro anténu PRL.....	39
Obr. 5.2 - Nejpoužívanější druhy homogenních vedení.....	44
Obr. 5.3 - Závislost char. impedance na poměru vnějšího a vnitřního vodiče.....	44
Obr. 5.4 - Rozložení abs. hodnoty intenzity el. (vlevo) a mag. (vpravo) pole v koaxiálním vedení.....	45
Obr. 5.5 - Závislost char. impedance na poměru $D/d$ .....	46
Obr. 5.6 - Abs. hodnota intenzit el. (vlevo) a mag. (vpravo) pole při pohledu do ústí vlnovodu.....	46
Obr. 5.7 - Abs. hodnota intenzit el. (vlevo) a mag. (vpravo) pole na povrchu vlnovodu...	47
Obr. 5.8 - Ilustrace několika vybraných hybridních mikrovlnných vedení [18].....	48
Obr. 5.9 - Ilustrace mikropáskového vedení a rozložení intenzit el. a mag. pole [18].....	49
Obr. 5.10 - Závislost char. impedance na $w$ , $h$ a $\epsilon_r$ .....	49
Obr. 5.11 - Závislost útlumu a šířky pásku na $f$ , $h$ a $\epsilon_r$ ; závislost $\lambda_g$ na $\epsilon_r$ .....	50

Obr. 5.12 - Ilustrace páskového vedení a rozložení intenzit el. a mag. pole [18].....	52
Obr. 5.13 - Závislost char. impedance na $w$ , $h$ a $\epsilon_r$ .....	53
Obr. 5.14 - Závislost útlumu a šířky pásku na $f$ , $h$ a $\epsilon_r$ ; závislost $\lambda_g$ na $f$ a $\epsilon_r$ .....	53
Obr. 5.15 - Zavěšené páskové vedení a rozložení intenzit el. a mag pole při sudém vidu. .	54
Obr. 5.16 - Schéma lineárního N-branu [16].....	55
Obr. 5.17 - Rohde Schwarz FSH4.....	57
Obr. 5.18 - Ilustrační obrázek měřicího pracoviště.....	58
Obr. 5.19 - Příklad použití čtvrtvlnného transformátoru [16].....	59
Obr. 5.20 - Schéma a ilustrace Wilkinsonova děliče výkonu na zavěšeném páskovém vedení [16].....	60
Obr. 5.21 - Náhradní schéma Wilkinsonova děliče v sudém vidu [19].....	62
Obr. 5.22 - Náhradní schéma Wilkinsonova děliče v lichém vidu [19].....	62
Obr. 5.23 - Náhradní schéma jedné větve Wilkinsonova děliče v lichém vidu [19].....	63
Obr. 5.24 - Ilustrace děliče výkonu Branch-line na zavěšeném páskovém vedení [19]....	64
Obr. 5.25 - Schéma a ilustrace děliče výkonu Gysel na zavěšeném páskovém vedení [20]	65
Obr. 6.1 - Vývojový diagram návrhu děličů výkonu.....	67
Obr. 6.2 - Výpočet šířky pásku v programu TXLINE od firmy AWR.....	68
Obr. 6.3 - Základní tvar mnou navrženého Wilkinsonova děliče výkonu.....	69
Obr. 6.4 - SMD rezistor v pouzdře 1206.....	70
Obr. 6.5 - Měřicí pracoviště při měření Wilkinsonova děliče výkonu.....	71
Obr. 6.6 - Model oboustranného zavěšeného páskového vedení v CST Microwave studio	74
Obr. 6.7 - Srovnání parametru $ S_{11} $ před a po optimalizaci.....	74
Obr. 6.8 - Intenzita elektrického pole (příčný řez oboustranným zavěšeným páskovým vedením).....	75
Obr. 6.9 - Srovnání fáze před a po optimalizaci střední vlnové délky.....	75
Obr. 6.10 - Pravoúhlý ohyb na oboustranném zavěšeném páskovém vedení.....	76
Obr. 6.11 - Srovnání odrazů $ S_{11} $ před a po zkosení.....	76
Obr. 6.12 - Absolutní intenzita elektrického pole na pravoúhlém ohybu.....	77
Obr. 6.13 - Výsledky simulace po aplikaci změněných šířek pásků na dělič Vysílač - A...77	77
Obr. 6.14 - Ukázka přidáných výstupků (optimalizované rozměry).....	78
Obr. 6.15 - Výsledky simulace po přidání výstupků (model Vysílač - A).....	78
Obr. 6.16 - Fáze vedení o délce $\lambda_g$ (získána z programu TXLINE).....	80
Obr. 6.17 - Výsledky simulace děliče 2. MO - A.....	80
Obr. 6.18 - Dělič 2. MO s přímými rameny, realizován na mikropáskovém vedení.....	81
Obr. 7.1 - Označení jednotlivých děličů vertikálních rozvodů.....	82
Obr. 7.2 - Srovnání vyzařovacích diagramů.....	84
Obr. 7.3 - Základní tvar referenčního ramena a zkrácené rameno děličů A15 a A16.....	85
Obr. 7.4 - Schéma napočítaného vertikálního rozvodu vysílače.....	87

## Seznam tabulek

Tabulka 4.1 - Úrovně SLL v závislosti na řádu a na zadaném SLL.....	30
Tabulka 4.2 - Výsledky fázové syntézy.....	36
Tabulka 5.1 - Požadované parametry signálových rozvodů [21].....	39
Tabulka 5.2 - Vlnová délka pro různé kmitočty.....	40
Tabulka 5.3 - Chování vedení v závislosti na jeho délce a zakončení.....	43
Tabulka 5.4 - Vybrané substráty pro hybridní integrované obvody.....	48
Tabulka 6.1 - Vstupní hodnoty.....	68
Tabulka 6.2 - Vypočítané šířky pásků jednotlivých vedení.....	69
Tabulka 6.3 - Vlnové délky pro jednotlivé kmitočty.....	69
Tabulka 6.4 - Naměřené výsledky prvních vzorků děličů vysílače a 1. MO.....	72
Tabulka 6.5 - Porovnání děličů vysílače s přímými výstupními rameny (jen jiným tvarem) .....	73
Tabulka 6.6 - Výsledky měření děličů: Vysílač - D a E.....	73
Tabulka 6.7 - Srovnání vypočítaných šířek pásků s odsimulovanými.....	76
Tabulka 6.8 - Srovnání vypočítaných vlnových délek s odsimulovanými.....	76
Tabulka 6.9 - Vstupní hodnoty.....	79
Tabulka 6.10 - Srovnání vypočítaných šířek pásků s odsimulovanými.....	80
Tabulka 7.1 - Úprava fází získaných fázovou syntézou.....	83
Tabulka 7.2 - Upravená fáze 32. zářiče.....	84

# 1 Úvod

Cílem této práce je navrhnout vertikální rozvody signálů antény primárního přehledového radiolokátoru, konkrétně: rozvod signálů vysílače, kontrolního signálu, 1. a 2. místního oscilátoru. Rozvody 1. a 2. místního oscilátoru a rozvod kontrolního signálu mají mít rovnoměrné amplitudy a shodné fáze na svých jednotlivých výstupech. Rozvod vysílače má mít rovnoměrné amplitudy na jednotlivých výstupech tohoto rozvodu. Fázové rozdíly všech ramen rozvodu vysílače již nejsou nulové, ale odpovídají fázovým rozdílům jednotlivých ramen vůči jednomu ramenu referenčnímu. Těmito fázovými rozdíly se dosahuje požadovaného vertikálního vyzařovacího diagramu, který má tvar kosekanty. Tyto fázové rozdíly se ale musí nějak získat. K tomu právě slouží fázová syntéza, která je součástí této práce a je jí věnována kapitola 4, nazvaná „Syntéza lineární anténní řady“. V této kapitole je popsáno několik běžných metod syntéz vyzařovacích svazků a nechybí ani podrobný popis samotné fázové syntézy.

4. kapitole předcházejí kapitoly 2 a 3. Kapitola 2 nazvaná „Funkce radaru a jeho použití v řízení letového provozu“ vysvětluje, kde, a proč, se využívají radary. Dále se stručně zabývá rozdělením radarů, principy jejich funkce a zpracováním radarové informace. Kapitola 3 nazvaná „Anténa primárního radiolokátoru“ již konkrétněji popisuje strukturu antény primárního radiolokátoru a dává tak lepší představu o významu vertikálních rozvodů.

Kapitola 5 (Signálové rozvody) se zabývá teoretickým rozbořem základních vlastností homogenního vedení a popisem jeho nejběžnějších typů. Z několika typů běžně používaných vedení se snaží vybrat nejvhodnější pro použití v jednotlivých vertikálních rozvodech antény primárního radiolokátoru. Dále se tato kapitola zabývá popisem děličů výkonu a nakonec i jejich výběrem.

6. kapitola (Návrh děličů výkonu pro vertikální rozvody) řeší návrhy jednotlivých děličů výkonu pro příčné vertikální rozvody. Jsou zde komentovány postupy návrhu, výsledky měření a simulací, ze kterých jsou pak vyvozovány příčné závěry. Kapitola 7 nazvaná „Návrh vertikálních rozvodů výkonu“ pojednává o propojování děličů výkonu z předešlé kapitoly. Nejvíce prostoru je zde věnováno rozvodu vysílače, protože se délky jednotlivých ramen musí upravovat tak, aby se dosáhlo požadovaných fázových posuvů, získaných fázovou syntézou.

V příloze jsou pak umístěny všechny návrhy děličů výkonu, výsledky jejich měření a nakonec také náhled hotových vertikálních rozvodů. Je to z důvodu velkého množství zmíněných materiálů a jejich případné začlenění v práci by bylo spíše zmatečné. Proto je v praktické části textu na přílohy tak často odkazováno.

## 2 Funkce radaru a jeho použití v řízení letového provozu

### 2.1 Řízení letového provozu

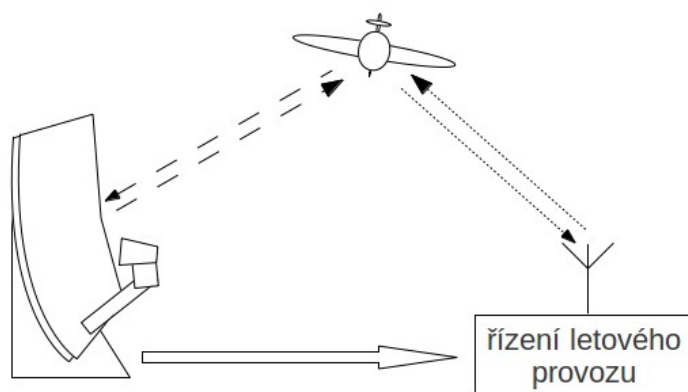
Řízení letového provozu (ATC) společně s letovou informační službou a pohotovostní službou spadají pod letové provozní služby [1]. Tyto služby nemají za cíl pouze zabraňovat srážkám letadel během letu, ale i během jejich pohybu po dráze letiště a to jak mezi sebou, tak i mezi další technikou. Dále udržují rychlý a uspořádaný tok letového provozu, poskytují informace nezbytné k bezpečnému průběhu letu a v případě nějaké nepředvídatelné události vydávají pokyny k záchranným nebo pátracím akcím. V České republice je řízení letového provozu zajišťováno ŘLP ČR, s.p.

ATC se rozděluje na tři skupiny služeb. Jsou to: oblastní služba řízení, přibližovací služba řízení a letištní služba řízení.

Oblastní služba řízení (ACC) je zodpovědná za svoji letovou informační oblast (FIR). V ČR je letová informační oblast pouze jedna, řízená z ACC Praha. Ve větších státech těchto oblastí bývá více. Například ve Velké Británii jich je 5 a v Německu dokonce 8. Letadla, která přelétají z jedné oblasti FIR do druhé, přebírá oblastní ACC od ACC sousedního. Po celou dobu průletu jednou oblastí FIR, řízené oblastním ACC, se kontrolují polohy letadel v oblasti a separují se od sebe. Letadla, která tuto oblast opouštějí, jsou předávána z oblastního do sousedního ACC.

Přibližovací služba řízení (APP) je poskytována těm letadlům, která přilétají ke konkrétnímu letišti (nebo odlétají z konkrétního letiště). Letadla chystající se na přistání jsou od ACC předávána APP a to v okruhu 56-93 km od letiště a APP je připravuje na přistání. Pokud letadla z letiště odlétají, pak APP tato letadla předává v požadované výšce a vzdálenosti ACC. V ČR je tato služba zajišťována stanovišti APP: Praha, Brno, Ostrava a Karlovy Vary.

Letištní služba řízení (TWR) se stará o přistávající letadla v okruhu 9-18 km od letiště a dále se stará o veškerý provoz na vzletových, pojížděcích a parkovacích drahách. Tato služba je v ČR zajišťována TWR: Praha, Brno, Ostrava a Karlovy Vary.



Obr. 2.1 - Princip ATC [1]

## 2.2 Radary a zpracování radarového signálu

### 2.2.1 Rozdělení radarů a jejich popis

K plnění funkcí systému ATC se ve značné míře využívá radarů. Radar je zařízení pro určování polohy jiného objektu a jeho detekci [2]. Může být aktivní nebo pasivní.

Aktivní radary vyzařují elektromagnetické vlnění do prostoru a přijímají je. Pasivní radary žádné elektromagnetické vlnění nevysílají, pouze přijímají. Aktivní radary se dle principu své funkce dále dělí na radary primární a sekundární. Dále se mohou rozdělovat dle uspořádání na: monostatické, bistatické a multistatické.

Monostatické aktivní radary mají vysílač i přijímač umístěny na stejném místě. Příklad monostatického radaru je na obrázku 2.1.

Bistatické a multistatické aktivní radary mají vysílače a přijímače na místech různých.

Anténa primárního radaru vysílá signál ve formě elektromagnetické vlny do prostoru a ten se odráží od okolních předmětů. Po příjmu odraženého signálu se určí zpoždění mezi přijatým a vyslaným signálem a z něho se vypočítá vzdálenost od předmětu. K určení směru (tedy azimutu a elevace) se používá směrových vlastností antény. Rychlost se určí výpočtem z naměřených poloh v závislosti na čase.

Anténa sekundárního radaru vysílá signál ve formě elektromagnetické vlny do prostoru (sekundárnímu radaru se říká dotazovač). Pokud je v dosahu objekt, který je vybaven zařízením zvaným odpovídač, zpracuje přijatý signál vyslaný dotazovačem a po určitém časovém zpoždění odešle odpověď. Odpověď má opět formu elektromagnetické vlny a obsahuje i datovou zprávu, ve které bývá zahrnuta informace o výšce letadla, označení letu a další informace pro ATC.

### 2.2.2 Zpracování radarového signálu

K získání radarové informace je potřeba zpracovat přijatý signál. Zpracování radarové informace se rozděluje na: primární, sekundární a terciární zpracování radarového signálu [1], [2].

#### Primární zpracování

Při primárním zpracování se zpracovává signál získaný při jednom přeběhu anténního svazku přes cíl. Provádí se vždy tam, kde se nachází radar a skládá se z následujících operací: přizpůsobené filtrace, Dopplerovské filtrace, integrace, detekce a extrakce. Předpokladem primárního zpracování je, že signál přijatý anténou radaru prošel předzpracováním v přijímači, kde se zesílil nízkošumovým zesilovačem a proběhla konverze na nižší kmitočet.

Blok přizpůsobené filtrace koreluje přijatý signál se signálem vyslaným. Výstupem tohoto bloku je signál, který má tvar autokorelační funkce. Ta bude posunutá, oproti autokorelační funkci vyslaného signálu, o rozdíl časů mezi vysláním a přijetím signálu, a bude oproti autokorelační funkci vyslaného signálu navíc obsahovat šum.

Dopplerovská filtrace je založena na Dopplerovu jevu. U pohyblivých objektů se mění fáze přijímaného signálu (protože se mění vzdálenost od radaru) a to se projevuje na modulaci autokorelační funkce Dopplerovským kmitočtem, který se pohybuje mezi 10 Hz až několika kHz.



Cílem integrace je maximalizovat integrační zisk. Typickým představitelem integrace je integrace koherentní. To je integrace, kde se integruje signál se stejnou fází. Pokud je fáze stejná, dostáváme maximální integrační zisk.

Detekce je rozhodování, zda je v rozlišovací buňce přítomen cíl na základě přijatého signálu. O přítomnosti cíle nelze rozhodnout s jistotou ale jen s určitou pravděpodobností. Je to dáno tím, že signál neobsahuje pouze odrazy od cíle, ale i další rušivé složky, jako šum, odrazy od terénu, odrazy od deště, atd. K detekci se využívá adaptivní prahová hodnota. Pokud signál přesáhne prahovou hodnotu, pak patřičná rozlišovací buňka obsahuje cíl. Nastavování detekčního prahu se provádí s využitím metody CFAR.

V bloku extrakce se přeměňuje signál na data. Počítá se v něm poloha objektu pro jednu otáčku antény radaru.

### **Sekundární zpracování**

Sekundární zpracování zpřesňuje odhad polohy objektu tím, že využívá znalosti předcházejících měření. Předcházející měření jsou statisticky zpracovávána a výsledkem jsou informace o jednotlivých objektech v datové podobě, tedy: okamžitá poloha, dráha letu, rychlost a směr letu. Tím se eliminují cíle falešné nebo naopak detekují cíle skutečné, které jsou vlivem pozadí nerozpoznány. Data získaná z předchozích měření jsou aktualizovaná při každé další otáčce antény.

Sekundární zpracování se provádí v řídicím středisku ATC. Někteří výrobci současných radarů provádí sekundární zpracování v místě radaru.

### **Terciární zpracování**

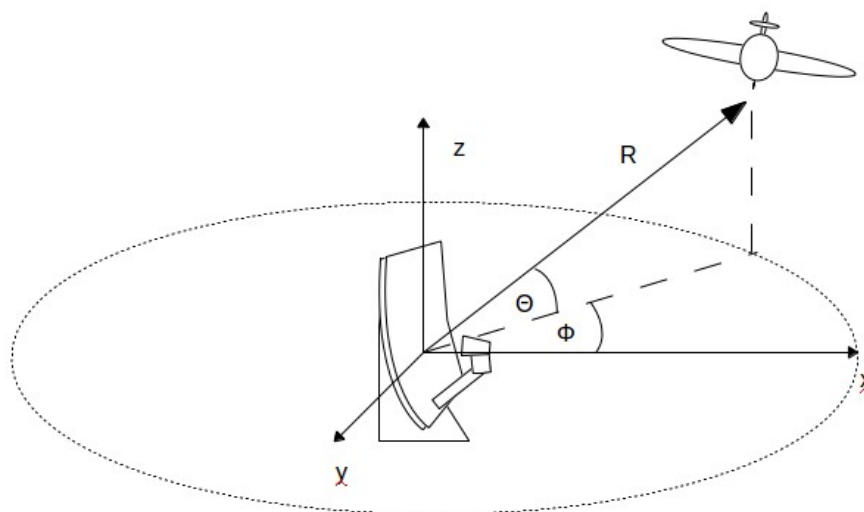
Primární a sekundární zpracování se zabývá zpracováním radiolokačních dat pouze z jednoho radaru. Terciární zpracování řeší sjednocení radiolokačních dat získaných z jednotlivých radarů, které tvoří radarovou síť na konkrétním území. Tím je pokryt daleko větší prostor.

Polohy z jednotlivých radarů jsou slučovány do jedné a ta je následně zobrazena. Radary v různých sektorech mají vůči cíli různě kvalitní signál, proto se může radarům přidělovat odpovídající váhový koeficient.

V České republice se na pražském stanovišti letových provozních služeb používá automatizovaný počítačový systém pro zpracování a distribuci letových a radarových dat EUROCAT 2000. Jednou z hlavních funkcí je právě příjem radarových dat od jednotlivých radarů (zpracovávat radarová data lze až z 8 radarů) a s tím spojené sledování polohy a automatické monitorování letu.

## **2.3 Snímání prostoru radarem**

Snímání je proces, při kterém se prohledává určitý vymezený prostor radarem, a jehož cílem je vyhledání objektu [2]. Při snímání se vždy měří vzdálenost  $R$  a alespoň jedna ze dvou úhlových souřadnic ( $s$  počátkem v místě radaru). Pokud se snímá pouze jedna, jde o 2D snímání, pokud se snímají obě, pak jde o snímání 3D.



Obr. 2.2 - Lokální souřadná soustava radaru [2]

$R$  - šikmá vzdálenost radaru od objektu,  $\Phi$  - azimut - úhel v rovině  $xy$ ,

$\Theta$  - elevace - od roviny  $xy$ .

### 2.3.1 Rozdělení snímání prostoru radarem

Snímání 2D má úzký svazek pro jeden směr ( $1-2^\circ$ ) a široký svazek pro směr druhý ( $20-90^\circ$ ) [2]. Příkladem takového snímání může být pozemní přehledový radar, u kterého je měřena šikmá vzdálenost a azimut. Dalším příkladem může být pozemní radarový výškoměr, který měří šiknou vzdálenost a elevaci vyhledaného objektu.

Pokud je potřeba měřit obě úhlové souřadnice, pak se může využít kombinovaného snímání 2x2D nebo snímání 3D.

Kombinované snímání 2x2D je kombinací dvou 2D radarů. Jeden radar měří azimut, druhý elevaci a oba dva měří šikmou vzdálenost. Oba radary pracují nezávisle na sobě a jsou umístěny blízko sebe. Určení souřadnic se potom provádí s využitím obou úhlových informací.

3D radary lze rozdělit do dvou skupin. Jedna z nich snímá ozařovaný prostor kónicky a druhá rastrově. Snímání kónické je historicky starší a bylo využíváno již u prvních radarových konstrukcí za druhé světové války. Princip je takový, že se kuželovitý prostor snímá rotací svazku kolem osy snímaného prostoru. Osa svazku není shodná s osou snímaného prostoru, tudíž s ní svírá nějaký nenulový úhel. Současně s rotací osy kolem osy prostoru se mění i tento úhel. Tím dochází ke spirálovitému pohybu osy svazku a postupnému nasnímání celého kuželového prostoru.

Rastrové snímání je historicky modernější. Princip je takový, že se pohybuje úzký svazek v určitém prostoru po řádcích a sloupcích. Při dosažení konce řádku (nebo sloupce) se musí svazek přesunout zpět na začátek. Tato skutečnost není vhodná pro mechanické řešení, proto se využívá elektronického vychylování svazku. 3D snímání má ovšem delší dobu snímání oproti 2D a kombinovaným 2x2D radarům. Proto se tam, kde je potřeba snímat velké prostory, a vzdálenosti, používá snímání 3D s vícesvazkovými anténami. Ty mohou být dvojího typu.

Prvním typem je vícesvazková anténa pro vysílání i pro příjem. Signály všech vysílacích svazků od sebe musí být odlišeny (třeba kmitočtem).

Druhým typem je vícesvazková anténa, která má víc přijímacích svazků ale pouze jeden vysílací svazek, který je vytvářen anténou 2D radaru.

Tímto typem vícesvazkové antény se zabývá tato práce. Vytvářená anténa má jeden vysílací svazek a 8 svazků přijímacích, které se vytvářejí až při zpracování přijatých signálů v signálovém procesoru.

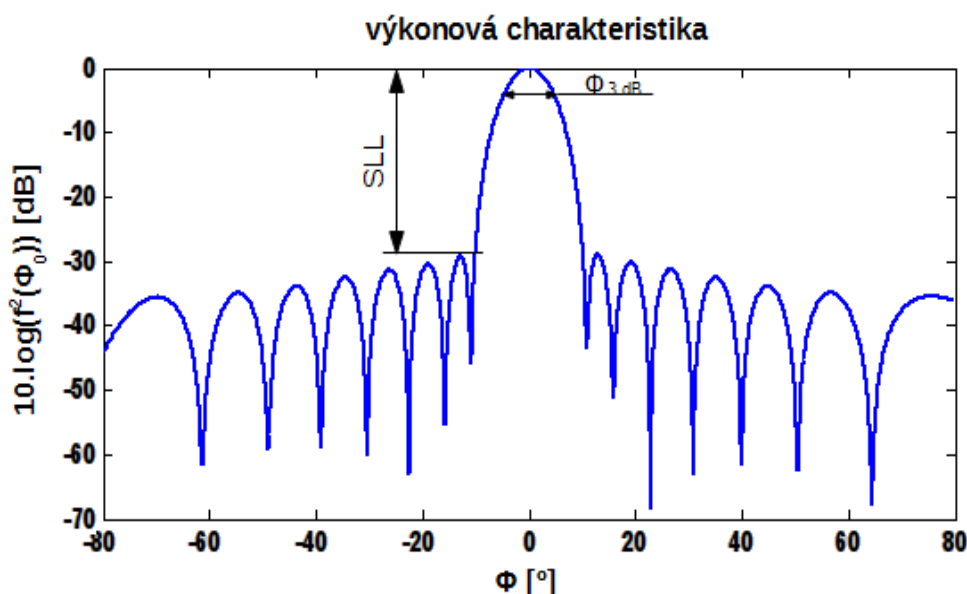
### 2.3.2 Určování směru příchodu signálu

#### Směrová charakteristika

Při určování směru cíle se vychází ze směrové charakteristiky antény. To je závislost poměru amplitudy intenzity elektrického pole k maximální amplitudě intenzity elektrického pole na úhlových souřadnicích [5], [23].

$$f(\Phi, \Theta) = \frac{|(E(\Phi, \Theta))|}{\max_{\phi, \theta} |(E(\Phi, \Theta))|} \quad [23]. \quad (2.1)$$

Směrové vlastnosti jedné antény jsou stejné pro vysílání i pro příjem. Směrová charakteristika podle vztahu 2.1 se nazývá napěťová charakteristika, výkonová charakteristika, se vypočte jako kvadrát napěťové charakteristiky a často se vyjadřuje i v logaritmickém tvaru v dB. Ukázka výkonové charakteristiky v kartézských souřadnicích je na následujícím obrázku.



Obr. 2.3 - Příklad výkonové anténní charakteristiky

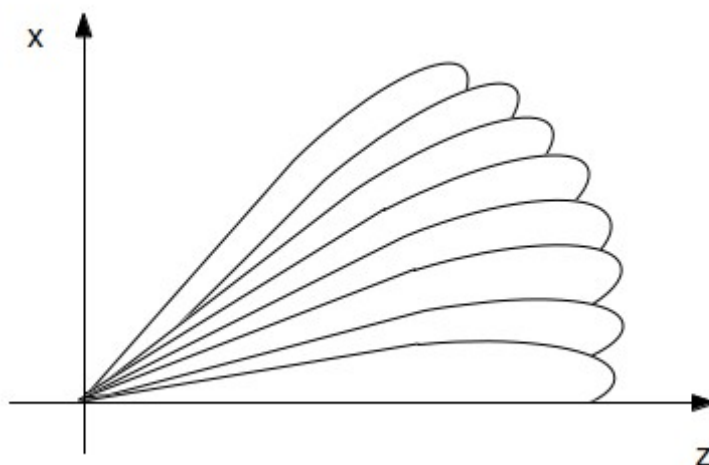
Důležitým parametrem výkonové charakteristiky je 3dB šířka svazku ve směru azimutu nebo elevace, která se dá zjistit z výkonové charakteristiky. Od maxima hlavního laloku se vyhledá pokles charakteristiky o -3 dB na jednu i druhou stranu a odečtou se úhly pro odpovídající poklesy. Rozdíl mezi těmito úhly je právě šířka svazku při poklesu o -3 dB. Dalším důležitým parametrem je odstup postranních laloků (SLL - side lobe level), což je rozdíl mezi úrovní hlavního laloku (maximum výkonové charakteristiky) a úrovní nejvyššího postranního laloku.

Pro výkonovou charakteristiku zachycenou na obrázku 2.3 je odstup postranních laloků roven -26,28 dB a šířka svazku v azimutu je 4,2 °.

U přehledových radarů je potřeba vysílat, a následně přijímat, elektromagnetickou vlnu do prostoru v rozmezí azimutu  $0 - 360^\circ$  [2]. Výkonová charakteristika má však v azimutu úzkou šířku svazku a mimo hlavní lalok má značný pokles úrovně. Proto se maximum výkonové charakteristiky musí pohybovat.

Maximum výkonové charakteristiky se může pohybovat buď mechanicky, kdy se otáčí anténa radaru kolem své osy nebo elektronicky, kdy je maximum výkonové charakteristiky vychylováno fázovými posuvy signálů jdoucích do vyzařovacích elementů.

U antény v této práci se hlavní lalok výkonové charakteristiky otáčí kolem svislé osy společně s anténou radaru a směr příchodu signálu na anténu v azimutu se měří z natočení antény. Jinak je tomu s elevací. Zde se používá 8 přijímacích svazků a monopolzní amplitudová komparační metoda (princip pro dvě antény popsán dále). Tím je měření elevace mnohem přesnější, než kdyby se k měření elevačního úhlu používalo pouze směrové charakteristiky jednotlivých svazků.



Obr. 2.4 - Rozmístění osmi přijímacích svazků v elevaci [21]

### Monopolzní metody určení směru příchodu signálu

Monopolzní metody jsou dvě a to: amplitudový monopolz a fázový monopolz [2]. Princip obou metod spočívá v tom, že je odražený signál od objektu přijímán dvěma anténami se stejnými vlastnostmi. Přijímaný signál vybudí na výstupech jednotlivých antén napětí. Směr příchodu signálů se určí z rozdílů amplitud výstupních napětí (u amplitudového monopolzu) nebo z fázového rozdílu mezi těmito signály (u fázového monopolzu).

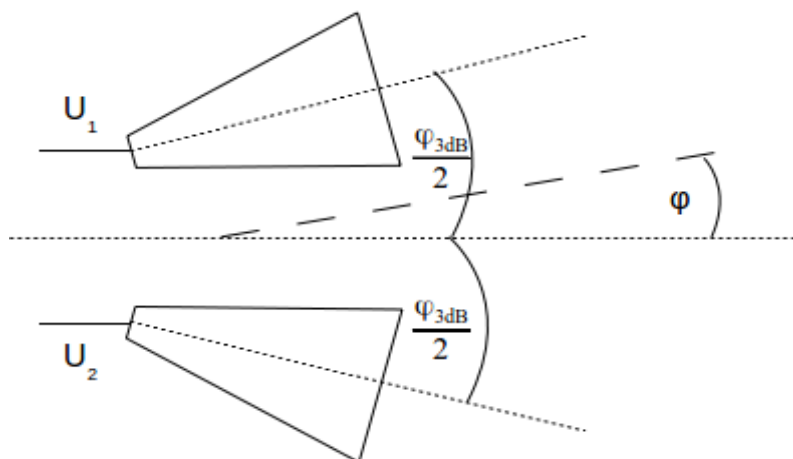
Přednost monopolzních metod spočívá v možnosti určení směru dopadajícího signálu již z jednoho odraženého impulzu od objektu, nebo z více odrazů, které ale přicházejí stále ze stejného směru (to je náš případ).

Obrázek 2.5 zobrazuje případ amplitudového monopolzu pro dvě antény, které mají shodné směrové charakteristiky, jen jsou jejich maxima vůči sobě posunuta o určitý úhel (mají však společný fázový střed), který většinou odpovídá 3dB šířce svazku. Signál dopadající na obě antény pod úhlem  $\varphi$ , (na obrázku 2.5 nakreslen přerušovanou čarou) oproti ose antény, vybudí na výstupu antén napětí  $U_1$  a  $U_2$ , která mají různou amplitudu.

Z napětí na výstupech antén se vytvoří součet  $\Sigma=U_1+U_2$  (tzv. součtový svazek) a rozdíl  $\Delta=U_1-U_2$  (rozdílový svazek) a z nich se poté vypočítá charakteristika monopolzu  $\beta$ :

$$\beta(\varphi)=\frac{\Delta}{\Sigma} \quad [2] \quad (2.2)$$

Výsledný úhel  $\varphi$ , pod kterým byl signál přijat se poté vypočte ze změřené hodnoty  $\beta$ .



**Obr. 2.5 - Amplitudový monopoluz [2]**

### 3 Anténa primárního radiolokátoru

#### 3.1 Popis antény

Anténa primárního radiolokátoru je řešena jako rovinná anténní řada, která je složena z 32 lineárních horizontálně umístěných řad [21]. Každá lineární řada je tvořena štěrbínovým vlnovodem se 75 vyzářovacími elementy ve tvaru štěrbin (Obr. 3.1). Celkový počet vyzářovacích elementů je tedy 2400.

Štěrbiny v každém vlnovodu vytvářejí horizontální vysílací diagram (Obr. 3.6), který je pro všechny lineární řady stejný. Vertikálním rozvodem signálu po jednotlivých lineárních řadách se vytváří vertikální vysílací diagram.

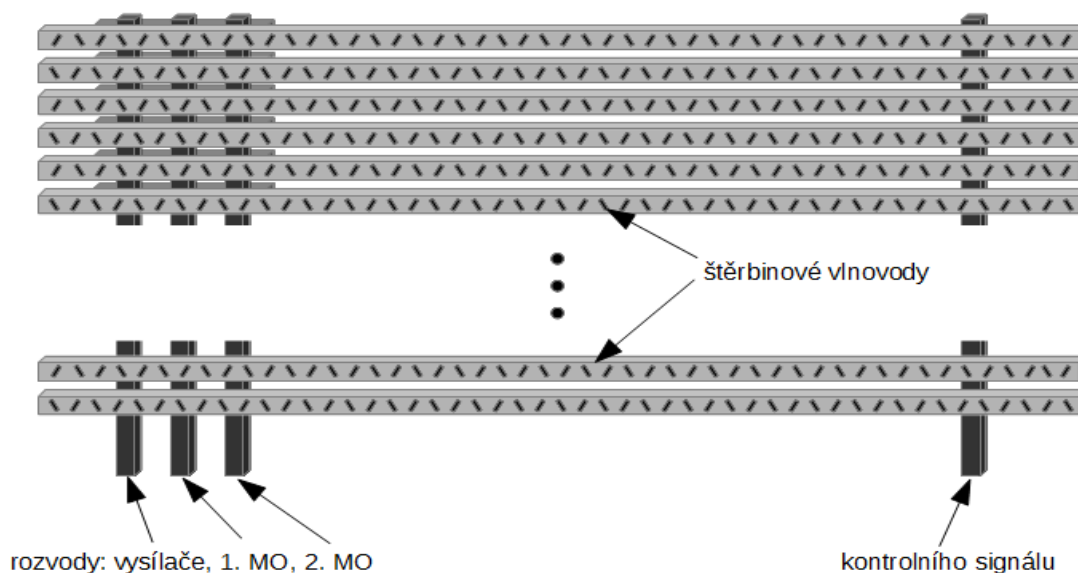
Vertikální rozvod vysílače sestává ze soustavy děličů výkonu a fázových posouvačů, které vytvářejí předepsané rozložení amplitud a fází na jednotlivých horizontálních řadách.

Vysílací svazek je jeden. Přijímacích svazků je 8, přičemž diagramy přijímacích svazků se vytvářejí až po zpracování signálů z jednotlivých lineárních řad v přijímacích jednotlivých řad.

Všechny řady slouží jak pro příjem, tak pro vysílání a každá řada má vlastní blok přijímač-vysílač. Přijímače a vysílače v každém bloku jsou odděleny cirkulátorem.

Pro zajištění funkce přijímačů jsou na anténě primárního radiolokátoru ještě situovány vertikální rozvody 1. a 2. místního oscilátoru (MO) a vertikální rozvod kontrolního signálu. Všechny jsou složeny z děličů výkonu, které dělí výkon rovnoměrně a bez fázového posuvu.

Na následujícím obrázku je pro ilustraci zachyceno výše popsané. Světle šedé jsou štěrbínové vlnovody, za nimi svisle vertikální rozvody (zleva): 1. MO, 2. MO, rozvod vysílače a na pravé straně rozvod kontrolního signálu. Bloky přijímač-vysílač jsou vlevo u každé lineární řady (tmavá šed').



Obr. 3.1 - Řady štěrbínových vlnovodů s jednotlivými rozvody [21]

## 3.2 Štěrbínový vlnovod

### 3.2.1 Vlnovod obecně

Vlnovod ([6], [7], [8]) je kovová trubice libovolného průřezu, kterým se šíří elektromagnetická vlna (EMV), pokud je kmitočet EMV větší, než tzv. mezní frekvence. To je nejnižší kmitočet, od kterého se vlna vlnovodem může šířit (nebo vyjádřeno pomocí vlnové délky: nejdelší vlnová délka pro daný rozměr vlnovodu pro který se ještě vlna vlnovodem šíří).

EMV se ve vlnovodu šíří ve směru jeho osy. Ve vlnovodu se mohou šířit vlny příčně elektrické a příčně magnetické. Vlna příčně elektromagnetická (TEM) se vlnovodem nešíří, protože ke svému šíření potřebuje více vodičů.

Vlna příčně elektrická  $TE_{mn}$ , kde:  $m, n$  značí příslušný vid, má podélnou složku intenzity elektrického pole (ve směru šíření vlny vlnovodem) nulovou a složku intenzity magnetického pole (ve směru šíření vlny vlnovodem) nenulovou.

Vlna příčně magnetická  $TM_{mn}$ , kde:  $m, n$  značí opět příslušný vid, má naopak podélnou složku intenzity magnetického pole nulovou a podélnou složku intenzity elektrického pole nenulovou.

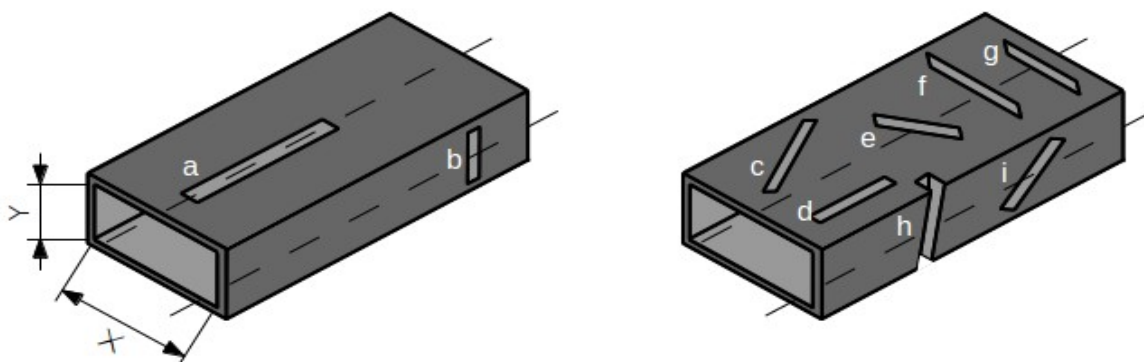
Vid s nejmenším mezním kmitočtem se nazývá dominantní vid. U obdélníkového vlnovodu je to vid  $TE_{10}$  a jeho největší (kritická) vlnová délka se určí jako dvojnásobek délky širší strany vlnovodu (na obrázku 3.2 znázorněn kótou  $x$ ).

Superpozicí všech vidů příčně elektrických a příčně magnetických se dá vyjádřit celkové elektromagnetické pole ve vlnovodu.

Ideální vlnovod má na plášti tečnou složku intenzity elektrického pole nulovou, protože ideální vlnovod má dokonale vodivé vnitřní stěny. Kdyby byla tečná složka intenzity elektrického pole na plášti nenulová, pak by vnitřními stěnami vlnovodu protékal nekonečně velký proud. Ve skutečném vlnovodu nemají jeho stěny nekonečně velkou vodivost (přesto je vodivost ale velká), takže tečná složka intenzity elektrického pole je malá a pokud se neměří ztráty ve stěnách vlnovodu, často se zanedbává.

### 3.2.2 Štěrbínové vlnovody

Štěrbínový vlnovod vzniká tehdy, když se do vlnovodu vyřízne řada úzkých štěrbin [4], [9], [13]. Možností, jak to udělat je celá řada. Na obrázku 3.2 je několik základních způsobů (rozhodně ne všechny).

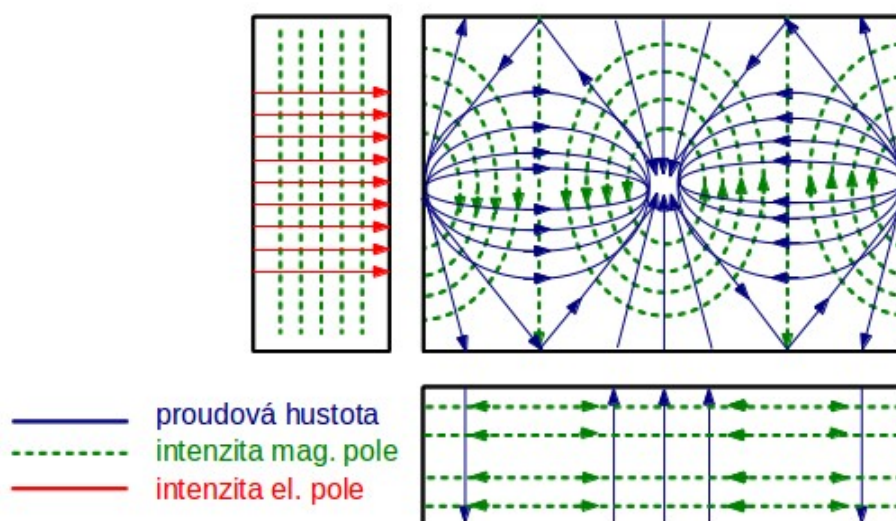


Obr. 3.2 - Nevyzařující a vyzařující štěrbin vyříznuté v obdélníkovém vlnovodu [4], [13]



Pokud se vyřízne štěrba do vlnovodu, ještě to automaticky neznamená, že bude vyzařovat. K tomu, aby štěrba vyzařovala, musí narušovat proudovou hustotu.

K pochopení, proč některé štěrby vyzařují a jiné ne, je vhodné prostudovat obrázek 3.3, který zachycuje tok proudu s intenzitami elektrického a magnetického pole. Vlevo nahoře je zobrazena intenzita elektrického a magnetického pole, při pohledu do ústí vlnovodu. Vpravo nahoře je rozkresleno rozložení intenzity elektrického a magnetického pole a proudová hustota při pohledu na vlnovod shora. Dole je zachycena intenzita magnetického pole s proudovou hustotou, z bočního pohledu na vlnovod. Je patrné, že intenzita elektrického pole je kolmá na intenzitu magnetického pole a tyto jsou kolmé na proudovou hustotu.



**Obr. 3.3 - Rozložení proudu s intenzitami el. a mag. pole na povrchu vlnovodu s dominantním videm  
pohled na (do): ústí vlnovodu (vlevo nahoře), pohled na širší stěnu vlnovodu (vpravo nahoře),  
pohled na užší stěnu vlnovodu (dole) [4], [13]**

Štěrby,  $a$ ,  $b$  z obrázku 3.2 nevyzařují. Štěrba  $a$  je umístěná svou širší stranou shodně se směrem podélných složek proudové hustoty, které ji „obeplují“. Příčná složka proudové hustoty je v ose vlnovodu nulová.

Štěrba  $b$  nevyzařuje z podobného důvodu. Štěrba nepřerušuje složku proudové hustoty.

Ostatní štěrby (tedy:  $c - i$ ) vyzařují. Štěrby  $g$ ,  $f$  přerušují podélnou složku proudové hustoty. Štěrby  $d$ ,  $h$ , a  $i$  přerušují příčnou složku proudové hustoty. Štěrby  $c$  a  $e$  narušují jak příčnou, tak podélnou složku proudové hustoty.

Štěrbinové vlnovody antény primárního radiolokátoru sestávají z nakloněných štěrbin typu  $h$ . Jsou vyříznuté do užší stěny vlnovodu a částečně i do sousední širší stěny. Štěrby zasahující do širší stěny nejsou tak výrobně náročné, protože je možno štěrbinu ve stěně vlnovodu snadněji vyříznout frézou.

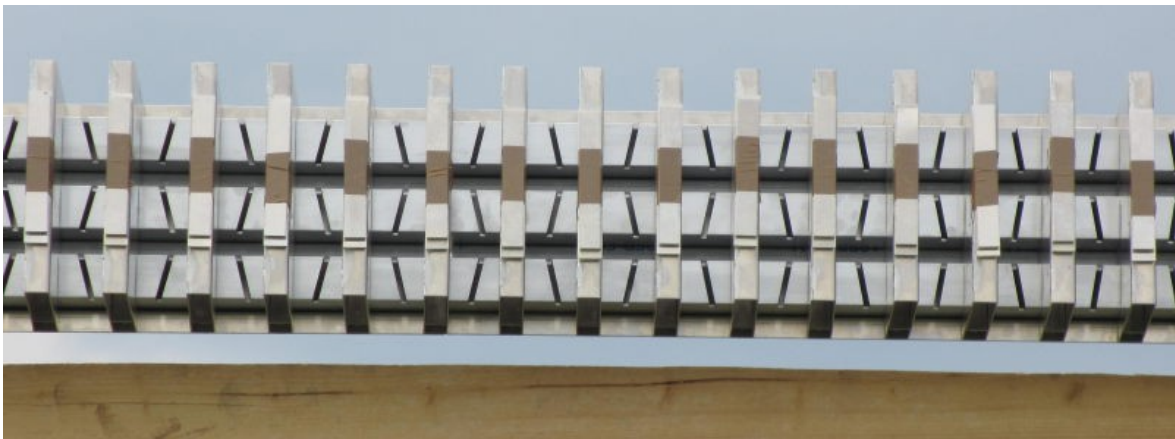
Fotografie tří štěrbinových vlnovodů, umístěných nad sebou, jsou na obrázcích 3.4 a 3.5. Fotografie jsem pořídil při měření diagramu antény uskutečněném 19 .4. 2012 na měřicím anténním polygonu Chrudim.

Vyzařovací charakteristika na obrázku 3.6 je pro jeden štěrbinový vlnovod umístěný ve trojici, přičemž zbylé dva vlnovody jsou bezodrazově zakončeny. Konkrétně tato charakteristika byla měřena na kmitočtu 2,8 GHz.

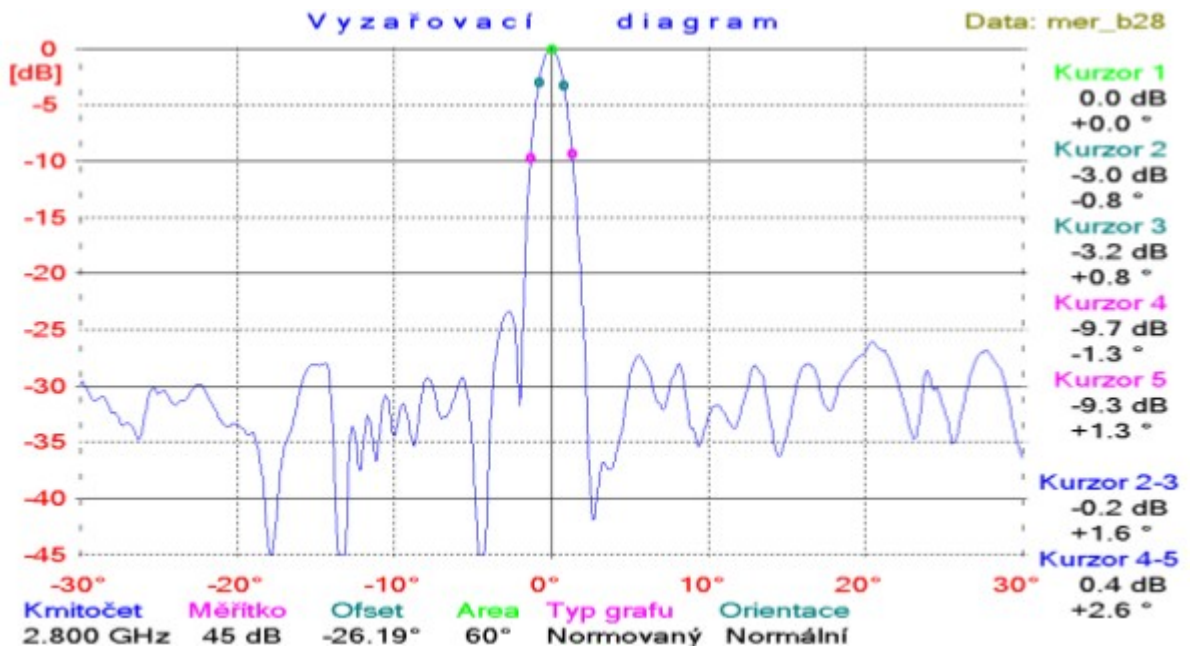




Obr. 3.4 - Řady štěrbinových vlnodů při měření



Obr. 3.5 - Řady štěrbinových vlnodů při měření - detail



Obr. 3.6 - Vyzařovací charakteristika jednoho štěrbinového vlnodů (azimut) [10]

## 4 Syntéza lineární anténní řady

Anténní řady umožňují dosahovat různého tvaru anténního diagramu, různé úrovně postranních laloků, atd. pomocí vhodného rozložení amplitudy a fáze pole v apertuře [3].

Lineární anténní řada je tvořena  $N$  stejnými zářiči, které jsou od sebe rozmístěny s konstantní roztečí. Pokud je takovýchto řad více nad sebou, vzniká plošná anténní řada (to je případ vyvíjené antény primárního radaru). Při syntéze diagramů plošné řady se využívá princip ortogonality (vzájemné nezávislosti diagramů v obou hlavních rovinách). Syntéza se tedy provádí pro každou z rovin samostatně jako pro lineární řadu.

### Činitel řady

Za předpokladu, že je každý zářič buzen vysokofrekvenčním signálem s kruhovým kmitočtem  $\omega$  a s komplexní amplitudou

$$A_n e^{-j\psi_n},$$

kde:  $n = 1, 2, \dots, N$ ,

$A_n$  - amplituda  $n$ -tého zářiče,

$\psi_n$  - fáze  $n$ -tého zářiče,

bude příspěvek  $n$ -tého elementu k celkovému poli, v určitém bodu B, ve velké vzdálenosti od lineární řady dle Kupčáka [3] roven:

$$A_n e^{-j\psi_n} \frac{e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}R}}{R} e^{j\frac{2\pi}{\lambda}x_n \sin\theta} f_o(\theta, \phi), \quad (4.1)$$

kde:  $f_o(\theta, \phi)$  - směrová charakteristika vyzařovacího prvku,

$\lambda$  - vlnová délka,

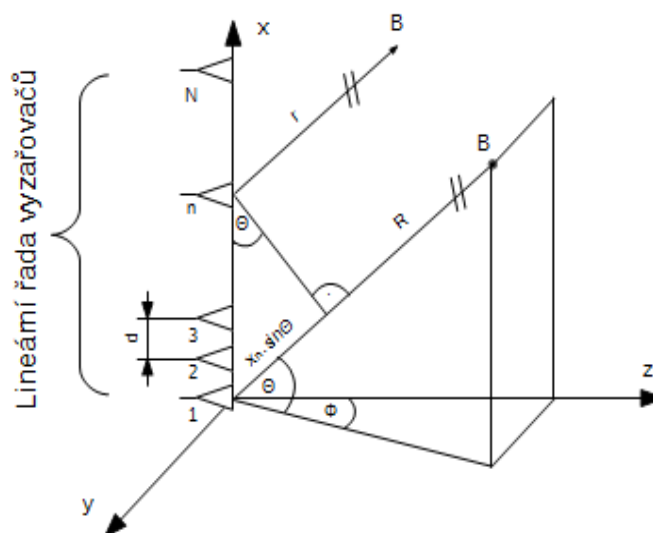
$x_n = n \cdot d$  (poloha fázového středu  $n$ -tého zářiče při konstantní rozteči  $d$  mezi jednotlivými vyzařovacími elementy),

$R$  - vzdálenost určitého bodu B v prostoru od anténní soustavy,

$\theta$  - úhel mezi rovinou země a průvodičem bodu B,

$\phi$  - úhel mezi lineární řadou a průvodičem bodu B.

Popsanou situaci ilustruje obrázek 4.1.



Obr. 4.1 - Lineární anténní řada [3]

Pro výpočet směrové charakteristiky ze vztahu 4.1 lze dále vytknout směrovou charakteristiku vyzařovacího prvku a zlomek

$$\frac{e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}R}}{R}$$

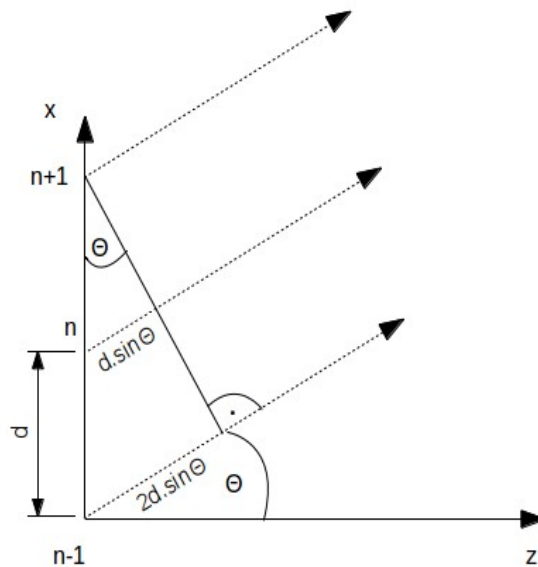
lze vynechat. Výsledek lze pak zapsat jako součin směrové charakteristiky jednotlivých zářičů s činitelem řady (ČŘ)

$$f(\Theta, \Phi) = f_o(\Theta, \Phi) \cdot f_{\check{R}}(\Theta) \quad [3] \quad (4.2)$$

kde:  $f_{\check{R}}(\Theta)$  je zmíněný činitel řady a určí se následovně:

$$f_{\check{R}}(\Theta) = \frac{1}{C} \sum_{n=1}^N A_n e^{-j\psi_n} \cdot e^{j\frac{2\pi}{\lambda}n.d.\sin\Theta} \quad [3] \quad (4.3)$$

kde:  $C$  - normalizační konstanta.



Obr. 4.2 - Princip vyzařování z lineární anténní řady [3]

Činitel řady má maximum ve směru  $\Theta$ , v němž se sčítají všechny příspěvky ve fázi.

### Směrová charakteristika

Směrová charakteristika antény byla obecně popsána na straně 19. Vztah mezi směrovou charakteristikou jednotlivých zářičů a činitelem řady je dán vztahem 3.2. Šíře hlavního svazku jednoho zářiče je zpravidla podstatně větší, než šíře svazku řady. Diagram jednoho prvku se tedy ve výsledku projevuje až na vzdálenějších úhlech od hlavního maxima.

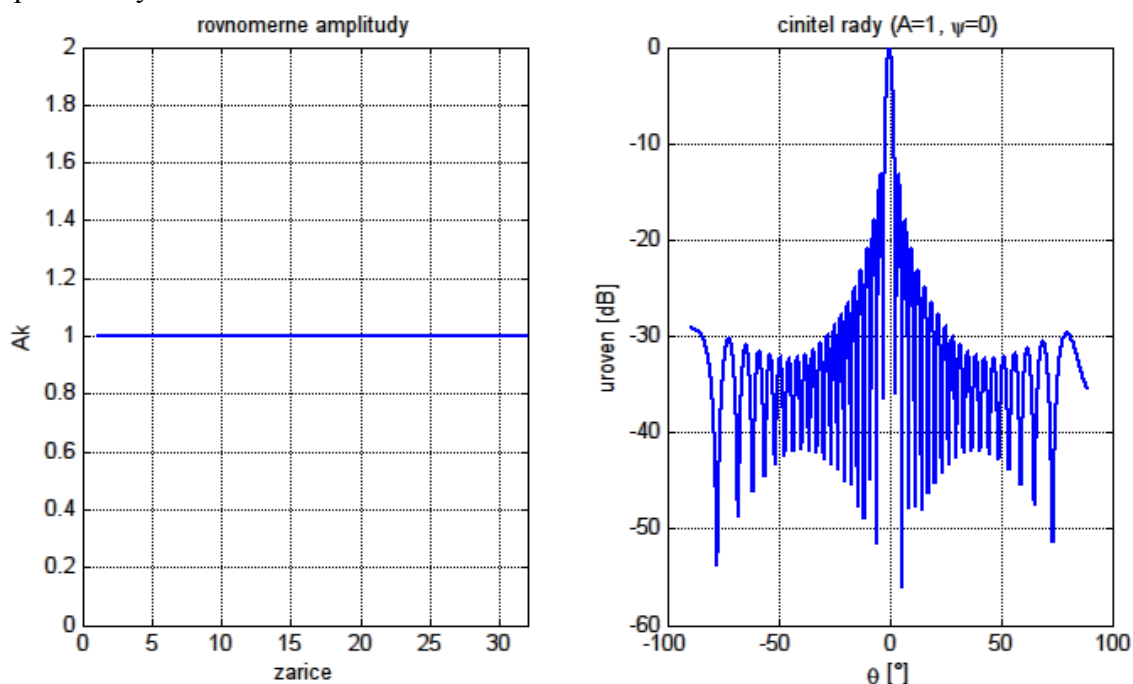
#### 4.1 Metody syntézy

Metod syntézy je celá řada, zde budou zmíněny dvě hlavní metody syntézy ([4]) pro lineární anténní řadu s konstantní roztečí vyzařovacích elementů. První je syntéza lineární řady, která se snaží dosáhnout co nejnižších postranních laloků, při co nejužším laloku hlavním. Další typ syntézy se snaží co nejvíc podobat průběhu, který je zadaný. Obě metody budou dále popsány.

Při definované vzdálenosti mezi vyzařujícími elementy a vlnové délce lze činitele lineární řady ovlivňovat změnou amplitud a fází jednotlivých zářičů. Podle jejich rozložení bude mít činitel řady různé průběhy.

#### 4.1.1 Rovnoměrné rozložení amplitudy

Pokud budou amplitudy rovnoměrné a fáze stejné, bude průběh činitele řady vypadat tak, jak jej zachycuje obrázek 4.3. Odstup postranních laloků je -13,27 dB, což je v praxi obvykle nedostatečné.



Obr. 4.3 - Vlevo rozložení amp.; ČŘ pro rovnoměrné rozložení amp. (vpravo)

( $N = 32$ ,  $\lambda = 107,14$  mm,  $d = 60$  mm)

#### 4.1.2 Dolph-Chebysheva syntéza lineární řady

Dolph-Chebysheva syntéza ([3], [4], [11]) lineární anténní řady využívá Chebyshevových polynomů a dává nízké postání laloky s úzkým hlavním svazkem. K výpočtu amplitudových koeficientů je potřeba zadat požadovaný odstup postranních laloků a počet prvků řady. Koeficienty se pak vypočítají dle vztahů 4.4 a 4.5 [3]. Vztah 4.4 je pro sudý počet elementů řady a vztah 4.5 je pro lichý počet elementů řady.

$$A_n = (2K - 1) \cdot x_0^{2n-1} \cdot \sum_{m=0}^{K-n} (-1)^{K-n-m} \cdot x_0^{2m} \cdot \frac{(K+n+m-2)!}{m!(2n+m-1)!(K-n-m)!}, \quad (4.4)$$

$$A_n = 2K \cdot x_0^{2n} \cdot \sum_{m=0}^{K-n} (-1)^{K-n-m} \cdot x_0^{2m} \cdot \frac{(K+n+m-1)!}{m!(2n+m)!(K-n-m)!}, \quad (4.5)$$

kde je:  $n$  - pořadí vyzařovacího elementu řady,

$K = N/2$  pro sudý počet elementů řady  $N$  a  $K = (N-1)/2$  pro lichý počet elementů řady  $N$ ,

$m$  - řád Chebysheva polynomu,

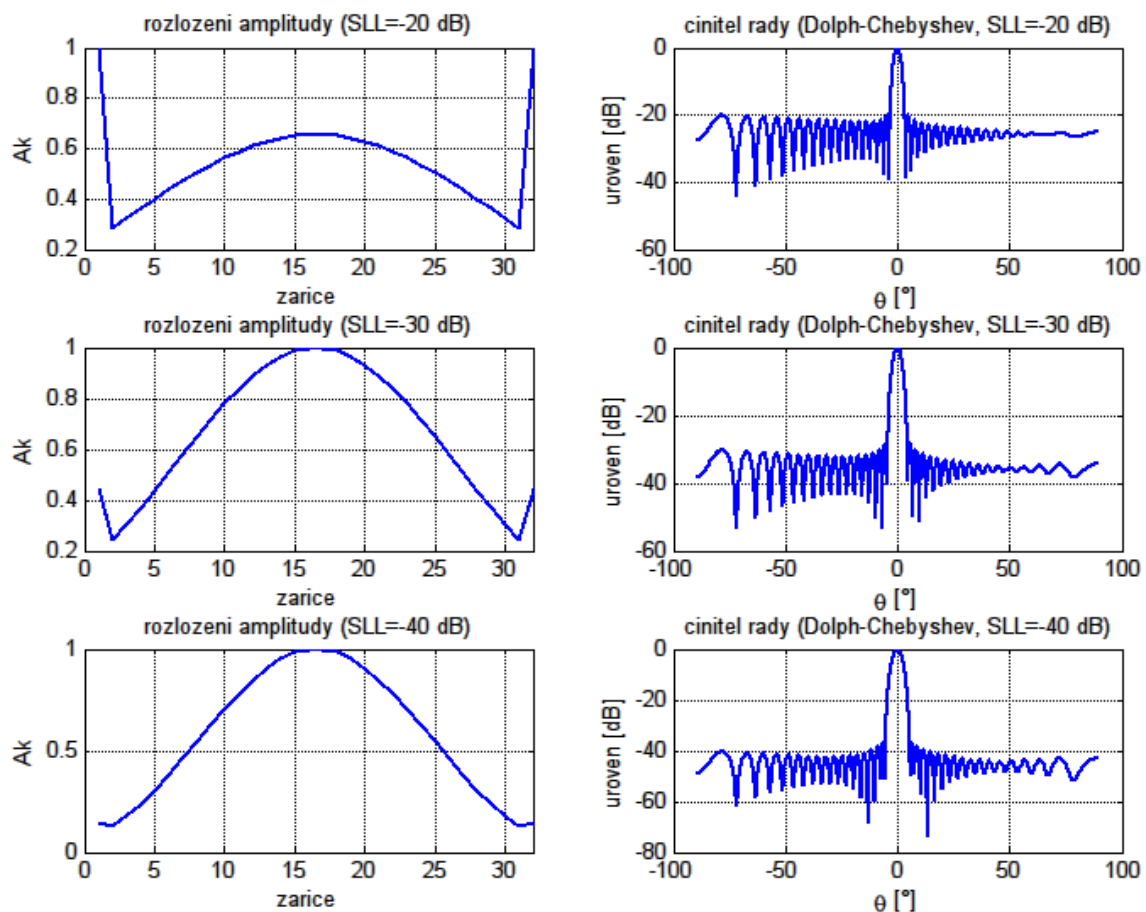
$$x_0 = \frac{1}{2} \left[ (C + \sqrt{C^2 - 1})^{\frac{1}{N-1}} + (C - \sqrt{C^2 - 1})^{\frac{1}{N-1}} \right], \quad (4.6)$$

$C$  - požadovaná hodnota potlačení postranních laloků.

Z obrázku 4.4 je patrné, že se Dolph-Chebyshevovým rozložením amplitudy dá dosáhnout nízkých postranních laloků. Při požadavku na postranní laloky -20 dB, -30 dB a -40 dB jsou tyto nároky přibližně splněny (odečtené hodnoty z průběhů: -20,15 dB, -28,46 dB a -37,3 dB).

Je zde ovšem problém se skokovým zvýšením amplitudy na krajních zářičích (hlavně s větším počtem prvků lineární řady). To může vést k technologické náročnosti.

Proto je výhodnější použití Taylorova rozložení amplitudy v lineární řadě.



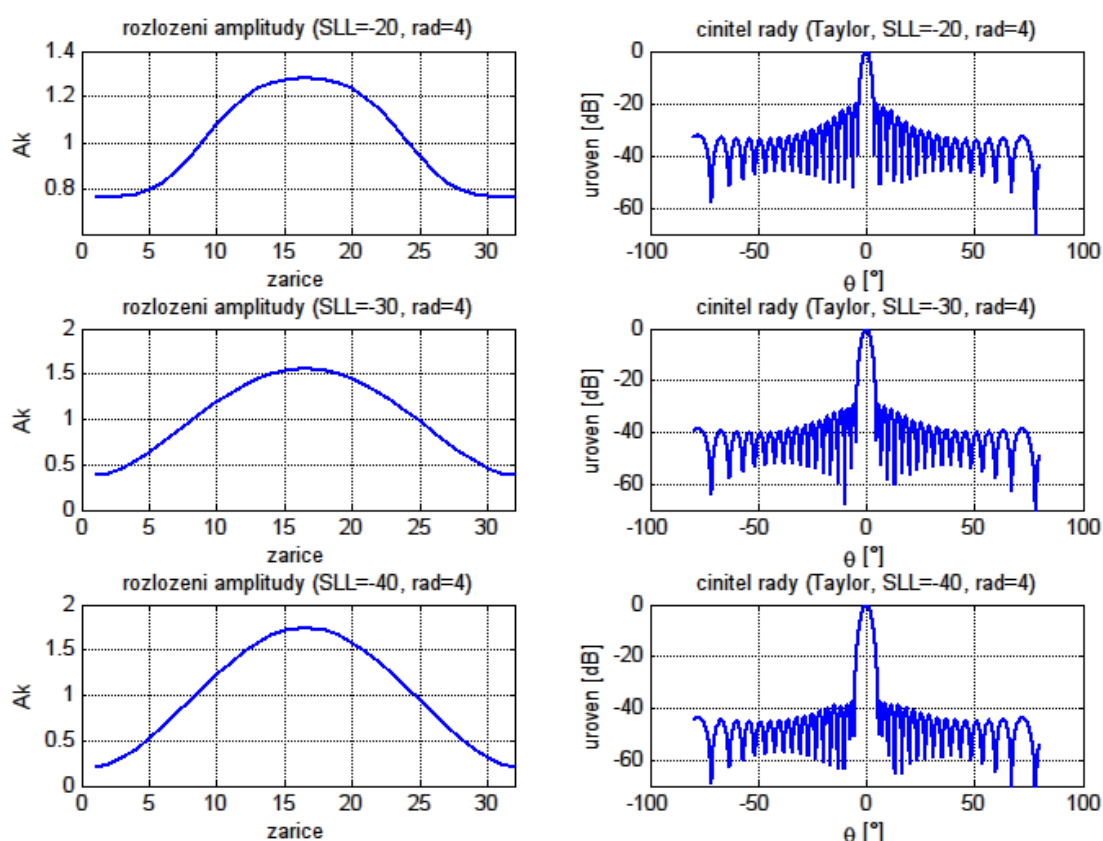
Obr. 4.4 - Vlevo rozložení amp.; vpravo ČŘ Dolph-Chebysheva rozložení amp.

(fáze shodné,  $N = 32$ ,  $\lambda = 107,14$  mm,  $d = 60$  mm)

Funkce pro výpočet Dolph-Chebysheva rozložení amplitudy je také v Matlabu. Jmenuje se *chebwin* a dává stejné výsledky jako vztahy 4.5 a 4.6. Zadává se jí počet zářičů  $N$  a požadovaný odstup postranních laloků.

#### 4.1.3 Taylorova syntéza lineární řady

Taylorova syntéza ([4], [11]) lineární řady byla původně vypracována pro spojitě rozložení amplitudy v lineární řadě. Pro větší počet prvků je však použitelná i pro řady diskrétní.



Obr. 4.5 - Vlevo rozložení amp.; vpravo ČŘ Taylorova rozložení amp.

(fáze shodné,  $N = 32$ ,  $\lambda = 107,14$  mm,  $d = 60$  mm)

Amplitudové koeficienty Taylorova rozložení byly pořízeny funkcí *taylorwin* z Matlabu. Zadává se jí počet elementů řady, požadovaný odstup postranních laloků a řád Taylorova polynomu.

Tabulka 4.1 - Úrovně SLL v závislosti na řádu a na zadaném SLL

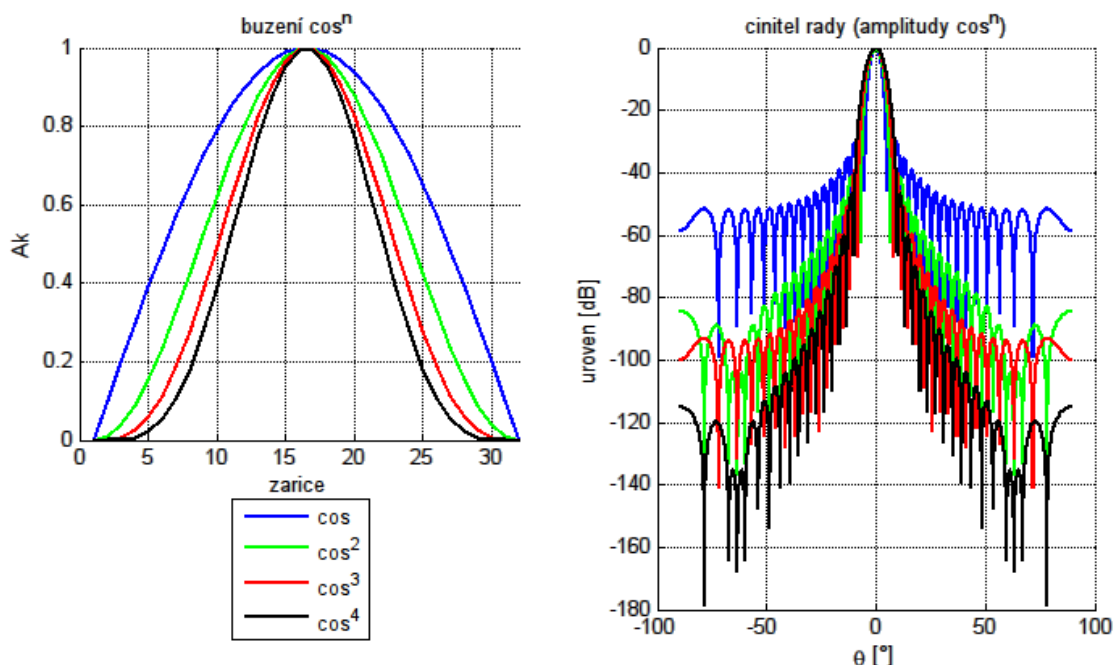
SLL zadané [dB]		SLL odečtené z ČŘ [dB]		
		-20	-30	-40
řád	1	-13,28	-13,28	-13,28
	2	-20,48	-25,74	-28,36
	3	-20,42	-29,05	-36,67
	4	-20,27	-29,18	-37,63
	6	-20,13	-29,06	-38,02
	10	-20,09	-28,75	-37,77

Jako nejlepší se jeví nastavit řád Taylorova polynomu na hodnotu 4. Pokud se tato hodnota nastaví na jedničku, je průběh činitele řady shodný s průběhem rovnoměrně rozložených amplitud. Pro řád 2 je hodnota požadovaná od hodnoty odečtené (pro SLL -30 dB a -40 dB) od odečtené hodnoty z činitele řady výrazně odlišná. Pro řád 3 jsou tyto



hodnoty odlišné pouze pro SLL -40 dB. Řád 4 je již přijatelný. Zvyšování řádu přes tuto hodnotu žádné výrazné zlepšení nepřinese.

#### 4.1.4 Amplitudové rozložení $\cos^n$



Obr. 4.6 - Vlevo rozložení amp., vpravo ČŘ rozložení  $\cos^n$

(fáze shodné,  $N = 32$ ,  $\lambda = 107,14$  mm,  $d = 60$  mm)

Jako takové doplnění je zde uvedeno i rozložení  $\cos^n$ . Se zvyšujícím se  $n$  se zvětšuje odstup postranních laloků a rozšiřuje se hlavní lalok. Při zvyšování  $n$  se koeficienty  $A_k$  na krajích snižují a naopak rostou u prostřední poloviny vyzařovacích elementů.

#### 4.1.5 Syntéza rozkladem do Fourierovy řady

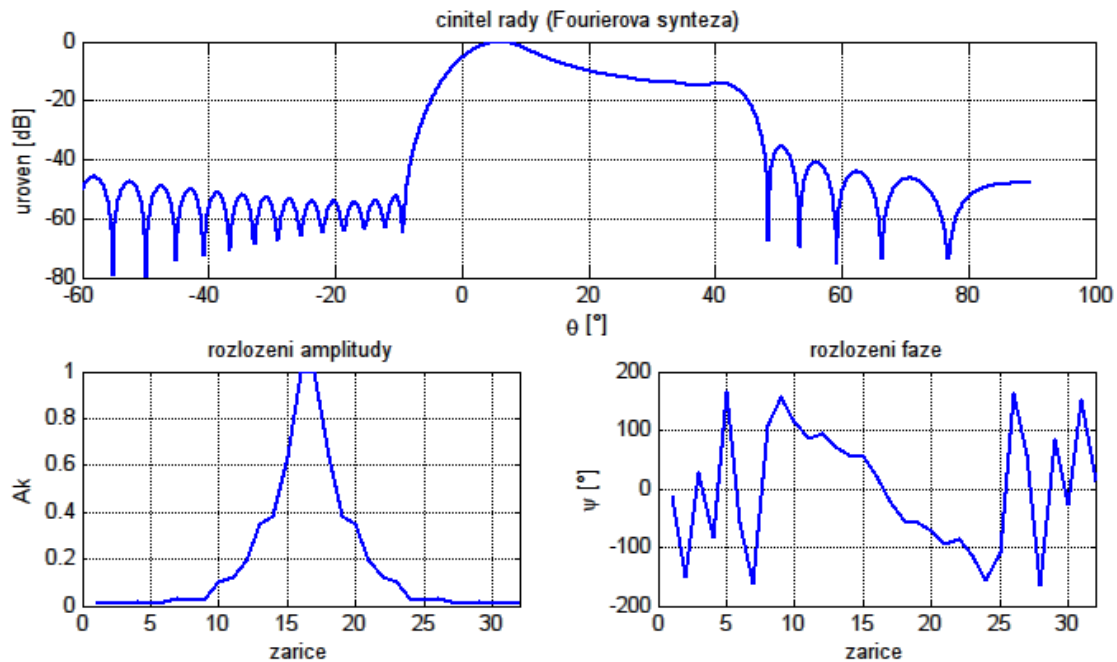
Požadovaný průběh se rozloží do Fourierovy řady a získají se komplexní Fourierovy koeficienty [12]. Amplituda  $A_n$  se získá aplikací absolutní hodnoty na Fourierovy koeficienty a fáze  $\Psi_n$  se získá z jejich argumentu.

Se zvyšujícím se počtem koeficientů má činitel řady strmější průběh a nižší poměr postranních laloků.

Touto syntézou lze činitel řady natvarovat dle požadovaného průběhu. Na obrázku 4.7 nahoře je zachycen činitel řady, který se snaží svým průběhem podobat průběhu zadanému. Ten je použit stejný, jako pro fázovou syntézu a podrobněji bude popsán až v kapitole 4.2. Jedná se o kosekantu, s počátečním náběhem sinus na  $n$ -tou.

Ve skriptu pro vykreslení činitele řady a jeho koeficientů jsem použil funkci *Fourier1*, která je volně stažitelná z internetových stránek Matlabu<sup>1</sup> a tvoří součást *Phase Array Design Toolboxu v2.4*.

<sup>1</sup><http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/22942-phased-array-design-toolbox-v2-4>  
(ke dni: 4.5.2012)



Obr. 4.7 - Nahoře ČŘ s amplitudami z FŘ, dole vlevo rozložení amp. a vpravo dole rozložení fáze  
( $N = 32$ ,  $\lambda = 107,14$  mm,  $d = 60$  mm)

## 4.2 Fázová syntéza vertikálního vysílacího diagramu

Až na syntézu rozkladem do Fourierovy řady všechny ostatní uváděné syntézy měnily tvar diagramu změnou amplitudových koeficientů rozložení pole v apertuře. To je u aktivních řad vysílací antény nevýhodné jak z hlediska praktického, tak ekonomického. U těchto antén je totiž každý prvek řady vybaven vlastním vysílacím zesilovačem. Pokud by byly amplitudy na jednotlivých elementech řady různé, bylo by zapotřebí  $N$  různých zesilovačů, jejich výroba a servisní distribuce. Proto je u těchto řad výhodné využít stejné amplitudy na všech zářičích a k tvarování diagramu použít pouze nastavení fáze jednotlivých zářičů v apertuře.

### 4.2.1 Vytvoření vertikálního diagramu vysílací antény

Nejprve ze všeho je nutné vytvořit požadovaný průběh vysílacího diagramu, ke kterému se bude syntéza snažit co nejvíce přiblížit. Jde o tzv. kosekantu (viz např. [2]). Celá syntéza je řešena v Matlabu (skript *zarice.m*) programem pracujícím v grafickém prostředí, který bude postupně popsán. Skládá se ze dvou na sobě nezávislých částí a to z programu pro návrh požadovaného průběhu vysílacího diagramu a ze samotné syntézy. Jejím výstupem jsou fáze pro jednotlivé vyzařovací elementy. Program pro návrh požadovaného vysílacího průběhu se spouští přes menu *Soubor* volbou *Nový teoretický průběh*. Pokud je již průběh vytvořen, lze ho importovat (ve formátu *.mat*) přímo do programu pro řešení syntézy a to přes menu *Soubor* a volbu *Načtení teoretického průběhu* a poté je možné pokračovat se samotnou syntézou (teoretický průběh z podstaty algoritmu nutno zadávat v dB).

Požadovaný vysílací diagram je tvořen dvěma průběhy, které jsou spojené v jeden. Je to průběh funkce sinus a funkce kosekantu.

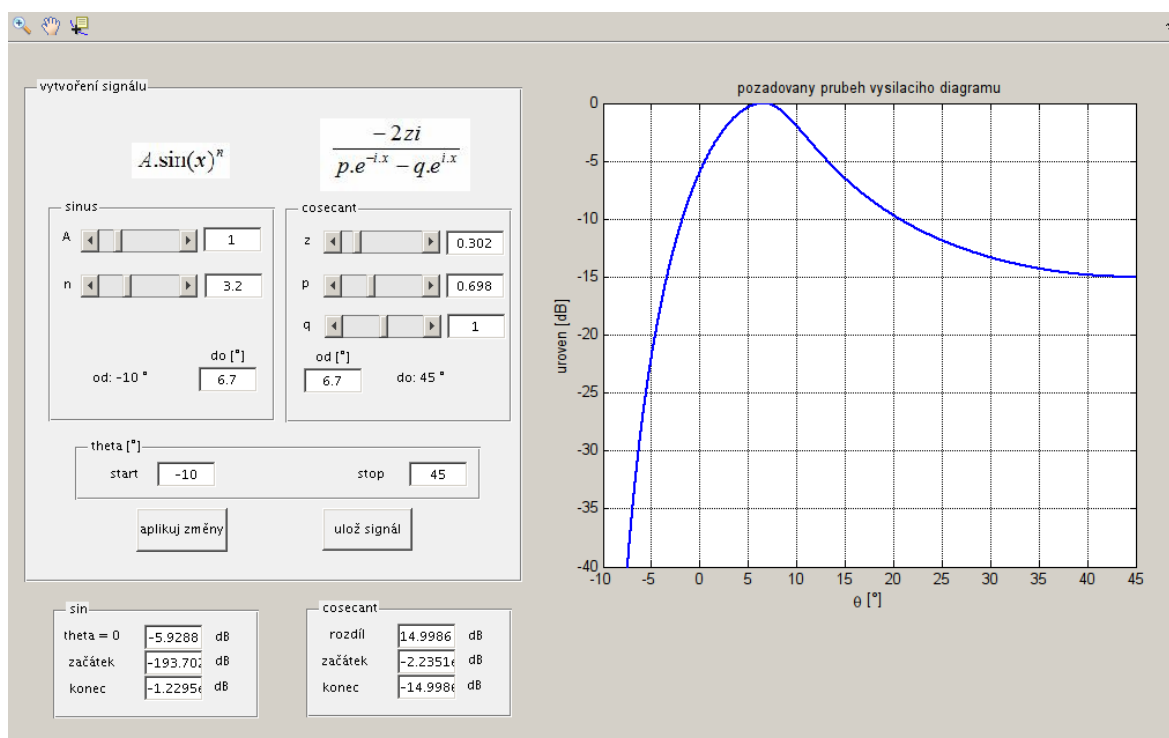


U prvně jmenované funkce je možné měnit její amplitudu a umocňovat ji libovolným reálným číslem. Vhodnou mocninou lze dosáhnout plynulého a rychlého nárůstu ke směru maxima průběhu.

K tomu, aby se dal měnit průběh funkce kosekant je potřeba ji vyjádřit alternativním způsobem zápisu, tedy:

$$\text{csc}(x) = \frac{-2i}{e^{-ix} - e^{ix}} \quad (4.7)$$

Nyní je možné měnit i průběh kosekanty a to tak, že se do čitatele (vztah 4.7) přidá koeficient  $z$  a do jmenovatele koeficienty  $p$  a  $q$  před každou z exponenciál.



**Obr. 4.8 - Sejmuté okno programu pro vytváření vysílacího svazku**

Koeficient  $z$  pouze posouvá průběh kosekanty ve svislém směru (nijak ho nemění), koeficienty  $p$ ,  $q$  mění průběh kosekanty.

Vpravo je náhled vytvářeného průběhu, který se po zadání nové hodnoty (či po posunutí posuvníkem) automaticky překreslí.

Pro oba průběhy se dá nastavit počáteční a konečná elevace. Vlevo dole jsou pak umístěné textové formuláře, které zobrazují úrovně začátků a konců obou průběhů, ze kterých je výsledný průběh vysílacího diagramu složen.

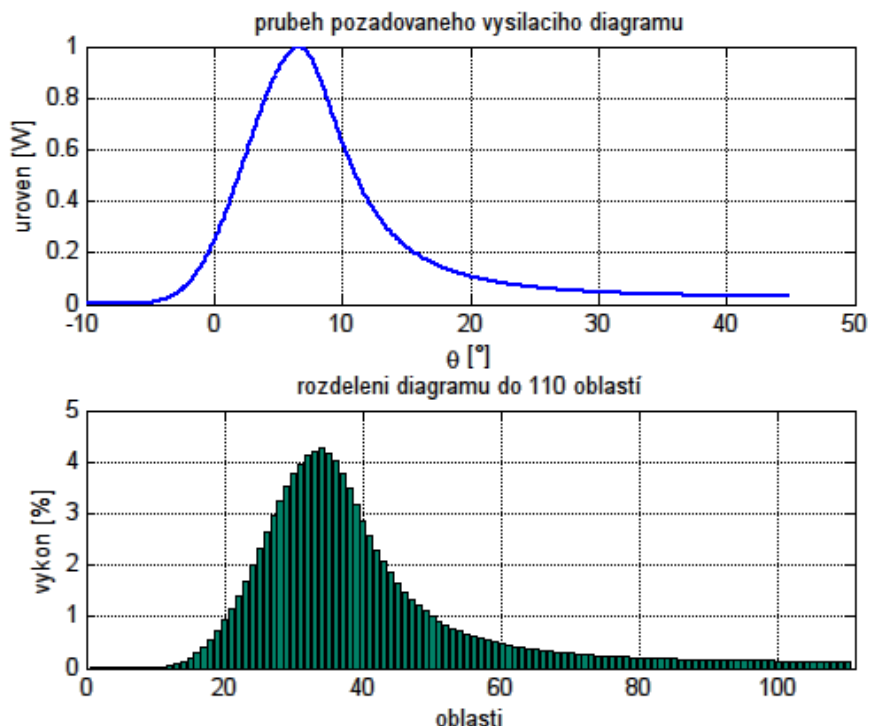
Pokud je průběh vytvořen, je možné ho uložit do souboru *\*.mat* tlačítkem *ulož signál* za pomoci okénkového formuláře.

Výsledný průběh je na obrázku 4.8. Ve stejném obrázku jsou v editačních formulářích zachyceny i jednotlivé proměnné měnící tento průběh. Úroveň výkonu 0 dB nastává při elevaci 6,7°. Při průchodu signálu nulovou elevací je úroveň signálu -6,043 dB. Tato hodnota byla stanovena empiricky jako kompromis mezi úrovní signálu krytí a odrazy od země. Na konci průběhu (elevace 45°) je úroveň signálu -15 dB.

## 4.2.2 Výpočet výkonu jednotlivých oblastí vysílacího diagramu

Dále uvedený postup fázové syntézy vychází z [14], [15], [22]. Pro přiřazení fází jednotlivým vyzářovacím elementům se každé elevaci přiřazuje příslušný podíl vyzářeného výkonu. Požadovaný průběh vysílacího diagramu je rozdělen do velkého počtu malých oblastí a je spočtena plocha pod křivkou (ta je dána průběhem požadovaného vysílacího diagramu) - je tedy provedena numerická integrace. Z takto získaných úrovní výkonu vzhledem k celkové ploše jsou vypočteny procentuální hodnoty jednotlivých oblastí (viz obrázek 4.9).

Výše popsané provádí v programu algoritmus bez zásahu uživatele.



Obr. 4.9 - Rozdělení vysílacího diagramu do velkého počtu malých oblastí

## 4.2.3 Výpočet fází

Při pohledu na obrázek 4.9 je patrné, že v oblastech 21 - 50 je soustředěno nejvíce výkonu. Tyto oblasti odpovídají elevaci 0,4 - 14,4 °. Algoritmus vyhledává toto rozmezí s využíváním prahové hodnoty. Porovnává úroveň výkonu v jednotlivých oblastech s prahovou hodnotou a v případě, že je výkon v určité oblasti větší než hodnota prahová, je pořadové číslo této oblasti uloženo jako začátek oblasti. Stejně je tomu pro konec oblasti, jen algoritmus čeká, až výkon klesne pod prahovou hodnotu. Ta byla experimentálně zvolena jako jedna čtvrtina maximální procentuální hodnoty.

Sektor požadovaného krytí se rozdělí na několik částí (v tomto případě na tři). První obsahuje oblasti 1 - 20 (0 ° - 0,3 °), druhá 21- 50 (0,4 ° 14,4 °) a třetí 51 - 110 (od 14,5 ° do konce). Do každé části sektoru se pošle příslušný podíl vyzářeného výkonu. V závislosti na něm lze jednotlivým částem přiřadit příslušný počet vyzářovacích elementů. Jinak vyjádřeno: Výkon v každé z těchto tří částí se sečte a v závislosti na něm se každé oblasti přiřadí určitý počet zářičů. Konkrétně je tedy pro první část přidělen 1 zářič, pro druhou 25 zářičů a pro zbývající část zářičů 6.

Dále se pro tyto tři oblasti vypočítá směr záření (elevace) s krokem rozloženým dle počtu zářičů, které připadají na konkrétní část. Je patrné, že druhá část bude mít nejhustší krok.

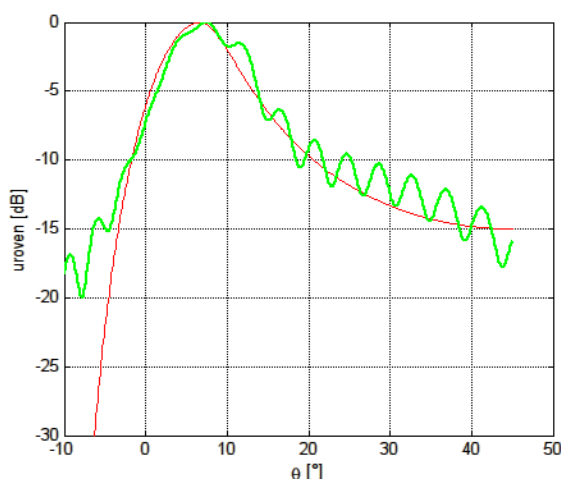
Tímto postupem je získán vektor směrů o  $N$  zářičích. Každému zářiči je nyní potřeba přiřadit fázi. Postup je podobný fázovému vychylování svazku. Rozdíl je ale v tom, že u fázového vychylování svazku se všechny prvky lineární řady vychylují o stejný úhel a za  $d$  se dosazuje rozteč mezi zářiči, namísto vzdálenosti zářiče od středu lineární řady. U fázové syntézy se vychyluje každý zářič o jiný úhel (tento úhel je roven vektoru ozařovaných směrů) a navíc je přičítán k fázi předešlého zářiče. Fáze pro určitý směr se tedy určí následovně:

$$\Psi_n = -360 d \frac{\sin(\Theta)}{\lambda} \quad [^\circ], \quad (4.8)$$

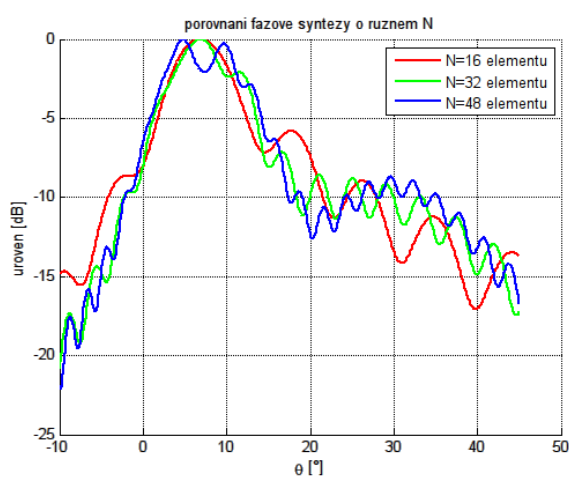
kde:  $d$  - rozteč mezi jednotlivými zářiči,  
 $\Theta$  - směr záření,  
 $\lambda$  - vlnová délka.

Namísto  $360^\circ$  se většinou uvádí  $2\pi$ , pak by byla výsledná fáze v radiánech.

Takto získané fáze je již možné dosadit do vztahu pro výpočet činitele řady (amplitudy se dosadí rovnoměrně) a porovnat s vytvořeným vysílacím diagramem (viz obrázek 4.10).



Obr. 4.10 - Srovnání požadovaného (červeně) a výsledného průběhu (zeleně)  
 $(N = 32, \lambda = 107,14 \text{ mm}, d = 60 \text{ mm})$



Obr. 4.11 - Fázová syntéza - stejné fáze, jiný počet zářičů  
 $(\lambda = 107,14 \text{ mm}, d = 60 \text{ mm})$

Je vidět, že požadovaný průběh více méně kopíruje průběh získaný fázovou syntézou. Je zde však značné zvlnění. To je zapříčiněno diskrétním rozložením prvků lineární řady. Se zvětšujícím se počtem se toto zvlnění zmenšuje (viz. obrázek 4.14).

Na fázovou syntézu s 48 zářiči již automatizovaný algoritmus nestačí, muselo by se ručně zasáhnout nebo algoritmus vylepšit (kolem  $20^\circ$  je značný propad výkonu, v maximum je také značné zvlnění). Program byl však navrhován s ohledem na vyvíjenou anténu, která disponuje 32 zářiči a pro tu algoritmus svoji funkci splňuje.

#### 4.2.4 Náklon antény

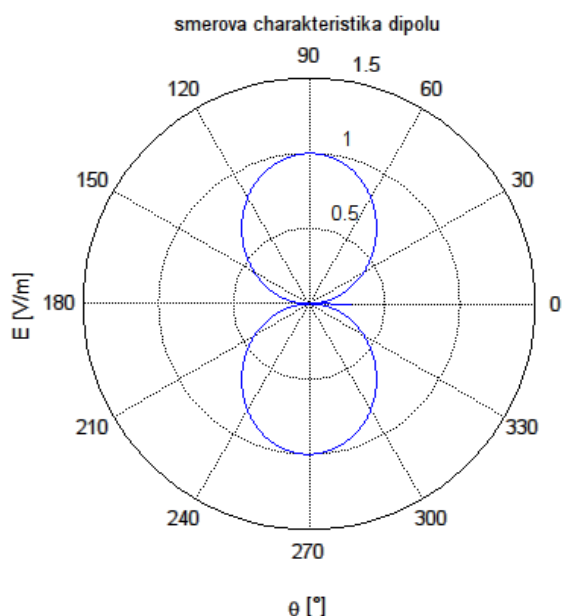
Průběh činitele řady z obrázku 4.10 je potřeba ještě posunout a to tak, aby v elevaci  $0^\circ$  byla úroveň výkonu  $-3 \text{ dB}$ . Obecně se to řeší tak, že se do vztahu 4.8 za úhel  $\Theta$  dosadí

hodnota na kterou je žádoucí charakteristiku posunout (v programu k tomuto účelu slouží okno *maximum*). Tím se získají fáze, které se přičtou k fázím získaným ze syntézy.

Anténa primárního radiolokátoru je navíc ještě nakloněná o  $10^\circ$  oproti svislé ose. To se kompenzuje opět fázovým posuvem o dalších  $-10^\circ$ . Celkem se tedy průběh činitele řady z obrázku 4.10 musí posunout o  $-13.4$  dB.

#### 4.2.5 Vliv směrové charakteristiky jednoho vyzařovacího elementu

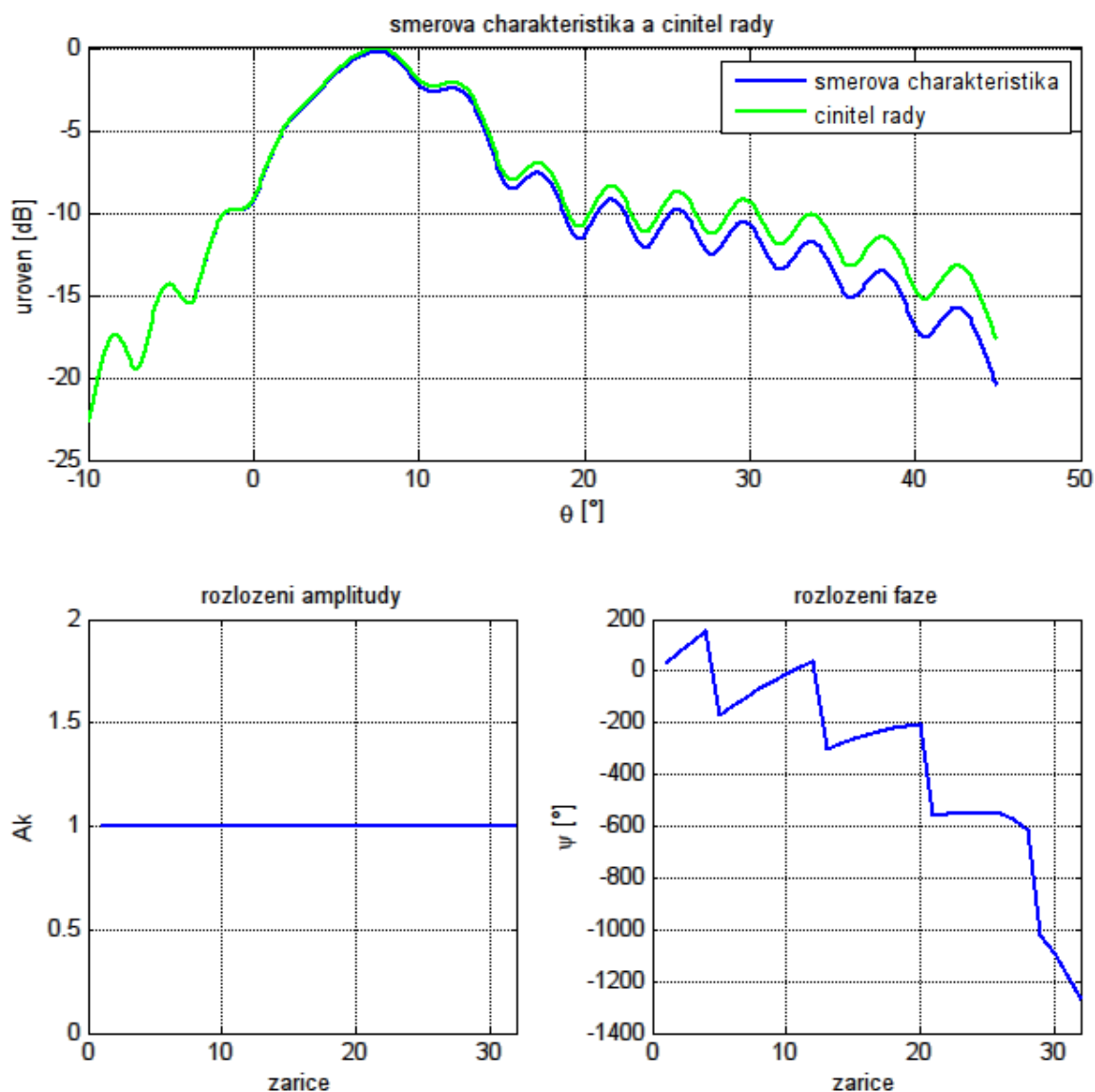
Finální verze činitele řady fázové syntézy je na obrázku 4.13 (zeleně). Je zde zobrazena i směrová charakteristika antény (modře). Směrová charakteristika je získána součinem směrové charakteristiky jednoho prvku a činitele řady. Výpočet směrové charakteristiky štěrbinového vlnovodu je celkem náročná záležitost, proto se často namísto směrové charakteristiky štěrbinového vlnovodu používá směrová charakteristika dipólu. Ta je zobrazena na následujícím obrázku v polárních souřadnicích.



Obr. 4.12 - Směrová charakteristika dipólu

Tabulka 4.2 - Výsledky fázové syntézy

zářič	Z [m]	elevace [°]	fáze [°]
1	-0,93	-9,60	29,45
2	-0,87	0,96	72,80
3	-0,81	1,52	114,17
4	-0,75	2,08	153,57
5	-0,69	2,64	-168,99
6	-0,63	3,20	-133,53
7	-0,57	3,76	-100,03
8	-0,51	4,32	-68,49
9	-0,45	4,88	-38,92
10	-0,39	5,44	-11,31
11	-0,33	6,00	14,34
12	-0,27	6,56	38,02
13	-0,21	7,12	-300,24
14	-0,15	7,68	-280,46
15	-0,09	8,24	-262,64
16	-0,03	8,80	-246,76
17	0,03	9,36	-232,83
18	0,09	9,92	-220,84
19	0,15	10,48	-210,79
20	0,21	11,04	-202,67
21	0,27	11,60	-556,49
22	0,33	12,16	-552,23
23	0,39	12,72	-549,90
24	0,45	13,28	-549,49
25	0,51	13,84	-551,00
26	0,57	14,40	-554,41
27	0,63	19,48	-574,93
28	0,69	24,57	-612,03
29	0,75	29,65	-1025,04
30	0,81	34,73	-1093,18
31	0,87	39,82	-1175,55
32	0,93	44,90	-1271,13



Obr. 4.13 - Výsledné grafy fázové syntézy lineární řady

( $N = 32$ ,  $\lambda = 107,14$  mm,  $d = 60$  mm)

Pro správný výsledek je nutné násobit (popřípadě sčítat, pokud jsou směrové charakteristiky v decibelech) úrovně na stejných elevacích. To znamená, že jak směrová charakteristika dipólu, tak činitel řady musí mít stejný směr hlavního laloku.

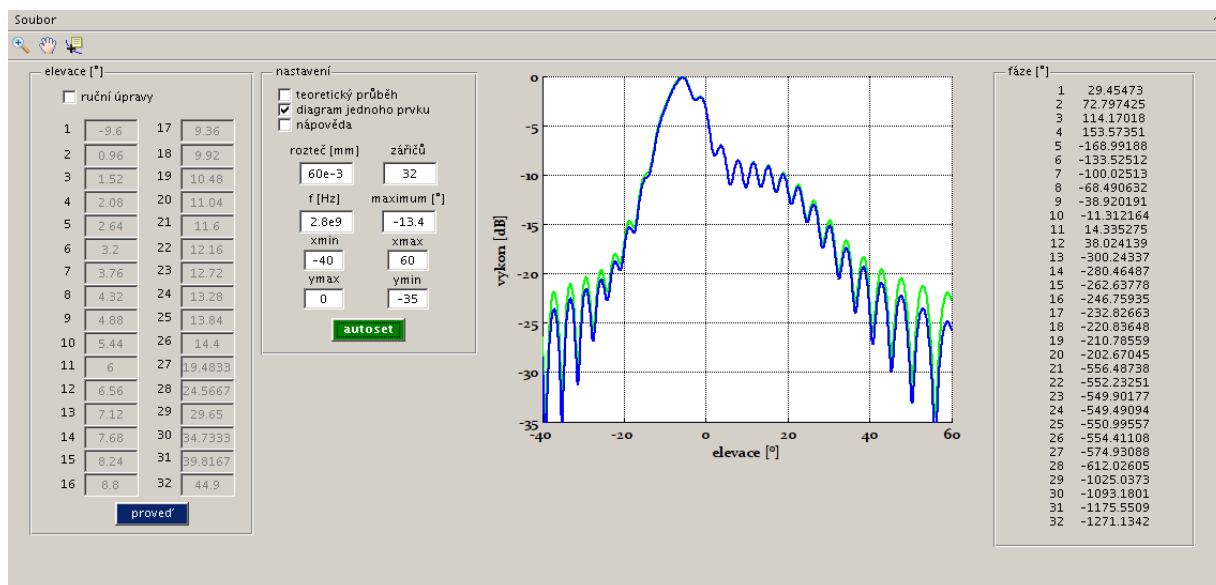
Tabulka 4.2 prezentuje výsledky fázové syntézy. V prvním sloupci je pozice zářiče, v sloupci druhém je pozice zářiče od středu lineární řady. Pro dosažení symetrického rozmístění zářičů jsou prvky rozmístěny tak, aby žádný z nich nebyl umístěn ve středu lineární řady. Třetí sloupec zobrazuje elevace, do kterých jsou jednotlivé zářiče směřovány. Čtvrtý sloupec obsahuje fáze získané syntézou.

#### 4.2.6 Popis programu pro fázovou syntézu

Jak program pracuje „uvnitř“ bylo v předešlých kapitolách zmíněno. Zde je několik slov o jeho ovládní.

Po načtení požadovaného vysílacího diagramu, kterému se syntéza přibližuje, a stisknutí tlačítka *autoset*, se zobrazí průběh činitele řady. Výchozí hodnoty jsou nastaveny

tak, jak jsou zobrazeny na obrázku 4.14. Pouze editační okno *maximum* je ve výchozí hodnotě nastaveno na 0. Jeho významem je popsán v kapitole 4.2.4. Vlevo jsou editační okna pro ruční úpravy směrů záření. Po zadání a stisknutí tlačítka *proved'* se směry záření seřadí vzestupně, proběhne přepočítání fází a nové vykreslení činitele řady. Vpravo jsou vypsané výsledné fáze. K průběhu činitele řady je možné zobrazit navíc teoretický průběh požadovaného vysílacího diagramu (zaškrtnutím tlačítka *teoretický průběh*) a také průběh diagramu po zahrnutí diagramu jednoho prvku (zaškrtnutím tlačítka *diagram jednoho prvku*). Pro uložení průběhu činitele řady lze využít menu *Soubor* a volbu *Uložení průběhu vyzářovací char.* nebo pro uložení výpisu o syntéze *Uložení výsledků syntézy do txt* v tomtéž menu.



**Obr. 4.14 - Sejmutí okna programu pro fázovou syntézu**

**(zelený průběh - činitel řady, modrý průběh - směrový charakteristika)**

V programu lze měnit: rosteč prvků mezi zářiči, počet zářičů, střední kmitočet (pro který je syntéza řešena), maximum vyzářovacího laloku a rozsah osy x a y. Vlevo nahoře jsou umístěné pomocné nástroje pro orientaci grafu. Je to nástroj lupa, posun a marker.

## 5 Signálové rozvody

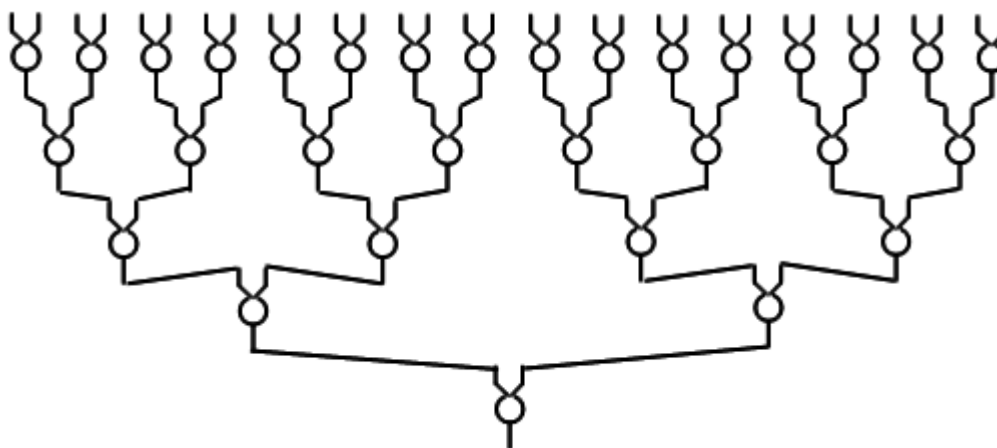
Požadované rozložení amplitud a fází signálů na jednotlivých prvcích lineární řady zajišťují tzv. rozvody signálů. V našem případě se jedná o vertikální rozvody signálu vysílače a kontrolního signálu, signálu 1. MO a 2. MO.

Jak už bylo řečeno, anténa primárního radaru se skládá z 32 horizontálních štěrbinových vlnovodů [21]. Rozvod signálu vysílače napájí zesilovače vysílače, z nichž každý je určen pro jeden vlnovod. Amplituda signálu je na všech zesilovačích stejná, fáze signálu má rozložení podle tabulky 5.1. Kontrolní signál slouží k nastavení shodných přenosů přijímacích cest od jednotlivých vlnovodů. Na všech výstupech rozvodu kontrolního signálu tedy musí být shodná amplituda i fáze signálu. Totéž se týká rozvodu 1. MO a 2. MO. Požadované parametry rozvodů signálů jsou uvedeny v tabulce 5.1.

**Tabulka 5.1 - Požadované parametry signálových rozvodů [21]**

rozvod signálu	kmitočtové pásmo [MHz]	vstupní výkon	rozložení amplitud	rozložení fáze
vysílače	2 700 – 2 900	1 W <sub>imp</sub>	rovnoměrné	dle tabulky 4.2
kontrolního	2 700 – 2 900	10 mW <sub>imp</sub>	rovnoměrné	rovnoměrné
1. MO	2 050 – 2 250	10 mW <sub>stř</sub>	rovnoměrné	rovnoměrné
2. MO	610	10 mW <sub>stř</sub>	rovnoměrné </tr	

Signálové rozvody se skládají z děličů výkonu, propojených úseky homogenního vedení. V našem případě jde o dělení z jednoho vstupu na 32 výstupů se stejnou amplitudou. Protože počet výstupů je mocnina 2, lze všechny tyto rozvody realizovat s pomocí 31 symetrických děličů výkonu (obrázek 5.1). Rozdílné fáze na výstupech rozvodu vysílače se realizují různou délkou spojujících úseků.



**Obr. 5.1 - Schéma vertikálních rozvodů pro anténu PRL**

Dvoucestné děliče výkonu jsou obvody se dvěma výstupy, do nichž se vstupní výkon dělí v předepsaném poměru. Protože jsou signálové rozvody tvořeny větším počtem děličů, je přirozeným požadavkem pro jejich bezproblémové propojování, aby byly jednotlivé děliče bezodrazové a to ve všech branách.

Pokud jsou rozměry jakéhokoliv obvodu mnohonásobně menší, než je vlnová délka, jedná se o obvody se soustředěnými parametry [8], [16]. Pokud jsou rozměry obvodu srovnatelné s vlnovou délkou, pak se elektromagnetické pole jednotlivých prvků vzájemně ovlivňuje a obvody již není možné řešit pomocí Kirchhoffových zákonů. K řešení takovýchto obvodů se využívá Maxwellových rovnic. Takové obvody se nazývají obvody s rozprostřenými parametry. Přitom pasivní obvody s rozprostřenými parametry dosahují za cenu větších rozměrů podstatně menší vložný útlum, než podobné obvody se soustředěnými parametry. Používají se většinou na mikrovlnných kmitočtech. Několik vybraných mikrovlnných kmitočtů a jejich vlnových délek zobrazuje tabulka 5.2.

**Tabulka 5.2 - Vlnová délka pro různé kmitočty**

kmitočet $f$ [GHz]	vlnová délka $\lambda$ [mm]
0,3	1000
3	100
30	10
300	1

Všechny vertikální rozvody antény PRL mohou mít rozměry řádově několik metrů (velikost antény x 0,7 m), takže jejich rozměry nejsou limitující, ale u většiny z nich je nízký vložný útlum prvořadým požadavkem. Proto byly pro jejich realizaci zvoleny obvody s rozprostřenými parametry. Ty se skládají z úseků homogenních vedení. I jednotlivé děliče jsou mezi sebou propojeny úseky homogenního vedení. Proto je výběr vhodného homogenního vedení, na němž budou obvody realizovány, prvním krokem při návrhu signálových rozvodů.

## 5.1 Vlastnosti a parametry homogenního vedení

Vedení je speciální typ elektrického obvodu, který má podélné rozměry delší než příčné [8], [16]. Homogenní vedení má po celé délce vedení stejnou příčnou strukturu, včetně rozměrů vodičů, a vlastností dielektrika (případně magnetika).

Homogenním vedením se mohou šířit vlny ve dvou opačných směrech. Pokud označíme souřadnici ve směru osy homogenního vedení například jako  $z$ , pak hovoříme o vlně přímé, která se šíří ve směru  $+z$  a zpětné (např. odražené), která se šíří ve směru  $-z$ . Komplexní amplitudy (fázory) napětí a proudů vln přímé a odražené závisí na souřadnici  $z$ :

$$\begin{aligned} U_p(z) &= U_{0p} e^{-j\gamma z}; I_p(z) = I_{0p} e^{-j\gamma z} \\ U_z(z) &= U_{0z} e^{+j\gamma z}; I_z(z) = I_{0z} e^{+j\gamma z} \end{aligned} \quad (5.1)$$

kde:  $U_p(z), I_p(z)$  jsou fázory napětí a proudu vlny přímé,  
 $U_z(z), I_z(z)$  jsou fázory napětí a proudu vlny zpětné,  
 $U_{0p}, I_{0p}, U_{0z}, I_{0z}$  jsou konstanty,  
 $\gamma$  je tzv. činitel šíření.



## Činitel šíření

Pomocí činitele šíření (v literatuře bývá také označován jako konstanta šíření) lze vyjádřit změnu amplitudy a fáze napětí a proudu podél vedení.

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad [m^{-1}] \quad , \quad (5.2)$$

kde:  $\alpha$  - měrný útlum, je to reálná složka činitele šíření. Měrný útlum vyjadřuje tlumení šířící se vlny na jednotku délky vedení.

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad - \text{fázová konstanta, je to imaginární složka činitele šíření.}$$

Vyjadřuje změnu fáze šířící se vlny na jednotku délky.

## Charakteristická impedance

Charakteristická impedance vedení je dalším z parametrů a je definována jako poměr fázorů napětí a proudu přímé vlny, nebo z fázorů napětí a proudu vlny zpětné (zpětná vlna vzniká nedokonalým přizpůsobením homogenního vedení s generátorem a zátěží, pokud má homogenní vedení, generátor i zátěž stejnou impedanci, pak se po vedení šíří jenom vlna přímá).

$$Z_0 = \frac{U_p}{I_p} = - \frac{U_z}{I_z} \quad , \quad (5.3)$$

## Činitel odrazu

Činitel odrazu je komplexní číslo. Vyjadřuje poměr komplexních amplitud odražené a přímé vlny, v konkrétním místě na vedení.

Pro určení činitele odrazu, na jakémkoliv místě vedení, nezávisle na času, je nutné znát činitel odrazu v místě  $x = 0$ . K němu se dojde tak, že se za místo  $x = 0$  vezme například konec homogenního vedení a vyjádří se fázor celkového napětí jako součet fázorů přímé a zpětné vlny. Pak se vyjádří fázor celkového proudu jako součet fázorů proudu přímé a zpětné vlny. Proud zpětné vlny má však vůči napětí zpětné vlny opačný směr, než v případě přímé vlny, takže ve vztahu bude nakonec rozdíl fázorů obou proudů.

$$U_{celk}(x=0) = U_p + U_z \quad ; \quad I_{celk}(x=0) = I_p - I_z \quad . \quad (5.4)$$

Za jednotlivé fázory proudu se dosadí fázory napětí dělené charakteristickou impedancí homogenního vedení:

$$I_{celk}(x=0) = \frac{U_p}{Z_0} - \frac{U_z}{Z_0} \quad . \quad (5.5)$$

Nyní lze vypočítat impedanci na konci vedení z podílu fázorů celkového napětí a proudu (5.4 a 5.5). Obdržovaný výraz lze dále upravit vynásobením čitatele i jmenovatele převrácenou hodnotou fázoru napětí přímé vlny.

$$Z_k = \frac{U_{celk}}{I_{celk}} = Z_0 \frac{U_p + U_z}{U_p - U_z} = Z_0 \frac{1 + \frac{U_z}{U_p}}{1 - \frac{U_z}{U_p}} = Z_0 \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \quad . \quad (5.6)$$

Poměr fázorů napětí zpětné a přímé vlny na konci vedení je roven činiteli odrazu na konci vedení. Nyní lze vyjádřit činitel odrazu na konci vedení:

$$\Gamma(x=0) = \frac{Z_k - Z_0}{Z_k + Z_0}, \quad (5.7)$$

Pro získání vztahu činitele odrazu v jakémkoliv místě vedení, a dokázání časové nezávislosti, budou použity rotující fázory (rotující fázor vznikne z fázoru tak, že se vynásobí  $e^{j\omega t}$ ) a budou vyjádřeny v exponenciálním tvaru.

$$U_p = A_p e^{j\gamma x} = U_{0p} \cdot e^{j\varphi_p} \cdot e^{j\omega t} \cdot e^{j\gamma x}; \quad U_z = A_z e^{-j\gamma x} = U_{0z} \cdot e^{j\varphi_z} \cdot e^{j\omega t} \cdot e^{j\gamma x}. \quad (5.8)$$

Znaménka mezi vztahy 5.1 a 5.8 jsou prohozená, protože na konci vedení se přímá vlna spotřebuje v zátěži a zbytek se vlivem nepřizpůsobení vedení šíří vlnou zpětnou zpět ke zdroji.

Poměrem rotujících fázorů napětí přímé a zpětné vlny se obdrží následující vztah:

$$\Gamma(x) = \frac{U_z}{U_p} = \frac{U_{0z}}{U_{0p}} e^{j(\varphi_z - \varphi_p)} \cdot e^{-2j\gamma x} = \Gamma(x=0) \cdot e^{-2j\gamma x}, \quad (5.9)$$

což je činitel odrazu pro libovolné místo na vedení. Je vidět, že ve vztahu není obsažen čas. Činitel odrazu je tedy opravdu nezávislý na čase a závisí pouze na místě na vedení.

### Impedance v libovolném místě na vedení

K obdržení výrazu pro impedanci v konkrétním místě na vedení lze postupovat stejně, jako u činitele odrazu, až do konečného tvaru vztahu 5.6. Činitel odrazu pro konec vedení se nahradí činitelem odrazu pro jakékoliv místo na vedení. Zapsáno matematicky:

$$Z(x) = Z_0 \frac{1 + \Gamma(x)}{1 - \Gamma(x)} \quad (5.10)$$

[8], [16]

#### 5.1.1 Bezeztrátové mikrovlnné vedení s různou délkou a zakončením

Bezeztrátové vedení je ideální vedení, v němž se obě vlny šíří beze změny amplitudy [8], [16]. Skutečné vedení vždy nějaký útlum má. Může ho mít ovšem tak malý, že se bude bezeztrátovému vedení blížit.

Mikrovlnné vedení zakončené zkratem nebo rozpojeným, obvodem může mít induktivní nebo kapacitní charakter, nebo se může chovat jako rezonanční obvod (sériový i paralelní). Přitom jak se bude vedení chovat záleží na délce vedení (vzhledem k vlnové délce) a na jeho zakončení (zachycuje tabulka 5.3).

V místě zakončení zkratem je celkové napětí nulové a proto se dopadající vlna odrazí zpět se stejnou amplitudou a s fází otočenou o  $180^\circ$ .

V místě rozpojení je celkový proud nulový a dopadající vlna se odrazí zpět se stejnou amplitudou a stejnou fází.

**Tabulka 5.3 - Chování vedení v závislosti na jeho délce a zakončení**  
**(PRO = paralelní rezonanční obvod, SRO = sériový rezonanční obvod) [16]**

délka vedení $d$	$d < \lambda / 4$	$d = \lambda / 4$	$d > \lambda / 4$	$d = \lambda / 2$
zkratované	induktivní	PRO	kapacitní	SRO
rozpojené	kapacitní	SRO	induktivní	PRO

Při  $d > \lambda / 2$  se změna charakteru úseku vedení podle tabulky 5.3 periodicky opakuje, takže charakter úseku vedení se pro jeho libovolnou délku tak, že se zjistí nejvyšší celistvý násobek poloviny vlnové délky, který se odečte od celkové délky vedení, a tomuto zbytku lze přiřadit charakter vedení podle tabulky 5.2.

V mikrovlňné technice je hojně používaný úsek vedení o délce čtvrtiny vlnové délky (čtvrtvlnný úsek). Tento úsek transformuje zakončovací impedanci  $Z_1$  na impedanci  $Z_2$  podle vztahu 5.11.

$$Z_2 = \frac{Z_0^2}{Z_1}, \quad (5.11)$$

kde:  $Z_0$  je charakteristická impedance čtvrtvlnného úseku.

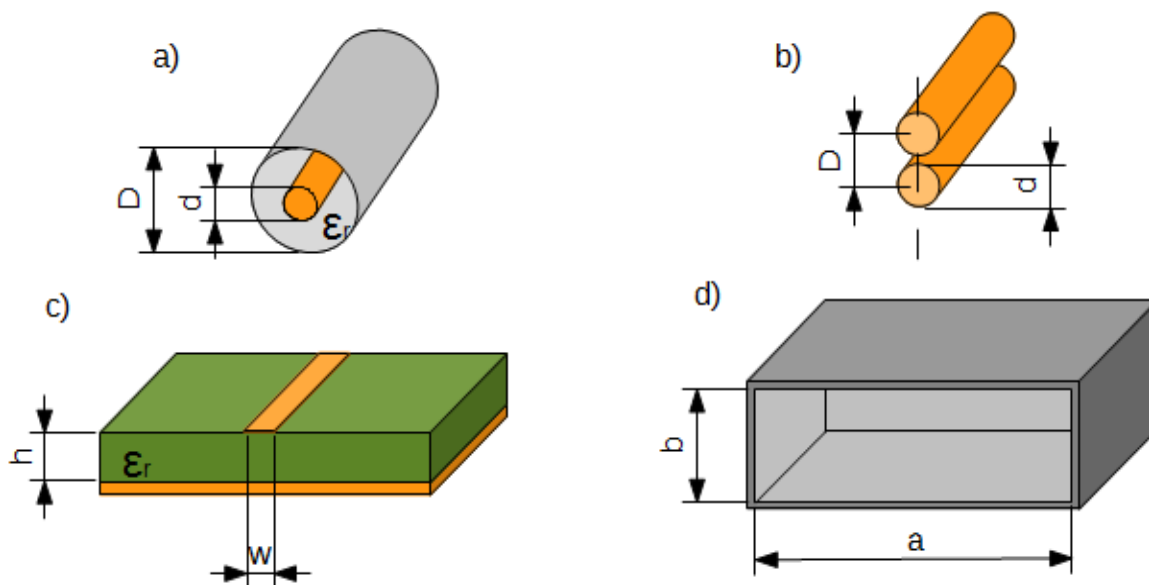
Používá se k bezodrazovému propojení dvou vedení s různými impedancemi, nebo ke změně charakteru vedení z induktivního na kapacitní charakter (nebo naopak) případně z charakteru sériového rezonančního obvodu na charakter paralelního rezonančního obvodu (nebo naopak). Pokud se změní kmitočet, změní se i vlnová délka a vztah 5.11 přestane platit. Čtvrtvlnný úsek vedení lze tedy použít pouze pro jeden konkrétní kmitočet nebo pro velmi úzké pásmo kmitočtů.

## 5.2 Popis a výběr nejběžnějších typů homogenních vedení

Neexistuje jedno nejlepší vedení pro všechny aplikace, protože co je vhodné pro jednu aplikaci může být nevhodné pro jinou. Z toho důvodu je typů vedení mnoho, s různými vlastnostmi a různým uplatněním.

V následujícím budou tedy rozebrány nejčastěji používané typy vedení, z hlediska možnosti jejich využití ve vertikálních rozvodech signálů pro anténu primárního radiolokátoru. Některé používané typy vedení jsou zobrazeny na obrázku 5.2.

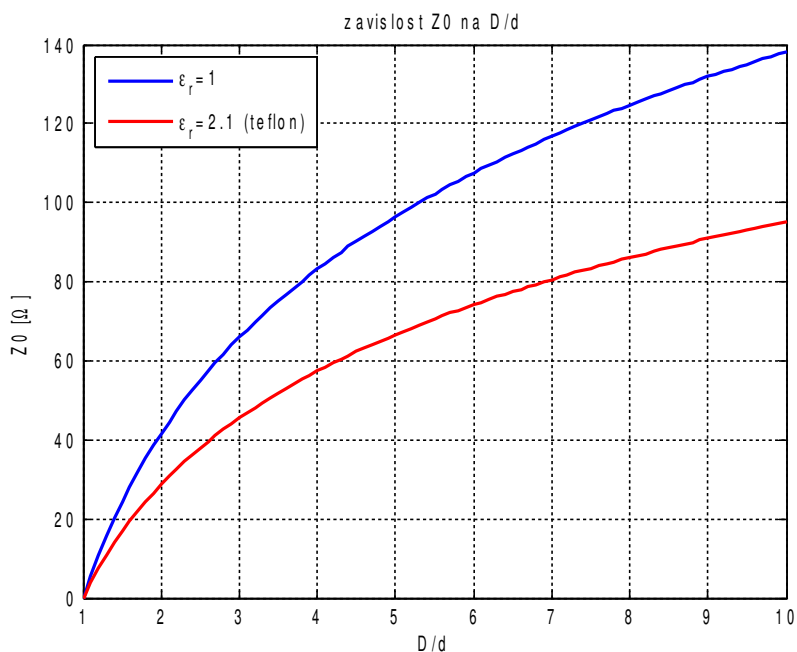
Homogenní vedení ([4], [6], [7]) mohou mít (a také mívají) rozdílnou vlnovou délku  $\lambda_g$  při stejném kmitočtu. Důvodů je více, jedním z nich je přítomnost dielektrika ve vedení. Vlnová délka se při vložení dielektrika zkracuje, oproti vlnové délce vlny šířící se vzduchem.



Obr. 5.2 - Nejpoužívanější druhy homogenních vedení  
 a) koaxiální vedení, b) dvou vodičové vedení, c) mikropáskové vedení, d) vlnovod (obdélníkového průřezu) [4], [6], [7]

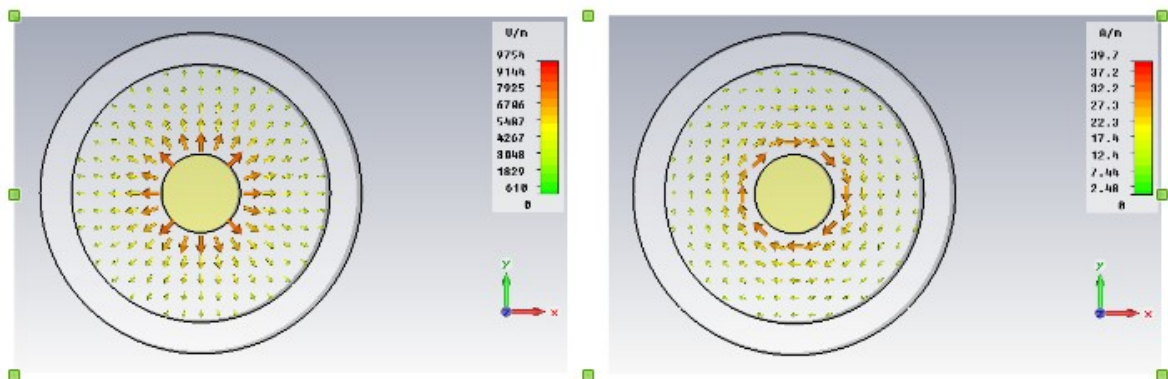
### 5.2.1 Koaxiální vedení

Koaxiální vedení (Obr. 5.2 - a) principiálně sestává ze dvou sousedících vodičů, které mají různé průměry [4], [6], [7]. Mezi nimi je umístěno dielektrikum. Elektromagnetická vlna se šíří mezi touto dvojicí vodičů.



Obr. 5.3 - Závislost char. impedance na poměru vnějšího a vnitřního vodiče

Koaxiální vedení je běžně vyráběno s charakteristickou impedancí 50 Ω pro kmitočty 100 MHz až 100 GHz nebo 75 Ω pro kmitočty asi 1 MHz až 1 GHz. Charakteristické impedance o takovéto hodnotě se dosahuje poměrem vnitřního a vnějšího vodiče při konstantní relativní permitivitě výplně.



**Obr. 5.4 - Rozložení abs. hodnoty intenzity el. (vlevo) a mag. (vpravo) pole v koaxiálním vedení**

Obrázek 5.3 ukazuje, že při vložení dielektrika se průběh charakteristické impedance posune směrem k nižším impedancím. Jak vypadá rozložení elektrického a magnetického pole ukazuje obrázek 5.4 (vlevo rozložení elektrického pole, vpravo magnetického).

Obrázky byly získány simulací v programu CST Microwave studio. Průměry vodičů a dielektrika koaxiálního vedení odpovídají průměrům vodičů a dielektrika SMA konektoru (4,1/1,25; teflon).

### **Zhodnocení pro použití v této práci**

Koaxiální vedení má nízký útlum, je dost širokopásmové a snadno se dá ohýbat. Nevýhodou ovšem je, že se k němu velmi špatně připojují pasivní součástky, které způsobují nehomogenitu dielektrika.

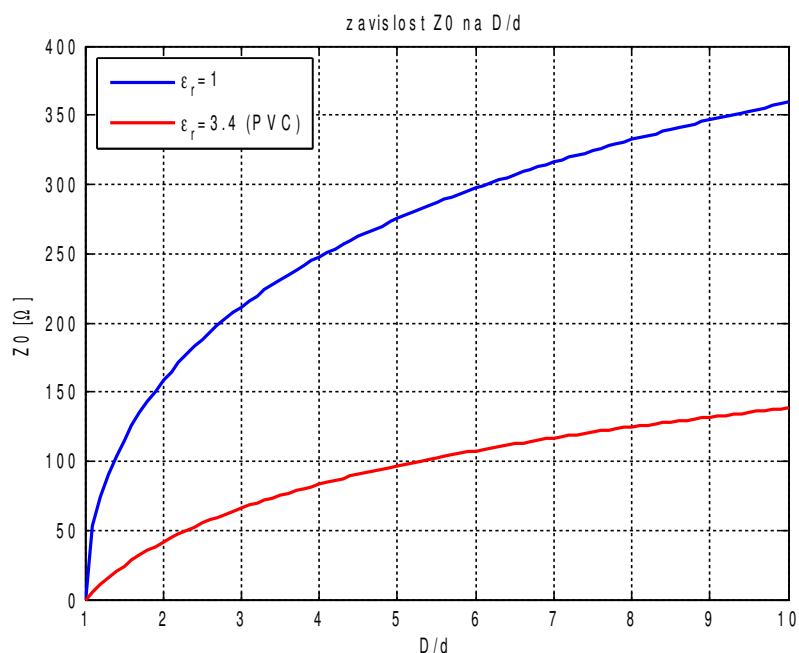
Výkon procházející koaxiálním vedením by se nedal rozdělit pouze koaxiálním vedením a muselo by se použít děličů výkonu na jiném typu vedení. Pak by bylo nutno zajistit propojení mezi dvěma typy vedení, čímž by vznikaly další problémy. Proto nebylo koaxiální vedení pro popisované rozvody použito.

Koaxiální vedení je však použito jako propojení jednotlivých horizontálních řad s navrhovanými vertikálními rozvody.

### **5.2.2 Dvou vodičové vedení**

Dvou vodičové vedení, (Obr. 5.2 - b) často označované jako dvojlinka, je vedení tvořené dvěma souběžnými vodiči, které mají stejný průměr a jsou od sebe vzdálené o určitou vzdálenost [4], [6], [7]. Dvou vodičové vedení je běžně vyráběno s charakteristickou impedancí 300 a 600  $\Omega$ . Charakteristickou impedanci lze ovlivňovat změnou vzdálenosti mezi vodiči a změnou průměru obou vodičů.

Modrá křivka (na obrázku 5.5) zachycuje závislost charakteristické impedance na poměru vzdálenosti vodičů ku jejich průměru, když visí vodiče ve vzduchu. Červená křivka zobrazuje totéž, jen jsou vodiče zalisovány do PVC s relativní permitivitou 3,4.



**Obr. 5.5 - Závislost char. impedance na poměru  $D/d$   
kde:  $D$  – vzdálenost mezi vodiči,  $d$  – průměr obou vodičů**

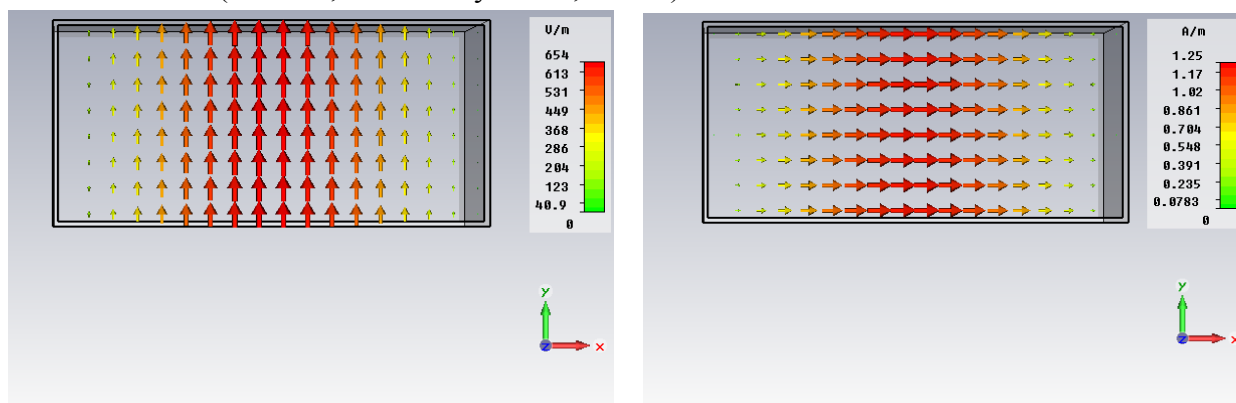
### Zhodnocení pro použití v této práci

Dvou vodičové vedení je pro tuto práci také nepoužitelné. Na rozdíl od koaxiálního vedení nelze ani moc dobře ohýbat, protože tím se mění charakteristická impedance. Lze maximálně zkroutit páry vodičů, čímž se zlepší jeho odolnost vůči rušení (není prakticky žádná vyjma již zmíněného zkroucení párů vodičů).

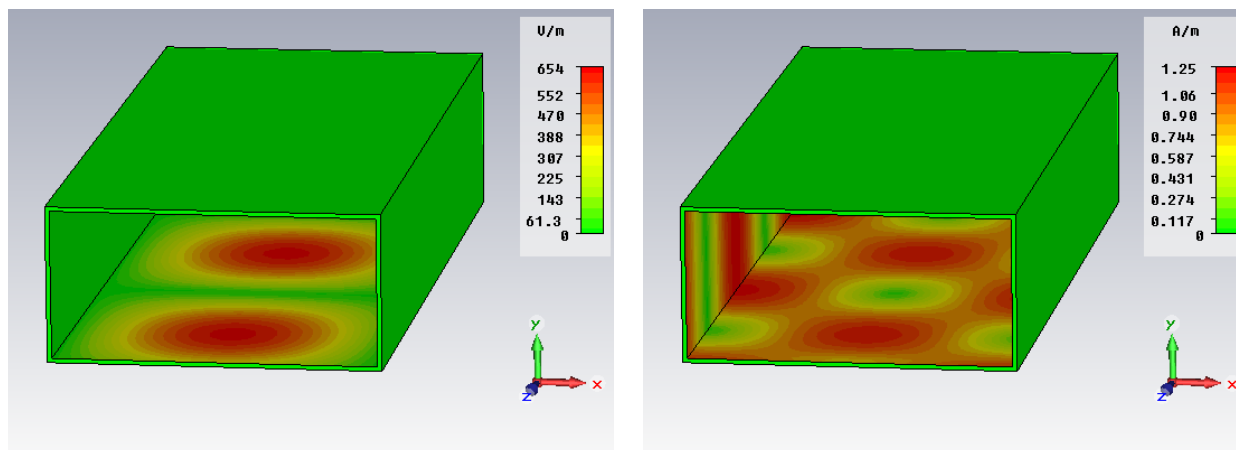
Připojování pasivních součástek je stejně obtížné jako u koaxiálního vedení.

### 5.2.3 Vlnovod

Vlnovody byly již popsány v kapitole 3.2 na straně 23. Na obrázku 3.3 jsou nakresleny intenzity elektrického a magnetického pole. Zde jsou zachyceny konkrétnější rozložení intenzit pole, získané simulací v CST Microwave studio. Model je sestaven pro vlnovod R32 (šířka 74,14 mm a výška 34,04 mm).



**Obr. 5.6 - Abs. hodnota intenzit el. (vlevo) a mag. (vpravo) pole při pohledu do ústí vlnovodu**



Obr. 5.7 - Abs. hodnota intenzit el. (vlevo) a mag. (vpravo) pole na povrchu vlnovodu

### Zhodnocení pro použití v této práci

Vlnovody lze přenášet velké výkony s nízkými ztrátami, výkon na nich lze rozdělovat vlnovodnými děliči výkonu, rovněž odvod tepla zde není problém [4], [9], [13]. K rozvodům k jednotlivým horizontálním řadám by sice mohly být použity, ale váhově by to pro anténu primárního radaru nebylo vhodné, protože anténa musí být také dobře pohyblivá. Také výrobní cena vlnovodových dílů je velmi vysoká. Proto nebylo při návrhu rozvodů vlnovodové vedení použito.

#### 5.2.4 Vedení pro mikrovlnné integrované obvody

Rozlišují se dva typy mikrovlnných integrovaných obvodů - monolitické a hybridní [18]. Základem monolitických integrovaných obvodů je polovodičová destička, která tvoří substrát, na kterém jsou umístěny vodivé cesty. Pasivní součástky (rezistory, kondenzátory a cívky), ale i součástky aktivní (diody, tranzistory, atd.), mohou být vytvářeny přímo na podložce. Základem hybridních integrovaných obvodů je dielektrická podložka (tvořící substrát) na které jsou umístěny vodivé cesty. Zde nejdu vytvářet aktivní součástky, ale musí se k vedení připojovat - nejčastěji pájením, ať už zapouzdržené, nebo nezapouzdržené. Pasivní součástky (rezistory, kondenzátory a cívky) lze realizovat buď přímo na substrátě, nebo je lze vkládat podobně, jako aktivní součástky.

Dále se bude tento text zabývat jen vedením pro hybridní integrované obvody. Jak již bylo řečeno, je základním stavebním prvkem dielektrická podložka (substrát), na kterém je vodivé vedení. Substrát má nějakou relativní permitivitu a ztrátový činitel  $\text{tg } \delta$ . Čím větší je ztrátový činitel  $\text{tg } \delta$ , tím větší měrný útlum vedení vykazuje. Hodnota  $\text{tg } (\delta) \leq 10^{-3}$  se považuje za dostatečně kvalitní. Dielektrikum zapříčiňuje zkrácení vlnové délky a tím zmenšení rozměrů obvodů.

Vybrané substráty pro hybridní integrované obvody jsou uvedeny v tabulce 5.4.

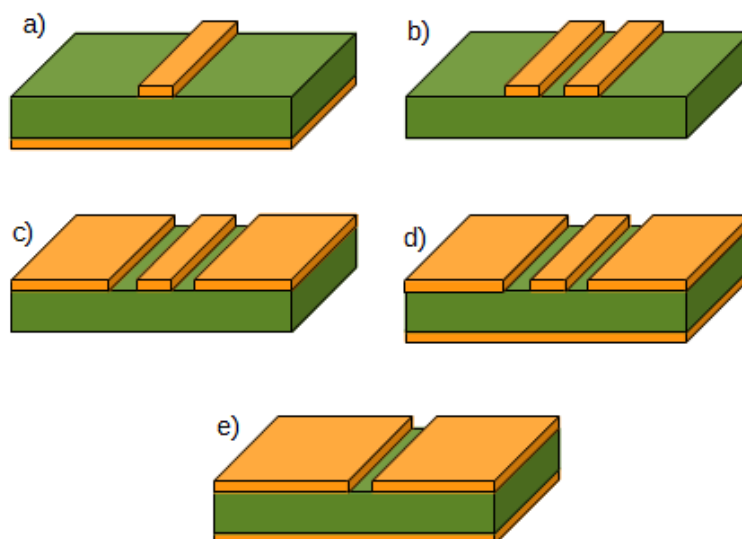
**Tabulka 5.4 - Vybrané substráty pro hybridní integrované obvody  
(hodnoty v tabulce jsou vzaty z knihoven CST Microwave studio)**

materiál	$\epsilon_r$ (při 10 GHz)	$\text{tg } \delta$ (při 10 GHz)
teflon	2,1	0,0002
Rogers RO3003	3	0,0013
FR4	4,3	0,025
Rogers RO3006	6,15	0,002
beryliová keramika	6,5	0,0004
korundová keramika	9,9	0,0001
Rogers RO3010	10,2	0,0023

Je hodně možností, jak vytvořit vedení pro hybridní mikrovlnné integrované obvody, a proto jich je také veliké množství, s různými vlastnostmi. Na obrázku 4.8 je ilustrováno několik významných typů [4], [6], [7], [17], [18].

Mikropáskové vedení (Obrázek 5.8 a) je jedním z významných představitelů hybridních struktur. Jako vodič se používá měděná fólie, nebo vrstva jiného kovu, která je nanášena na substrát. Dle navrženého obrazce se odstraní přebytečná část, aby zbyl pouze požadovaný obrazec. To se v dnešní době dělá foto-cestou. Spodní plocha substrátu je celá pokovená a slouží jako zemnicí rovina.

Všechna koplanární vedení a šěrbinové vedení jsou vyrobena podobně jako mikropáskové vedení, některé však nemají zemnicí rovinu.



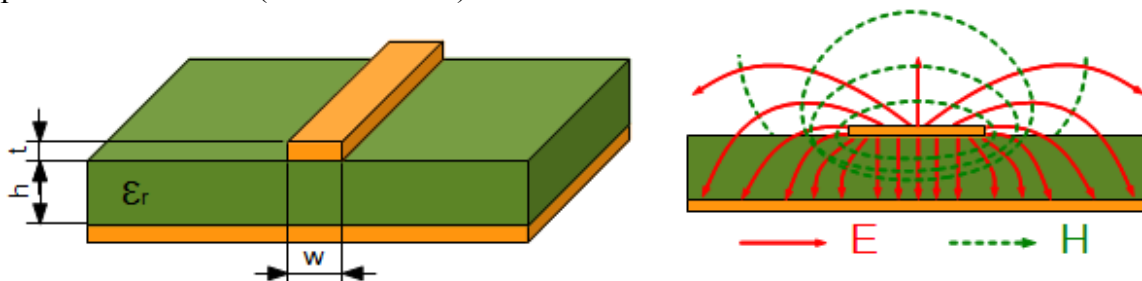
**Obr. 5.8 - Ilustrace několika vybraných hybridních mikrovlnných vedení [18]**

**a) mikropáskové vedení, b) symetrické (dvouvodičové) koplanární vedení, c) nesymetrické koplanární vedení, d) nesymetrické koplanární vedení se zemnicí rovinou, e) šěrbinové vedení**



## 5.2.5 Mikropáskové vedení

Tato kapitola se věnuje nejpoužívanější struktuře mikropáskového vedení ([4], [6], [7], [17], [18]), které je ilustrováno na obrázku 5.9. Pásek a zemnicí rovinu od sebe odděluje substrát, který má tloušťku  $h$  a určitou relativní permitivitu  $\epsilon_r$ , která závisí na použitém materiálu (viz tabulka 5.4). Pásek má šířku  $w$  a tloušťku  $t$ .



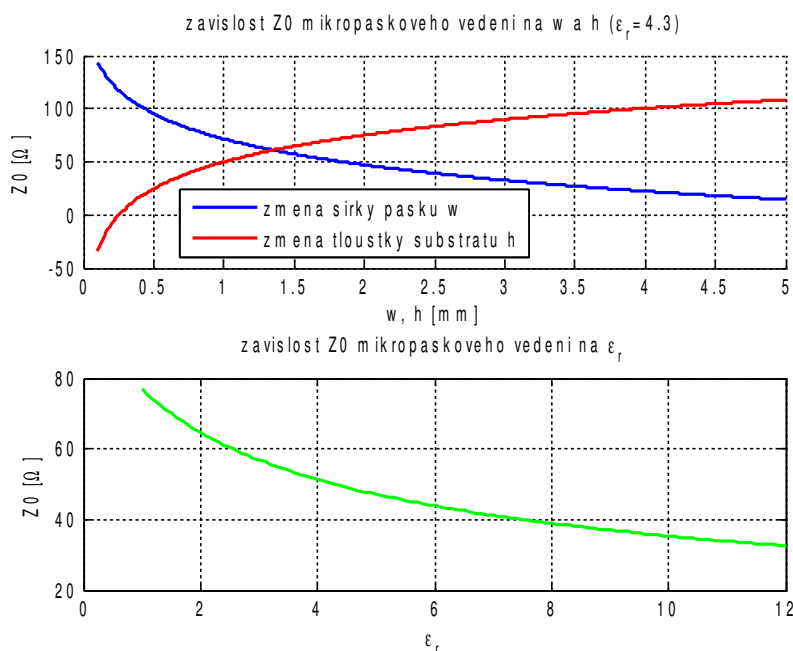
Obr. 5.9 - Ilustrace mikropáskového vedení a rozložení intenzit el. a mag. pole [18]

Vedení je příčně nehomogenní (elektrické a magnetické pole mikropáskového vedení prochází substrátem a vzduchem, tedy dvěma různými prostředími). Vedením se proto nešíří čistá vlna TEM. Ta se nahrazuje vlnou kvazi-TEM, což je přibližné řešení.

Místo relativní permitivity se zavádí efektivní relativní permitivita, která se pak dále používá pro výpočet charakteristické impedance a vlnové délky.

### Charakteristická impedance

Charakteristická impedance mikropáskového vedení se mění s tloušťkou substrátu a s šířkou vodivého pásku, jak je vidno z obrázku 5.10. Stejně tak je tomu při změně relativní permitivity, tedy při změně dielektrika.



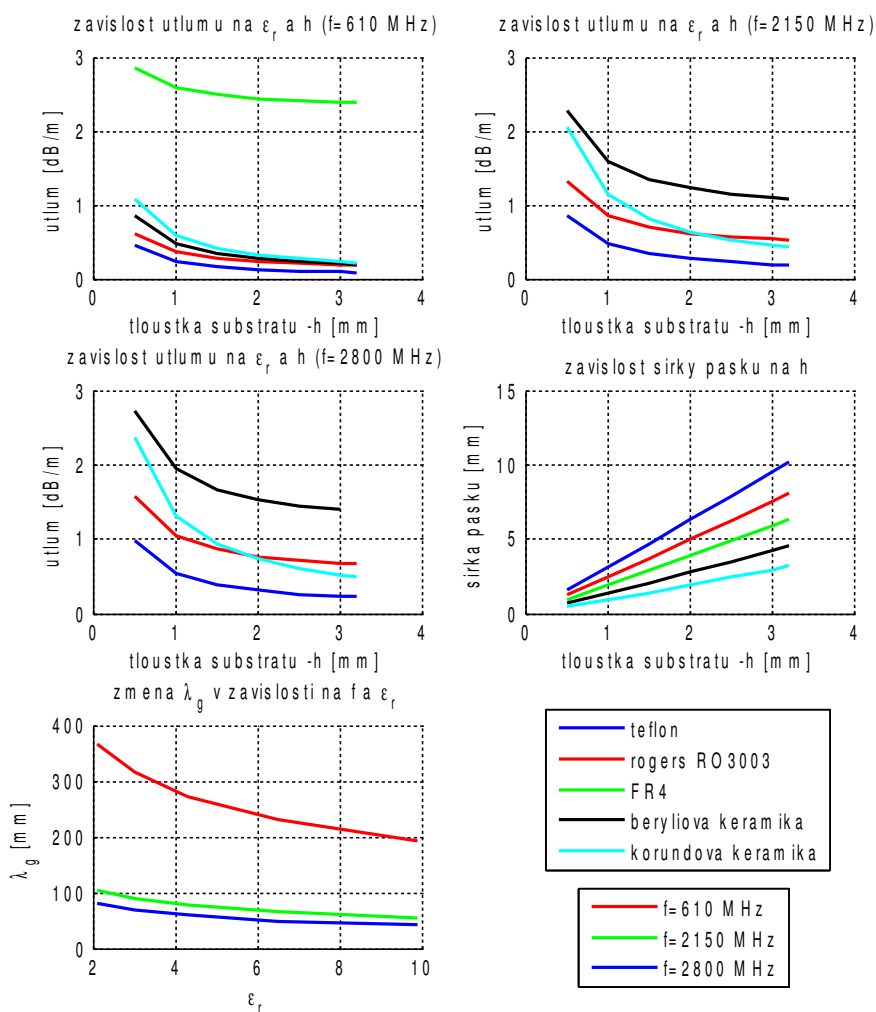
Obr. 5.10 - Závislost char. impedance na  $w$ ,  $h$  a  $\epsilon_r$

Pokud je potřeba navrhnout mikropáskové vedení o určité impedanci, musí se při známé tloušťce substrátu a tloušťce pásku dopočítat šířka pásku. Není potřeba řešit žádné složité vztahy, protože to dnes řada programů umí. Jako příklad je možno uvést volně šiřitelný program TXLINE od firmy AWR. Další možností je použití makra pro výpočet

charakteristické impedance v CST Microwave studio (*Macros-Calculate-Calculate analytical line impedance*). Zde se ovšem dá počítat pouze charakteristická impedance, takže se musí ručně měnit šířka pásku tak dlouho, dokud nebude charakteristická impedance dostatečně blízká požadované.

## Útlum

Z webových stránek několika českých výrobců plošných spojů bylo zjištěno, že jsou schopni vyrábět DPS o tloušťce substrátu: 0,5 - 3,2 mm. Tloušťka měděného obrazce může být 18, 35, 70 a 105  $\mu\text{m}$ . Jelikož tloušťka měděné fólie nemá na útlum skoro žádný vliv, byla zvolena hodnota 35  $\mu\text{m}$ , která je běžně používaná (byla použita i pro vytvoření zobrazené grafické závislosti na obrázku 5.11).



**Obr. 5.11 - Závislost útlumu a šířky pásku na  $f$ ,  $h$  a  $\epsilon_r$ ; závislost  $\lambda_g$  na  $\epsilon_r$ ;**  
 pro kmitočty 2150 a 2800 MHz je vynechán průběh útlumu pro substrát FR4 (má tak značný útlum, že ostatní průběhy byly špatně viditelné);  $\epsilon_r$  a  $\text{tg } \delta$  jednotlivých materiálů jsou shodné s hodnotami uvedenými v tabulce 5.4; horní legenda je pro 1. 4 průběhy, spodní pro závislost vlnové délky vedení na relativní permitivitě

Obrázek 5.11 dokazuje platnost vztahu 5.13, který říká, že vlnová délka vedení se se zvětšující se relativní permitivitou zkracuje (s kmitočtem samozřejmě také, ale to je dáno poměrem rychlosti šíření světla a kmitočtu elektromagnetické vlny šířící se vedením) oproti vlnové délce elektromagnetické vlny šířící se ve vzduchu.

Z obrázku 5.11 je zřejmé, že se zvyšujícím se kmitočtem se zvyšuje útlum, šířka pásku zůstává stejná, proto je graf uveden pouze jeden. Naopak se zvyšující se tloušťkou substrátu se útlum zmenšuje. Roste však šířka pásku. Šířka pásku by neměla překročit čtvrtinu vlnové délky.

Rozvod 2. MO je navrhován pro kmitočet 610 MHz, kde je čtvrtina vlnové délky ve vzduchu 123 mm. Rozvod 1. MO je navrhován pro střední kmitočet 2150 MHz a čtvrtina vlnové délky ve vzduchu je přibližně 34 mm. Rozvod vysílače a kontrolního signálu je navrhován na střední kmitočet 2,8 GHz a čtvrtina vlnové délky ve vzduchu je přibližně 26 mm.

Je patrné, že u rozvodu 2. MO překročení čtvrtiny vlnové délky zdaleka nehrozí. Zbylé rozvody jsou překročení čtvrtiny vlnové délky blíže (hlavně substráty s menší relativní permitivitou), ale stále je zde dostatečná rezerva.

Nejnižších útlumů se dosahuje na substrátech s nízkou relativní permitivitou a nízkým  $\text{tg } \delta$ . Tyto parametry má teflon, který si drží nejnižší útlum ze všech uvedených průběhů na všech zkoumaných kmitočtech.

Nízký útlum má i substrát Rogers RO3003 a z keramických substrátů korundová keramika. Keramické substráty jsou však těžké, technologicky náročné a drahé. Substrát FR4 má na vyšších kmitočtech nesrovnatelně větší útlum, oproti ostatním uváděným substrátům. Pro použití na kmitočtech vyšších než 1 GHz je prakticky nepoužitelný.

### **Zhodnocení pro použití v této práci**

Mikropáskové vedení má pro použití v mikrovlňných obvodech řadu výhod. Lze na něm vytvářet prakticky libovolné obrazce, které se dají navrhovat v nějakém CAD softwaru. Výroba navrženého obrazce není technologicky náročná, výsledné vedení je lehké a dají se k němu jednoduše připojovat pasivní i aktivní součástky.

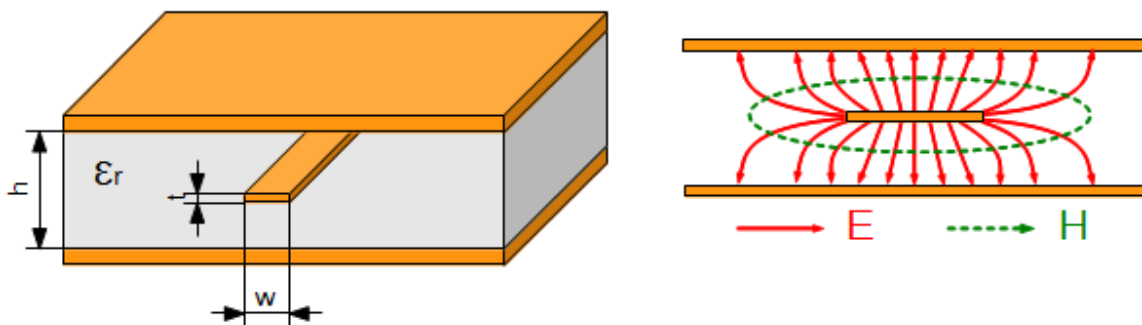
Nevýhodou může být vyšší útlum na vyšších frekvencích (nutnost používat kvalitnější a dražší substráty), další nevýhodou může být odvod tepla.

Pro rozvod 2. MO, na kmitočtu 610 MHz, byl však substrát FR4 vybrán (o tloušťce 1 mm). FR4 má sice ze všech uvažovaných substrátů největší  $\text{tg } \delta$ , ale kmitočet 2. MO je relativně nízký a navíc se tímto rozvodem nepřenáší velký výkon, takže případný malý útlum tolik nevádí. Tím, že má tento obvod shodné fáze, jsou všechny přívody stejně dlouhé, a proto bude na jednotlivých výstupech i stejná amplituda signálu. Pro materiál FR4 rozhoduje hlavně cena a jeho bezproblémové pořízení. Pro ostatní rozvody na vyšších frekvencích by bylo použití FR4 nevhodné, protože tam útlum prudce stoupá. Navíc pro rozvod vysílače je nutné dosáhnout co nejmenšího útlumu také z toho důvodu, že jsou délky přívodů k jednotlivým výstupům různé, a tím by mohla být narušena rovnoměrnost amplitud na jednotlivých výstupech.

Pokud by se mělo jednat o obvody na vyšších kmitočtech, pak by bylo vhodnější na místo FR4 použít substrát Rogers RO3003 nebo teflon o stejné tloušťce.

## 5.2.6 Páskové vedení

Základní struktura páskového vedení ([4], [6], [7], [17], [18]) je tvořena párem zemnicích rovin (vzdálených od sebe  $h$ ), mezi kterými je umístěn vodivý pásek (o tloušťce  $t$  a šířce  $w$ ), obklopený dielektrikem (s relativní permitivitou  $\epsilon_r$ ). Ilustrace základního páskového vedení je vyobrazena na obrázku 5.12.



Obr. 5.12 - Ilustrace páskového vedení a rozložení intenzit el. a mag. pole [18]

Nejčastěji je pásek umístěn v příčném řezu tak, aby byl ve vertikální i svislé ose páskového vedení, pak je struktura symetrická. Páskovým vedením se šíří čistá vlna TEM, jejíž vlnová délka je rovna:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (5.12)$$

kde:  $\lambda_0$  je vlnová délka ve vakuu.

Velkou výhodou páskového vedení je skutečnost, že elektromagnetické pole vlny šířící se vedením nevyzařuje do okolí a ani z okolí nepřijímá rušivé elektromagnetické pole. Intenzita elektrického pole je rozprostřena mezi páskem a vodivými deskami, intenzita magnetického pole se elipticky uzavírá kolem pásku.

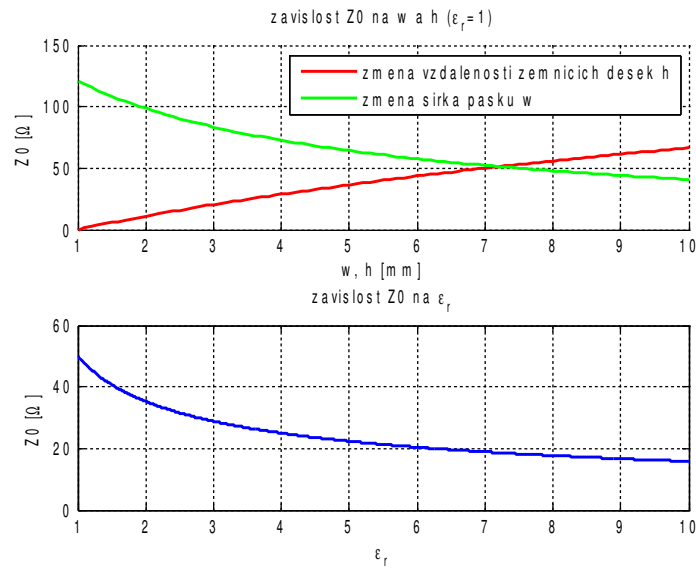
### Charakteristická impedance

Podobně jako u mikropáskového vedení lze modifikací šířky pásku a vzdáleností zemnicích rovin měnit charakteristickou impedanci. Stejný efekt má i změna dielektrika, které vyplňuje prostor mezi zemnicími rovinami. Závislost na těchto parametrech je znázorněna formou grafů na obrázku 5.13.

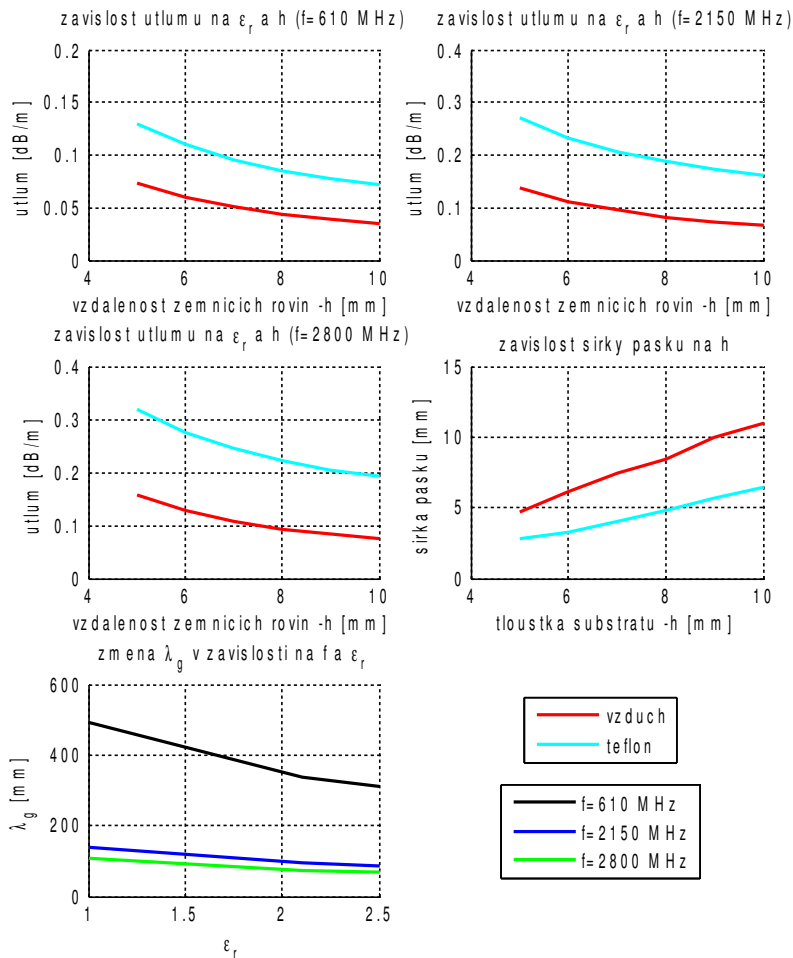
Zvyšováním šířky pásku se charakteristická impedance snižuje, stejně tak je tomu při zvyšování relativní permitivity. K vzrůstu charakteristické impedance dochází při zvyšování vzdálenosti mezi zemnicími rovinami.

S rostoucí vzdáleností zemnicích rovin se snižuje útlum páskového vedení, který je ovšem oproti mikropáskovému vedení několikanásobně menší. Pokud se mezi páry zemnicích desek vloží dielektrikum, pak útlum narůstá. Záleží přitom na relativní permitivitě dielektrika a na ztrátovém činiteli  $\tan \delta$ .

Z výrobního a provozního hlediska je vhodné nějaké dielektrikum mezi dvojicí zemnicích rovin vložit, protože tím je pásek zafixován na jednom místě a nehrozí jeho pohyb, nebo deformace vinou teplotní roztažnosti (tím by se pásek vychyloval k jedné zemnicí rovině, na úkor druhé a to by mělo za následek změnu charakteristické impedance).



**Obr. 5.13 - Závislost char. impedance na  $w$ ,  $h$  a  $\epsilon_r$**



**Obr. 5.14 - Závislost útlumu a šířky pásku na  $f$ ,  $h$  a  $\epsilon_r$ ; závislost  $\lambda_g$  na  $f$  a  $\epsilon_r$ ;  
 $\epsilon_r$  a  $\tan \delta$  jednotlivých materiálů jsou shodné s hodnotami uvedenými v tabulce 5.4, horní legenda pro 1. 4 průběhy, spodní pro závislost vlnové délky vedení na relativní permitivitě**

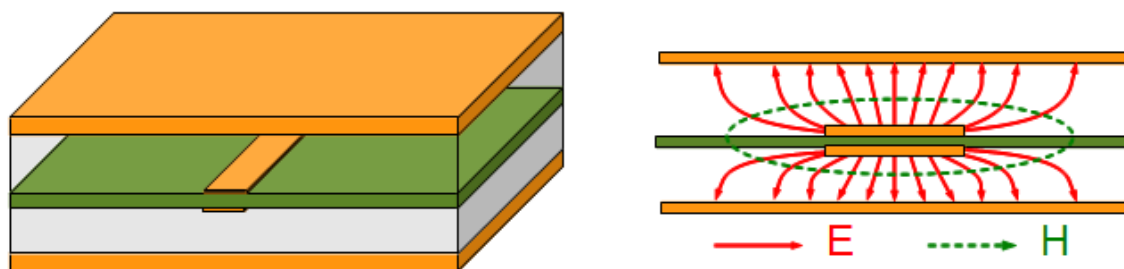
Navíc relativní permitivita vzduchu se liší v závislosti na jeho vlhkosti. Proto je vhodné použít nějaké dielektrikum, které bude vodě odolné, ale současně se bude po elektrické stránce podobat vzduchu. Jeden z vhodných kandidátů by mohl být teflon. Na obrázku 5.14 jsou grafické závislosti útlumu pro vzduch ( $\epsilon_r = 1$ ) a teflon (parametry dle tabulky 5.4).

Původně jsem zamýšlel vynést grafickou závislost útlumu i pro polystyren, ale nakonec se tak nestalo, protože jeho útlum je přibližně desetkrát vyšší, než uvedené průběhy a současné zobrazené průběhy by nebyly pořádně vidět.

Podobně jako u mikropáskového vedení, ani zde se šířka pásku nemění s frekvencí. Se zvětšující se vzdáleností mezi párem zemnicích rovin se však šířka pásku zvětšuje. Vlnová délka vedení se se vzrůstající relativní permitivitou zkracuje (opět shodná vlastnost s mikropáskovým vedením).

### 5.2.7 Zavěšené páskové vedení

Struktura páskového vedení: zemnicí rovina - pásek - zemnicí rovina (obrázek 5.12), má perfektní elektrické vlastnosti. Ovšem je náročná na výrobu a na čistotu materiálu vloženého dielektrika. Proto je vhodnější využití struktury zavěšeného páskového vedení (obrázek 5.15).



Obr. 5.15 - Zavěšené páskové vedení a rozložení intenzit el. a mag pole při sudém vidu

Zavěšené páskové vedení ([7], [18]) je tvořeno páskem, který je nanesen na substrátu umístěném mezi párem zemnicích rovin. Častěji je pásek jen na jedné straně substrátu, v případě obrázku 5.15 je na obou stranách a oba pásy jsou mezi sebou vodivě spojeny prokovenými otvory, aby měly stejný potenciál. Tím mezi nimi nevzniká elektrické pole (ilustrováno na obrázku 5.15 vpravo) a intenzita elektrického pole je rozprostřena pouze mezi příčnou dvojicí pásku a zemnicími rovinami. Substrát by prakticky neměl tuto strukturu páskového vedení ovlivňovat, nebo jen velmi málo. Pak je možné počítat se vztahy pro páskové vedení a jako dielektrikum dosazovat parametry pro vzduch. Tím se spojí dobré elektrické vlastnosti páskového vedení a snadná realizace tohoto zavěšeného pásku.

#### Zhodnocení použití pro tuto práci

Vedení pro rozvody 1. MO, vysílače a kontrolního signálu je výhodné udělat na zavěšeném páskovém vedení, obzvláště rozvod vysílače, kde je nutné mít útlum co nejnižší. Například při vzdálenosti desek  $h = 7$  mm je útlum nižší než  $0,2 \text{ dB.m}^{-1}$ , což je velmi slušná hodnota a k použití přímo vybízí.

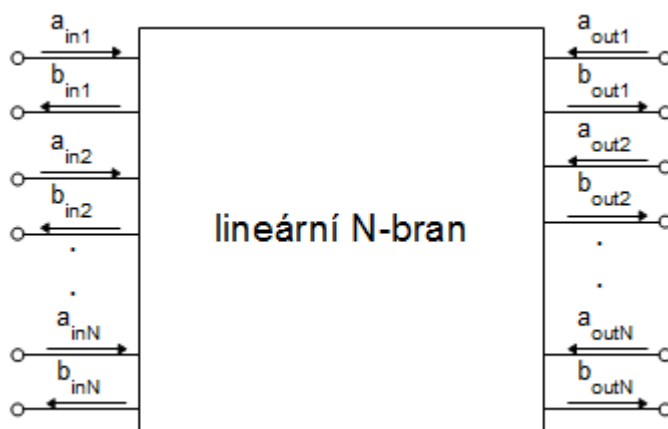
### 5.3 Děliče výkonu

Mikrovlnné děliče výkonu jsou lineární obvody s rozprostřenými parametry [16]. Obecně to jsou lineární  $N$ -brany, nelze je však popisovat imitačními a přenosovými maticemi, jako lineární  $N$ -brany se soustředěnými parametry. Imitační matice jsou buď impedanční matice  $\mathbf{Z}$  (při znalosti vstupních a výstupních proudů lze s využitím matice  $\mathbf{Z}$  dopočítat vstupní a výstupní napětí) a nebo admitanční matice  $\mathbf{Y}$  (při znalosti vstupních a výstupních napětí lze s využitím matice  $\mathbf{Y}$  dopočítat vstupní a výstupní proud). Přenosové matice představují přímé kaskádní matice  $\mathbf{A}$  (při znalosti výstupního napětí a proudu lze s využitím matice  $\mathbf{A}$  dopočítat vstupní napětí a proud) a zpětné kaskádní matice  $\mathbf{B}$  (při znalosti vstupního napětí a proudu lze s využitím matice  $\mathbf{B}$  dopočítat výstupní napětí a proud).

Nejpoužívanějšími parametry pro popis lineárního  $N$ -branu v mikrovlné technice jsou rozptylové parametry (S-parametry), protože se pro jejich vyjádření dá využít přímé a odražené vlny v určitém místě, které se pak bere jako referenční (například na konci vedení, kde je vedení spojeno s  $N$ -branem). Další výhodou S-parametrů spočívá v tom, že se dají na mikrovlnných kmitočtech snadno měřit, na rozdíl od  $\mathbf{Y}$ ,  $\mathbf{Z}$  a ABCD parametrů, pro které je potřeba k vyjádření znát napětí a proudy (a ty se na mikrovlnných kmitočtech měří daleko obtížněji) [7], [17].

#### 5.3.1 S-parametry

Lineární  $N$ -bran má  $N$  vstupních a  $N$  výstupních bran (ilustrace na obr. 5.16).



Obr. 5.16 - Schéma lineárního  $N$ -branu [16]

Elektromagnetické vlny mohou do  $N$ -branu vstupovat (jsou označeny písmenem  $a$  s příslušným indexem) a těmto vlnám se říká dopadající, nebo z něho mohou vystupovat, pak (jsou označeny písmenem  $b$  s příslušným indexem) a tyto vlny se nazývají rozptýlené.

Pokud jsou charakteristické impedance všech bran shodné, pak se rozptýlené vlny dají vyjádřit jako součet součinů, kde druhým činitelem je dopadající vlna na jednotlivé brány a první činitel je patřičný S-parametr (matematicky zapsáno vztahem 5.13) [16].

$$\begin{aligned}
b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2 + \dots + S_{1N}a_N \\
b_2 &= S_{21}a_1 + S_{22}a_2 + \dots + S_{2N}a_N \\
&\vdots \\
b_N &= S_{N1}a_1 + S_{N2}a_2 + \dots + S_{NN}a_N
\end{aligned} \tag{5.13}$$

Amplitudy dopadajících vln  $a_1, a_2, \dots, a_N$  a rozptýlených vln  $b_1, b_2, \dots, b_N$  se dají přepsat do sloupcových vektorů  $\mathbf{a}$  a  $\mathbf{b}$ . Jednotlivé S-parametry lze přepsat do matice, která se nazývá rozptylová matice  $\mathbf{S}$  a její prvky tvoří koeficienty  $S_{ij}$ . Pak lze výše uvedený vztah přepsat do následujícího tvaru:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & \cdots & S_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & S_{N2} & \cdots & S_{NN} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_N \end{pmatrix} . \tag{5.14}$$

Prvky rozptylové matice  $S_{ij}$  představují:

- koeficienty odrazu (pokud  $i = j$ , kde  $i = 1, 2, \dots, N$  a  $j = 1, 2, \dots, N$ )  $n$ -té brány,
- koeficienty přenosu (pokud  $i \neq j$ , kde  $i = 1, 2, \dots, N$  a  $j = 1, 2, \dots, N$ ) z  $j$ -té brány do  $i$ -té brány.

Pokud jsou přenosy z  $j$ -té do  $i$ -té brány stejné jako z  $i$ -té do  $j$ -té, pak se jedná o reciproký obvod a při měření je proto možné pořadí bran zaměňovat.

Koeficienty matice  $\mathbf{S}$  jsou komplexní a při počítání odraženého (nebo přeneseného) výkonu se počítá s jejich absolutní hodnotou. Odražený výkon od konkrétní brány ( $n$ -té brány) lze s využitím rozptylových koeficientů a znalosti výkonu dopadající vlny vyjádřit následovně:

$$(P_{odr})_n = (P_{dop})_n |S_{ii}|^2 . \tag{5.15}$$

Podobně pro přenesený výkon z  $j$ -té brány do  $i$ -té brány:

$$P_{ij} = (P_{dop})_n |S_{ji}|^2 . \tag{5.16}$$

### 5.3.2 Měření S-parametrů

Měření S-parametrů je dvojího typu, záleží na tom, zda se měří amplituda i fáze, nebo pouze amplituda. Pokud je potřeba měřit obojí, pak jde o měření vektorové (provádí se vektorovým analyzátozem). Pokud stačí měřit pouze amplitudu, pak jde o měření skalární (provádí se reflektometrem). Princip měření S-parametrů je ovšem stejný pro oba dva typy přístrojů (nikoliv však jejich vnitřní uspořádání) [16].

Ve výzkumných laboratořích rádiových komunikací FEI Univerzity Pardubice jsou celkem tři vektorové analyzátozem, z nichž jsem pro účely měření do této práce nejvíce používal přístroj FSH4 od firmy Rohde Schwarz (jeho fotografie na obrázku 5.17 vlevo) Text se dále zabývá vektorovými analyzátozem obecně, s odbočkami k analyzátozu FSH4.

Na obrázku 5.17 vpravo nahoře je kalibrační přípravek vektorového analyzátozu FSH4, a na stejném obrázku vpravo dole, jsou spojky používané při měření - spojka vlevo slouží pro spojení dvou koaxiálních kabelů s SMA konektory. Využívá se při kalibraci (jde tedy o průchozí vedení). Spojka vpravo slouží pro spojení koaxiálních kabelů, s konektory SMA, ke kalibračnímu přípravku.





Obr. 5.17 - Rohde Schwarz FSH4

## Kalibrace

Před zahájením samotného měření je nutné vektorový analyzátor nejprve nakalibrovat. Kalibrací se snižují vlivy nežádoucích veličin, které ovlivňují měření, a vznikají uvnitř vektorového analyzátoru a na přívodních kabelech. Kalibruje se vždy po zapnutí měřícího přístroje a po zadání jiného kmitočtového rozsahu. Vektorový analyzátor FSH4 vyžaduje kalibraci i při přechodu z měření odrazů na měření přenosů nebo naopak.

Samotná kalibrace se provádí připojováním kalibračního přípravku k té bráně, která se bude používat jako budící. Většinou se používá kalibrace tříprvková [16], tedy kalibrace vedením:

1. zkratovaným,
2. přizpůsobeným,
3. průchozím.

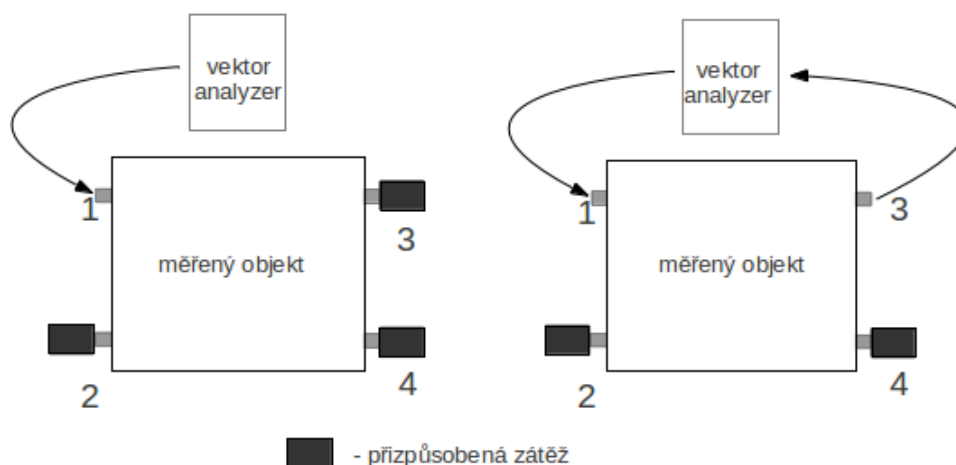
Postup kalibrace pro měření odrazů a přenosů vektorového analyzátoru FSH4 není stejný. Při kalibraci pro měření odrazů se ke koaxiálnímu kabelu připojenému na bránu 1 (pokud je brána 1 budící) vektorového analyzátoru postupně připojují následující přípravky:

1. *open* (rozpojené vedení),
2. *short* (zkratované vedení),
3. *load* (přizpůsobená zátěž).

Při kalibraci pro měření přenosů vektorového analyzátoru FSH4 se ke koaxiálnímu kabelu připojenému na bránu 1 (pokud je budící brána 1) vektorového analyzátoru postupně připojují následující přípravky:

1. *through* (průchozí vedení),
2. *load* (přizpůsobená zátěž).

## Vlastní měření



**Obr. 5.18 - Ilustrační obrázek měřicího pracoviště  
(vlevo měření odrazu  $S_{11}$ , vpravo měření přenosu  $S_{31}$ )**

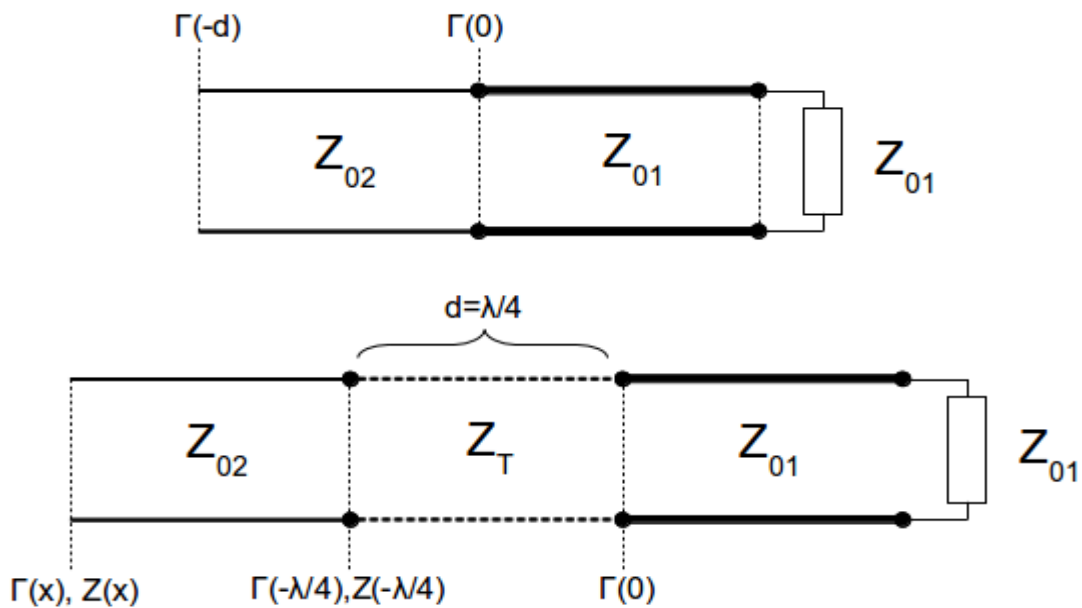
Při měření odrazů od brány 1 měřeného objektu (tedy měření  $S_{11}$  - principiální schéma zapojení na obrázku 5.18 vlevo) se připojí koaxiální kabel od vektorového analyzátoru k bráně 1 měřeného objektu a všechny ostatní porty se zakončí zakončovací impedancí. Měření odrazů od ostatních bran probíhá obdobně, jen se připojí koaxiální kabel k příslušné bráně a opět se všechny ostatní brány zakončí přizpůsobenou impedancí.

Při měření přenosů mezi bránou 1 a 3 (tedy  $S_{31}$  - principiální schéma zapojení je na obrázku 5.18 vpravo) měřeného objektu, se postupuje tak, že se připojí jeden konec koaxiálního kabelu k bráně 1 vektorového analyzátoru a druhý k vstupní bráně měřeného objektu. Koaxiální kabel připojený k bráně 3 vektorového analyzátoru se připojí k výstupnímu bráně 2 měřeného objektu. Ostatní brány se zakončí přizpůsobenou impedancí. Při měření parametru  $S_{13}$  se na měřeném objektu zamění brána 1 za bránu 3. Měření dalších přenosů se provádí stejně, jen s jinak připojenými koaxiálními kabely k měřenému objektu (podle měřeného S-parametru).

### 5.3.3 Impedanční transformátor

Většina mikrovlnných obvodů využívá společný konstrukční prvek nazývaný čtvrtvlnný impedanční transformátor [16]. Z důvodu lepší srozumitelnosti dalších kapitol (zejména kapitol týkajících se děličů výkonu) mu zde bude věnováno několik řádků.

Čtvrtvlnný transformátor je úsek vedení o délce jedné čtvrtiny vlnové délky. Je to dvojbran, který bezodrazově spojuje dvě vedení o různých impedancích nebo může transformovat charakter komplexní impedance (tedy například induktivní charakter na kapacitní, sériový rezonanční obvod na paralelní a obojí je také možné transformovat i obráceně, tedy kapacitní charakter na induktivní a paralelní rezonanční obvod na sériový).



Obr. 5.19 - Příklad použití čtvrtvlnného transformátoru [16]

Na obrázku 5.19 nahoře je ilustrován případ, kdy je spojeno vedení o charakteristické impedanci  $Z_{02}$  s druhým vedením o charakteristické impedanci  $Z_{01}$ . Na spojení těchto vedení se část přímé vlny odrazí zpět a bude se šířit jako vlna odražená proti přímé vlně směrem ke zdroji. Bezodrazového spojení se dosáhne využitím čtvrtvlnného transformátoru (obrázek 5.19 dole), kde je mezi vedení o charakteristických impedancích  $Z_{02}$  a  $Z_{01}$  vloženo vedení další, které má charakteristickou impedanci  $Z_T$  a je dlouhé čtvrtinu vlnové délky.

Charakteristická impedance čtvrtvlnného transformátoru se vypočítá dle následujícího vztahu:

$$Z_T = \sqrt{Z_{01} Z_{02}} \quad , \quad (5.17)$$

ke kterému se dojde ze vztahu pro impedanci v libovolném místě vedení (vztah 5.10), přičemž  $Z_0$  se nahradí za  $Z_T$  a dosadí se za činitel odrazu pro určité místo na vedení (vztah 5.9 uveden na straně 42). Vztah 5.7 pak přejde do následujícího tvaru:

$$Z(x) = Z_T \frac{1 + \Gamma(x=0) e^{-2j\gamma x}}{1 - \Gamma(x=0) e^{-2j\gamma x}} \quad . \quad (5.18)$$

Pokud se za  $x$  dosadí  $-\lambda/4$  (posun na vedení o čtvrtinu vlnové délky směrem ke zdroji), pak pro bezodrazové vedení (z činitele šíření vypadne měrný útlum  $\alpha$ ) zbude v exponentu exponenciály pouze  $j\pi$  a to je rovno -1.

Nyní se dosadí za činitel odrazu v místě  $x = 0$  (vztah 5.7 uveden na straně 42), přeznačí se  $Z_K$  za  $Z_T$  a  $Z_0$  za  $Z_{01}$  a vztah se vynásobí zlomkem, jehož čitatelem i jmenovatelem bude součet  $Z_T + Z_{01}$ . Tím se obdrží následující:

$$Z(-\lambda/4) = Z_T \frac{Z_T}{Z_{01}} \quad , \quad (5.19)$$

kde:  $Z(-\lambda/4) = Z_{02}$  .

Čímž po vyjádření charakteristické impedance čtvrtvlnného transformátoru se obdrží shodný vztah se vztahem 5.17.

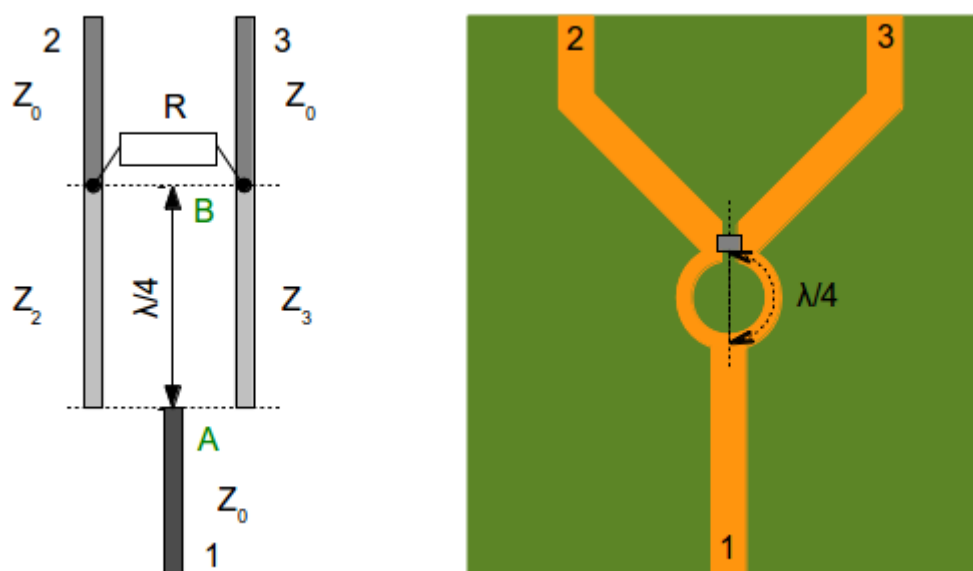
### 5.3.4 Popis běžně využívaných děličů výkonu

Dosud se text zabýval pouze obecně obvody s  $N$  branami. Děliče výkonu mívají nejméně tři brány a používají se v komunikačních systémech. Nemusí zastávat jen funkci rozdělování výkonu, ale mohou být použity i jako slučovače signálu, některé typy mohou sloužit pro sčítání a odečítání signálů, měření vysokofrekvenčních veličin, atd [16], [19].

V této kapitole budou popsány některé významné děliče výkonu a bude se z nich vybírat nejvhodnější, pro vertikální rozvody antény primárního radaru. Podrobněji bude popsán Wilkinsonův dělič výkonu, dělič výkonu typu branch-line a dělič Gyselův.

#### 5.3.4.1 Wilkinsonův dělič výkonu

Dvoucestný Wilkinsonův dělič (obrázek 5.20) výkonu má jednu vstupní bránu (1) a dvě výstupní brány (2 a 3) [16], [19]. U každého Wilkinsonova děliče je vstupní brána 1 přizpůsobená (pokud jsou brány 2 a 3 zakončeny přizpůsobenými zátěžemi), nic se od ní neodráží. U přizpůsobeného Wilkinsonova děliče jsou přizpůsobeny všechny brány.



Obr. 5.20 - Schéma a ilustrace Wilkinsonova děliče výkonu na zavěšeném páskovém vedení [16]

Vedení od brány 1 do místa A má charakteristickou impedanci  $Z_0$ . V místě A se vedení větví na dvě části, které jsou dlouhé čtvrtinu vlnové délky a mají charakteristické impedance  $Z_2$  (pro větev směřující k bráně 2) a  $Z_3$  (pro větev směřující k bráně 3). Od místa B k branám 2, 3 mají vedení opět charakteristické impedance  $Z_0$ . U přizpůsobeného Wilkinsonova děliče je v místě B umístěn rezistor jako obvod se soustředěnými parametry - tedy klasická součástka. Pro montáž je vhodné použití rezistoru v SMD provedení, u kterých se oproti vývodovým rezistorům tolik neuplatňují parazitní kapacity a indukčnosti.

Rozptylová matice pro dvoucestný Wilkinsonův dělič výkonu je symetrická matice o rozměru  $3 \times 3$ :

$$\mathbf{S} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{pmatrix}, \quad (5.20)$$

Dvoucestným Wilkinsonovým děličem výkonu je možné dělit výkon vstupující do brány 1 rovnoměrně (symetrické děliče mají na obou ramenech stejný výkon, který je oproti vstupnímu poloviční), nebo nerovnoměrně (nesymetrické děliče), kdy jsou výkony vystupující z ramen 2 a 3 různé. Fáze výstupních signálů jsou vždy na obou ramenech stejné, protože obě vedení od brány 1 k branám 2 a 3 mají stejnou délku.

Rovnoměrného dělení výkonu se dosahuje stejnými charakteristickými impedancemi čtvrtvlnných úseků  $Z_2$  a  $Z_3$ .

Pro oba typy dělení (rovnoměrné či nerovnoměrné) je chování obvodu podobné. V našich rozvodech signálu budou použity jen symetrické děliče (viz začátek kap. 4), proto se dále budu zabývat pouze symetrickými děliči.

Rozptylová matice bezeztrátového dvoucestného symetrického Wilkinsonova děliče výkonu má tvar:

$$\mathbf{S} = \frac{-j}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & S_{22} & S_{23} \\ 1 & S_{32} & S_{33} \end{pmatrix} \quad (5.21)$$

Z brány 1 do bran 2 a 3 se dostane polovina výkonu,  $|S_{21}| = |S_{31}| = 0,707$ . Záporně vzatá imaginární jednotka je zde proto, že na čtvrtvlnných úsecích dochází k posunu fáze o  $90^\circ$ . Jelikož je obvod reciprokový, pak  $S_{12} = S_{21}$  a  $S_{13} = S_{31}$ .

Pro přizpůsobení bezeztrátový dvoucestný symetrický Wilkinsonův dělič výkonu jsou odrazy v branách 2 a 3 nulové a přenos  $S_{23}$  mezi branami 3 a 2 (a vzhledem k recipročitě i zpětný přenos  $S_{32}$ ) je roven nule. Rozptylová matice tedy vypadá následovně:

$$\mathbf{S} = \begin{pmatrix} 0 & \frac{-j}{\sqrt{2}} & \frac{-j}{\sqrt{2}} \\ \frac{-j}{\sqrt{2}} & 0 & 0 \\ \frac{-j}{\sqrt{2}} & 0 & 0 \end{pmatrix} = \frac{-j}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (5.22)$$

### Princip funkce

Pro analýzu chování symetrických obvodů se používá rozkladu elektromagnetického pole do sudého a lichého vidu. Sudý vid u symetrického Wilkinsonova děliče výkonu znamená, že budící napětí a proudy v obou větvích mají stejnou amplitudu i polaritu. Pak na obou ramenech budou stejná napětí a proudy.

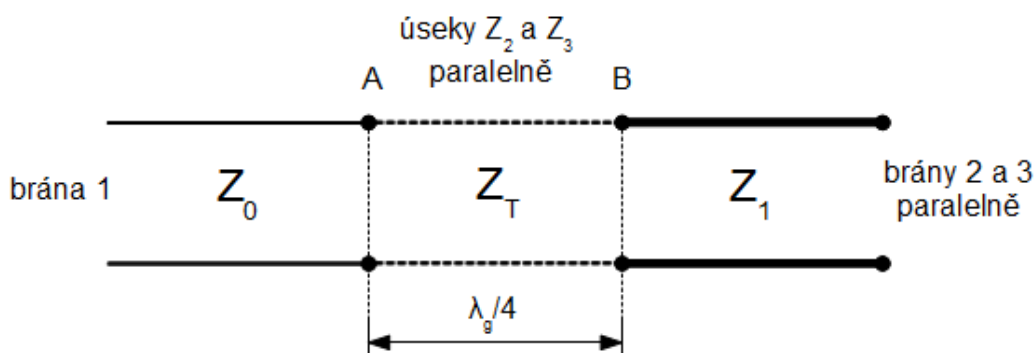
Sudý vid vznikne například buzením brány 1 nebo současným buzením brány 2 a 3 stejnými napětími. Při lichém vidu mají napětí a proudy v obou větvích opačnou polaritu. Lichý vid vznikne například současným buzením bran 2 a 3 napětími se stejnými amplitudami, ale s opačnými fázemi.

## Určení impedancí jednotlivých úseků vedení a odporu $R$

Pokud bude tedy obvod buzen v sudém vidu, lze obě větve po celé délce propojit (mají stejná napětí, takže mezi nimi žádné nové proudy nepotečou) a jeho náhradní schéma se změní na schéma podle obrázku 5.21. Pro impedance paralelně zapojených úseků platí:

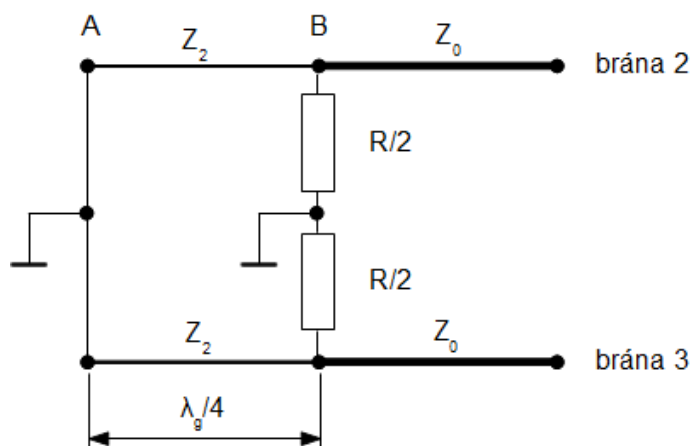
$$\frac{1}{Z_T} = \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3}, \quad Z_2 = Z_3 \rightarrow Z_T = \frac{Z_2}{2}$$

$$\frac{1}{Z_1} = \frac{1}{Z_0} + \frac{1}{Z_0} \rightarrow Z_1 = \frac{Z_0}{2} \quad (5.23)$$



Obr. 5.21 - Náhradní schéma Wilkinsonova děliče v sudém vidu [19]

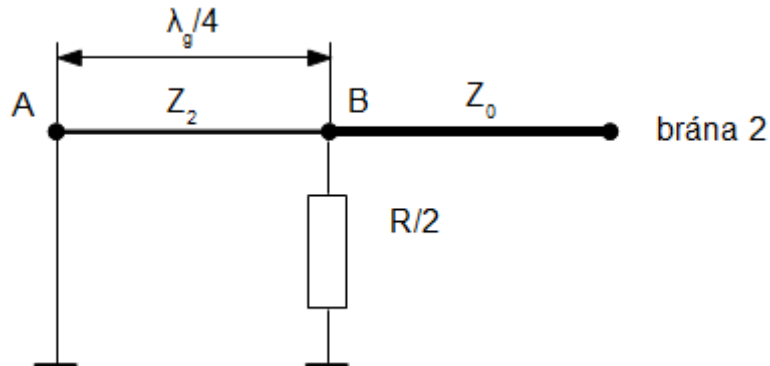
V lichém vidu budou napětí na obou větvích opačná, takže v bodě A bude napětí nulové (uzemněno). Nulový potenciál bude také ve středu rezistoru  $R$ , což ve schématu zohledníme rozdělením rezistoru na dvě stejné sériově zapojené části a uzemněním jejich společného bodu. Schéma lichého vidu na obrázku 5.22 se pak rozdělí na dvě nezávislá schémata pro každou větev zvlášť (jedno z nich je na obrázku 5.23).



Obr. 5.22 - Náhradní schéma Wilkinsonova děliče v lichém vidu [19]

Při sudém vidu představuje náhradní schéma na obrázku 5.21 dvě vedení o různých impedancích  $Z_0$  a  $Z_1$  propojená čtvrtvlnným úsekem vedení o charakteristické impedanci  $Z_T$ . Tato konfigurace je shodná s uspořádáním na obrázku 5.19 pro čtvrtvlnný transformátor. Podmínka přizpůsobení brány 1 zní:

$$Z_T = \sqrt{Z_0 Z_1} = \sqrt{Z_0 \frac{Z_0}{2}} = \frac{Z_0}{\sqrt{2}}; \quad Z_2 = Z_3 = 2Z_T = \sqrt{2} Z_0 \quad (5.24)$$



Obr. 5.23 - Náhradní schéma jedné větve Wilkinsonova děliče v lichém vidu [19]

Při buzení lichým videm by bez rezistoru nebylo možno dosáhnout bezodrazovosti obvodu. Pro bezodrazový Wilkinsonův dělič výkonu je tedy přítomnost rezistoru  $R$  v obvodu nezbytná. Z obrázku 5.23 vidíme, že čtvrtvlnný úsek vedení o charakteristické impedanci  $Z_2$  je v bodě A na konci zkratovaný, takže jeho impedance v bodě B jde do nekonečna, nezávisle na hodnotě  $Z_2$ . Přizpůsobení bran 2 a 3 tedy vyžaduje, aby:

$$\frac{R}{2} = Z_0 \rightarrow R = 2Z_0 \quad (5.25)$$

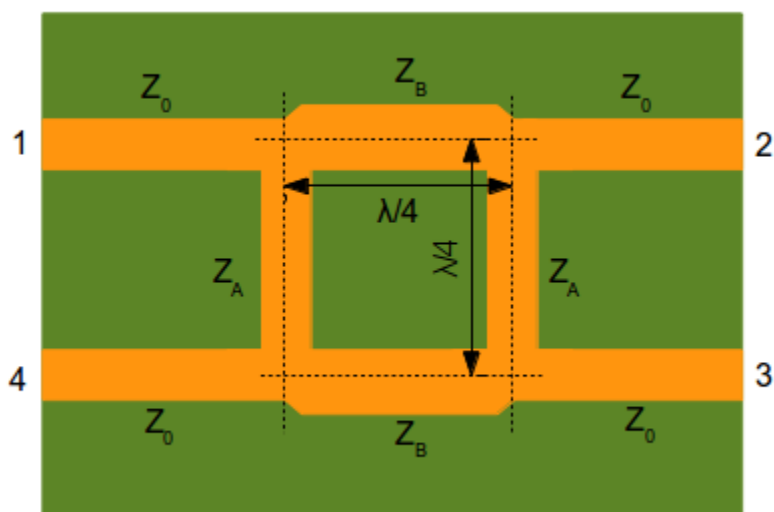
#### 5.3.4.2 Dělič výkonu typu branch-line

Dělič výkonu typu branch-line má čtyři přizpůsobené brány z nichž může být jakákoliv použita pro buzení (obrázek 5.24) [16], [19]. Na straně budící brány je umístěna brána izolovaná (pod nebo nad budící bránou) a zbylé dvě brány jsou výstupní, na nichž jsou signály oproti vstupnímu signálu fázově posunuty o  $90^\circ$  a o  $180^\circ$ . Výstupní signály tedy mezi sebou mají fázový rozdíl  $90^\circ$ .

Pokud bude uvažováno buzení do vstupní brány 1, pak brány 2 a 3 budou výstupní a brána 4 bude izolovaná (a připojuje se k ní rezistor o hodnotě charakteristické impedance  $Z_0$ ). Signál v bráně 2 bude oproti signálu v bráně 1 fázově posunut o  $90^\circ$  a v bráně 3 o  $180^\circ$ .

Výkonový dělič typu branch-line se používá pro výkonové dělení rovnoměrné i nerovnoměrné. Podle požadovaného dělení výkonu se pak počítají charakteristické impedance  $Z_A$  a  $Z_B$  jednotlivých úseků vedení tohoto děliče.

Rozptylová matice děliče výkonu typu branch-line je symetrická matice o rozměru  $4 \times 4$ . Oproti rozptylové matici Wilkinsonova děliče výkonu má tedy navíc jeden řádek a jeden sloupec.



Obr. 5.24 - Ilustrace děliče výkonu Branch-line na zavěšeném páskovém vedení [19]

Protože jsou odrazy od jednotlivých bran nulové, bude:  $S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = 0$ . Stejně tak je tomu s izolacemi mezi branami 1-4 a 2-3, tedy  $S_{41} = 0$ ,  $S_{32} = 0$  a jelikož je obvod reciprokový, také  $S_{14} = S_{41}$  a  $S_{23} = S_{32}$ . Pokud je dělič symetrický (to znamená, že se vstupní výkon dělí rovnoměrně mezi výstupní brány), budou amplitudové přenosy z brány 1 do brány 2 a 3, rovny:  $|S_{21}| = 0,707$  a  $|S_{31}| = 0,707$ . Fáze přenosu z brány 1 do brány 2 bude  $-90^\circ$ , z brány 1 do brány 3  $180^\circ$ . Proto  $S_{21} = -j0,707$  a  $S_{31} = -0,707$ . Opět z důvodu reciprocity také  $S_{12} = S_{21}$  a  $S_{13} = S_{31}$ . Pro úplnost ještě případ buzení brány 4, pak  $S_{42} = S_{24} = -0,707$  a  $S_{43} = S_{34} = -j0,707$ . Celá rozptylová matice symetrického děliče typu branch-line je uvedena ve vztahu 5.26.

$$\mathbf{S} = \begin{pmatrix} 0 & \frac{-j}{\sqrt{2}} & \frac{-1}{\sqrt{2}} & 0 \\ \frac{-j}{\sqrt{2}} & 0 & 0 & \frac{-1}{\sqrt{2}} \\ \frac{-1}{\sqrt{2}} & 0 & 0 & \frac{-j}{\sqrt{2}} \\ 0 & \frac{-1}{\sqrt{2}} & \frac{-j}{\sqrt{2}} & 0 \end{pmatrix} = \frac{-j}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & 1 & -j & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -j \\ -j & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -j & 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (5.26)$$

### Impedance jednotlivých úseků vedení

Výpočet charakteristických impedancí  $Z_A$ ,  $Z_B$  čtvrtlenných úseků vedení děliče typu branch-line se provádí podobně jako u Wilkinsonova děliče rozkladem na sudé a liché vidy. Tady je ovšem tento postup mnohem komplikovanější, protože je zde více bran a obvod je symetrický podle podélné i příčné osy.

V případě rovnoměrného dělení je charakteristická impedance  $Z_A = Z_0$  a charakteristická impedance  $Z_B$  se vypočítá ze vztahu 5.27:

$$Z_B = \frac{Z_0}{\sqrt{2}} \quad (5.27)$$

Pro nerovnoměrné dělení závisí vztahy na poměru  $K^2$  výstupního výkonu jedné z výstupních bran ku výkonu na bráně vstupní.



$$Z_A = Z_0 \sqrt{\frac{1-K^2}{K^2}} ; \quad Z_B = Z_0 \sqrt{1-K^2} , \quad [16] \quad (5.28)$$

$$\text{kde: } K^2 = \frac{P_3}{P_1} .$$

Pokud se do vztahů 2.2 dosadí za  $K^2 = 0,5$ , pak vyjde, že se  $Z_A$  rovná  $Z_0$  a vztah pro  $Z_B$  bude shodný s vztahem 5.22.

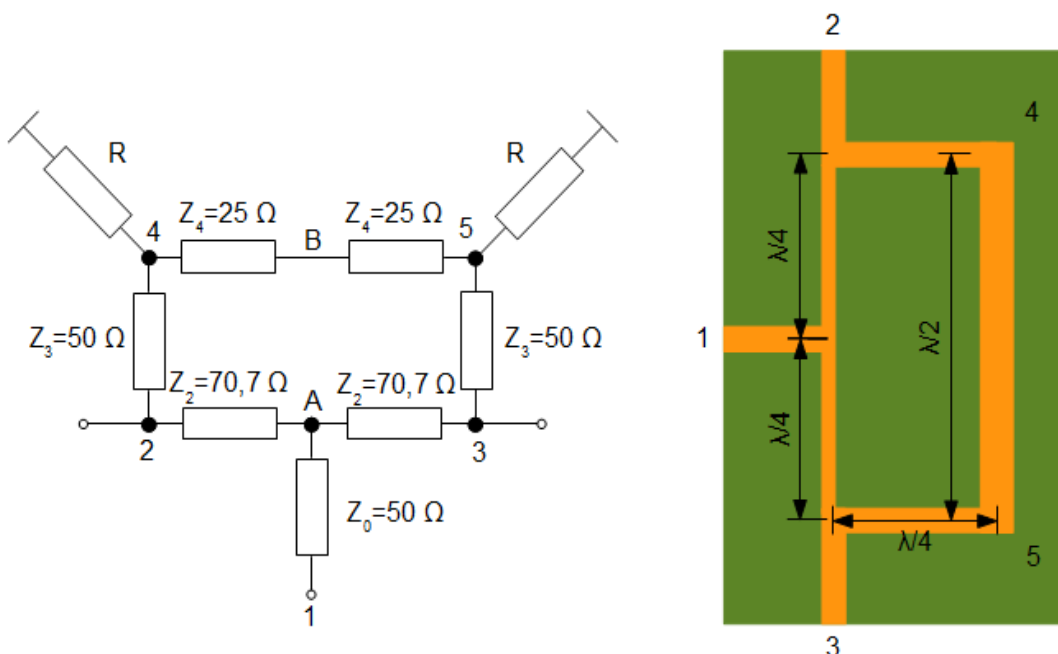
### 5.3.4.3 Dělič výkonu Gyselův

Dělič výkonu Gyselův (zachycuje obrázek 5.25 i s jeho náhradním schématem) má celkem 5 bran, z nichž je jedna brána použita jako vstupní (1), dvě jako výstupní (2 a 3) a zbylé dvě (4 a 5) jsou zakončeny přizpůsobenou zátěží (tím se rozumí rezistor o odporu  $50 \Omega$ ) [20].

Tento dělič byl navržen jako modifikace Wilkinsonova děliče, protože rezistor ve Wilkinsonově děliči výkonu omezuje jeho využití pro vyšší kontinuální výkony z důvodu špatného odvodu tepla z rezistoru. Výkonový dělič Gyselův lze využít pro dělení výkonu o úrovni až  $10 \text{ kW}$  v pásmu L (1 - 2 GHz) a až  $5 \text{ kW}$  v pásmu S (2 - 4 GHz).

Analýza obvodu se jako u předešlých popisovaných děličů provádí metodou sudého a lichého vidu, protože s jejichž využitím lze vyjádřit jakoukoliv kombinaci napájení obvodu.

Při napájení do brány 1 (jde o sudý vid) se signál rozděluje na dvě poloviny se stejnou fází a odchází do výstupů 2 a 3. Paralelně připojený řetězec čtvrtvlnných úseků vedení k výstupům 2 a 3 (v náhradním schématu jsou to úseky o charakteristických impedancích  $Z_3$ ,  $Z_4$  a  $50 \Omega$  rezistory) se v obvodu neuplatňují.



Obr. 5.25 - Schéma a ilustrace děliče výkonu Gysel na zavěšeném páskovém vedení [20]

Při sudém vidu jsou totiž napětí i proudy v obou větvích stejné, takže v bodě B neteče žádný proud a obvod můžeme v tomto místě rozpojit. To se do míst bran 4 a 5, kde jsou připojeny rezistory, transformuje jako zkrat (proto se rezistory neuplatní) a do míst připojení k výstupním branám opět jako rozpojený obvod. Při buzení bran 2 a 3 v lichém módu (opačné fáze) je v místě B zkrat, stejně jako v místě A. Tyto zkraty se do míst připojení bran 2, 3, 4 i 5 transformují jako rozpojené obvody. Paralelní rezistory  $R = 50 \Omega$  se tedy v lichém vidu plně uplatní a do míst připojení výstupních vedení (brány 2 a 3) se transformují jako přizpůsobené impedance.

Úseky o charakteristických impedancích  $Z_2$  fungují stejně jako čtvrtvlnné transformátory u Wilkinsonova děliče (vztah 5.24), proto  $Z_2 = 70,7 \Omega$ . Impedance  $Z_3$  a odpor  $R$  musí v lichém vidu realizovat přizpůsobenou zátěž na výstupních branách 2 a 3. Pro velikost charakteristických impedancí  $Z_4$  nejsou formulovány žádné přesné vztahy, uvedené hodnoty charakteristických impedancí byly zjištěny optimalizací.

## 5.4 Výběr děliče

Dělič Wilkinsonův má problémy s odvodem tepla z rezistoru při vyšších výkonech. Vertikálním rozvodem vysílače však žádný velký výkon neprochází (viz tabulka 5.1), protože každá řada má vlastní blok vysílač-přijímač, kde se rozdělený signál zesílí a přenesení do příslušného šterbinového vlnovodu. Ostatní vertikální rozvody také nepřenesou žádný velký výkon. Tato nevýhoda Wilkinsonova děliče tedy v naší aplikaci nevádí.

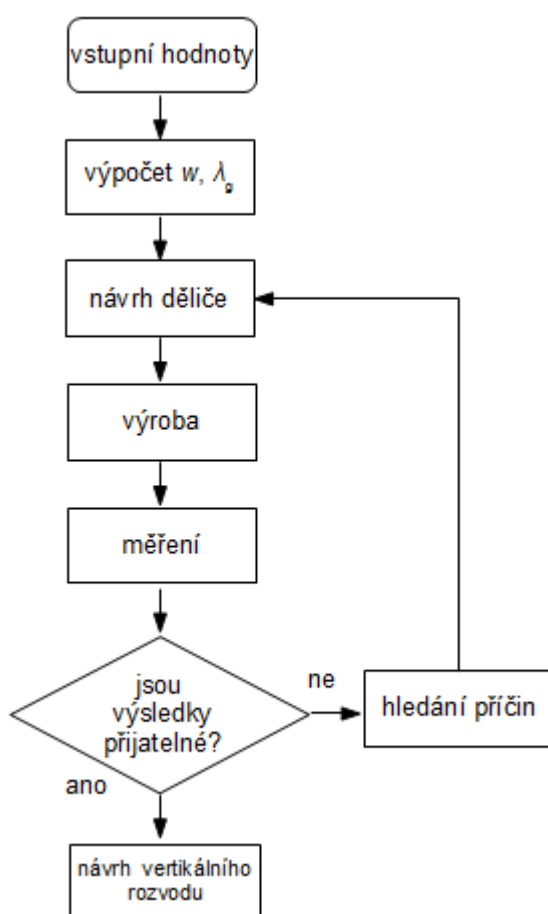
Naopak, velkou výhodou oproti ostatním děličům jsou jeho malé rozměry, protože počet čtvrtvlnných vedení, které jsou závislé na střední vlnové délce je ze všech zmíněných děličů nejmenší (jsou zde pouze dvě). To je oproti děličům branch-line a Gyselovu velká výhoda, protože jednotlivé horizontální řady antény primárního radiolokátoru jsou od sebe vzdáleny pouze 60 mm. Výstupní ramena děličů musí být od středu děliče umístěna 30 mm na každou stranu. Samotný obrazec děliče by tedy neměl překročit 20 mm od středu děliče na každou stranu, aby se sousední děliče neovlivňovaly svým elektromagnetickým polem. Protože při návrhu vertikálního rozvodu vysílače se musí změnou délky vedení dosáhnout požadovaných fázových posuvů dle vypočtené fázové syntézy, je potřeba, aby kolem každého děliče bylo co nejvíce místa.

Vertikální rozvod 2. MO pracující na kmitočtu 610 MHz má vlnovou délku při použití mikropáskového vedení a substrátu FR4 rovnou přibližně 237 mm. Čtvrtvlna je tedy dlouhá 59,25 mm. Rozteč mezi horizontálními řadami je 60 mm, takže dva děliče typu branch-line by se vedle sebe sice vešly, ale ovlivňovaly by se vzájemně svým elektromagnetickým polem. Proto jsem pro návrh všech vertikálních rozvodů vybral dělič Wilkinsonův.

## 6 Návrh děličů výkonu pro vertikální rozvody

V této kapitole se zabývám návrhem, simulací a výsledky jednotlivých děličů výkonu pro vertikální rozvody po anténě primárního radiolokátoru. Jsou zde popsány návrhy děličů výkonu vertikálního rozvodu vysílače, které jsou totožné s děliči výkonu pro vertikální rozvod kontrolního signálu, liší se pouze délkou spojovacího vedení mezi jednotlivými výkonovými děliči (od teď proto nebudu v textu rozlišovat děliče pro vertikální rozvod vysílače a děliče pro vertikální rozvod kontrolního signálu). Dále zde jsou popsány děliče výkonu vertikálního rozvodu 1. MO. Všechny tyto děliče jsou navrhovány na speciálním zavěšeném páskovém vedení (viz kapitola 5.2.6) a děliče pro zmíněné vertikální rozvody zde popisují dohromady, protože princip návrhu je pro všechny typy děličů výkonu stejný. Vertikální rozvod 2. MO je realizován na mikropáskovém vedení (viz kapitola 5.2.5). Zde se již návrh oproti ostatním vertikálním rozvodům liší a proto je mu věnována samotná kapitola.

### 6.1 Děliče pro vertikální rozvody vysílače a 1. MO



Obr. 6.1 - Vývojový diagram návrhu děličů výkonu

Návrh a následně jeho ověření jsem prováděl dle vývojového diagramu na obrázku 6.1. Vstupními hodnotami se rozumí veličiny, které jsou potřebné pro výpočet šířky páska  $w$ , vlnové délky na vedení  $\lambda_g$  a dalších údajů, které jsou pro návrh potřeba. Následuje výpočet impedancí pro jednotlivé úseky vedení Wilkinsonova děliče výkonu. Dalším krokem je návrh tvaru děliče a zadání do výroby. Po dodání vyrobeného děliče se ověřují jeho vlastnosti měření v univerzitní laboratoři (případně ve firmě T-CZ, a.s.). Pokud výsledky měření dopadnou dobře, je možné s využitím navržených děličů navrhnout patřičný vertikální rozvod. Pokud ne, hledají se příčiny, které by mohly mít vliv na měření, porovnává se shoda výrobního výkresu s obdrženým kusem, kontroluje se návrh děliče a zkouší se různé úpravy, které vedou na nový návrh děliče a proces se opakuje, dokud nejsou výsledky přijatelné.

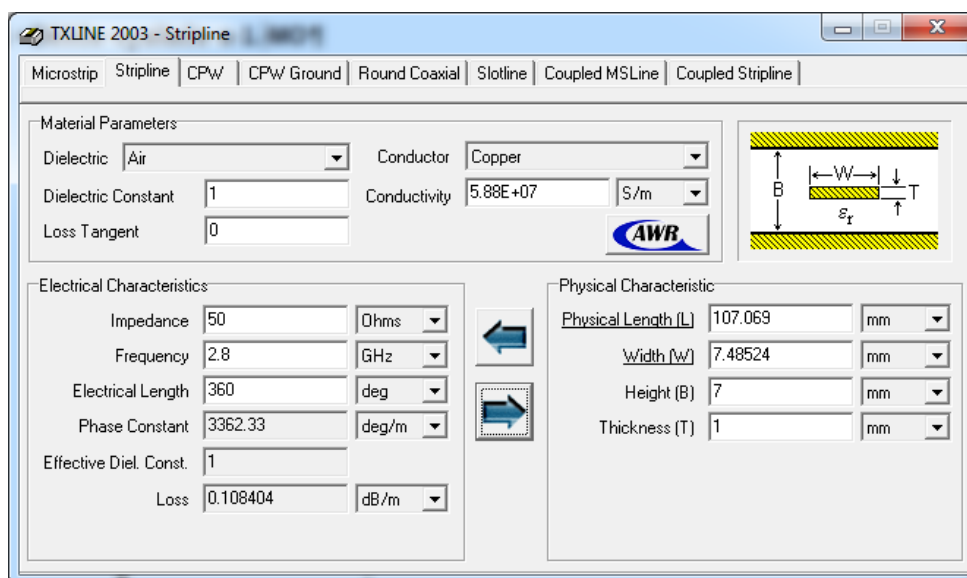
### 6.1.1 Výpočet šířek pásků a středních vlnových délek

Wilkinsonův dělič výkonu jsem navrhoval jako DPS (desku plošného spoje), která se pak vloží do kovového krytu. Aby bylo možné navrhnout DPS, je nutné znát šířky vodivých cest, které odpovídají jednotlivým charakteristickým impedancím. K jejich výpočtu je nutné znát několik základních parametrů, které mají na výpočet vliv. Ty jsou umístěny v tabulce 6.1 (význam jednotlivých symbolů objasňuje obrázek 5.12 a v závorkách jsou uvedeny symboly používané v programu TXLINE).  $Z_0$  je charakteristická impedance přírodního vedení a  $Z_2$ ,  $Z_3$  jsou charakteristické impedance čtvrtvlnných transformátorů Wilkinsonova děliče výkonu.

**Tabulka 6.1 - Vstupní hodnoty**

$t$ (T) [mm]	1
$h$ (B) [mm]	7
$\epsilon_r$	1
$f$ [GHz]	2,8
$\text{tg } \delta$	0
$\sigma$ [S.m-1]	$5,88 \cdot 10^7$
$Z_0$ [ $\Omega$ ]	50
$Z_2 = Z_3$ [ $\Omega$ ]	70,7

Po dosazení vstupních hodnot do programu TXLINE<sup>2</sup> (sejmuté okno programu při výpočtu šířky pásku pro  $Z_0$  je na obrázku 6.2) jsem obdržel šířky pásků pro jednotlivé úseky vedení (viz tabulka 6.2). Jak již bylo zmíněno v kapitole 5.2.6, tloušťka substrátu se do výpočtu nezahrnuje a používá se výpočet pro páskové vedení. V dalším se ukáže, že tato úvaha plně neodpovídá skutečnosti a bude potřeba udělat několik korekcí.



**Obr. 6.2 - Výpočet šířky pásku v programu TXLINE od firmy AWR**

<sup>2</sup>volně ke stažení z: <http://web.awrcorp.com/Usa/Products/Optional-Products/TX-Line/> (ke dni 18.7.2012)

**Tabulka 6.2 - Vypočítané šířky pásků jednotlivých vedení**

$w_{50}$ [mm]	7,485
$w_{70,7}$ [mm]	4,21

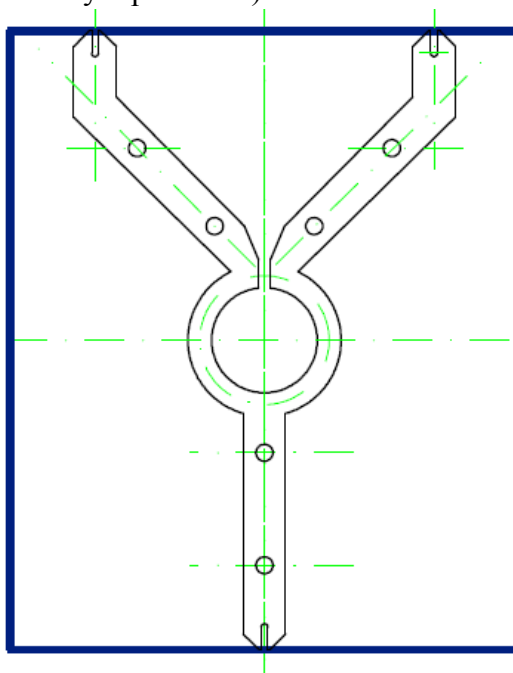
**Tabulka 6.3 - Vlnové délky pro jednotlivé kmitočty**

$f$ [GHz]	$\lambda_g$ [mm]
2,15	139,43
2,8	107,069

V tabulce 6.3 jsou uvedeny střední vlnové délky elektromagnetické vlny šířící se páskovým vedením ( $\lambda_g$ ), odpovídající středním kmitočtům obou vertikálních rozvodů, které jsou v tabulce taktéž uvedeny. Střední vlnová délka elektromagnetické vlny šířící se volným prostorem a střední vlnová délka šířící se páskovým jsou stejné.

### 6.1.2 Návrh děliče

Základní tvar navrhovaných děličů je na obrázku 6.3 (kompletní výkresy navržených děličů jsou umístěny v příloze A).

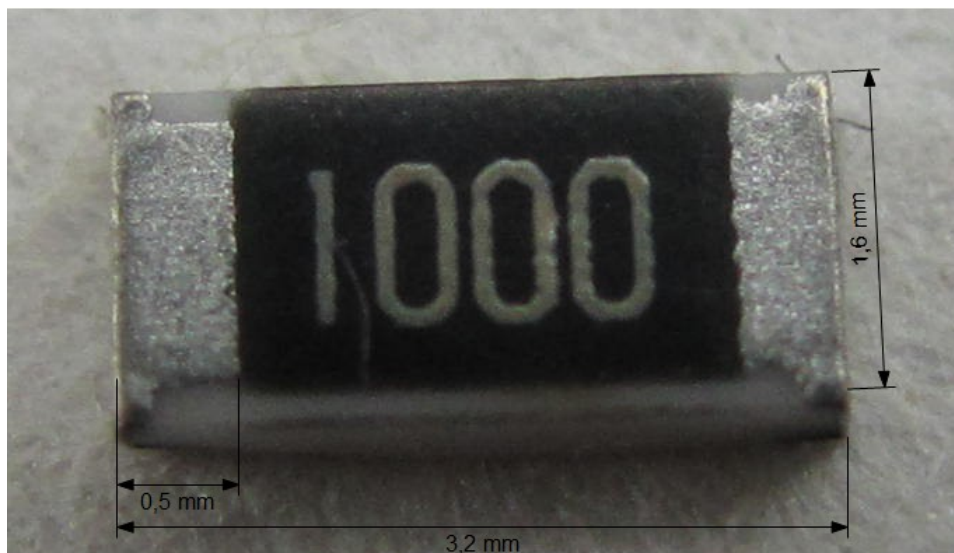


**Obr. 6.3 - Základní tvar mnou navrženého Wilkinsonova děliče výkonu**

Abych mohl ověřit očekávané parametry Wilkinsonova děliče výkonu (tedy: rovnoměrný dělicí poměr, shodnost fází obou ramen, izolaci mezi branami 2 a 3 a nízké odrazy všech bran), bylo nutné navrhnout velikost všech DPS stejně (aby se muselo vyrobit co nejméně kovových krytů). DPS jsou tedy dvou velikostí, protože potřebuji měřit Wilkinsonovy děliče výkonu, jak s přímými vývody, tak s vývody bočními. DPS s přímými vývody má velikost 120 x 110 (šířka x výška) a pro boční vývody je velikost 90 x 110 mm.

Čtvrtvlnné úseky vedení mohou být zahnuté různě, ovšem musí být navrženy tak, aby se mezi ně dal umístit a zapájet rezistor. Jelikož je kvůli potlačení parazitních kapacit a

indukčností použit SMD rezistor (rozměry rezistoru jsou okótovány na obrázku 6.4), splňuje nejlépe tuto podmínku kružnice. Dva čtvrtvlnné úseky vedení tvoří jeden půlvlnný úsek. Polovina střední vlnové délky tvoří obvod celého kruhu. Jelikož se mezerou mezi čtvrtvlnnými úseky obvod kružnice zkrátí, přičítám k němu délku mezery, tedy 2,2 mm. Z obvodu kruhu lze pak jednoduše vypočítat střední průměr kružnice.



Obr. 6.4 - SMD rezistor v pouzdře 1206

Všechny děliče jsem navrhoval ve volně šiřitelném programu LibreCAD<sup>3</sup>, který je plnohodnotnou náhradou programu AutoCAD.

Při návrhu děliče jsem nejprve kreslil osy, kolem os jsem pak rozmístil rovnoběžky tak, aby šířky pásků odpovídaly charakteristickým impedancím  $Z_0$ ,  $Z_2$  ( $Z_3$ ). Aby se speciálním zavěšeným páskovým vedením nešířily různé vidy (které mohou vzniknout kombinací sudého a lichého vidu), je nutné spojit mezi sebou měděné fólie prokovenými otvory. Ty jsou rozmístěny pouze v širších páscích (tedy části vedení odpovídající  $Z_0$ ) a zajišťují tak pouze šíření sudého vidu (oba pásy mají stejný potenciál). Ve spojnicí čtvrtvlnného transformátoru a výstupního ramena je výstupní rameno zkoseno (tím se sníží vliv kapacity vznikající na rozích pásků). Osy výstupních ramen vycházejí ze středu kružnice pod úhlem  $45^\circ$  a pokračují až do průsečíku s osami svislými, které jsou rozmístěny 60 mm od sebe, což odpovídá rozteči jednotlivých horizontálních řad. Aby byla DPS připravena na osazení SMA konektory, mají všechny brány vyříznuté otvory pro vložení SMA konektorů a jejich následného zapájení.

### 6.1.3 Výroba

Fakulta elektrotechniky a informatiky zatím nemá výrobní prostředky k zhotovování DPS přímo, proto byly posílány do firmy T-CZ, a.s. První návrhy byly odesílány pouze ve formátu *dxf* (formát autoCAD) a až později byly návrhy děličů odesílány formou gerber dat s doplňujícím výkresem, kde byly zakótovány pozice prokovených otvorů a pozice děliče na desce plošného spoje (generování gerber dat je totiž jednou z mnoha funkcí CST studia, se kterým jsem se seznámil až po několika navržených děličích).

<sup>3</sup>volně ke stažení z: <http://librecad.org/cms/home.html> (ke dni 20.7.2012)

#### 6.1.4 Měření

O měření rozptylových parametrů bylo již psáno v kapitole 5.3.2. Měření probíhalo ve výzkumné laboratoři rádiových komunikací FEI Univerzity Pardubice a proběhlo i několik srovnávacích měření ve firmě T-CZ, a.s (výsledky z obou pracovišť byly podobné).

Obrázek 6.5 zachycuje měření Wilkinsonova děliče výkonu v univerzitní laboratoři. Je zde vidět vektorový analyzátor FSH4 při měření parametru odrazu jednoho z ramen Wilkinsonova děliče výkonu realizovaného na oboustranném zavěšeném páskovém vedení.



Obr. 6.5 - Měřicí pracoviště při měření Wilkinsonova děliče výkonu

Přizpůsobený bezeztrátový dvoucestný symetrický Wilkinsonův dělič výkonu má nulové odrazy od všech bran a má nulový přenos mezi branami 2 a 3. Skutečný přizpůsobený dvoucestný symetrický Wilkinsonův dělič ovšem nějaké ztráty má, a ani odrazy od bran a izolace mezi branami 2 a 3 nejsou nulové. Je zde ovšem snaha o dosažení nízkých odrazů (nízkých znamená úroveň odrazů alespoň pod -20 dB) od jednotlivých bran a dobré izolace mezi branami 2 a 3. Perfektně navržený Wilkinsonův dělič výkonu by navíc měl mít na středním kmitočtu optimum (platí jak pro odrazy od jednotlivých bran, tak pro izolaci mezi branami 2 a 3).

#### 6.1.5 Zhodnocení výsledků, úpravy, korekce

V příloze A jsou všechny výkresy navržených děličů. Razítko v pravém spodním rohu udává název děliče, pod stejným názvem jsou pak umístěny grafické výsledky měření, v příloze B.

Nejprve jsem navrhl děliče s přímými rameny (výkresy: Vysílač - A a 1. MO - A), které budou tvořit výstupy vertikálního rozvodu kontrolního signálu a 1. MO. Současně s nimi jsem navrhl i dělič se vzájemně různě dlouhými rameny pro ověření závislosti fázového posuvu na délce vedení (výkres Vysílač - B) a dělič 1. MO s výstupními rameny zahnutými do boku (1. MO - B).

Ukázalo se, že oba děliče vysílače nevycházejí podle představ. Ačkoliv se děliče liší pouze tvarem, délkou výstupních ramen a posunem středu kružnice, úroveň odrazů od brány 1 obou děličů vysílače je dost odlišná (viz tabulka 6.4). Na rozsahu měřených



kmitočtů (2,2 - 3,4 GHz) není vidět žádné výrazné minimum. Úrovně odrazů od bran 2 a 3 jsou přibližně stejné, ale také nízké. Stejně je tomu i s izolacemi mezi branami 2 a 3.

**Tabulka 6.4 - Naměřené výsledky prvních vzorků děličů vysílače a 1. MO**

Vysílač - A									
frekvence	S11	S22	S33	S12		S13		S23	
[GHz]		[dB]		[dB]	[stupně]	[dB]	[stupně]	[dB]	[stupně]
2,7	-12,64	-20,84	-20,45	-3,45	176	-3,4	176	-17,4	92,7
2,9	-12,66	-19,93	-19,64	-3,52	135	-3,48	135	-18,6	21,2

Vysílač - B									
frekvence	S11	S22	S33	S12		S13		S23	
[GHz]		[dB]		[dB]	[stupně]	[dB]	[stupně]	[dB]	[stupně]
2,7	-22,6	-20,9	-20,3	-3,35	149	-3,66	133	-19,4	-23,4
2,9	-22,7	-19,3	-22,6	-3,58	105	-3,68	64,7	-20,6	-115

1. MO - A									
frekvence	S11	S22	S33	S12		S13		S23	
[GHz]		[dB]		[dB]	[stupně]	[dB]	[stupně]	[dB]	[stupně]
2,05	-29,42	-22,54	-18,68	-3,43	-59	-3,4	-59,4	-22,3	-97,9
2,25	-23,08	-28,49	-21,93	-3,47	-102	-3,42	-103	-24,2	-170

1. MO - B									
frekvence	S11	S22	S33	S12		S13		S23	
[GHz]		[dB]		[dB]	[stupně]	[dB]	[stupně]	[dB]	[stupně]
2,05	-27,24	-20,45	-20,84	-3,44	-51,3	-3,41	-51,6	-20,9	-91,4
2,25	-23,93	-22,53	-23,04	-3,36	-93,9	-3,36	-94,7	-22,7	-162

Amplitudový dělicí poměr Wilkinsonova děliče výkonu by měl ideálně být -3 dB na obou ramenech (odpovídá polovině vstupního výkonu). Při měření se tato skutečnost potvrdila, útlum je zde ovšem trochu větší (přibližně o 0,4 dB na ramenech všech děličů). To je způsobeno přídavným útlumem v děliči a útlumem konektorů děliče.

Obě ramena symetrického Wilkinsonova děliče by měla mít stejný fázový posuv vůči signálu na vstupu (jednotlivá ramena vůči sobě nulový). Měřením jsem zjistil, že tomu tak skutečně je, maximální rozdíl fází na obou ramenech je 0,4 ° u symetrických děličů. Dělič s rozdílnou fází signálů mezi oběma rameny má mít fázový rozdíl mezi signály obou ramen 14,7 °. Měřením jsem zjistil, že na kmitočtu 2,7 GHz je fázový rozdíl signálů 16 °, ovšem na kmitočtu 2,9 GHz už je to 40,3 °. U ostatních děličů se fázový rozdíl signálů jednotlivých ramen v závislosti na kmitočtu uplatňuje v řádu desetin stupňů, problém bude zřejmě v ohybech prodlouženého ramena děliče Vysílač - B.

Děliče pro 1. MO vyšly celkově lépe, přitom se liší pouze délkou čtvrtvlnných úseků vedení (tedy průměrem kružnice, která byl počítán stejným způsobem, jako pro děliče vysílače). Grafické průběhy odrazů  $|S_{11}|$  mají výrazná minima a tato minima jsou posunuta od středního kmitočtu přibližně o 80 MHz. Odrazy  $|S_{22}|$  a  $|S_{33}|$  mají také minima, ovšem již ne tak výrazná, jako tomu je u odrazů  $|S_{11}|$  obou děličů 1. MO.

### 6.1.5.1 Závěr měření 1 a z toho vyplývající úpravy-Vysílač - C

Měření prvních zkonstruovaných symetrických Wilkinsonových děličů výkonu ukázalo, že dělicí poměry jsou přijatelné. Ovšem odrazy jednotlivých bran a izolace mezi výstupními rameny je nízká, dále je z měření vidět závislost odrazů jednotlivých bran na nějaké neznámé veličině (může na to mít vliv změna tvaru ramen, nebo posunutí středu kružnice). Aby se tato závislost dokázala, popřípadě vyvrátila, navrhl jsem ještě jeden



symetrický Wilkinsonův dělič výkonu (Vysílač - C), který má také přímá ramena, ale dvakrát zahnutá (jednou o 45 ° a podruhé o 90 °) a posunutý střed.

**Tabulka 6.5 - Porovnání děličů vysílače s přímými výstupními rameny (jen jiným tvarem)**

Vysílač - A								
frekvence	S11	S22	S33	S12		S13		S23
[GHz]	[dB]			[dB]	[stupně]	[dB]	[stupně]	[dB]
2,7	-12,64	-20,84	-20,45	-3,45	176	-3,4	176	-17,4
2,9	-12,66	-19,93	-19,64	-3,52	135	-3,48	135	-18,6

Vysílač - C								
frekvence	S11	S22	S33	S12		S13		S23
[GHz]	[dB]			[dB]	[stupně]	[dB]	[stupně]	[dB]
2,7	-21,93	-21,56	-19,52	-3,23	157,51	-3,33	158,42	-18,61
2,9	-42,57	-21,8	-21,11	-3,19	115,07	-3,37	116,18	-19,76

Už při letmém pohledu na grafické výsledky (v příloze B) i při pohledu do tabulky 6.5, je patrné, že tu nějaká závislost je. Odraz  $|S_{11}|$  dosahuje výrazného minima a útlumu, který je také dostatečně nízký. Minimum je posunutě od středu o přibližně 100 MHz. Izolace mezi rameny se zlepšila přibližně o 1 dB, což je nedostatečné a ani odrazy  $|S_{22}|$  a  $|S_{33}|$  se nijak výrazně nezlepšily.

#### 6.1.5.2 Závěr měření 2 a z toho plynoucí úpravy-Vysílač D a E

Tímto krokem se potvrdila závislost odrazu  $|S_{11}|$ , nyní zbývá zjistit, zda je to závislost na změně vstupních ramen, nebo na pozici středu (ani jedno ovšem není žádoucí a po zjištění příčiny této závislosti bude potřeba udělat nějaké korekce, jejichž cílem bude odstranit tuto nechtěnou závislost).

Dělič Vysílač - D je stejný jako dělič Vysílač - A, jen má posunutý střed. Výsledky by tedy měly být podobné. Vysílač - E má střed umístěn stejně jako Vysílač - A a ramena má zahnutá jako Vysílač - C.

**Tabulka 6.6 - Výsledky měření děličů: Vysílač - D a E**

Vysílač - D								
frekvence	S11	S22	S33	S12		S13		S23
[GHz]	[dB]			[dB]	[stupně]	[dB]	[stupně]	[dB]
2,7	-15,32	-25,12	-25,17	-3,37	178	-3,6	178,08	-17,98
2,9	-18,25	-28,03	-25,82	-3,28	137,59	-3,32	138,36	-19,33

Vysílač - E								
frekvence	S11	S22	S33	S12		S13		S23
[GHz]	[dB]			[dB]	[stupně]	[dB]	[stupně]	[dB]
2,7	-16,95	-31,49	-26,28	-3,29	154,68	-3,32	154,87	-16,12
2,9	-17,04	-24,78	-21,28	-3,27	112,68	-3,25	112,13	-18,01

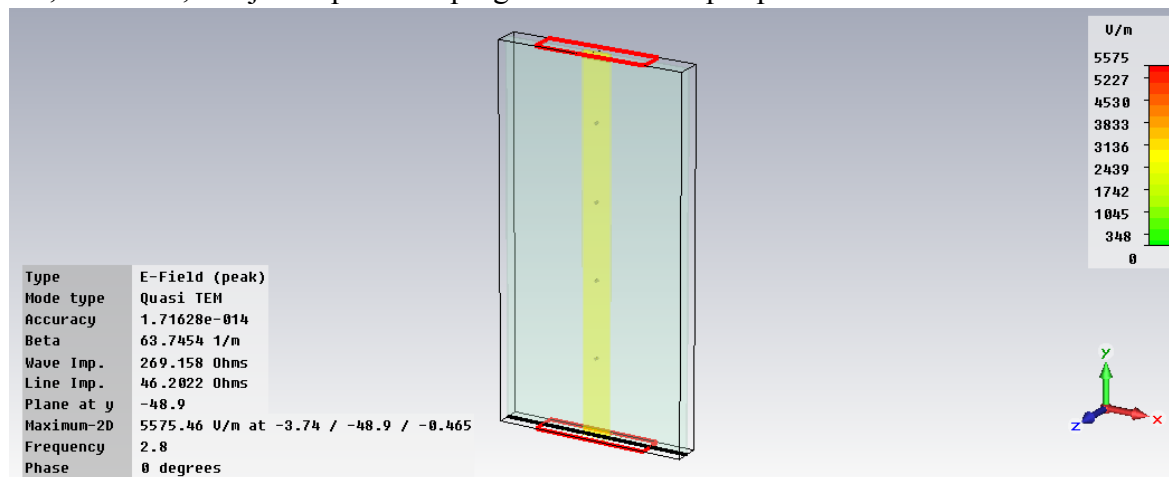
Při posunutí středu (případ děliče Vysílač - D) se grafické průběhy odrazů od všech bran (tedy  $|S_{11}|$ ,  $|S_{22}|$  i  $|S_{33}|$ ) podobají, jen dosahují nižších útlumů. To ovšem není dobře, protože se změnila pouze pozice středu kruhu a výsledky by měly být podobné.

Změnou tvaru výstupních ramen (případ děliče Vysílač - E) se dosáhne opět jiných výsledků, takže změna tvaru ramen, při neměnné pozici středu kružnice má také vliv na odrazy od jednotlivých bran. Na grafických průbězích se to projevuje hlavně jedním minimem, což je výsledek odpovídající spíše děliči Vysílač - C, než-li děliči Vysílač - A.

### 6.1.5.3 Korekce získané simulací v CST Microwave studio

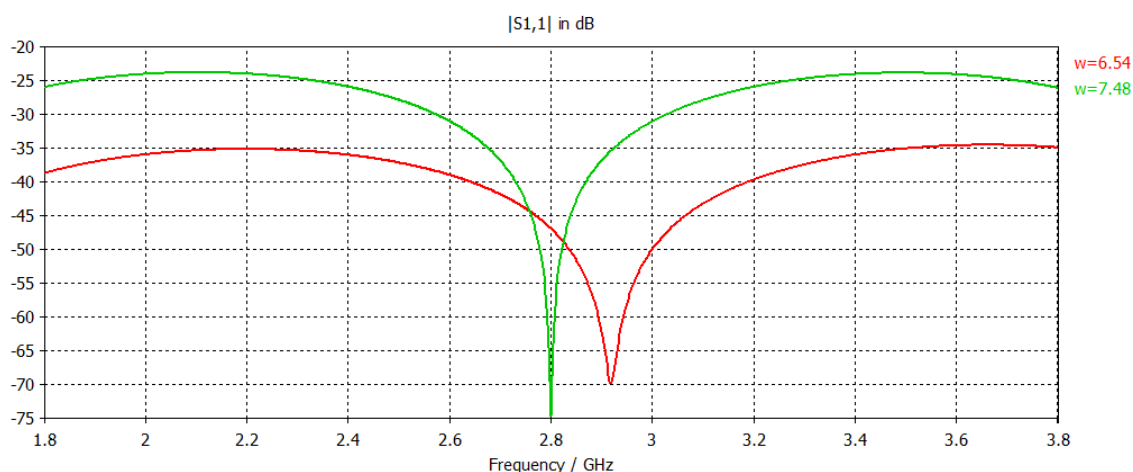
#### Šířky pásků a vlnová délka ve vedení

Při hledání příčiny závislosti odrazů od jednotlivých bran na posunutí středu a změně ramen jsem namodeloval dělič Vysílač - A a výsledky získané simulací byly podobné výsledkům získaným měřením. Všiml jsem si však skutečnosti, že CST Microwave studio dokáže vypočítat charakteristickou impedanci obvodu. Proto jsem zkusil namodelovat strukturu oboustranného zavěšeného páskového vedení (obrázek 6.6) a nechal CST Microwave studio spočítat charakteristickou impedanci, která vyšla  $46,2 \Omega$ . To je o  $3,8 \Omega$  méně, než jsem spočítal v programu TXLINE pro páskovou strukturu.



Obr. 6.6 - Model oboustranného zavěšeného páskového vedení v CST Microwave studio

Změnou šířky pásku jsem se dostal k charakteristické impedanci  $50,05 \Omega$ , což už je dostatečně přesná hodnota a odpovídá jí šířka pásku  $6,54 \text{ mm}$ . Stejným postupem jsem pokračoval i u čtvrtvlnného vedení s charakteristickou impedancí  $70,7 \Omega$  a dostal jsem se k šířce pásku  $2,87 \text{ mm}$ .



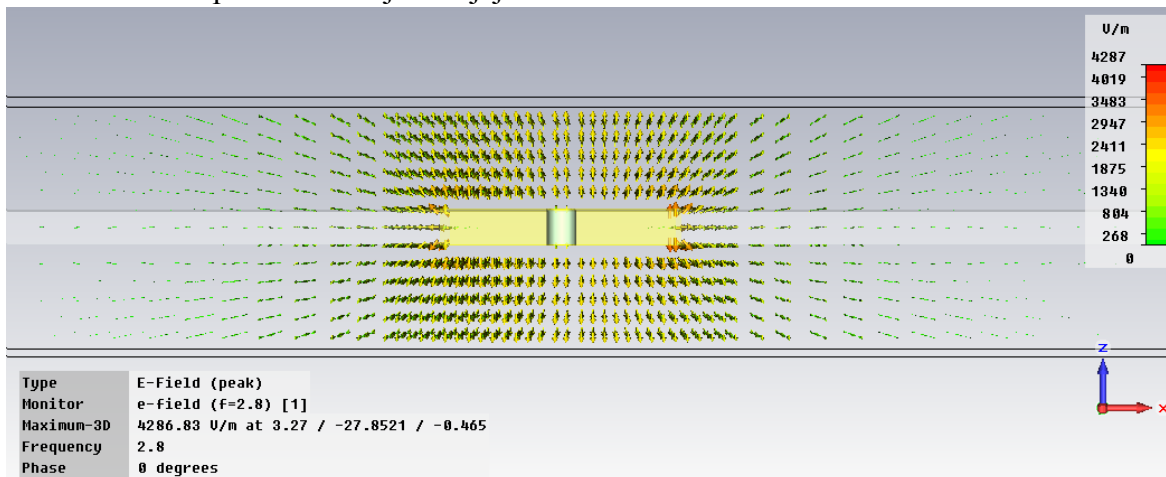
Obr. 6.7 - Srovnání parametru  $|S_{11}|$  před a po optimalizaci

Obrázek 6.7 srovnává parametr  $|S_{11}|$ . Je vidět, že úroveň odrazů před optimalizací šířky pásku má v maximech přes  $-25 \text{ dB}$  útlumu, zatímco po optimalizaci je úroveň odrazů pod  $-35 \text{ dB}$ .

Ze zmíněného ovšem vyplývá, že substrát oboustranného zavěšeného páskového vedení ovlivňuje elektromagnetické pole (že je tomu opravdu tak, dokazuje obrázek 6.8,

kde je vidět intenzita elektrického pole, která prochází skrz substrát), proto musí ovlivňovat i vlnovou délku ve vedení.

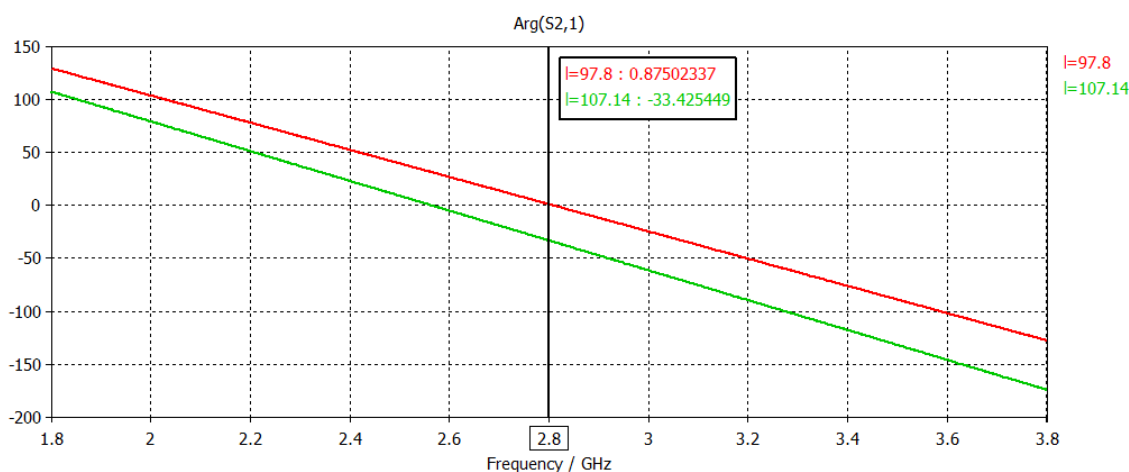
Největší intenzita elektrického pole je v okolí pásků. Intenzita elektrického pole v substrátu mezi pásky je nulová. Největší intenzity elektrického pole se dosahuje v blízkosti hran pásků a snižuje se s jejich rostoucí vzdáleností.



**Obr. 6.8 - Intenzita elektrického pole (příčný řez oboustranným zavěšeným páskovým vedením)**

Pro střední vlnovou délku vertikálního rozvodu vysílače, tedy 107,069 mm, vyšla vypočítaná vlnová délka v páskovém vedení (programem TXLINE) stejně, jako kdyby se elektromagnetická vlna šířila ve vzduchu. Když se vedení o této délce odsimuluje, vyjde fáze vedení  $360 + 33,42^\circ$ . Vedení je delší, než vlnová délka, elektrická délka se tedy musí o  $33,42^\circ$  zkrátit. Optimalizací délky vedení jsem zjistil, že je vlnová délka vedení rovna 97,8 mm. Tabulky 6.7 a 6.8 shrnují uvedené skutečnosti.

Optimalizace střední vlnové délky vertikálního rozvodu 1. MO není potřeba, protože se bude průměr kružnice optimalizovat jako celý dělič. U vertikálního rozvodu vysílače to však má vliv, protože se zde z vlnové délky ve vedení vypočítává délka ramen jednotlivých děličů, pro patřičné fázové posuvy signálů, šířících se mezi nimi.



**Obr. 6.9 - Srovnání fáze před a po optimalizaci střední vlnové délky**

**Tabulka 6.7 - Srovnání vypočítaných šířek pásků s odsimulovanými**

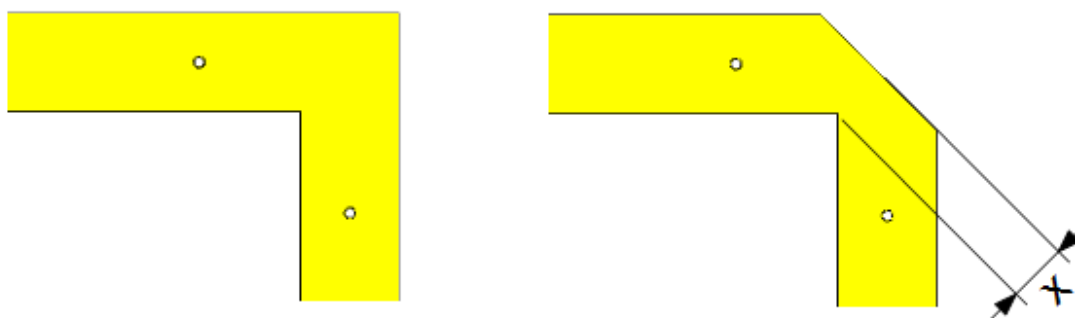
	výpočet	simulace
$w_{50}$ [mm]	7,485	6,54
$w_{70,7}$ [mm]	4,21	2,87

**Tabulka 6.8 - Srovnání vypočítaných vlnových délek s odsimulovanými**

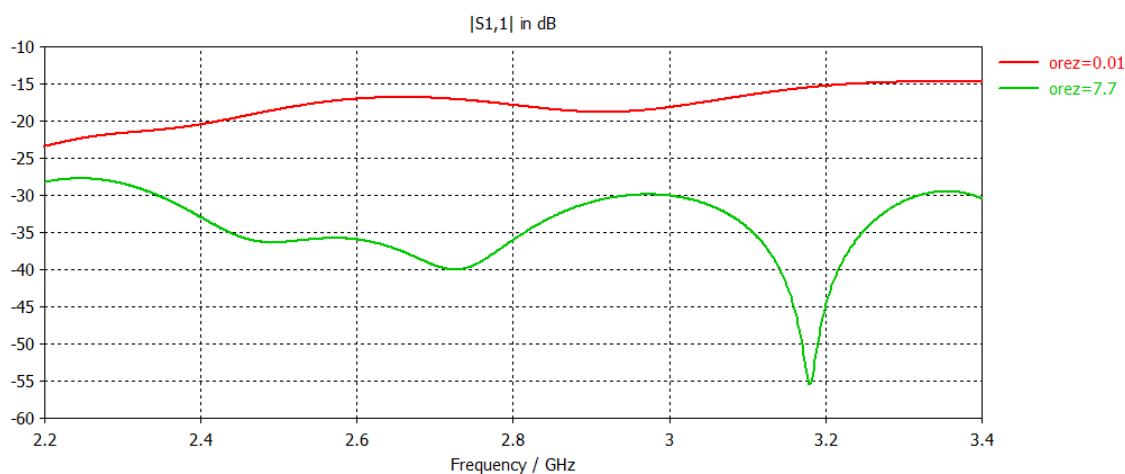
	výpočet	simulace
	$\lambda_g$ [mm]	$\lambda_g$ [mm]
2,8 GHz	107,069	97,8

### Vliv zkosení pásku při 90° ohybu

Při pravouhlém ohybu oboustranného zavěšeného páskového vedení (obrázek 6.10) vzniká na rohu kapacita, kde se zvětšuje intenzita elektrického pole (viz obrázek 6.12) a tím se mění charakteristická impedance vedení. Pokud se roh vzniklý pravouhlým ohybem vhodně zkosí, pak pravouhlý ohyb ovlivní charakteristickou impedanci vedení pouze nepatrně. Nejlepších výsledků bylo dosaženo při zkosení  $x = 3,8$  mm, kde význam proměnné  $x$  je patrný z obrázku 6.10.

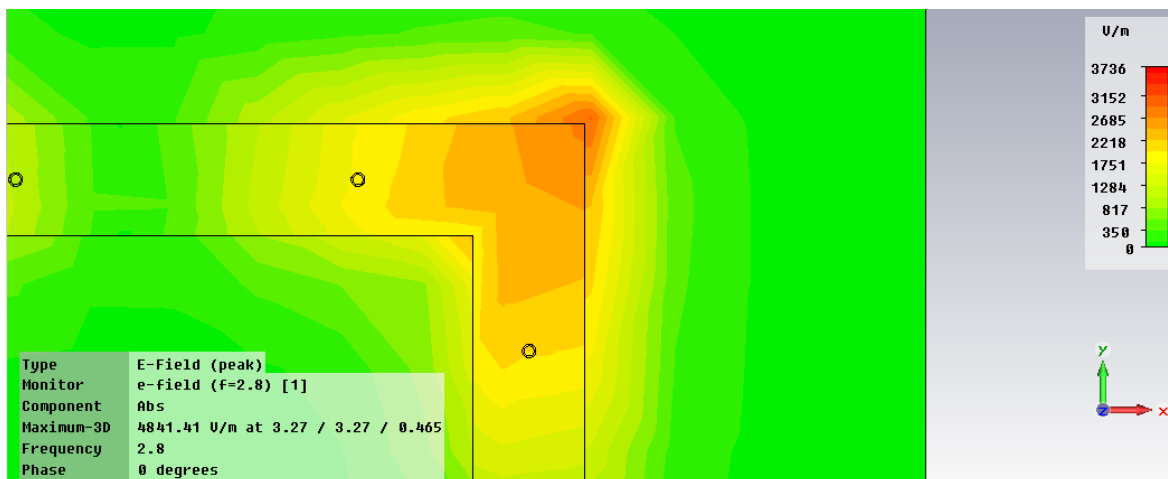


**Obr. 6.10 - Pravouhlý ohyb na oboustranném zavěšeném páskovém vedení**



**Obr. 6.11 - Srovnání odrazů |S11| před a po zkosení**

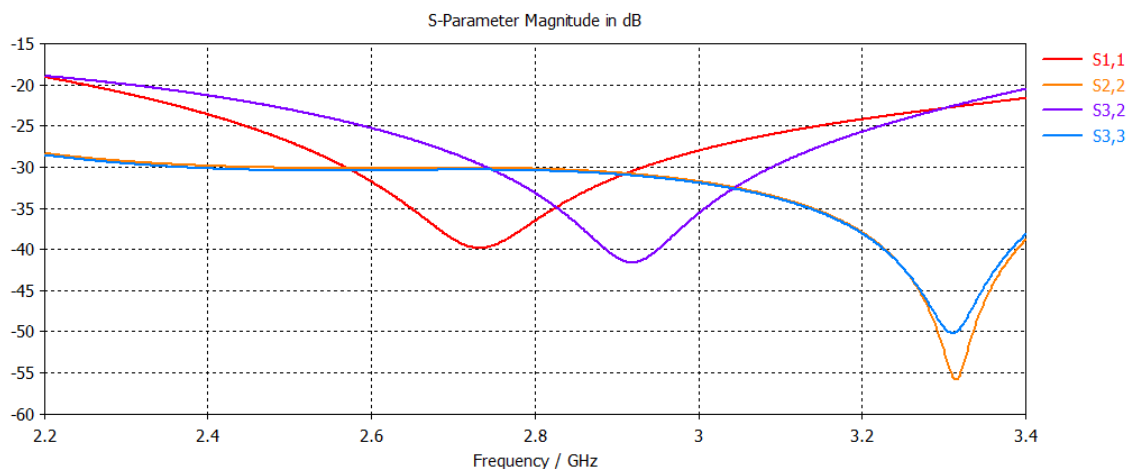
Odrazy od brány 1 jsou na obrázku 6.11 a je vidět, že bez zkosení rohu vzniklého pravoúhlým ohybem dosahují vysokých hodnot (kolem -15 dB v maximech), zatímco po vhodném zkosení se odrazy pohybují pod hranicí -30 dB



Obr. 6.12 - Absolutní intenzita elektrického pole na pravoúhlém ohybu

### Aplikace korekcí na děliči vysílače a 1. MO

Po překreslení děličů výkonu do CST Microwave studio, aplikaci uvedených korekcí a provedených simulací jsou výsledky mnohem lepší (viz obrázek 6.13).

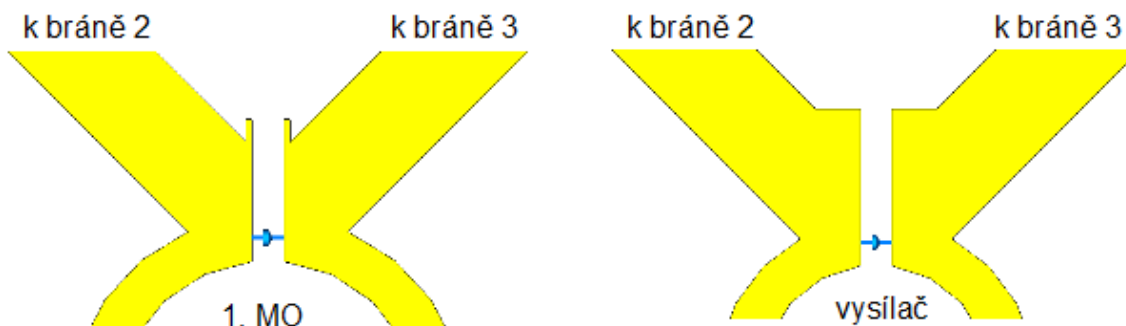


Obr. 6.13 - Výsledky simulace po aplikaci změnách šířek pásků na děliči Vysílač - A

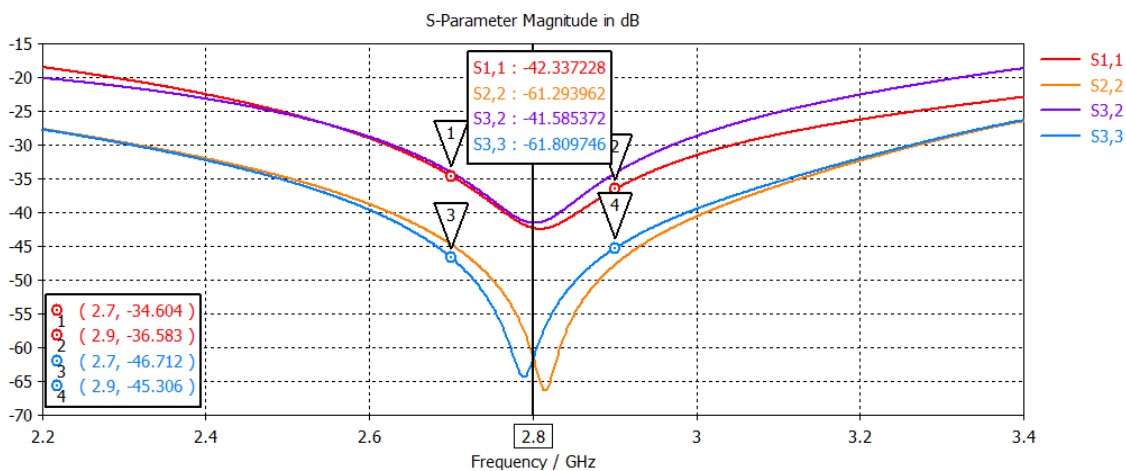
Při pohledu na parametr  $|S_{11}|$  se čtvrtvlnný úsek vedení jeví jako delší, naopak pro odrazy od výstupních ramen se jeví zase jako kratší. To jsou však protichůdné požadavky. Průběhy nemají minima na středním kmitočtu 2,8 GHz, ale například odraz od brány 1 lze snadno změnou průměru kružnice na zmíněný kmitočet dostat. S minimem izolace mezi branami 2 a 3 lze také pohybovat - změnou umístění rezistoru. Jediné, s čím nelze pohnout jsou odrazy od výstupních ramen. Zprvu jsem myslel, že se zde projevují kapacity na 45° ohybech výstupních ramen, ale při několika pokusech různých zkosení se projevilo spíše odsouvání ramen ještě k vyšším kmitočtům, ne k nižším. Z toho jsem vyvodil, že se zde neprojevují parazitní kapacity, ale indukčnosti.

Zkusil jsem tedy zvýšit kapacitu v místě spojení čtvrtvlnných úseků vedení s výstupními rameny přidáním malých výstupků (zachycuje obrázek 6.14) do tohoto místa.

Výsledky se tím zlepšily, tudíž jsem pokračoval v optimalizaci těchto výstupků a došel jsem k průběhům zobrazeným na obrázku 6.15.



Obr. 6.14 - Ukázka přidání výstupků (optimalizované rozměry) vlevo dělič pro vertikální rozvod 1. MO, vpravo dělič pro vertikální rozvod vysílače



Obr. 6.15 - Výsledky simulace po přidání výstupků (model Vysílač - A)

Zde jsou již minima odrazů od všech bran a izolace mezi branami 2 a 3 umístěné na středním kmotočtu, všechny parametry dosahují výborných útlumů. Pro dělič 1. MO bylo nutné postupovat stejným postupem. Rozměry výstupků bylo nutno optimalizovat a výsledky byly obdrženy podobné, jen umístěné na středním kmotočtu vertikálního rozvodu 1. MO.

#### 6.1.5.4 Nové návrhy děličů (Vysílač - E a F)

Navržené děliče se změněnými šířkami pásků vertikálního rozvodu vysílače a 1. MO jsou opět v příloze A a výsledky jejich měření v příloze B. Dělič vertikálního rozvodu vysílače s přímými výstupními rameny s optimalizovanými šířkami pásku je na výkresu Vysílač - F, stejný dělič, jen s rameny zahnutými do boku je na výkresu Vysílač - G. Dělič vertikálního rozvodu 1. MO s přímými rameny je na výkresu 1. MO - C a dělič s bočními rameny je na výkresu 1. MO - D.

Pokud se porovnají výsledky simulací děličů vertikálního rozvodu vysílače s výsledky naměřenými, pak je na první pohled patrné, že nejsou stejné. Minima jednotlivých odrazů nejsou umístěna na středním kmotočtu, ale jsou posunutá (platí pro Vysílač - F i G).

Pokud se porovnají výsledky měření děliče Vysílač - A a děliče Vysílač - F a G mají děliče Vysílač - F a G nižší úroveň odrazů od brány všech bran i izolaci mezi

branami 2 a 3. U všech zmíněných průběhů jsou vidět minima, která nejsou přesně na středním kmitočtu. Podobné závěry se dají vyvodit i pro děliče 1. MO.

Tuto neshodu mezi simulací a měřením jsem dále zkoumal, aby se vyloučilo, že nejde o chybu měření. Proto jsem provedl několik srovnávacích měření na dalším vektorovém analyzátoru FSH8, které potvrdily platnost výsledků prvně naměřených.

Dále jsem vyzkoušel závislost měření na použité velikosti pouzdra SMD rezistoru. Zkoušel jsem dvě velikosti a to 0805 a 1206. Výsledky byly hodně podobné, nepatrně lépe vycházely výsledky pro velikost pouzdra 1206 (úroveň útlumu byla stejná, nebo nižší až o 2 dB).

Poslední ze srovnávacích měření spočívalo v umístění rezistoru z obou stran DPS. Bylo nutné použít rezistor o dvojnásobném odporu, než když je rezistor jen z jedné strany, tedy 200  $\Omega$ . Teoreticky by měly být výsledky stejné, nebo lepší. Prakticky však byly horší. Proč, tomu tak je, jsem nezjistil. Zkoušel jsem, zda při měření nedochází k deformaci DPS (a tím k přibližování DPS k jedné zemnicí rovině, na úkor druhé) rozmístěním distančních podložek z obou stran mezi DPS a zemnicími rovinami. Výsledky však vyšly stejně, nezaznamenal jsem jakýkoliv vliv na výsledky měření.

Výsledky nejsou ideální, ale špatné také nejsou. Odrazy od všech bran a izolace mezi výstupními branami jsou pod -20 dB (to znamená 100 krát menší než signál vstupní, což by mělo být pro vstupní výkony z tabulky 5.1 dostačující), dělicí poměr mezi jednotlivými rameny je rovnoměrný, fázový rozdíl mezi signály na výstupních ramenech je stejný, takže tyto děliče použiji pro návrh celých vertikálních rozvodů vysílače a 1. MO.

## 6.2 Děliče pro vertikální rozvody 2. MO

Návrh děličů pro vertikální rozvod 2. MO probíhal opět podle vývojového diagramu na obrázku 6.1. Dělič je zhotoven na substrátu FR4, z jedné strany je vodivý obrazec, ze strany druhé je měděná fólie, která zde slouží jako zemnicí rovina. Vstupní hodnoty pro výpočet šířek pásků mikropáskového vedení je v tabulce 6.9 a význam jednotlivých veličin objasňuje obrázek 5.9 (v závorkách jsou tyto veličiny označeny dle značení v programu TXLINE, kde také byly šířky pásků počítány).

**Tabulka 6.9 - Vstupní hodnoty**

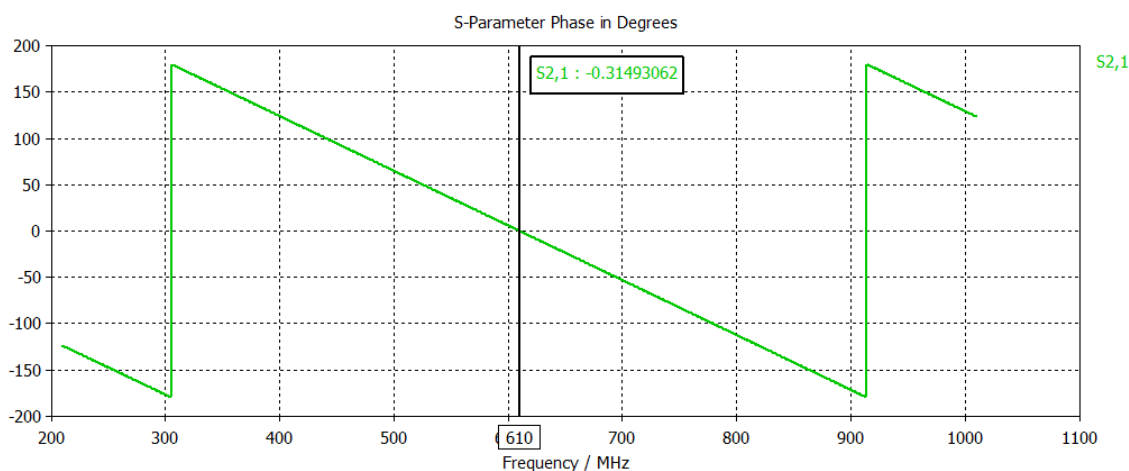
$t (T)$ [mm]	0,035
$h (H)$ [mm]	1
$\epsilon_r$	4,3
$f$ [GHz]	2,8
$\text{tg } \delta$	0,025
$\sigma$ [S.m-1]	$5,88 \cdot 10^7$
$Z_0$ [ $\Omega$ ]	50
$Z_2 = Z_3$ [ $\Omega$ ]	70,7

Jelikož jsem děliče pro tento rozvod navrhoval až jako poslední, využil jsem již nabytých znalostí v CST Microwave studio a rovnou jsem optimalizoval šířky pásku (korekce byla potřeba jen nepatrná, viz tabulka 6.10, protože na tuto strukturu existují

přesné vztahy) jednotlivých vedení. Dále jsem ověřoval, zda vypočítaná vlnová délka ve vedení programem TXLINE je shodná s vlnovou délkou v CST Microwave studio a opravdu je tomu tak (fáze vedení o délce  $\lambda_g$  je na obrázku 6.16, ideálně by měla být nulová, od této hodnoty se fáze odchyľuje o  $0,31^\circ$ , což je přijatelné).

**Tabulka 6.10 - Srovnání vypočítaných šířek pásků s odsimulovanými**

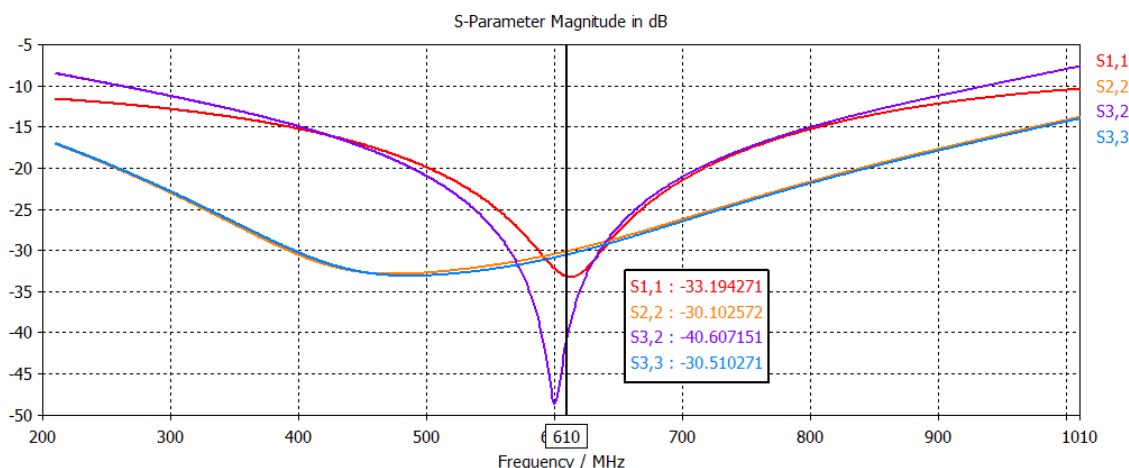
	výpočet	simulace
$w_{50}$ [mm]	1,9	1,82
$w_{70,7}$ [mm]	0,99	0,9



**Obr. 6.16 - Fáze vedení o délce  $\lambda_g$  (získána z programu TXLINE)**

Děliče výkonu jsem také nejprve optimalizoval a po dosažení dobrých simulačních výsledků jsem je nechal vyrobit. Výsledné návrhy děličů jsou opět dva. Jeden dělič je navržen s přímými rameny (2. MO - A) a druhý je navržen s rameny bočními (2. MO - B).

Výsledky optimalizace děliče 2. MO - A jsou na obrázku 6.17. Opět bylo nutné posunout minima odrazů od výstupních ramen směrem k nižším kmitočtům.



**Obr. 6.17 - Výsledky simulace děliče 2. MO - A**

Na rozdíl od děličů vertikálních rozvodů vysílače a 1. MO, jsem zde nepoužíval ke zvýšení kapacity výstupky, ale zvyšování kapacity jsem dosáhl prodlužováním kružnice na úkor šířky mezery mezi čtvrtvlnnými úseky vedení.



Odraz od brány 1 je umístěn přesně na kmitočtu 610 MHz, odrazy od výstupních bran mají zvolna klesající průběhy a jejich minima jsou sice odchýlena od kmitočtu rozvodu, ale útlum v těchto minimech je asi o 3 dB nižší, než na kmitočtu vertikálního rozvodu 2. MO. Minimum průběhu izolace výstupních ramen je umístěno o 10 MHz níže, než je kmitočet rozvodu. Ještě by se s tímto minimem dalo manipulovat a to změnou pozice rezistoru, ale z praktického hlediska to nemá význam, protože ve skutečném obvodu se budou do výsledku započítávat parazitní kapacity a indukčnosti rezistoru, které se při simulaci nedají perfektně nasimulovat. Realizovaný dělič 2. MO s přímými rameny (2. MO - A) je na obrázku 6.18, kde jsou k němu připájeny SMA konektory a rezistor. Fotografii jsem pořídil před měřením tohoto děliče.



Obr. 6.18 - Dělič 2. MO s přímými rameny, realizován na mikropáskovém vedení

### 6.2.1 Vyhodnocení výsledků měření

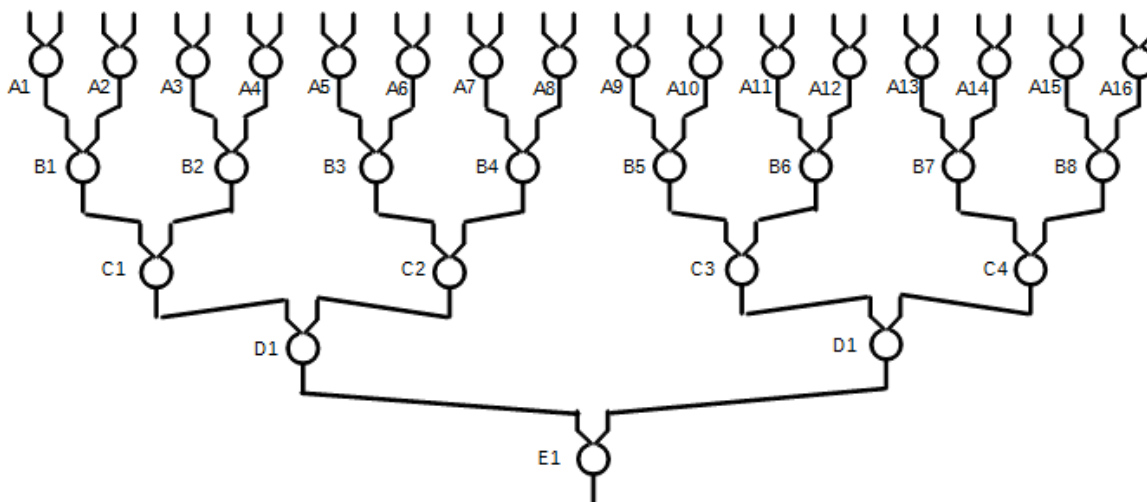
Děliče vertikálního rozvodu 2. MO vyšly velmi slušně. Výsledky se opět mírně liší od simulace, ale již ne tolik, jako tomu bylo u děličů pro vertikální rozvody 1. MO a vysílače.

Měřením jsem zjistil, že odrazy všech bran obou děličů jsou pod úrovní -27 dB, izolace mezi branami 2 a 3 je pod úrovní -26 dB. Poloha minima odrazu od první brány je odchýlena od pracovního kmitočtu vertikálního děliče 2. MO o přibližně 20 MHz pro dělič 2. MO - A a o 30 MHz pro dělič 2. MO - B. Izolace mezi výstupními branami má minimum posunutě přibližně o 40 MHz (platí pro oba děliče). To jsou ovšem nepatrná posunutí, úroveň útlumu na pracovním kmitočtu je i tak velmi nízká.

Signál, který projde vstupní branou a rozdělí se do výstupních ramen je rozdělen rovnoměrně s maximálním rozdílem přibližně jedné desetiny decibelu. To je velmi dobré. Fázové rozdíly signálu na výstupních ramenech vůči vstupu jsou maximálně 1,5 °, což je také dobré. Děliče tedy lze bez dalších úprav použít pro návrh vertikálního rozvodu 2. MO.

## 7 Návrh vertikálních rozvodů výkonu

Děliče pro všechny vertikální rozvody jsou navrženy. Nyní zbývá jednotlivé děliče propojit podle požadavků na jednotlivé rozvody. Pro další popis bude vhodné, pokud se jednotlivé děliče vertikálních rozvodů označí. Každý dělič jsem označil písmenem a číslem. Písmeno udává řadu, ve které se dělič nachází a číslo značí pořadí děliče v řadě. Takto označený rozvod je ilustrován na obrázku 7.1. Výstupy rozvodu jsou číslovány zleva doprava postupně čísla 1 až 32.



Obr. 7.1 - Označení jednotlivých děličů vertikálních rozvodů

### 7.1 Vertikální rozvod vysílače

#### 7.1.1 Přepočítání fází

Děliče je nutné mezi sebou propojit tak, aby na jednotlivých výstupech rozvodu byly požadované fáze, získané fázovou syntézou (získané fáze syntézou jsou v tabulce 4.2 a jsou také přešpané do 2. sloupce tabulky 7.1).

Z výstupních ramen jsem si zvolil jako referenční rameno 24 (dělič A12) a od ostatních ramen jsem odečetl fázi tohoto ramene. Tím jsem dostal na referenčním rameni fázi  $0^\circ$  a na ostatních ramenech fázi odpovídající fázovému rozdílu mezi příslušným ramenem a ramenem referenčním (3. sloupec tabulky 7.1). Dále jsem od 3. sloupce odečetl dvojnásobek  $360^\circ$  (odečtením jen  $360^\circ$  by některé fázové rozdíly od referenčního ramena byly kladné, což je nežádoucí, protože kladný fázový rozdíl znamená, že se rameno bude zkracovat, oproti ramenu referenčnímu), tím jsem dostal hodnoty ve 4. sloupci tabulky 7.1. V 5. sloupci jsou fáze přepočítané do  $360^\circ$ .

Každá dvojice zářičů v tabulce 7.1 jsou výstupní ramena jednoho děliče. Vzájemný fázový rozdíl děličů mezi jednotlivými rameny je v 6. sloupci. V 7. sloupci je vzájemný fázový posuv ramen jednotlivých děličů přepočítán do délky (do délky vedení, o které bude muset být vedení delší, než je délka ramena referenčního). Při tomto přepočtu byla použita vlnová délka ve vedení, tedy  $\lambda_g = 97,8$  mm. 8. sloupec zobrazuje přepočítání fázových rozdílů mezi referenčním ramenem a ostatními rameny na délku.

Fázové rozdíly mezi jednotlivými výstupy jsou realizovány rozdílnou délkou vedení. Zářiče a tedy i výstupy rozvodu jsou od sebe vzdáleny o pouhých 60 mm. Na

rozdílné délky vývodů, které lze dosáhnout vyhnutím těchto vedení z přímého směru je zde tedy velmi málo místa.

Fázové rozdíly mezi jednotlivými rameny (6. sloupec tabulky 7.1) děličů jsou až na dvojici výstupů 31 a 32 přijatelně nízké. Tato dvojice má však vzájemný fázový rozdíl příliš veliký. Levé rameno děliče A16 by muselo být prodlouženo o 71,83 mm, na což není ve vertikálním rozvodu vysílače místo. Proto jsem ručně zkoušel měnit fáze 31. a 32. zářiče (fáze ve sloupci 5 v tabulce 7.1) a sledoval, jaký vliv to bude mít na vyzařovací diagram. Po značném pokusnickém úsilí se podařilo najít fázi 32. zářiče takovou, aby byl rozdíl fází této dvojice menší a přitom anténní diagram zůstal nezměněný.

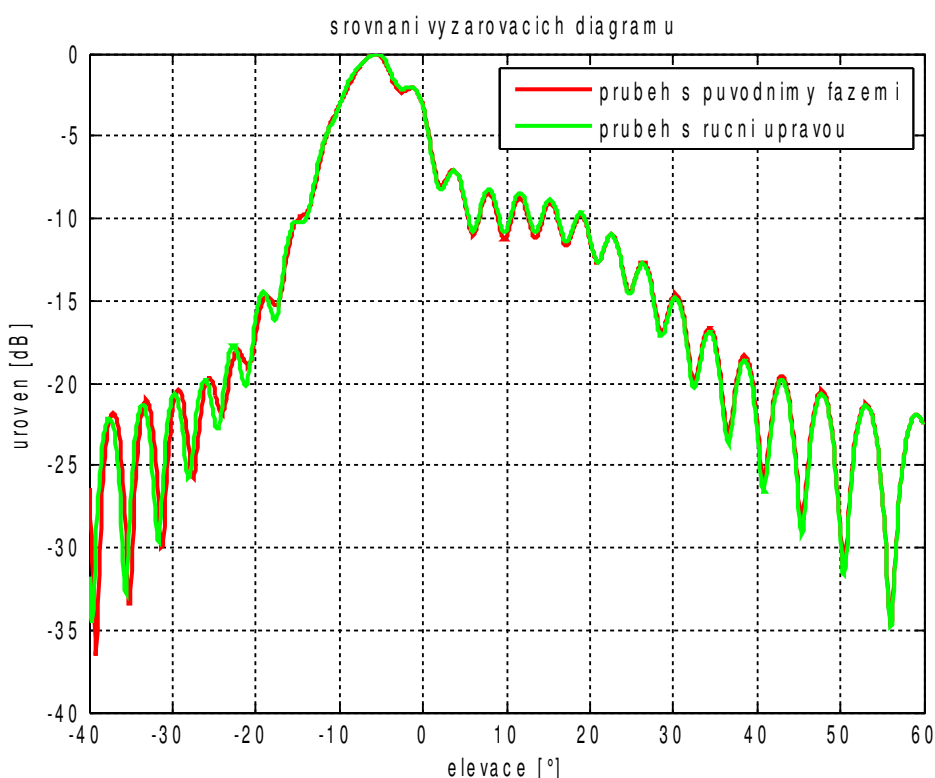
**Tabulka 7.1 - Úprava fází získaných fázovou syntézou**

zářič	fáze [°] (náklon 10°)	fáze relativní [°]	úprava [°]	do 360 [°]	vzájemné fázové rozdíly ramen [°]	vzájemné prodloužení ramen [mm]	prodloužení oproti referenčnímu ramenu $\lambda_g$ [mm]
1	29,45	578,95	-141,05	-141,05	-43,34	-11,77	-38,32
2	72,80	622,29	-97,71	-97,71			-26,54
3	114,17	663,66	-56,34	-56,34	-39,40	-10,70	-15,31
4	153,57	703,06	-16,94	-16,94			-4,60
5	-168,99	380,50	-339,50	-339,50	-35,47	-9,64	-92,23
6	-133,53	415,97	-304,03	-304,03			-82,60
7	-100,03	449,47	-270,53	-270,53	-31,53	-8,57	-73,50
8	-68,49	481,00	-239,00	-239,00			-64,93
9	-38,92	510,57	-209,43	-209,43	-27,61	-7,50	-56,89
10	-11,31	538,18	-181,82	-181,82			-49,39
11	14,34	563,83	-156,17	-156,17	-23,69	-6,44	-42,43
12	38,02	587,52	-132,48	-132,48			-35,99
13	-300,24	249,25	-470,75	-110,75	-19,78	-5,37	-30,09
14	-280,46	269,03	-450,97	-90,97			-24,71
15	-262,64	286,85	-433,15	-73,15	-15,88	-4,31	-19,87
16	-246,76	302,73	-417,27	-57,27			-15,56
17	-232,83	316,66	-403,34	-43,34	-11,99	-3,26	-11,77
18	-220,84	328,65	-391,35	-31,35			-8,52
19	-210,79	338,71	-381,29	-21,29	-8,12	-2,20	-5,79
20	-202,67	346,82	-373,18	-13,18			-3,58
21	-556,49	-7,00	-727,00	-7,00	-4,25	-1,16	-1,90
22	-552,23	-2,74	-722,74	-2,74			-0,74
23	-549,90	-0,41	-720,41	-0,41	-0,41	-0,11	-0,11
24	-549,49	0,00	0,00	0,00			0,00
25	-551,00	-1,50	-721,50	-1,50	3,42	0,93	-0,41
26	-554,41	-4,92	-724,92	-4,92			-1,34
27	-574,93	-25,44	-745,44	-25,44	37,10	10,08	-6,91
28	-612,03	-62,54	-782,54	-62,54			-16,99
29	-1025,04	-475,55	-1195,55	-115,55	68,14	18,51	-31,39
30	-1093,18	-543,69	-1263,69	-183,69			-49,90
31	-1175,55	-626,06	-1346,06	-266,06	-264,42	-71,83	-72,28
32	-1271,13	-721,64	-1441,64	-1,64			-0,45

**Tabulka 7.2 - Upravená fáze 32. zářiče**

zářič	do 360 [°]	vzájemné fázové rozdíly ramen [°]	vzájemné prodloužení ramen [mm]	prodloužení oproti referenčnímu ramenu $\lambda_g$ [mm]
31	-266,06	73,94	20,09	-72,28
32	-340,00			-92,37

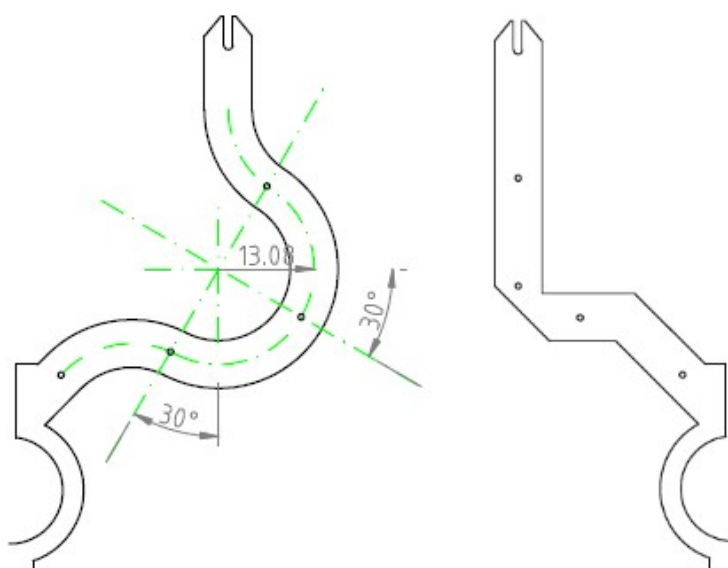
Fáze 32. zářiče, a ostatní hodnoty, které se změnou fáze 32. zářiče změnilo, jsou zachyceny v tabulce 7.2, kde již nejsou vypsány všechny zářiče, ale jen dvojice zářičů, jichž se tato změna týká.



**Obr. 7.2 - Srovnání vyzářovacích diagramů**

Porovnání vyzářovacích diagramů před a po změně fází je na obrázku 7.2. Je zcela zřejmé, že změnou fáze 32. zářiče vyzářovací diagram prakticky nedoznal žádné změny, na rozdíl od dalšího návrhu vertikálního rozvodu vysílače, který je nyní plně realizovatelný. Vzájemné fázové posuvy v ramenech každého z děličů A1-A16 nyní nejsou nijak extrémně vysoké.

Nejvyšší vzájemné prodloužení ramen všech děličů má poslední dělič A16, kde je toto prodloužení rovné 20,09 mm. Ostatní ramena mají zmíněné prodloužení nižší.



**Obr. 7.3 - Základní tvar referenčního ramena a zkrácené rameno děličů A15 a A16**

Aby se dalo snadno realizovat prodloužení výstupních ramen, zakomponoval jsem do tvaru referenčního ramena část kružnice. Změnou poloměru a změnou horizontální vzdálenosti středu kružnice se dá dosáhnout všech požadovaných fázových posuvů. Referenční rameno je zobrazeno na obrázku 7.3 vlevo.

Nutno podotknout, že vzájemným prodloužením výstupních ramen se dosáhne pouze fázového posuvu mezi rameny děliče. Menší fázové posuvy (do prodloužení ramene o 12 mm, tedy přibližně 45 °) tak udělat jdou, ale pro větší fázové posuvy je již nutné prodlužovat přívody od ramen předchozích děličů B, C, D, E (vyšší fázové posuvy jde realizovat pouze na místech, kde je mezi sousedními rameny dostatek místa, aby se vzájemně ramena neovlivňovala svým elektromagnetickým polem).

Děliče A15 a A16 mají oproti referenčnímu ramenu vždy jedno rameno kratší, než je referenční (zachyceno na obrázku 7.3 vpravo). Proč tomu tak je bude vysvětleno dále v textu.

### **7.1.2 Rozvedení přívodů k děličům A1 -A16**

Na obrázku 7.4 je ilustrační schéma vertikálního rozvodu vysílače s nupočítaným prodloužením (vůči referenčnímu ramenu, dále v textu bude značeno jenom jako prodloužení) jednotlivých ramen. Podle takového schématu jsem navrhl celý rozvod, opět v programu LibreCAD. Jakým způsobem jsem nupočítal posuvy ramen jednotlivých děličů bude nyní uvedeno.

Vychází se z posledního sloupce tabulky 7.1, kde se u vybraných dvojic děličů (v řadě A) nejprve porovnají prodloužení vůči referenčnímu ramenu. Nižší z nich je pak použito pro prodloužení ramena děliče B, u kterého bylo porovnávání uskutečněno. Stejný postup se opakuje pro druhý dělič, který je připojen na druhý výstup děliče B. Pokud i zde dojde k prodloužení ramena děliče B, je možné tento postup opakovat dál. Aby to bylo úplně jasné aplikuji tuto obecnou formu na nupočítaný vertikální rozvod vysílače.

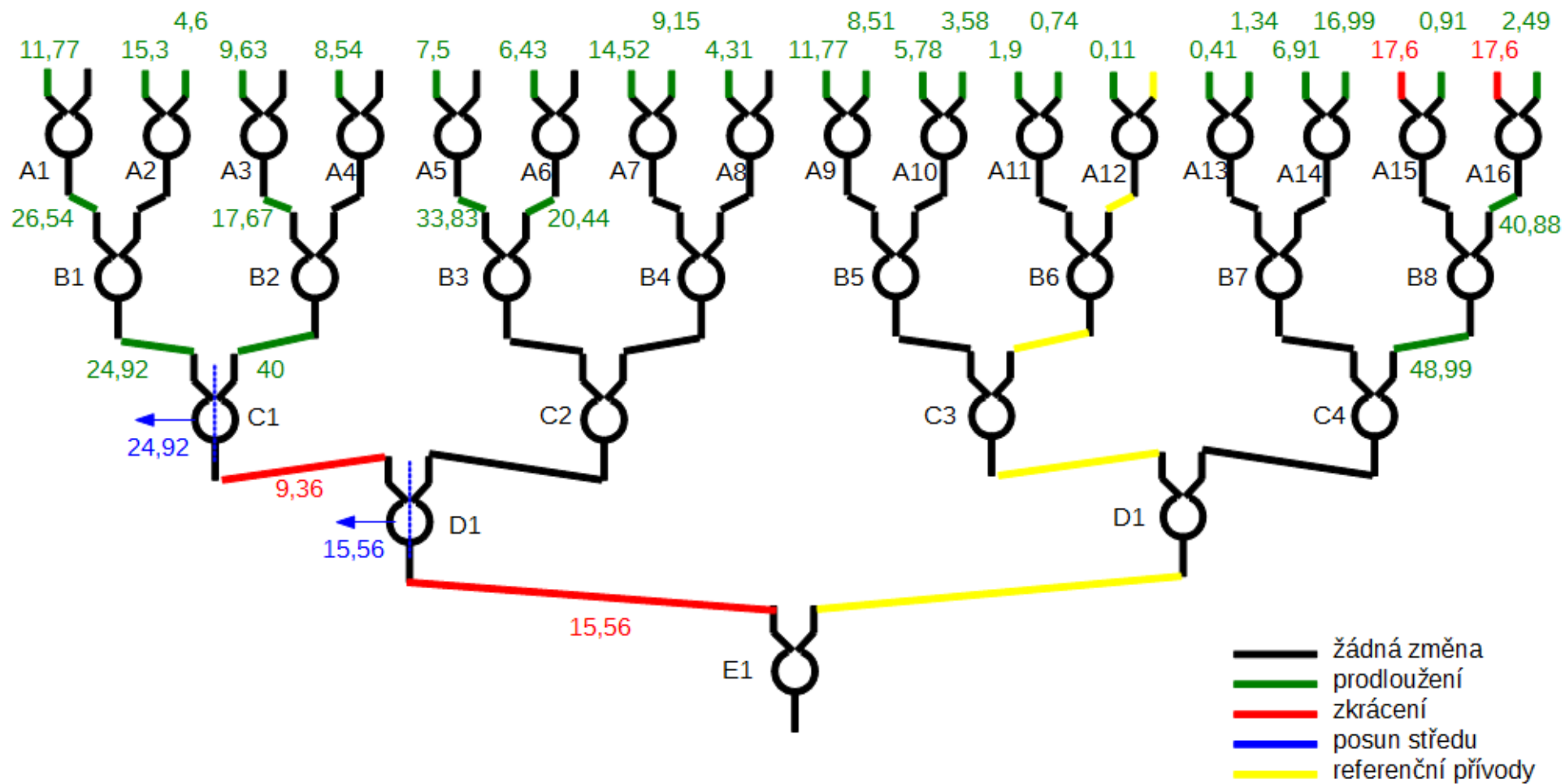
Porovnáním prodloužení výstupních ramen děliče A1 se zjistí, že nižší prodloužení má pravé rameno děliče A1, konkrétně 26,54 mm. Dělič B1 tedy bude mít levé rameno o 26,54 delší, než je rameno referenční. Stejně se postupuje pro sousední dělič A2. Zde

vychází nižší posunutí 4,6 mm. To je ale posuv malý, který se nevyplatí předřazovat děliči A2, protože dělič A3 má posuv 9,63 mm, takže mezi nimi bude místa dost. Pokud by dělič A3 měl posuv větší, pak by se posuv pravého ramene děliče A2 vyplatilo předřadit děliči A2 a levé rameno děliče A3 by tak mohlo zvětšením kružnice dosáhnout většího posuvu, aniž by se elektromagnetické pole ramen vzájemně ovlivňovalo.

U vedlejší čtveřice ramen (Děličů A3, A4) je větší fázový posuv jednotlivých ramen vůči referenčnímu a zde se postupuje tak, že pravé rameno děliče C1 se prodlouží o nejnižší z hodnot prodloužení děličů A3 a A4, tedy o 64,92 mm. To už je velký posuv, proto je zde využito spojení prodloužení pravého ramene děliče C1 a posunutí středu tohoto děliče o  $(64,92 / 2) - 7,54 = 24,96$  mm (hodnota 7,54 je od podílu odečtena z důvodu toho, aby se lépe realizovalo prodloužení pravého ramene C1). Posunem středu děliče C1 o 24,96 mm doleva se levé rameno o tuto hodnotu zkrátí, proto se o stejnou hodnotu opět prodlouží. Pravé rameno se tím však prodlouží o 24,96 mm a o dalších 40 mm se prodlouží prodloužením pravého ramena. Tím je na vstupu děliče C1 signál posunut o 64,92 mm a pravé ramena děličů C1 a B4 tak zůstávají beze změny. Levé rameno děliče C1 se ještě posune o hodnotu 17,67 mm, čímž se dosáhne prodloužení 85,59 mm (64,92 + 17,67).

Posunem děliče C1 se však změní délka přívodu levého ramene děliče D1. Zmíněné rameno bude o 24,92 mm delší. Rameno se tedy musí zkrátit. Tak by tomu opravdu bylo, jenže střed děliče D1 je posunut o 15,56 mm vlevo, protože čtveřice děličů A5-A8 má na výstupních ramenech nejnižší prodloužení 15,56 mm a právě o tu se střed děliče D1 posune vlevo. Levé rameno děliče D1 je tedy nutné o 15,56 mm prodloužit a o 24,96 mm zkrátit, z toho vyplývá: že se levé rameno bude zkracovat o  $24,92 - 15,56 = 9,36$  mm. Výstupní ramena od děliče D1 jsou zahnutá pravouhle, takže zkrácení lze realizovat ohybem o  $45^\circ$  (viz výkres vertikálního rozvodu vysílače v příloze C). Stejným způsobem je zkráceno levé rameno děliče E1 o 15,56 mm, protože posunutím středu děliče D1 se toto rameno prodloužilo.

Pravé rameno děliče D1 je tedy posunutě o 15,56 mm posunem středu. Ramena děliče C1 zůstávají bez posunutí, stejně tak ramena děliče C4. Fázové posuvy jednotlivých ramen dvojice děličů A7 a A8 jsou oproti hodnotám v posledním sloupci tabulky 7.1 menší o 15,56 mm. Levé rameno děliče C3 je posunuto o 56,89 mm (o 15,56 mm posuvem středu děliče D1 a o 33,83 mm prodloužením levého ramena děliče C3). Pravé rameno je prodlouženo o 35,99 mm (o 15,56 mm posunem středu děliče D1 a 20,44 mm prodloužením pravého ramena děliče C3).



Obr. 7.4 - Schéma napočítaného vertikálního rozvodu vysílače

Posunutí ramen děličů A9-A14 lze zvládnout bez posunutí ramen děličů v předchozích řadách. K dalšímu většímu prodloužení přívodů dochází u poslední dvojice děličů A15 a A16. Vzájemné fázové posuvy sousedících ramen těchto děličů jsou hodně velké a elektromagnetická pole jednotlivých ramen by se ovlivňovala. Naopak pravá ramena děličů C4 a B8 mají na prodlužování svých vývodů místa dost. Proto jsem vymyslel rameno, které je oproti referenčnímu rameni o 17,6 mm kratší (viz obrázek 7.3 vlevo). Pravé rameno děliče C4 je prodlouženo o 48,99 mm (31,39 mm je nejnižší posuv čtveřice výstupních ramen dvojice děličů A15, A16 plus 17,6 mm prodloužení, čímž se délka nového ramena rovná délce ramena referenčního). Navíc se prodloužením o 17,6 mm dosáhne toho, že se na pravém rameni děliče A15 bude realizovat prodloužení o 0,91 mm (18,51 - 17,6) namísto 18,51 mm, které by se zde jinak muselo realizovat. Pravé rameno děliče A16 obdobně, tedy: bez posunu o 17,6 mm by se muselo realizovat prodloužení 20,09 mm, takto se realizuje pouze prodloužení rovné 2,49 mm.

Takto navržený vertikální rozvod vysílače jsem potom opatřil prokovenými otvory, okótoval pozice jednotlivých děličů a prokovených otvorů a pro každý dělič a jeho výstupní ramena jsem vygeneroval gerber data.

Hotový vertikální rozvod vysílače je zobrazen v příloze C, oproti skutečným rozměrům je ale miniaturní. V měřítku 1:1 je uložen na přiloženém CD.

## **7.2 Vertikální rozvody kontrolního signálu, 1. a 2. MO**

Jednotlivé výstupy vertikálních rozvodů kontrolního signálu a 1. MO mají stejné fáze, proto jsou délky všech stejných ramen vždy stejné. Tyto rozvody jsem navrhoval před vertikálním rozvodem vysílače, takže jsem zde řešil rozmístění jednotlivých děličů, které vertikální rozvod vysílače s drobnými úpravami převzal. Děliče jsem se snažil vhodně rozmístit tak, aby bylo šetřeno místo, ale zároveň aby se neovlivňovala elektromagnetická pole sousedících přívodů.

Vertikální rozvod 2. MO je principiálně stejný, jako zbylé dva rozvody, hlavní rozdíl je v tom, že zde není potřeba rozmisťovat prokovené otvory.



## 8 Závěr

Podklady pro výrobu všech vertikálních rozvodů signálů byly firmě T-CZ, a.s., dodány během června roku 2012. Do vypracování této diplomové práce neproběhlo žádné ověřovací měření, takže zde nemohu komentovat výsledky měření jednotlivých rozvodů.

Děliče 2. MO realizované na mikropáskovém vedení vyšly skoro ideálně. Ostatní děliče realizované na speciálním zavěšeném páskovém vedení už tak ideálně nevyšly. Hlavně tedy návrhy prvních děličů rozvodu vysílače (a kontrolního signálu, které jsou shodné) vycházely špatně. Návrhů bylo provedeno několik, stejně tak měření. Zjistil jsem, že se děliče výkonu nechovají dle očekávání. Z důvodu dlouhých dodacích lhůt vzorků děličů výkonu (2-3 měsíce) bylo nutné situaci mezi návrhem a měřením řešit jinak. Na začátku akademického roku 2011/2012 byl v jedné z počítačových učeben Univerzity Pardubice nainstalován program pro počítačovou simulaci CST Microwave studio. Zhruba od té doby do konce roku 2011 jsem se ve volných chvílích s programem seznamoval, až jsem s ním byl schopen namodelovat a nasimulovat první děliče vysílače. Zprvu se to neobešlo bez spousty problémů, ale nakonec byly výsledky podobné výsledkům měření a tak jsem začal se zkoumáním vlivů různých veličin na výsledky simulace. První z optimalizačních výsledků, který vedl k dalším návrhům děličů výkonu, byla skutečnost, že šířky pásků získaných ze vztahů pro páskové vedení neodpovídají struktuře speciálního zavěšeného páskového vedení a ve skutečnosti jsou přibližně o 1 mm nižší. Další optimalizace měly snížit indukčnosti ramen, což se v CST Microwave studio povedlo, ale po ověřovacím měření byly výsledky získané simulací a měřením odlišné. I tak ovšem lepší, než výsledky prvně navržených děličů. Nejsou sice perfektní, ale jsou přinejmenším dostatečné. Poslední ověřovací měření proběhlo na začátku června a na konci června měly být již odeslány podklady pro výrobu jednotlivých vertikálních rozvodů, proto jsem se dále nesnažil vylepšovat výsledky děličů a raději se zaměřil na jednotlivé návrhy vertikálních rozvodů.

Fázovou syntézou se mi podařilo nalézt dobré fázové rozdíly jednotlivých ramen vůči referenčnímu ramenu rozvodu vysílače. To znamená, že každá dvojice ramen všech děličů výkonu, byla nízká, až na dvojici poslední. Zde naštěstí šlo nahradit poslední fázový rozdíl získaný syntézou nahradit novou hodnotou, která nezměnila tvar vyzářovacího diagramu, ale ulehčila tím návrh tohoto rozvodu.

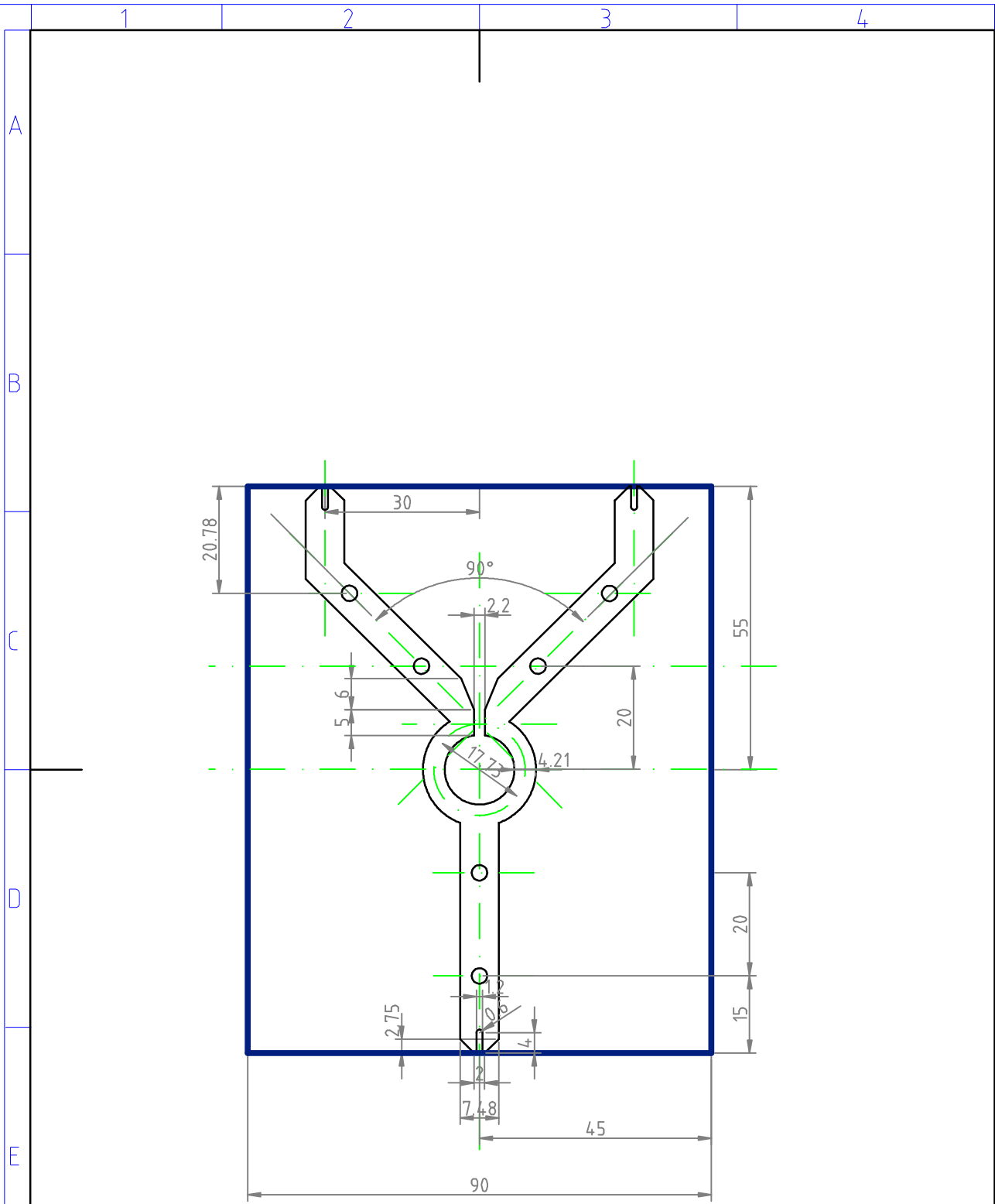
## Seznam použité literatury

- [1] KULČÁK, L. *Air Traffic Managemet*. Brno: CERM, 2002, 314 s. ISBN 80-720-4229-7.
- [2] BEZOUŠEK, P.; ŠEDIVÝ, P. *Radarová technika*. Vyd. 1. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2004. ISBN 80-010-3036-9.
- [3] KUPČÁK, Dominik. *Antény radiolokátorů pro řízení letového provozu - díl II.: Základy techniky radiolokačních antén*. Pardubice, 1986.
- [4] VOLAKIS, John. *Antenna engineering handbook*. 4th ed. Editor John L Volakis. New York: McGraw-Hill, 2007, 1 s. ISBN 0071475745.
- [5] MAZÁNEK, Miloš, Pavel PECHAČ a Jan VRBA. *Základy antén, šíření vln a mikrovlnné techniky*. Vyd. 1. Praha: Česká technika - nakladatelství ČVUT, 2008, 103 s. ISBN 978-80-01-03997-7.
- [6] TYSL, Václav a Vladimír RŮŽIČKA. *Teoretické základy mikrovlnné techniky*. Praha: SNTL - Nakladatelství technické literatury, 1989, 450 s. ISBN 80-030-0141-2.
- [7] WADELL, Brian C. *Transmission line design handbook*. Boston: Artech House, 1991, 513 s. ISBN 08-900-6436-9.
- [8] BEZOUŠEK, Pavel, Vladimír SCHEJBAL a Pavel ŠEDIVÝ. *Elektrotechnika*. Vyd. 2., přeprac. Pardubice: Univerzita Pardubice, 2008, 231 s. ISBN 978-80-7395-101-6.
- [9] MAZÁNEK, Miloš a Pavel PECHAČ. *Šíření elektromagnetických vln a antény*. Vyd. 2., přeprac. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2004, 259 s. ISBN 80-010-3032-6.
- [10] CHYBA, Milan. *Měření štěrbinové antény 3D na polygonu Chrudim: technická zpráva*. Pardubice, 2012.
- [11] *Handbook of antennas in wireless communications*. Editor Lal Chand Godara. Boca Raton, : CRC Press, 2002. ISBN 08-493-0124-6.
- [12] BALANIS, Constantine A. *Modern antenna handbook*. Hoboken, NJ: Wiley, c2008, 1680 s. ISBN 04-700-3634-6.
- [13] PROKOP, Jaroslav a Jaroslav VOKURKA. *Šíření elektromagnetických vln a antény: vysokošk. učebnice pro elektrotechn. fakulty*. 2., nezm. vyd. Praha: SNTL, 1982, 385 s.
- [14] KUPČÁK, Dominik. HTT TESLA PARDUBICE S.R.O. *Syntéza anténní řady s tvarovanou směrovou charakteristikou a s rovnoměrným rozložením amplitudy*. Pardubice, 1997.
- [15] KUPČÁK, Dominik. HTT TESLA PARDUBICE S.R.O. *Syntéza anténní řady s tvarovanou směrovou charakteristikou a s rovnoměrným rozložením amplitudy*. Pardubice, 1998.
- [16] BEZOUŠEK, Pavel. *Přednášky k předmětu Pokročilé analogové obvody*. Pardubice, 2012. Univerzita Pardubice.
- [17] KINAYMAN, Noyan a M AKSUN. *Modern microwave circuits*. Boston: Artech House, 2005, xiv, 604 s. ISBN 15-805-3725-1.
- [18] SVAČINA, Jiří. *Mikrovlnné integrované obvody: Učební text postgraduálního studia "Mikrovlnná technika"*. Brno: VUT, 1988.
- [19] POZAR, David M. *Microwave engineering*. 2nd ed. New York: Wiley, 1997c1998, xvi, 716 p. ISBN 04-711-7096-8.
- [20] ORAZI, H. a A.-R. SHARIFI. Optimum Design of a Wideband Two-Way Gysel Power Divider With Source to Load Impedance Matching. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2009, roč. 57, č. 9, s. 2238-2248. ISSN 0018-9480. DOI: 10.1109/TMTT.2009.2027204. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=5208181> .
- [21] BEZOUŠEK P., SCHEJBAL V., CHYBA M. *Posouzení variant řešení integrované antény primárního a sekundárního radaru*. Studie vypracovaná UPa v rámci projektu FR-TI2/480, Univerzita Pardubice, červenec 2010.
- [22] Osobní konzultace s Ing. M. Chybou
- [23] BEZOUŠEK, Pavel. *Přednášky k předmětu Technika rádiových komunikačních systémů*. Pardubice, 2011. Univerzita Pardubice.

## Příloha A – výkresy děličů výkonu

Ve všech případech jde o výkresy Wilkinsonova děliče výkonu.

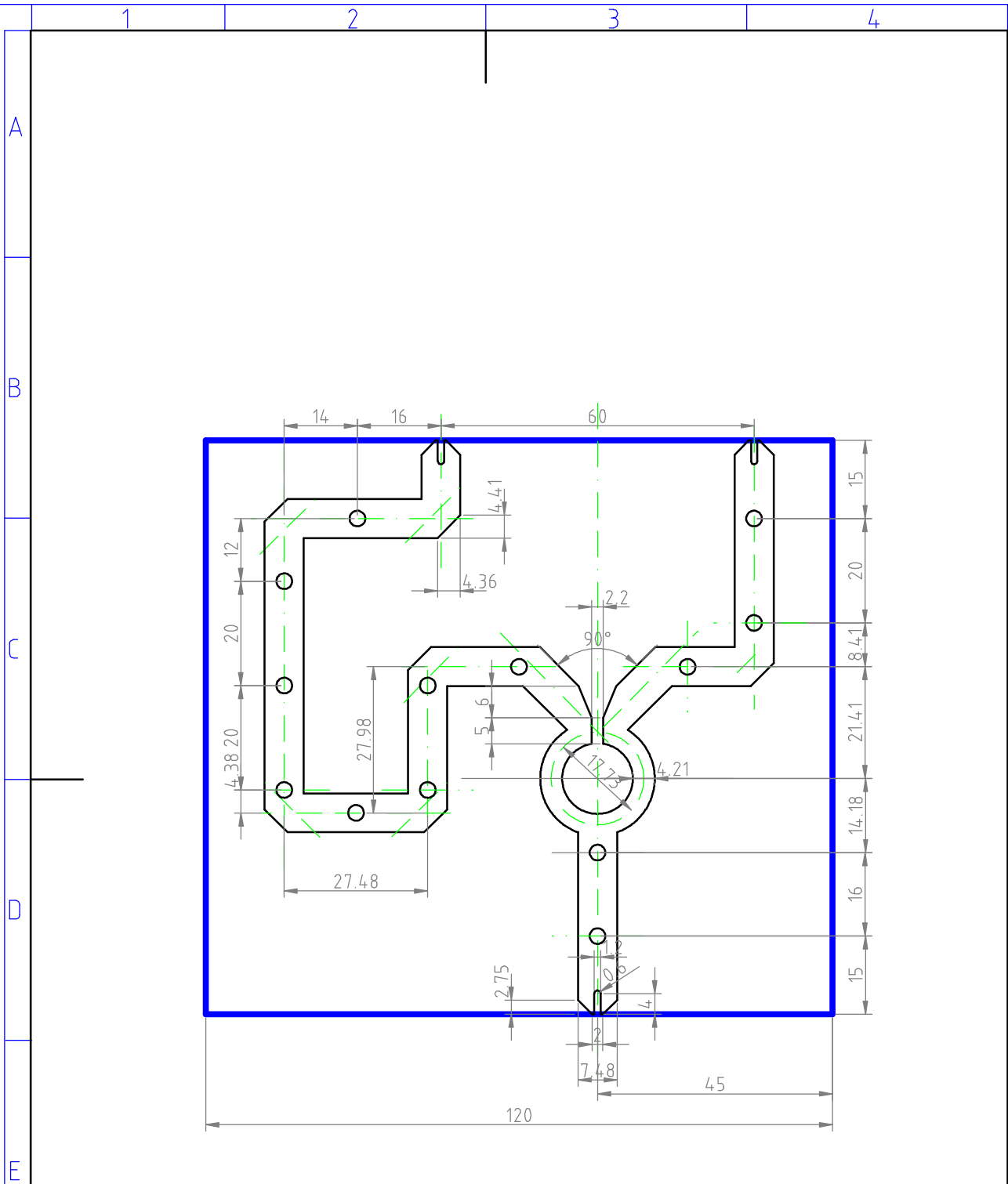
1. Vysílač - A - dělič s přímými rameny (navržen: 1. 8. 2011)
2. Vysílač - B - dělič s přímými rameny, prodloužené levé rameno (navržen: 22. 8. 2011)
3. Vysílač - C - dělič s přímými rameny, ramena dvakrát zahnutá (navržen: 16. 11. 2011)
4. Vysílač - D - shodný s děličem Vysílač - A, jen má posunutý střed kružnice (navržen: 14. 2. 2012)
5. Vysílač - E - shodný s děličem Vysílač - C, střed kružnice posunutý má posunutý jako dělič Vysílač - A (navržen: 14. 2. 2012)
6. Vysílač - F - dělič Vysílač - A po korekci (navržen: 21. 5. 2012)
7. Vysílač - G - dělič Vysílač - A po korekci a s bočními rameny (navržen: 21. 5. 2012)
8. 1. MO - A - dělič s přímými rameny (navržen: 1 .8. 2011)
9. 1. MO - B - dělič s bočními rameny (navržen: 3 .8. 2011)
10. 1. MO - C - dělič 1. MO - A po korekci (navržen: 21 .5. 2012)
11. 1. MO - D - dělič 1. MO - B po korekci (navržen: 21 .5. 2012)
12. 2. MO - A - dělič s přímými rameny, mikropáskové vedení (navržen: 21 .5. 2012)
13. 2. MO - B - dělič s přímými rameny, mikropáskové vedení (navržen: 21 .5. 2012)



VYSVETLIVKY:

⊕ prokovený otvor  $\varnothing$  3

Univerzita Pardubice		
NAZEV: Vysilac - A		
KRESLIL: Tomas Shejbal	DATUM: 1.8.2011	
ČÍSLO V: DP-VYS-001	MĚRITKO: 1:1	LISTU: 1 LIST: 1



VYSVETLIVKY:

⊙ prokový otvor  $\varnothing 3$

Univerzita Pardubice

NAZEV: Vysilac - B

KRESLIL:

Tomas Shejbal

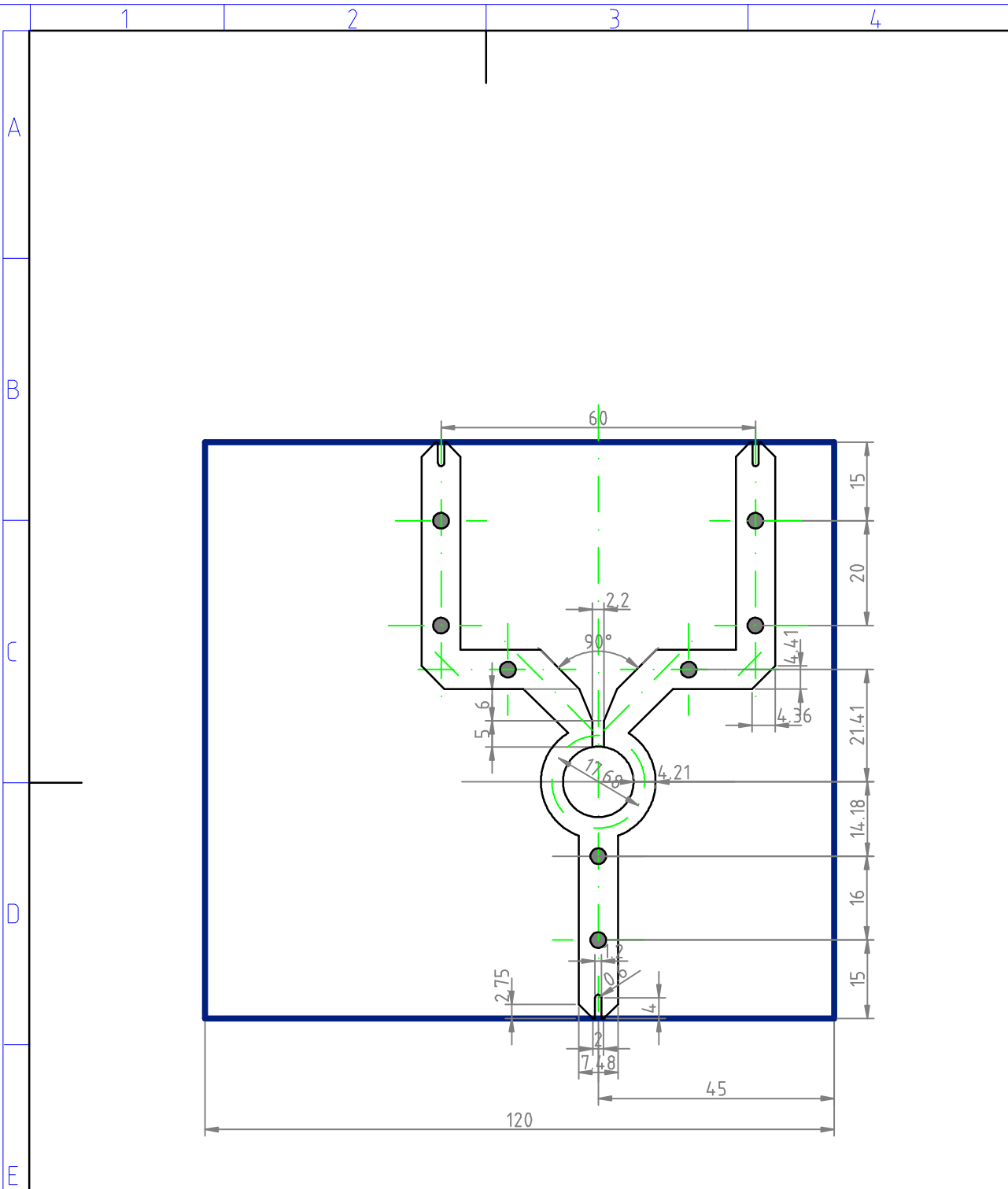
DATUM: 22.8.2011

ČÍSLO v: DP-VYS-002

MĚRITKO: 1:1

LISTU: 1

LIST: 1



VYSVETLIVKY:

● prokovený otvor  $\varnothing 3$

Univerzita Pardubice

NAZEV: Vysilac-C

KRESLIL: Tomas Shejbal

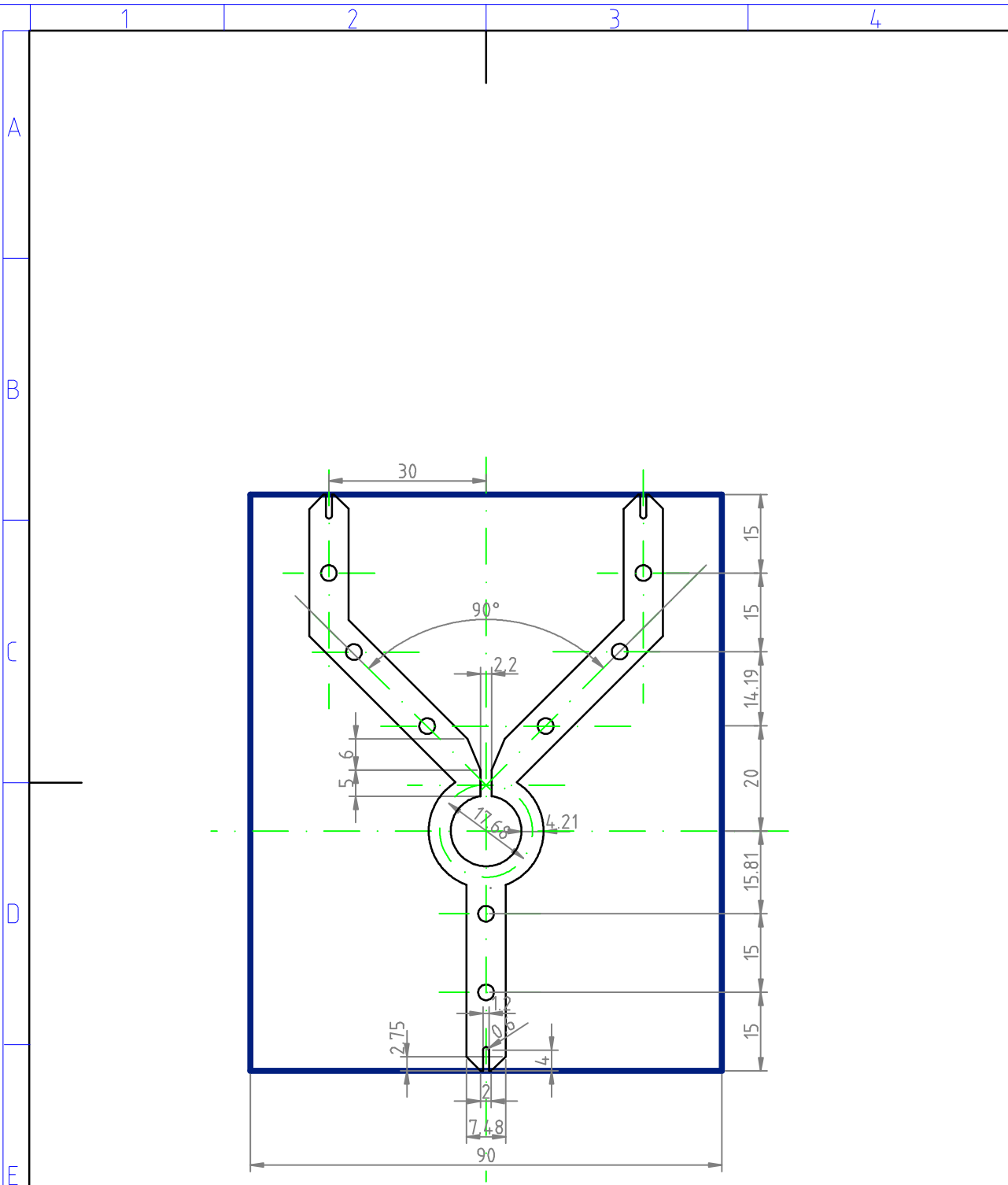
DATUM: 16.11.2011

ČÍSLO V: DP-VYS-003

MĚRITKO: 1:1

LISTU: 1

LIST: 1



VYSVETLIVKY:

⊕ prokovený otvor  $\varnothing$  3

Univerzita Pardubice

NAZEV: Vysilac - D

KRESLIL:

Tomas Shejbal DATUM: 14.2.2012

ČÍSLO V: DP-VYS-004

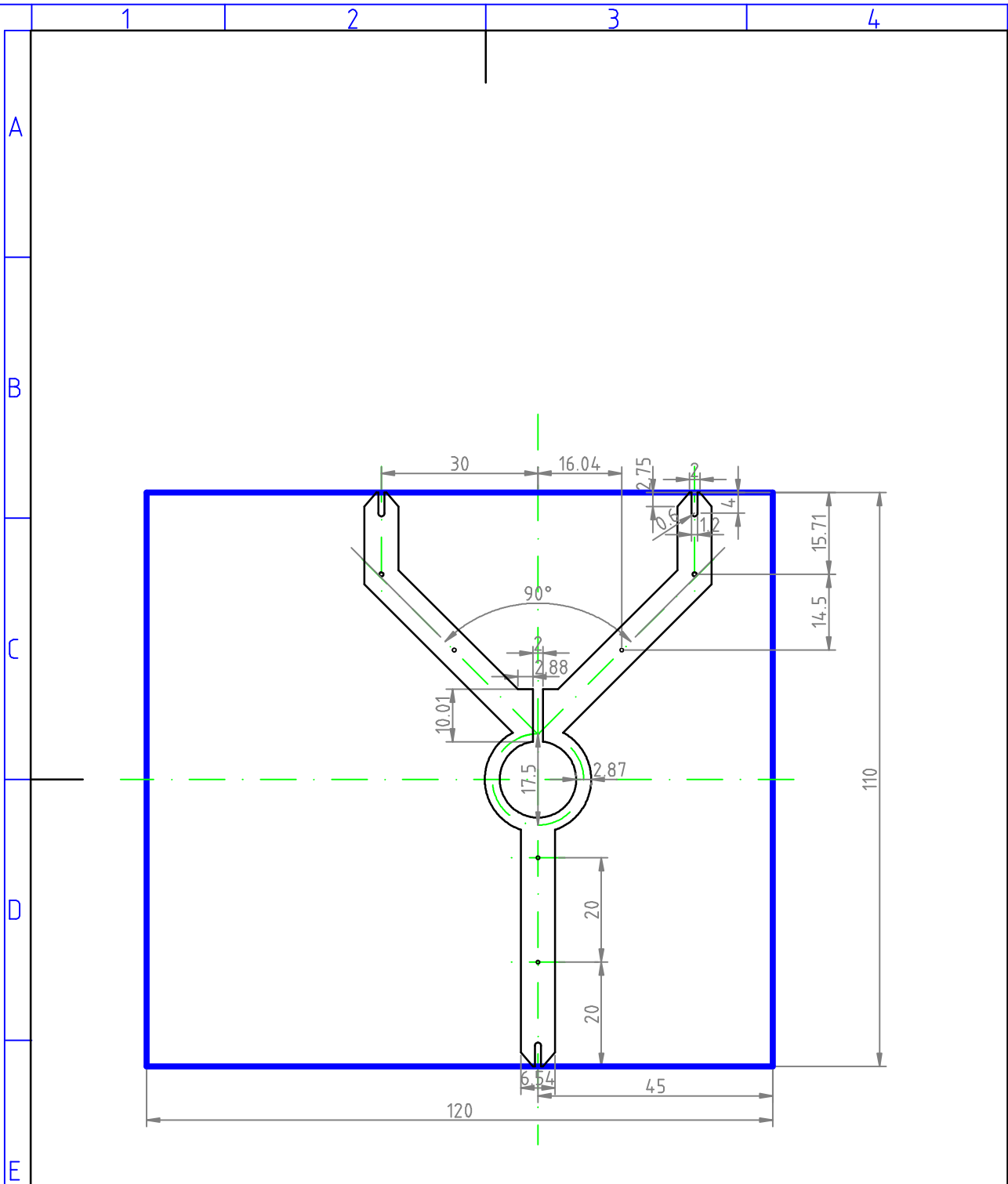
MĚRITKO: 1:1

LISTU: 1

LIST: 1







VYSVETLIVKY:

⊕ prokovený otvor  $\varnothing$  0,8

Univerzita Pardubice

NAZEV: Vysilac - F

KRESLIL:

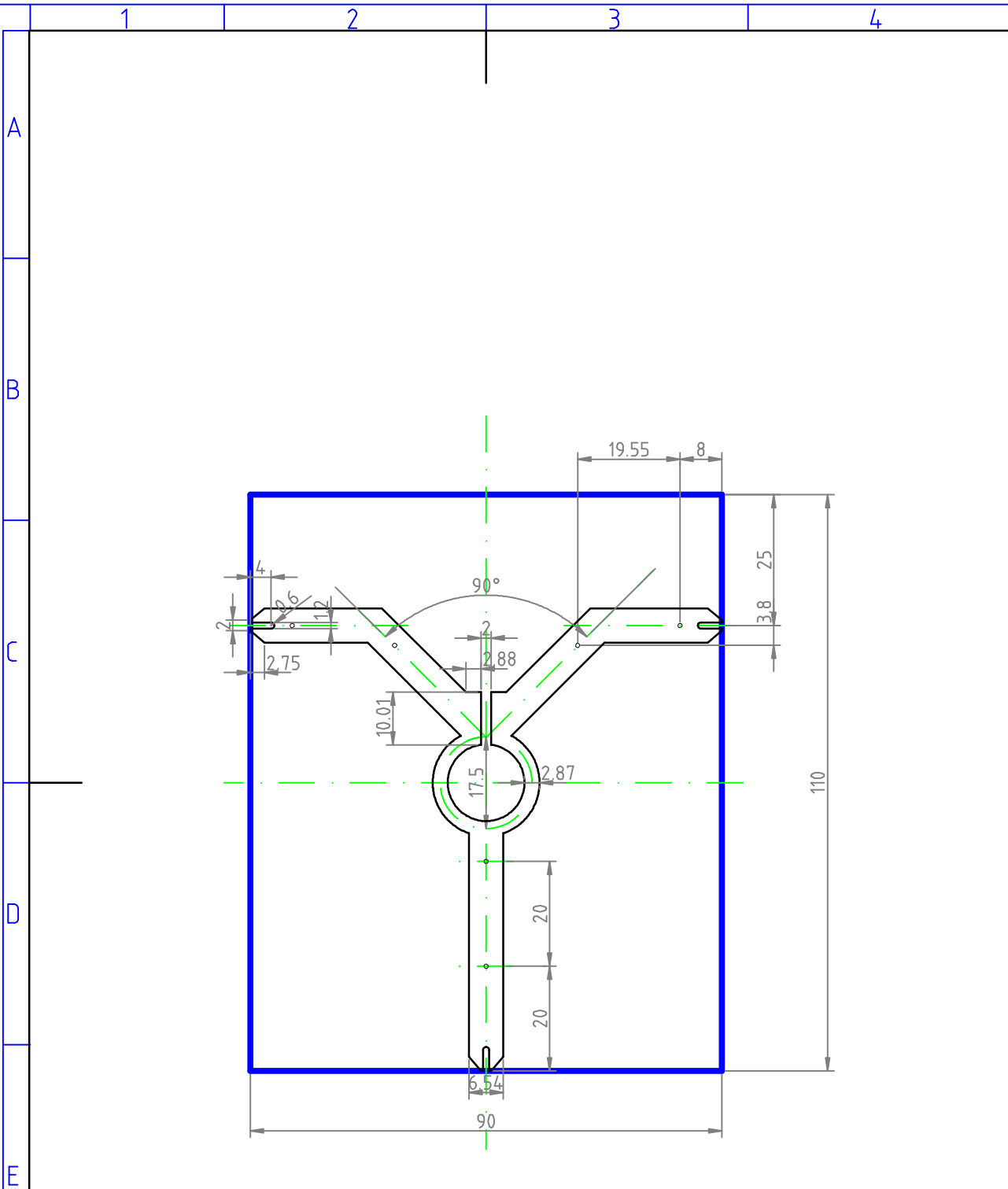
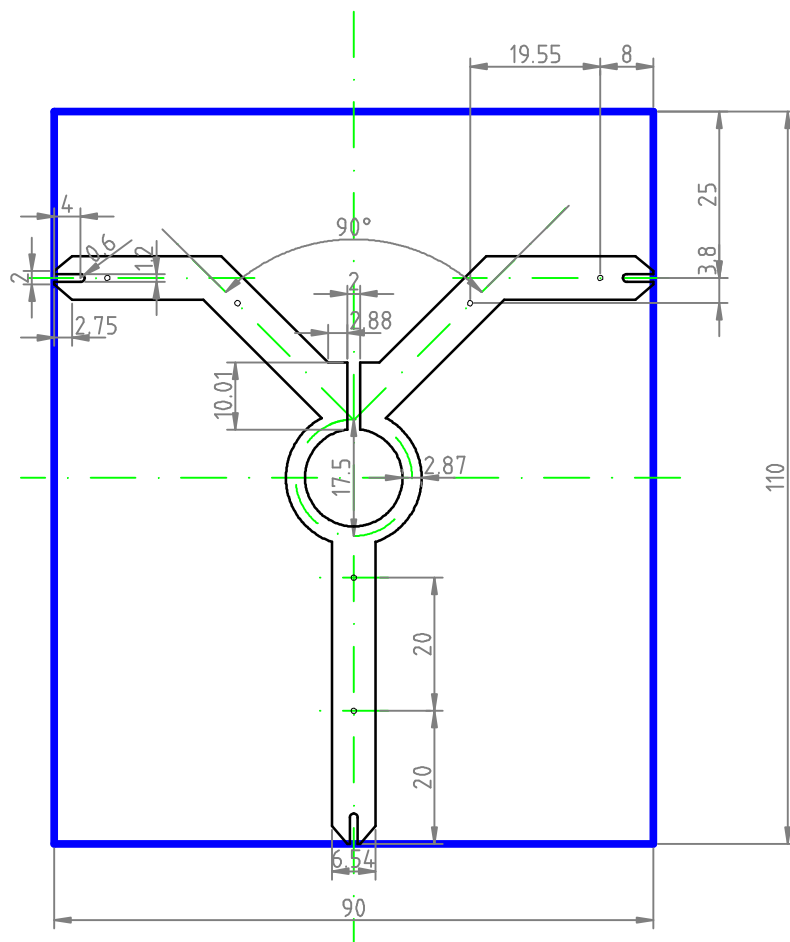
Tomas Shejbal DATUM: 21.5.2012

ČÍSLO V: DP-VYS-006

MĚRITKO: 1:1

LISTU: 1

LIST: 1



VYSVETLIVKY:

⊕ prokovený otvor  $\varnothing$  0,8

Univerzita Pardubice

NAZEV: Vysilac - G

KRESLIL:

Tomas Shejbal

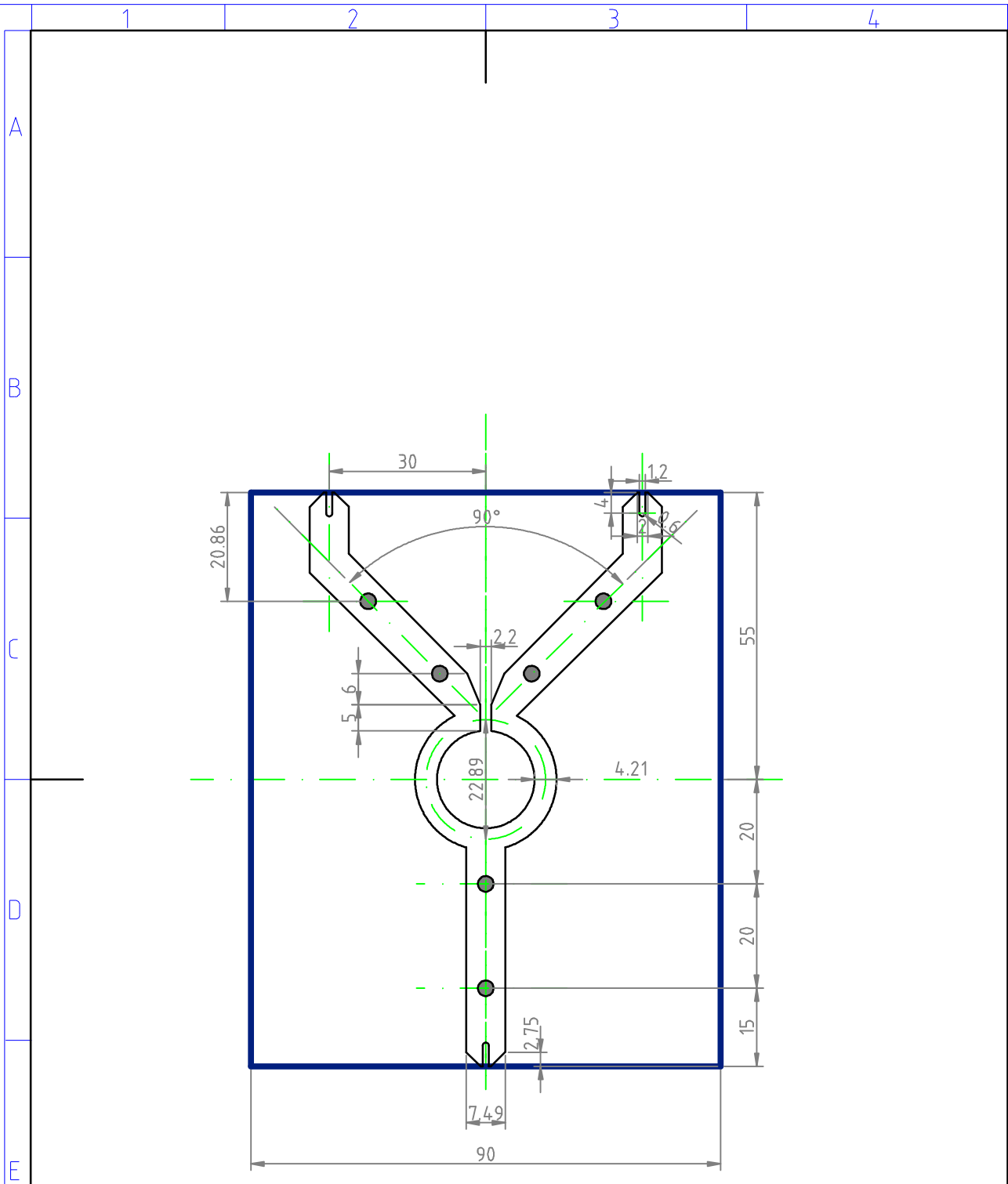
DATUM: 21.5.2012

ČÍSLO V: DP-VYS-007

MĚŘITKO: 1:1

LISTU: 1

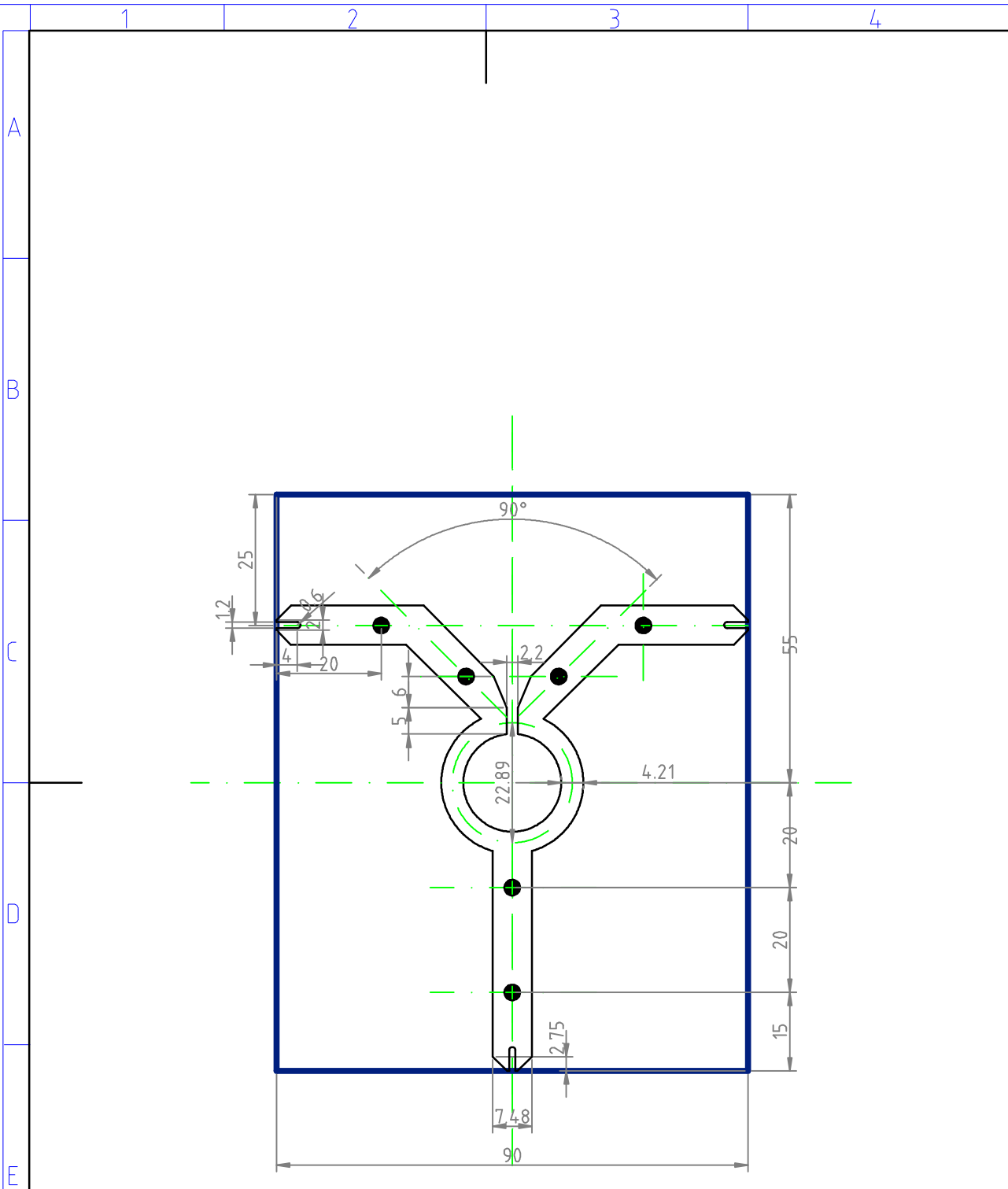
LIST: 1



VYSVETLIVKY:

● prokovený otvor  $\varnothing 3$

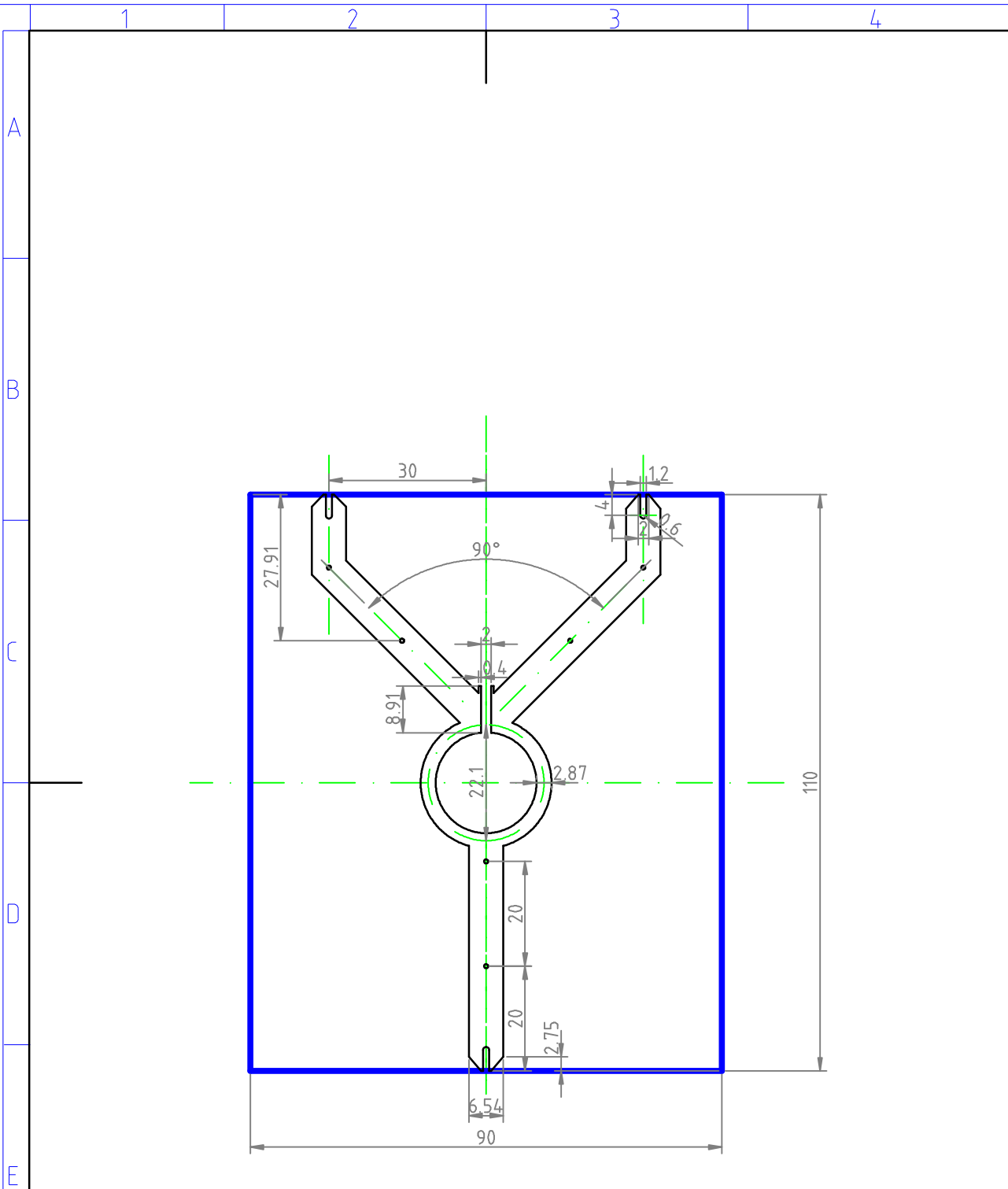
Univerzita Pardubice			
NAZEV: 1. MO - A			
KRESLIL: Tomas Shejbal	DATUM: 1.8.2011		
ČÍSLO V: DP-1MO-001	MĚRÍTKO: 1:1	LISTU: 1	LIST: 1



VYSVETLIVKY:

● prokovený otvor ø 3

Univerzita Pardubice			
NAZEV: 1. MO - B			
KRESLIL: Tomas Shejbal		DATUM: 3.8.2011	
CISLO v: DP-1MO-002		MERITKO: 1:1	LISTU: 1 LIST: 1



VYSVETLIVKY:

● prokovený otvor  $\varnothing$  0,8

Univerzita Pardubice

NAZEV: 1. MO - C

KRESLIL: Tomas Shejbal

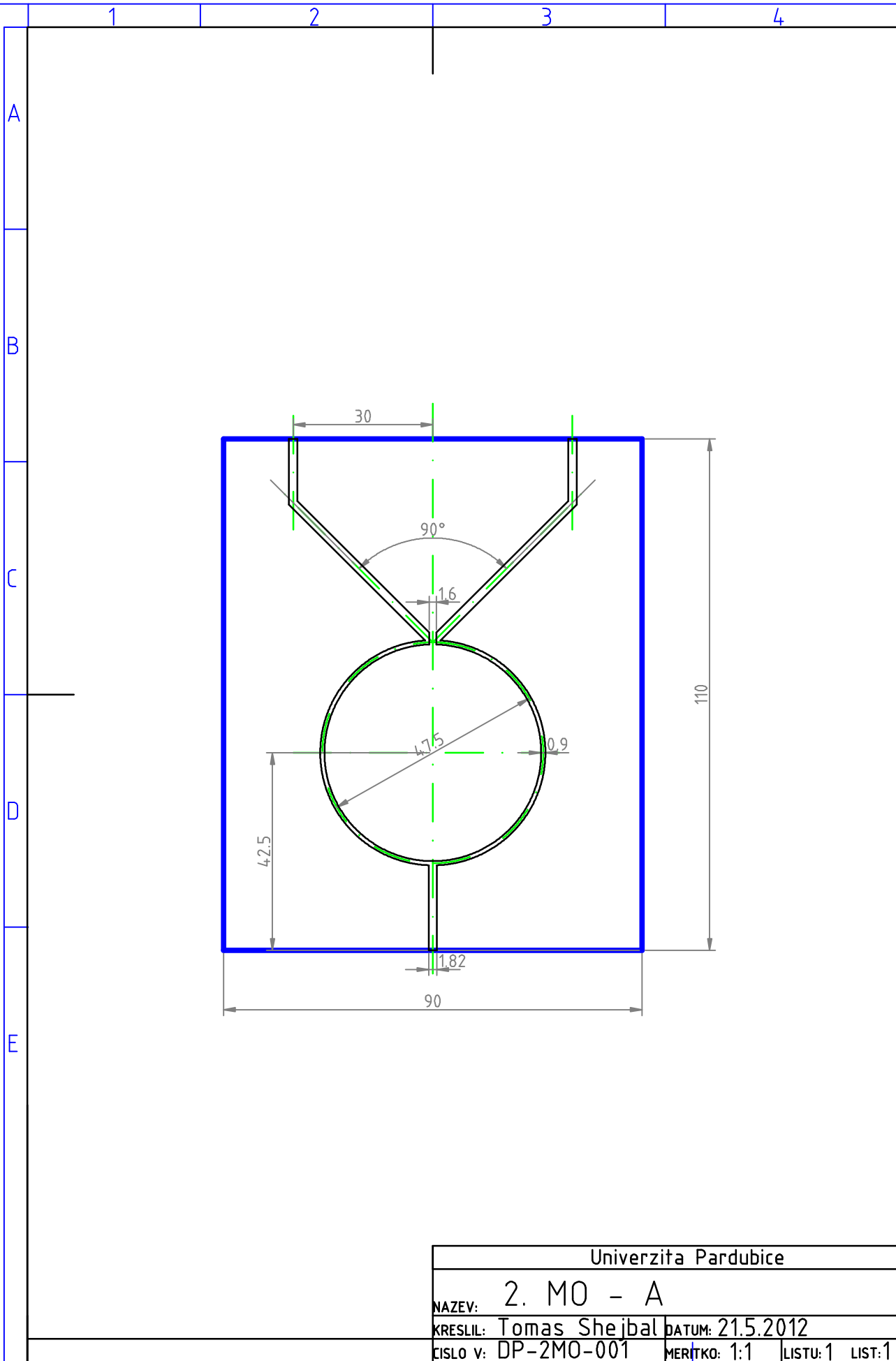
DATUM: 21.5.2012

ČÍSLO V: DP-1MO-003

MĚRITKO: 1:1

LISTU: 1 LIST: 1



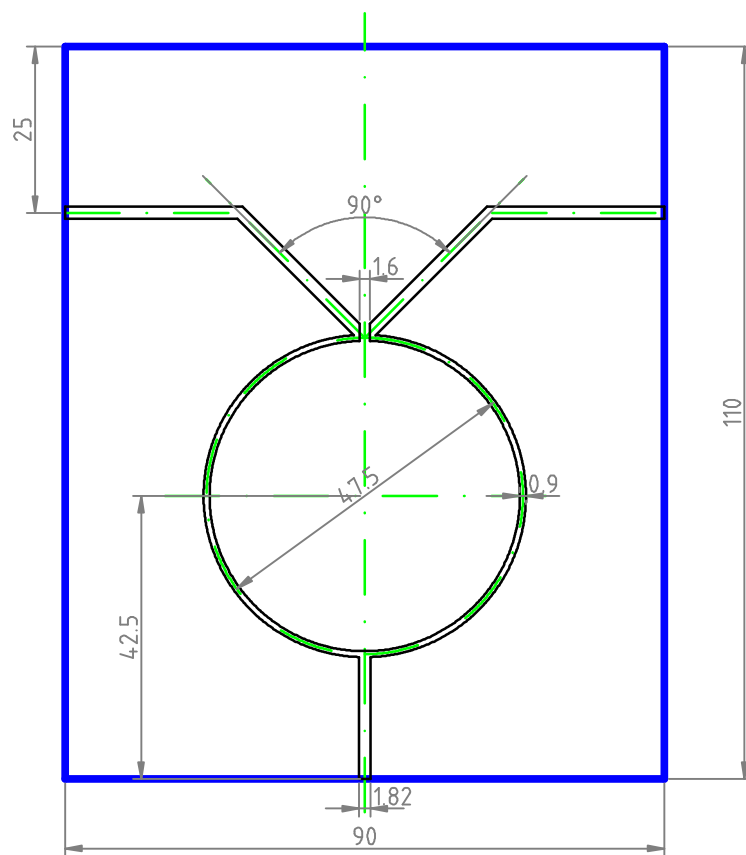


Univerzita Pardubice

NAZEV: 2. MO - A

KRESLIL: Tomas Shejbal DATUM: 21.5.2012

CISLO v: DP-2MO-001 MERITKO: 1:1 LISTU: 1 LIST: 1



Univerzita Pardubice

NAZEV: 2. MO - B

KRESLIL: Tomas Shejbal DATUM: 21.5.2012

ČÍSLO V: DP-2MO-002 MĚRITKO: 1:1 LISTU: 1 LIST: 1



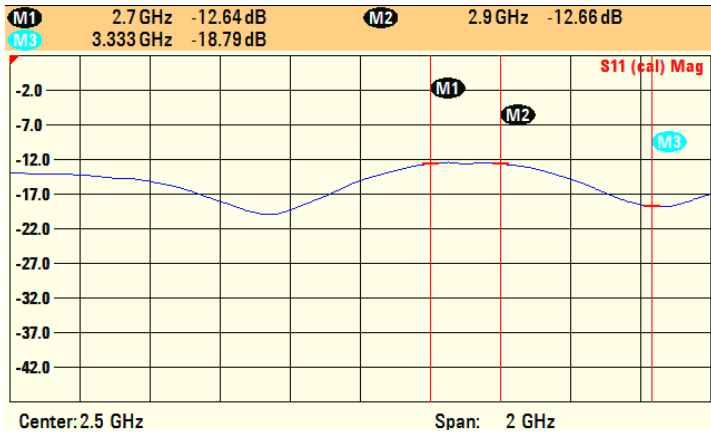
## **Příloha B – výsledky měření**

Zde jsou uvedeny pouze měření, během nichž byly pořízené dále prezentované výsledky. Měření probíhalo ve Výzkumné laboratoři rádiových komunikací Univerzity Pardubice v těchto dnech:

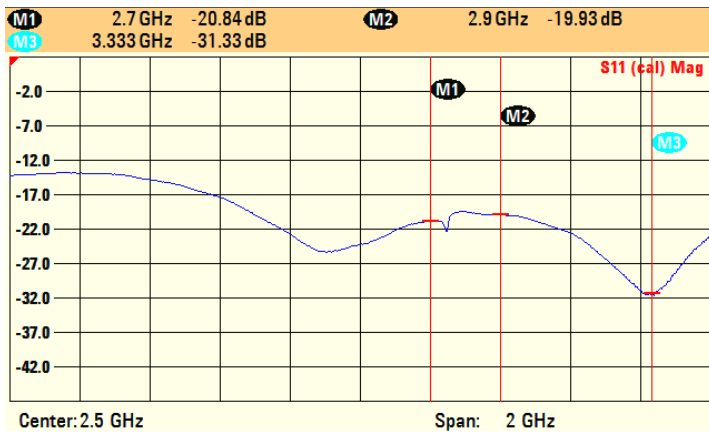
- 19. 10 2011 - měření děličů: Vysílač - A, B; 1. MO - A, B
- 16. 11 2011 - měření děličů: Vysílač - C
- 11. 4. 2012 - měření děličů: Vysílač - D, E
- 6. 6. 2012 - měření děličů: Vysílač - F, G; 1. MO - C, D
- 9. 7. 2012 - srovnávací měření s- různými pouzdry rezistorů, distanční podložky
- 26. 7. 2012 - měření děličů: 2. MO - A, B

# Vysílač - A

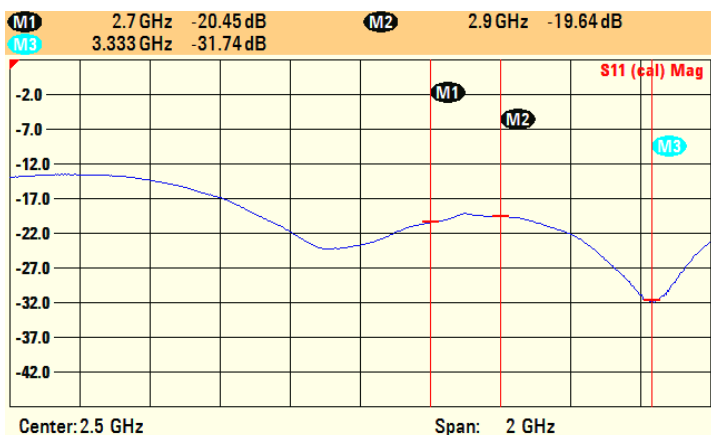
|S11|



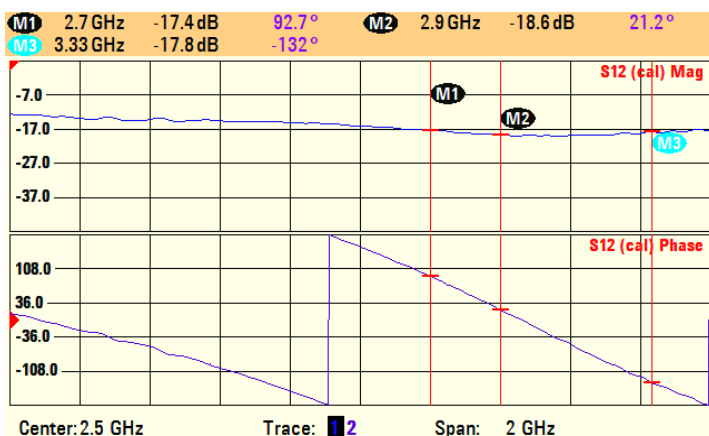
|S22|



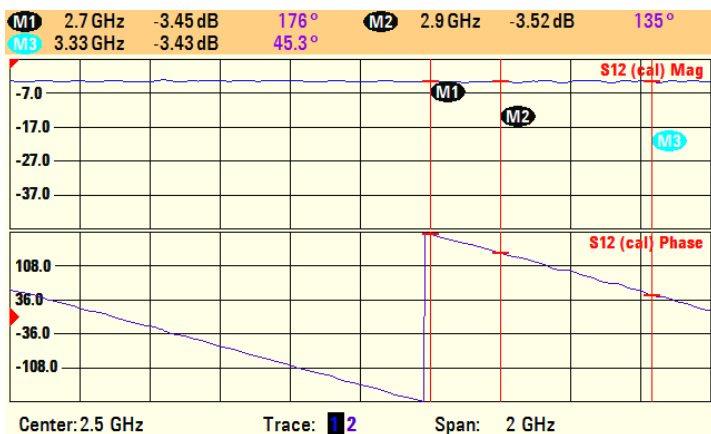
|S33|



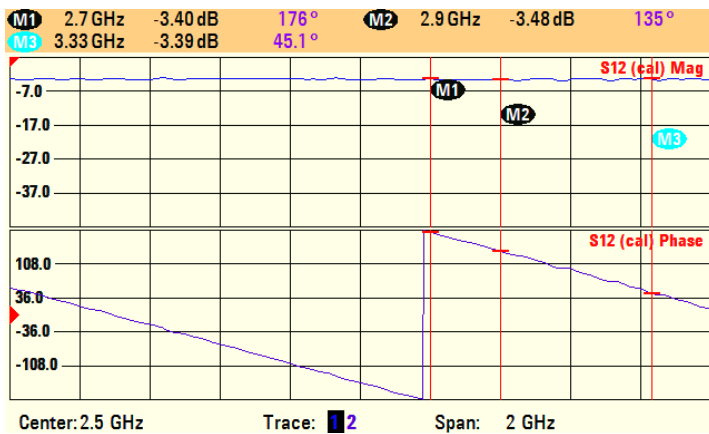
|S32|



|S21| a arg(S21)

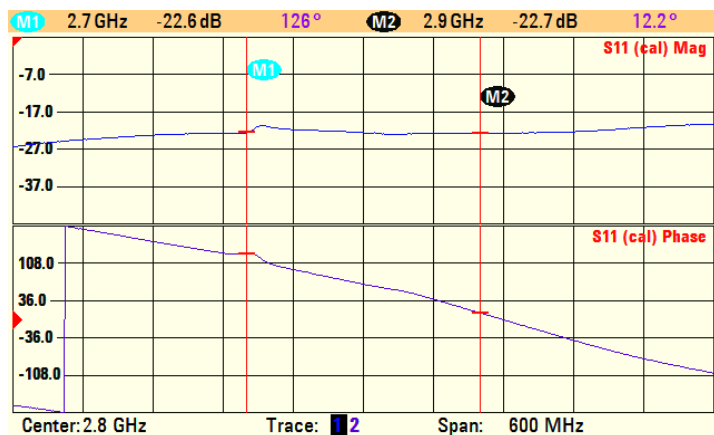


|S31| a arg(S21)

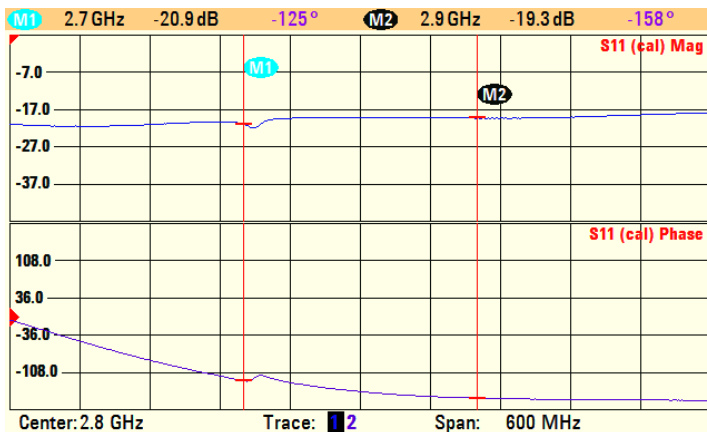


# Vysílač - B

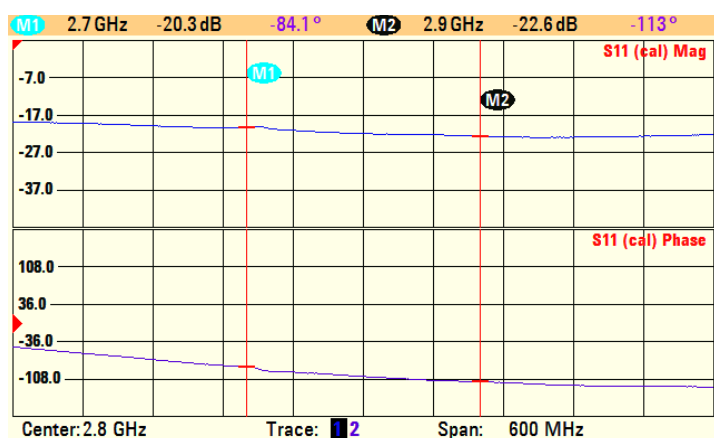
## |S11| a arg(S11)



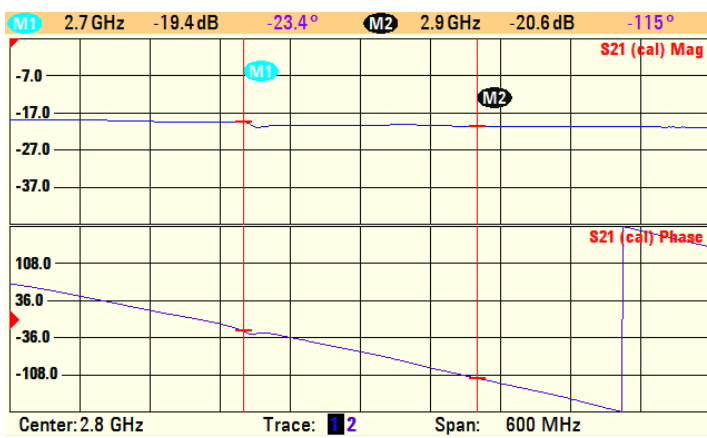
## |S22| a arg(S22)



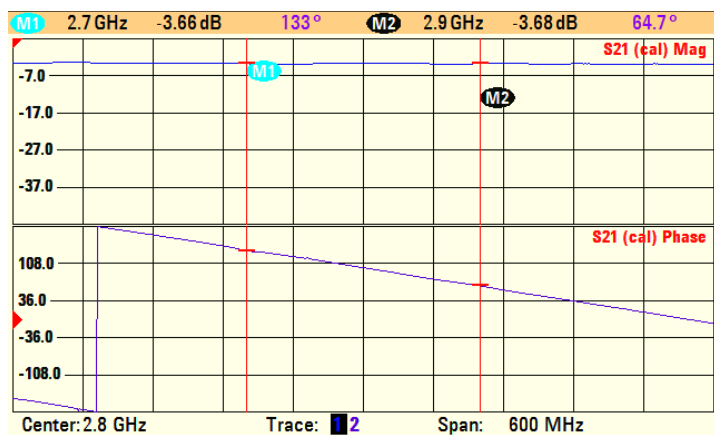
## |S33| a arg(S33)



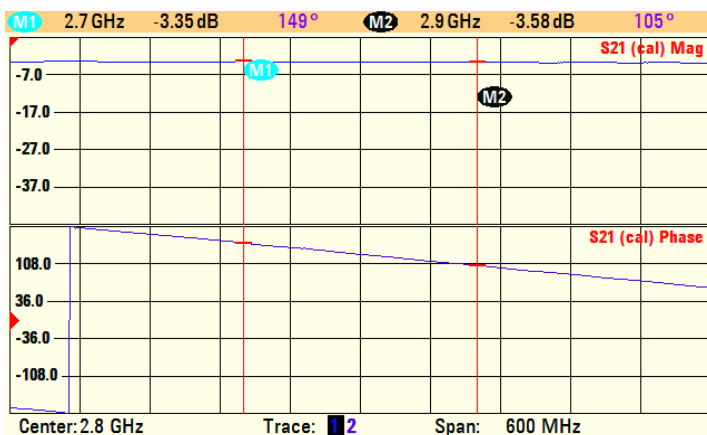
## |S32| a arg(S32)



## |S21| a arg(S21)

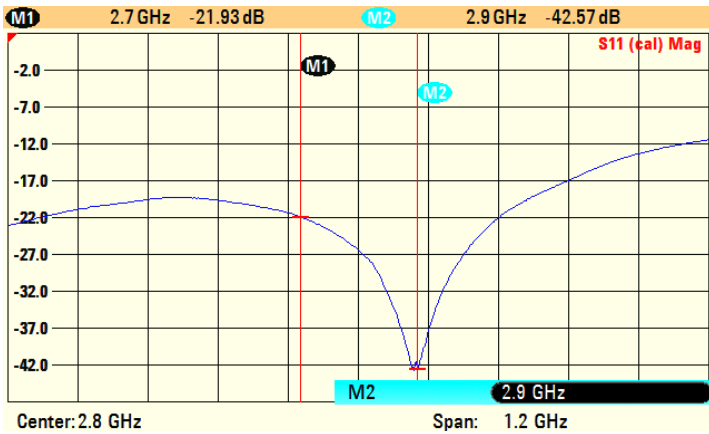


## |S31| a arg(S31)

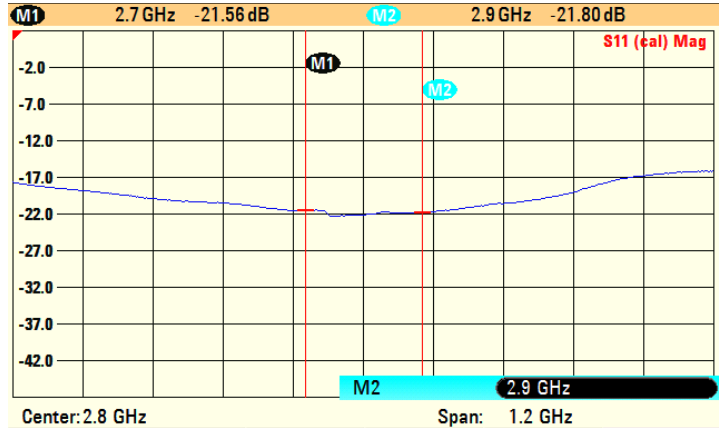


# Vysílač - C

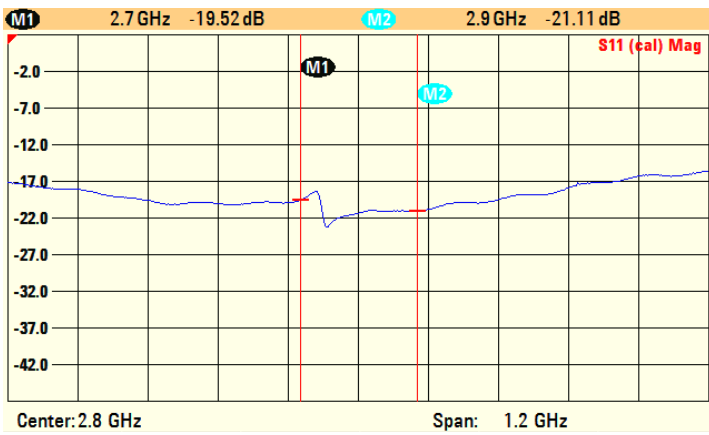
|S11|



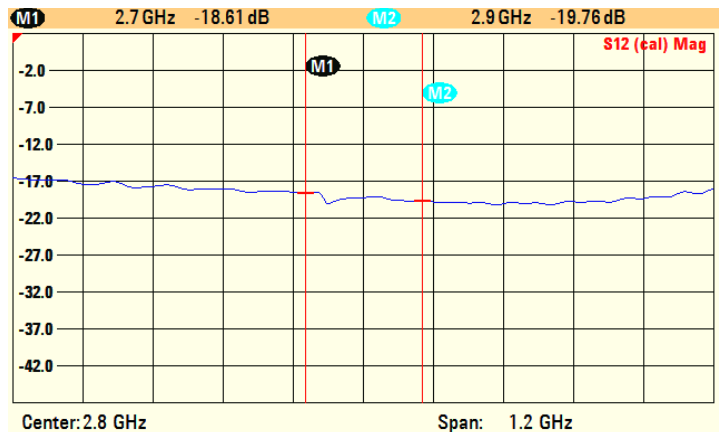
|S22|



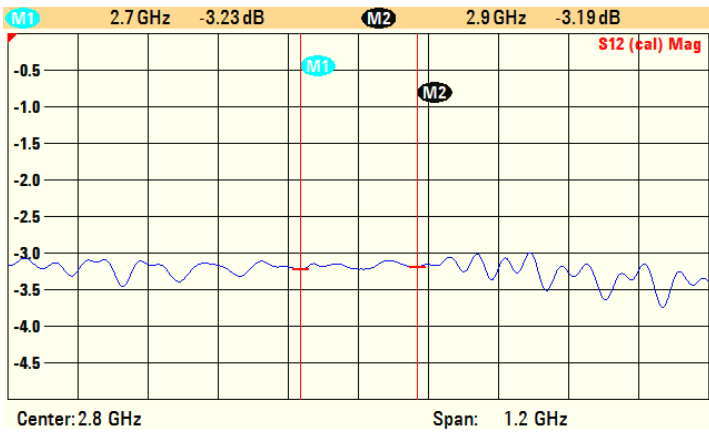
|S33|



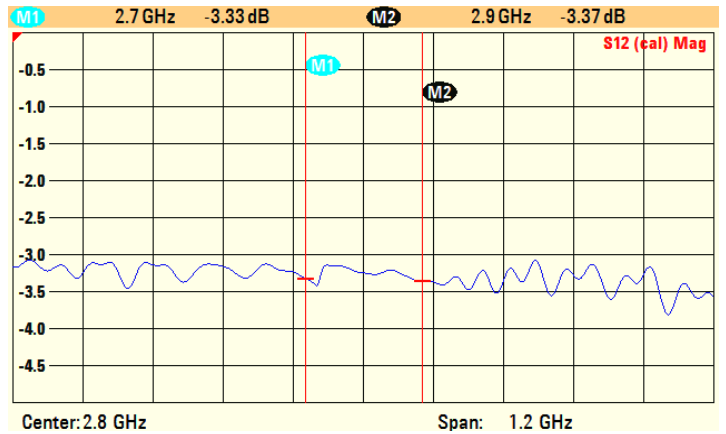
|S32|



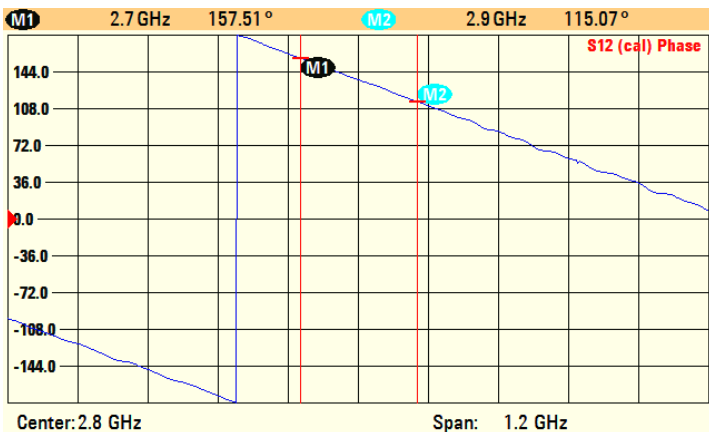
|S21|



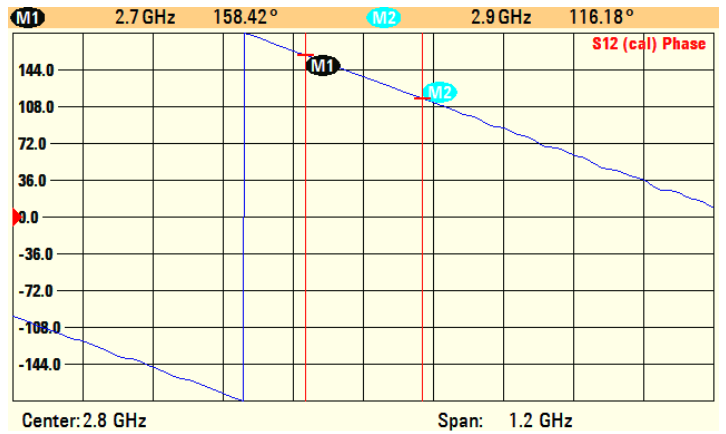
|S31|



arg(S21)

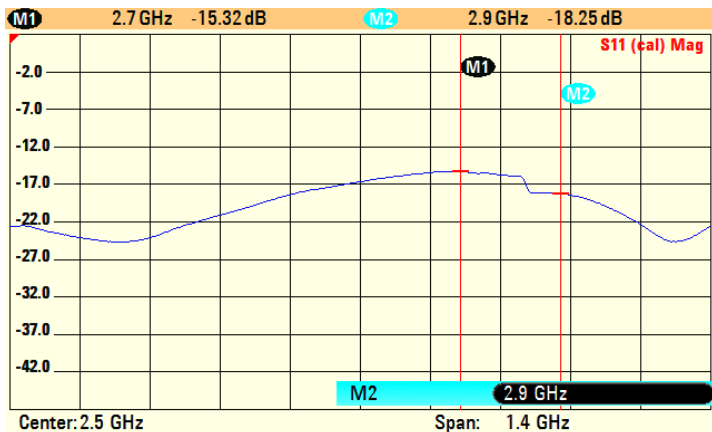


arg(S31)

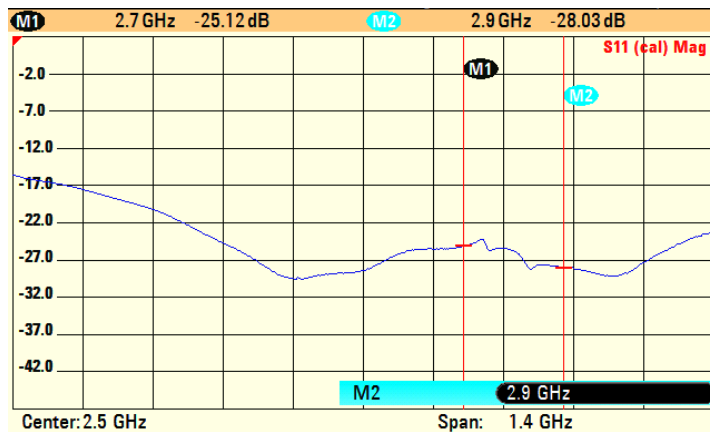


# Vysílač - D

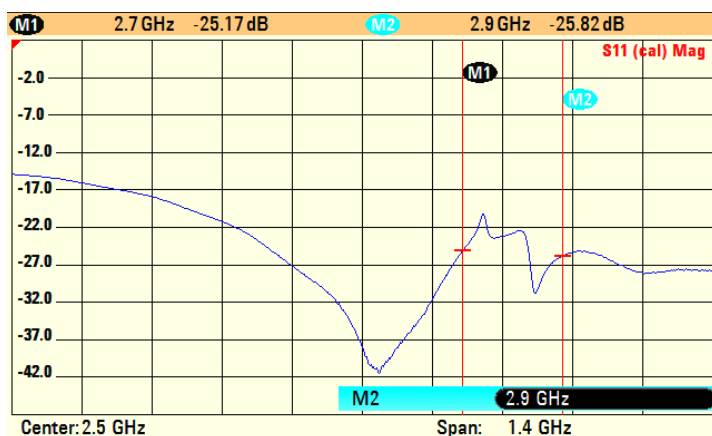
|S11|



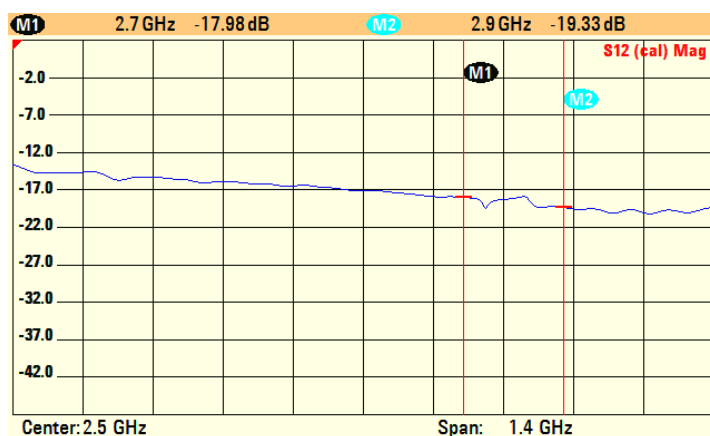
|S22|



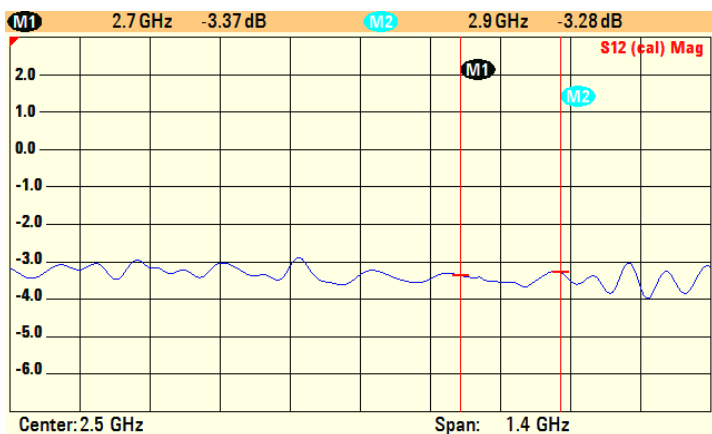
|S33|



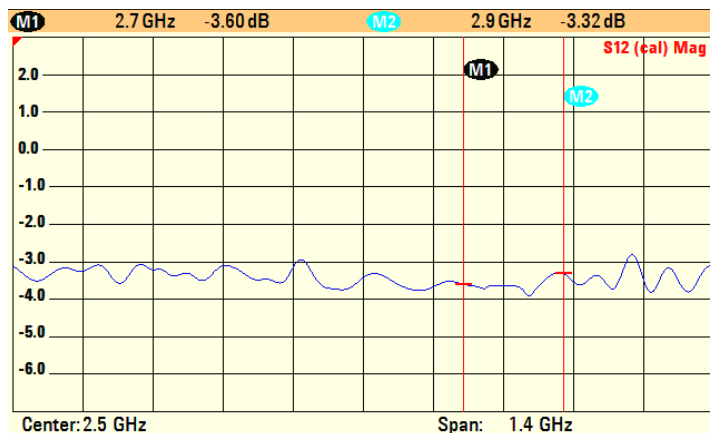
|S32|



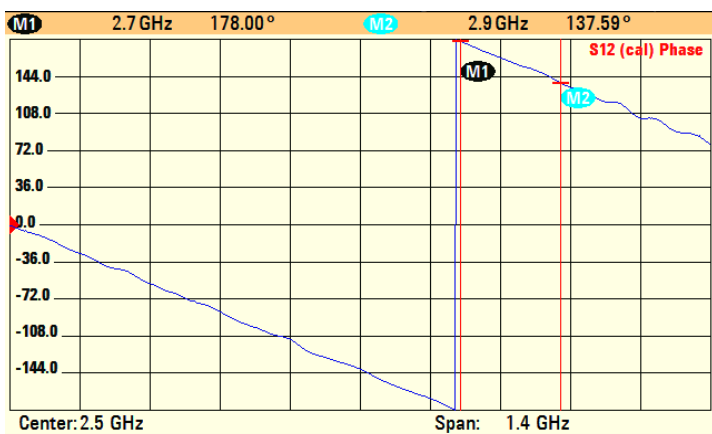
|S21|



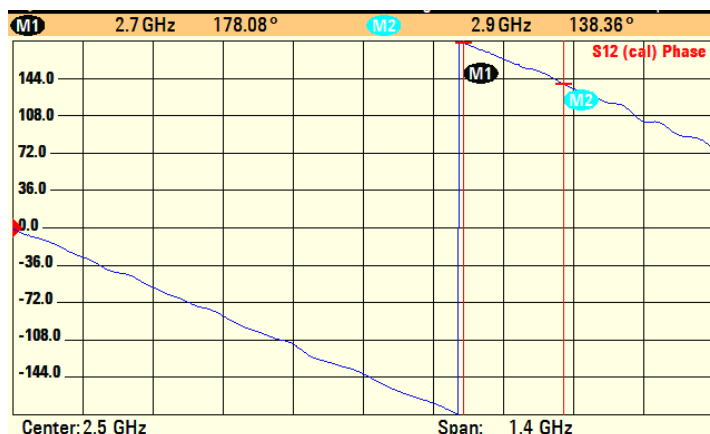
|S31|



arg(S21)

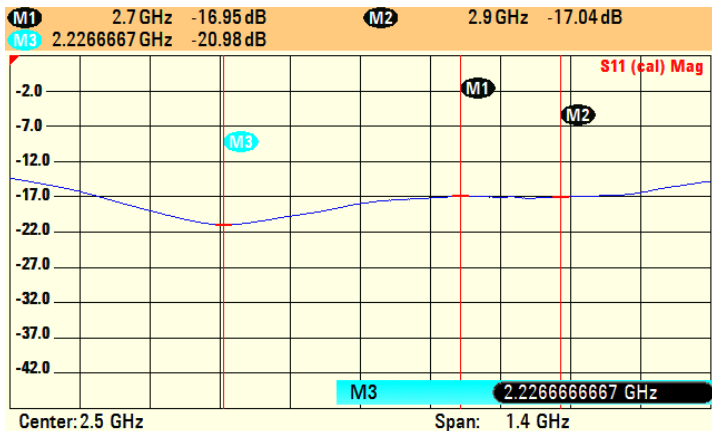


arg(S31)

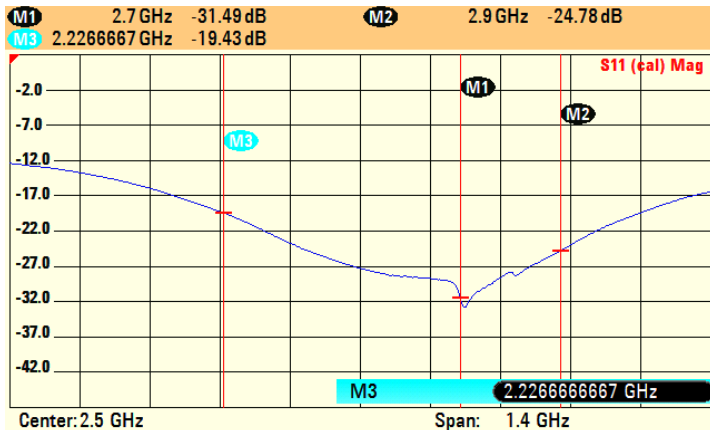


# Vysílač - E

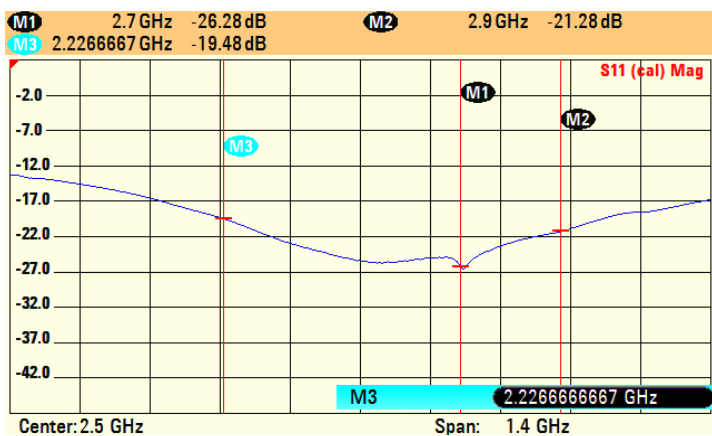
|S11|



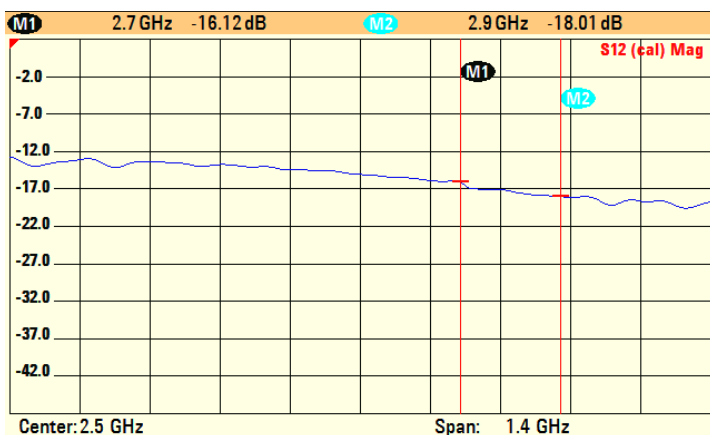
|S22|



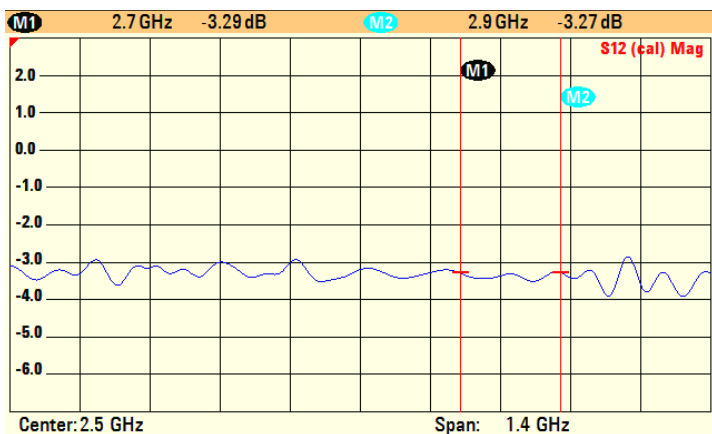
|S33|



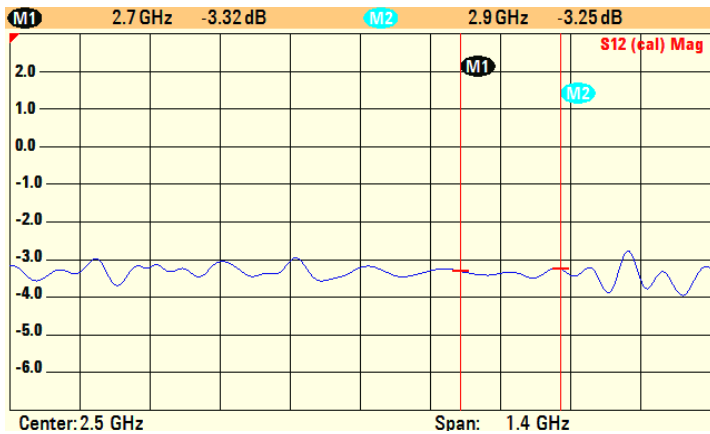
|S21|



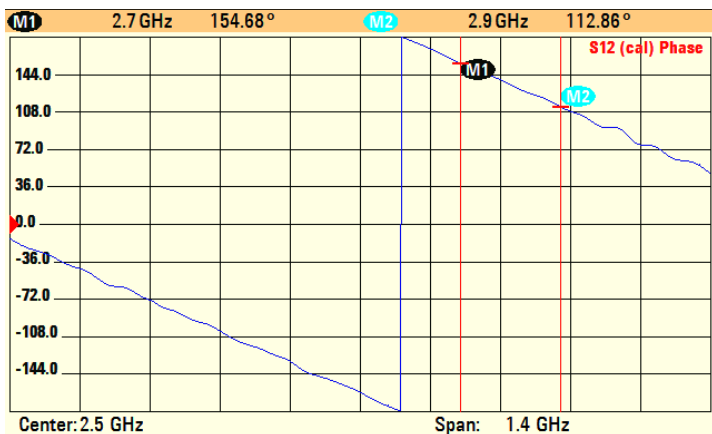
|S31|



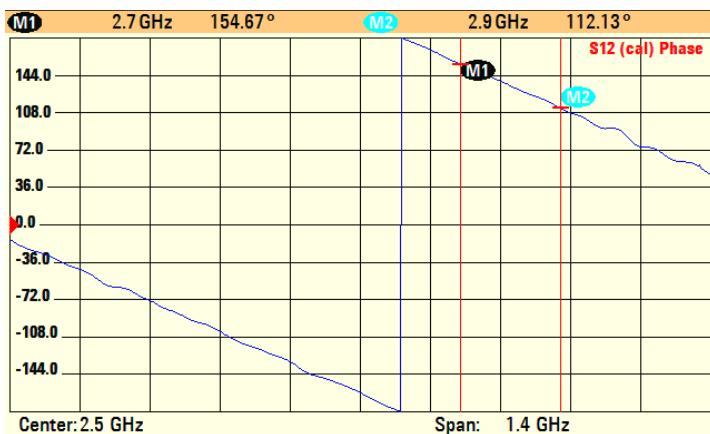
|S31|



arg(S21)

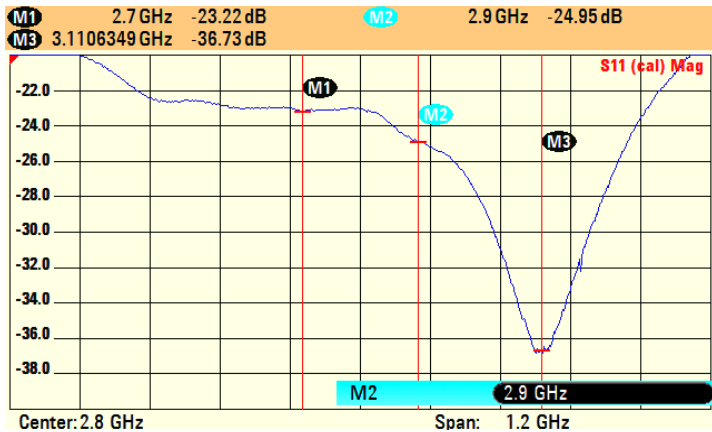


arg(S31)

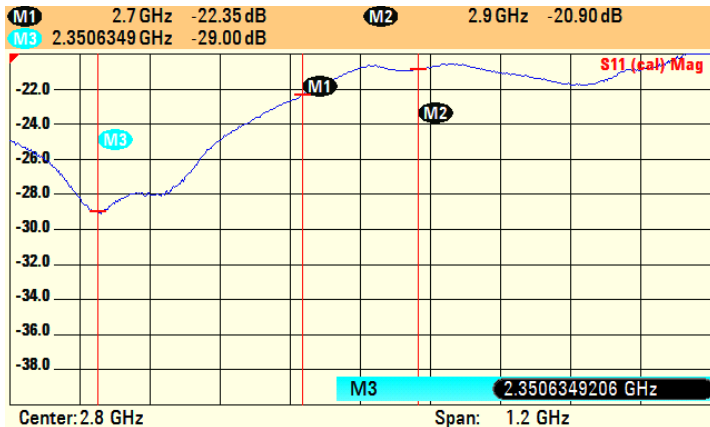


# Vysílač - F

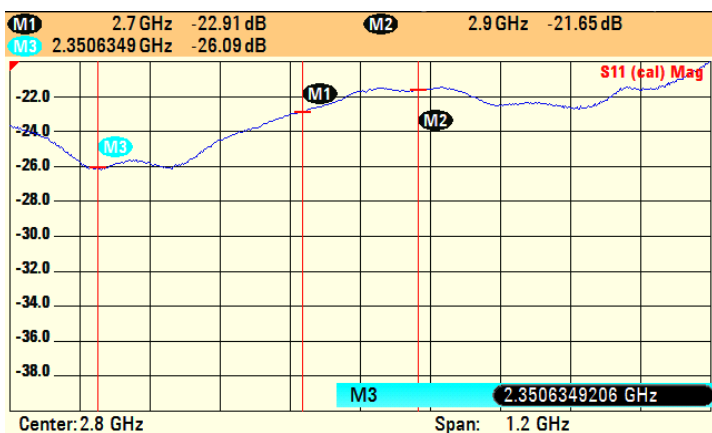
|S11|



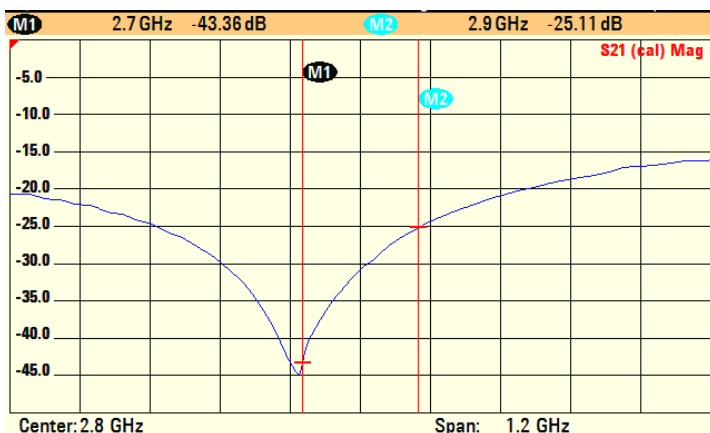
|S22|



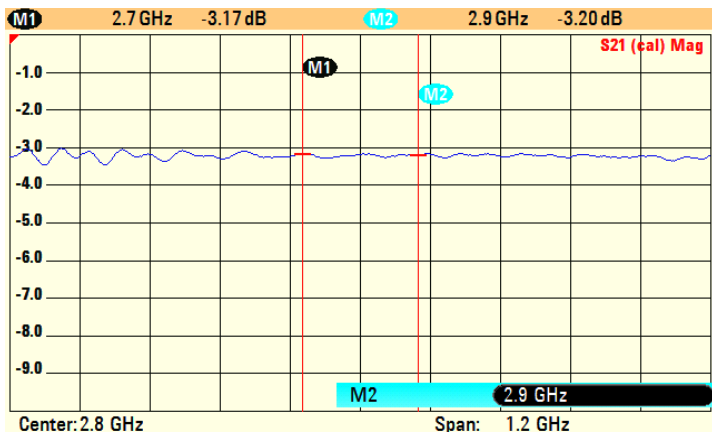
|S33|



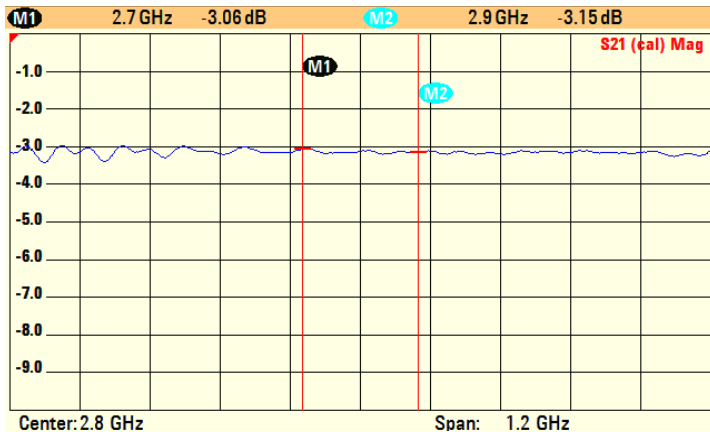
|S32|



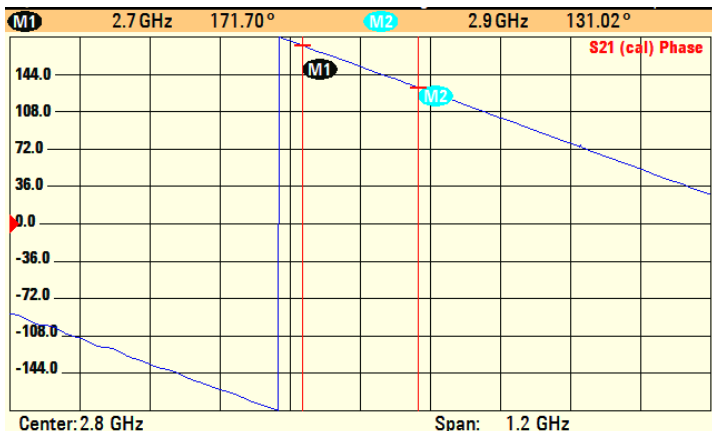
|S21|



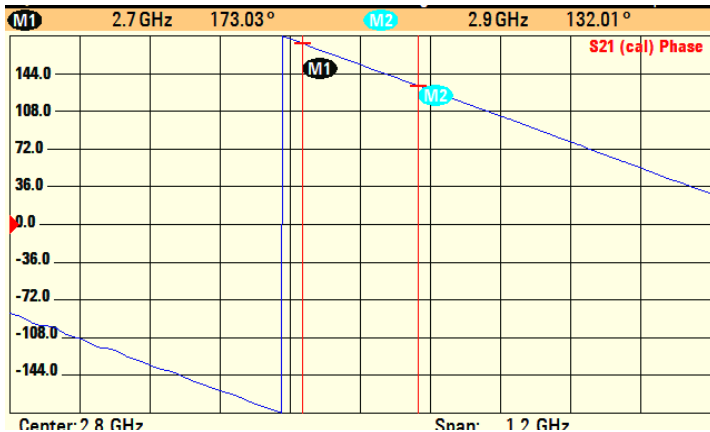
|S31|



arg(S21)

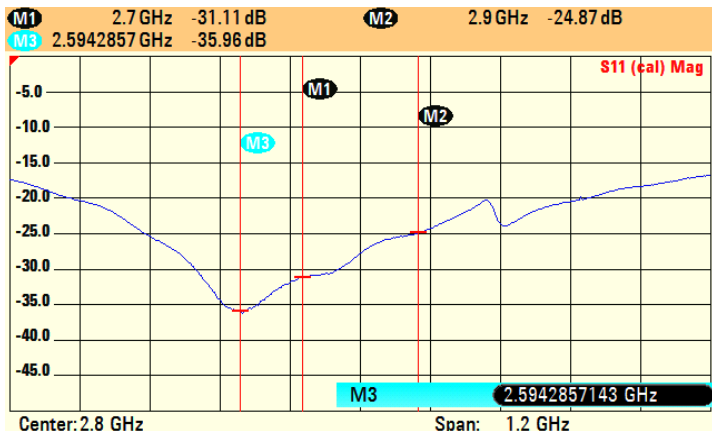


arg(S31)

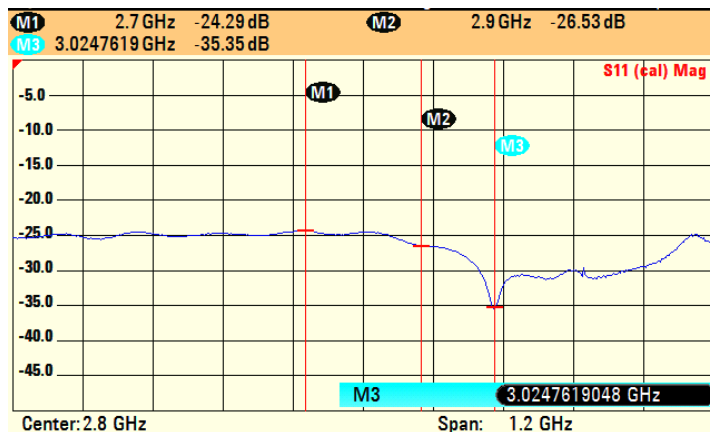


# Vysílač - G

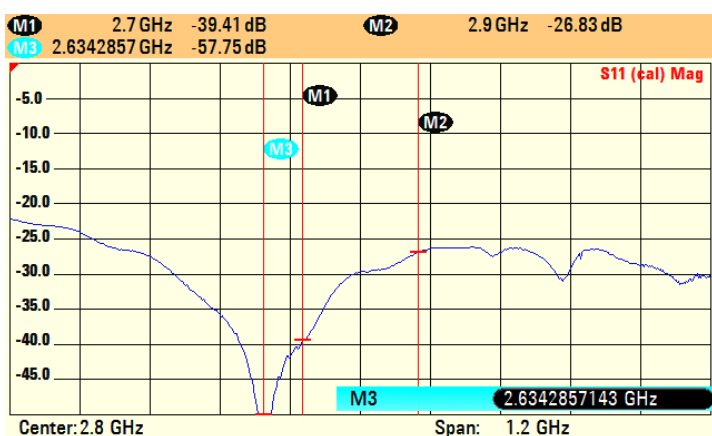
|S11|



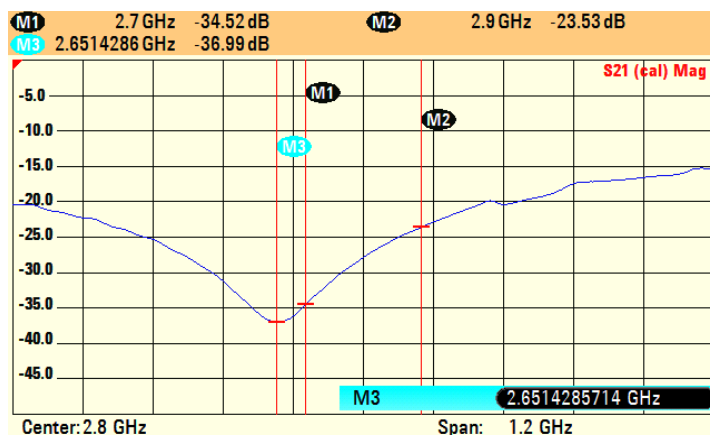
|S22|



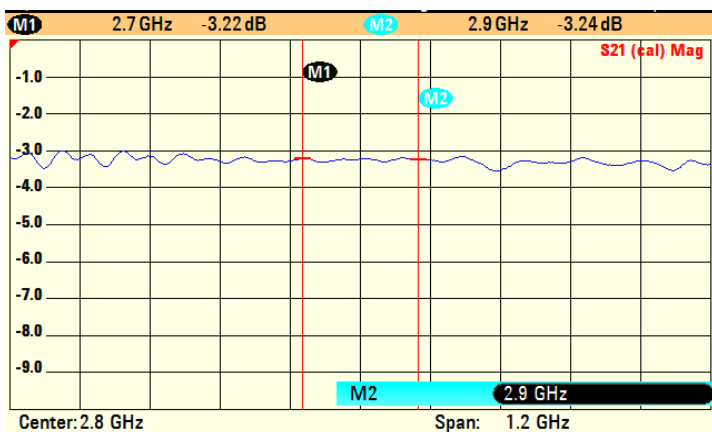
|S33|



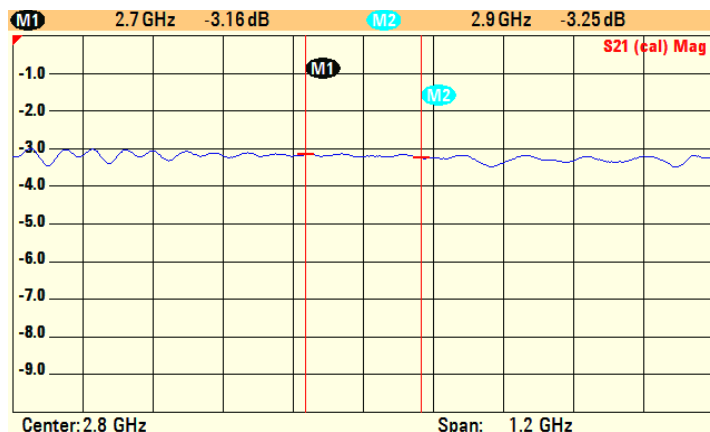
|S32|



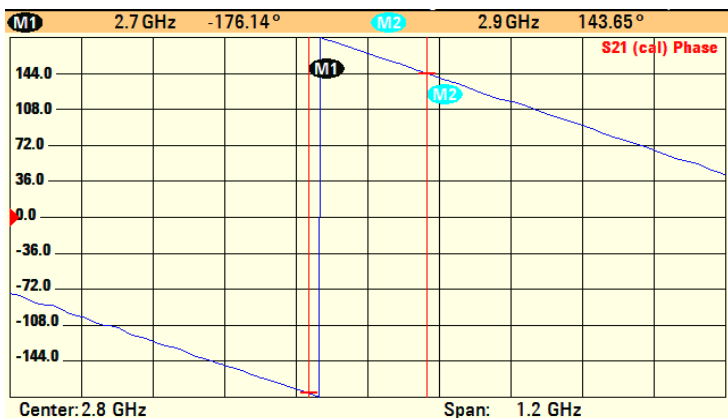
|S21|



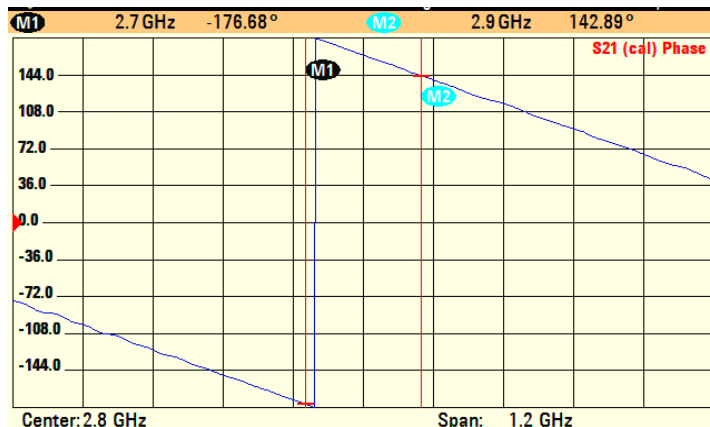
|S31|



arg(S21)



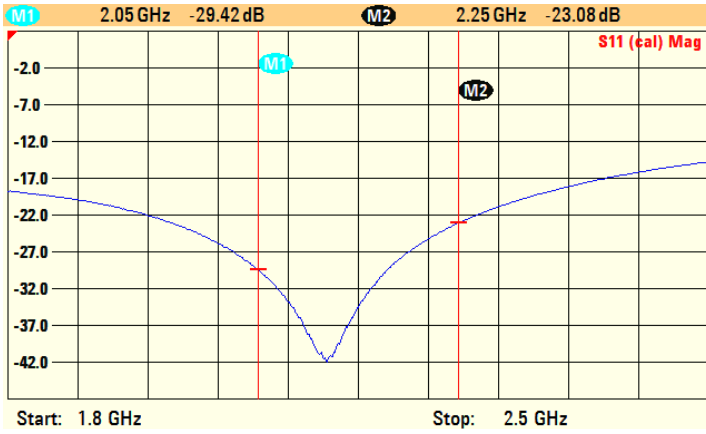
arg(S31)



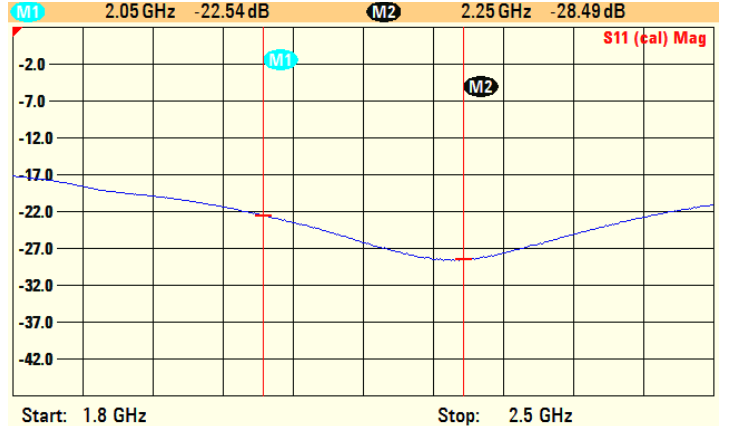


# 1. MO - A

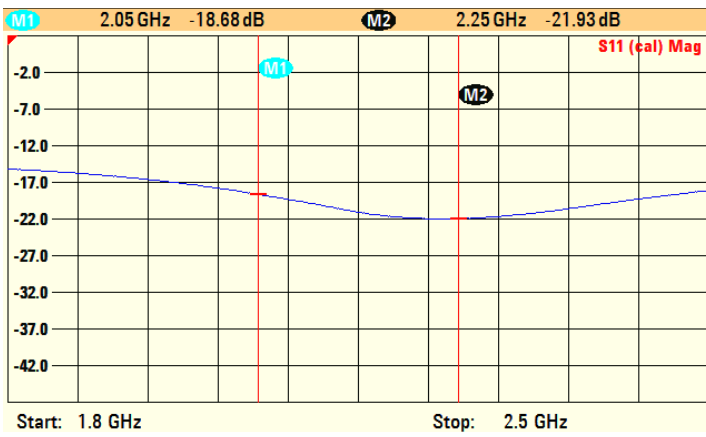
## |S11|



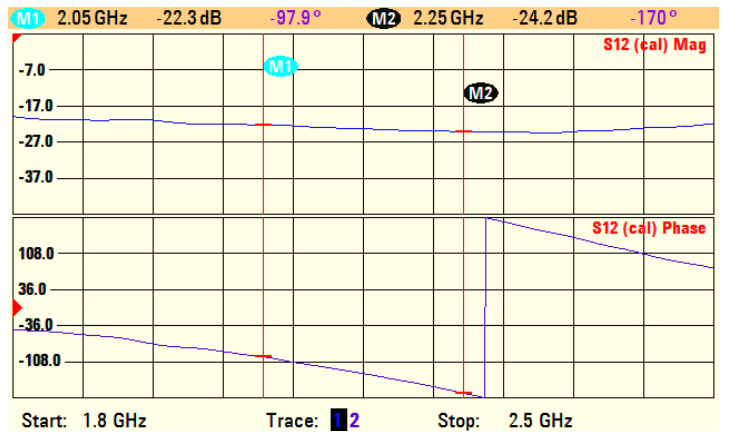
## |S22|



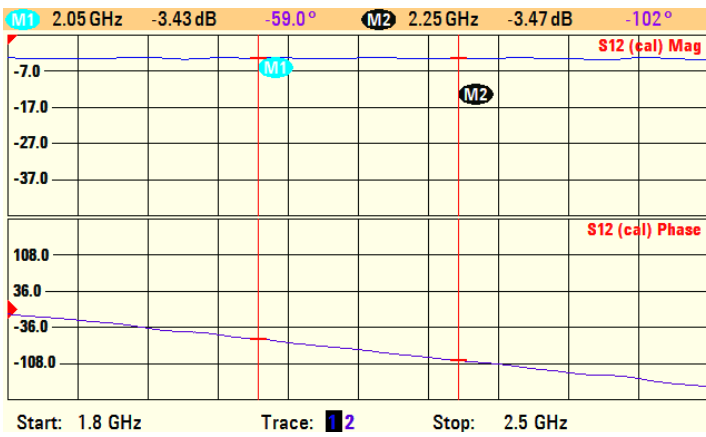
## |S33|



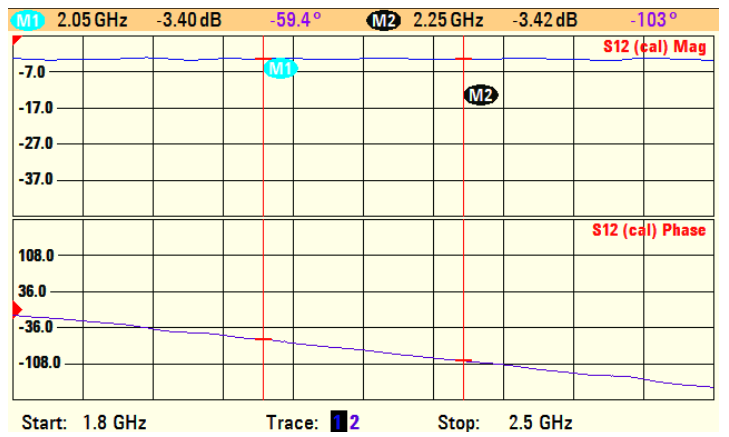
## |S22| a arg(S22)



## |S21| a arg(S21)

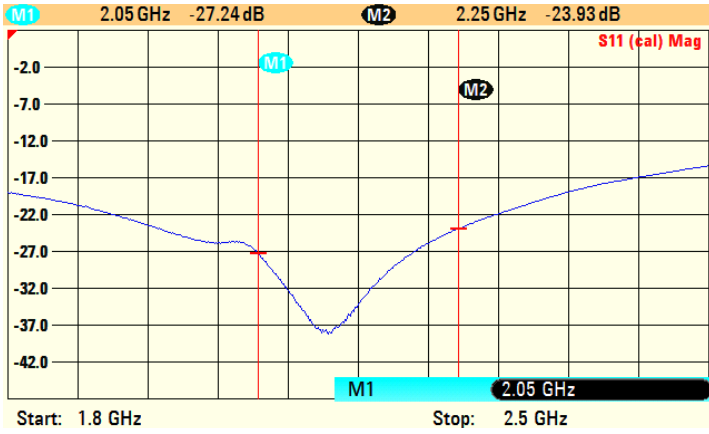


## |S31| a arg(S31)

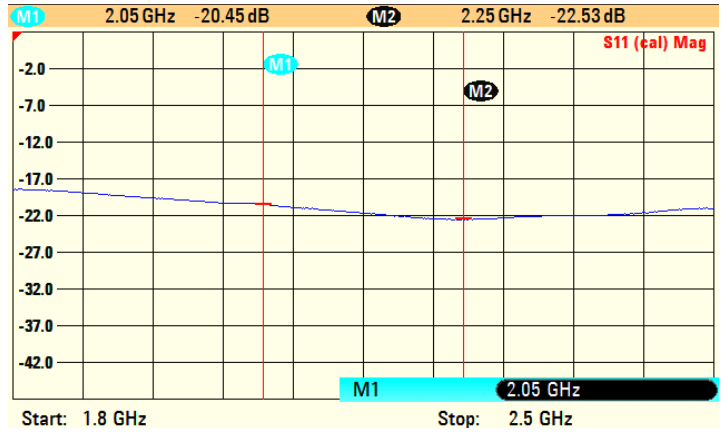


# 1. MO - B

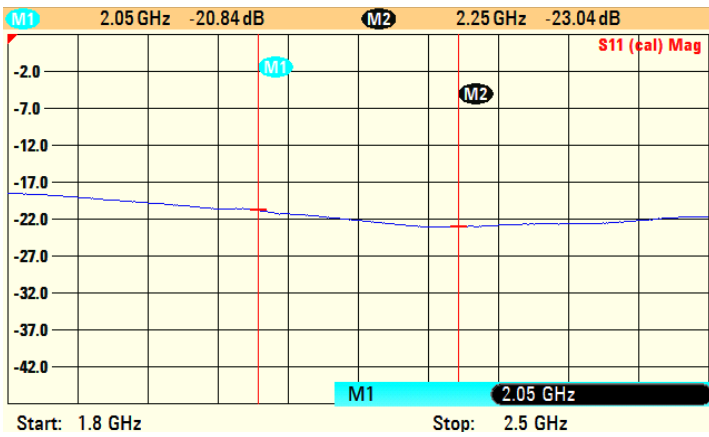
|S11|



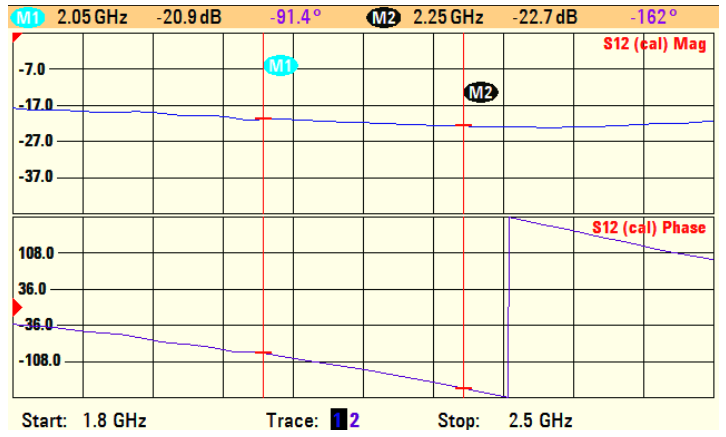
|S22|



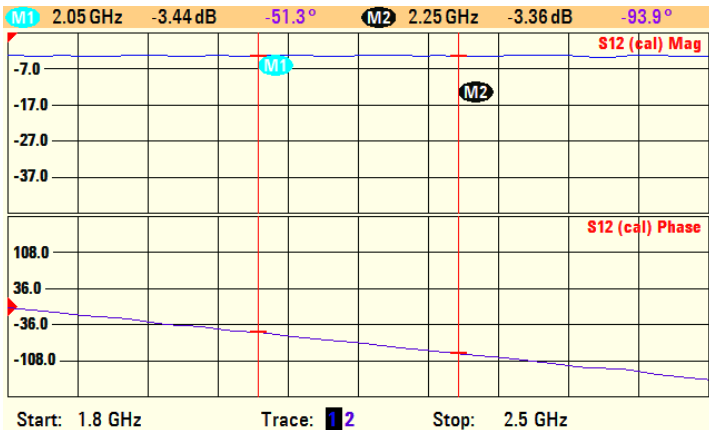
|S33|



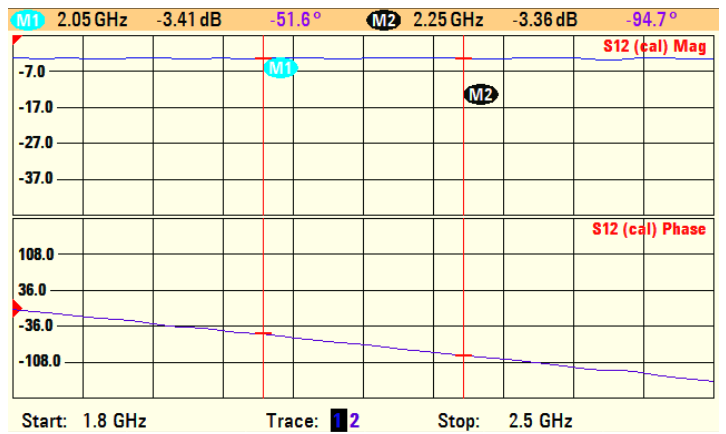
|S32| arg(S32)



|S21| a arg(S21)

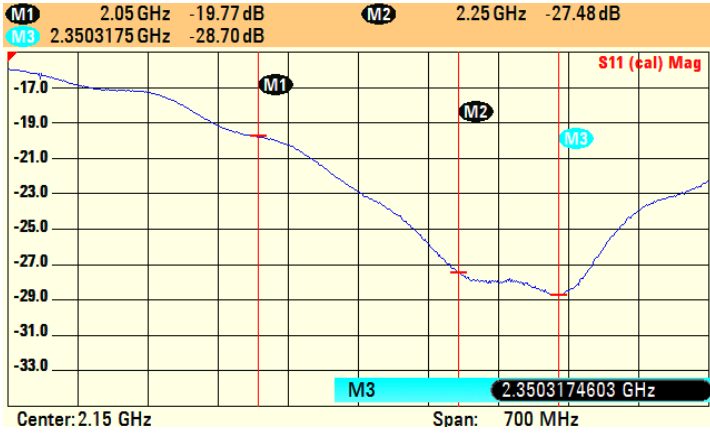


|S31| a arg(S31)

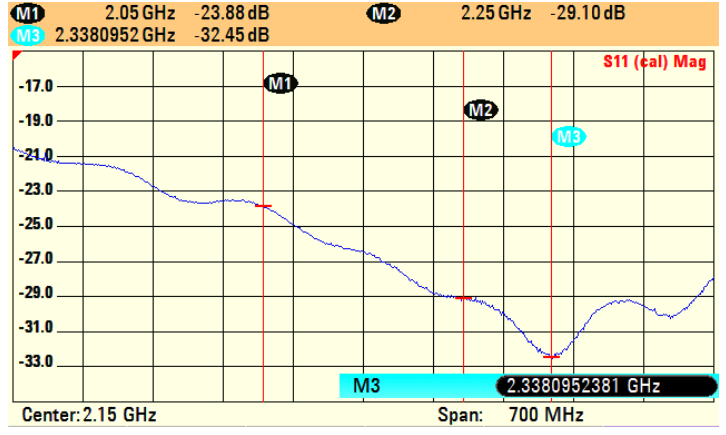


# 1. MO - C

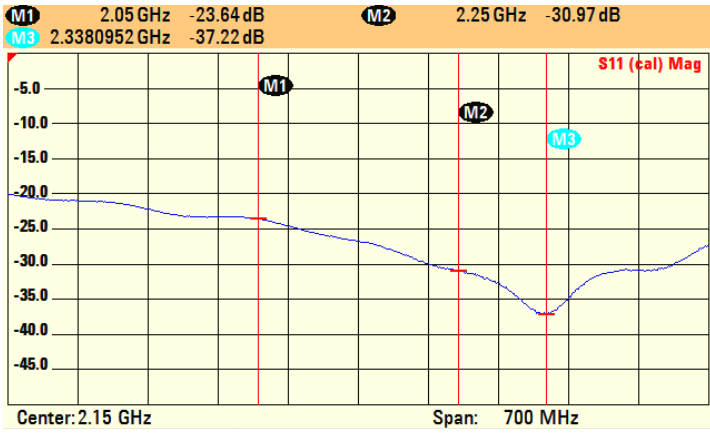
|S11|



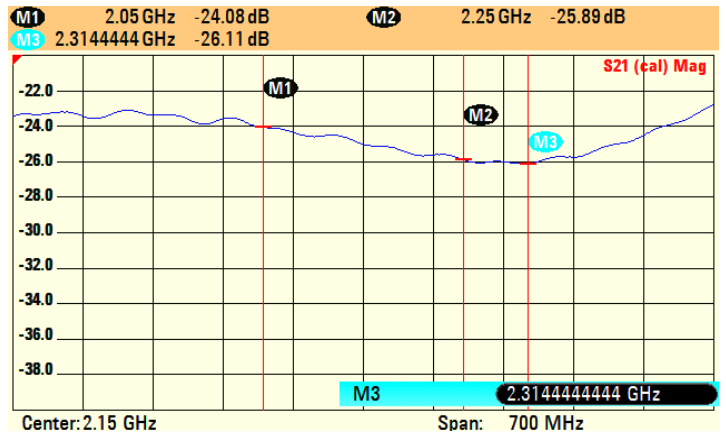
|S22|



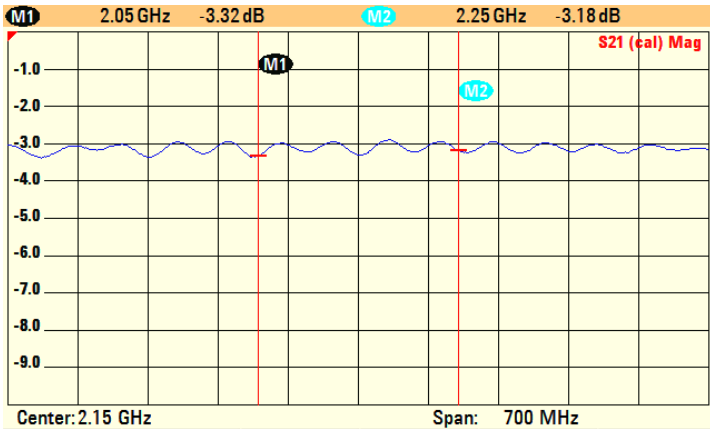
|S33|



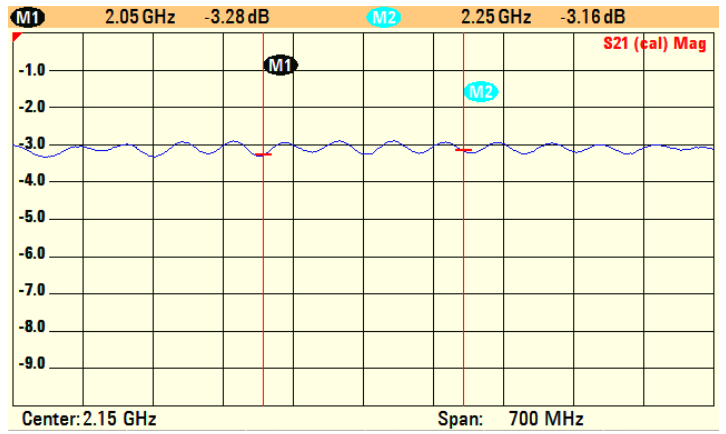
|S32|



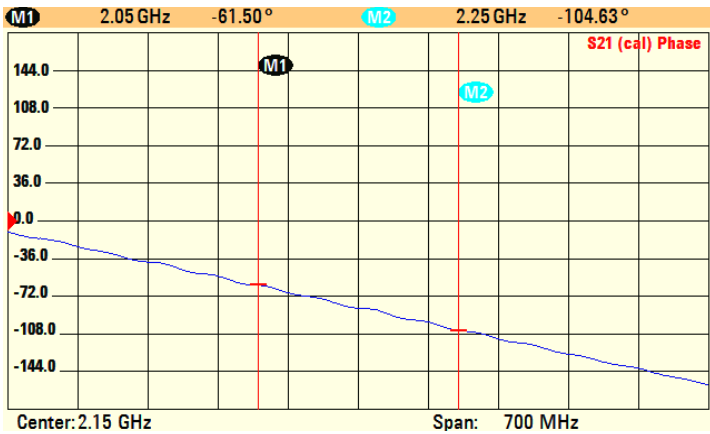
|S21|



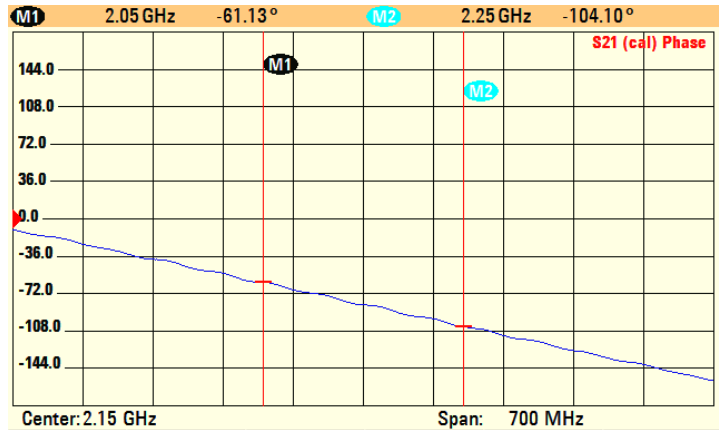
|S31|



arg(S21)

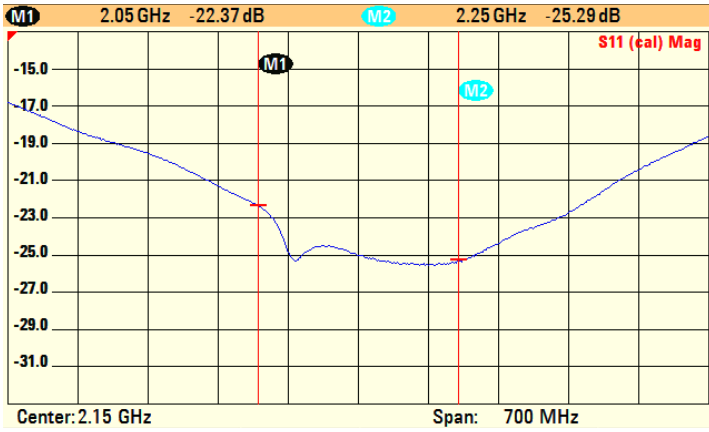


arg(S31)

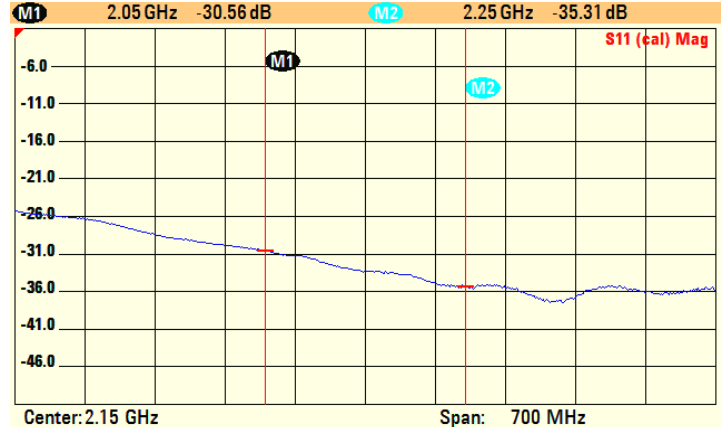


# 1. MO - D

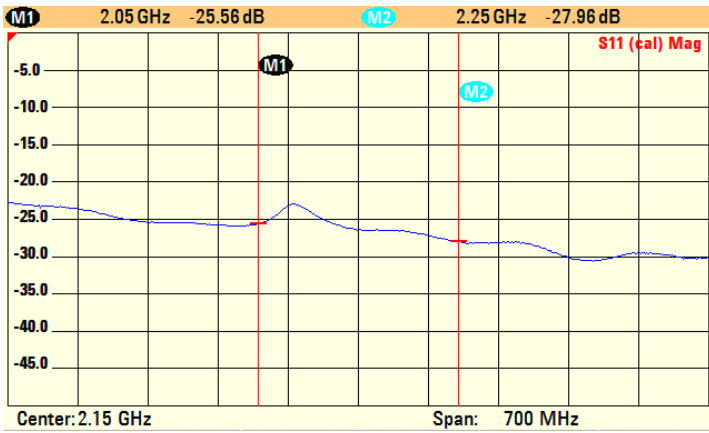
### |S11|



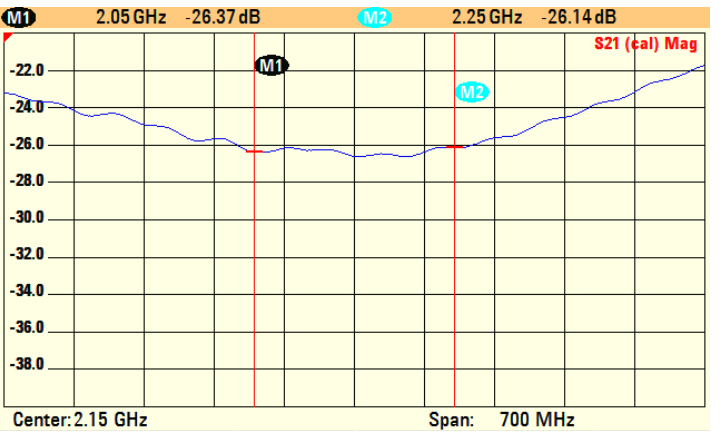
### |S22|



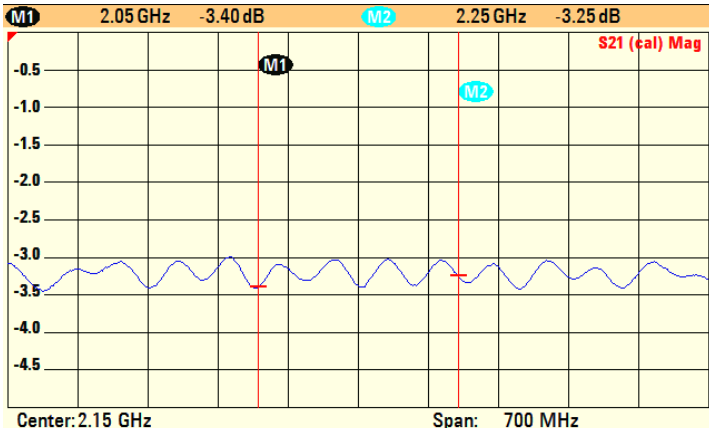
### |S33|



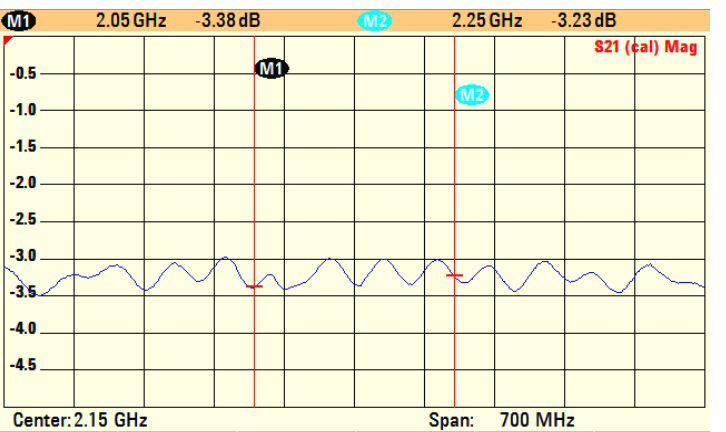
### |S32|



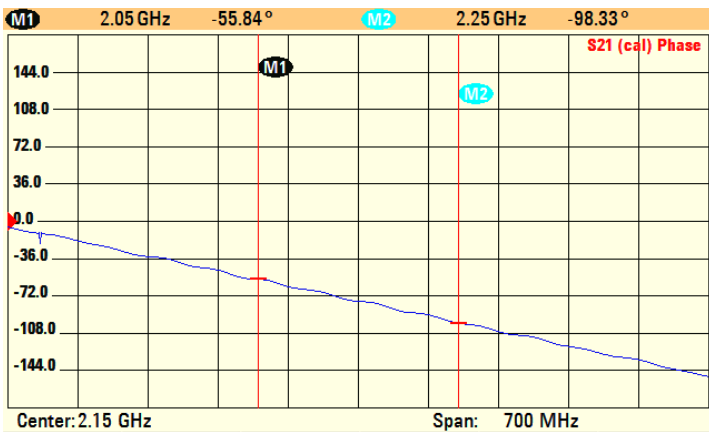
### |S21|



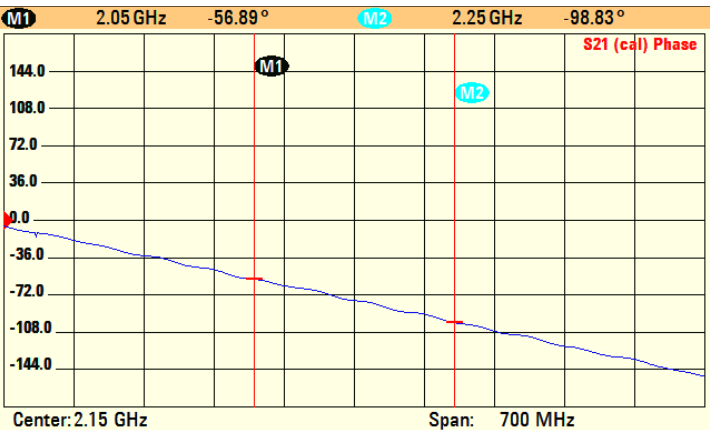
### |S31|



### arg(S21)

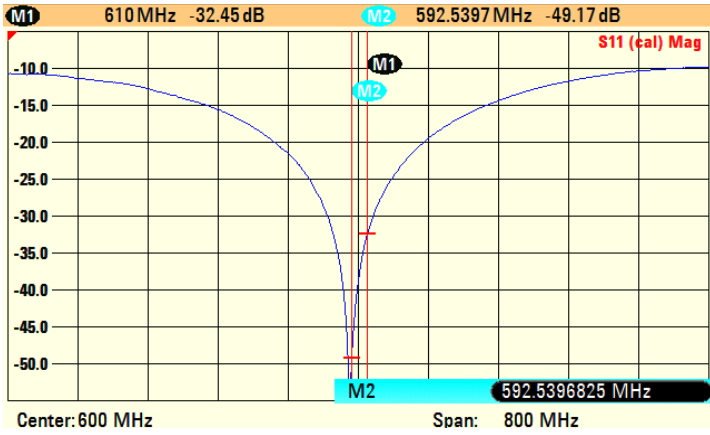


### arg(S31)

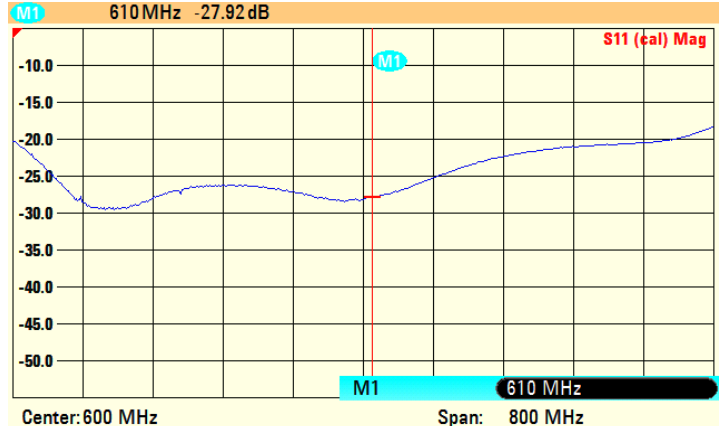


# 2. MO - A

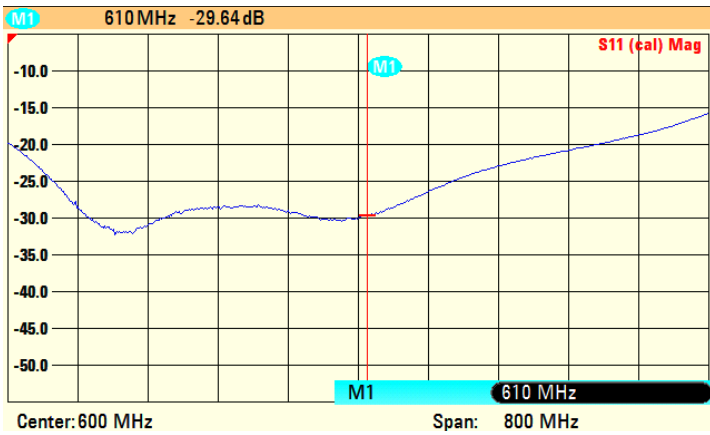
|S11|



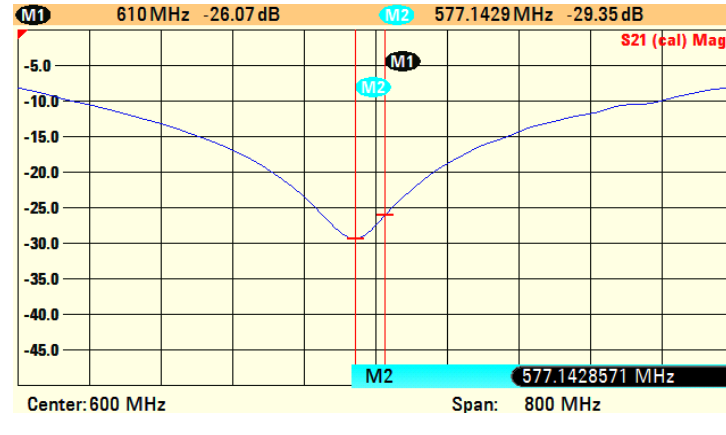
|S22|



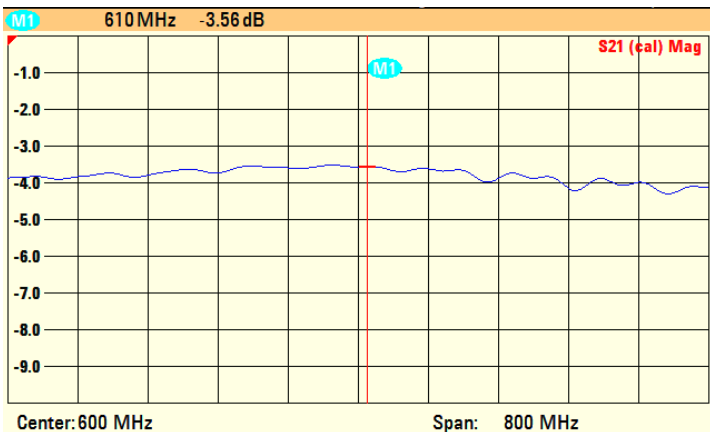
|S33|



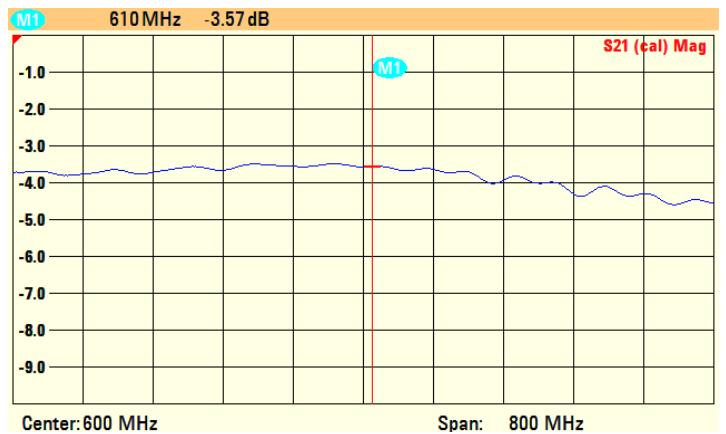
|S32|



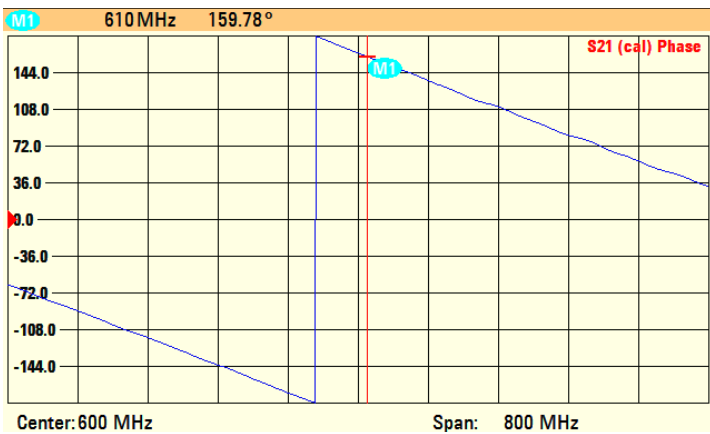
|S21|



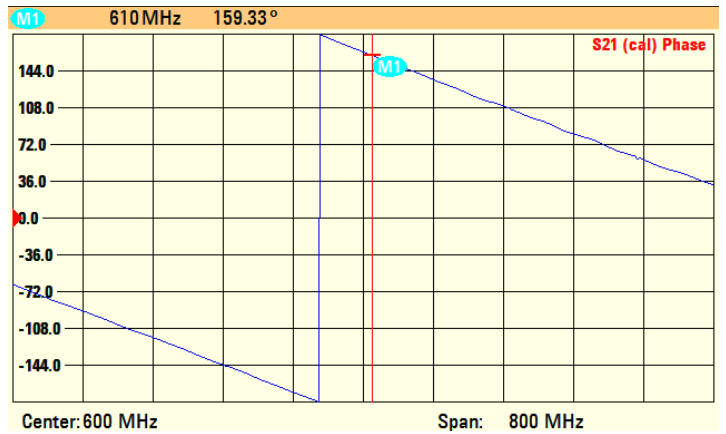
|S31|



arg(S21)

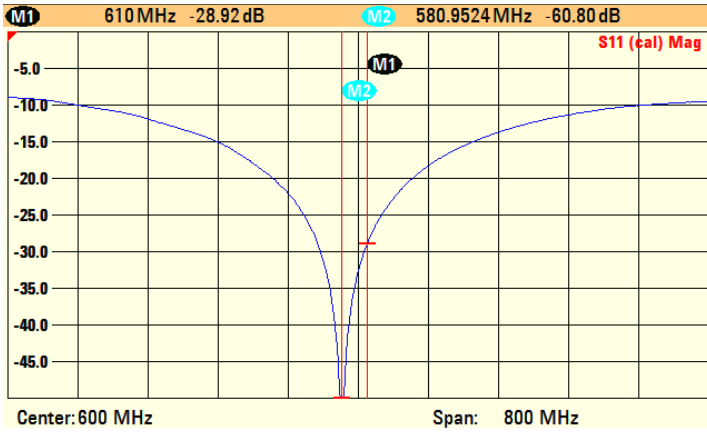


arg(S31)

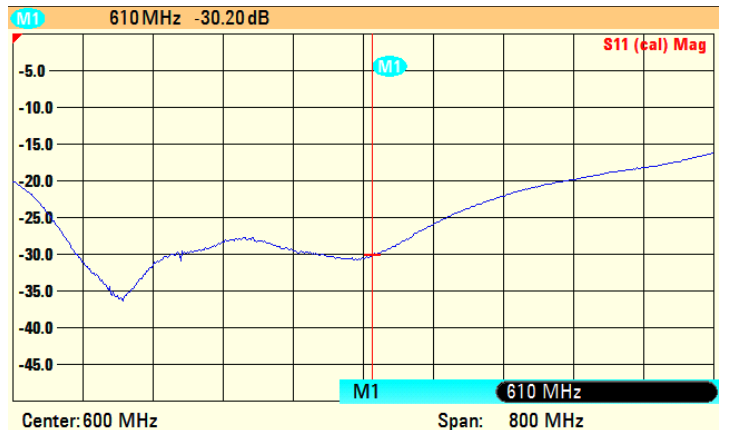


## 2. MO - B

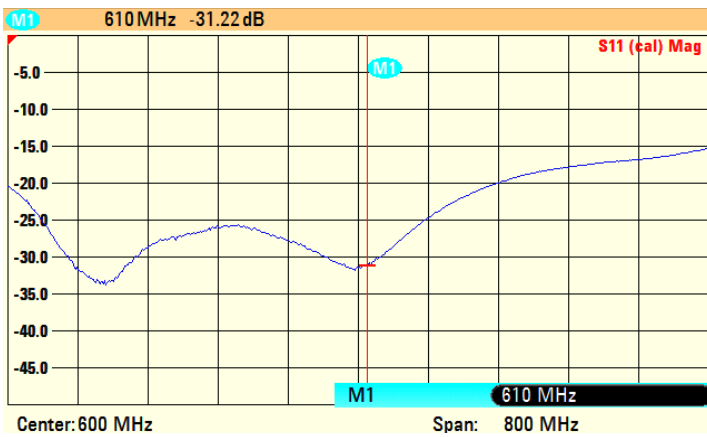
|S11|



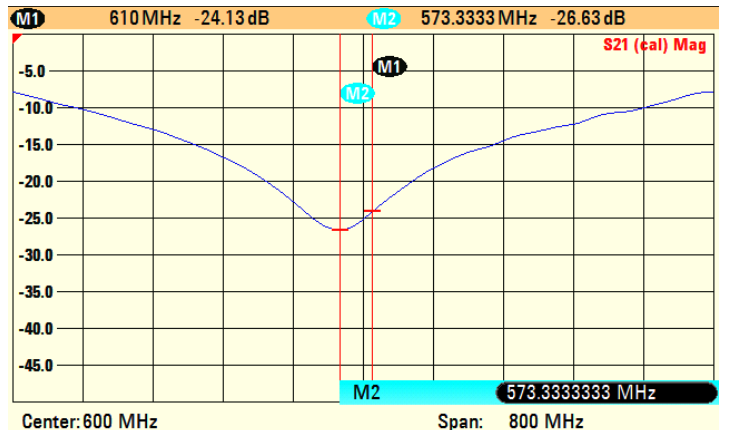
|S22|



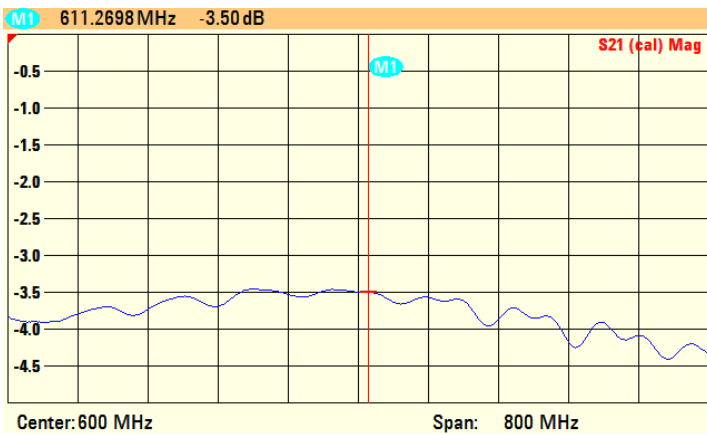
|S33|



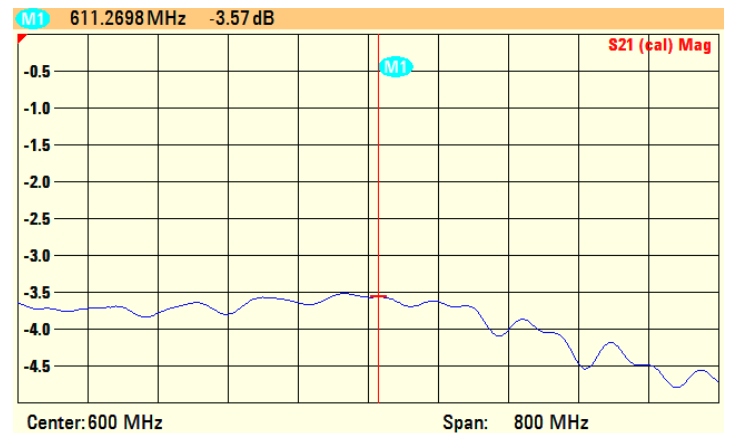
|S32|



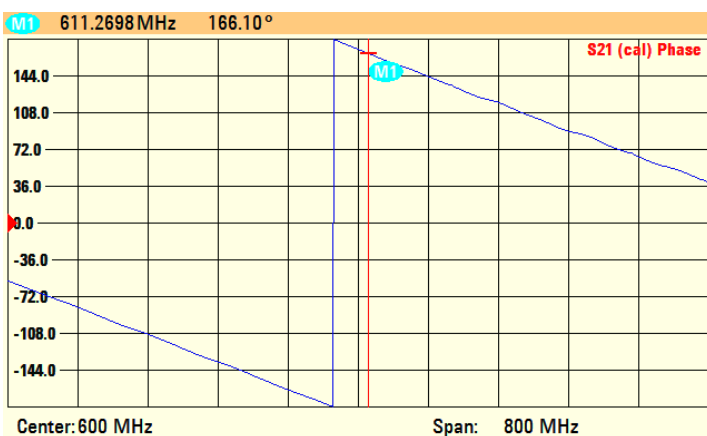
|S21|



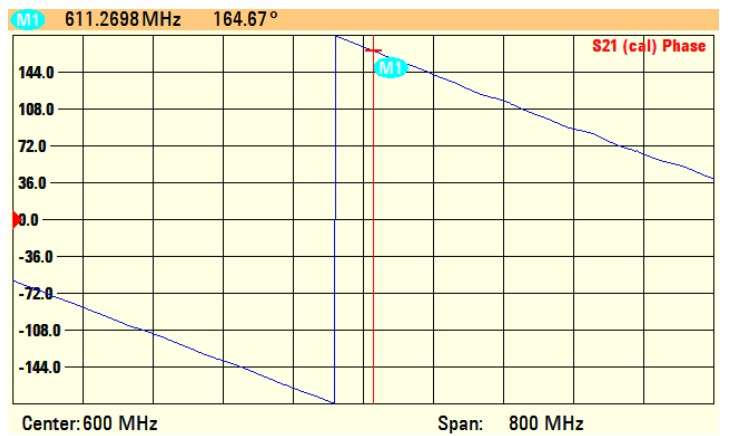
|S31|



arg(S21)



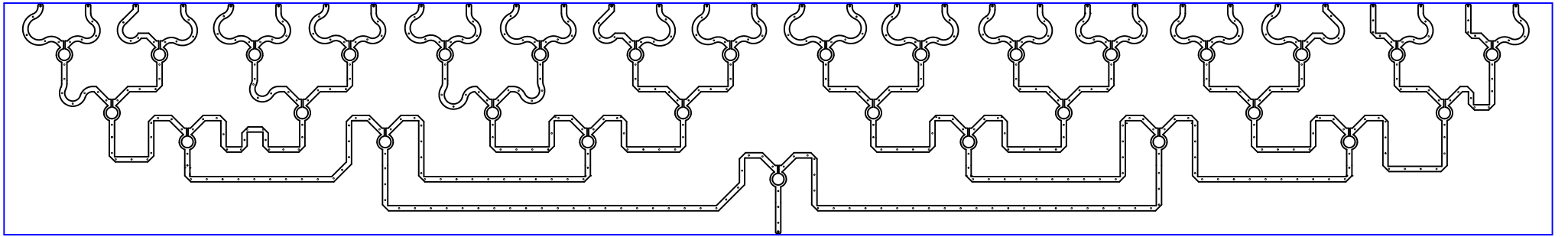
arg(S31)



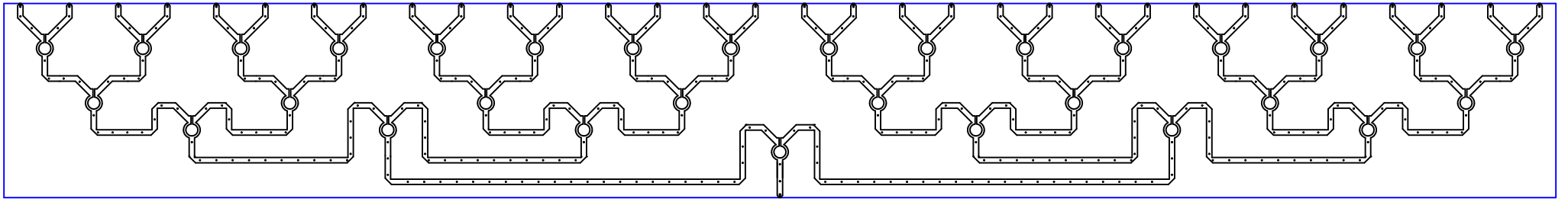
## Příloha C – výkresy vertikálních rozvodů

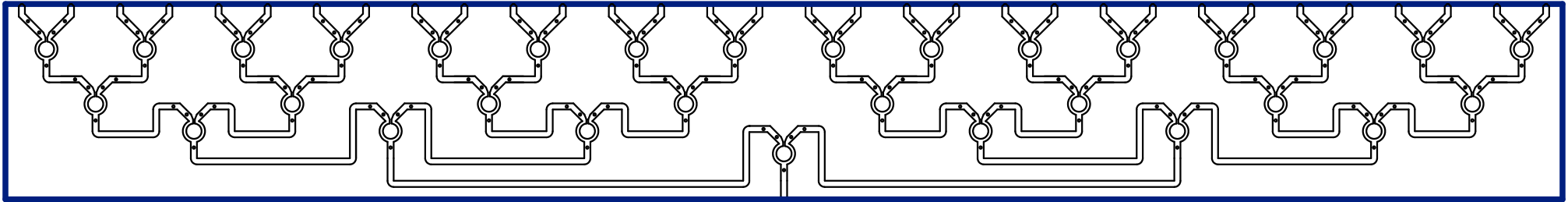
Zde jsou umístěny zmenšené výkresy jednotlivých vertikálních rozvodů, které byly navrženy během června 2012.

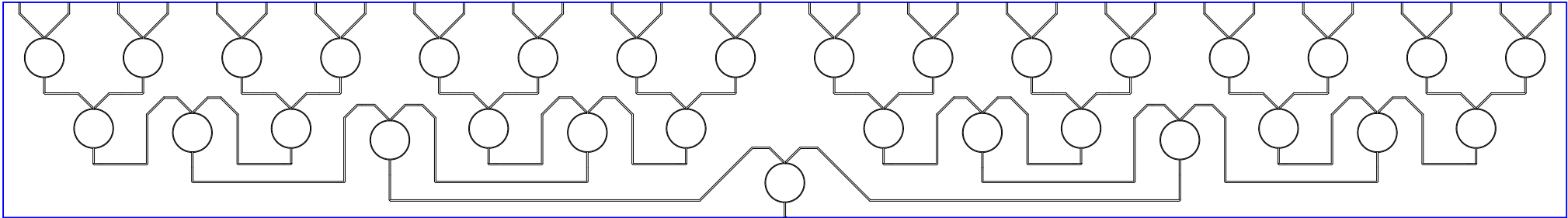
1. *Vertikální rozvod vysílače* - rovnoměrné amplitudy na jednotlivých výstupech, různé fáze
2. *Vertikální rozvod kontrolního signálu* - rovnoměrné amplitudy a stejné fáze na jednotlivých výstupech
3. *Vertikální rozvod 1. MO* - rovnoměrné amplitudy a stejné fáze na jednotlivých výstupech
4. *Vertikální rozvod 2. MO* - rovnoměrné amplitudy a stejné fáze na jednotlivých výstupech











## Obsah CD

- **signalove\_rozvody**
  - dvoj\_coax.m
  - mikropasek.m
  - pasek.m
- **synteza**
  - **fazova\_synteza**
    - ◆ zarice.m – spouštěcí skript (ostatní jsou podpůrné skripty pro správnou funkci programu)
  - **skripty\_pro\_tvorbu\_grafu** (výpis spouštěcích skriptů)
    - ◆ cos.m
    - ◆ dolphChebyshev.m
    - ◆ fourier.m
    - ◆ taylor.m
    - ◆ uniform.m
- **vykresy**
  - **1MO**
    - ◆ **delice**
      - 1MO-A, B, C, D.dxf
    - ◆ rozvod\_1MO.dxf
  - **2MO**
    - ◆ **delice**
      - 2MO-A, B.dxf
    - ◆ rozvod\_2MO.dxf
  - **kontrolni**
    - ◆ rozvod\_kontrolni.dxf
  - **vysilac**
    - ◆ **delice**
      - Vysilac-A, B, C, D, E, F, G.dxf
    - ◆ **rozvod**
      - **gerber** (obsahuje gerber data jednotlivých částí rozvodu vysílače)
      - rozvod\_vysilac.dxf
      - rozvod\_vysilac.xps
  - delice.pdf
  - rozvody.pdf
- **vysledky\_mereni**
  - vysledky\_mereni.pdf
- Shejbal\_Tomas.pdf – tato práce v pdf