

UNIVERZITA PARDUBICE

Fakulta elektrotechniky a informatiky

Syntéza a návrh vertikální anténní řady pro sekundární  
radiolokátor

Daniel Zelinka

Diplomová práce  
2017

Univerzita Pardubice  
Fakulta elektrotechniky a informatiky  
Akademický rok: 2016/2017

## ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Daniel Zelinka**  
Osobní číslo: **I15173**  
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**  
Studijní obor: **Komunikační a řídicí technologie**  
Název tématu: **Syntéza a návrh vertikální anténní řady pro sekundární radiolokátor**  
Zadávající katedra: **Katedra elektrotechniky**

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

Student se seznámí se základními principy sekundárního radiolokátoru. Provedete syntézu osmi prvkové vertikální anténní řady pro sekundární radiolokátor s cílem dosažení kosekan-  
tového průběhu a proveden analýzu diagramu krytí navrženého vyzářovacího diagramu. Dále  
se student seznámí s teoretickým návrhem mikrovlnných děličů výkonu. Dle navržené syn-  
tény anténní řady provede návrh rozvodů signálu pro tuto anténní řadu. Správnost návrhu  
jednotlivých děličů i celého rozvodu ověří simulacemi v programu CST Microwave Studio.

Rozsah grafických prací:

Rozsah pracovní zprávy:

Forma zpracování diplomové práce: **tištěná**

Seznam odborné literatury:

POZAR, David M. Microwave engineering. 4th ed. Hoboken, NJ: Wiley, c2012, xvii, 732 p. ISBN 0470631554.

TYSL, Václav a Vladimír RÚŽIČKA. Teoretické základy mikrovlnné techniky. Vyd. 1. Praha: SNTL - Nakladatelství technické literatury, 1989, 450 s.

MILLIGAN, Thomas A. Modern antenna design. 2nd ed. Hoboken, N.J.: Wiley-Interscience, c2005. ISBN 0471457760.

BEZOUŠEK, Pavel a Pavel ŠEDIVÝ. Radarová technika. Vyd. 1. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2004, vi, 217 s. ISBN 80-01-03036-9.

Vedoucí diplomové práce: **Ing. Tomáš Zálabský**  
Katedra elektrotechniky

Datum zadání diplomové práce: **31. října 2016**

Termín odevzdání diplomové práce: **12. května 2017**



Ing. Zdeněk Nžam, Ph.D.  
děkan



L.S.



Ing. Jan Pšidaně, Ph.D.  
vedoucí katedry

V Pardubicích dne 15. listopadu 2016

## **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.

V Pardubicích dne 17.8. 2017

Daniel Zelinka

## **Poděkování**

Rád bych poděkoval Ing. Tomáši Zálabskému, za vedení této práce, za cenné rady a připomínky, bez kterých by tato práce neměla současnou podobu.

Děkuji také mé přítelkyni a celé rodině za dlouholetou podporu ve studiu.

## **Anotace**

Tato diplomová práce pojednává o syntéze a návrhu vertikální anténní řady pro sekundární radiolokátor. Sekundární radiolokace nachází široké uplatnění v řízení letového provozu. V práci je popsán princip sekundárního radiolokátoru a je proveden rozbor antény sekundárního přehledového radaru, signálových rozvodů a děličů výkonu. Dále je proveden detailní rozbor syntézy lineární anténní řady a na jejich základě vybrána vhodná syntéza pro požadovaný průběh vyzářovacího diagramu antény. Na základě zmíněných poznatků byly navrženy děliče výkonu a z nich sestaven signálový rozvod pro vertikální anténní řadu. Tento prototyp vertikálního signálového rozvodu byl podroben měření, která potvrdila jeho požadované vlastnosti.

## **Klíčová slova**

Radiolokace, radar, anténa, dělič výkonu, syntéza

## **Title**

Synthesis and design of vertical antenna series for the secondary radar

## **Annotation**

This diploma work describes the synthesis and design of a vertical antenna series for the secondary radar. Secondary radar is widely used in air traffic control. The diploma work describes the principle of the secondary radar and analyzes the antenna of secondary radar, signal distribution and power dividers. In this work, the synthesis of linear antenna arrays is also described. Based on this, a suitable synthesis is chosen for desired waveform of the transmitting antenna. Based on said knowledge, power dividers were designed. Signal distribution for the vertical antenna was assembled from designed power dividers. The function of a vertical signal distribution prototype was confirmed with measurements.

## **Keywords**

Radiolocation, radar, antenna, power divider, synthesis

## Obsah

<b>Seznam zkratk</b> .....	<b>8</b>
<b>Seznam obrázků</b> .....	<b>9</b>
<b>Seznam tabulek</b> .....	<b>11</b>
<b>Úvod</b> .....	<b>12</b>
<b>1 Sekundární radiolokátor</b> .....	<b>13</b>
1.1 Funkce radaru .....	13
1.2 Radarová rovnice.....	13
1.3 Určení pozice cíle .....	15
1.3.1 Měření radiální vzdálenosti cíle .....	15
1.3.2 Měření azimutu cíle .....	17
<b>2 Anténa sekundárního přehledového radaru</b> .....	<b>24</b>
2.1 Popis antény.....	24
2.2 Horizontální rozvod antény .....	24
2.3 Vertikální rozvod antény .....	25
<b>3 Dělič výkonu</b> .....	<b>26</b>
3.1 Typy děličů.....	27
3.1.1 Wilkinsonův dělič výkonu.....	27
3.1.2 Dělič výkonu typu Branch-line.....	29
<b>4 Syntéza lineární anténní řady</b> .....	<b>32</b>
4.1 Obecná anténní řada .....	32
4.2 Metody syntézy .....	34
4.2.1 Amplitudové metody syntézy.....	34
Rovnoměrné rozložení amplitudy .....	34
Dolph–Chebysheva metoda syntézy lineární řady .....	35
Taylorova metoda syntézy lineární řady .....	36
4.2.2 Kombinované metody syntézy .....	38
Fourierova metoda syntézy.....	38
4.2.3 Výběr vhodné metody syntézy .....	39
4.3 Návrh vyzařovacího diagramu antény.....	40
4.4 Rozložení amplitud a fází.....	43
<b>5 Návrh jednotlivých děličů výkonu</b> .....	<b>44</b>

5.1 Dělič 4 .....	51
<b>6 Návrh celkového vertikálního rozvodu .....</b>	<b>52</b>
<b>7 Konstrukce a měření vertikální anténní řady.....</b>	<b>55</b>
7.1 Konstrukce rozvodu a krycí skříňe .....	55
7.2 Měření vertikální anténní řady .....	57
7.3 Zhodnocení výsledných hodnot.....	63
<b>Závěr .....</b>	<b>65</b>
<b>Literatura .....</b>	<b>66</b>
<b>Příloha A – Kód pro Fourierovu syntézu anténní řady a diagram krytí v prostředí Matlab.....</b>	<b>67</b>



## Seznam zkratek

CAD	Computer aided design
SSR	Secondary Surveillance Radar (Sekundární přehledový radar)
ŘLP	Řízení letového provozu
DME	Distance Measuring Equipment
DPS	Desky plošných spojů
SMD	Surface Mounted Device
MTL	Minimum Triggering Level
MDL	Minimum Detection Level

## Seznam obrázků

Obrázek 1.1 - Princip sekundárního radaru pro ŘLP [1].....	13
Obrázek 1.2 - Princip měření radiální vzdálenosti cíle .....	16
Obrázek 1.3 - Směrová charakteristika antény.....	17
Obrázek 1.4 - Směrová charakteristika s potlačovací anténou v polárním souřadnicovém systému .....	18
Obrázek 1.5 - Rozlišovací schopnost v úhlu .....	18
Obrázek 1.6 - Přesnost měření úhlu .....	19
Obrázek 1.7 – Odkloněné svazky amplitudového monopolzu [1] .....	20
Obrázek 1.8 - Charakteristika amplitudového monopolzu [1] .....	21
Obrázek 1.9 - Princip fázového monopolzu .....	22
Obrázek 1.10 - Charakteristika fázového monopolzu .....	23
Obrázek 2.1 - Horizontální rozvod antény SRL [2] .....	24
Obrázek 2.2 – Příklad návrhu centrální části horizontálního obvodu .....	25
Obrázek 2.3 – Návrh vertikálního rozvodu antény.....	25
Obrázek 3.1 - Lineární N-bran .....	26
Obrázek 3.2 - Dvoucestný Wilkinsonův dělič výkonu.....	27
Obrázek 3.3 - Wilkinsonův symetrický dělič s imped. přizpůsobením.....	27
Obrázek 3.4 - Nesymetrický dělič výkonu typu Wilkinson .....	29
Obrázek 3.5 - Dělič výkonu typu Branch-line.....	30
Obrázek 3.6 - Příklad návrhu děliče typu Branch-line .....	32
Obrázek 4.1 - Lineární anténní řada [3] .....	33
Obrázek 4.2 - Rovnoměrné rozložení amplitudy a výsledný činitel řady .....	35
Obrázek 4.3 - Dolph-Chebyshevo rozložení amplitudy a ČŘ pro SLL=-20 dB .....	36
Obrázek 4.4 - Dolph-Chebyshevo rozložení amplitudy a ČŘ pro SLL=-40 dB .....	36
Obrázek 4.5 - Taylorovo rozložení amplitudy a ČŘ pro SLL=-20 dB.....	37
Obrázek 4.6 - Taylorovo rozložení amplitudy a ČŘ pro SLL=-40 dB.....	37
Obrázek 4.7 - Rozložení amplitudy pro N=32, vpravo Taylor, vlevo Chebyshev .....	37
Obrázek 4.8 – Činitel řady Fourierovy syntézy.....	39
Obrázek 4.9 - Rozložení amplitud a fází pro Fourierovu syntézu (N=32).....	39
Obrázek 4.10 - Skenování prostoru pomocí průběhu kosekanty.....	40
Obrázek 4.11 - Návrh činitele řady pro Fourierovu syntézu .....	41
Obrázek 4.12 - Výsledný vyzařovací diagram pro návrh antény .....	42
Obrázek 4.13 - Vypočítaný diagram krytí .....	42
Obrázek 4.14 - Závěrečné rozložení amplitud na zářičích .....	43
Obrázek 4.15 -- Rozložení výkonů na jednotlivých děličích .....	44
Obrázek 4.16 - Rozložení fáze pro elementy (N=8).....	44
Obrázek 5.1 - Přípravek pro nastavení impedance pásku.....	46
Obrázek 5.2 - Výpočet impedance pásku $Z_0$ .....	46
Obrázek 5.3 - Parametr S11 pro různé šíře vodičícího pásku .....	46
Obrázek 5.4 - Zlom vedení bez zkosení a se zkosením hrany (8,2 mm).....	47
Obrázek 5.5 - Vliv zkosení hran pásku na parametr S11 .....	47

Obrázek 5.6 - Dělič D1 .....	48
Obrázek 5.7 - Centrování na střed vodičů cest .....	48
Obrázek 5.8 - Zakončovací odpory děliče a zemní rovina .....	49
Obrázek 5.9 - Rozdíl výstupního výkonu D1 .....	49
Obrázek 5.10 - Výstupní fáze S21 a S31 děliče D1 .....	50
Obrázek 5.11 - Fázování části rozvodu .....	51
Obrázek 5.12 - Návrh děliče číslo 4 .....	52
Obrázek 6.1 - Počáteční návrh rozvodu vedení .....	53
Obrázek 6.2 - Finální návrh vertikálního rozvodu .....	54
Obrázek 6.3 - Výstupní výkony finálního horizontálního rozvodu .....	54
Obrázek 6.4 - Výstupní fáze finálního horizontálního rozvodu .....	54
Obrázek 7.1 - Gerber data 1. desky .....	55
Obrázek 7.2 - Gerber data 2. desky .....	55
Obrázek 7.3 - Gerber data 3. desky .....	55
Obrázek 7.4 - Prokovení desek pro výrobu .....	56
Obrázek 7.5 - Vypodložení DPS uvnitř skříně .....	56
Obrázek 7.6 - DPS zabudované v ochranné skříně .....	57
Obrázek 7.7 - Měření anténní řady pomocí vektorového analyzátoru .....	57
Obrázek 7.8 - Odraz vstupního výkonu na elementu IN .....	58
Obrázek 7.9 - Odrazy výstupního výkonu na elementu 1 a 2 .....	58
Obrázek 7.10 - Odrazy výstupního výkonu na elementu 3 a 4 .....	59
Obrázek 7.11 Odrazy výstupního výkonu na elementu 5 a 6 .....	59
Obrázek 7.12 Odrazy výstupního výkonu na elementu 7 a 8 .....	59
Obrázek 7.13 - Výkony parametrů $S_{1IN}$ a $S_{2IN}$ .....	60
Obrázek 7.14 - Výkony parametrů $S_{3IN}$ a $S_{4IN}$ .....	60
Obrázek 7.15 - Výkony parametrů $S_{5IN}$ a $S_{6IN}$ .....	60
Obrázek 7.16 - Výkony parametrů $S_{7IN}$ a $S_{8IN}$ .....	61
Obrázek 7.17 - Výstupní fáze parametrů $S_{1IN}$ a $S_{2IN}$ .....	61
Obrázek 7.18 - Výstupní fáze parametrů $S_{3IN}$ a $S_{4IN}$ .....	62
Obrázek 7.19 - Výstupní fáze parametrů $S_{5IN}$ a $S_{6IN}$ .....	62
Obrázek 7.20 - Výstupní fáze parametrů $S_{7IN}$ a $S_{8IN}$ .....	62
Obrázek 7.21 - Činitele řady z naměřených a požadovaných hodnot amplitudy a fáze .....	64
Obrázek 7.22 - Požadovaný diagram krytí (levý) a diagram krytí vypočítaný z naměřených hodnot (pravý) .....	64

## Seznam tabulek

Tabulka 1 - Výkony na jednotlivých elementech .....	43
Tabulka 2 - Výstupní výkony děličů pro výpočet impedancí.....	45
Tabulka 3 - Impedance jednotlivých větví děličů Branch-line.....	45
Tabulka 4 - Šířky pásků pro jednotlivé větve děličů .....	47
Tabulka 5 - Výstupní fáze jednotlivých elementů a jejich rozdíl.....	48
Tabulka 6 - Požadované výstupní výkony na S21 a S31 .....	50
Tabulka 7 - Délky vedení vertikálního rozvodu .....	53
Tabulka 8 - Požadované a změřené hodnoty výkonu .....	63
Tabulka 9 – Požadované a naměřené a fáze .....	63

## Úvod

Radiolokace je stále více se vyvíjející odvětví a to především z důvodu rostoucí hustoty leteckého provozu. Z tohoto důvodu jsou kladeny čím dál tím náročnější technické požadavky pro vlastnosti antén radiolokátorů. Jedním z požadavků je vhodné prostorové krytí antény radaru. Pro sekundární radiolokátor, popisovaný v této práci, je vhodné dosáhnout kosekantového průběhu vyzařovacího diagramu ve vertikální rovině, za účelem optimálního vykrytí prostoru v této rovině.

Úkolem této diplomové práce je vytvoření osmi prvkové vertikální anténní řady pro sekundární radiolokátor s cílem dosažení právě požadovaného kosekantového průběhu.

První část diplomové práce se zabývá problematikou principu činnosti sekundárního radiolokátoru a dále obsahuje stručný popis antény tohoto radaru, včetně popisu signálových rozvodů, které umožňují rozvod signálu na anténě radaru za účelem dosažení vhodného krytí v horizontální i vertikální rovině.

Podstatnou částí je vhodný výběr děličů výkonu, které slouží ke konstrukci rozvodu signálu. Při výběru děliče výkonu se klade důraz na minimalizaci rozměrů konstrukce výsledného prototypu.

Před samotným návrhem děličů je třeba provést syntézu lineární anténní řady. Touto problematikou se zabývá čtvrtá kapitola, kde je vybrána vhodná metoda syntézy pro vytvoření požadovaného kosekantového průběhu vyzařovacího diagramu ve vertikální rovině. Pomocí vhodné metody syntézy lze získat rozložení amplitud a fází pro jednotlivé elementy anténní řady.

Po výběru metody syntézy jsou navrženy jednotlivé děliče výkonu. Nejprve je třeba zvolit vhodné uspořádání vzhledem k minimalizaci rozměrů výsledného prototypu anténní řady. Poté lze jednotlivé děliče navrhnout a simulovat jejich vlastnosti pomocí programu CST studio. Po dosažení požadovaných výstupních výkonů a fází signálu na jednotlivých portech děličů, lze navrhnout celkový vertikální rozvod. To se provede pomocí propojení jednotlivých navržených děličů. V této části se celý rozvod signálu musí optimalizovat pro co možná nejpřesnější hodnoty amplitud a fází dle vybrané metody syntézy.

Po optimalizaci celkového návrhu vertikálního rozvodu, byl sestaven prototyp tohoto rozvodu. Popis konstrukce je uveden v kapitole 7.

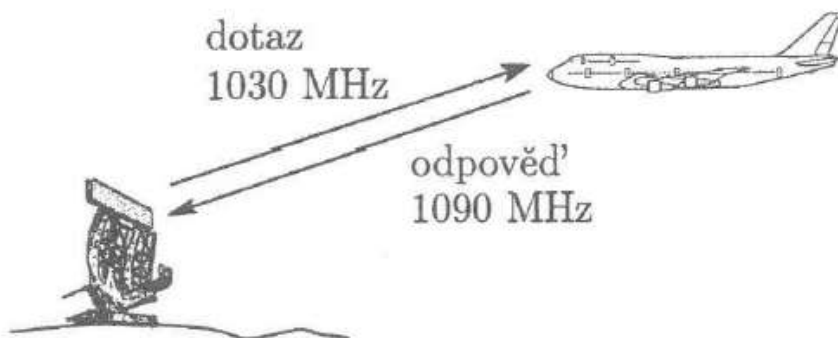
Na závěr je vyrobený prototyp podroben měření pomocí vektorového obvodového analyzátoru. Výsledné hodnoty z měření jsou zpracovány a porovnány s požadovanými hodnotami syntézy lineární řady. V této části je porovnán výsledný vyzařovací diagram antény prototypu s vyzařovacím diagramem navrženým pomocí syntézy lineární řady.

# 1 Sekundární radiolokátor

## 1.1 Funkce radaru

Sekundární radiolokátor je zařízení, které vysílá definovaný dotaz a pozici cíle vyhodnocuje z odpovědi cíle na tento dotaz. Nejrozšířenější využití sekundární radiolokace se nachází u přehledových sekundárních radarů pro řízení letového provozu (SSR). Využívá se, ale i pro majáky DME, pro navigaci letadel, nebo jako vyhledávač pro záchranu posádek v nouzi.

Sekundární radar pracuje na dvojici pevně daných frekvencí. Pozemní radar vysílá dotaz na frekvenci 1030 MHz, pro vysílání odpovědi dotazovaného letadla se používá frekvence 1090 MHz. Komunikace mezi radarem a letadlem je znázorněna na obr. 1.1.



Obrázek 1.1 - Princip sekundárního radaru pro ŘLP [1]

Dotazy vysílané pozemním radarem jsou různého charakteru dle zvoleného módu. Odpovídač dle přijaté zprávy vysílá požadované informace.

## 1.2 Radarová rovnice

Výkon vyslaný odpovídačem nezávisí na výkonu přijatého dotazu. Výpočet potřebného výkonu odpovídače pro dráhu odpovědi (downlink) je nutné provést samostatně, stejně tak výpočet výkonu pro dráhu dotazu (uplink). Výhodou této nezávislosti je ve výsledku lepší výkonová bilance, než u radarů primárních. Výkon dotazu přijatý na palubě letadla se vypočítá dle následující rovnice 1.1.

$$P_{P1} = P_{V1} G_{V1} G_{P2} f_{V1}^2(\Phi_1, \Theta_1) f_{V2}^2(\Phi_2, \Theta_2) \left( \frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 \frac{1}{L_c} \geq P_{min2} \quad (1.1)$$

Výkon odpovědi palubního transpondéru přijatý pozemním dotazovačem se určí dle rovnice 1.2.

$$P_{P2} = P_{V2} G_{V2} G_{P1} f_{V1}^2(\Phi_1, \Theta_1) f_{V2}^2(\Phi_2, \Theta_2) \left( \frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 \frac{1}{L_c} \geq P_{min1} \quad (1.1)$$

Kde:  $P_{P1}$  – výkon dotazu přijatý transpondérem

$P_{P2}$  – výkon přijatý pozemním radarem

$G_{V1}, G_{V2}$  – zisky vysílací antény odpovídače a přijímací antény dotazovače

$G_{P1}, G_{P2}$  – zisky vysílací antény dotazovače a přijímací antény odpovídače

$P_{V1}, P_{V2}$  – vysílaný výkon dotazovače a odpovídače

$f_{V1}^2(\Phi_1, \Theta_1), f_{V2}^2(\Phi_2, \Theta_2)$  – směrové charakteristiky dotazovače a odpovídače

$\lambda, R$  – vlnová délka, vzdálenost dotazovače a transpondéru

$L_c$  – celkový útlum

$P_{min2}$  – minimální přijatý výkon na letadle, potřebný pro správnou funkci odpovídače

$P_{min1}$  – minimální přijatý výkon na radaru, potřebný pro správnou funkci dotazovače

Celkový útlum vyjadřuje rovnice 1.3:

$$L_c = L_{lens} + L_{pol} + L_{at} \quad (1.3)$$

Kde:  $L_{lens}$  – čočkové ztráty

$L_{lens}$  – polarizační ztráty

$L_{at}$  – atmosférické ztráty

Ze vztahu 1.1 lze vyjádřit zjednodušenou rovnici dosahu pro cestu uplink, tedy vysílání dotazu (směr maxima charakteristik a zanedbané ztráty):

$$R_{max1} \leq \left( \frac{\lambda}{4\pi} \right) \sqrt{\frac{P_{V1}}{P_{Pmin2}} G_{V1} G_{P2}} \quad (1.4)$$

Ze vztahu 1.2 lze vyjádřit zjednodušenou rovnici dosahu pro cestu downlink, tedy vysílání odpovědi (směr maxima charakteristik a zanedbané ztráty):

$$R_{max2} \leq \left(\frac{\lambda}{4\pi}\right) \sqrt{\frac{P_{V2}}{P_{Pmin1}} G_{V2} G_{P1}} \quad (1.5)$$

Pro správnou funkci sekundárního radaru je požadována podmínka:

$$R_{max1} = R_{max2} \quad (1.6)$$

Pokud bude  $R_{max1}$  větší, budou dotazy přijímány i vzdálenějšími letadly, které odpoví, ale dotazovač tyto odpovědi nezachytí. Obvykle platí, že dotazovač má stejnou anténu pro vysílání i příjem, což platí i u odpovídače. Potom lze podmínku jednodušeji vyjádřit jako:

$$P_{Pmin1} P_{V1} = P_{Pmin2} P_{V2} \quad (1.7)$$

Minimální potřebný výkon pro zachycení dotazu  $P_{Pmin1}$  se označuje jako MTL (Minimum Triggering Level). Minimální potřebný výkon odpovědi dopadající na pozemní radar  $P_{Pmin2}$  se označuje jako MDL (Minimum Detection Level). Parametry bývají standardizovány, proto se dodržuje podmínka:

$$MDL \cdot P_{V1} = MTL \cdot P_{V2} = konst \quad (1.8)$$

Poté pro dosah sekundárního radiolokátoru bude platit rovnice:

$$R_{max} = \left(\frac{\lambda}{4\pi}\right) \sqrt{\frac{P_{V1}}{MTL} G_{V1} G_{P2}} = \left(\frac{\lambda}{4\pi}\right) \sqrt{\frac{P_{V2}}{MDL} G_{V2} G_{P1}} \quad (1.9)$$

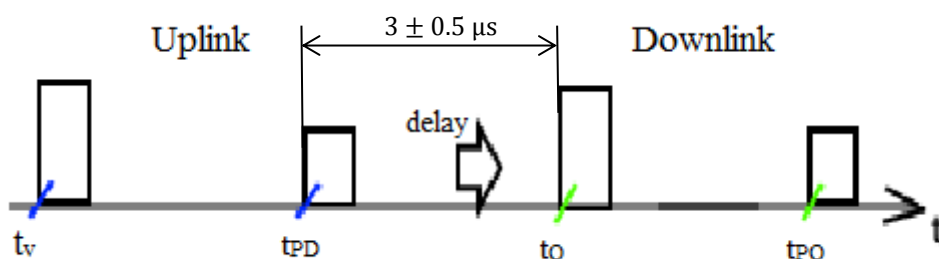
Pro zvýšení dosahu radaru lze zvýšit vysílaný výkon, nicméně se musí úměrně tomu měnit i citlivost přijímače MDL. Citlivost přijímače je dána šumovými vlastnostmi, proto je citlivost omezena šumovým číslem přijímače. Druhá cesta pro zvýšení výkonu je zvýšení zisku antény dotazovače.

## 1.3 Určení pozice cíle

### 1.3.1 Měření radiální vzdálenosti cíle

Vzdálenost cíle (R) lze vypočítat pomocí naměřeného časového zpoždění (delay) náběžné hrany posledního vyslaného pulzu dotazu a náběžné hrany prvního pulzu přijaté odpovědi. Tento časový interval obsahuje zpoždění odpovídače a dobu šíření signálu od radaru k cíli (uplink) a zpět (downlink). Princip měření znázorňuje obr. 1.2:





Obrázek 1.2 - Princip měření radiální vzdálenosti cíle

Zpoždění odpovědi odpovídačem je časový interval mezi  $t_{PD}$  (příjem dotazu) a  $t_o$  (odpověď), na obrázku 1.2 znázorněno šipkou. Při zpoždění probíhá zpracování dotazu a generování příslušné odpovědi. Doba zpoždění pro civilní módy A a C je definována normou [2] a je  $3 \pm 0.5 \mu s$ . Tomu odpovídá rovnice:

$$R = ((t_{PO} - t_v) - 3 \cdot 10^{-6}) \frac{c}{2} \quad (1.10)$$

Kde:  $c$  – rychlost světla

$t_{PO}$  – čas příjmu náběžné hrany odpovědi

$t_v$  – čas vyslání náběžné hrany dotazu

Přesnost zpoždění odpovídače je tolerována podle normy:  $\pm 0.5 \mu s$ . Tato tolerance má ve výsledku vliv na chybu určení radiální délky, která odpovídá hodnotě  $\pm 75 m$ . Při měření času příchodu signálu, ovlivňuje přesnost měření především šířka pásma přijímaného signálu a odstup signál-šum.

Důležitým parametrem je rozlišovací schopnost radaru v dálce. Dva cíle lze s jistotou rozlišit pouze tehdy, když se přijaté signály na radaru vzájemně nepřekrývají. Rovnice pro rozlišovací schopnost:

$$\Delta R = T_{reply} \cdot \frac{c}{2} \quad (1.11)$$

Kde:  $T_{reply}$  – délka odpovědi odpovídače

Definovaná délka odpovědi odpovídače v civilních módech A a C je  $20,3 \mu s$ . Z této hodnoty lze určit rozlišovací schopnost pro módy A a C:  $\Delta R = 3,05 km$ . Pokud je vzdálenost dvou cílů menší než  $\Delta R$  dochází k překrytí přijatých signálů (garbling).

Rozlišovací schopnost u sekundárních radarů není tak významná jako u radaru primárních. V odpovědi dotazovaného cíle jsou zakódované údaje o identitě letadla. Využívá se nicméně proti vzájemnému rušení jednotlivých odpovídačů.

### 1.3.2 Měření azimutu cíle

Azimut cíle se měří za pomoci směrové charakteristiky antény pozemního radaru (dotazovače). Norma definuje transpondérům maximum vysílaného výkonu

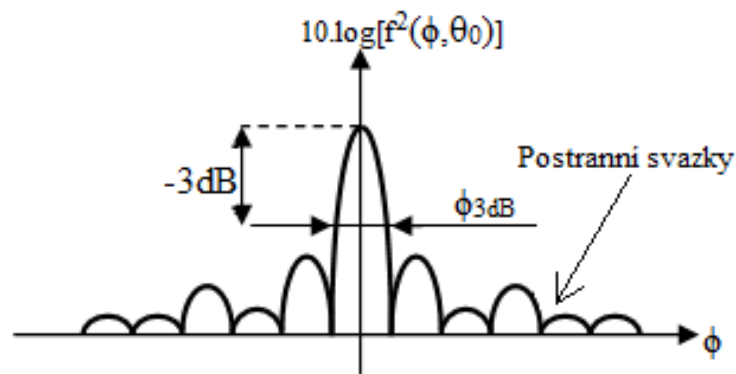
Postranní svazky dotazovače a odpovídače mohou způsobit nejen nejednoznačné určení azimutu cíle, ale i vyvolání odpovědi transpondérů mimo určenou oblast (mimo hlavní svazek antény). Výkonovou charakteristiku antény lze vyjádřit pomocí rovnice 1.12. Postranní svazky antény jsou znázorněny na obr. 1.3.

$$f^2(\phi, \theta) = \frac{|\mathbf{E}(\phi, \theta, R)|^2}{\max_{\phi, \theta} |\mathbf{E}(\phi, \theta, R)|^2} = \frac{W(\phi, \theta, R)}{\max_{\phi, \theta} (W(\phi, \theta, R))} \quad (1.12)$$

Kde:  $\phi, \theta$  – azimut a elevace v souřadné soustavě, spojené s anténou

$E(\phi, \theta, R)$  – Intenzita elektrického pole ve směru  $\phi, \theta$  a vzdálenosti  $R$

$W(\phi, \theta, R)$  – Hustota vyzařeného výkonu ve směru  $\phi, \theta$  a vzdálenosti  $R$

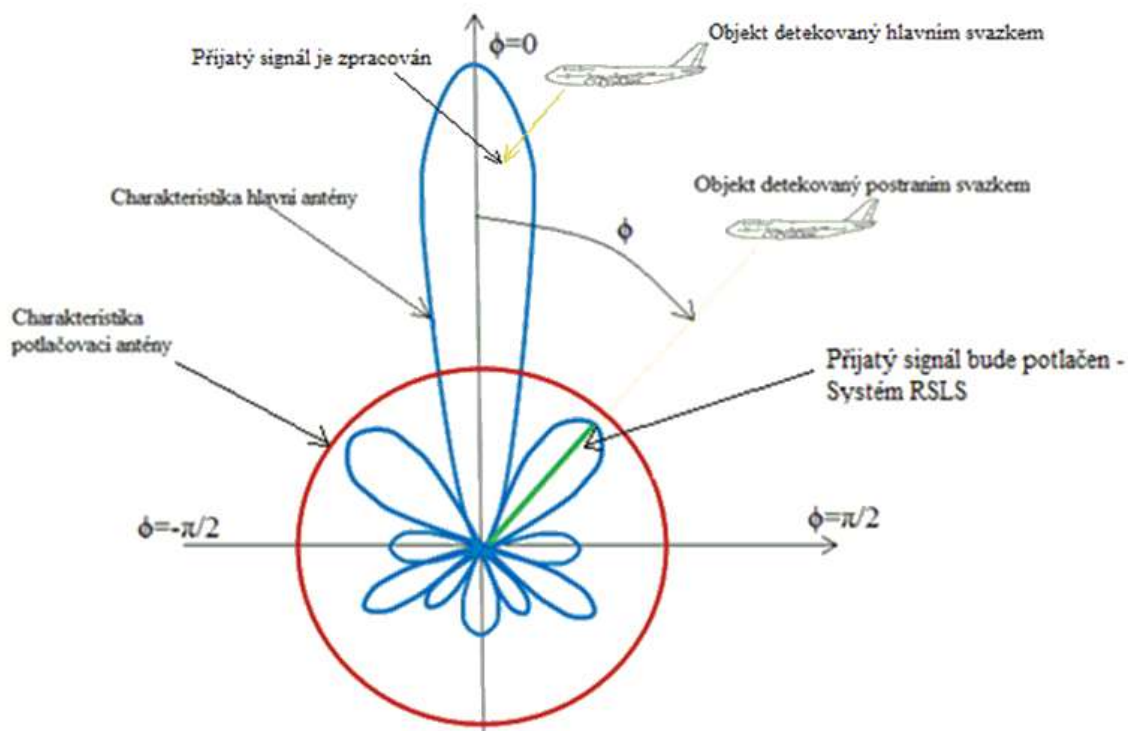


Obrázek 1.3 - Směrová charakteristika antény

K zajištění přesného měření azimutu cíle je třeba potlačit signály přijímané postranními svazky. K tomuto účelu slouží tzv. potlačovací anténa. Zisk této antény musí být větší, než úroveň postranních svazků vysílací antény. Při vysílání dotazu je část signálu vysílána i potlačovací anténou.

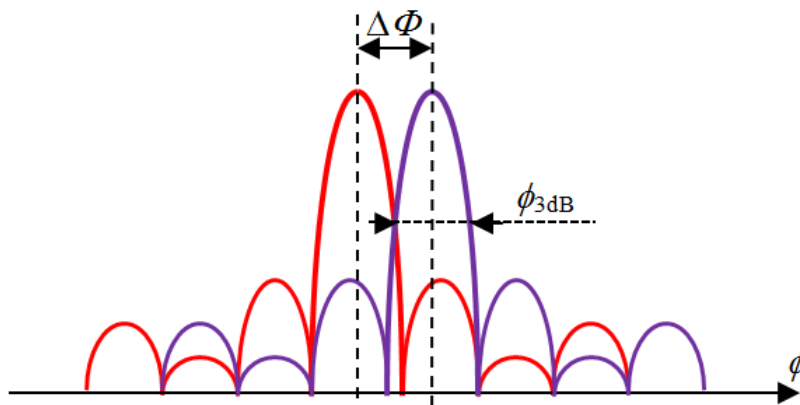
U přijatých signálů hlavní a potlačovací anténou jsou porovnány amplitudy. Na přijatý signál vyslaný potlačovací anténou odpovídač neodpovídá, tento systém je nazýván ISLS (Interrogator Side Lobe Suppression). Při porovnání amplitud lze potlačit odpovědi přijaté postranními laloky vysílací antény dotazovače. Na obrázku 1.4 je znázorněno letadlo, které vysílá signál mimo hlavní lalok antény, tento signál je zachycen postranním svazkem a následně potlačen potlačovací anténou. Tím se zamezí odpovědím na dotazy jiných dotazovačů, tento systém je nazýván RSLs (Receiver Side Lobe Suppression). Naopak signál vyslaný letadlem, které vysílá signál směrem k hlavnímu laloku antény je zpracován. Poměr těchto amplitud je nezávislý na výkonu transpondéru. Díky této

nezávislosti není sekundární radar natolik citliví k poklesu výkonu signálu, jako radar primární.



**Obrázek 1.4 - Směrová charakteristika s potlačovací anténou v polárním souřadnicovém systému**

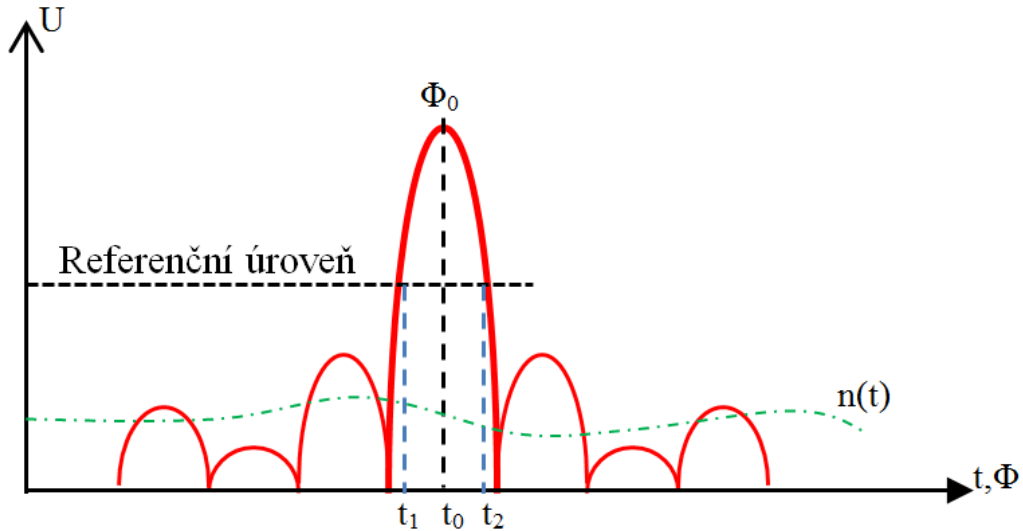
Primární anténa dokáže rozeznat dva stejně silné signály, pokud jsou od sebe vzdáleny v úhlu:  $\Delta\Phi = \phi_{3dB}$ . Tato vlastnost je nazývána rozlišovací schopnost v úhlu a popisuje ji obr. 1.5.



**Obrázek 1.5 - Rozlišovací schopnost v úhlu**

Přesnost měření úhlu je omezena šumem. Referenční práh je nastaven v polovině maxima přijatého signálu. Z tohoto prahu se odečítají průchody signálu  $t_1$  a  $t_2$ . Pomocí průchodů signálu lze vypočítat střed hlavního svazku (viz. rovnice 1.13), ze kterého lze stanovit okamžitou polohu antény  $\Phi_0$  (viz obr. 1.6).

$$t_0 = 0,5 \cdot (t_1 + t_2) \quad (1.13)$$



Obrázek 1.6 - Přesnost měření úhlu

Šum  $n(t)$  způsobuje chybu při odečtu časů  $t_1$  a  $t_2$ . Tato chyba se projevuje ve výpočtu středu hlavního svazku  $t_0$  (1.13) a tím pádem i ve výpočtu okamžité polohy antény  $\Phi_0$ . Velikost střední kvadratické chyby měření úhlu v důsledku šumu lze stanovit pomocí rovnice 1.14.

$$\delta_\Phi = \frac{\Delta\Phi}{k \cdot \sqrt{2 \cdot (S/N)}} \quad (1.14)$$

Kde:  $\delta_\Phi$  - střední kvadratická chyba měření úhlu v důsledku šumu

$\Delta\Phi$  - rozlišovací schopnost metody v úhlu

$k$  - koeficient, závisející na tvaru hlavního laloku a na metodě měření

$S/N$  – poměr výkonu ku šumu

Při měření úhlu se předpokládají dvě podmínky. První podmínkou je, že signál má konstantní amplitudu a druhou, že osa svazku se plynule otáčí. Často však tyto podmínky nejsou splněny a dochází k různým situacím:

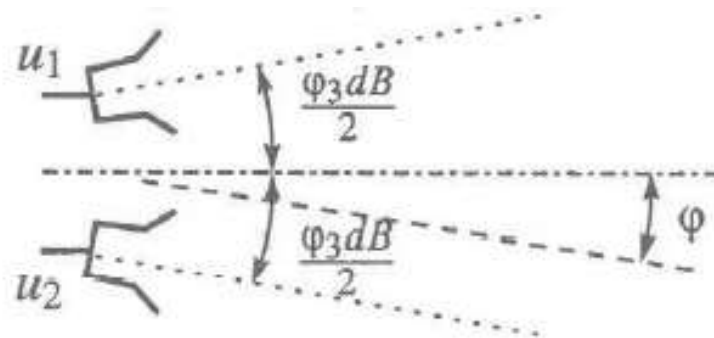
- Příchozí signál nedostatečně kopíruje anténní charakteristiku v rámci hlavního laloku. Počet period modulace příchozího signálu uvnitř šířky hlavního svazku je příliš malý ( $<5$ ).
- Amplituda přicházejícího signálu kolísá.

- Osa svazku se nepohybuje plynule. Příklad vícesvazkové antény (stálá poloha svazku), nebo při elektronickém ovládní směru svazku (skoková změna polohy svazku).

Pokud nastane jedna z uvedených situací, nahrazuje metodu měření úhlu tzv. monopolní metoda. Na rozdíl od předcházející metody stačí pro určení směru příchodu signálu zachycení jediné polohy osy svazku.

Využívají se dvě monopolní metody. V obou případech jsou pro určení úhlu příchodu signálu využity dvě stejné antény, které současně přijímají příchozí signál.

Prvním případem je využití amplitudového monopolzu. Dvě stejné antény mají společný fázový střed, ale jejich svazky jsou vůči sobě odkloněny o určitý úhel (obvykle se rovná 3 dB šířky svazku), viz obr. 1.7.



Obrázek 1.7 – Odkloněné svazky amplitudového monopolzu [1]

Přijatý signál je vůči fázovému středu odkloněn o určitý úhel  $\varphi$ . Tento signál na výstupech dvou stejných antén vyvolává napětí  $U_1$  a  $U_2$  (viz rovnice 1.15).

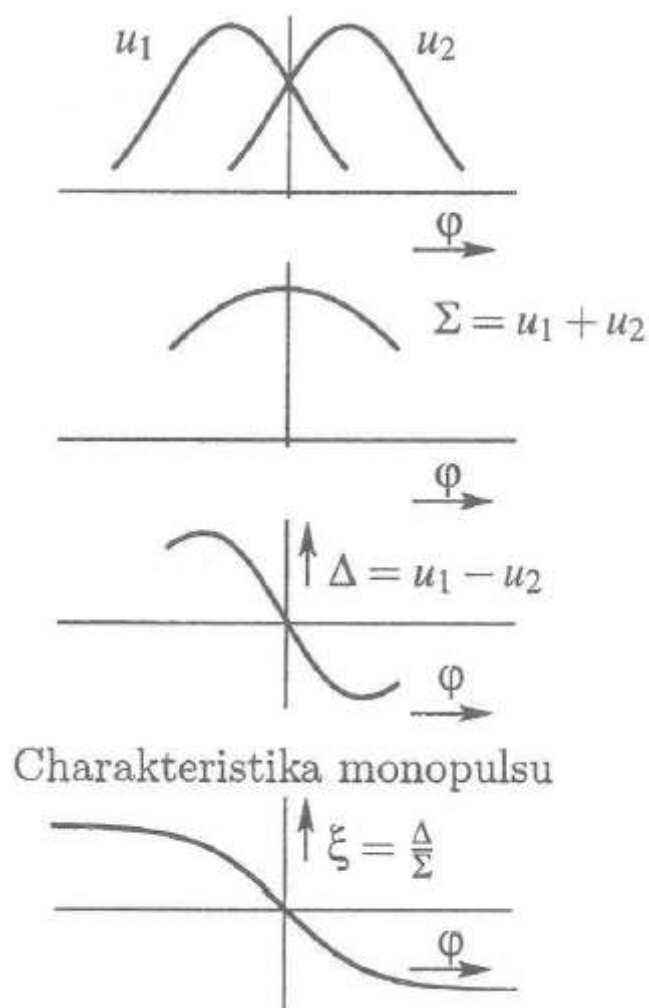
$$U_1 = A \cdot f\left(\varphi - \frac{\varphi_{3dB}}{2}\right) \cdot s(t), \quad U_2 = A \cdot f\left(\varphi - \frac{\varphi_{3dB}}{2}\right) \cdot s(t) \quad (1.15)$$

Kde:  $A$  – amplitudový zisk antén

$s(t)$  – přicházející signál

$f(\varphi)$  – směrová charakteristika s maximem  $\varphi=0$

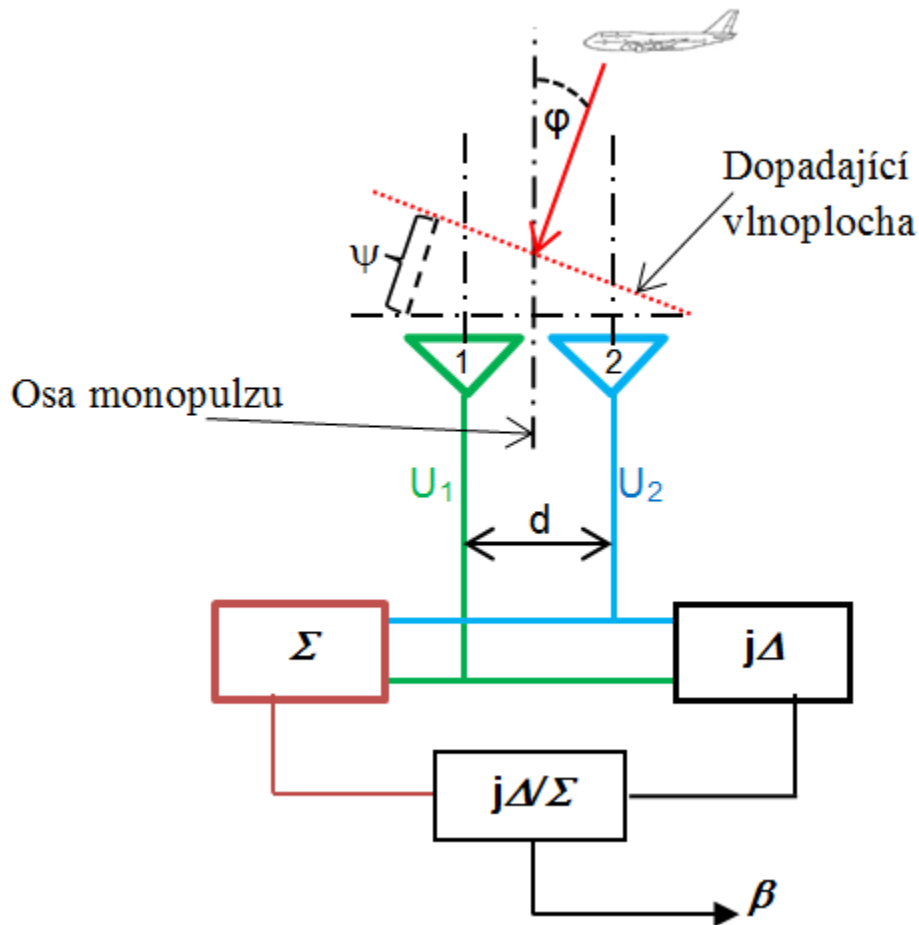
Pomocí těchto napětí lze určit rozdílovou  $\Delta$  a součtovou  $\Sigma$  složku. Charakteristiku monopolzu  $\zeta(\varphi)$  lze vypočítat, jako podíl těchto složek viz obr. 1.8.



**Obrázek 1.8 - Charakteristika amplitudového monopulzu [1]**

Druhým případem je využití fázového monopulzu. Na rozdíl od amplitudového monopulzu mají dvě antény stejný směr os a posunutý fázový střed.

Sekundární přehledový radar často využívá pouze jednu anténu, která je rozdělena na dvě shodné části, každá tato část vytváří vlastní svazek. Oba svazky mají vzájemně posunutý fázový střed a stejný směr os hlavního laloku. Princip činnosti fázového monopulzu popisuje obrázek 1.9.



Obrázek 1.9 - Princip fázového monopulzu

Odpovídač vysílá signál, který dopadá na anténu dotazovače pod úhlem  $\varphi$  od osy monopulzu. Pomocí dopadající vlnoplochy signálu, lze naměřit na anténě 1 rozdílnou fázi než u antény 2. Naměřené napětí  $U_1$  a  $U_2$  mají tedy stejnou amplitudu, ale rozdílnou fázi. Tato fáze závisí na dopadajícím úhlu  $\varphi$  signálu. Napětí  $U_1$  a  $U_2$  lze vypočíst pomocí rovnice 1.16 a rozdíl fáze pomocí rovnice 1.17.

$$U_1 = A \cdot e^{j\omega t}, \quad U_2 = A \cdot e^{j\omega t - j\Delta\Psi} \quad (1.16)$$

$$\Psi = 2 \cdot \pi \cdot \frac{d \cdot \sin(\varphi)}{\lambda} \quad (1.17)$$

Kde:  $A$  – amplituda přijatého signálu

$\varphi$  – úhel dopadu přijatého signálu od osy monopulzu

$\Psi$  – rozdíl fází signálu dopadající na 1. a 2. svazek antény

$d$  – vzdálenost os obou svazků antény

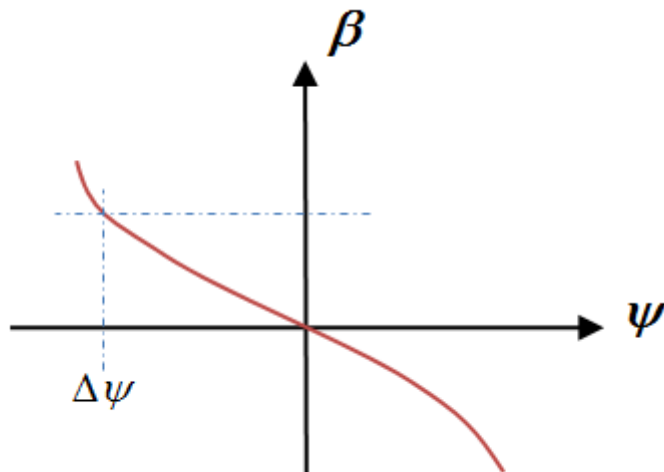
Pomocí vypočítaných napětí  $U_1$  a  $U_2$  lze vytvořit součtový svazek  $\Sigma$  a rozdílový svazek  $\Delta$  (rovnice 1.18 a 1.19).

$$\begin{aligned}\Sigma &= U_1 + U_2 = A \cdot \exp(j\omega t) \cdot [1 + \exp(-j\Delta\Psi)] \\ \Sigma &= 2 \cdot A \cdot \exp(j\omega t - j\Delta\Psi/2) \cdot \cos(\Delta\Psi/2)\end{aligned}\tag{1.18}$$

$$\begin{aligned}\Delta &= U_1 - U_2 = A \cdot \exp(j\omega t) \cdot [\exp(-j\Delta\Psi) - 1] \\ \Delta &= j \cdot 2 \cdot A \cdot \exp(j\omega t - j\Delta\Psi/2) \cdot \sin(\Delta\Psi/2)\end{aligned}\tag{1.19}$$

Podílem součtového a rozdílového svazku lze získat charakteristiku fázového monopolzu (rovnice 1.20). Z obrázku 1.10 je patrné, že charakteristika prochází nulou na ose monopolzu.

$$\beta = \frac{j\Delta}{\Sigma} = -\tan\left(\frac{\Delta\Psi}{2}\right)\tag{1.20}$$



Obrázek 1.10 - Charakteristika fázového monopolzu



## 2 Anténa sekundárního přehledového radaru

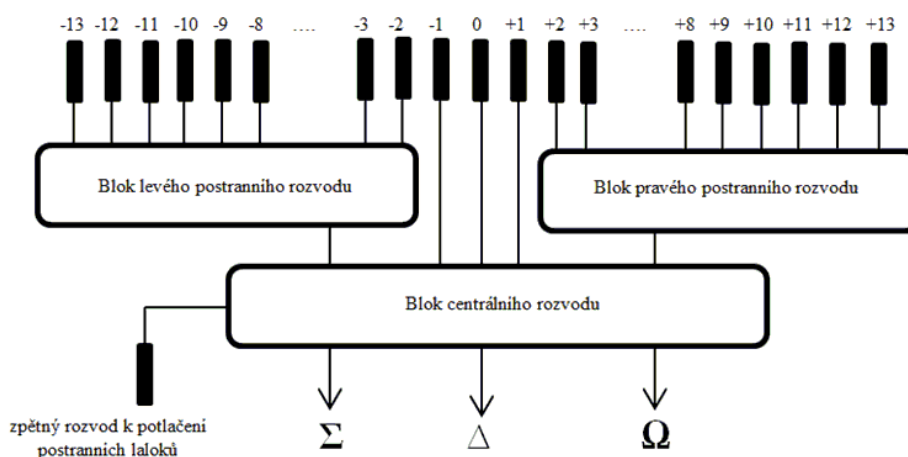
### 2.1 Popis antény

Anténa sekundárního přehledového radiolokátoru je řešena jako rovinné anténní pole. Rovinné anténní pole je sestaveno z 28 vertikálních sloupců (rozvodů). 27 vertikálních rozvodů směřuje svou charakteristiku do předního směru od antény a jeden do zpětného směru a je využit pro potlačovací anténu. Každý vertikální sloupec obsahuje 8 vyzařovacích elementů. Celkově tedy anténní pole obsahuje 216 vyzařovacích elementů (dipólů).

Anténní pole umožňuje generování třech anténních svazků: součtový ( $\Sigma$ ), rozdílový ( $\Delta$ ) a potlačovací ( $\Omega$ ). Pro vytvoření požadovaných průběhů anténních svazků jsou využity soustavy děličů a fázových posouvačů, které správným nastavením, vytvářejí požadované rozložení amplitud a fází signálu na jednotlivých výstupech signálových rozvodů. Na anténě sekundárního radiolokátoru rozlišujeme dva druhy těchto signálových rozvodů – horizontální a vertikální.

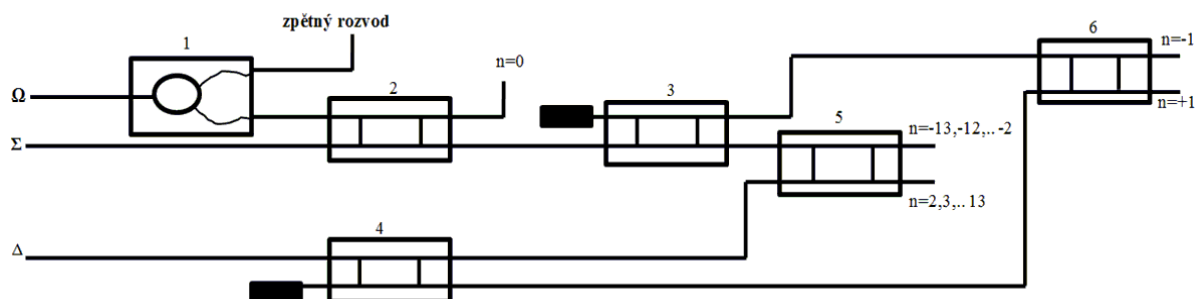
### 2.2 Horizontální rozvod antény

Horizontální signálový rozvod antény sekundárního radiolokátoru se skládá ze tří částí – centrální horizontální rozvod a dva postranní horizontální rozvody. Úkolem centrálního horizontálního rozvodu je umožnění vytvoření tří využívaných anténních svazků. Jedná se o součtový svazek ( $\Sigma$ ), který slouží k detekci přijatého signálu, rozdílový svazek ( $\Delta$ ), který slouží k určení azimutu cíle (využita metoda fázového monopolzu) a o potlačovací svazek ( $\Omega$ ), který se používá pro potlačení přijatých signálů z postranních laloků antény. Zároveň tento centrální rozvod přivádí signál do levého a pravého postranního horizontálního rozvodu. Dá se tedy shrnout, že úkolem horizontálního rozvodu je rozdělovat vstupní signály na jednotlivé výstupy tohoto rozvodu s požadovanou amplitudou a fází, což umožní dosažení požadovaných horizontálních vyzařovacích diagramů všech tří anténních svazků. Blokové schéma tohoto centrálního rozvodu je na obrázku 2.1.



Obrázek 2.1 - Horizontální rozvod antény SRL [2]

Každá ze tří částí horizontálního rozvodu je složena z dílčích obvodů - děličů výkonu. Pro vytvoření třech požadovaných svazků, je nezbytné, aby jednotlivé děliče výkonu, byly správně zapojeny a nastaveny. Příklad návrhu centrální části horizontálního rozvodu je zobrazen na obr. 2.2.



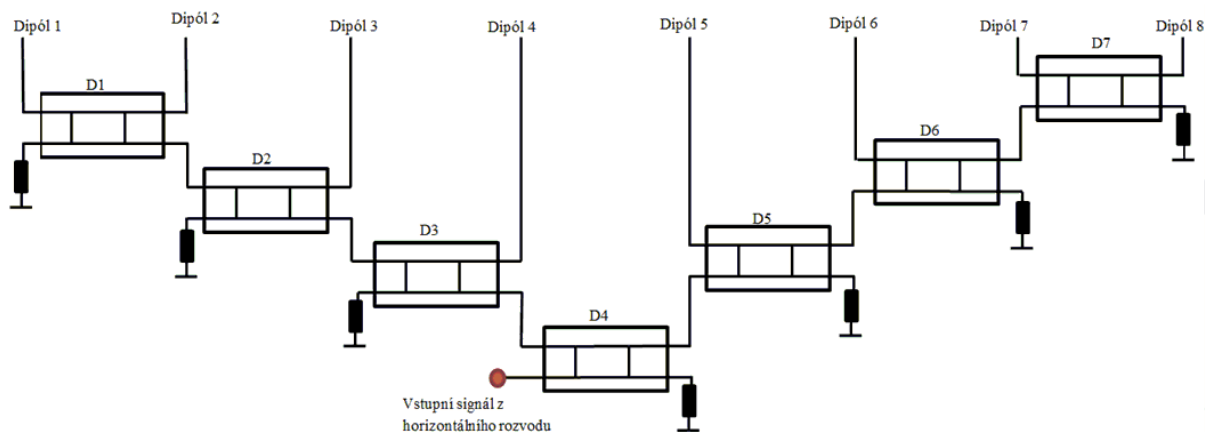
Obrázek 2.2 – Příklad návrhu centrální části horizontálního obvodu

V centrální části horizontálního rozvodu je prvním děličem symetrický Wilkinsonův dělič výkonu, který dělí signál do zpětného rozvodu pro potlačení postranních laloků antény a do děliče číslo dva. Zbylé děliče jsou typu branch-line. Děliče 2 a 6 přivádějí signál přímo na vertikální rozvody a dělič 5 rozděluje signál pro levý a pravý postranní rozvod.

### 2.3 Vertikální rozvod antény

Pro dosažení požadovaného vertikálního krytí, anténa využívá 28 shodných vertikálních rozvodů. Každý z těchto rozvodů je napájen požadovaným signálem, pomocí horizontálního rozvodu antény. Každý vstupní signál je za pomoci 7 děličů výkonu rozdělen mezi 8 vyzařovacích elementů (dipólů), které vytvářejí požadovaný vyzařovací vertikální diagram. Uspořádání jednotlivých děličů výkonu pro návrh vertikálního rozvodu antény je zobrazeno na obr. 2.3.

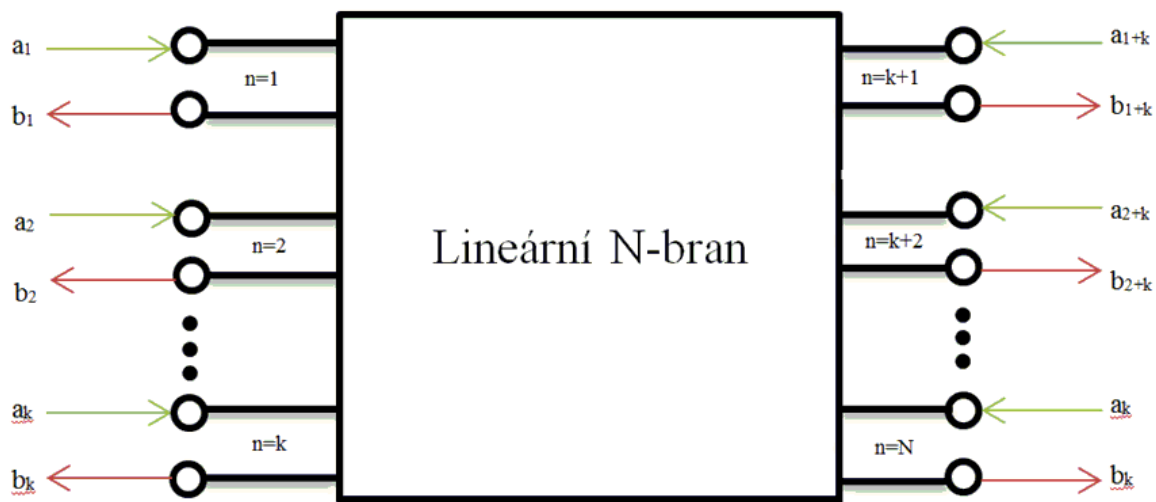
Všechny děliče jsou typu branch-line a jsou provedeny pomocí technologie zavěšeného mikropáskového vedení. Každý z děličů je navržen pro různé dělicí poměry a fázové posuvy, které ve výsledku konstruují požadovaný vertikální vyzařovací diagram.



Obrázek 2.3 – Návrh vertikálního rozvodu antény

### 3 Děliče výkonu

Dělič výkonu je obvod, který v určitém poměru rozděluje výkony vstupující do N vstupních bran do N výstupních bran (obr 3.1). Jednotlivé průchody signálu branami lze popsat pomocí rozptylových parametrů. Pomocí vektorové rovnice 3.1 lze popsat poměr mezi dopadajícími a rozptýlenými amplitudy signálu.



Obrázek 3.1 - Lineární N-bran

$$\bar{b} = \bar{S} \cdot \bar{a} \quad (3.1)$$

Kde:  $\bar{b}$  – sloupcový vektor amplitud napětí rozptýlených vln signálu

$\bar{S}$  – rozptylová matice

$\bar{a}$  – sloupcový vektor amplitud napětí dopadajících vln signálu

Jednotlivé členy rovnice 3.1 lze vyjádřit v maticovém tvaru:

$$\bar{b} = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix} \quad \bar{a} = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix} \quad \bar{S} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1n} \\ S_{21} & S_{22} & \dots & S_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n1} & S_{n2} & \dots & S_{nn} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Tedy jednotlivé rozptylové prvky matice lze vždy vyjádřit jako podíl rozptýlených a dopadajících vln:

$$\bar{S}_{mn} = \frac{\bar{b}_m}{\bar{a}_n} \quad (3.3)$$

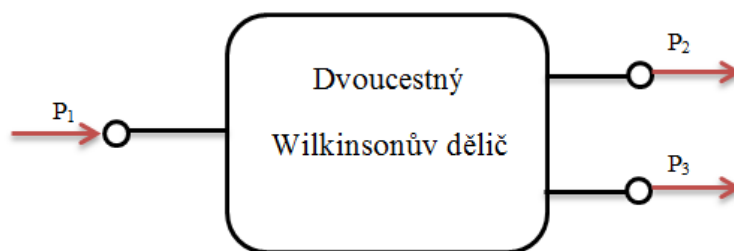
Prvky na hlavní diagonále  $S_{mm}$  vyjadřují rozptyl na m-té bráně, pokud jsou ostatní brány zakončeny charakteristickými impedancemi.

Prvky mimo hlavní diagonálu  $S_{m,n}$  vyjadřují přenos z brány  $n$  do brány  $m$ . Podmínkou je, aby všechny ostatní brány byly zakončeny charakteristickými impedancemi.

### 3.1 Typy děličů

#### 3.1.1 Wilkinsonův dělič výkonu

Jedná se o dvoucestný výkonový dělič, který rozděluje v předepsaném poměru ( $\eta$ ) výkon vstupující do portu 1 do dvou výstupních portů 2 a 3 (viz. obr. 3.2). Poměr rozdělení výkonu  $\eta$  a rozptylová matice jsou vyjádřeny v rovnici 3.4.



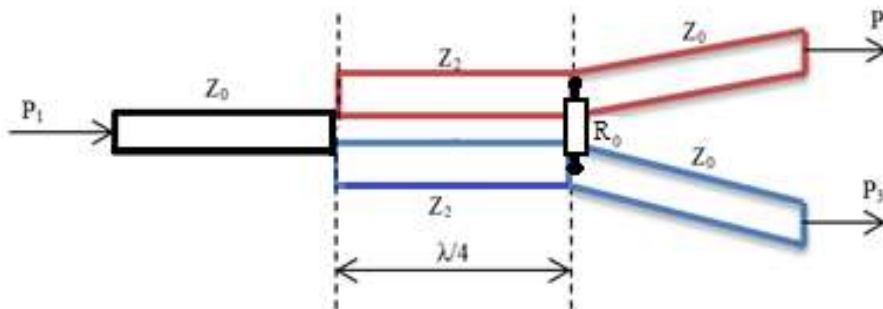
Obrázek 3.2 - Dvoucestný Wilkinsonův dělič výkonu

$$\eta = \frac{P_2}{P_3} \quad \bar{S} = \begin{vmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{vmatrix} \quad (3.4)$$

Wilkinsonův dělič lze dle konstrukce rozdělit na symetrický dělič ( $\eta = 1$ ) a nesymetrické děliče ( $\eta \neq 1$ ).

#### Symetrický dělič výkonu

Případ symetrického Wilkinsonova děliče s impedančním přizpůsobením  $R$  je znázorněn na obr. 3.3.



Obrázek 3.3 - Wilkinsonův symetrický dělič s imped. přizpůsobením

Vstupní výkon  $P_1$  se v ideálním případě neodráží zpět ani nespotřebává vně děliče, tudíž výkonový přenos je bezztrátový (rovnice 3.5).

$$S_{11} = 0$$

$$P_1 = P_2 + P_3 \quad (3.5)$$

$$|S_{21}|^2 + |S_{31}|^2 = 1$$

Podmínkou přizpůsobení je, aby přizpůsobovací impedance  $R$  byla dvakrát vyšší než charakteristická impedance:  $R=2 \cdot Z_0$ . Za této podmínky bude přenos mezi branami 2 a 3 také nulový (rovnice 3.6).

$$S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{23} = S_{32} = 0 \quad (3.6)$$

Úsek vedení o impedanci  $Z_0$  je úsek vedení, který má charakteristickou impedanci vůči ostatním rozvodům – v našem případě 50 ohmů. Prostřední úseky vedení o impedanci  $Z_2$  tvoří takzvaný impedanční transformátor, který bezodrazově přizpůsobuje impedance vůči vstupním a výstupním charakteristickým impedancím  $Z_0$ . Výpočet impedance  $Z_2$  je definován následujícím vztahem:

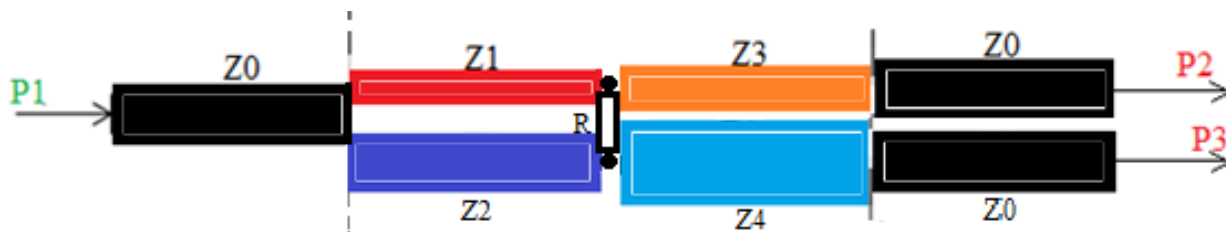
$$Z_2 = \sqrt{2 \cdot Z_0 Z_0} = \sqrt{2} Z_0 \quad (3.7)$$

U bezztrátového reciprokého trojbranu nelze dosáhnout současně impedančního přizpůsobení všech tří bran. Z tohoto důvodu se do obvodu zařazuje ztrátový prvek – rezistor  $R$ , který zajistí impedanční přizpůsobení všech tří větví současně. Hodnota tohoto prvku je dána rovnicí 3.8.

$$R = 2Z_0 \quad (3.8)$$

### Nesymetrický dělič výkonu

Pro případ nesymetrického dělení výkonu ( $\eta \neq 1$ ) je konstrukce Wilkinsonova děliče změněna dle obr. 3.4. K dosažení nesymetrického poměru je třeba, aby obě větve děliče měly různé impedance  $Z_1$  a  $Z_2$ . Tyto impedance musejí být přizpůsobeny vůči charakteristické impedanci  $Z_0$ , k tomu to účelu slouží impedanční transformátor v podobě impedancí  $Z_3$  a  $Z_4$ . Všechny takto přidané úseky vedení mají opět délku čtvrt lambda. Případ nesymetrického děliče typu Wilkinson je na obrázku 3.4.



Obrázek 3.4 - Nesymetrický dělič výkonu typu Wilkinson

Dělicí poměr amplitudy vstupní vlny  $\eta$  je vyjádřen jako poměr výstupních vln  $P_2$  a  $P_3$ :

$$\eta = \sqrt{\frac{P_3}{P_2}} \quad (3.9)$$

Pro určení jednotlivých impedancí jsou definovány tyto vztahy:

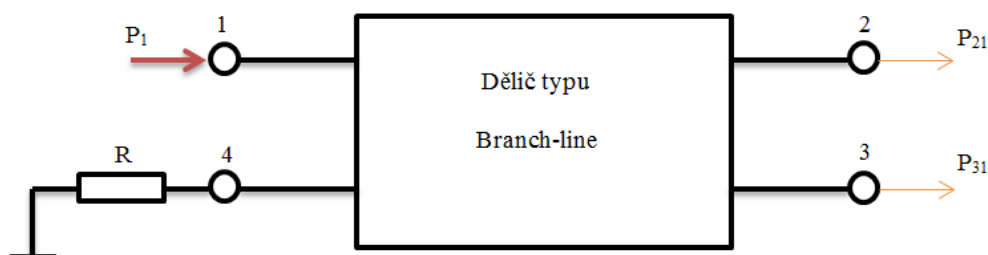
$$\begin{aligned} Z_1 &= Z_0 \cdot \sqrt{\eta \cdot (1 + \eta^2)} \\ Z_2 &= Z_0 \cdot \sqrt{\frac{(1 + \eta^2)}{\eta^3}} \\ Z_3 &= Z_0 \cdot \sqrt{\eta} \\ Z_4 &= Z_0 \cdot \frac{1}{\sqrt{\eta}} \end{aligned} \quad (3.10)$$

Pro impedanční přizpůsobení všech tří bran je třeba ztrátový prvek  $R$ , který je vložen mezi impedancí  $Z_1$ ,  $Z_2$  a  $Z_3$ ,  $Z_4$ :

$$R = Z_0 \cdot \frac{1 + \eta^2}{\eta} \quad (3.11)$$

### 3.1.2 Dělič výkonu typu Branch-line

Dělič výkonu typu Branch-line je čtyřbran. Branou číslo 1 vstupuje výkon, který je v předepsaném poměru rozdělen do bran 2 a 3. Ideálně do čtvrté brány žádný signál neproniká, ale reálně tomu tak není. Do čtvrté brány proniká malá část signálu, proto je zakončena odporem  $R$  o velikosti charakteristické impedance  $Z_0$  (viz obr. 3.5). V odporu  $R$  se signál vytratí a nezpůsobuje odrazy.



Obrázek 3.5 - Dělič výkonu typu Branch-line

Dělič typu Branch-line se chová jako dvojnásobně symetrická směrová odbočnice se směrovostí 2. druhu. To znamená, že má dvě navzájem kolmé roviny symetrie a výkonový přenos je bezztrátový. Ideálně se tedy žádný výkon od vstupní brány jedna neodráží, žádný výkon se v děliči nespotřebává a do brány čtyři nevstupuje žádný signál. Rozptylová matice  $S$  je zobrazena v rovnici 3.12:

$$S = \begin{vmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & 0 \\ S_{21} & 0 & 0 & S_{14} \\ S_{31} & 0 & 0 & S_{34} \\ 0 & S_{42} & S_{43} & 0 \end{vmatrix} \quad (3.12)$$

$$S = \begin{vmatrix} 0 & -j\sqrt{1-k^2} & -k & 0 \\ -j\sqrt{1-k^2} & 0 & 0 & -k \\ -k & 0 & 0 & -j\sqrt{1-k^2} \\ 0 & -k & -j\sqrt{1-k^2} & 0 \end{vmatrix} \quad (3.13)$$

Kde:  $k$ - napěťový koeficient vazby

$j$  – imaginární jednotka, vyjadřující fázový posuv o  $\pi/2$  ku signálu ve druhé bráně

Základní parametry jsou [4]:

Vložný útlum:

$$L = 10 \cdot \log\left(\frac{P_1}{P_{21}}\right) = -20 \cdot \log(S_{21}) = -10 \cdot \log(1 - k^2) \quad [dB] \quad (3.14)$$

Vazební útlum:

$$C = 10 \cdot \log\left(\frac{P_1}{P_{31}}\right) = -20 \cdot \log(|S_{31}|) = -10 \cdot \log(k^2) \quad [dB] \quad (3.15)$$

Izolace:

$$I = 10 \cdot \log \left( \frac{P_1}{P_{41}} \right) = -20 \cdot \log(|S_{41}|) \quad [dB] \quad (3.16)$$

Směrovost:

$$D = 10 \cdot \log \left( \frac{P_{31}}{P_{21}} \right) = 20 \cdot \log \left( \frac{S_{31}}{S_{41}} \right) \quad [dB] \quad (3.17)$$

Zpětný útlum:

$$R = 10 \cdot \log \left( \frac{P_1}{P_{11}} \right) = -20 \cdot \log(|S_{11}|) \quad (3.18)$$

Vstupní poměr stojatých vln PSV:

$$PSV = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \quad (3.19)$$

Příklad konstrukce děliče typu Branch-line v mikropáskovém provedení je na obrázku 3.6. Krajní části vedení (bílé) představují vedení s charakteristickou impedancí  $Z_0$ . Vnitřní části (zelená a modrá) představují větve děliče. Podle velikosti  $Z_1$  a  $Z_2$  je určen dělicí poměr děliče ( $\eta$ ). Hodnota těchto impedancí se dá nastavit pomocí změny šířky vedení. Obě tyto části mají délku  $\lambda/4$ . Výpočet  $Z_1$  a  $Z_2$  lze provést pomocí vzorců 3.20 a 3.21.

$$Z_1 = Z_0 \cdot \sqrt{\frac{P_A}{P_B}} \quad (3.20)$$

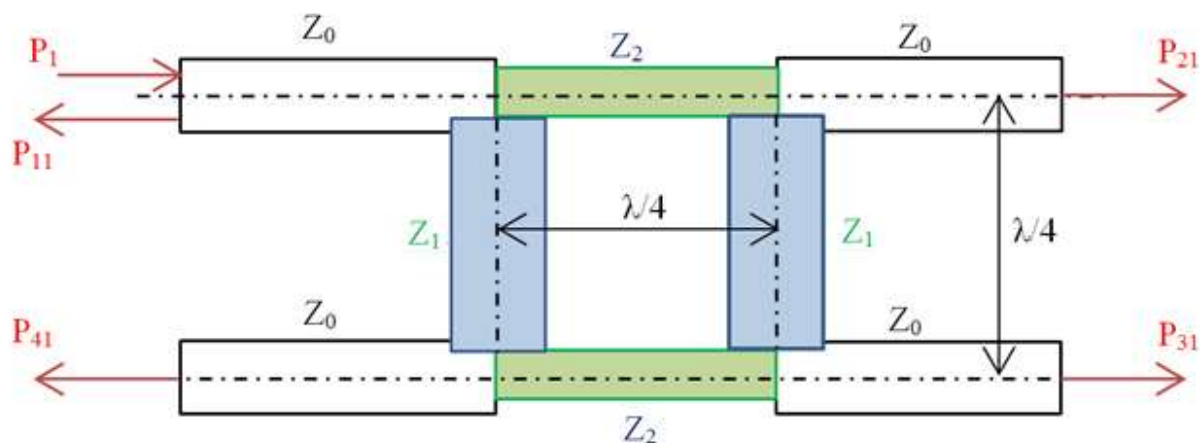
$$Z_2 = Z_0 \cdot \sqrt{\frac{P_A/P_B}{1 + P_A/P_B}} \quad (3.21)$$

Kde:  $P_A$  – vyšší výstupní výkon

$P_B$  – nižší výstupní výkon

$Z_0$  – charakteristická impedance  $50 \Omega$





Obrázek 3.6 - Příklad návrhu děliče typu Branch-line

Dělič typu Branch-line má na rozdíl od děliče Wilkinsonova výhodu v konstantních rozměrech úseků vedení  $\lambda/4$ , což pro potřebu minimalizace návrhu je hlavní důvod výběru tohoto děliče. Návrh rozvodu signálu pro vypočítanou anténní syntézu pomocí děličů typu Branch-line je věnována kapitola 5.

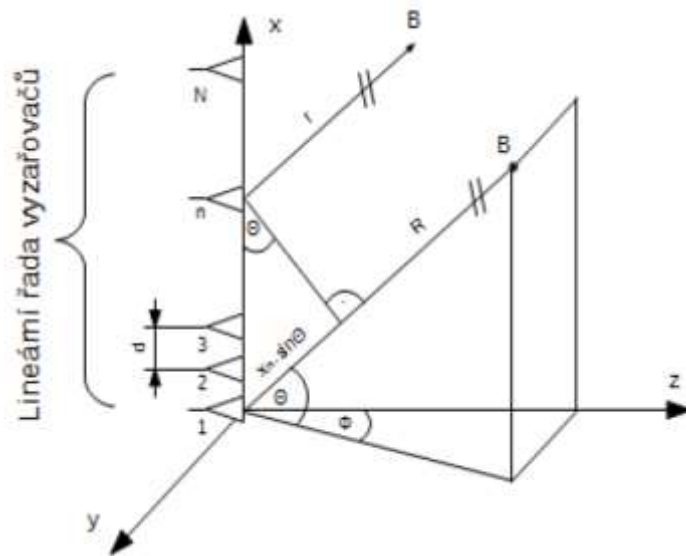
## 4 Syntéza lineární anténní řady

Syntéza lineární anténní řady umožňuje stanovit amplitudy a fáze signálu na jednotlivých anténních elementech pro dosažení požadovaného vyzařovacího diagramu antény.

Lineární anténní řada je složena z  $N$  vyzařovacích elementů, které jsou od sebe vzdáleny konstantní délkou  $d$ . Vyzařovací charakteristika antény je dána součtem signálů vycházející z jednotlivých vyzařovacích elementů tvořících anténní řadu.

### 4.1 Obecná anténní řada

Obrázek 4.1 ilustruje lineární anténní řadu. Na ose  $x$  jsou uspořádány jednotlivé všesměrové zářiče vzdálené od sebe konstantní roztečí  $d$ .



Obrázek 4.1 - Lineární anténní řada [3]

Příspěvek  $n$ -tého elementu k celkovému poli ve vzdálenosti  $R$  je označen bodem B. Tento příspěvek lze vyjádřit podle [3] pomocí rovnice 4.1.

$$E_n = A_n \cdot \exp(-j \cdot \psi_n) \cdot \frac{\exp\left(-j \cdot \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \cdot R\right)}{R} \cdot \exp\left(j \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \cdot d \cdot n \cdot \sin(\theta)\right) \cdot f_0(\theta, \Phi) \quad (4.1)$$

Kde:  $n = 1, 2, \dots, N$  zářičů

$A_n$  – amplituda signálu  $n$ -tého zářiče

$\psi_n$  – fáze signálu  $n$ -tého zářiče

$\lambda$  – vlnová délka

$d$  – rozteč mezi jednotlivými zářiči

$f_0(\theta, \Phi)$  - směrová charakteristika  $n$ -tého zářiče

$\theta$  – úhel mezi rovinnou země a přímkou do bodu B

$\Phi$  – úhel mezi lineární řadou a přímkou do bodu B

Z rovnice 4.1 lze vyjádřit směrovou charakteristiku antény, vytknutím směrové charakteristiky  $n$ -tého zářiče a vynecháním zlomku:

$$\frac{\exp\left(-j \cdot \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \cdot R\right)}{R}$$

Podle [3] lze poté vyjádřit směrovou charakteristiku antény podle rovnice 4.2.

$$f(\theta, \Phi) = f_0(\theta, \Phi) \cdot f_{\check{R}}(\theta) \quad (4.2)$$

Činitel řady  $f_{\tilde{R}}(\theta)$  lze tedy vyjádřit jako:

$$f_{\tilde{R}}(\theta) = \frac{1}{C} \cdot \sum_{n=1}^N A_n \cdot \exp(-j \cdot \psi_n) \cdot \exp\left(j \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \cdot d \cdot n \cdot \sin(\theta)\right) \quad (4.3)$$

Kde:  $C$  – normalizační konstanta, která slouží k normování diagramu na hodnotu 0 dB ve svém maximu

## 4.2 Metody syntézy

Metody syntézy lze rozdělit na tři základní typy. Tyto typy se liší podle toho, co lze naším požadavkem ovlivňovat.

Pokud si přejeme ovlivňovat pouze amplitudu signálu, jedná se o amplitudovou metodu syntézy. Mezi tyto metody patří: Dolph–Chebyshevova metoda syntézy, rovnoměrné rozložení amplitudy a Taylorova metoda syntézy.

Dalším možným řešením je ovlivnění pouze fáze signálu, proto je tato metoda nazvána fázová metoda syntézy. Tato metoda se nicméně příliš nevyužívá.

Posledním typem syntézy je metoda kombinovaná. Tato metoda ve výsledku ovlivňuje jak amplitudu, tak fázi signálu. Zástupcem kombinované metody je například Fourierova syntéza.

Rozhodující kritérium při výběru syntézy je, zda výsledný vyzařovací diagram odpovídá požadovanému průběhu a zda má nízkou úroveň postranních laloků.

### 4.2.1 Amplitudové metody syntézy

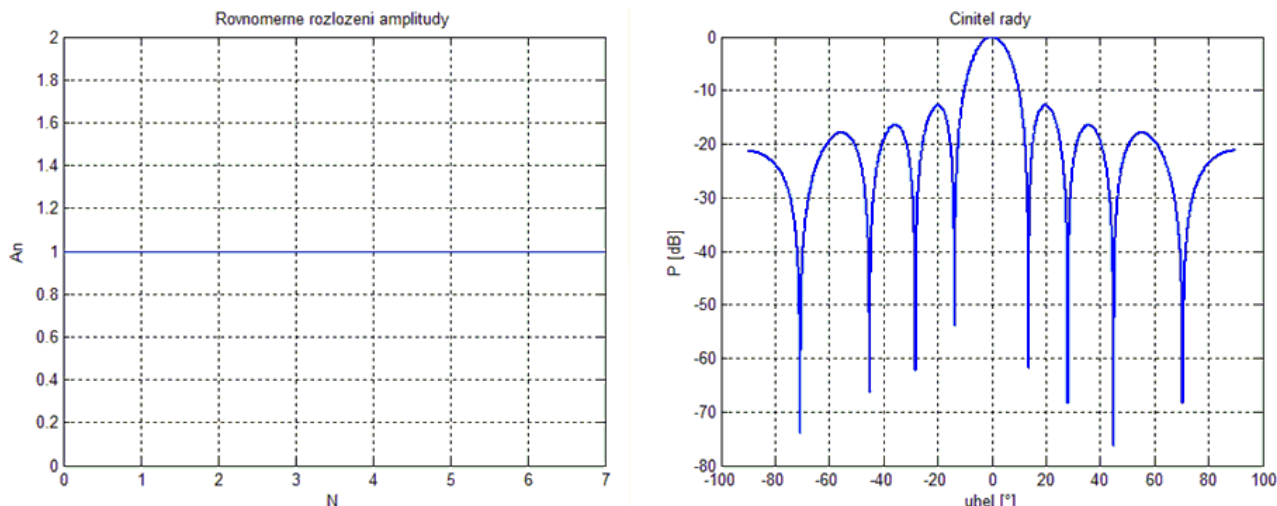
#### Rovnoměrné rozložení amplitudy

Nejméně náročnou metodou na výpočet i konstrukci je využití rovnoměrného rozložení amplitudy. Fáze signálu jsou stejné a všechny zářiče mají konstantní amplitudu. Pro výpočet je nutné znát rozteč elementů ( $Dx$ ), který odpovídá rovnici 4.5. Pro rozteč  $Dx$  jednotlivých elementů řady je nutno znát vlnovou délku, která byla zvolena na střední frekvenci pro sekundární radiolokátor:

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{1,06 \cdot 10^6} = 283 \text{ mm} \quad (4.4)$$

$$Dx = 0,53 \cdot \lambda = 150 \text{ mm} \quad (4.5)$$

Průběh amplitud u jednotlivých zářičů ( $N=8$ ) a výsledný vyzařovací diagram je znázorněn na obr. 4.2.



Obrázek 4.2 - Rovnoměrné rozložení amplitudy a výsledný činitel řady

Z průběhu výsledného činitele řady na obr. 4.2 vpravo je patrné, že odstup postranních laloků činí -13,1 dB, což je v praxi většinou nedostačující.

### Dolph–Chebysheva metoda syntézy lineární řady

Metoda využívá vlastnosti Chebyshevových polynomů pro návrh lineární anténní řady s úzkým hlavním svazkem a s nízkými, rovnoměrně rozloženými postranními laloky [3], [4]. Pro výpočet amplitudových koeficientů se zadává počet zářičů ( $N=8$ ), rozteč elementů ( $Dx=150\text{mm}$ ) a odstup postranních laloků. Výsledné koeficienty jsou vypočítány pomocí rovnic 4.6 a 4.7 [3]. Rovnice 4.6 je výpočet pro sudý počet elementů řady (zářičů) a rovnice 4.7 pro lichý počet elementů řady.

$$A_n = (2K - 1) \cdot x_0^{2n-1} \cdot \sum_{m=0}^{K-n} (-1)^{K-n-m} \cdot x_0^{2m} \cdot \frac{(K+n+m-2)!}{m! \cdot (2n+m-1)! \cdot (K-n-m)!} \quad (4.6)$$

$$A_n = 2K \cdot x_0^{2n} \cdot \sum_{m=0}^{K-n} (-1)^{K-n-m} \cdot x_0^{2m} \cdot \frac{(K+n+m-1)!}{m! \cdot (2n+m)! \cdot (K-n-m)!} \quad (4.7)$$

Kde:  $K$  – sudá řada:  $K=N/2$ , lichá řada:  $K=(N-1)/2$

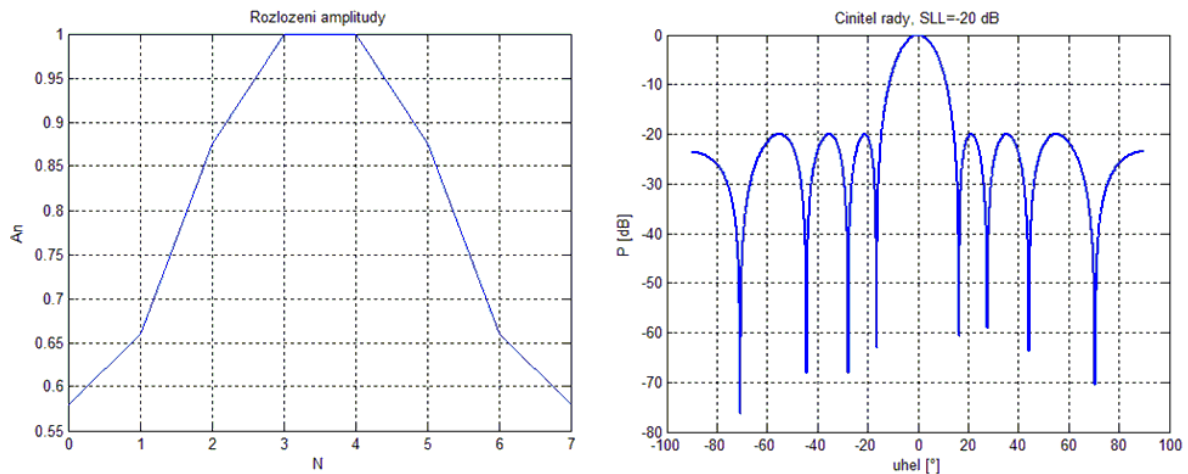
$n$  –  $n$ -tý zářič

$m$  – řád Chebysheva polynomu

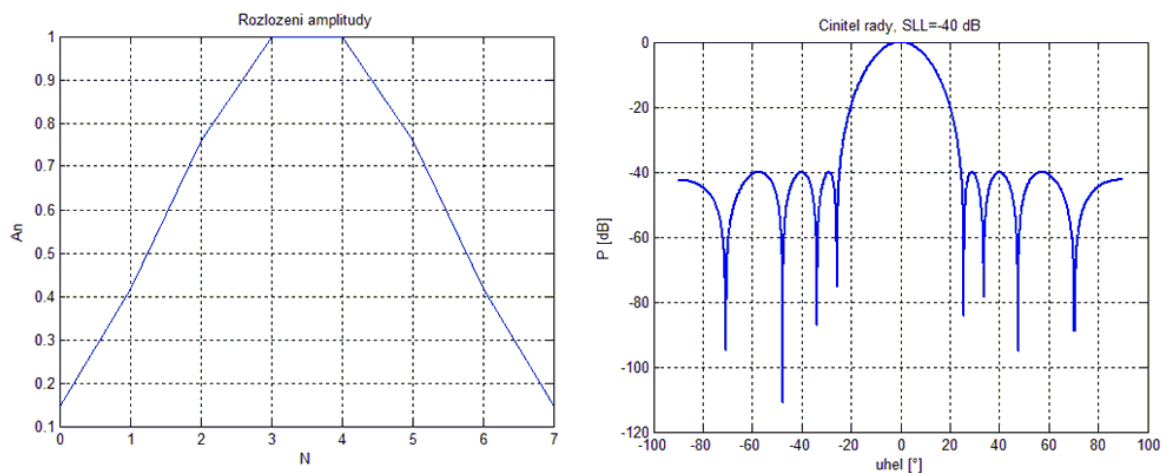
$$x_0 = \frac{1}{2} \cdot \left[ (C + \sqrt{C^2 - 1})^{\frac{1}{N-1}} + (C - \sqrt{C^2 - 1})^{\frac{1}{N-1}} \right] \quad (4.8)$$

Kde:  $C$  – zadaná hodnota potlačení postranních laloků

Pro výpočet rozložení amplitudy pomocí metody Dolp-Chebyshev lze využít program Matlab. Do funkce *chebwin* se zadává počet elementů řady ( $N=8$ ) a odstup postranních laloků. Průběh rozložení amplitudy a činitel řady pro různý odstup postranních laloků je znázorněn na obr. 4.3 a 4.4.



Obrázek 4.3 - Dolph-Chebyschovo rozložení amplitudy a ČŘ pro SLL=-20 dB



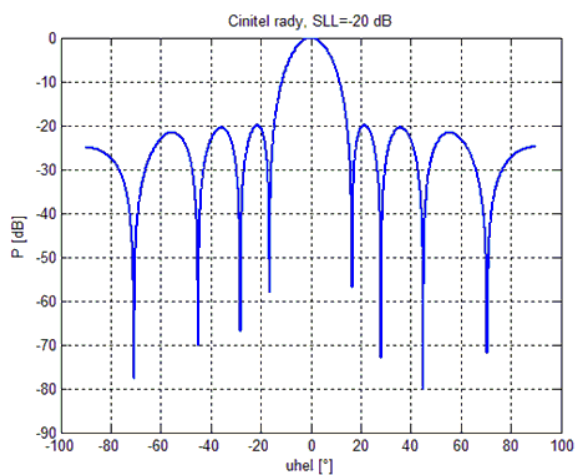
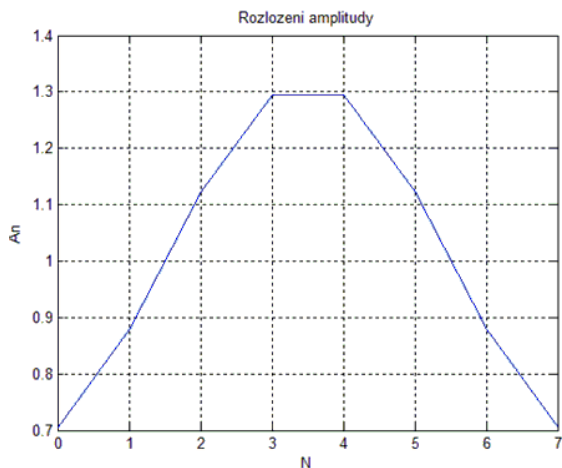
Obrázek 4.4 - Dolph-Chebyschovo rozložení amplitudy a ČŘ pro SLL=-40 dB

Z obrázků 4.3 a 4.4 vyplívá, že Dolph-Chebyschovo rozložení amplitudy má nízké postranní laloky a pro nízký počet zářičů i širší hlavní lalok.

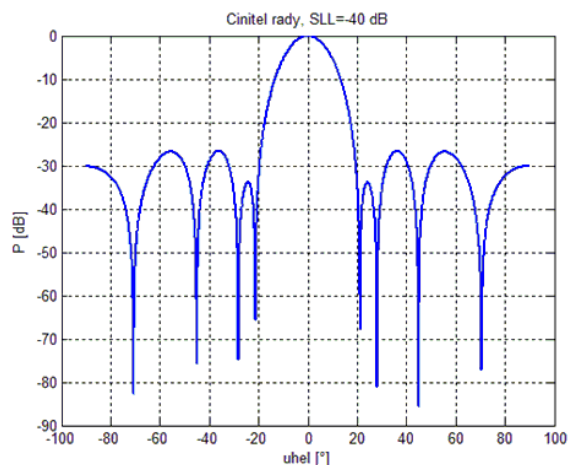
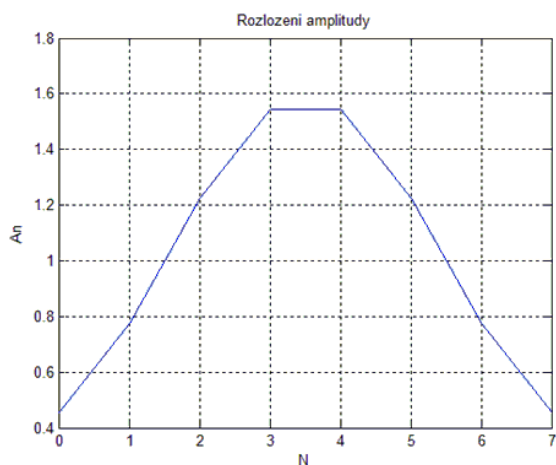
Problém nastává při vyšších počtech elementů řady (např.  $N=32$ ), kdy u rozložení amplitudy se na krajních zářičích skokově zvýší amplituda. To znamená, že při realizaci anténní řady je technologicky obtížné správně rozložit jednotlivé hodnoty amplitud pro zářiče.

### Taylorova metoda syntézy lineární řady

Stejně jako u metody Dolph-Chebyshev se využívají vlastnosti polynomů pro návrh lineární anténní řady. Výhodou Taylorovy metody je, že při vyšších počtech elementů řady nedochází ke skokovému nárůstu amplitudy na krajních zářičích. Pro výpočet rozložení amplitudy pomocí metody Taylor lze opět využít program Matlab. Do funkce *taylorwin* se zadává počet elementů řady ( $N=8$ ), řád polynomu ( $r=2$ ), rozteč elementů ( $Dx=150\text{mm}$ ) a odstup postranních laloků. Průběh rozložení amplitudy a činitel řady pro různý odstup postranních laloků je znázorněn na obr. 4.5 a 4.6.

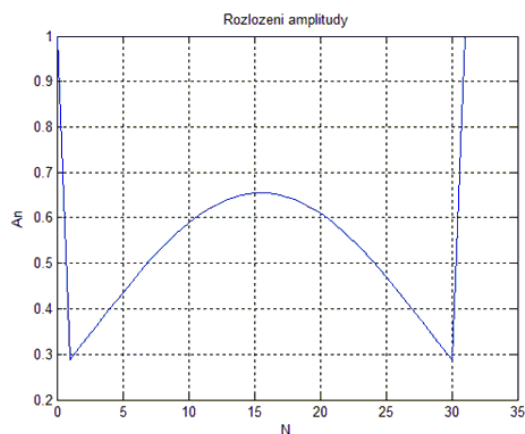
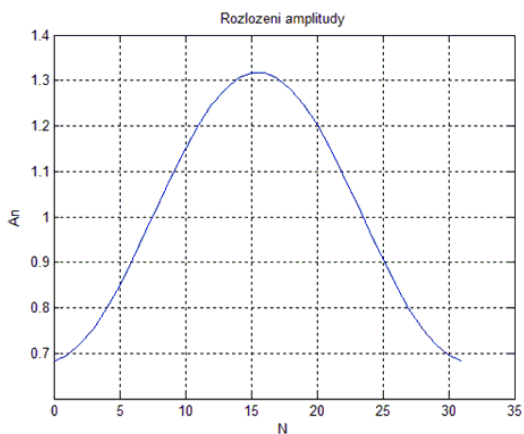


Obrázek 4.5 - Taylorovo rozložení amplitudy a ČŘ pro SLL=-20 dB



Obrázek 4.6 - Taylorovo rozložení amplitudy a ČŘ pro SLL=-40 dB

Z obrázků je patrné, že na rozdíl o Dolph-Chebyshevovy metody má činitel řady užší hlavní svazek a nižší odstup postranních laloků (SLL=-40). Výhodou je nicméně konstantní rozložení amplitudy pro vyšší počet elementů řady. Porovnání obou metod při rozložení amplitudy pro 32 elementů řady je znázorněno na obr. 4.7.



Obrázek 4.7 - Rozložení amplitudy pro N=32, vpravo Taylor, vlevo Chebyshev

Pro zadaný počet elementů řady (N=8) jsou obě metody dostačující. Problém obou metod je, že nelze činitel řady natvarovat pro jistý požadovaný průběh. Tento nedostatek řeší syntéza rozkladem do Fourierovy řady.

#### 4.2.2 Kombinované metody syntézy

##### Fourierova metoda syntézy

Na rozdíl od předešlých metod se u Fourierovy syntézy může zadat požadovaný průběh pro činitele řady. Požadovaný průběh se rozloží do Fourierovy řady (rovnice 4.9) a získají se komplexní Fourierovy koeficienty (rovnice 4.10). Z absolutní hodnoty komplexních koeficientů se získají amplitudy pro jednotlivé elementy a z argumentů komplexních koeficientů jejich fáze.

$$f_d(\omega) = K \cdot \sum_{-\infty}^{\infty} b_n \cdot \exp\left(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot n \cdot \left(\frac{d}{\lambda}\right) \cdot \omega\right), \quad (4.9)$$

$$-\frac{\lambda}{2 \cdot d} < \omega < \frac{\lambda}{2 \cdot d}$$

$$b_n = \frac{d}{\lambda} \cdot \int_{-\frac{d}{\lambda}}^{\frac{d}{\lambda}} f_d(\omega) \cdot \exp\left(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot n \cdot \left(\frac{d}{\lambda}\right) \cdot \omega\right) d\omega \quad (4.10)$$

Kde: K – normalizační konstanta, K – sudá řada:  $K=N/2$  , lichá řada:  $K=(N-1)/2$

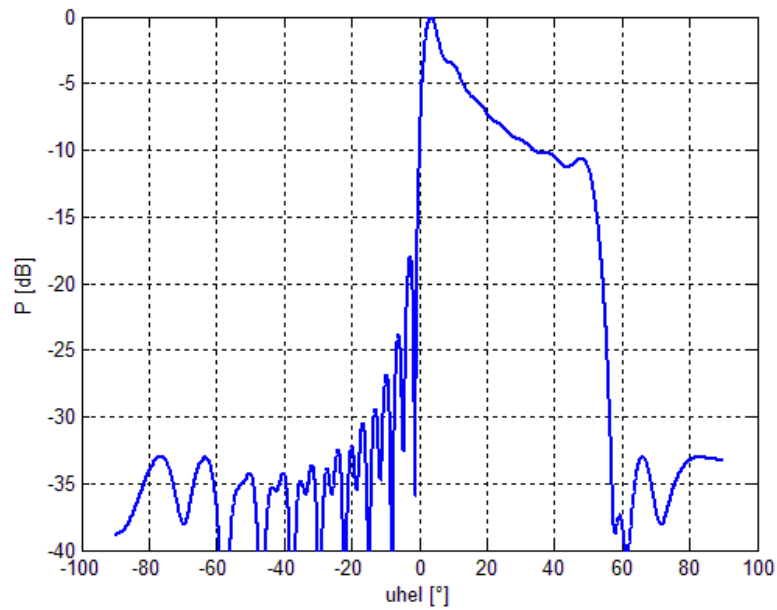
n – n-tý zářič

d – délka mezi jednotlivými zářiči

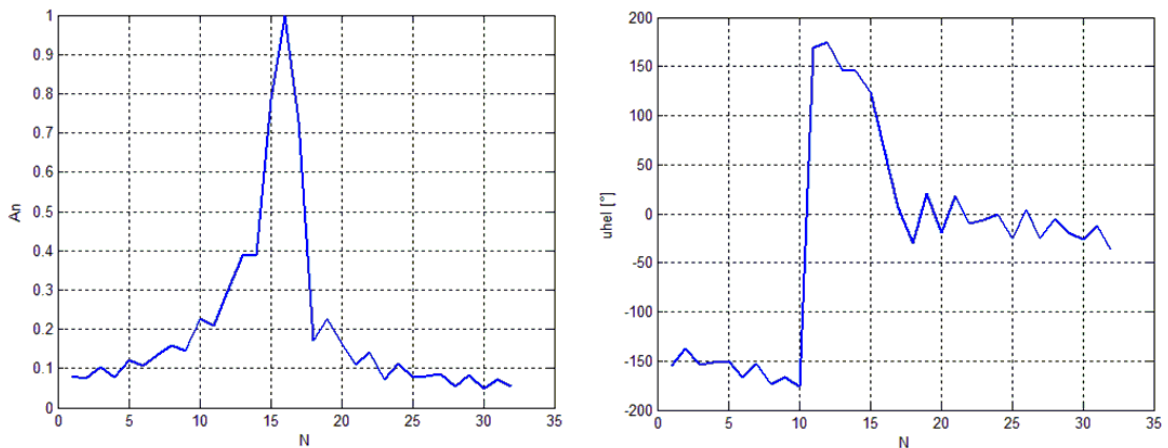
$\omega$  -  $\omega = \cos(\theta)$ , kde  $\theta$  je úhel lineárního rozložení

$b_n$  – jednotlivé Fourierovy koeficienty

Rozhodující je zadaný průběh, kterému se na závěr má činitel řady podobat. Na obrázku 4.8 je znázorněn činitel řady pro 32 zářičů. Zadaný průběh je kosekanta s počátečním průběhem sinus na n-tou. Na obrázku 4.9 je výsledné rozložení amplitud a fází na jednotlivých zářičích.



Obrázek 4.8 – Činitel řady Fourierovy syntézy



Obrázek 4.9 - Rozložení amplitud a fází pro Fourierovu syntézu (N=32)

### 4.2.3 Výběr vhodné metody syntézy

Vertikální rozvod horizontální antény pro sekundární radar je navrhnout pro vertikální vyzařovací diagram ve tvaru kosekanty (viz. obrázek 4.10). Z průběhu je patrné, že požadavkem je možnost ovlivňování jak amplitudy, tak fáze signálu.





Obrázek 4.10 - Skenování prostoru pomocí průběhu kosekanty

Z uvedených metod v této kapitole je tedy patrné, že jedinou vhodnou metodou syntézy je ta Fourierova, díky které může být vytvořen vyzařovací diagram v požadovaném tvaru.

### 4.3 Návrh vyzařovacího diagramu antény

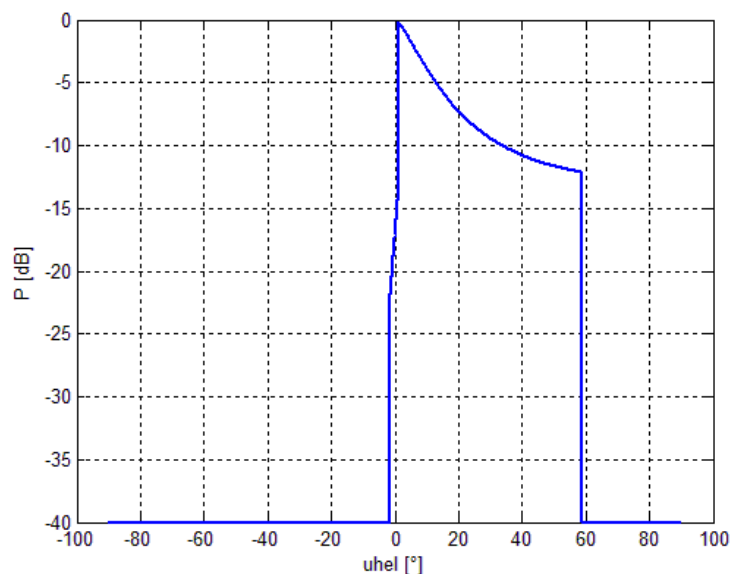
Pro návrh vyzařovacího diagramu pomocí Fourierovy syntézy je využit program Matlab. Nejprve je nutné vytvořit požadovaný průběh pro Fourierovu syntézu, pomocí které jsou vypočteny koeficienty amplitudy a fáze pro jednotlivé zářiče. Návrh vyzařovacího diagramu je tvořen dvěma průběhy. Počáteční průběh je tvořen pomocí funkce sinus na  $n$ -tou a dále následuje požadovaný průběh funkce kosekant. Funkce sinus je znázorněna v rovnici 4.11 a průběh kosekanty lze vyjádřit ve tvaru 4.12.

$$A \cdot \sin(x)^n \quad (4.11)$$

$$\text{csc}(x) = \frac{-2 \cdot z \cdot i}{p \cdot \exp(-i \cdot x) - q \cdot \exp(i \cdot x)} \quad (4.12)$$

Díky funkci sinus na  $n$ -tou lze umocňovat počátek průběhu k rychlému nárůstu do maxima funkce, odkud je využita funkce kosekant.

Pro návrh vhodného průběhu funkce kosekant jsou využity koeficienty  $z$ ,  $p$  a  $q$ . Tyto koeficienty jsou nastaveny tak aby výsledný vyzařovací diagram odpovídal požadovanému průběhu. Výsledný zadaný průběh pro Fourierovu syntézu je zobrazen na obr. 4.11.



Obrázek 4.11 - Návrh činitele řady pro Fourierovu syntézu

Koeficienty pro průběh na obr. 4.11 byly nastaveny na hodnoty:

$$\text{sinus (4.11): } A=4 \quad n=3,2$$

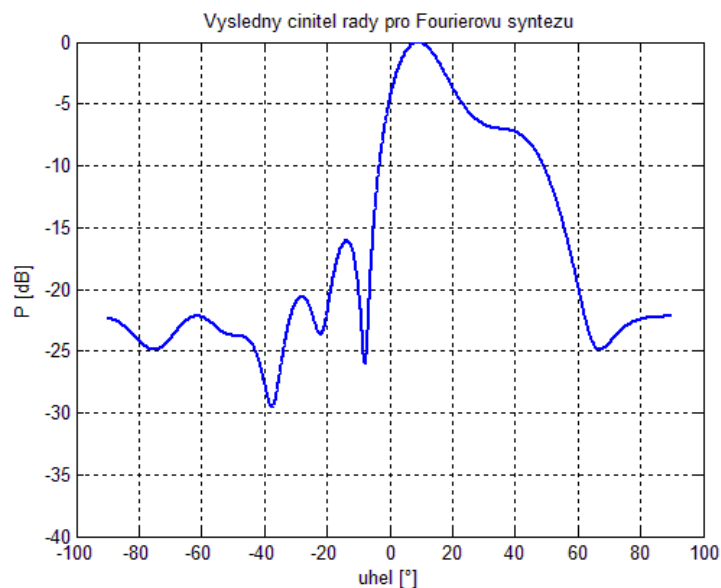
$$\text{kosekant (4.12): } z=0,3 \quad p=0,65 \quad q=0,95$$

Z počátečního průběhu pro funkci sinus je patrné, že náběh není plně plynulý a dochází ke skokovému nárůstu k maximu funkce. Dále je celý průběh posunut směrem k záporným hodnotám, aby maximum funkce bylo dosaženo v nulové elevaci. Tento návrh byl několikrát pozměněn, aby výsledný činitel řady odpovídal požadavkům.

Pro výsledný vyzařovací diagram byla požadována dvě kritéria. První, aby odstup postranních laloků byl nejméně -15 dB. Druhým kritériem bylo, aby hlavní lalok dosahoval v elevaci  $40^\circ$  úroveň signálu nejméně -10 dB.

Pro požadovaný činitel řady byla použita funkce *fourier1*, která je volně stažitelná z internetových stránek Matlabu a je součástí *Phased Array Design Toolboxu v2.5*. Této funkci se zadává počet elementů antény ( $N=8$ ), rozteč elementů ( $Dx$ ) a návrh činitele řady, který odpovídá obr. 4.11.

Funkce *fourier1* vypočítá napětí a fáze na jednotlivých zářičích. Pro znázornění výsledného vyzařovacího diagramu, je třeba vypočítat průběh činitele řady  $f_R(\theta)$  pomocí rovnice 4.3. Výsledný činitel řady pro navržený průběh z obr 4.11 je znázorněn na obr 4.12.

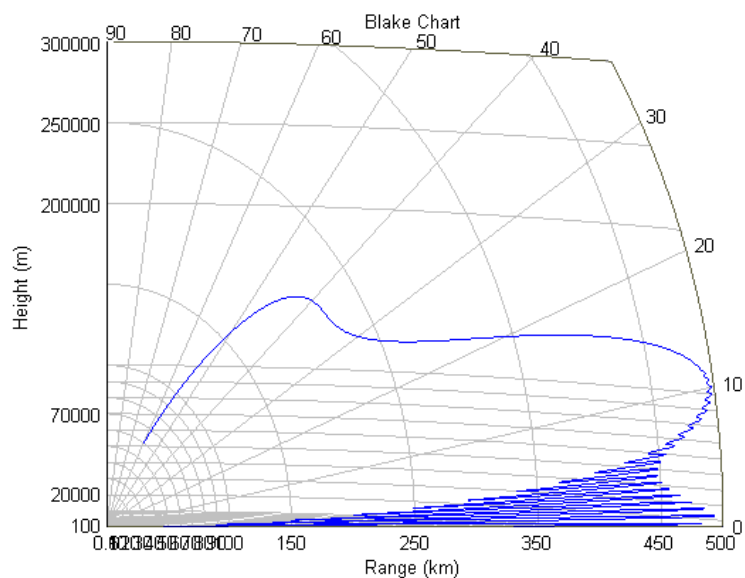


**Obrázek 4.12 - Výsledný vyzářovací diagram pro návrh antény**

Z určeného činitele řady lze vypočítat diagram krytí antény ve vertikální rovině. Diagram je vytvořen v prostředí programu Matlab a to pomocí funkce *radarvcd*. Této funkci se zadávají hodnoty pro výšku antény nad terénem ( $h$ ), frekvence ( $f$ ), požadovaný dosah ( $l$ ) a náklon antény ( $\phi$ ). Diagram krytí je znázorněn na obrázku 4.13.

Zadané hodnoty pro diagram krytí:

$$h = 15\text{m} \quad f = 1,06\text{ GHz} \quad l=450\text{ km} \quad \phi=0^\circ$$

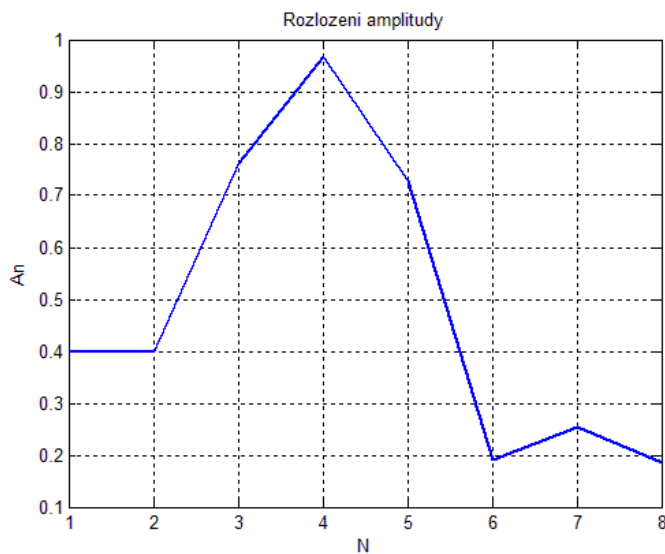


**Obrázek 4.13 - Vypočítaný diagram krytí**

Průběh diagramu krytí splňuje požadovaný tvar pro vertikální krytí sekundárního radiolokátoru. Vzdálenost pokrytí je až 450 km.

#### 4.4 Rozložení amplitud a fází

Z Fourierovy metody syntézy v kapitole 4.2.4., byly vypočteny hodnoty rozložení amplitud a fází na jednotlivých elementech vertikální antény. Pro požadovaný výsledný vyzářovací diagram (viz obr. 4.14), vyšlo následující rozložení napětí na jednotlivých zářičích:



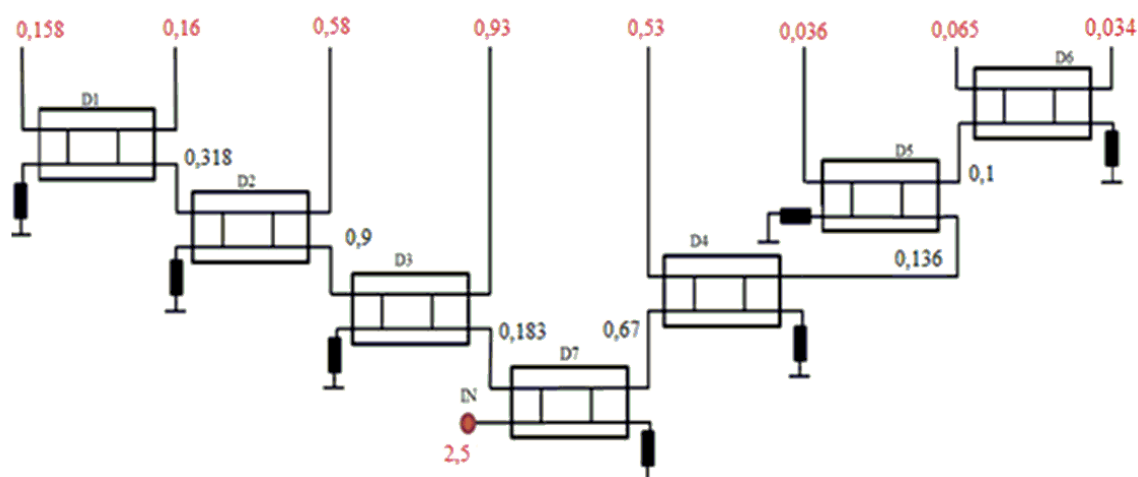
Obrázek 4.14 - Závěrečné rozložení amplitud na zářičích

V následující tabulce jsou hodnoty amplitud vyčísleny a převedeny na výkon:

Tabulka 1 - Výkony na jednotlivých elementech

n	1	2	3	4	5	6	7	8
A [V]	0,398	0,4	0,7616	0,966	0,7287	0,192	0,255	0,185
P [dB]	-8,00234	-7,9588	-2,36546	-0,30046	-2,74902	-14,334	-11,8692	-14,6566

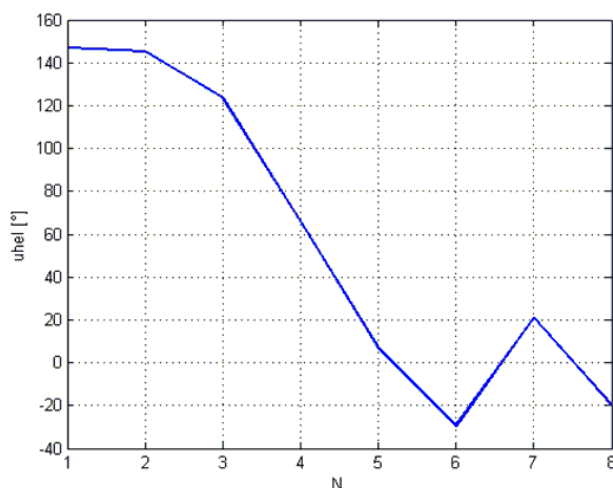
Pro určení jednotlivých výkonů na děličích, je třeba znát uspořádání děličů v návrhu. Pro dosažení minimální velikosti návrhu a přehledného uspořádání, byla zvolena varianta dle obr. 4.15.



Obrázek 4.15 -- Rozložení výkonů na jednotlivých děličích

Hodnoty vstupů a výstupů děličů jsou převedeny na watt. Každý vstupní port děliče je součtem výstupů. Takto lze snadno vypočítat vstupní výkon pro dělič D7.

Rozložení fáze znázorňuje obr. 4.16.



Obrázek 4.16 - Rozložení fáze pro elementy (N=8)

Hodnoty fáze na jednotlivých zářičích ovlivňuje délka vodičů. Mezi jednotlivými elementy lze pozorovat značné rozdíly ve fázi. Například pro element 3 a element 4 je fázový posun přibližně 60°. V tomto případě bude muset být přívodní délka elementu 3 značně vyšší, než pro element 4.

## 5 Návrh jednotlivých děličů výkonu

Děliče jsou navrženy nejdříve samostatně pro optimalizaci jejich parametrů. Posléze je sestaven celý vertikální rozvod, podle jednotlivých návrhů.

Pro návrh děliče typu branch-line, je třeba znát hodnoty impedance vedení  $Z_0$ ,  $Z_1$ ,  $Z_2$  (viz obr. 3.15, kapitola 3.1.5). Výpočet  $Z_1$  a  $Z_2$  lze provést pomocí vzorců 3.19 a 3.20.

Výstupní výkony děliče PA a PB musejí být vztažené k vstupnímu výkonu. Přepočítané výkony pro výpočet  $Z_1$  a  $Z_2$  pro jednotlivé děliče znázorňuje tabulka 2.

**Tabulka 2 - Výstupní výkony děličů pro výpočet impedancí**

	D1	D2	D3	D4	D5	D6	D7
PA [W]	0,5	0,646	0,51	0,8	0,73	0,655	0,733
PB [W]	0,5	0,354	0,49	0,2	0,27	0,344	0,267

Z takto určených výkonů lze za použití vzorců 3.20 a 3.21 vypočítat jednotlivé impedance větví děličů  $Z_1$  a  $Z_2$ . Vypočítané impedance děličů znázorňuje tabulka 3. Pro dělič číslo 4 vychází poměr výkonů v tabulce 2 příliš vysoký, proto je třeba využít kompenzace v podobě impedančních transformátorů. Tato metoda je popsána v kapitole 5.1.

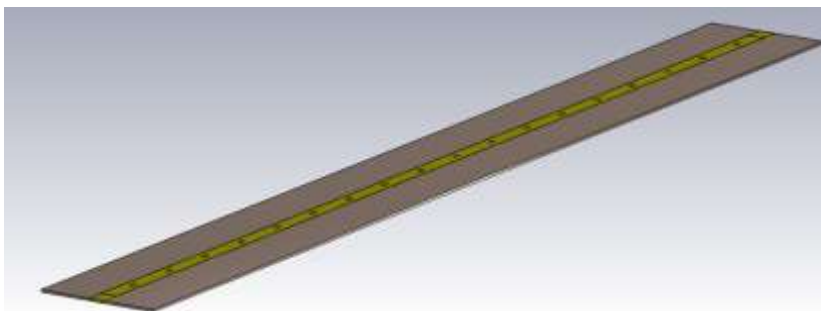
**Tabulka 3 - Impedance jednotlivých větví děličů Branch-line**

	D1	D2	D3	D4	D5	D6	D7
$Z_1$ [ $\Omega$ ]	35,244	40,2	35,7	33,9	42,73	40,5	42,8
$Z_2$ [ $\Omega$ ]	49,7	67,53	51	75	82,33	69,02	82,83

Pro určení impedance přívodní větve děliče  $Z_0$ , byl zkonstruován přípravek pro nastavení impedance pásku v programu CST.

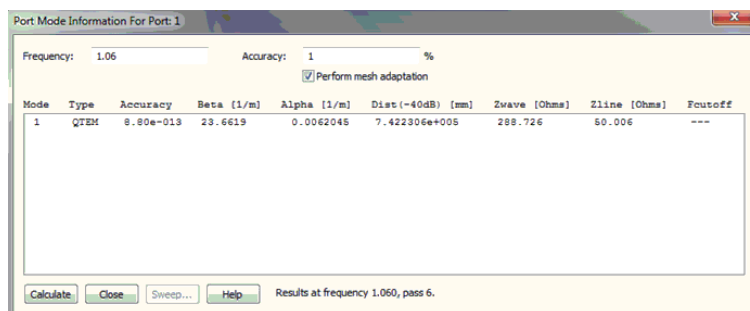
Jako vhodný typ vedení pro konstrukci děliče bylo zvoleno řešení pomocí konstrukce zavěšeného páskového vedení. Střední vodič je zkonstruován jako symetrická měděná fólie, která je vyleptaná na dielektriku. Jako dielektrikum mezi vodiči, byl zvolen materiál z laminátu Rogers RO4350B, který má relativní permitivitu rovnou 3,48 a je vhodný pro konstrukci desek plošných spojů ve vysokofrekvenční technice. Délka přípravku je rovna  $\lambda$ . Výpočet  $\lambda$  probíhá na střední frekvenci pro sekundární radiolokátor a je rovna 283 mm (rovnice 4.4).

Tloušťka dielektrika je použita 0,762 mm a vodivý pásek z mědi má tloušťku 0,035 mm, což je v součtu rovno cca 0,8 mm. Dále je vhodné přípravek opatřit prokovenými otvory pro vyrovnání proudu protékajících na opačných stranách dielektrika a tím zamezení vybuzení asymetrického šíření elektromagnetického pole. Po vytvoření portu 1 (vstup) a portu 2 (výstup), je přípravek připraven pro simulaci. Finální přípravek pro nastavení impedance pásku je znázorněn na obrázku 5.1.



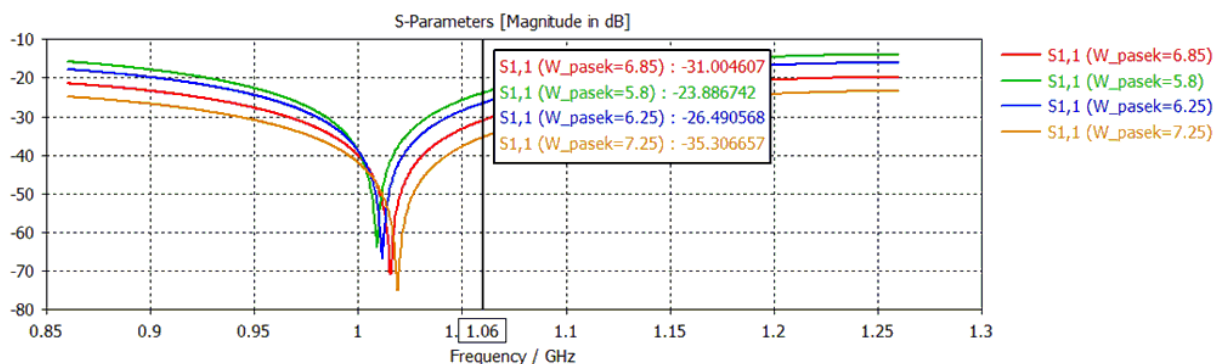
Obrázek 5.1 - Přípravek pro nastavení impedance pásku

Určení potřebné šířky vodivého pásku pro impedanci  $Z_0$  lze provést experimentálně v programu CST studio a to pomocí Object information na vstupním portu 1. V tomto případě byla několikrát změněna tloušťka vodivého pásku pomocí parametru  $W_{\text{pasek}}$  a nakonec bylo dosaženo požadované hodnoty  $50 \Omega$ . Tento proces je znázorněn na obrázku 5.2.



Obrázek 5.2 - Výpočet impedance pásku  $Z_0$

Pro vstupní port 1 je nutné zajistit minimální odrazy signálu a to pod  $-20$  dB. Koeficient signálu odrazu od vstupní brány  $S_{11}$  pro různé šířky pásku je znázorněn na obrázku 5.3. Šířka pásku  $6,85$  mm (červená), dosahuje hodnoty pod  $-30$  dB, což je dostačující.



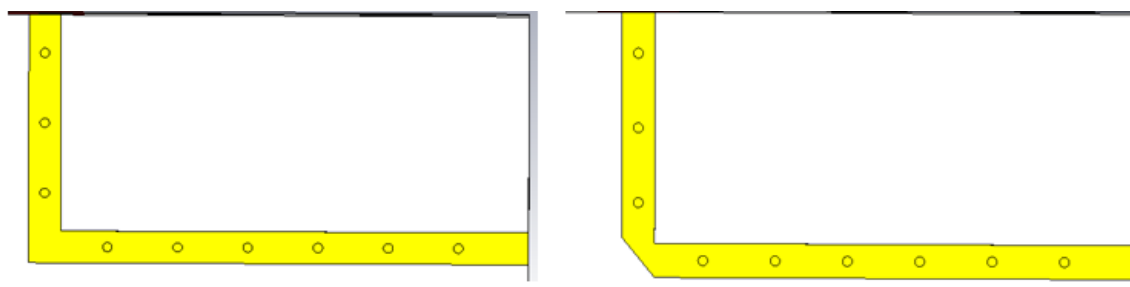
Obrázek 5.3 - Parametr  $S_{11}$  pro různé šíře vodícího pásku

Obdobným způsobem jsou vypočteny šířky pásků pro větve děliče branch-line,  $W_{\text{pasek}_1}$  odpovídající impedanci  $Z_1$  a  $W_{\text{pasek}_2}$  odpovídající impedanci  $Z_2$ . Následující hodnoty šířek pásků v tabulce 4 odpovídají impedancím v předchozí tabulce 3.

**Tabulka 4 - Šířky pásků pro jednotlivé větve děličů**

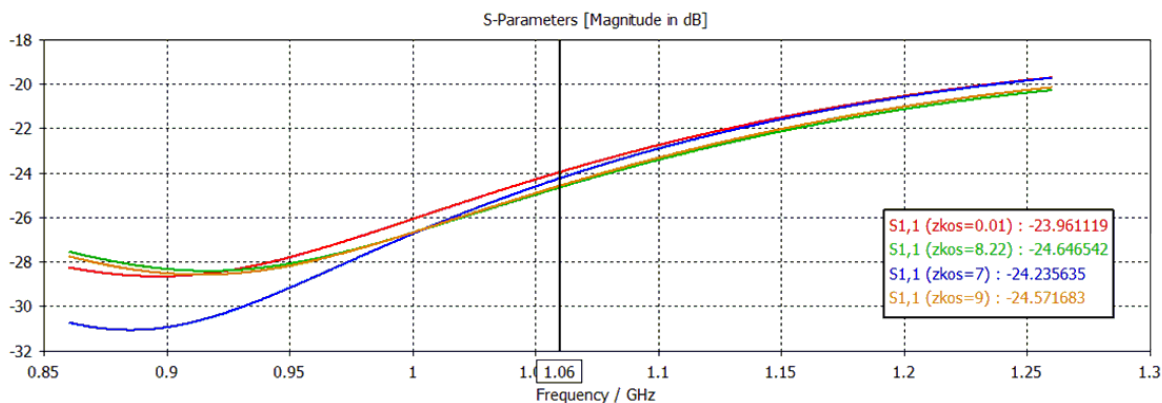
	D1	D2	D3	D4	D5	D6	D7
W_pasek_1 [mm]	11,44	9,35	11,15	11,8	8,8	9,43	8,58
W_pasek_2 [mm]	6,805	3,5	6,37	2,31	2,57	3,68	2,16

Vedení o charakteristické impedanci  $50 \Omega$  je používáno nejčastěji pro výstupy děličů a jejich propojení. Toto vedení je nutné často zahýbat, pro požadované rozteče elementů a zároveň pro minimální rozměr rozvodu. Na obr. 5.4 je charakteristické vedení s ostrým zlomem a se zkoseným zlomem.



**Obrázek 5.4 - Zlom vedení bez zkosení a se zkosením hrany (8,2 mm)**

Po simulaci pro různá zkosení zlomu je patrné, že při zkosení zlomu dochází k minimalizaci odrazů  $S_{11}$  (viz. obr 5.5). Nejlepších výsledků je dosaženo pro zkosení cca 8,2 mm.



**Obrázek 5.5 - Vliv zkosení hran pásku na parametr S11**

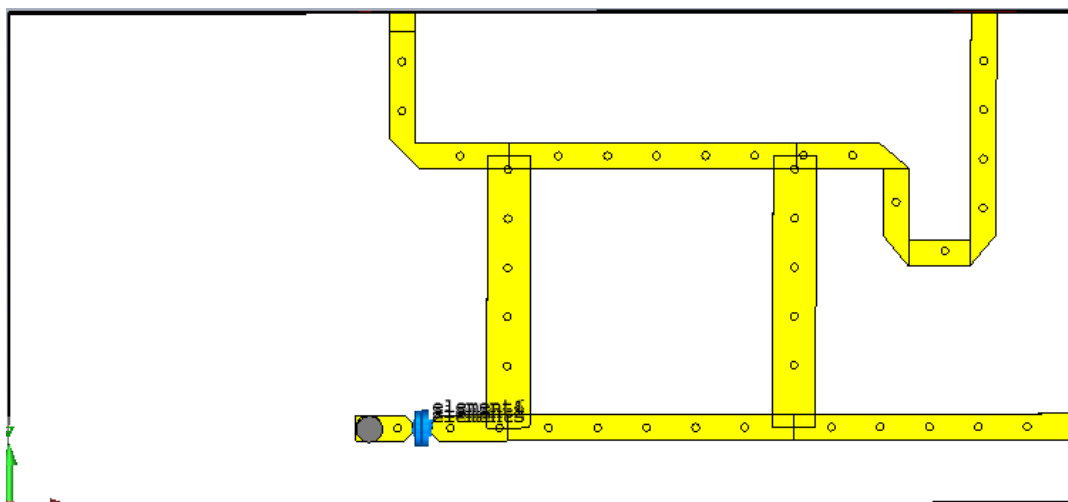
Pokud známe všechny potřebné parametry jednotlivých děličů, lze zkonstruovat jejich návrhy. Pro návrh děliče je třeba brát v úvahu mnohé podmínky. Především je nutné konstruovat jednotlivé děliče s ohledem na jejich umístění v celkovém návrhu. Tato podmínka je důležitá pro správné výsledné fázování rozvodu. Hodnoty výstupních fází lze měnit pomocí délek přívodních vodičů, které jsou konstruovány na základě proměnných parametrů. Fáze jednotlivých výstupů vertikálního rozvodu a jejich rozdíly jsou zobrazeny v tabulce 5.



**Tabulka 5 - Výstupní fáze jednotlivých elementů a jejich rozdíl**

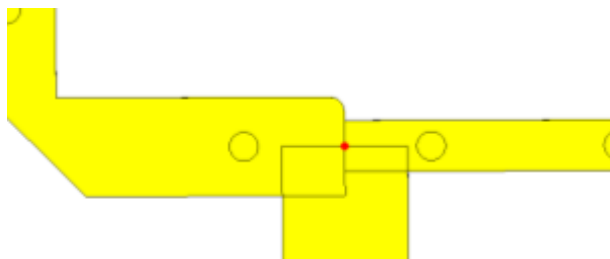
n	1	2	3	4	5	6	7	8
Výstupní fáze [ ° ]	147,131	145,334	123,41	65,43	6,655	-29,68	20,93	-19,626
n	1-2	2-3	3-4	4-5	5-6	6-7	7-8	
Rozdíl fáze [ ° ]	1,797	21,924	57,98	58,775	36,335	-50,61	40,556	

Při konstrukci děliče D1 je bráno v potaz, že jeho výstupní port 2 (levý) bude mít vyšší fázi než výstupní port 3 (pravý) a to o  $1,8^\circ$  (viz. tabulka 5). Pro případnou změnu délky přívodního vodiče bylo zkonstruováno rameno pro port 3, které neovlivňuje rozteč elementů 1 a 2. Rozteč jednotlivých elementů musí být rovna  $0,53\lambda$ , což se rovná 150 mm, tato hodnota je určena při fázové syntéze. Výsledný dělič D1 je zobrazen na obrázku 5.6.



**Obrázek 5.6 - Dělič D1**

Pro návrh jednotlivých větví  $Z_1$  a  $Z_2$  je důležité udržet konstantní délku ramen na hodnotě  $\lambda/4$ . Vzhledem k měnícím se šířkám pásků  $Z_1$  a  $Z_2$  je tato podmínka značně komplikovaná a délka větví je pro každý dělič jiná, jakožto jejich šířka. Pro snadnou změnu délek větví jsou přechody vodivých cest centrovány na svůj střed (viz obr 5.7).



**Obrázek 5.7 - Centrování na střed vodivých cest**

Pro výběr nejvhodnějších délek je využita funkce CST studia *Optimizer*. V této funkci se nastaví parametry pro změnu (délky větví  $Z_1$  a  $Z_2$ ) a požadované hodnoty parametrů S11, S21 a S31. CST studio mění v určitém rozsahu parametry a hledá nejvhodnější hodnoty pro zadané S-parametry.

Dále pro případy simulace je vytvořeno simulované impedanční zakončení na portu 4. Charakteristická impedance vedení je  $50 \Omega$ , proto i zakončovací odpor u portu 4 musí mít tuto hodnotu. Ve zhotoveném rozvodu bude hodnota  $50 \Omega$  reprezentována SMD odporem o určitých rozměrech. Pro simulaci je tento SMD odpor nahrazen šesti diskrétními simulovanými odpory ( $R_1, R_2, \dots, R_6$ ), o hodnotě  $300 \Omega$  pro jeden rezistor:

$$R_{horni} = R_{dolni} = \frac{R_1}{3} = \frac{300}{3} = 100 \Omega$$

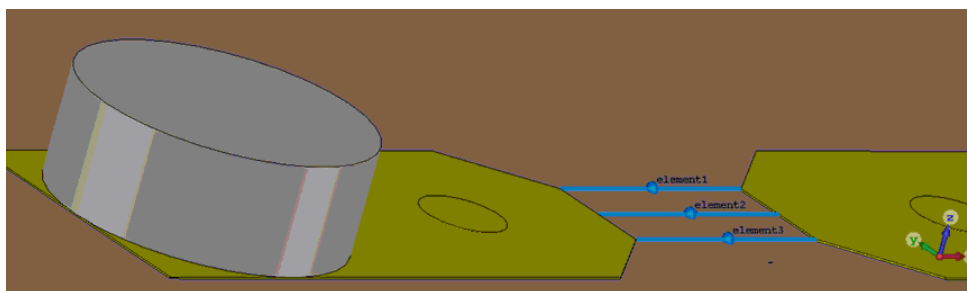
$$R_{celk} = \frac{R_{dolni}}{2} = 50 \Omega$$
(5.1)

Kde:  $R_{horni}$  – celková hodnota zakončovacího odporu horní strany desky

$R_{dolni}$  - celková hodnota zakončovacího odporu dolní strany desky

$R_{celk}$  – celková hodnota zakončovacího odporu horní i dolní strany desky

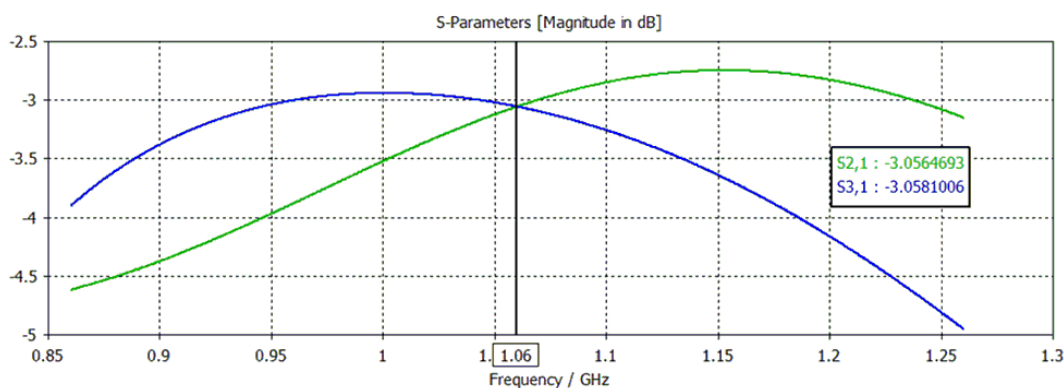
Rozložení zakončovacích odporů z horní strany desky zobrazuje obrázek 5.8. Vedení u zakončovacích odporů má opět zkosené hrany proti případným odrazům (ztrátám).



**Obrázek 5.8 - Zakončovací odpory děliče a zemnicí rovina**

Jako zemnicí rovina je v simulaci využit válec z materiálu PEC (perfektní elektrický vodič).

Po provedení simulace jsou z hlediska celkového návrhu nejdůležitější parametry S21 (vyzářený výkon na portu 2) a S31 (vyzářený výkon na portu 3):



**Obrázek 5.9 - Rozdíl výstupního výkonu D1**

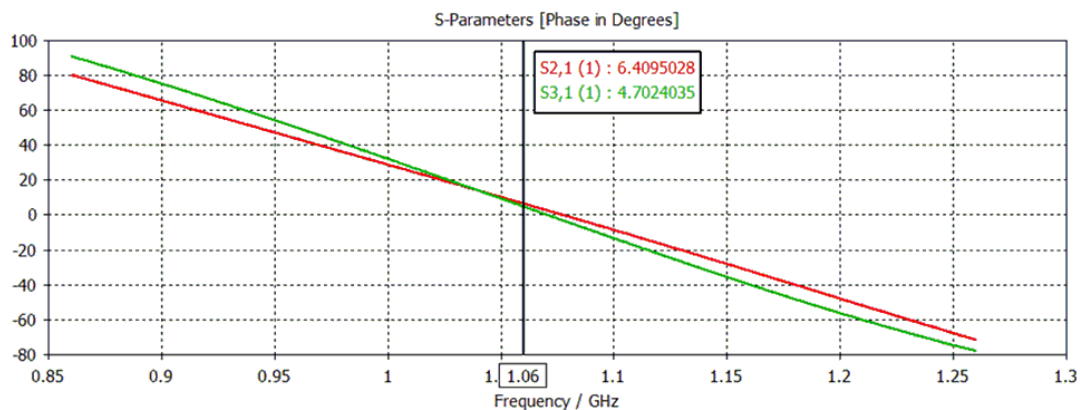
Výstupní výkony v charakteristice jsou vztaženy ke vstupu děliče na portu 1, proto je třeba výstupní výkony nanormovat vůči jednotkovému vstupnímu výkonu do děliče. Výsledné dělicí poměry po normování jsou uvedeny v následující tabulce:

**Tabulka 6 - Požadované výstupní výkony na S21 a S31**

Dělič	1		2		3		4	
S-parametry	S21	S31	S21	S31	S21	S31	S21	S31
Výstupní výkon [ dB]	-3	-3	-1,9	-4,5	-2,92	-3,04	-1	-6,9
Dělič	5		6		7			
S-parametry	S21	S31	S21	S31	S21	S31		
Výstupní výkon [ dB]	-1,36	-5,7	-1,83	-4,63	-1,35	-5,73		

V případě děliče D1 odsimulované parametry S21 a S31 odpovídají s minimálními odchylkami požadovaným výkonům vypočítaným z Fourierovy syntézy v tabulce 6.

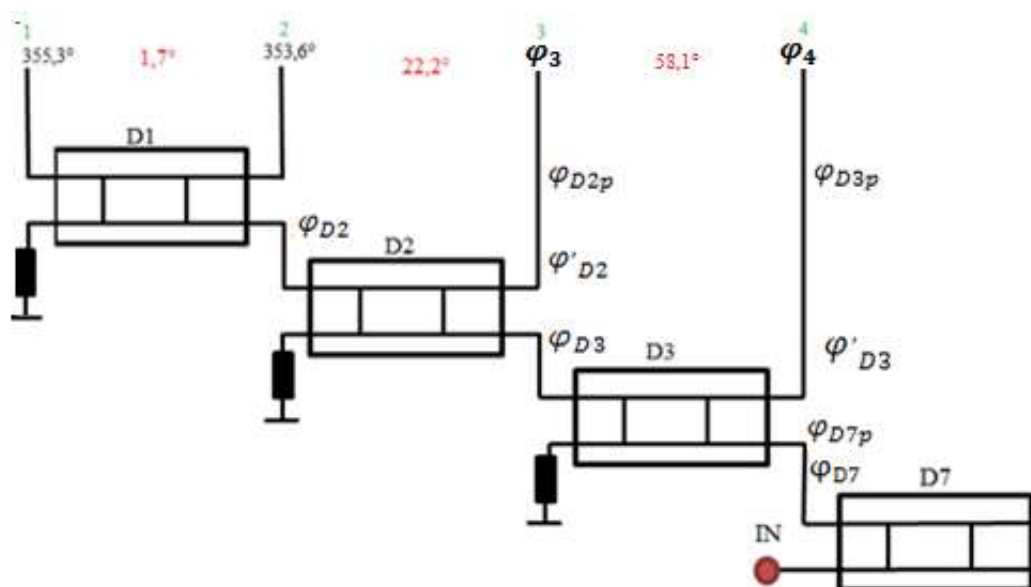
Dalšími požadovanými parametry jsou výstupní fáze portu 2 a 3. Díky proměnné délce ramena u portu 3 se výstupní fáze S31 může libovolně měnit. V tabulce 5 jsou zadány požadované rozdíly výstupních fází z Fourierovy syntézy. V případě děliče D1 je požadován rozdíl fází  $1,8^\circ$ . Po několika simulacích byl fázový rozdíl vypočten na hodnotu  $1,71^\circ$  (viz. obr. 5.10). Vzhledem k náročnosti výpočtu požadované fáze, byla stanovena tolerovaná odchylka  $1^\circ$ .



**Obrázek 5.10 - Výstupní fáze S21 a S31 děliče D1**

Určení výstupních fází krajních děličů D1 a D6 není natolik náročné jako pro děliče uvnitř celého rozvodu. Délky vedení děličů se značně liší, proto musejí být ramena pro výstupní elementy přizpůsobena. Pro jednotlivé děliče jsou odměřeny fáze jejich S-parametrů. Dále je experimentálně ověřeno, že 1 mm délky vedení odpovídá  $1,33^\circ$  fáze, tento převod je využit pro pomocné délky vedení pro kompenzaci sousedních fází. Na následujícím obrázku 5.13 jsou rozepsány jednotlivé části vedení a jejich fáze pro levou část rozvodu. Například pro výpočet požadovaného fázového rozdílu mezi výstupem 3 a 4, je nutno pravé rameno děliče 3 (výstup portu 4) prodloužit o  $501,3^\circ (\varphi_{D3p})$ . Následující rovnice poukazuje na výpočet rozdílů fází:

$$\varphi_3 - \varphi_4 = \left( \varphi_{D7} + \varphi_{D7p} + \varphi_{D3} + \varphi'_{D2} + \varphi_{D2p} \right) - \left( \varphi_{D7} + \varphi_{D7p} + \varphi'_{D3} + \varphi_{D3p} \right) = (216^\circ + 550^\circ + 353,4^\circ + 374^\circ + 162,2^\circ) - (216^\circ + 550^\circ + 330^\circ + 501,3^\circ) = 1655,6^\circ - 1416,5^\circ = \mathbf{58,1^\circ}$$
(5.2)



Obrázek 5.11 - Fázování části rozvodu

Další děliče (2-7) jsou navrženy a odsimulovány obdobně jako dělič číslo 1. Jediným děličem, kde dochází ke změnám v návrhu, je dělič číslo 4 z důvodu velkého dělicího poměru.

## 5.1 Dělič 4

Při výpočtu potřebných odporů v návrhu děliče 4 podle rovnice 3.20 a 3.21, vychází odpor  $Z_1$  příliš veliký (viz. rov. 5.3).

$$Z_1 = Z_0 \cdot \sqrt{\frac{P_A}{P_B}} = 50 \cdot \sqrt{\frac{0,796}{0,205}} = 98,7\Omega$$
(5.3)

Pomocí *Přípravku pro nastavení impedance* pásku je vypočtena potřebná tloušťka pásku, která činí 1,42 mm pro odpor  $Z_1$ . Takto úzká vodivá cesta není z praktického hlediska možná, například kvůli konstrukci prokůvů, které mají poloměr 1 mm.

Pro kompenzaci úzkých ramen děliče, jsou využita přívodní ramena, délky  $\lambda/4$ . Každé z těchto ramen se chová jako impedanční transformátor a nese označení  $Z_t$ . Pomocí rovnice 5.4 lze vypočítat hodnotu  $Z_t$ .

$$Z_t = \sqrt{50 \cdot Z_d} = \sqrt{50 \cdot 38} = 43,6 \Omega \quad (5.6)$$

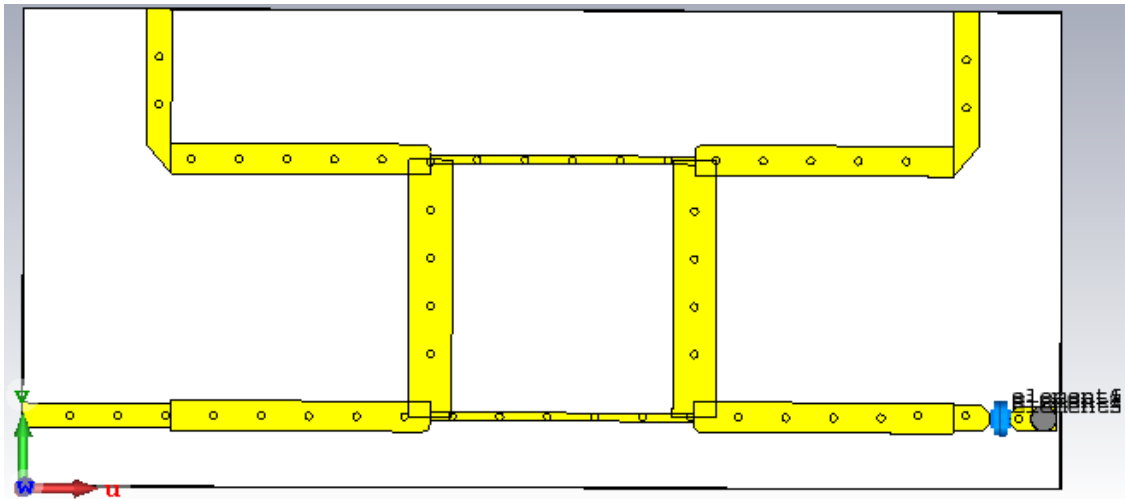
Kde:  $Z_d$  – námi zvolený odpor děliče

Při výpočtu ramen děliče branch-line je v rovnici použit odpor  $Z_t$  namísto odporu  $Z_0$ . Tímto způsobem je zmenšena potřebná velikost odporů ramen děliče, odpovídající širším vodivým páskům:

$$Z_1 = Z_d \cdot \sqrt{\frac{P_A}{P_B}} = 38 \cdot \sqrt{\frac{0,795}{0,204}} = 75 \Omega \quad (5.7)$$

$$Z_2 = Z_d \cdot \sqrt{\frac{P_A/P_B}{1 + P_A/P_B}} = 38 \cdot \sqrt{\frac{0,795/0,204}{1 + 0,795/0,204}} = 33,9 \Omega \quad (5.8)$$

Pomocí *přípravku pro nastavení impedance pásku*, je tloušťka ramen stanovena na 2,31 mm pro  $Z_1$  a 11,8 mm pro  $Z_2$ . Návrh popsaného děliče je znázorněn na obrázku 5.12.



Obrázek 5.12 - Návrh děliče číslo 4

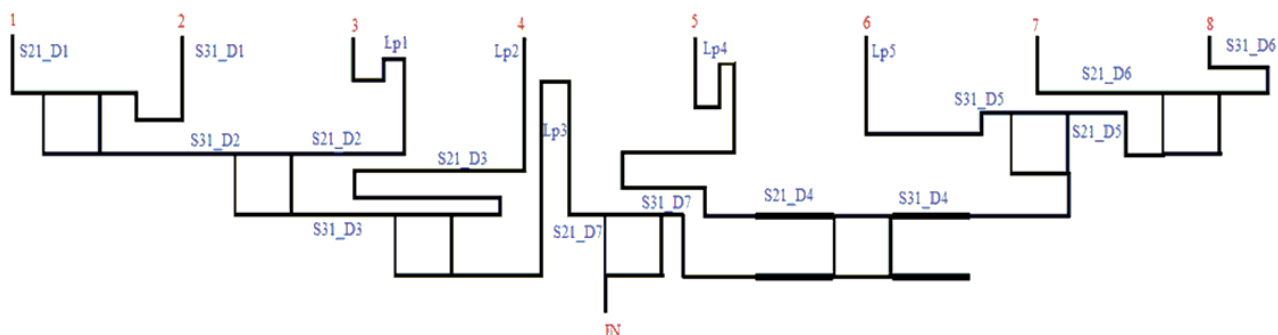
## 6 Návrh celkového vertikálního rozvodu

Po návrhu jednotlivých děličů rozvodu, lze děliče propojit podle schématu na obrázku 2.3. Problém tohoto schématu je, že neuvažuje potřebné fáze jednotlivých výstupních portech elementů. Délky ramen děličů jsou přímo úměrné výstupním fázím, proto je nejprve nutné vypočítat délky všech vodivých cest a jejich fáze (viz. obr. 5.11) a poté je navrhnout vzhledem k dvěma podmínkám.

První podmínkou je, aby každý výstupní element byl od sebe vzdálen 150 mm. Druhou podmínkou je, aby celková deska vertikálního rozvodu, neměla rozměry větší než 1500 mm na délku a 500 mm na šířku.

Pozice výstupů vodivých cest jsou tedy pevně dány. Při návrhu jsou ramena děličů přizpůsobována k návaznosti na tyto výstupy a zároveň k minimalizaci rozměrů celého rozvodu.

Nejefektivnější metodou je vytvoření modelu v určitém měřítku. Model může být konstruován ručně rýsováním, nebo vytvořen pomocí programu na PC. Překreslený model je zobrazen na obr. 6.1.



**Obrázek 6.1 - Počáteční návrh rozvodu vedení**

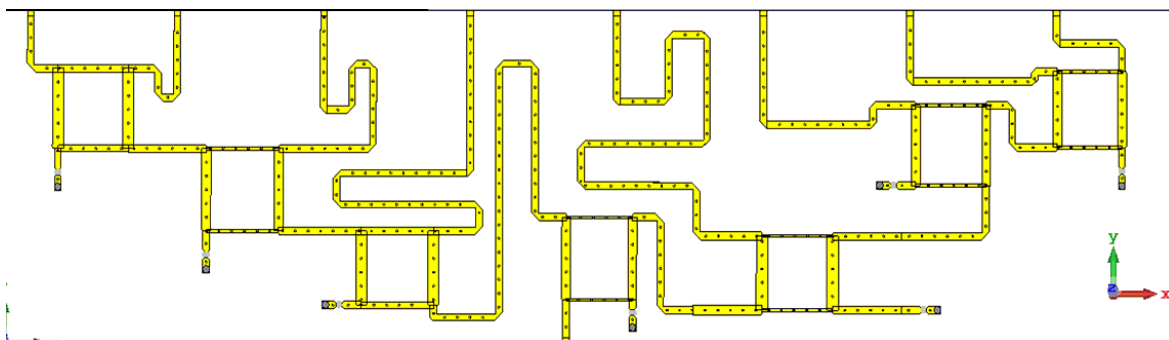
S-parametry v návrhu rozvodu vedení jsou převzaty z návrhů děličův kapitole 5. Aby byly splněny požadované rozdíly ve výstupních fázích, jsou k nedostatečně dlouhým ramenům připojeny pomocné délky vedení  $L_{p1}$  až  $L_{p5}$ . Rozměry jednotlivých vedení jsou vyčísleny v tabulce 7.

**Tabulka 7 - Délky vedení vertikálního rozvodu**

Označení	$\varphi$ [°]	l [mm]	Označení	$\varphi$ [°]	l [mm]
S21_D1	355,30	267,14	S21_D7	216,00	162,41
S31_D1	353,60	265,86	S31_D7	458,83	344,98
S21_D2	204,82	154,00	S21_D4	372,20	279,85
S31_D2	374,00	281,20	S31_D4	465,70	350,15
Lp1	162,20	121,95	Lp4	707,56	532,00
S31_D3	353,40	265,71	S21_D5	196,63	147,84
S31_D3	330,00	248,12	S31_D5	283,90	213,46
Lp2	501,30	376,92	Lp5	381,07	286,52
Lp3	550,00	413,53	S21_D6	307,55	231,24
			S31_D6	348,00	261,65

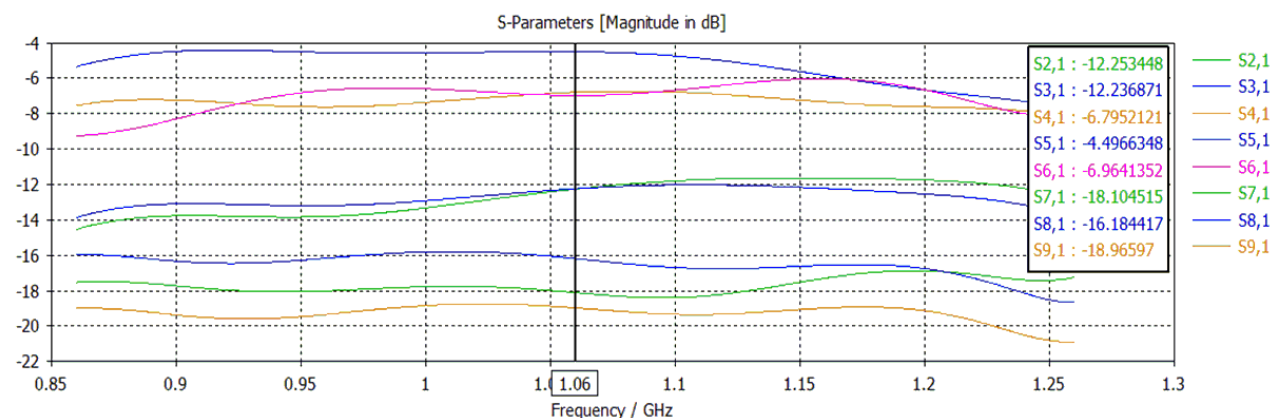
Pomocí délek vedení v tabulce 7 lze zkonstruovat celkový návrh vertikálního rozvodu. Ve výsledcích mohou být jisté odchylky, díky zkosení kolmých částí vedení. Tyto odchylky

lze snadno přizpůsobit pomocí změny délek vybočených ramen jednotlivých děličů. Finální návrh horizontálního rozvodu je na obrázku 6.2.

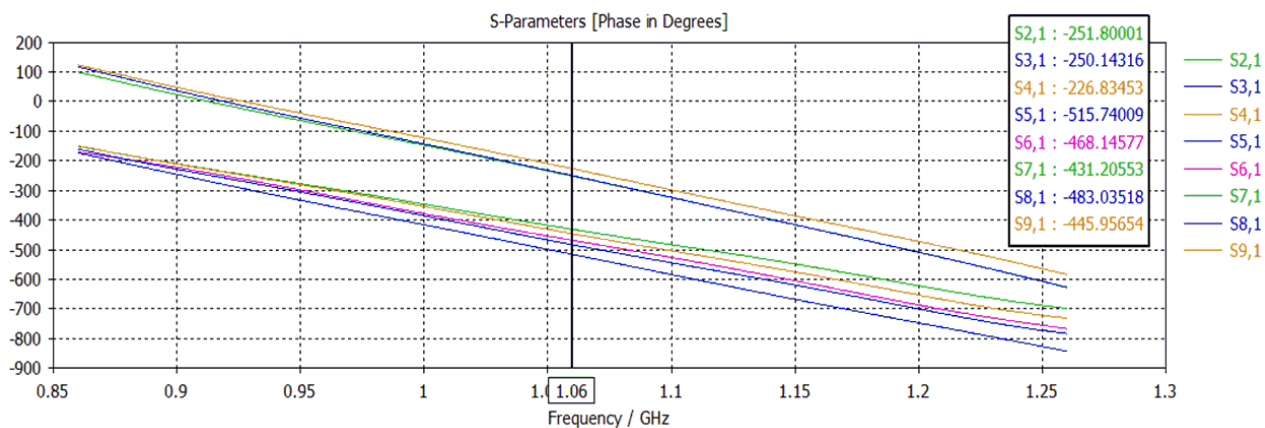


**Obrázek 6.2 - Finální návrh vertikálního rozvodu**

Pro finální rozvod z obrázku 6.2 bylo provedeno několik simulací. Po každé simulaci se měnili délky vedení pro správné rozdíly výstupních fází. Finální výsledky odpovídající požadovaným parametrům z Fourierovy syntézy jsou zobrazeny na obrázku 6.3 (výstupní výkony) a 6.4 (výstupní fáze). Vstupní port je označen číslem 1, tedy první výstupní port je označen jako port 2, druhý jako port 3, atd.



**Obrázek 6.3 - Výstupní výkony finálního horizontálního rozvodu**

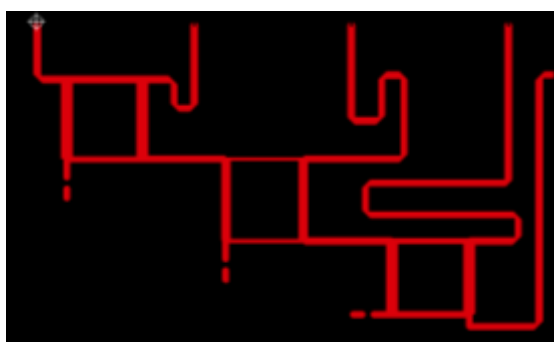


**Obrázek 6.4 - Výstupní fáze finálního horizontálního rozvodu**

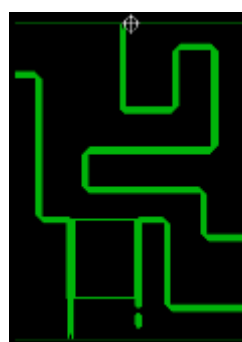
## 7 Konstrukce a měření vertikální anténní řady

### 7.1 Konstrukce rozvodu a krycí skříně

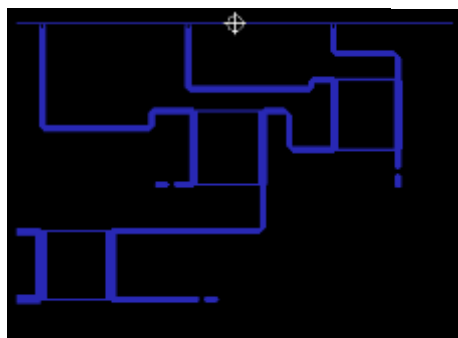
Po získání požadovaných výsledků ze simulací v programu CST studio, je nutné vytvořit data pro konstrukci desek plošných spojů. Nejvhodnější řešení je pomocí takzvaných gerber dat. Tato data lze vygenerovat pomocí programu CST studio. Celková deska má rozměr 1200 mm na délku a 315 mm na šířku. Takto dlouhá deska je problematická pro výrobu a zároveň pro snadný převoz, proto byla deska rozdělena na 3 na sebe navazující části. Jednotlivé části desek plošných spojů pro vertikální rozvod jsou zobrazeny na obrázku 7.1 až 7.3.



Obrázek 7.1 - Gerber data 1. desky



Obrázek 7.2 - Gerber data 2. desky

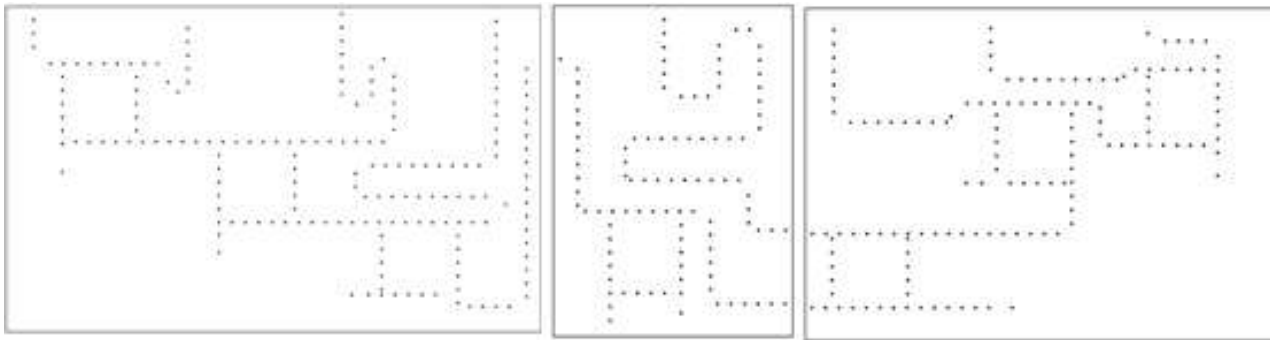


Obrázek 7.3 - Gerber data 3. desky

Samostatnou součást pro výrobu, tvoří data pro prokovení desek plošných spojů. Data se generují pomocí programu CST studio ve formátu dxf. Jedná se o takzvaný vektorový grafický formát a byl vytvořen pro interakci mezi systémy CAD a ostatními programy pro grafiku, modelování, atd. Jednotlivé zobrazení desek v popsaném formátu jsou na obrázku 7.4.

Dále byla pro DPS vytvořena zelená krycí maska proti poškození vodivých cest. V místech, kde mělo dojít k pájení, byla maska odkryta.

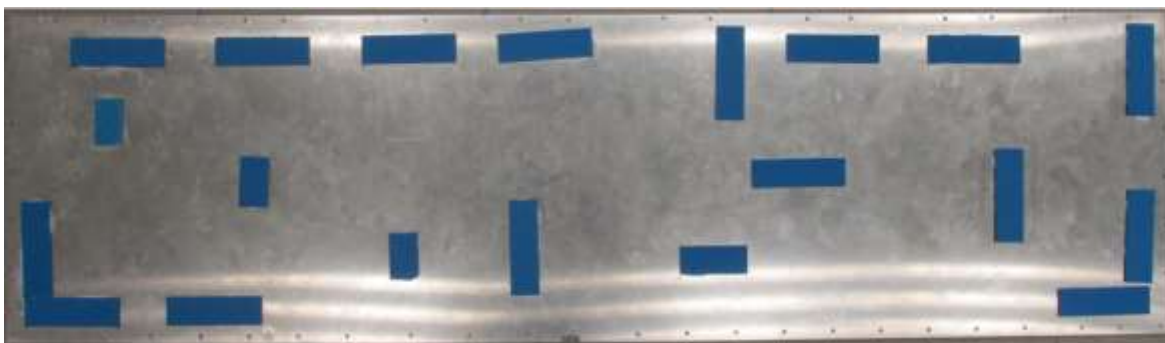




**Obrázek 7.4 - Prokovení desek pro výrobu**

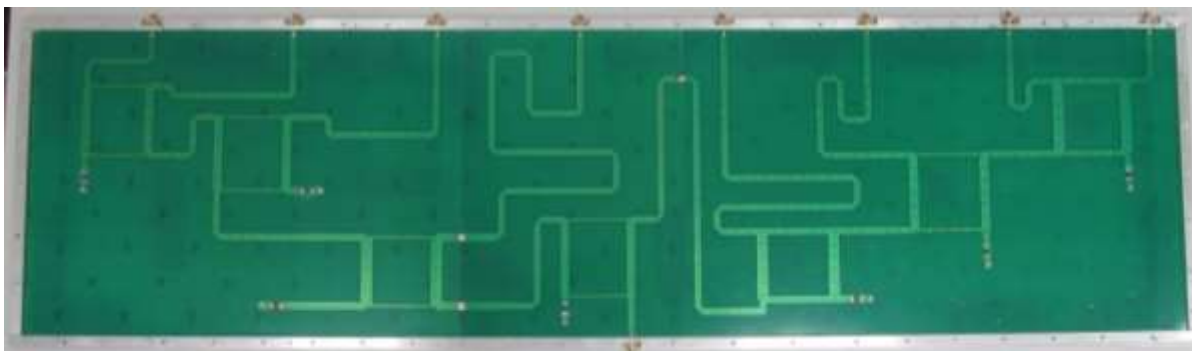
Další částí mé diplomové práce bylo sestavení hliníkového pouzdra pro vertikální signálový rozvod, které zajišťuje vytvoření zemních rovin pro zavěšené páskové vedení. Jeho vnitřní rozměry jsou dány rozměry desky plošného spoje uvedené výše. Tedy 1200x315x6 mm. Jako vhodný materiál byla zvolena slitina hliníku.

Nejprve byl vytvořen rám skříně ze čtvercových tyčí. Do tyčí jsou vyvrtány otvory pro vyvedení konektorů z vertikálního rozvodu a pro spojení krycích desek. Rám je uzavřen z vrchní a spodní části deskami o stejných rozměrech. Na tyto desky je nalepeno vypodložení pro DPS z nevodivého materiálu. Vypodložení je rozmístěno tak, aby nezasahovalo do vodivých cest a zároveň velice dobře vycentrovalo signálové rozvody uvnitř pouzdra. Vypodložení je znázorněno na obrázku 7.5.



**Obrázek 7.5 - Vypodložení DPS uvnitř skříně**

K DPS jsou v místech uzemnění, připájeny SMD odpory o hodnotě 100  $\Omega$  (Dva 100 ohmové odpory paralelně tvoří charakteristickou impedanci 50  $\Omega$ ). Následně jsou DPS vloženy do pouzdra, kde jsou k nim připájeny konektory v místě vstupů a výstupů jednotlivých portů. V místě kde jsou vodivé cesty rozpojeny, jsou přiletovány miniaturní měděné plíšky, které desky vodivě spojují. U zakončovacích SMD odporů jsou připájeny válečky z vodivého materiálu, které spojují vodivou cestu s krycí deskou, která slouží jako uzemnění. Výsledná konstrukce zabudované DPS v ochranné skříně je zobrazena na obrázku 7.6.



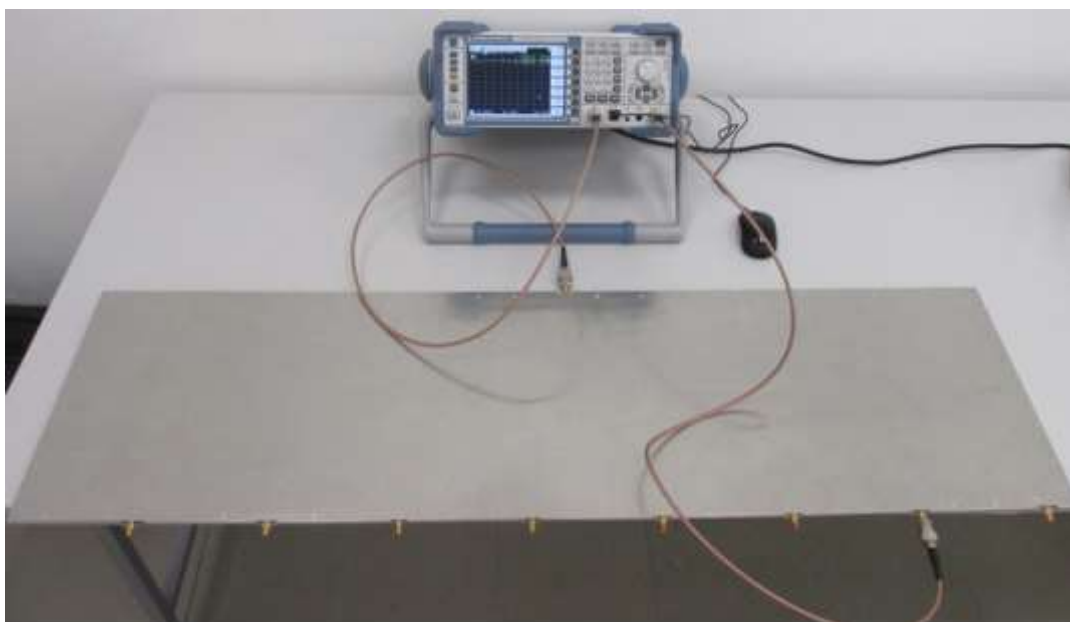
Obrázek 7.6 - DPS zabudované v ochranné skříni

## 7.2 Měření vertikální anténní řady

Po konstrukci vertikálního signálového rozvodu lze ověřit správnost návrhu pomocí měření požadovaných S-parametrů na vektorovém obvodovém analyzátoru.

Před samostatným měřením je třeba vektorový analyzátor správně zkalibrovat. Ke kalibraci slouží tři přípravky, které se připojují na port číslo 1 vektorového analyzátoru a to tzv. Open, Short a Match. První dva přípravky představují obvody v otevřeném a uzavřeném obvodu. Poslední přípravek představuje přizpůsobený obvod. Posléze je třeba porty propojit pomocí spojky.

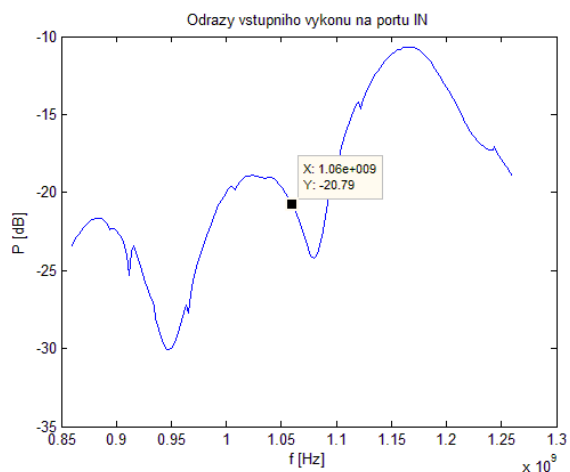
Samostatné měření je prováděno vždy pouze pro dva porty. Na portu 1 je vždy připojen vstupní konektor rozvodu (IN). Na port 2 jsou postupně připojovány výstupní konektory rozvodu. Důležitou podmínkou je, aby konektory, na kterých se neprovádí měření, byly zakončeny takzvanou zakončovací impedancí. Měření vertikální anténní řady je znázorněno na obrázku 7.7.



Obrázek 7.7 - Měření anténní řady pomocí vektorového analyzátoru

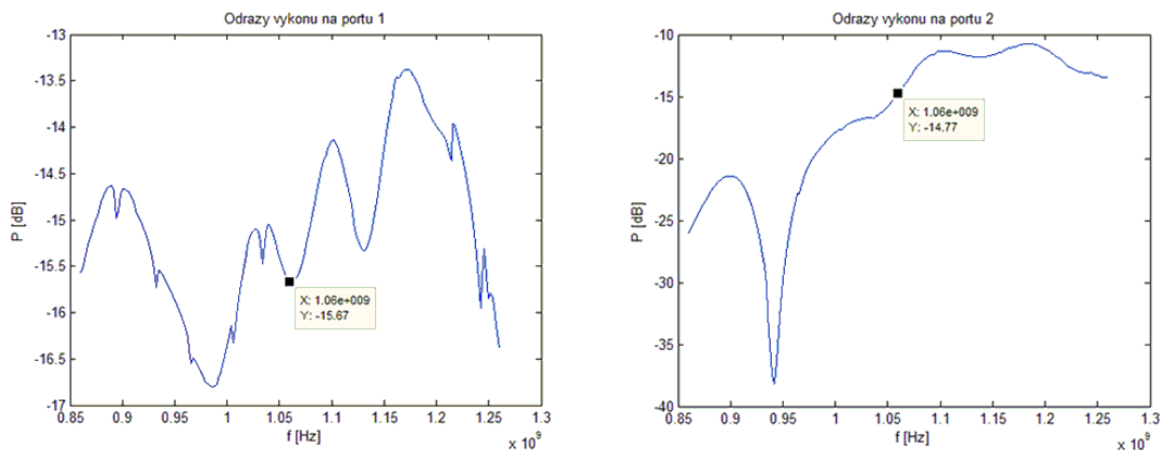
Měřenými S-parametry na jednotlivých elementech jsou: odrazy signálu, výstupní výkon a výstupní fáze.

Jedním z nejdůležitějších S-parametrů je odraz vstupního výkonu na elementu IN. Požadovanou hodnotou odrazu bylo alespoň -15 dB v celém rozsahu pracovních kmitočtů – tedy 1,03 až 1,09 GHz. Výsledný naměřený odražený výkon od tohoto portu je na obrázku 7.8. Z obrázku lze odhadnout, že podmínky byly splněny.

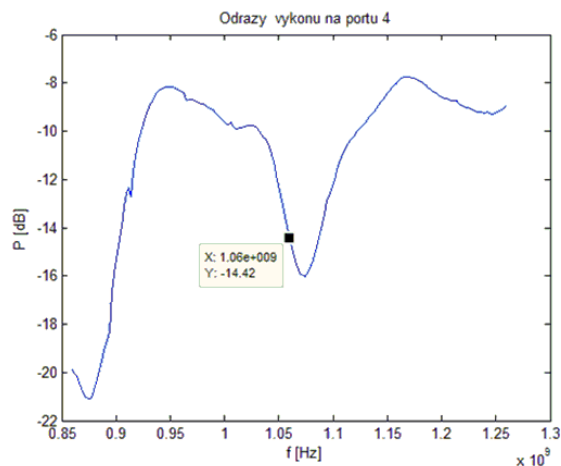
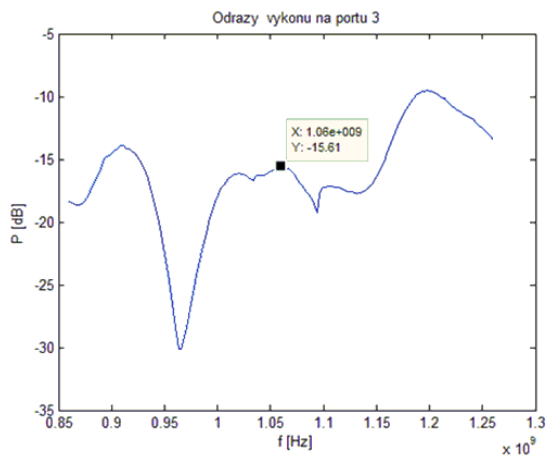


**Obrázek 7.8 - Odraz vstupního výkonu na elementu IN**

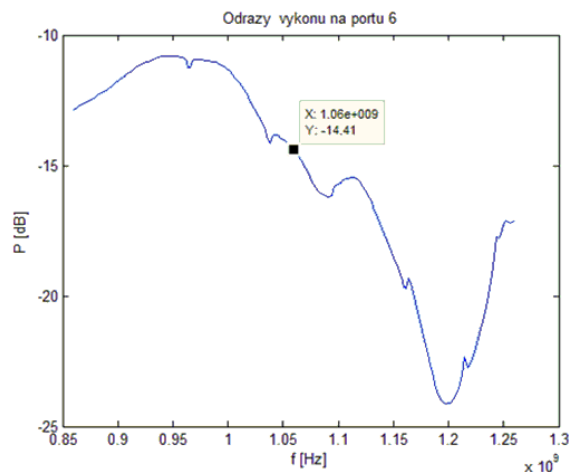
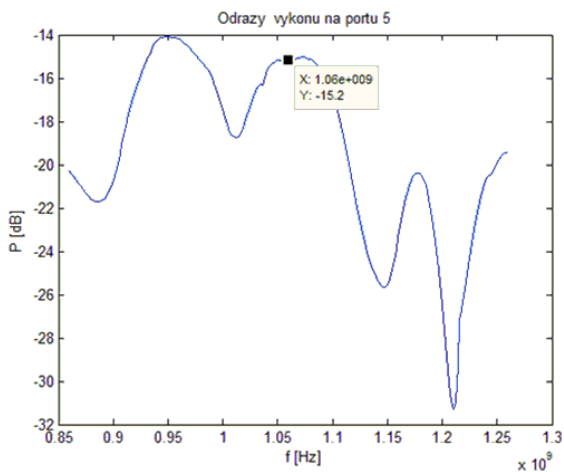
Pro jednotlivé elementy byl požadován odraz výstupního výkonu pod úrovní -15 dB v celém rozsahu pracovních kmitočtů. Obrázky 7.9 až 7.12 znázorňují odrazy výkonů výstupních elementů. Podmínka byla splněna s odchylkou 1db.



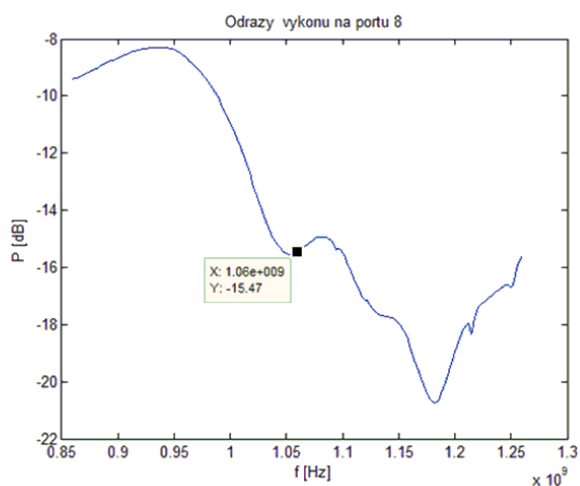
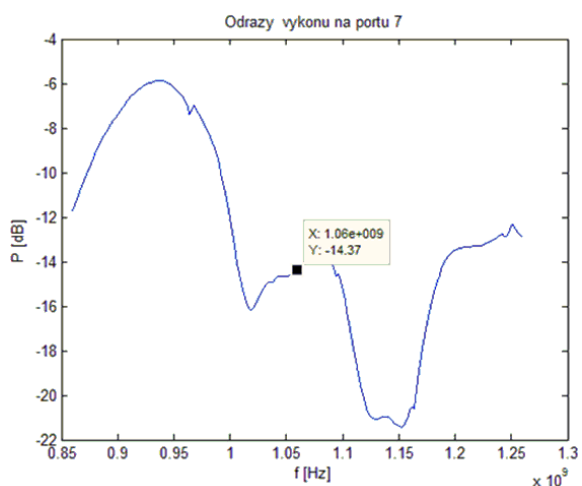
**Obrázek 7.9 - Odrazy výstupního výkonu na elementu 1 a 2**



**Obrázek 7.10 - Odrazy výstupního výkonu na elementu 3 a 4**



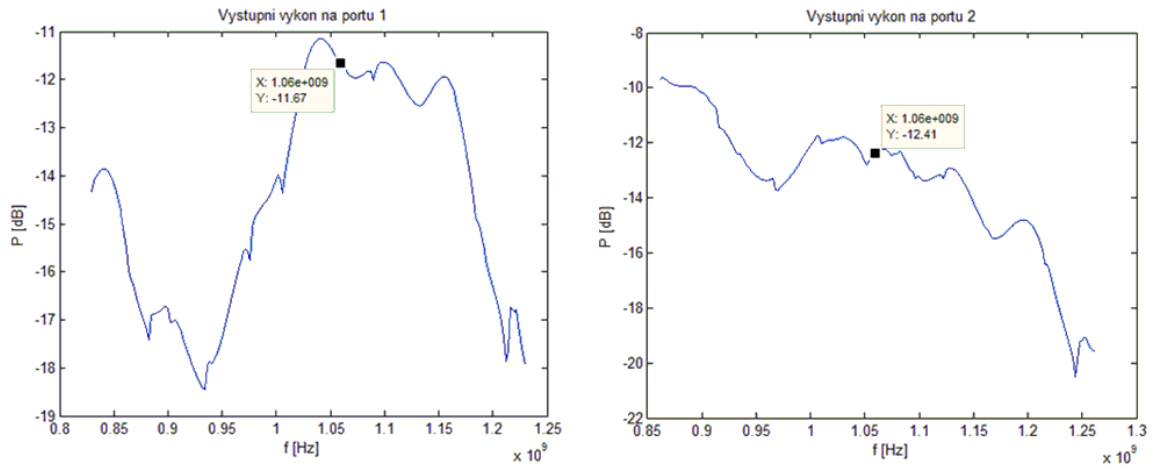
**Obrázek 7.11 Odrazy výstupního výkonu na elementu 5 a 6**



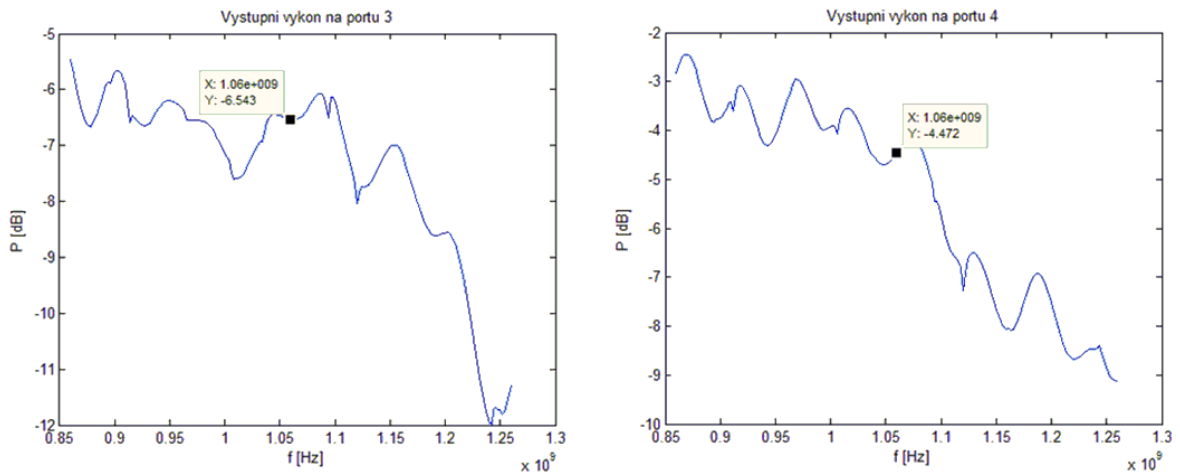
**Obrázek 7.12 Odrazy výstupního výkonu na elementu 7 a 8**

Podmínky pro výstupní výkony jsou: maximální odchylka od požadované hodnoty 1dB a změna výkonu v rozsahu 1,03 GHz až 1,09 GHz maximálně 0,5 dB. Naměřené S-

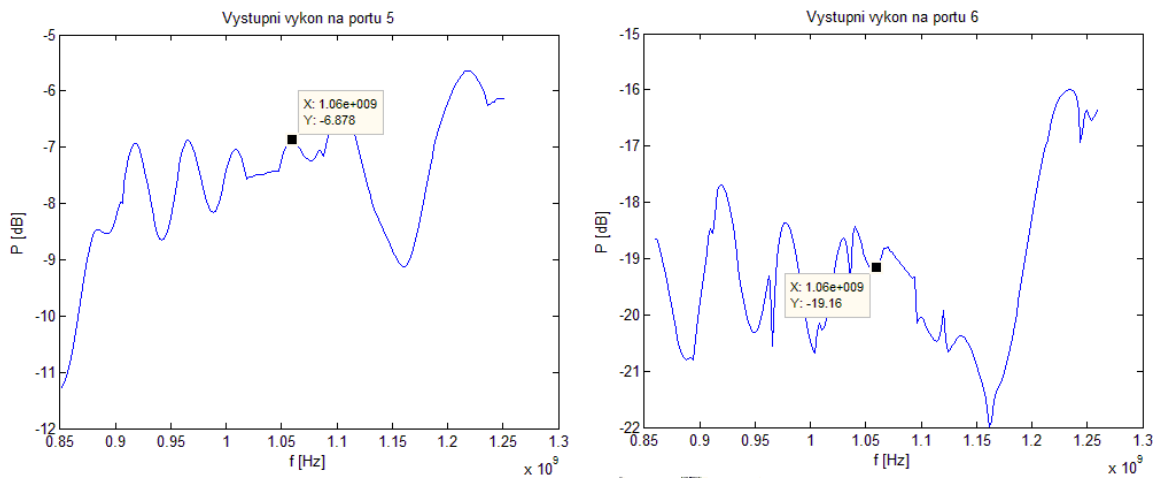
parametry pro výstupní výkony jsou zobrazeny na obrázcích 1.13 až 1.16. Odchytky požadovaných hodnot a hodnot naměřených jsou v tabulce 8.



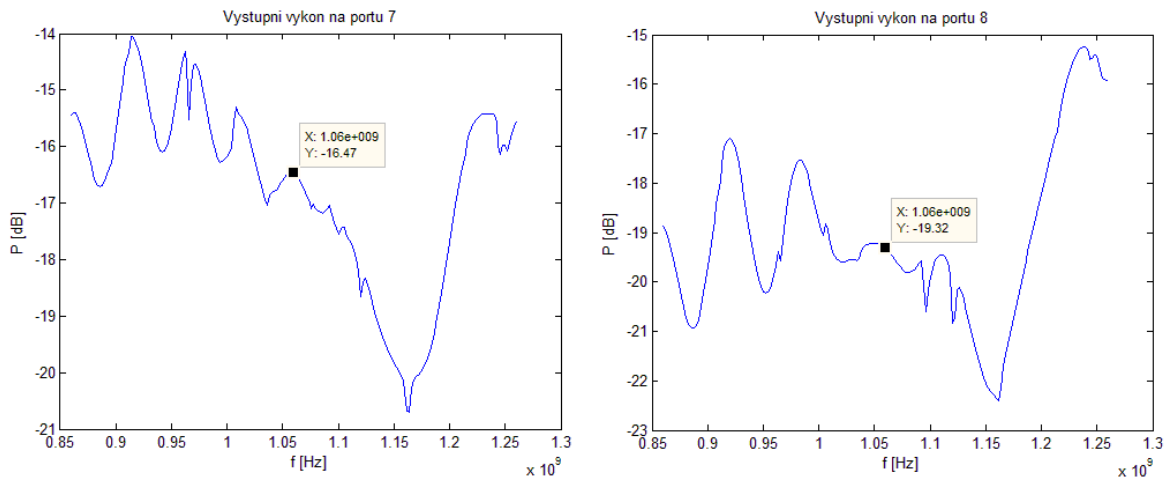
Obrázek 7.13 - Výkony parametrů  $S_{11IN}$  a  $S_{2IN}$



Obrázek 7.14 - Výkony parametrů  $S_{3IN}$  a  $S_{4IN}$

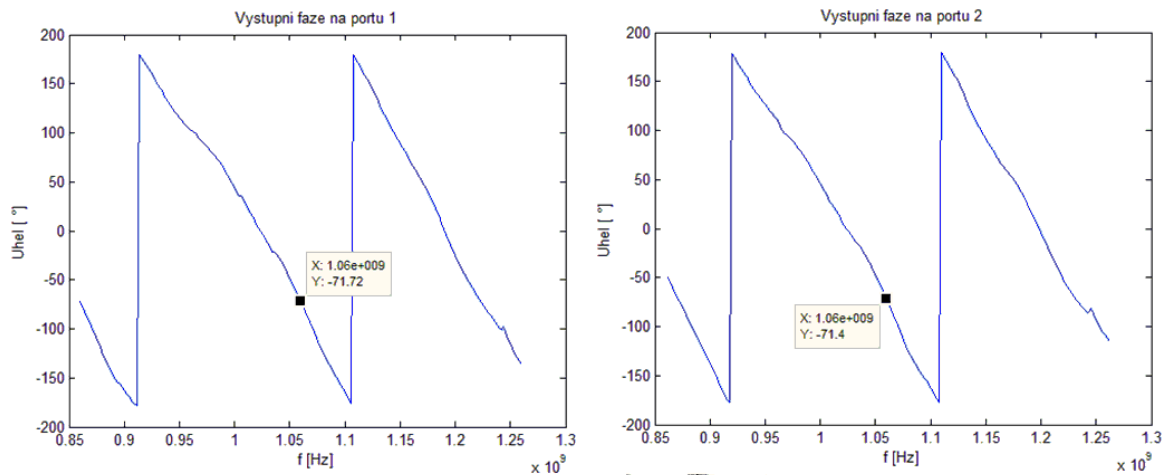


Obrázek 7.15 - Výkony parametrů  $S_{5IN}$  a  $S_{6IN}$

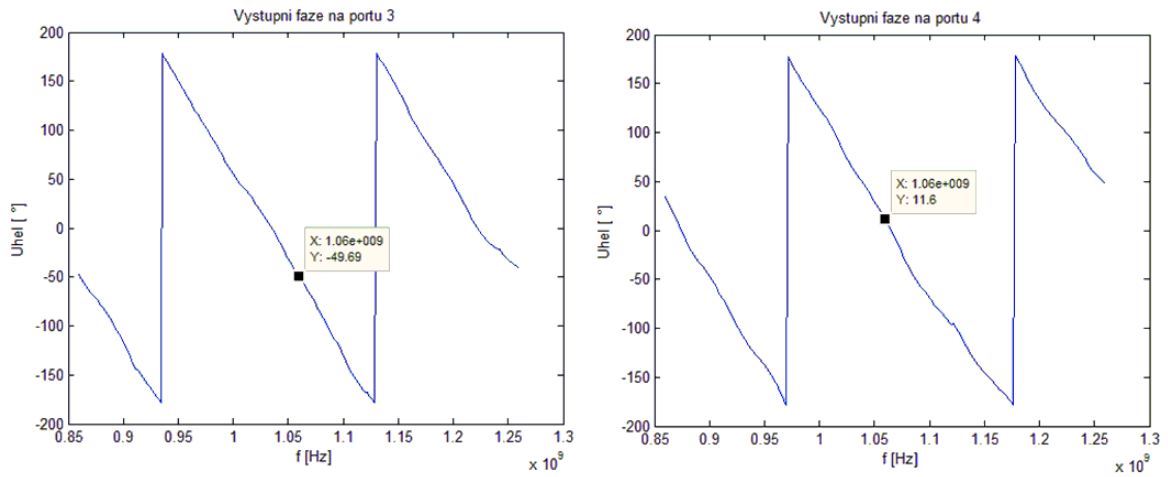


Obrázek 7.16 - Výkony parametrů  $S_{7IN}$  a  $S_{8IN}$

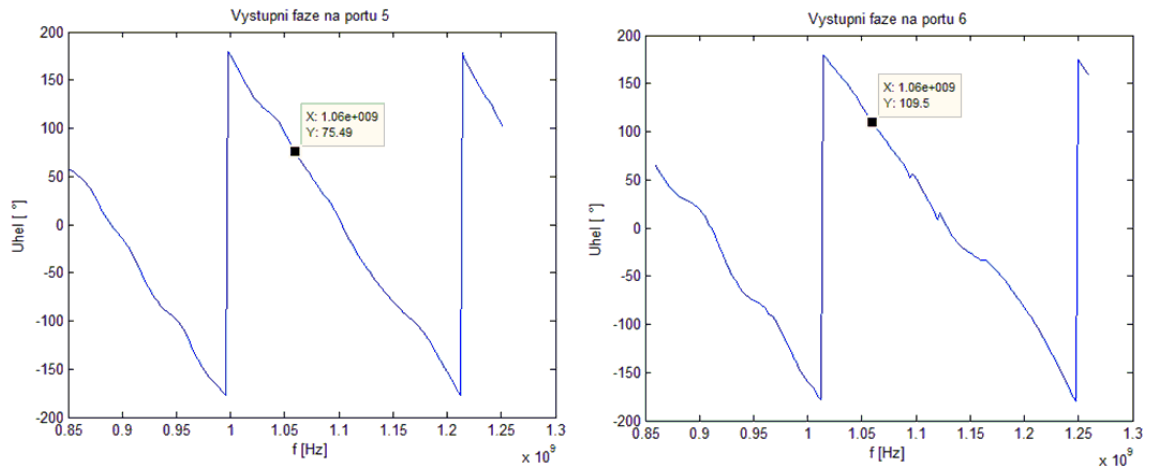
Posledními měřenými parametry jsou fáze výstupních výkonů jednotlivých elementů. Naměřené fáze jsou zobrazeny na obrázcích 7.17 až 7.20. Porovnání požadovaných fází a fází naměřených je v tabulce 9. Odchylka byla stanovena maximálně  $3^\circ$  a to z důvodu nerovnosti DPS.



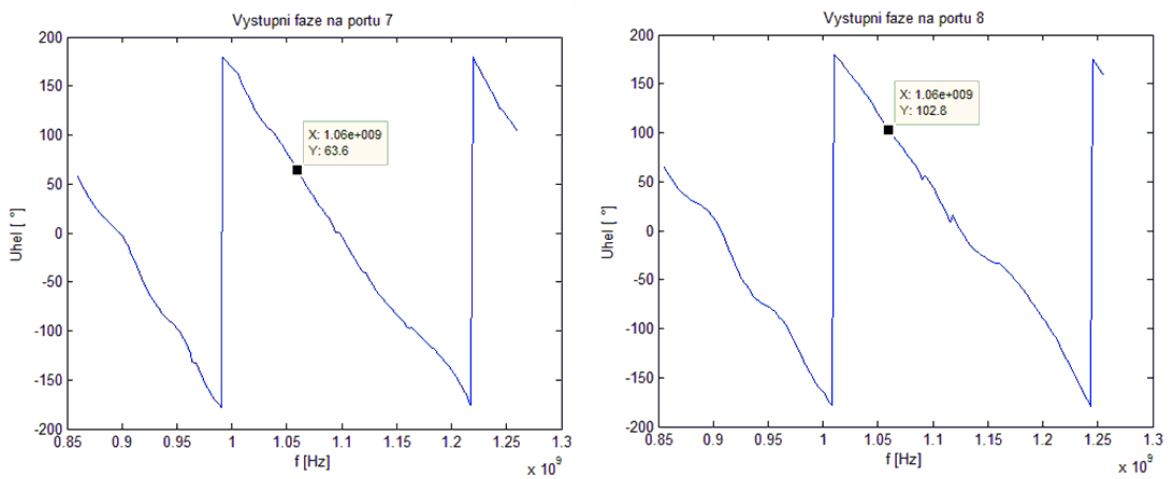
Obrázek 7.17 - Výstupní fáze parametrů  $S_{1IN}$  a  $S_{2IN}$



Obrázek 7.18 - Výstupní fáze parametrů  $S_{3IN}$  a  $S_{4IN}$



Obrázek 7.19 - Výstupní fáze parametrů  $S_{5IN}$  a  $S_{6IN}$



Obrázek 7.20 - Výstupní fáze parametrů  $S_{7IN}$  a  $S_{8IN}$

### 7.3 Zhodnocení výsledných hodnot

Požadované výstupní výkony z tabulky 1 se pro porovnání s naměřenými hodnotami musejí vztáhnout k vstupnímu výkonu. To se provede dělením výstupního výkonu na jednom elementu vstupním výkonem elementu IN. Přepočítané požadované hodnoty a hodnoty naměřené jsou znázorněny v tabulce 8.

**Tabulka 8 - Požadované a změřené hodnoty výkonu**

n	1	2	3	4	5	6	7	8
Požadovaný výkon [dB]	-11,9	-11,935	-6,34217	-4,277	-6,7255	-18,326	-15,827	-18,627
Změřený výkon [dB]	-11,67	-12,41	-6,543	-4,472	-6,88	-19,16	-16,47	-19,32
Odchylka [dB]	-0,23	0,475	0,20083	0,195	0,1545	0,834	0,643	0,693

Z tabulky 8 je patrné, že odchylky nepřesahují 1 dB. Požadované hodnoty jsou tedy splněny.

Výstupní fáze změřené pomocí vektorového obvodového analyzátoru je nutno normovat vzhledem k fázím určeným ze syntézy anténní řady. Tedy ke všem změřeným hodnotám je nutno přičíst konstantu, která vystihuje rozdíl mezi změřenými daty a požadovanou hodnotou. Zvolil jsem postup. Kdy jsem vypočítal rozdíl mezi změřenou a požadovanou fází na jednotlivých výstupech a tento rozdíl jsem zprůměroval. Získanou konstantu jsem přičetl ke všem změřeným hodnotám. Takto získáme přepočítané změřené fáze, které lze porovnat s fázemi požadovanými. Požadované fáze a přepočítané změřené fáze jsou vyčísleny v tabulce 9.

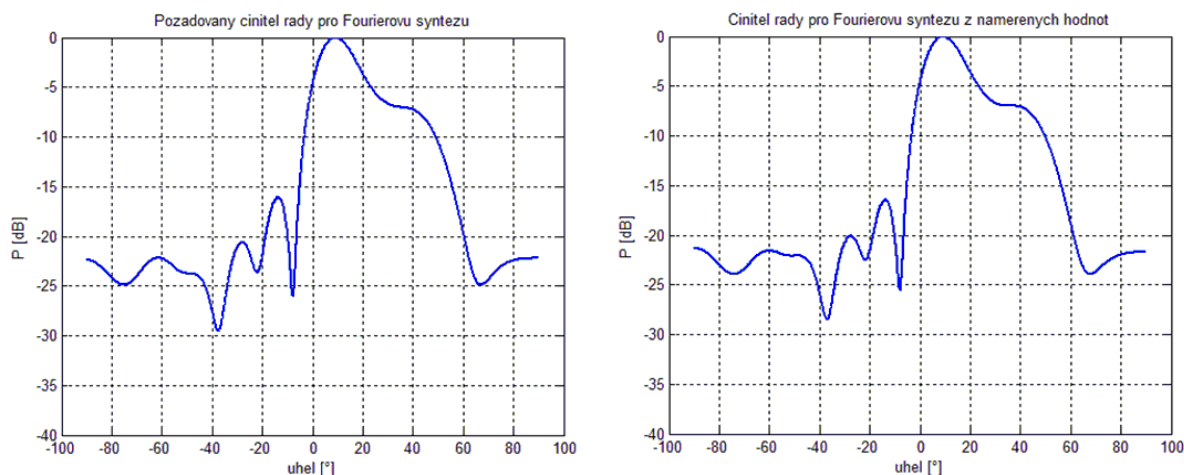
**Tabulka 9 – Požadované a naměřené a fáze**

n	1	2	3	4	5	6	7	8
Požadované fáze [°]	147,13	145,3	123,4	65,43	6,65	-29,7	20,93	-19,63
Naměřené fáze [°]	150,4	150,11	128,4	67,11	3,22	-30,8	15,11	-24,1
Odchylka fází [°]	-3,27	-4,81	-5	-1,68	3,43	1,1	5,82	4,47

Z tabulky 9 vyplývá, že odchylka překročila přípustnou hodnotu 3°. To může být způsobeno nerovností povrchu DPS v prvotním prototypu.

Naměřené hodnoty výkonů a fází lze zadat do programu pro výpočet činitele lineární anténní řady a vypočítat tak vyzařovací charakteristiku výsledného zkonstruovaného prototypu vertikálního rozvodu. Porovnání požadovaného průběhu anténní charakteristiky s průběhem vypočteným z naměřených dat je na obrázku 7.21.

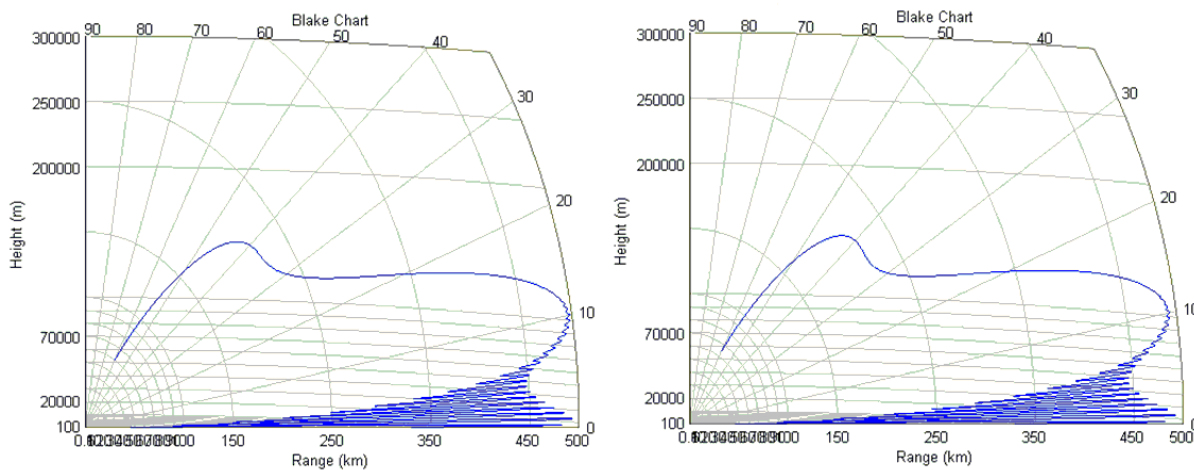




**Obrázek 7.21 - Činitele řady z naměřených a požadovaných hodnot amplitudy a fáze**

Z výše uvedených průběhů na obrázku 7.27 lze konstatovat, že vyzářovací diagram antény SRL ve vertikální rovině určený ze změřených hodnot velice přesně odpovídá vyzářovacímu diagramu vypočítanému dle hodnot amplitud a fází signálu získaných Fourierovou syntézou.

Naměřené hodnoty lze také využít pro výpočet diagramu krytí. Požadovaný diagram krytí a diagram krytí vypočítaný z naměřených hodnot je na obrázku 7.28.



**Obrázek 7.22 - Požadovaný diagram krytí (levý) a diagram krytí vypočítaný z naměřených hodnot (pravý)**

Při porovnání diagramu krytí je patrné, že diagram vypočítaný z naměřených hodnot odpovídá s minimálními odchylkami požadovanému diagramu krytí z Fourierovy syntézy.

## Závěr

Cílem mé diplomové práce bylo provést syntézu a návrh vertikální anténní řady pro sekundární radiolokátor.

V úvodní části diplomové práce jsem se věnoval teorii sekundárního radiolokátoru. Popsal jsem funkci radaru a věnoval se rozboru rovnic popisující princip činnosti sekundárního radiolokátoru. Dále jsem studoval složení antény sekundárního přehledového radaru a popsal dva druhy signálových rozvodů antény – horizontální a vertikální.

Důležitou částí mé práce bylo nastudování druhů děličů výkonu a vhodný výběr děliče pro návrh prototypu vertikálního signálového rozvodu. Po studiu děličů typu Wilkinson a branch-line, byl jako vhodný dělič pro budoucí prototyp zvolen dělič typu branch-line a to z důvodu menších rozměrů. V kapitole o syntézách lineární anténní řady bylo detailně popsáno několik metod syntéz. Po odsimulování činitelů řady jednotlivých typů syntéz, byla vybrána Fourierova kombinovaná metoda, z důvodu snadného vytvoření požadovaného diagramu pomocí zadaného průběhu.

Data z Fourierovy syntézy určily hodnoty výstupní amplitudy a fáze jednotlivých elementů anténní řady. Pomocí těchto hodnot jsem navrhl jednotlivé děliče výkonu a odsimuloval průběhy výstupních výkonů a fází jednotlivých výstupů vertikálního rozvodu. Veškeré mnou vytvořené návrhy byly simulovány v programu CST studio.

Po návrhu celkového vertikálního rozvodu byl návrh desky plošných spojů s patřičnými děliči výkonu vyroben externí firmou a poté mnou sestaven. Nedílnou součástí prototypu bylo vytvoření hliníkového pouzdra pro desky plošných spojů, které zároveň slouží jako zemnicí rovina pro zavěšené páskové vedení. Na závěr jsem výsledný prototyp odměřil v laboratořích katedry elektrotechniky a zpracoval veškeré výsledky.

Ze zpracovaných a naměřených průběhů výkonu v kapitole 7.2, lze konstatovat, že výsledky se s minimálními odchylkami shodují s požadovanými hodnotami výkonů. Odrazy signálu na portech prototypu signálového rozvodu jsou pod hranicí -15 dB, tím pádem nedochází k nežádoucím odrazům signálu na jednotlivých portech. Nedostatkem prototypu jsou zjevné rozdíly mezi výstupními fázemi od fází požadovaných. Odchyšky dosahují, až hodnoty 5°. Důvodem může být první nedoladěný prototypový návrh, nebo nerovnosti v desce plošných spojů.

V závěru kapitoly 7 je porovnán požadovaný činitel řady Fourierovy syntézy a průběh činitele řady vypočítaný pomocí hodnot z měření. Ve výsledku se průběhy téměř shodují i přes odchylky ve fázích. Obdobně byly porovnány diagramy krytí antény, které se shodují s minimálními odchylkami.

V budoucnu může být diplomová práce rozšířena v podobě návrhu vyzařovacích dipólů pro jednotlivé výstupní porty prototypu vertikálního signálového rozvodu.

Na závěr lze prohlásit, že zadání diplomové práce bylo splněno v plném rozsahu.

## Literatura

- [1] BEZOUŠEK, P. a ŠEDIVÝ, P., Radarová technika. Vydavatelství ČVUT. ISBN 9788001030363.
- [2] L 10/IV. PŘEDPIS O CIVILNÍ LETECKÉ TELEKOMUNIKAČNÍ SLUŽBĚ: SVAZEK IV-PŘEHLEDOVÝ RADAR A PROTISRÁŽKOVÝ SYSTÉM. MINISTERSTVO DOPRAVY ČR PŘ., 2003. Dostupné z: [http://lis.rlp.cz/predpisy/predpisy/dokumenty/L/L-10/L-10iv/data/print/L10-iv\\_cely.pdf](http://lis.rlp.cz/predpisy/predpisy/dokumenty/L/L-10/L-10iv/data/print/L10-iv_cely.pdf)
- [3] BEZOUŠEK, Pavel, SCHEJBAL, Vladimír. MONOPULSE SECONDARY SURVEILLANCE RADAR ANTENNA FOR AIR TRAFFIC CONTROL. Perner's contact [online]. 2011, roč. 2011, č. 5, s. 8 [cit. 2012-07-25]. Dostupné z: [http://pernerscontacts.upce.cz/24\\_2011/Bezousek.pdf](http://pernerscontacts.upce.cz/24_2011/Bezousek.pdf)
- [4] ORSÁG, Petr. Mikropáskové vazební směrové a hybridní členy - laboratorní úloha. Brno, 2008. Dostupné z: [http://www.urel.feec.vutbr.cz/web\\_documents/ukazkove\\_prace/dp\\_orsag\\_08.pdf](http://www.urel.feec.vutbr.cz/web_documents/ukazkove_prace/dp_orsag_08.pdf). Diplomová práce. VUT Brno. Vedoucí práce prof. Ing. Jiří Svačina, CSc.
- [5] KUPČÁK, Dominik. Antény radiolokátorů pro řízení letového provozu - díl II.: Základy techniky radiolokačních antén. Pardubice, 1986.
- [6] BALANIS, Constantine A. Modern antenna handbook. Hoboken, NJ: Wiley, c2008, 1680 s. ISBN 04-700-3634-6.
- [7] CST MICROWAVE STUDIO: 3D EM simulation software [online]. [cit. 2012-07 22]. Dostupné z: <http://www.cst.com/Content/Products/MWS/Overview.aspx> - internetové stránky o programu pro simulaci vf obvodů.
- [8] SVAČINA, J. Mikrovlnné integrované obvody. Učební text postgraduálního studia "Mikrovlnná technika", VUT Brno 1988
- [9] BEZOUŠEK, P. Materiály k přednáškám z předmětu Pokročilé analogové obvody
- [10] TYSL, Václav a Vladimír RŮŽIČKA. Teoretické základy mikrovlnné techniky. Praha: Státní nakladatelství technické literatury, 1989. ISBN 80-03-00141-2.
- [11] MILLIGAN, Thomas A. Modern antenna design. New York: McGraw-Hill, 1985.

## Příloha A – Kód pro Fourierovu syntézu anténní řady v prostředí Matlab

```
clc;clear;close all;

global velocity_config;
global freq_config;
lambda=velocity_config/freq_config;

N=8;
c=3*10^8;
f=1060*10^6;
Lambda=c/f;    %c/1060M
Dx=0.53*Lambda;

% konst.
PW=-90:0.1:90;
v1(1:1801)=-40;
PW(1:1801)=v1;
% Sinus
A=4;
n=3.2;
x1=-pi:0.005:pi;
s1=A*cos(x1);
s2=s1(159:326);
s2=(s2.^n);
x2=-pi:0.01:-pi/2;

PW(886:1053)=s2;
t=-90:0.1:90;
a1=45;

%Cosecant
x3=14:0.1:71.5;
x3=deg2rad(x3);
z=0.3;    %0.29
p=0.65;    %0.76
q=0.95;    %0.96
c1=-(2*z*1i)./(p*exp(-1i.*x3)-q*exp(1i.*x3));
PW(957-a1:1532-a1)=20*c1-20;
t=-90:0.1:90;

figure;plot(t,PW,'LineWidth',2);
xlabel('uhel [°]');ylabel('P [dB]');grid on

% % % idealni vzor
Angle=-90:0.1:90;% Angle data points (Deg)
PwrdB=(PW);    % Power data points (dB)
Profile=[Angle;PwrdB];
```

```

[Lin_Volts,Phase_Rad,Theta,FnValdB]=fourier1(N,Dx,Profile);
Phase_Rad=Phase_deg.*pi/180;
Phase_Rad=Phase_Rad';
Lin_Volts=Lin_Volts';
array_config(1,5,:)=Lin_Volts;
array_config(2,5,:)=Phase_Rad;

d=Dx;
Angle=deg2rad(Angle);
for k=1:1:N
    r=Lin_Volts(k)*exp(-1i*Phase_Rad(k));    % vypočet kompl.
amplitudy
    AF_n=r*exp(-1i*((2*pi)/Lambda)*k*d*sin(Angle));
    if k==1
        AF_sum=AF_n;
    else
        AF_sum=AF_sum+AF_n;
    end;
end
DIAG=AF_sum;
AF=20*log10(abs(AF_sum));

S=max(AF);
Fr=AF;
Fr=Fr-max(Fr);
Angle=rad2deg(Angle);

figure;
plot(Angle,(Fr),'LineWidth',2);
title('Cinitel rady pro Fourierovu syntezu z namerenych
hodnot');
xlabel('uhel [°]');ylabel('P [dB]');grid on
ylim([-40 0])
W=Lin_Volts.^2;
figure;
NA=1:1:N;
plot(NA,(Lin_Volts),'LineWidth',2);
xlabel('N');ylabel('An');grid on
title('Rozlozeni amplitudy');
sumP=Phase_Rad.*180/pi;
figure;
plot(NA,sumP,'LineWidth',2);
xlabel('N');ylabel('uhel [°]');grid on
title('Rozlozeni faze');

```