



# VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

## FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

## ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

## ANTÉNNÍ ŘADA ZE ŠTĚRBINOVÝCH SPIRÁL

SLOT-SPIRAL ANTENNA ARRAY

### BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

### AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Jiří Blažek

### VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida

BRNO 2023

# Bakalářská práce

bakalářský studijní program **Elektronika a komunikační technologie**

Ústav radioelektroniky

**Student:** Jiří Blažek

**ID:** 227257

**Ročník:** 3

**Akademický rok:** 2022/23

**NÁZEV TÉMATU:**

## Anténní řada ze štěrbinových spirál

### POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s koncepcí sériové anténní řady, sestávající z Archimédových štěrbinových spirál [1]. Anténní prvky jsou vyleptány do horní stěny vlnovodu integrovaného do substrátu. Na vstupu a na výstupu vlnovodu jsou uvažovány konektory SMA. V simulátoru ANSYS HFSS vytvořte model anténní řady pro 5G pásmo n257 (28 GHz). Ověřte korektnost publikovaných parametrů.

Anténní řadu z Archimédových štěrbinových spirál optimalizujte pro dostupný mikrovlnný substrát a pro kmitočtové pásmo HIPERLAN (17 GHz). Optimalizovanou anténní řadu realizujte a proměřte její parametry. Výsledky měření porovnejte se simulacemi a s parametry obdobných antén [2].

### DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] Xiaowen Li; Junhong Wang; Zheng Li; Yujian Li; Yunjie Geng; Meie Chen; Zhan Zhang; Archimedean spiral slotted leaky-wave antenna. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2022, vol. 70, no. 5, p. 3208-3222. DOI: 10.1109/TAP.2021.3139945

[2] Michael Duarte; Tiago Varum; João Matos; Pedro Pinho; In-house development of 17 GHz antennas: potentials and difficulties. URSI Radio Science Bulletin, 2018, vol. 2018, no. 364, p. 45-54. DOI: 10.23919/URSIRSB.2018.8486767

**Termín zadání:** 6.2.2023

**Termín odevzdání:** 29.5.2023

**Vedoucí práce:** prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida

**doc. Ing. Lucie Hudcová, Ph.D.**  
předseda rady studijního programu

### UPOZORNĚNÍ:

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

## **Abstrakt**

Hlavním předmětem zájmu závěrečné práce je anténní řada se štěrbinovými zářiči z Archimédových spirál. Ta je implementována ve vlnovodu integrovaném do substrátu SIW (Substrate Integrated Waveguide). Koncepčně je rozdělena na dvě hlavní části, přičemž myšlenkou části první je rozepré či validace závěrů o anténní řadě s uvedenými zářiči publikované v [1] za pomoci prostředí HFSS ANSYS. V části druhé je navržena anténní řada, jež je adaptována na kmitočet 17,2 GHz s cílem ověřit, zda budou závěry o zářičích z Archimédových spirál platné i pro kmitočty odlišné. Na základě simulací a odpovídajícího optimalizačního procesu je navržena anténní řada zkonstruována s následným měřením základních charakteristik anténní řady.

## **Klíčová slova**

Vlnovod integrovaný do substrátu, anténní řada ze štěrbinových spirál, Archimédovy spirály, širokopásmová anténa, vychylování paprsku

## **Abstract**

The thesis's subject matter is a Archimedean spiral slotted leaky-wave antenna implemented within substrate integrated waveguide SIW. Structure of the thesis is separated into two fundamental sections. Initially, leaky-wave antenna having a aforementioned Archimedean slots proposed in [1], is subjected to analysis by using a reconstructed antenna model within HFSS ANSYS software so as to either validate or disprove published conclusions. Subsequently, alternative antenna is proposed, being adapted to center frequency 17,2 GHz, claiming to verify features of Archimedean spiral slotted antenna at different bandwidth. Eventually, simulation-based antenna design is manufactured, whereas antenna measurement is done. Consequently, assessment and discussion of results is presented, whilst comparison of results of fabricated antenna and simulation model is affiliated.

## **Keywords**

Substrate-integrated waveguide, Archimedean spiral slotted leaky-wave antenna, Wideband, fixed-frequency beam switching

## **Bibliografická citace**

BLAŽEK, J. Anténní řada ze štěrbinových spirál. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2023. 57 s. Bakalářská práce. Vedoucí práce: prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida

## Prohlášení autora o původnosti díla

<b>Jméno a příjmení studenta:</b>	<i>JIŘÍ BLAŽEK</i>
<b>VUT ID studenta:</b>	<i>227257</i>
<b>Typ práce:</b>	<i>Bakalářská práce</i>
<b>Akademický rok:</b>	<i>2022/23</i>
<b>Téma závěrečné práce:</b>	<i>Anténní řada ze štěrbinových spirál</i>

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne:

-----  
podpis autora

## Poděkování

Upřímné poděkování a vděčnost náleží vedoucímu práce, prof. Dr. Ing. Zbyňku Raidovi, bez jehož odborného vedení a ochotného a nápomocného přístupu by realizace práce nebyla možná. Zvláštní poděkování bych chtěl dále vyjádřit doc. Ing. Jaroslavu Láčíkovi, Ph.D a Ing. Tomáši Mikuláškoví, Ph.D, jak za poskytnuté praktické rady a trpělivost, tak zejména za pomoc při realizaci a měřeních.

V Brně dne: 19.5.2023

-----  
podpis autora

# Obsah

<b>SEZNAM OBRÁZKŮ .....</b>	<b>8</b>
<b>SEZNAM TABULEK.....</b>	<b>9</b>
<b>ÚVOD .....</b>	<b>10</b>
<b>1. ŠTĚRBINOVÁ ANTÉNNÍ ŘADA.....</b>	<b>11</b>
1.1 VLNOVOD INTEGROVANÝ DO SUBSTRÁTU .....	11
1.2 ANTÉNNÍ PRVKY VLNOVODU INTEGROVANÉHO DO SUBSTRÁTU .....	13
1.3 ANTÉNNÍ ŘADA ZE ŠTĚRBINOVÝCH ARCHIMÉDOVÝCH SPIRÁL .....	16
1.3.1 <i>Jednovrstvá anténní řada</i> .....	17
1.3.2 <i>Dvouvrstvá anténní řada</i> .....	19
<b>2. SIMULACE ANTÉNNÍ ŘADY .....</b>	<b>23</b>
2.1 JEDNOVRSTVÁ ANTÉNNÍ ŘADA .....	23
2.2 DVOUVRSTVÁ ANTÉNNÍ ŘADA.....	28
<b>3. ADAPTACE ANTÉNNÍ ŘADY NA PÁSMO 17 GHZ.....</b>	<b>31</b>
3.1 VLNOVOD INTEGROVANÝ DO SUBSTRÁTU .....	31
3.2 PŘECHOD KOAXIÁLNÍHO VEDENÍ NA SUBSTRÁT .....	34
3.3 PŘIZPŮSOBENÍ PRO MODEL S ARCHIMÉDOVÝMI ŠTĚRBINOVÝMI ZÁŘIČI .....	37
3.4 VÝSLEDKY SIMULACÍ NAVRŽENÉ ANTÉNNÍ ŘADY .....	40
<b>4. VÝSLEDKY MĚŘENÍ A ZHODNOCENÍ.....</b>	<b>46</b>
<b>ZÁVĚR .....</b>	<b>52</b>
<b>SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK .....</b>	<b>56</b>

# SEZNAM OBRÁZKŮ

1.1	Vlnovod integrovaný do substrátu .....	11
1.2	Anténa s vytékající vlnou [7] .....	14
1.3	Anténní řada na bázi vlnovodu integrovaného do substrátu s obdélníkovými zářiči .....	15
1.4	Štěrba z Archimédových spirál .....	16
1.5	Štěrbinová anténní řada .....	18
1.6	Dvouvrstvá štěrbinová anténní řada .....	20
2.1	Základní model jednovrstvé anténní řady .....	23
2.2	Rozptylové parametry základního modelu štěrbinové anténní řady .....	24
2.3	Publikované rozptylové parametry štěrbinové anténní řady [1] .....	24
2.4	Zisk ve směru maxima záření základního modelu štěrbinové anténní řady .....	25
2.5	Trojrozměrná směrová charakteristika základního modelu štěrbinové anténní řady .....	26
2.6	Průměty směrových charakteristik základního modelu štěrbinové anténní řady .....	27
2.7	Intenzita elektrického pole v substrátu základního modelu štěrbinové anténní řady .....	27
2.8	Základní model dvouvrstvé štěrbinové anténní řady .....	28
2.9	Rozptylové parametry základního modelu dvouvrstvé štěrbinové anténní řady .....	29
2.10	Publikované rozptylové parametry dvouvrstvé štěrbinové anténní řady [1] .....	30
3.1	Základní model vlnovodu integrovaného do substrátu .....	33
3.2	Rozložení intenzity elektrického pole v základním modelu vlnovodu integrovaného do substrátu ..	33
3.3	Rozložení intenzity elektrického pole v korigovaném modelu vlnovodu integrovaného do substrátu .....	34
3.4	Model přechodu koaxiálního vedení na substrát .....	35
3.5	Parametry koaxiálního portu pro optimalizační analýzu .....	36
3.6	Frekvenční závislost rozptylových parametrů optimalizační analýzy druhého přiblížení .....	37
3.7	Navržená štěrbinová anténní řada .....	39
3.8	Frekvenční charakteristika rozptylových parametrů anténní řady napájené portem 1 .....	40
3.9	Trojrozměrná směrová charakteristika anténní řady napájené portem 1 .....	41
3.10	Směrová charakteristika v rovině YZ anténní řady napájené portem 1 .....	41
3.11	Směrová charakteristika v rovině XZ s inklinací $10^\circ$ anténní řady napájené portem 1 .....	42
3.12	Frekvenční charakteristika rozptylových parametrů anténní řady napájené portem 2 .....	43
3.13	Trojrozměrná směrová charakteristika anténní řady napájené portem 2 .....	43
3.14	Směrová charakteristika v rovině YZ anténní řady napájené portem 2 .....	44
3.15	Směrová charakteristika v rovině XZ s inklinací $-10^\circ$ anténní řady napájené portem 2 .....	45
4.1	Měření směrových charakteristik štěrbinové anténní řady .....	47
4.2	Výsledky měření rozptylových parametrů pro port 1 .....	48
4.3	Výsledky měření rozptylových parametrů pro port 2 .....	48
4.4	Výsledky měření směrových charakteristik pro port 1 v rovině YZ .....	50
4.5	Výsledky měření směrových charakteristik pro port 2 v rovině YZ .....	51



## SEZNAM TABULEK

1.1	Rozměry parametrů ASLWA.....	19
1.2	Rozměry parametrů DLTSS.....	22
3.1	Rozměry navržené anténní řady .....	38

# ÚVOD

Počátek současného století je charakteristický implementací nesčetných komunikačních systémů. Radiokomunikace samotná je již běžnou praxí, a to téměř u každého jedince společnosti, což zjevně vytváří rozsáhlé konkurenční prostředí, jakož i klade vysoké, multikriteriální a mnohdy ambivalentní nároky na elektronické a mikrovlonné obvody radiokomunikační techniky. Snahou pochopitelně je snižovat cenu koncových zařízení, za současného zvyšování kvalitativních parametrů zařízení. To, mimo jiné, vytváří podmínky pro optimalizaci integrovaných obvodů a hledání alternativních struktur.

Možnou eventualitou situovanou pro integrované mikrovlonné obvody je tzv. technologie vlnovodu integrovaného do substrátu SIW (Substrate Integrated Waveguide) [2]. Hlavním rysem technologie je dielektrický substrát, jež je pokován z obou stran s patřičnými prokoveními skrz substrát. Výhodou takovýchto obvodů jsou nižší výrobní náklady a menší rozměry, za zachování uspokojivých vlastností konvenčních mikrovlánných obvodů. Jednou z největších předností uvedené technologie je schopnost sdružovat hned několik obvodových aplikací v jediném substrátu, přičemž paleta uplatnitelnosti je široká. Za určitých podmínek lze dosáhnout u této technologie vyzařování elektromagnetické energie do prostoru čili se vybízí použití v podobě antén a anténních soustav. Geometrickými úpravami je možné měnit charakter vyzařování, zvláště pak tzv. štěrbínami či štěrbínovými zářiči.

Lze uplatnit tvary jak konvenční, tak avantgardní, přičemž jedním takovým tvarem, jenž by mohl přinést poutavé závěry jsou známé Archimédovy spirály, jejichž vzor, respektive výskyt tohoto vzoru není vzácností. Zářiče v podobě Archimédových spirál byly uvedeny v anténní řadě integrované do substrátu autory textu [1], kde je dosaženo pozoruhodného synergismu.

V první řadě je tedy představen koncept Archimédových zářičů a jsou za pomoci simulačního prostředí replikovány struktury anténní řady uvedené v [1], jejichž výsledky jsou následně podrobeny analýze s cílem publikované závěry validovat či dementovat.

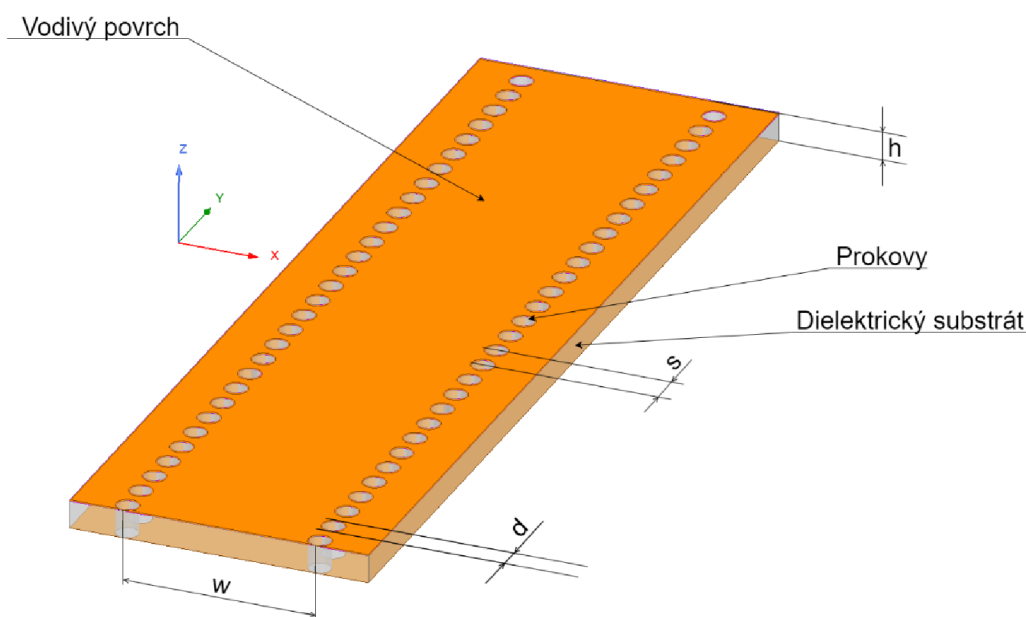
Část druhá si klade za cíl adaptovat takovouto anténní řadu na alternativní kmitočtové pásmo, konkrétně střední kmitočet 17,2 GHz a ověřit, zdali budou Archimédovy štěrbínové zářiče dosahovat odpovídajících charakteristik a zdali by nebylo výhodné tyto tvary skutečně hojněji aplikovat pro potřeby vyzařování s technologií SIW. Posední částí jsou evaluovány výsledky měření, přičemž komparace s výsledky simulovanými otevírá prostor pro diskuzi.

# 1. ŠTĚRBINOVÁ ANTÉNNÍ ŘADA

V úvodu byly uvedeny klíčové vlastnosti, které jsou poptávány u současných antén. Docílit těchto anténních parametrů s uvážením vysokého pracovního kmitočtu, širokého frekvenčního pásma a vysokého zisku lze použitím antén se štěrbinami. Následující kapitola pojednává o jejich zběžném popisu, se zaměřením na konkrétní model anténní řady s Archimédovými spirálami.

## 1.1 Vlnovod integrovaný do substrátu

Avizovaný posun oblasti bezdrátové komunikace do vyšších frekvencí podtrhuje význam zaměření pozornosti na vývoj elektronických systémů, které budou pracovat s frekvencemi v řádech desítek GHz. Problém není pouze vyšší pracovní kmitočet, ale i větší šířka pásma, se kterou musí zařízení pracovat. Zároveň je nechtěné vyrábět jakékoliv součástky pro oblasti milimetrových vln s vysokou cenou a s tím související technologickou obtížností.



Obrázek 1.1 Vlnovod integrovaný do substrátu

Mnoho výrobců produkuje integrované obvody s komplexní strukturou, avšak existují obvodové prvky, jejichž charakter nedovoluje být součástí integrovaných obvodů. V pásmu takto vysokých frekvencí navíc kvůli vysokým ztrátám při přenosu a samotném vyzářování je výhodné realizovat vedení a obvodové prvky pomocí kovových vlnovodů. Příhodnou alternativou jsou pak vlnovody integrované do substrátu SIW.

Ty sdružují vlastnosti klasických vlnovodů, nicméně mají jednu nespornou výhodu. Je totiž možné začlenit několik obvodových aplikací na jeden substrát, čímž vyjma poklesu výrobní ceny dojde i k absenci potřeby vzájemně přizpůsobovat prvky vyrobeny různými technologiemi.

Takovýto vlnovod se skládá z dielektrického substrátu, vodivých ploch integrovaných na jeho horní a spodní straně a prokovů neboli otvorů představujících zkrat mezi horní a dolní vodivou plochou, tak jak je k vidění na obrázku 1.1. Z pohledu šíření elektromagnetické vlny je SIW speciálním případem běžného vlnovodu, přičemž dominantními vidy jsou  $TE_{10}$  a  $TE_{20}$ . Vidy s příčně magnetickou vlnou se ve vlnovodu prakticky neobjevují vlivem mezer mezi prokovy. Ta je také ovšem příčinnou ztrát způsobených vyzařováním [2]. Jak bude uvedeno, této vlastnosti může být i využito.

Parametrem, který je klíčový pro tuto práci je užitečná šířka pásma vlnovodu, která je víceméně limitována příčně elektrickými vidy vybuzenými v substrátu. Při určitých modifikacích je možné šířku pásma zvětšit. Jmenovitě to jsou prvky zaváděné do substrátu jako například různá vybrání a výřezy ve vodivých plochách či v substrátu samotném [2]. Bude ukázáno, že tvar a rozměry těchto vybrání skutečně ovlivní šířku pásma vlnovodu, resp. antény. Pro výpočet šířky vlnovodu byl odvozen vztah [1][2][3]:

$$w = \frac{w_{eff}}{\sqrt{\epsilon_r}} + \frac{d^2}{0,95 \cdot s}, \quad (1.1)$$

kde  $w_{eff}$  [mm] je ekvivalentní šířka vlnovodu,  $w$  [mm] je šířka vlnovodu, neboli příčná vzdálenost mezi prokovy,  $d$  [mm] je průměr prokovů a  $s$  [mm] je vzdálenost mezi dvěma prokovy. Pro návrh SIW lze najít i jiné vztahy [2], nicméně tento je nejrozšířenější a bude s ním nadále uvažováno.

Volba parametrů  $d$  a  $s$  není náhodná, nýbrž má svá omezení. Pro správnou funkci SIW, resp. pro funkci SIW čistě jako vlnovodu musí být splněny tyto náležitosti [4][5]:

$$\begin{aligned} \frac{s}{d} < 2,5 \rightarrow \frac{s}{d} = 2, \\ \frac{d}{w} < 1,8, \\ d < \frac{\lambda_1}{5}, \end{aligned} \quad (1.2)$$

přičemž  $\lambda_1$  je vlnová délka elektromagnetické vlny vybuzená v dielektrickém substrátu SIW vlnovodu. Z hlediska tloušťky substrátu  $h$ , viz obrázek 1.1, je výhodné volit hodnotu větší, neboť ztráty v dielektriku jsou nepřímo úměrné  $h$ .

Ztráty v SIW nejsou pochopitelně záležitostí výhradně tloušťky substrátu. Principiálně lze rozdělit ztráty vznikající v tomto typu vlnovodů na vodivostní ztráty, ztráty vyzařováním a ztráty v dielektriku. Vodivostní ztráty jsou způsobeny konečnou vodivostí horní, resp. dolní vodivé plochy a prokovů, neboli použitým materiálem pro tento účel.[4]

Ztráty v dielektriku jsou de facto funkcí ztrátového činitele  $\delta$ , tedy závisí na použitém materiálu dielektrika, jakož i na jeho tloušťce. Jedním z nejdůležitějších parametrů při návrhu jsou ovšem ztráty vyzařováním.

Z pohledu samotného vlnovodu integrovaného do substrátu jsou tyto ztráty nežádoucí. Podmínky (1.2) jsou sestaveny s cílem podchytit zejména tyto ztráty. Pokud by totiž byla vzdálenost mezi jednotlivými prokvy  $s$  příliš velká, resp. vzdálenost mezi vodivými stěnami prokovů, elektromagnetické pole by tzv. prosakovalo [2][3]. Ztráty takto vzniklé pak prakticky neumožňují použití vlnovodu, je tedy nutné při návrhu věnovat podmínkám pro SIW značnou pozornost. Při praktickém přiblížení pak z předmětné podstaty věci nezáleží na způsobu dosažení podmínek čili je lhostejno, zdali bude zmenšena vzdálenost mezi prokvy  $s$ , či zvětšen průměr prokovů tak, aby bylo dosaženo (1.2)[6]. Z pohledu technologického nicméně vyplývá, že příliš malá vzdálenost mezi prokvy komplikuje výrobu, proto je nutné zvolit vhodný kompromis.

Samotné elektromagnetické vedení není zdaleka jedinou aplikací vlnovodů integrovaných do substrátu. S výhodou je využito vlastnosti integrovat do substrátu více obvodů zároveň, resp. sdružovat v jednom přípravku SIW hned několik aplikací a komponent [5].

Realizované komponenty mohou být jak pasivní, tak aktivní. Elementární aplikací jsou filtry integrované do substrátu. Zavedením prokovům podobných zkratů o jiných rozměrech a výřezů vhodných tvarů, lze v substrátu docílit induktivních, resp. kapacitních vazeb a vytvořit tak struktury filtrů efektivně pracujících až do frekvencí o hodnotě desítek GHz [6]. Užitím stejných vazeb může ale dojít také i k případnému impedančnímu přizpůsobení antén ve struktuře substrátu, resp. napájecích sond [2][7].

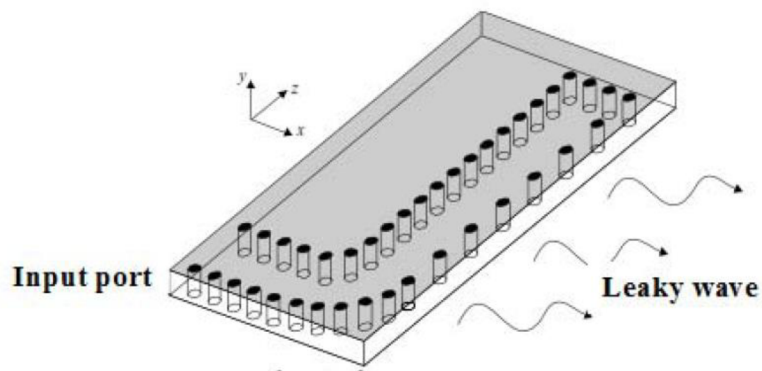
V neposlední řadě lze SIW využít také jako oscilátory, resp. začlenit do jeho struktury rezonátory, ale i směšovače či zesilovače [2]. Návrh takovýchto aplikací je nicméně netriviální a vyžaduje jak zkušenosti, tak odpovídající výpočetní software. Nejrozšířenější aplikací SIW jsou ovšem anténní řady.

## 1.2 Anténní prvky vlnovodu integrovaného do substrátu

Vlnovod integrovaný do substrátu je výhodný i z jiného hlediska. Krom cíle snížit potřebný výkon koncových zařízení v oblastech bezdrátové komunikace, je cílem druhým snížit i jejich rozměry, přičemž totéž platí i pro samotnou anténu. I díky tomu je anténám s topologií SIW věnováno stále více pozornosti [6]. Antény s technologií SIW lze pomyslně rozřadit do několika kategorií, v závislosti na způsobu, jakým dosahují vyzařování elektromagnetické vlny do prostoru.

Jednou z topologií je tzv. anténa s vytékající vlnou LWA (Leaky-Wave Antenna), [8] která je také na obrázku 1.2. Pokud totiž v substrátu SIW dojde k dostatečnému zvětšení vzdálenosti mezi jednotlivými prokvy, dojde zároveň k vyzařování elektromagnetické energie. V závislosti na dominantním vidu  $TE_{m0}$  vlnovodu a na geometrických vlastnostech substrátu jsou upravovány kvalitativní parametry antény [2].

Dalším způsobem dosažení vyzařování ze SIW je implementace štěrbin. Aby touto cestou bylo dosaženo vyzařování elektromagnetické energie, musí být do substrátu, resp. do vodivých ploch zavedeny štěrbin, nebo také sloty. To jsou výřezy nejčastěji standardních geometrických tvarů jako jsou tvary obdélníkové a trojúhelníkové a jejichž rozměry jsou podstatně menší než rozměry substrátu. Tyto nehomogenity ve struktuře způsobí obtékání proudu kolem jejich okrajů, což vyvolá vyzařování energie do prostoru. V případě běžných obdélníkových štěrbin lze hovořit o směrové vyzařovací charakteristice totožné s dipólovým zářičem, přičemž delší strana obdélníku představuje vodiče dipólu [9]. V závislosti na umístění štěrbin v substrátu, resp. na jeho vodivé ploše je upravována intenzita vyzařování [10]. Tuto koncepci lze shlédnout v podobě základního modelu antény s obdélníkovými zářiči na obrázku 1.3.

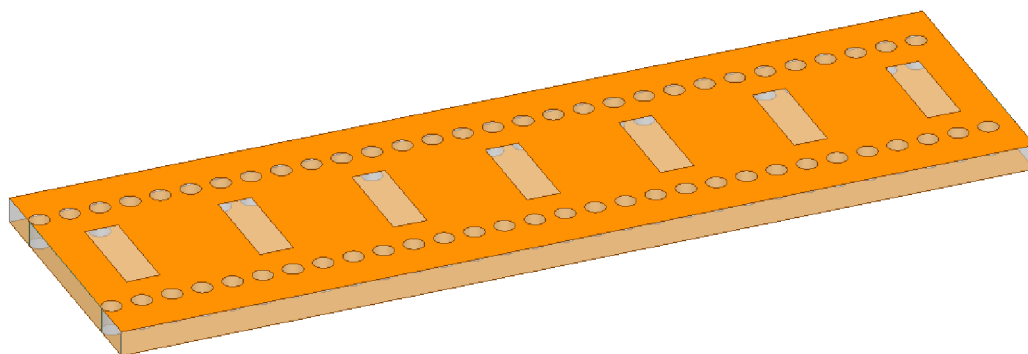


Obrázek 1.2 Anténa s vytékající vlnou [7]

Byl vzpomenut také význam vysokého zisku v hlavním vyzařovacím směru. I v těchto souvislostech se lze takovýchto vlastností dobat, a to podobným způsobem jako například u konvenčních dipólových antén. Štěrbin jakožto jednotlivé anténní prvky se proto zahrazují do anténních soustav, ovšem vzhledem k sériovému napájení z jedné sondy se dosahuje směrovosti a zisku vzájemným postavením štěrbin [11].

Byť štěrbinové anténní řady vyčnívají těmito svými vlastnostmi, tedy vysokou směrovostí, jednoduchým napájením, nízkonákladovou technologií, potlačení bočních laloků vyzařovací charakteristiky a také možností změny směru vyzařování na střední frekvenci v případě napájení z více sond, dosahují tyto antény nižší účinnosti vyzařování, anebo je dosaženo adekvátní účinnosti pouze v malém frekvenčním rozsahu [7].

Jedním z důvodů jsou omezené rozměry štěrbin. Ty sice umožňují modifikovat šířku zpracovávaného pásma a potlačení nežádoucích postranních laloků, nicméně zvětšování jejich rozměrů vede ke zhoršení impedančního přizpůsobení a zároveň to není možné vzhledem k rozměrům substrátu. Eventuálním řešením je fabrikace sofistikovanějších tvarů štěrbin, přičemž jedna z možností jsou právě štěrbinové ve tvaru Archimédových spirál [1].

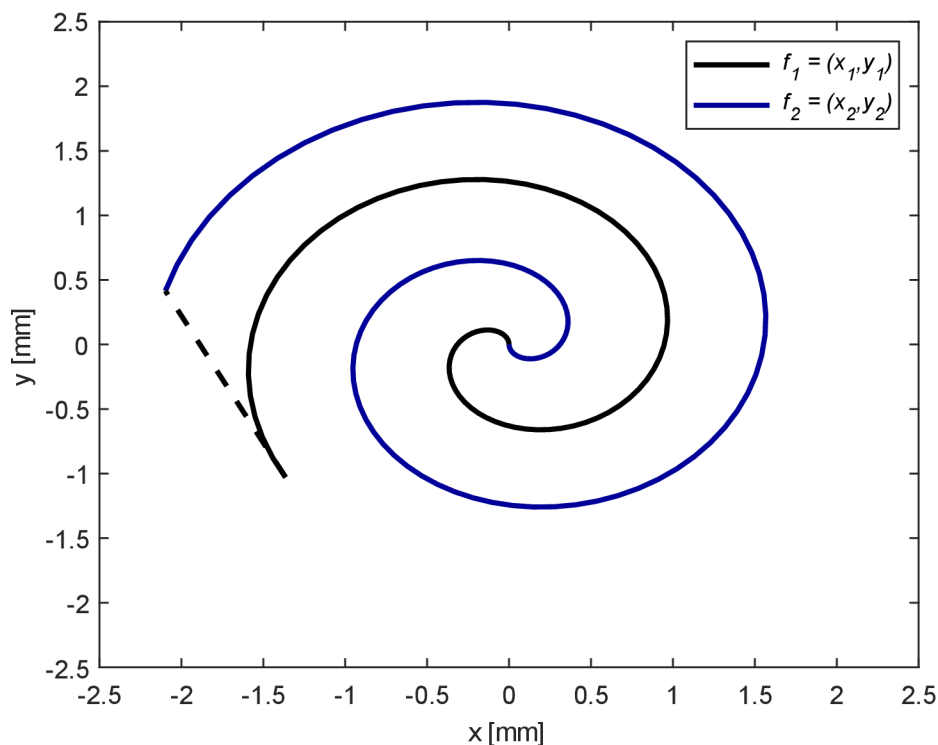


Obrázek 1.3 Anténní řada na bázi vlnovodu integrovaného do substrátu s obdélníkovými zářiči

### 1.3 Anténní řada ze štěrbinových Archimédových spirál

Předeslaným problémem dosavadních antén typu LWA je vyjma nižší účinnosti také kolísání zisku v závislosti na frekvenci, což snižuje použitelnou šířku pásma. Koncept anténní řady ze štěrbinových Archimédových spirál se zaměřuje na zvýšení účinnosti vyzařování a frekvenční stabilitu zisku, zvětšením velikosti štěrbin, aniž by došlo ke zvýšení výrobní náročnosti antény.

Samotné použití spirál, jako anténních prvků již bylo demonstrováno. Výsledky těchto prací ukazují, že štěrbina tvaru spirály dosahuje větší šířky pásma [12]. Zároveň trend komunikačních systémů podepisuje výhodu vychylování paprsku. Anténní řada s Archimédovými spirálami tyto přednosti kombinuje. Za tímto účelem vznikly dvě dílčí anténní řady. První je anténní řada LWA s Archimédovými spirálami neboli ASLWA (z angl. Archimedean Spiral slotted Leaky-wave-antenna), dále jen štěrbinová anténní řada, která je jednovrstvá a může být napájena dvěma sondami na každé straně. Druhou anténní řadou je pak dvouvrstvá anténní řada LWA označována jako DLTSS (Double-layer structure of two stacked SIWs). Skládá se ze dvou SIW vrstvených na sobě, což umožňuje napájet anténu až čtyřmi sondami a může být tak dosaženo vychylování paprsku [1]. Zevrubnějšimu popisu jednotlivých antén jsou věnovány následující oddíly.



Obrázek 1.4 Štěrbina z Archimédových spirál

Ještě předtím je nicméně záhodno popsat samotnou Archimédovu spirálu, která je společná pro obě anténní řady. Ve své podstatě je celá štěrbina ohraničena třemi křivkami,



jak ukazuje obrázek 1.4. Křivky Archimédovy spirály jsou dvě, na obrázku jsou to oranžová a modrá křivka, kterou lze pro pořádek označit indexy 1, resp. 2. Oranžová přímka na obrázku je pak pouze spojnicí koncových bodů obou spirál.

Obě spirály vychází ze stejného bodu, ovšem vyjma záměrně zvolených rozdílných parametrů je podstatné, že souřadnice jedné z křivek, na obrázku modré, musí být dosazeny se záporným znaménkem. Jejich obecné explicitní vyjádření v polárních souřadnicích je dáno vztahem:

$$\begin{aligned}x_i &= A_i \cdot \varphi_i \cdot \cos(\varphi_i + t), \quad i = 1,2, \\y_i &= A_i \cdot \varphi_i \cdot \sin(\varphi_i + t), \quad i = 1,2,\end{aligned}\tag{1.3}$$

kde  $A_i$  s rozměrem [mm/rad] představuje přírůstek délky poloměru na jednotku úhlu,  $\varphi_i$  je úhel rotace v [rad] s hodnotou od nuly do  $\varphi_i$  a  $t$  je úhel natočení, nebo také počáteční fáze [1]. Co se tedy týče samotných dvou spirál, jsou k dispozici celkem 4 parametry, jejichž úpravou vzájemných hodnot jsou utvářeny geometrické vlastnosti šterbiny, přičemž hodnoty  $A_i$  ovlivní zejména šířku Archimédových spirál, naproti tomu změna  $\varphi_i$  ovlivní délku spirál, resp. šterbiny. Mimo změnu rozměrů ovlivní anténní parametry také orientace šterbiny v substrátu neboli počáteční fáze  $t$ .

Jako nejvhodnější hodnoty parametrů definující šterbinu, byly s uvážením parametrických simulací dle [1] vybrány  $A_2 = 0,198$  mm/rad,  $A_1 = 0,201$  mm/rad,  $\varphi_1 = 8,5$  rad,  $\varphi_2 = 10,8$  rad a  $t = -\pi$ , pro prostředí ANSYS. V následných simulacích pro účely této práce jsou tak šterbiny vždy definovány vztahy

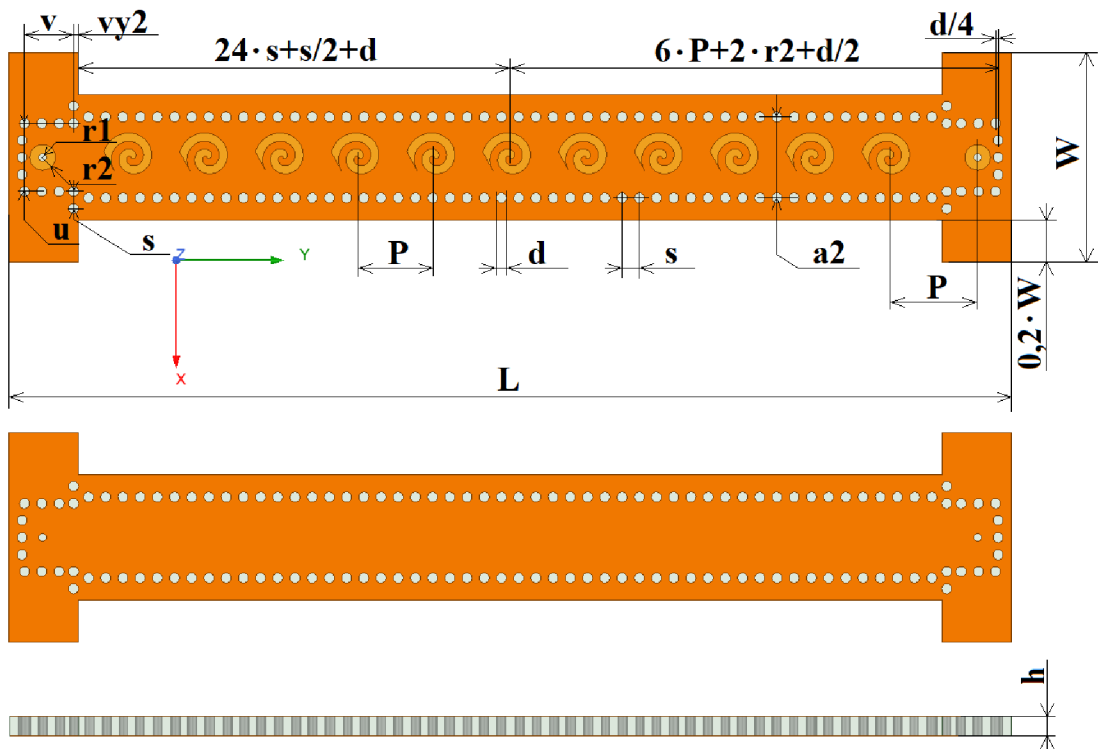
$$\begin{aligned}x_1 &= 0,198 \cdot 10^{-3} \cdot \varphi_1 \cdot \cos(\varphi_1 - \pi), \quad \varphi_1 \in \langle 0; 8,5 \rangle, \\y_1 &= 0,198 \cdot 10^{-3} \cdot \varphi_1 \cdot \sin(\varphi_1 - \pi), \quad \varphi_1 \in \langle 0; 8,5 \rangle, \\x_2 &= -0,201 \cdot 10^{-3} \cdot \varphi_2 \cdot \cos(\varphi_2 - \pi), \quad \varphi_2 \in \langle 0; 10,8 \rangle, \\y_2 &= -0,201 \cdot 10^{-3} \cdot \varphi_2 \cdot \sin(\varphi_2 - \pi), \quad \varphi_2 \in \langle 0; 10,8 \rangle.\end{aligned}\tag{1.4}$$

### 1.3.1 Jednovrstvá anténní řada

Předešlý text byl věnován popisu anténního prvku samotného tedy šterbiny z Archimédových spirál. Ty jsou vytvarovány do horní vodivé plochy SIW a společně tak tvoří jednovrstvou anténní řadu s názvem ASLWA. Označení jednovrstvá nese informaci o složení SIW. Základem vlnovodu je i zde dielektrický substrát, konkrétně Rogers RT5880, jehož podstatnými parametry jsou jmenovitě relativní permitivita  $\varepsilon_r = 2,2$  a ztrátový činitel  $\delta = 0.0009$  a tloušťka  $h = 1,575$  mm [1]. Tloušťka substrátu úzce souvisí s vodivostními ztrátami SIW [2], nicméně v případě [1] je již od začátku tloušťka substrátu pevně stanovena a její případná změna a následný vliv na měřené parametry antény není předmětem zájmu. Spodní strana SIW, resp. dno substrátu je celé pokryto blíže nespecifikovaným vodičem. Na horní stranu SIW je taktéž integrována vodivá plocha po celém rozměru. Do horního vodiče jsou vyřezány jednotlivé anténní prvky.

Celkově je jich do SIW integrováno 11. Jedna štěrbinina je přesně uprostřed antény, zbylých 5 je následně rozmístěno na každou stranu od středu antény s konstantní periodickou vzdáleností. Společně těchto 11 anténních prvků utváří anténní řadu.

Z geometrického hlediska je ASLWA symetrická za účelem jejího napájení z obou stran. Na každém konci substrátu se nachází sonda pro napájení anténní řady koaxiálním vedením. K přechodu mezi koaxiálním vedením a substrátem je do horní vodivé plochy na obou koncích SIW výřez o rozměru vnějšího průměru koaxiálního vedení. To pak prochází skrz celý substrát až k spodní vodivé ploše, ve které je výřez o velikosti vnitřního průměru koaxiálního vedení. Levá koaxiální sonda je označována jako Port 1 a pravá jako Port 2, přičemž číselné indexování je nadále shodné i s indexy S parametrů v prováděných simulacích. Nedílnou součástí jsou prokovy zkratující horní se spodní vodivou plochou skrz substrát. Jsou vedeny po obou stranách vlnovodu a na koncích v okolí sondy představují impedanční přizpůsobení napájení. Půdorys, podhled a nárys i s kótami je k dispozici na obrázku 1.5.



Obrázek 1.5 Štěrbinová anténní řada

Anténní řada, resp. jednotlivé integrované prvky jsou nicméně v [1] nejednoznačně kótovány a nelze je dopočítat ze známých rozměrů. Jedná se zvláště o doplňující rozměry popisující umístění prokovů v oblasti koaxiální sondy, ovšem existuje předpoklad, že právě tyto rozměry ovlivňují správnou vstupní impedanci sondy. Dále to je například

šířka substrátu v oblasti štěrbin, neboť je zadána pouze celková šířka  $W$ . Pro úplnost je výčet všech parametrů a jejich rozměrů sjednocen v tabulce 1.1.

Střední frekvence ASLWA, na které by mělo být dosaženo nejmenších ztrát a neoptimálnějšího pracovního režimu je 28 GHz. Tato hodnota koresponduje s eventuálním použitím v aplikacích pro 5G síť. Zároveň tento standard ve věci mobilních komunikací bude vyžadovat avizované širokopásmové vlastnosti antény, jakož i schopnost vychylování paprsku [13]. ASLWA se zaměřuje na zvýšení účinnosti vyzařování a stabilní průběh zisku oproti frekvenci a s tím související šířku pásma. Pro demonstraci výhod štěrbinových spirál oproti konvenčním obdélníkovým štěrbinám byly v [1] provedeny patřičné simulace, jejichž výsledky poukazují na zlepšení vyzařovacích schopností ASLWA oproti anténní řadě s obdélníkovými prvky. Obecně je nejvýznačnější výhodou zvýšení účinnosti vyzařování v řádech místy až desítek procent a celkovému menšímu kolísání zisku v závislosti na frekvenci. V souvislosti s větší šířkou pásma není stanovena přesná šířka, ve které by ASLWA měla vykazovat stabilní vlastnosti, nicméně publikované výsledky se zaměřují na frekvence od 26 do 38 GHz [1]. Předmětem simulací v následující kapitole bude tyto výsledky ověřit.

Tabulka 1.1 Rozměry parametrů ASLWA

Parametr	Rozměr
$a_2$ [mm]	6,30
$P$ [mm]	5,90
$s$ [mm]	1,34
$d$ [mm]	0,79
$W$ [mm]	16,3
$L$ [mm]	78,0
$r_1$ [mm]	0,30
$r_2$ [mm]	1,00
$u$ [mm]	5,30
$v$ [mm]	4,34
$vy_1$ [mm]	0,37
$t$ [rad]	$-\pi$
$A_1$ [mm/rad]	0,198
$A_2$ [mm/rad]	-0,201
$\phi_1$ [rad]	8,50
$\phi_2$ [rad]	10,8
$w_{eff}$ [mm]	8,617

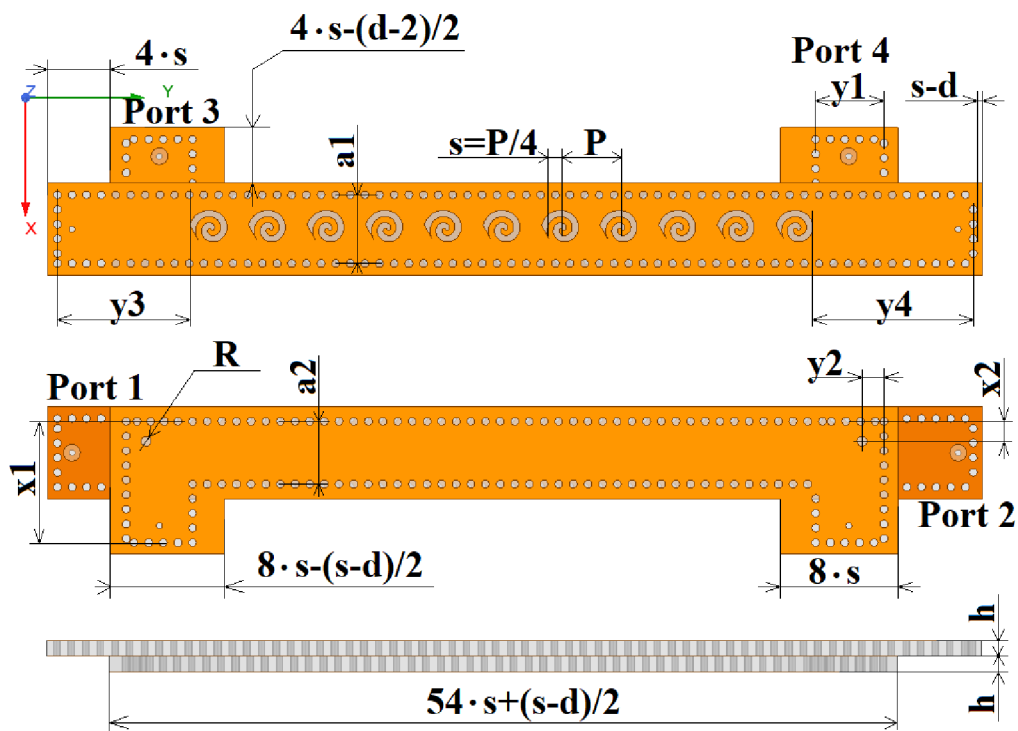
### 1.3.2 Dvouvrstvá anténní řada

Další předesílanou a poptávanou schopností anténní řady ze štěrbinových spirál je vychylování paprsku. Předchozí model ASLWA byl napájen dvěma sondami, což de facto znamená vychylování maximálně do dvou směrů, v závislosti na napájeném portu. Dvouvrstvá anténní řada je proto intenzivně zaměřena na schopnost měnit úhel hlavního laloku směrové charakteristiky. Za tímto účelem je v prvním přiblížení anténa realizována

dvěma dílčími anténními řadami, horní a spodní, resp. ASLWA 1 a ASLWA 2, které jsou vrstvené na sobě. Základem každé z nich je opět dielektrický substrát Rogers RT5880 se zachováním stejným vlastností, přičemž rozdíl je v realizaci vodivých ploch.

ASLWA 1 jež tvoří horní vrstvu má na své horní straně vodivou plochu se šterbinovými spirálami tak, jako i anténa jednovrstvá. Naproti tomu dno horní antény ASLWA 1 již není tvořeno souvislou vodivou plochou, ale taktéž jsou v ní zhotoveny šterbinové spirály. Spodní Anténní řada ASLWA 2 má horní vodivou plochu taktéž se šterbinovými spirálami a dno spodní antény tvoří již souvislá vodivá plocha, vyjma vybrání pro zavedení koaxiálních sond. Vzhledem k tomu, že na sebe obě antény těsně přiléhají, sdílí tak dolní vodivá plocha ASLWA 1 se šterbinami a horní vodivá plocha ASLWA 2 taktéž se šterbinami vazbu, nicméně se nejedná o jednu a tu samou vodivou plochu.

Rozdíl je patrnější se zavedením druhé odlišnosti vrstev mezi sebou, kterou je odlišná efektivní šířka vlnovodu  $a_1$ , resp.  $a_2$ , tudíž odlišná vzdálenost prokovů jednotlivých substrátů. Důvodem pro použití odlišných šířek je dosažení uspokojivé účinnosti vyzařování [1].



Obrázek 1.6 Dvouvrstvá šterbinová anténní řada

Integrací druhého substrátu jsou vytvořeny celkem 4 možnosti buzení antény neboli 4 porty. Další zdroje napájení nicméně přinášejí i některé problémy. Předně není možné napájet anténní řadu čtyřmi koaxiálními sondami, aniž by nedošlo k úpravám antény, protože nelze vést koaxiální sondu až do spodního, resp. horního substrátu. Řešení [1] je na obrázku 1.6, kde lze nalézt jednotlivé průměty DLTSS s kótováním významných

rozměrů. Potřeba změnit tvar vlnovodu vynutila impedanční přizpůsobení koaxiálních sond. To je realizováno jednak prodloužením vzdálenosti mezi koaxiálními sondami a štěrbinami v případě horního substrátu a v případě dolního zavedení indukční vazby pomocí dvou prokůvů, každého na jedné straně s poloměrem  $R$ . Přizpůsobení vstupní impedance zdroje vynucuje taktéž skutečnost, že napájení substrátu je do jisté míry vždy asymetrické, díky tvaru samotné štěrbin. Buzením portů 2 a 4 totiž dojde k ozařování delší hrany štěrbinových spirál a k jinému rozložení proudu, což zapříčiní nižší účinnost vyzařování. Ze stejného důvodu jsou také rozměry vlnovodu v oblasti sond 2 a 4 odlišné, stejně tak jejich vzdálenosti od štěrbin v porovnání se sondami 1 a 3 [1].

Buzení anténní soustavy více zdroji za účelem vychylování paprsku není samo o sobě nový přístup. Takového výsledku bylo dosaženo i více než čtyřmi budícími zdroji, nicméně každé dva zdroje sdíleli pouze jednu anténní řadu, přičemž k dosažení vychylování směrové charakteristiky bylo zapotřebí poměrně rozsáhlé anténní soustavy a nízké účinnosti vyzařování [14]. Topologie DLTSS má výhodu v napájení jediné dvouvrstvé anténní řady postupně všemi budícími zdroji, tedy ať už je anténa napájena kterýmkoliv portem, všechny části antény se podílejí na vyzařování, což krom zvýšení účinnosti umožňuje významně snížit rozměry antény. Podobný problém jako u předchozí anténní řady se objevuje i zde, a sice neúplný popis rozměrů prvků antény. Chybí kótování pozice prokůvů, obzvláště těch, jejichž pozice zjevně neodpovídá standardní vzdálenosti od sousedních prokůvů, dané parametrem  $s$ .

Dále jsou nejednoznačné i rozměry substrátů. Matoucí jsou ovšem i parametry naopak deklarované, jako například vzdálenosti  $y_1$  a  $y_3$  a další. Prostým pohledem na obrázek č. 21 v [1] je zjevné, že tyto vzdálenosti jsou některým násobkem periodické vzdálenosti prokůvů  $s$ . Vzhledem k faktu, že není zmínka o změně velikosti tohoto parametru, je logické předpokládat, že zůstal stejný čili 1,34 mm, což ovšem není možné. Vhodným příkladem je vzdálenost  $y_3$  o hodnotě 10,3 mm, která má klíčový význam pro impedanční přizpůsobení koaxiální sondy 1. Z oficiálního snímku je evidentní, že tato vzdálenost je přesně devítinásobkem periodické vzdálenosti  $s$  mezi jednotlivými prokovy, což by ovšem znamenalo při uvážení původní hodnoty  $s$  vzdálenost  $y_3 = 12,06$  mm.

Součástí [1] je i parametrická analýza tohoto parametru  $s$  s cílem dosáhnout správného impedančního přizpůsobení, přičemž změna této hodnoty v řádech jednotek milimetru dle deklarovaných simulací způsobí změnu činitele odrazu portu 1 v řádech jednotek GHz. Ze stejného výkresu lze také usoudit, že vzdálenost mezi štěrbinami  $P$ , která taktéž nebyla změněna, je čtyřnásobkem vzdálenosti mezi prokovy  $s$ . To by při uvážení  $P = 5,9$  mm znamenalo, že vzdálenost mezi prokovy by musela být  $s = 1,475$  mm.

Některý z těchto parametrů tak musel být pozměněn a změna zůstala v [1] bez zmínky, anebo obrázek č. 21 není délkojevný, čímž ale nelze anténní řadu DLTSS s koaxiálními sondami modelovat a ani realizovat, neboť jsou informace o rozměrech neúplné. Pro přehlednost jsou opět geometrické parametry DLTSS uvedeny v tabulce 1.2.

Tabulka 1.2 Rozměry parametrů DLTSS

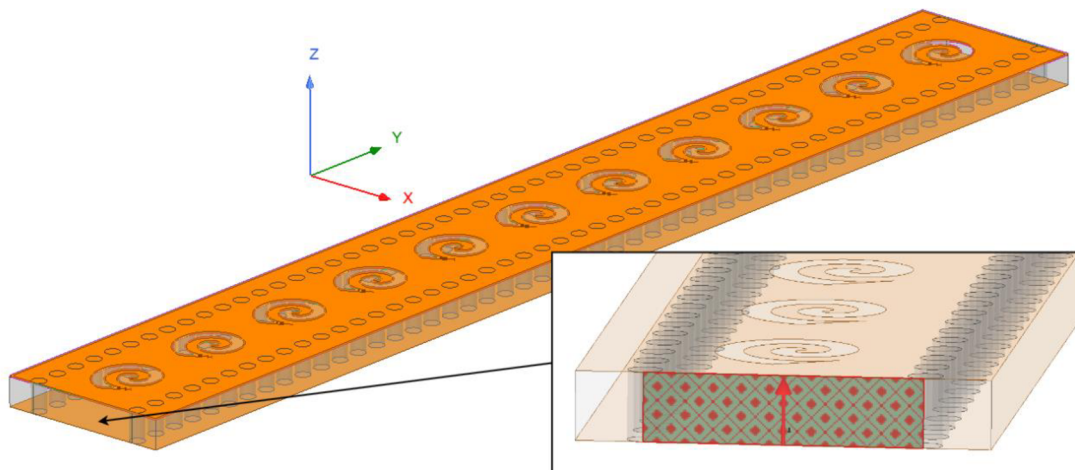
<b>Parametr</b>	<b>Rozměr</b>
$a_1$ [mm]	6,90
$a_2$ [mm]	6,30
$s$ [mm]	1,475
$d$ [mm]	0,79
$P$ [mm]	5,90
$R$ [mm]	1,00
$y_1$ [mm]	5,60
$y_2$ [mm]	2,00
$y_3$ [mm]	10,3
$y_4$ [mm]	12,0
$x_1$ [mm]	12,0
$x_2$ [rad]	2,00
$A_1$ [mm/rad]	0,198
$A_2$ [mm/rad]	-0,201
$\phi_1$ [rad]	8,50
$\phi_2$ [rad]	10,8

## 2. SIMULACE ANTÉNNÍ ŘADY

Kapitola je souhrnem výsledných simulací anténní řady ze štěrbinových spirál v prostředí softwaru ANSYS. Simulace jsou zaměřeny na frekvenční pásmo od 26 do 38 GHz se střední frekvencí 28 GHz. Cílem kapitoly je ověření kmitočtových průběhů zejména rozptylových  $S$ -parametrů a směrových charakteristik porovnáním s výsledky dosaženými [1].

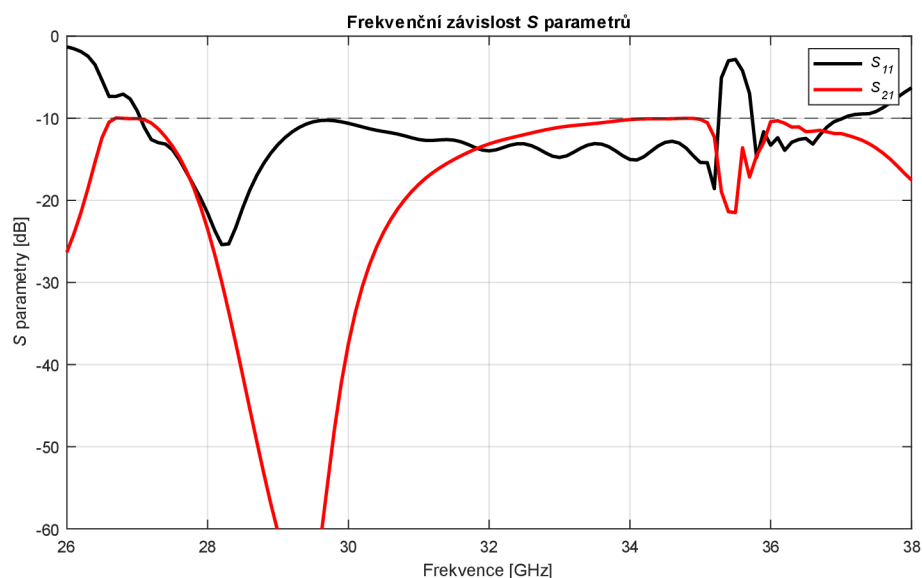
### 2.1 Jednovrstvá anténní řada

Výchozím modelem pro všechny potenciální modifikace a následné dílčí aplikace je popsána anténa ASLWA. Ta byla modelována v několika konfiguracích. Bylo uvedeno, že některé prvky anténní řady nemají definováno jednoznačné umístění v substrátu, v čehož důsledku nemohou být vytvořené modely z geometrického hlediska zcela exaktní. Chybějící rozměry byly dopočítány pouze z obrázků č. 3, resp. 21 v [1], protože tento způsob vyčítání rozměrů nelze považovat za úplný.

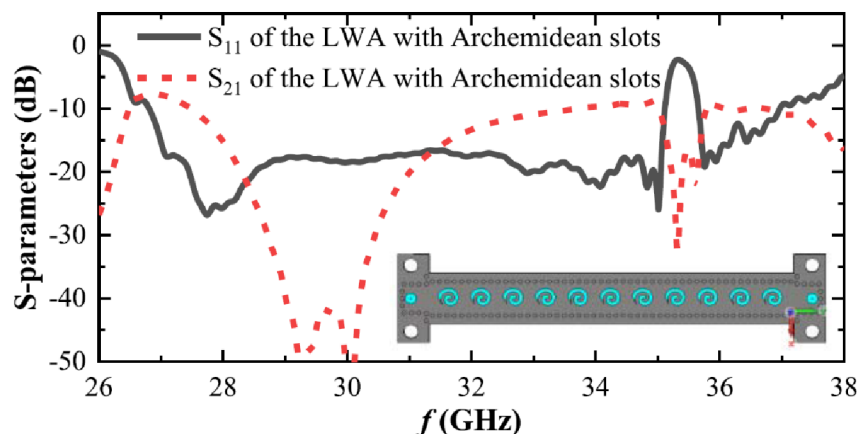


Obrázek 2.1 Základní model jednovrstvé anténní řady

V prvním přiblížení je použit základní model, který je k dispozici na obrázku 2.1. Ten je má stejné geometrické parametry, jaké jsou popsány v oddílu 1.3.1 s rozdílem chybějících portů 1 a 2 na koncích substrátu, které plní účel přizpůsobení pro přechod mezi koaxiálním vedením a substrátem. Jak je patrné z obrázku 2.1, substrát je napájen tzv. vlnovými porty na obou koncích anténní řady o šířce rovné efektivní šířce  $a_2$  vlnovodu, označenými zleva port 1, resp. port 2, přičemž na obrázku je port 1. Následně byla provedena frekvenční analýza ve stanoveném rozsahu. Základním referenčním parametrem pro porovnávání výsledků s těmi dosaženými v [1], jsou rozptylové parametry anténní řady. Jejich průběh lze odečíst na obrázku 2.2. Černá křivka grafu parametr  $S_{11}$ , tedy vstupní činitel odrazu portu 1.



Obrázek 2.2 Rozptylové parametry základního modelu štěrbinové anténní řady



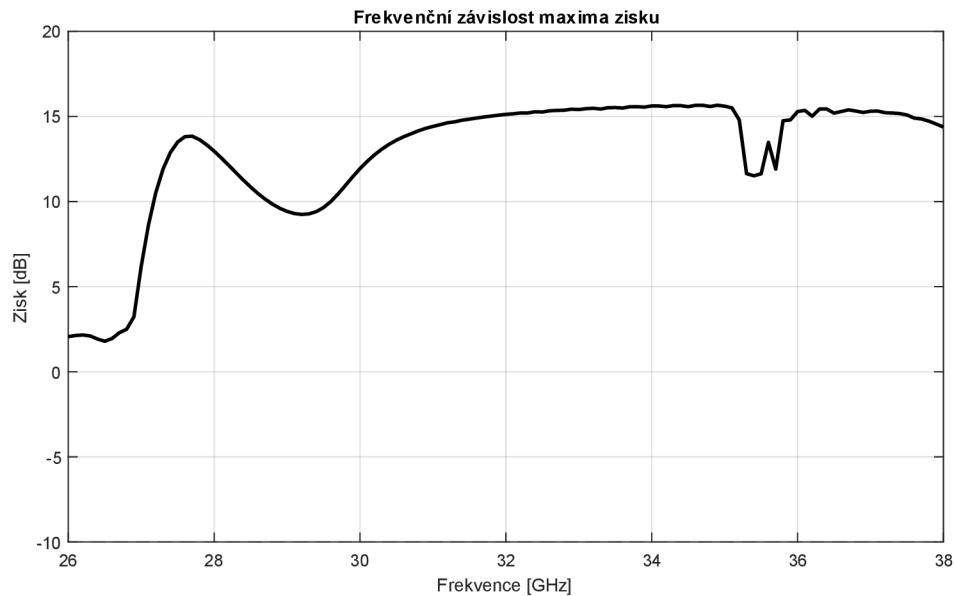
Obrázek 2.3 Publikované rozptylové parametry štěrbinové anténní řady [1]

Šířka pásma, pro kterou je  $S_{11}$  menší než -10 dB je de facto rozdělena na dvě části. První je ve frekvenčním rozsahu od 27,1 GHz do 35,3 GHz, tedy šířka 8,2 GHz, zatímco druhá část má úzký rozsah od 35,7 GHz do 37,0 GHz tedy o je o šířce 1,3 GHz. K povšimnutí je jistě výrazné snížení činitele odrazu okolo frekvence 28,2 GHz, což je kýžený výsledek, neboť frekvence 28 GHz byla stanovena za střední pracovní frekvenci. Dále je patrné, že v blízkém okolí frekvence 35,4 GHz dochází k významnému nárůstu  $S_{11}$ , který značně přesahuje mez -10 dB, což představuje zádržné pásmo o šířce 0.5 GHz.

Převzatý obrázek 2.3 ukazuje výsledky dosažené [1]. Z hlediska porovnání průběhu charakteristik je již při zběžném pohledu evidentní shoda, obzvláště v oblastech grafu, kde je průběh signifikantní. Při druhém přiblížení lze nicméně zaznamenat dílčí odlišnosti. Předně jsou průběhy na obrázku 2.3 jemnější ve smyslu většího frekvenčního



rozlišení, což je pravděpodobně způsobeno velice jemným krokováním kmitočtové analýzy. Dále jsou to ale i rozdíly význačnějšího rázu. Průběh  $S_{11}$  z obrázku 2.3 dosahuje hodnot ve středu frekvenčního pásma až o 7 dB nižších, než podávají výsledky simulace na obrázku 2.2, přičemž vypočítaný parametr  $S_{11}$  se díky tomu více pohybuje v blízkém rozmezí hranice -10 dB. Průběhy parametru  $S_{21}$  se shodují ve větším množství než průběhy parametru  $S_{11}$ , nicméně i přesto jsou výsledky natolik shodné, že je lze pokládat za víceméně stejné, tedy platné.

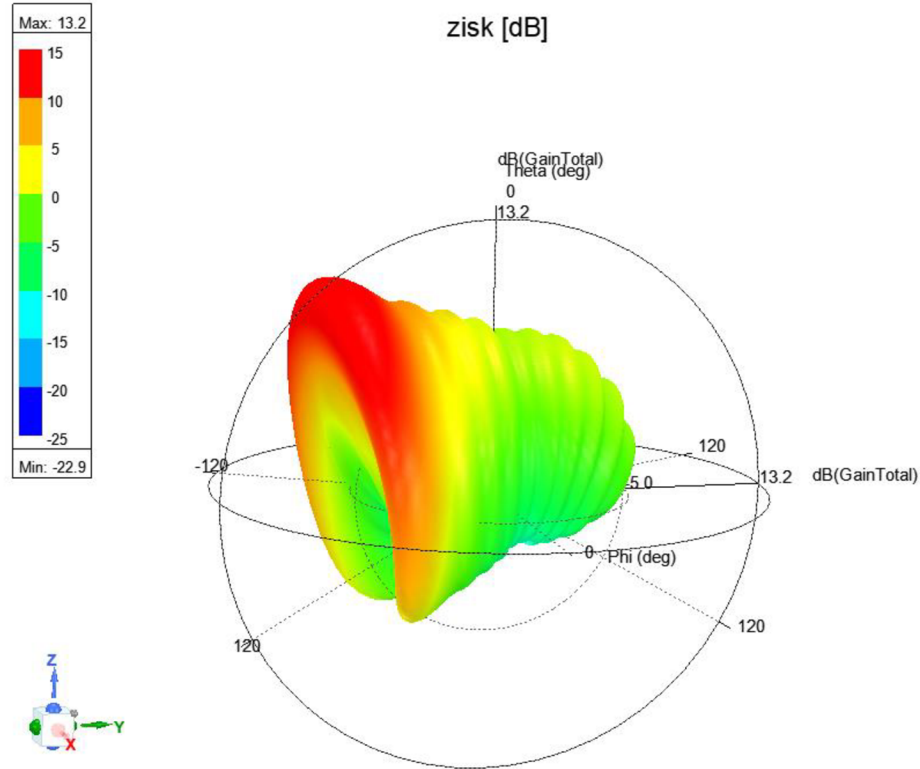


Obrázek 2.4 Zisk ve směru maxima záření základního modelu šterbinové anténní řady

Průběh na obrázku 2.4 podává informaci o závislosti zisku ve směru maxima záření na frekvenci. Maximum zisku je dosahováno mezi frekvencemi 32 GHz až 37 GHz, s propadem okolo frekvence 36 GHz, což koresponduje i se získanými průběhy  $S_{11}$  a  $S_{21}$  na obrázku 2.2, jejichž hodnoty taktéž kolísají v okolí tohoto kmitočtu. Zajímavý je průběh zisku v okolí frekvence 29 GHz, kde je zaznamenán pokles. Naproti tomu grafy rozptylových parametrů nenaznačují, že by v tomto okolí mohlo dojít k snížení účinnosti vyzařování.

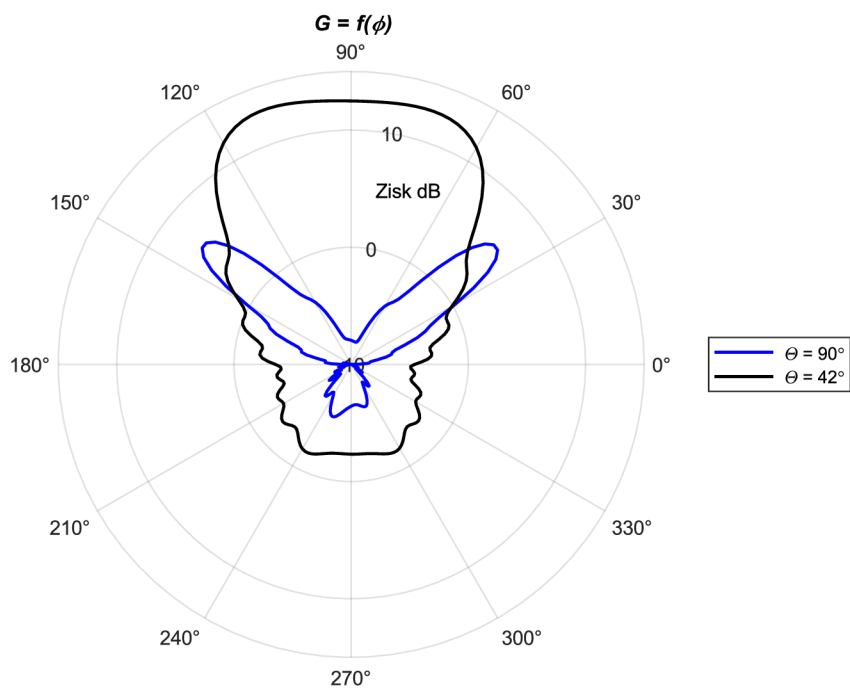
Na obrázku 2.5 je k vidění trojrozměrná směrová charakteristika ASLWA, Maxima zisku dosahuje anténní řada pro úhel  $\theta = -42^\circ$ . Charakteristika je platná pro případ napájení anténní řady z portu 1. Pro bližší představu jsou dva průměty trojrozměrné charakteristiky vyneseny do jednoho obrázku 2.6. Směrová charakteristika z obrázku 2.6 a) je ve skutečnosti šikmý řez trojrozměrné charakteristiky pro konstantní sférickou souřadnici  $\theta = -42^\circ$ , při jednom celém otočení úhlu  $\phi$ . Porovnáním s průběhem 2.4 lze potvrdit, hodnotu maxima záření pro střední kmitočet 28 GHz okolo 13 dB.

Křivka z obrázku 2.6 b) je pak řezem pro  $\theta = 90^\circ$ , tedy pro rovinu  $xy$ . Ve směru maximálního vyzařování, tj.  $-42^\circ$  dosahuje anténní řada obstojných hodnot zisku, ovšem směřovost v tomto průmětu se pohybuje okolo hodnoty  $70^\circ$ , což je poměrně hodně.

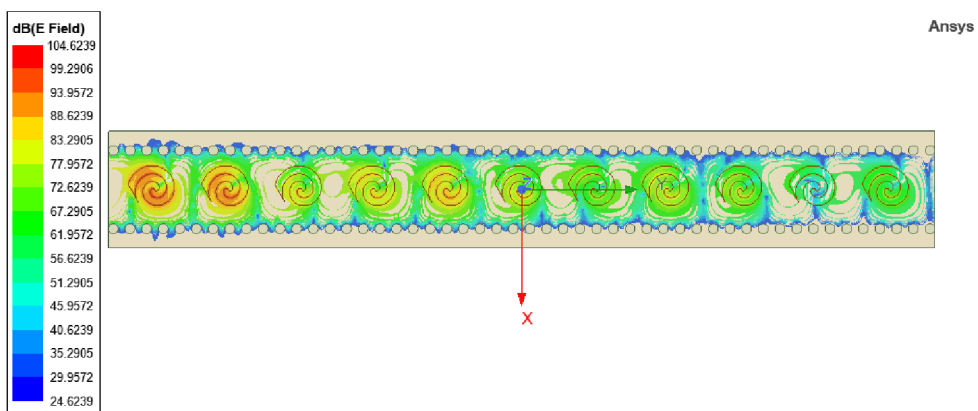


Obrázek 2.5 Trojrozměrná směrová charakteristika základního modelu štěrbinové anténní řady

Pro ilustraci šíření vlny anténní řadou je na obrázku 2.7 rozložení intenzity elektrického pole  $E$  v dB v dielektrickém substrátu při buzení vlnového portu 1. Z hlediska rozložení elektrického pole lze potvrdit presumpci vyslovenou v [1] o rovnoměrné distribuci elektrického pole napříč vlnovodem. Na vyzařování elektromagnetické energie do prostoru se tedy podílí všechny štěrbinové spirály. Taktéž lze odhadnout, že vzdálenost mezi štěrbinovými zářiči odpovídá zhruba polovině vlnové délky. Při uvážení střední frekvence 28 GHz je vlnová délka, resp. její polovina 10,7 mm, resp. 5,35 mm, přičemž vzdálenost  $P$  mezi štěrbinami je dána jako 5,9 mm. Barevně odstupňovaná intenzita elektrického pole v substrátu umožňuje také věnovat pozornost únikům energie do směrů, které jsou nežádoucí. V tomto ohledu je naprostá většina procházející vlny „usměrněna“ prokovy. V kapitole 1.2 bylo popsáno, že způsobů dosažení vyzařování energie ze SIW je více, přičemž jedna z možností je zvětšení vzájemné vzdálenosti prokovů do takové míry, že dojde k vyzařování. Obrázek 2.7 ilustruje situaci, kdy mimo efektivní šířku  $a_2$  nedochází k prosakování energie, tudíž vyzařování v případě ASLWA způsobují pouze zářiče ze štěrbinových spirál.



Obrázek 2.6 Průměty směrových charakteristik základního modelu šěrbinové anténní řady

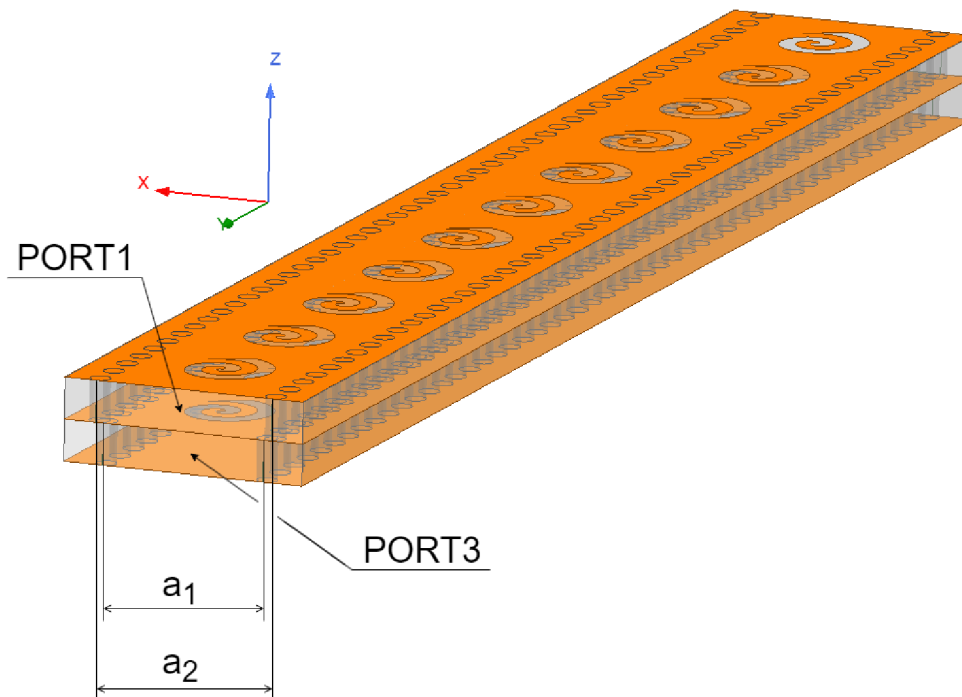


Obrázek 2.7 Intenzita elektrického pole v substrátu základního modelu šěrbinové anténní řady

## 2.2 Dvouvrstvá anténní řada

Pomyslná druhá část [1] se zabývá schopností vychylování paprsku. Substrát ASLWA, který má disponovat vysokou směrovností, je v této aplikaci využit způsobem vrstvení dvou těchto substrátů na sebe, každý s odlišnou efektivní šířkou  $a_1$  a  $a_2$ . Konečný produkt této integrace s názvem DLTS má být jednou společnou anténní řadou, která umožní její buzení čtyřmi nezávislými zdroji napájení, což umožní vychylování paprsku. I z důvodu problémů s předchozími simulacemi jsou v případě DLTS zvoleny dvě přiblížení.

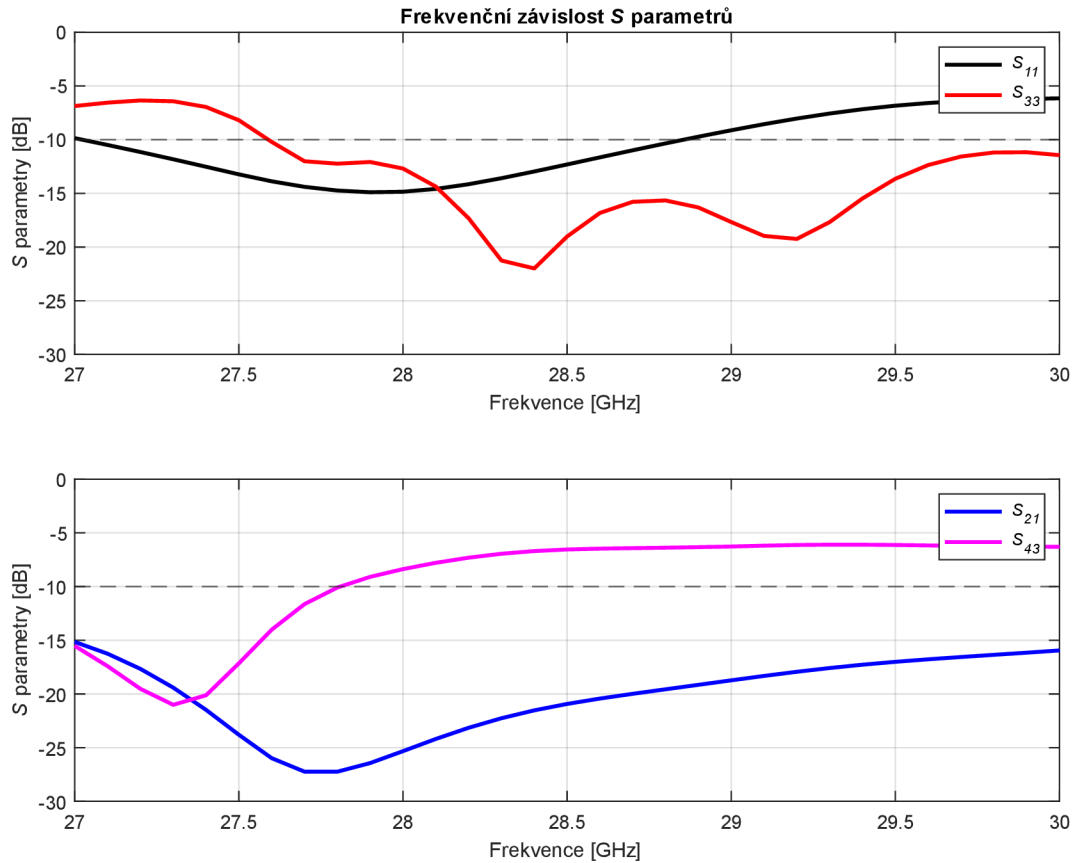
Základem pro další úvahy je opět jednoduchý model, který není napájen koaxiálními sondami a nemá tudíž komplexní zakončení portů pro správné impedanční přizpůsobení. Model je na obrázku 2.8. Jak bylo uvedeno v kapitole 1.3.2, horní vodivá plocha dolního



Obrázek 2.8 Základní model dvouvrstvé štěrbinové anténní řady

substrátu ASLWA 2 je totožná s dolní vodivou plochou ASLWA 1 tak, aby bylo možné realizovat simulace v prostředí ANSYS, neboť překrytím dvou ploch, jak je to zamýšleno a fabrikováno dle [1], by nemohla být simulace uskutečněna. I pro případ DLTS je střední frekvence 28 GHz a stejně tak analyzované kmitočtové pásmo mohlo být ponecháno beze změn. Opět jsou považovány za snadné referenční hodnoty rozptylové parametry, proto jsou k vidění na obrázku 2.9, zatímco očekávaný průběh dle [1], je na obrázku 2.10. Při prvním porovnání je zřejmé, že rozptylové parametry se do jisté míry shodují. Všechny křivky sledují podobné trajektorie a dochází k jejím zvlnění podobným způsobem. Největší shoda panuje u průběhů parametrů  $S_{21}$  a  $S_{43}$ , a to jak

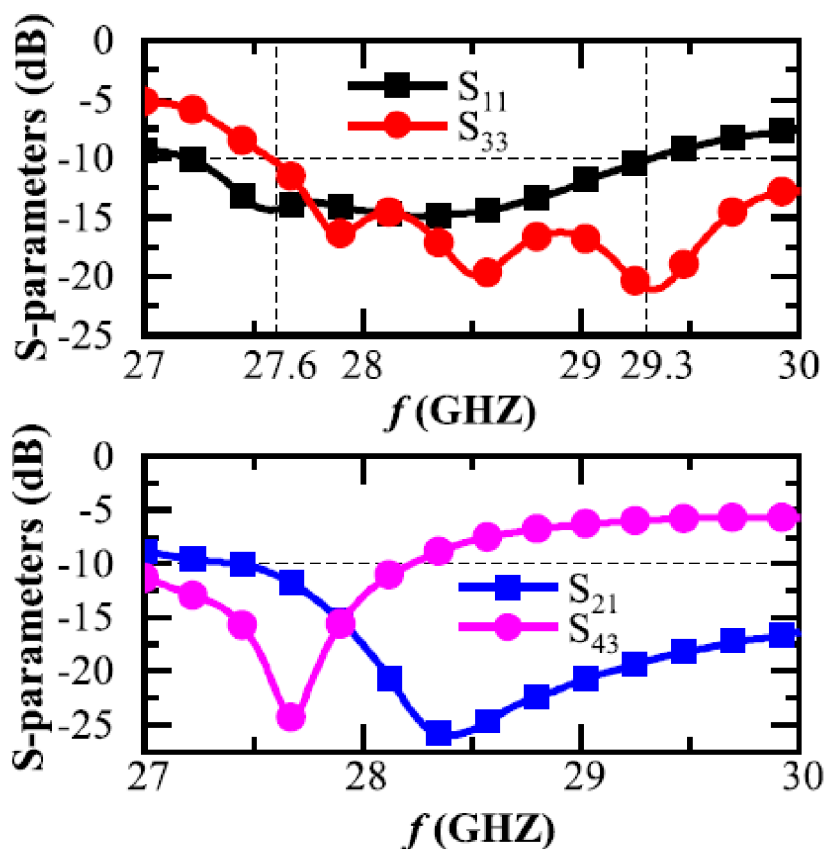
podobných oblastí zvlnění, tak zejména hodnotami. Nejnižší dosahované hodnoty simulovaných parametrů jsou v okolí -27 dB pro  $S_{43}$  a -21 dB pro případ  $S_{21}$ , přičemž dle [1] jsou tato minima -25 dB, resp. -26 dB. Určitý rozdíl nastává také ve frekvenci, na které dosahují



Obrázek 2.9 Rozptylové parametry základního modelu dvouvrstvé štěrbinové anténní řady

křivky svého minima. Očekávané minimum je pro  $S_{43}$  v okolí 27,6 GHz a 28,4 GHz pro  $S_{21}$ , nicméně vypočítané hodnoty jsou 27,3 GHz, resp. 27,7 GHz. Pro činitel odrazu portu 1 je překrytí menší. Nejvýraznější je rozdíl posunutí šířky pásma. Pro simulovaný parametr  $S_{11}$  činí šířka pásma 27,0 GHz až 28,9 GHz, tedy 1,9 GHz, přičemž očekávání leží v pásmu od 27,2 GHz do 29,3 GHz, tedy 2,1 GHz. Činitel odrazu portu 3 naproti tomu představuje úplnou shodu v šířce pásma od 27,6 GHz do 30,0 GHz, ale liší se v hodnotách dB. Nejvýznamnější odchýlení je nicméně otázkou 5 dB na frekvenci 27,7 GHz.

Hodnoty S-parametrů se dle simulace odchylijí pouze mírným způsobem. S uvažáním výstupů simulací jednoduchého modelu ASLWA, lze i v tomto případě považovat výsledky za shodné. Odchytky mohou být způsobeny odlišným způsobem ve vytváření dvouvrstvé anténní řady, resp. odlišnou vzájemnou implementací.



Obrázek 2.10 Publikované rozptylové parametry dvouvrstvé štěrbinové anténní řady [1]

### 3. ADAPTACE ANTÉNNÍ ŘADY NA PÁSMO 17 GHz

První částí byly rámcově ověřeny vlastnosti anténní řady ze šterbinových spirál na základě [1]. Na základě rozptylových parametrů a směrových charakteristik lze předpokládat, že šterbinové zářiče v podobě Archimédových spirál mohou být zajímavou alternativou pro dosažení vyzářování. Otázka vyvstává, zdali by bylo možné přizpůsobit celou anténní řadu pro použití na jiném kmitočtu se zachováním Archimédových spirál.

Za tímto účelem je předmětem následující kapitoly vhodným způsobem transformovat anténní řadu z předchozí kapitoly na zvolený kmitočet, a to s uvažováním dostupných materiálů a výrobních technologií. V neposlední řadě je nezbytné navrhnout odpovídající přechod mezi koaxiálním vedením a substrátem a impedančně jej přizpůsobit.

#### 3.1 Vlnovod integrovaný do substrátu

Prvním krokem při přechodu na jiný kmitočet je změna geometrických a materiálních vlastností samotného vlnovodu integrovaného do substrátu. Z hlediska materiálu je pro novou anténní řadu použit dielektrický substrát Rogers CuClad 217 o relativní permitivitě 2,17 a výšce substrátu 1,52 mm. Protože anténní řada z předchozí kapitoly vykazuje dobré výsledky, není třeba v návrhu postupovat zcela od začátku, ale je využito poměrně jednoduché úvahy. Jestliže byla původní anténní řada, a tudíž i vlnovod byly navrženy pro střední kmitočet 28 GHz, lze pro tento kmitočet stanovit střední vlnovou délku. Pak ze známého nového středního kmitočtu, resp. nové střední vlnové délky lze sestavit poměr na základě kterého mohou být všechny rozměry anténní řady, a tedy i vlnovodu přepočítány na nové, odpovídající kmitočtu 17 GHz. Tuto úvahu lze rozepsat do podoby:

$$\begin{aligned}\lambda_1 &= \frac{c}{f_1 \sqrt{\epsilon_{r1}}}, \\ \lambda_2 &= \frac{c}{f_2 \sqrt{\epsilon_{r2}}}, \\ R &= \frac{\lambda_2}{\lambda_1} = \frac{\frac{c}{f_2 \sqrt{\epsilon_{r2}}}}{\frac{c}{f_1 \sqrt{\epsilon_{r1}}}} = \frac{f_1 \sqrt{\epsilon_{r1}}}{f_2 \sqrt{\epsilon_{r2}}}\end{aligned}\tag{3.1}$$

kde  $\lambda_1$  [m], resp.  $\lambda_2$  [m] je střední vlnová délka pro původní SIW, resp. střední vlnová délka pro SIW 17 GHz,  $f_1$  [Hz], resp.  $f_2$  [Hz] je střední kmitočet původního SIW, resp. střední kmitočet pro SIW 17 GHz,  $\epsilon_{r1}$  [-], resp.  $\epsilon_{r2}$  je relativní permitivita původního substrátu, resp. substrátu pro vlnovod 17 GHz a  $R$  je avizovaný přepočtení poměr.

Takovéto přiblížení je pouze prvotní rámcové, od anténní řady je vyžadována práce v určitém kmitočtovém pásmu, navíc bude pravděpodobně některé rozměry potřeba upravit pomocí parametrické či optimalizační analýzy, a to jak nejdříve pro SIW, tak později pro SIW napájený koaxiálním vedením, resp. pro jeho impedanční přizpůsobení.

Zároveň relativní permitivity  $\varepsilon_{r1}$ , resp.  $\varepsilon_{r2}$  s hodnotami 2,2, resp. 2,17 vytvoří v poměru pouze malý rozdíl a s uvažováním předchozího odstavce lze tyto hodnoty zanedbat. Výsledný poměr má tak podobu:

$$R = \frac{\lambda_2}{\lambda_1} = \frac{f_1}{f_2} = \frac{28 \cdot 10^9}{17 \cdot 10^9} = 1,647 \quad (3.2)$$

Na základě vztahů (1.1), (1.2), (3.2) a tabulky 1.1 původní anténní řady, lze pro základní rozměry nového vlnovodu psát:

$$\begin{aligned} d &= d_0 \cdot R = 0,79 \cdot 1,647 = 1,3 \text{ mm}, \\ s &= s_0 \cdot R = 1,34 \cdot 1,647 = 2,2 \text{ mm}, \end{aligned} \quad (3.3)$$

$$L_{SIW} = L_{SIW_0} \cdot R = 66,45 \cdot 1,647 = 109,4 \text{ mm}.$$

Index 0 značí parametr z tabulky 1.1, přičemž význam veličin byl vysvětlen v první kapitole. Výjimkou je pouze  $L_{SIW}$ , resp.  $L_{SIW_0}$  což je délka vlnovodu bez koaxiálních portů na obou stranách. Pro šířku vlnovodu lze následně psát:

$$\begin{aligned} w &= \frac{w_{eff} \cdot R}{\sqrt{\varepsilon_{r2}}} + \frac{d^2}{0,95 \cdot s} \\ w &= \frac{8,617 \cdot 1,647}{\sqrt{2,17}} + \frac{0,79^2}{0,95 \cdot 1,34} = 10,44 \text{ mm}. \end{aligned} \quad (3.4)$$

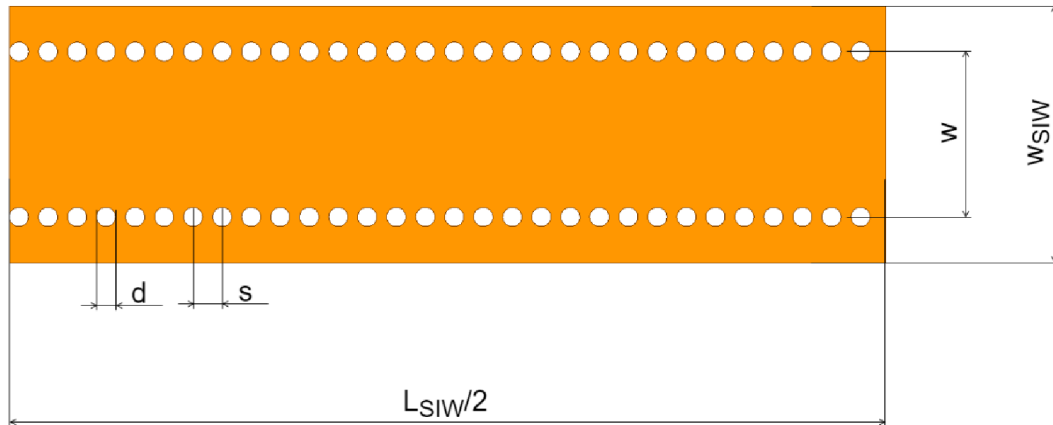
Šířka celého SIW se následně vypočte na ze vztahu (3.3) na základě známého poměru mezi šířkou vlnovodu a šířkou celého SIW původní antény:

$$w_{SIW} = \frac{w}{a_2} = \frac{10,44}{\frac{6,3}{9,78}} = 16,0 \text{ mm}, \quad (3.5)$$

kde  $w_{SIW}$  [mm] je šířka celého SIW,  $a_2$  [mm] je příčná vzdálenost mezi prokvy původního vlnovodu z obrázku 1.5 a  $w_{SIW_0}$  [mm] je šířka celého původního SIW.

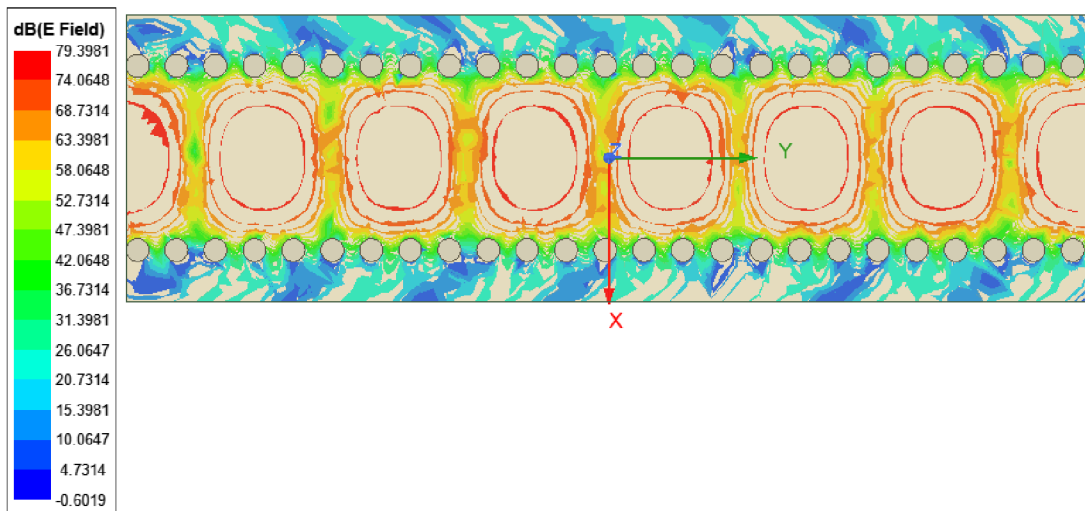


Na základě výše uvedených přepočtů je postupováno následovně. Prvně je sestaven základní model vlnovodu s poloviční délkou  $L_{SIW}$  tak, aby později mohl být jeden konec napájen standardním vlnovým portem a druhý koaxiálním přechodem s následnou parametrickou a optimalizační analýzou pro přizpůsobení. Situaci zachycuje schéma na obrázku 3.1.



Obrázek 3.1 Základní model vlnovodu integrovaného do substrátu

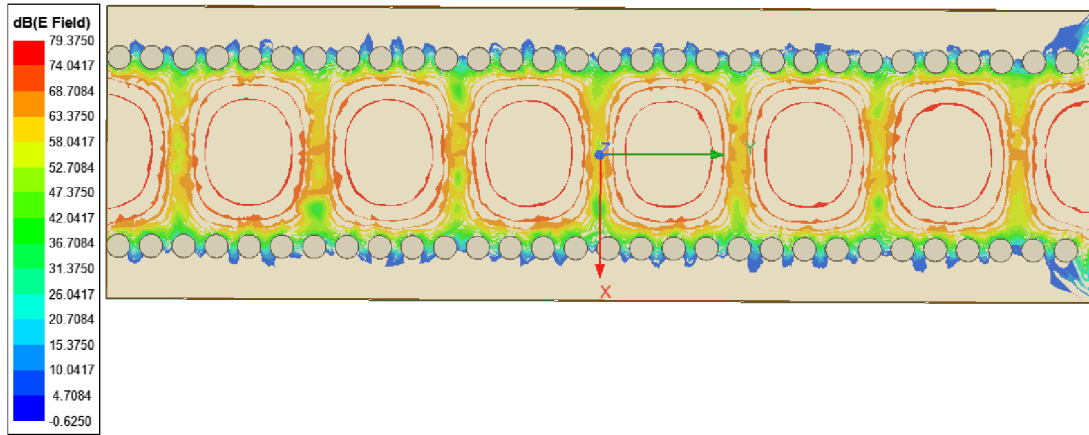
Analýzou tohoto modelu bylo zjištěno, že přepočítaná vzdálenost mezi prokvy je nevyhovující, neboť dochází k prosakování elektromagnetického pole mimo šířku vlnovodu  $w$ , což lze odečíst z obrázku 3.2.



Obrázek 3.2 Rozložení intenzity elektrického pole v základním modelu vlnovodu integrovaného do substrátu

Za účelem opravy tohoto problému a dále také uvážením dostupných technologických postupů výroby byl zvolen parametr  $d = 1,2$  mm a následně rozmitána parametrická analýza pro dosažení odpovídajícího rozložení elektromagnetického pole v substrátu. Jako nevhodnější z hlediska dosažení nejnižšího činitele odrazu  $S_{11}$  se jeví vzdálenost

mezi prokovy  $s = 1,8$  mm. Změnou těchto dvou hodnot se pochopitelně změnili taktéž hodnoty ze vztahů (3.4) a (3.5). Zároveň je pro tyto hodnoty splněna podmínka (1.2) platná pro obecný SIW. Ověření, že k prosakování nadále nedochází vykresluje rozložení Elektrického pole v substrátu na obrázku 3.3



Obrázek 3.3 Rozložení intenzity elektrického pole v korigovaném modelu vlnovodu integrovaného do substrátu

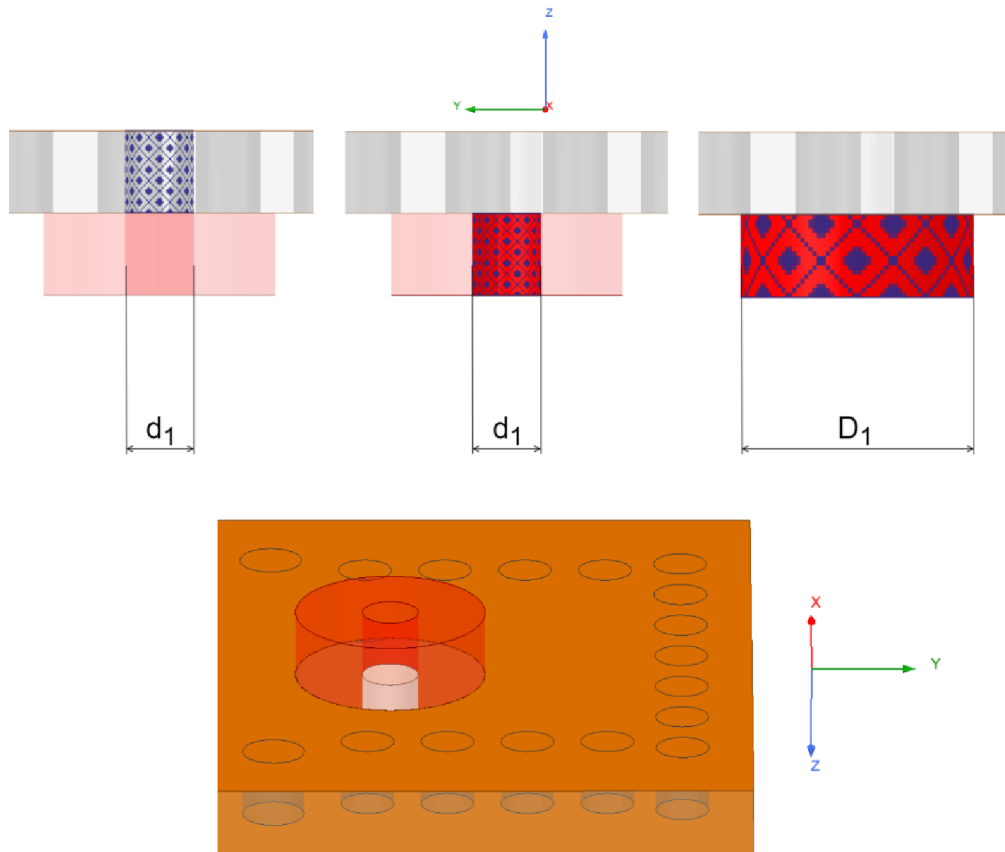
### 3.2 Přechod koaxiálního vedení na substrát

V druhém přiblížení je třeba přizpůsobit SIW pro napájení koaxiálním vedením namísto vlnových portů. V literatuře lze nalézt více způsobů napájení koaxiálním vedením [2][5][15], pro účely této práce je použit model v [16].

Základem takového modelu je výřez skrz celý substrát válcovitého tvaru o průměru vnitřního vodiče koaxiálního vedení  $d_1$ . Stěny tohoto výřezu jsou v parametrech simulace nastaveny jako dokonale elektricky vodivé. V dolní vodivé ploše je pak výřez o poloměru vnějšího vodiče koaxiálního vedení  $D_1$ . Vedení samotné je přivedeno do dolní části substrátu. Celou situaci ilustruje obrázek 3.4.

Materiálem koaxiálního vedení byl zvolen teflon o relativní permitivitě  $\epsilon_r = 2,1$  mm. Poloměr vnitřního, resp. vnějšího vodiče byl zvolen jako  $d_1 = 1,27$  mm, resp.  $D_1 = 4,3$  mm tak, aby byla charakteristická impedance vedení  $Z_0$  rovna  $50 \Omega$ . To lze ověřit vztahem[10]:

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \ln\left(\frac{D_1}{d_1}\right) = \frac{60}{\sqrt{2,1}} \cdot \ln\left(\frac{4,3}{1,27}\right) = 50,5 \Omega. \quad (3.6)$$



Obrázek 3.4 Model přechodu koaxiálního vedení na substrát

Pro napájení koaxiálním vedením je nutné rozšířit stávající SIW o koaxiální port neboli oblast, ve které vhodnými geometrickými rozměry může být přechod z koaxiálního vedení na substrát impedančně přizpůsoben. Délka v ose Y pro port, zde označena jako  $y_f$ , je taktéž vypočtena na základě poměru  $R$ . Z původní anténní řady platí pro tuto vzdálenost:

$$y_{f0} = v_0 + \frac{7}{3} d_0, \quad (3.7)$$

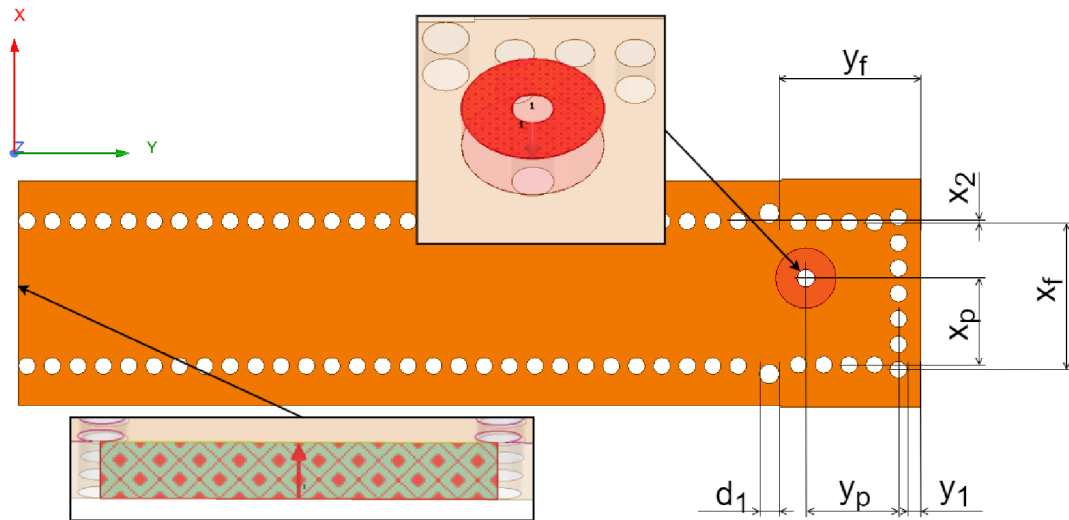
Přičemž  $v_0$  [mm] a  $d_0$  [mm] jsou vzdálenosti z obrázku 1.5, resp. tabulky 1.1. Uvážením, že v předchozí části byl upraven průměr prokůvů na hodnotu  $d = 1,2$  mm lze psát pro délku portu vlnovodu pro 17 GHz:

$$y_f = v_0 \cdot R + \frac{7}{3} d = 4,34 \cdot 1,647 + \frac{7}{3} \cdot 1,2 = 9,94 \text{ mm}. \quad (3.8)$$

Jako výchozí hodnota pro šířku portu  $x_f$  je uvažována příčná vzdálenost mezi prokovy  $w$ , přičemž její konečná hodnota je nadále předmětem optimalizační analýzy. Tyto rozměry jsou zaneseny na obrázku 3.5.

SIW je zjevně napájen z jedné strany vlnovým portem, přičemž z druhé avizovaným koaxiálním vedením. Rozměr  $y_1$  je roven 1,6 mm, stejně tak průměr  $d_1$  je z technologických důvodů fixně stanoven k hodnotě 1,4 mm.

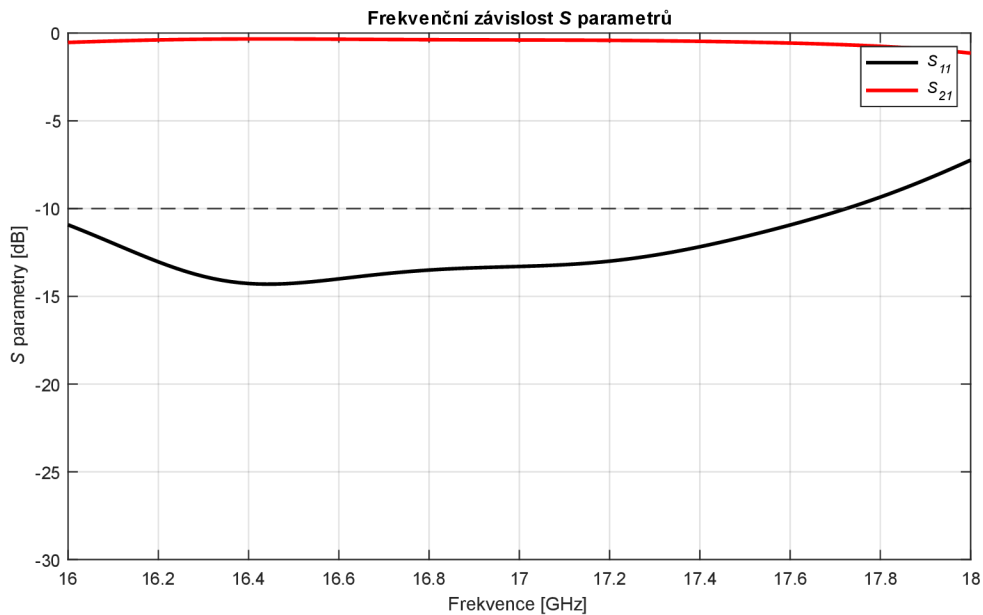
Hodnoty  $x_p$ ,  $y_p$  jsou prakticky souřadnice koaxiálního vedení v substrátu a představují dva stupně volnosti pro následující optimalizační analýzu. Stejně platí pro příčnou vzdálenost  $x_2$ , která přidává třetí stupeň volnosti návrhu.



Obrázek 3.5 Parametry koaxiálního portu pro optimalizační analýzu

Cílem optimalizační analýzy je numerickými metodami stanovit takovou kombinaci hodnot  $[x_p, y_p, x_2]$ , aby bylo dosaženo nejlepšího impedančního přizpůsobení, v tomto případě nejmenší hodnoty činitele odrazu  $S_{11}$ . Vzhledem k faktu, že po přidání štěrbinových zářičů v následném kroku dojde opět k částečnému rozladění přizpůsobení, tudíž bude nutný druhý běh optimalizační analýzy, postačí v tomto kroku pokles činitele odrazu pod -10 dB.

Toho bylo dosaženo v poměrně velké šířce pásma, jak ukazují výsledky optimalizační analýzy druhého přiblížení 3.6. Modul činitele odrazu  $S_{11}$  [dB] klesá pod stanovenou mez -10 dB v pásmu rámcově od 15,9 GHz do 17,6 GHz.



Obrázek 3.6 Frekvenci závislost rozptylových parametrů optimalizační analýzy druhého přiblížení

### 3.3 Přizpůsobení pro model s Archimédovými šterbinovými zářiči

Třetí přiblížení je z hlediska návrhu finálním. Doposud byly nalezeny optimální rozměry prokovů a jejich sousledné vzdálenosti, stejně tak rozměr koaxiálního vedení, jakož i jeho koordináty na substrátu tak, aby bylo dosaženo uspokojivého impedančního přizpůsobení v podobě odpovídajícího modulu činitele odrazu  $S_{11}$ . Nyní je nasnadě implementovat do struktury samotné šterbinové zářiče, a tím docílit vyzařování elektromagnetické energie ze SIW.

K tomu je zapotřebí poslední přepočít některých parametrů původní anténní řady, opět na základě poměru  $R$ . Pro novou anténní řadu je nicméně zvoleno 5 namísto původních 11 šterbinových zářičů. Pro přírůsteky délky poloměru na jednotku úhlu  $A_1$  [mm/rad], resp.  $A_2$  [mm/rad] Archimédovy spirály lze psát:

$$\begin{aligned}
 A_1 &= A_{10} \cdot R = 0,198 \cdot 1,647 = 0,326 \text{ mm} \cdot \text{rad}^{-1}, \\
 A_2 &= A_{20} \cdot R = -0,201 \cdot 1,647 = 0,331 \text{ mm} \cdot \text{rad}^{-1}.
 \end{aligned}
 \tag{3.9}$$

Index 0 se opět odkazuje na původní anténní řadu, tedy tabulku 1.1. Úhly  $\varphi_1$ , resp.  $\varphi_2$  zůstaly stejné, tedy 8,5 rad, resp. 10,8 rad.

Posledními parametry k přepočtu jsou souřadnice umístění šterbinových zářičů. Jak v případě anténní řady pro 28 GHz, tak i pro 17 GHz jsou zářiče rozmístěny podél

osy Y, přičemž lichý zářič je vždy umístěn přesně ve prostřed anténní řady. Protože je anténa symetrická dle osy X, jediným zbylým parametrem k návrhu je jejich sousledná vzdálenost  $P$  [mm]. Ta je získána opět poměrem  $R$ . Protože je však zářičů krom prostředního o polovinu méně, jsou zářiče navíc rozmístěny o dvojnásobek této vzdálenosti neboli:

$$P = 2 \cdot P_0 \cdot R = 2 \cdot 5,5 \cdot 1,647 = 18,1 \text{ mm.} \quad (3.10)$$

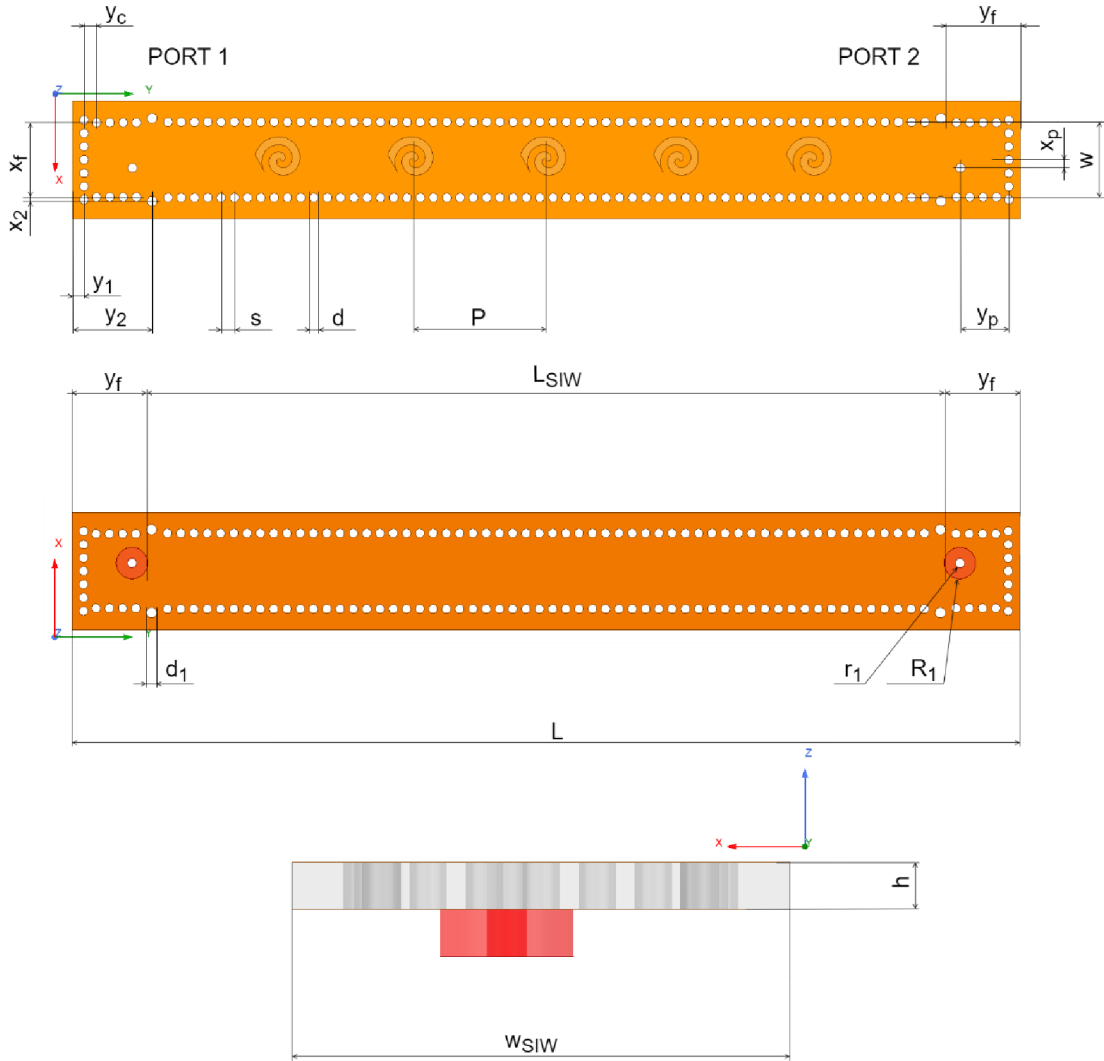
Stejně jako v případě anténní řady ASLWA, i zde jsou zářiče implementovány do horní vodivé plochy. Úplné kótování a průměty antény jsou na obrázku 3.7. Přidáním zářičů došlo z částečnému zhoršení činitele odrazu, resp. ke zvýšení modulu  $S_{11}$ , proto byla za účelem zlepšení přizpůsobení realizována poslední optimalizační analýza.

Ve třetím přiblížení již byly stanoveny požadavky přísnější. Předně střední kmitočet byl dopřesněn na hodnotu 17,2 GHz. Nejvyšší přijatelná hodnota modulu  $S_{11}$  byla stanovena na -30 dB na středním kmitočtu. Požadovaná šířka pásma, ve kterém tento modul poklesne pod -10 dB byla stanovena na alespoň 17,1 – 17,3 GHz.

Výsledky optimalizační analýzy v podobě rozměrů, pro které budou níže uvedené výsledky platné, jsou shrnuty v tabulce 3.1. Většina parametrů, vyjma dílčích výjimek, je z technologických důvodů zaokrouhlena na jedno desetinné místo. Tabulka 3.1 a obrázek 3.7 poskytují úplné informace pro konstrukci anténní řady.

Tabulka 3.1 Rozměry navržené anténní řady

<b>Parametr</b>	<b>Rozměr</b>	<b>Parametr</b>	<b>Rozměr</b>
$w_{sw}$ [mm]	16,0	$y_1$ [mm]	1,60
$w_{eff}$ [mm]	14,2	$y_2$ [mm]	10,8
$w$ [mm]	10,3	$y_f$ [mm]	9,94
$s$ [mm]	1,80	$y_c$ [mm]	1,70
$d$ [mm]	1,20	$y_p$ [mm]	6,60
$d_l$ [mm]	1,40	$x_2$ [mm]	0,36
$L$ [mm]	129,3	$x_f$ [mm]	10,1
$L_{sw}$ [mm]	109,4	$x_p$ [mm]	1,10
$d_l$ [mm]	1,27	$h$ [mm]	1,52
$D_l$ [mm]	4,30	$v$ [mm]	7,15
$A_1$ [mm/rad]	0,326	$\phi_1$ [rad]	8,50
$A_2$ [mm/rad]	0,331	$\phi_2$ [rad]	10,8



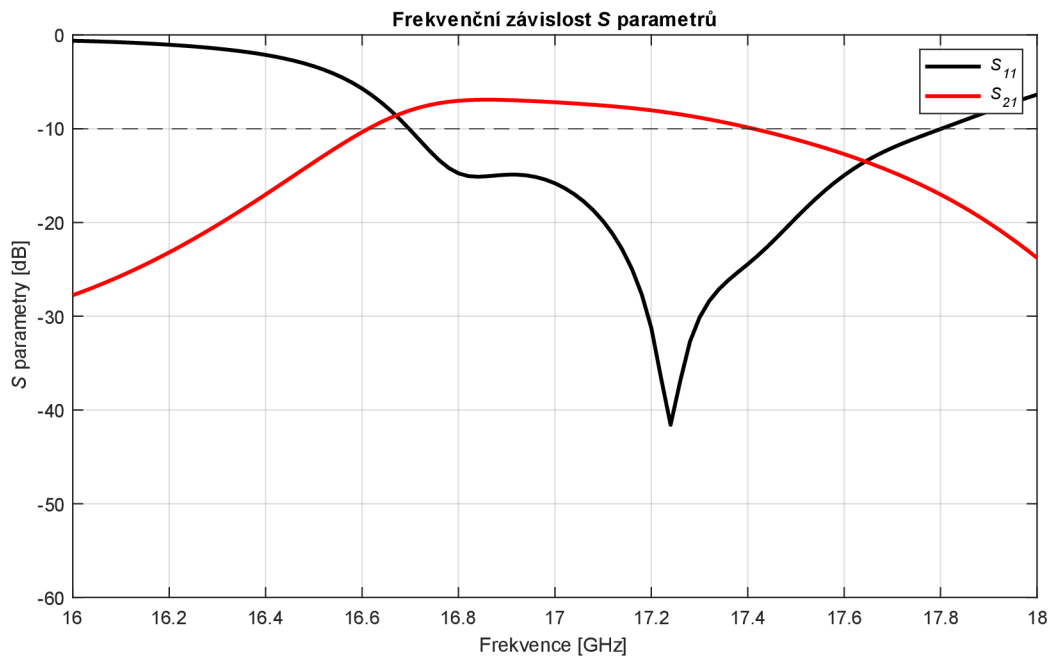
Obrázek 3.7 Navržená šterbinová anténní řada

Pro úplnost je vzorcem (3.11) doložen funkční předpis pro konstrukci Archimédových spirál, jenž byl popsán v první kapitole, přičemž hodnoty parametrů se odkazují na tabulku 3.1.

$$\begin{aligned}
 x_1 &= 0,326 \cdot 10^{-3} \cdot \varphi_1 \cdot \cos(\varphi_1 - \pi), \quad \varphi_1 \in \langle 0; 8,5 \rangle, \\
 y_1 &= 0,326 \cdot 10^{-3} \cdot \varphi_1 \cdot \sin(\varphi_1 - \pi), \quad \varphi_1 \in \langle 0; 8,5 \rangle, \\
 x_2 &= -0,331 \cdot 10^{-3} \cdot \varphi_2 \cdot \cos(\varphi_2 - \pi), \quad \varphi_2 \in \langle 0; 10,8 \rangle, \\
 y_2 &= -0,331 \cdot 10^{-3} \cdot \varphi_2 \cdot \sin(\varphi_2 - \pi), \quad \varphi_2 \in \langle 0; 10,8 \rangle,
 \end{aligned}
 \tag{3.11}$$

### 3.4 Výsledky simulací navržené anténní řady

Pro tyto konečné parametry jsou obdrženy následující výsledky. Předně obrázek 3.8 vykresluje frekvenční charakteristiku parametrů  $S_{11}$ , resp.  $S_{21}$  pro napájení anténní řady levým koaxiálním portem (portem 1) ve smyslu obrázku 3.7. Činitel odrazu levého koaxiálního portu dosahuje minima v oblasti -41,5 dB na kmitočtu 17,24 GHz, čímž je prakticky dosaženo obstojného přizpůsobení pro kmitočet 17,2 GHz. Zároveň v pásmu 17,1-17,3 GHz klesá činitel odrazu pod -20 dB. Celá šířka pásma anténní řady, ve které je činitel odrazu menší než -10 dB je cirká 1100 MHz v rozmezí 16,7-17,8 GHz.

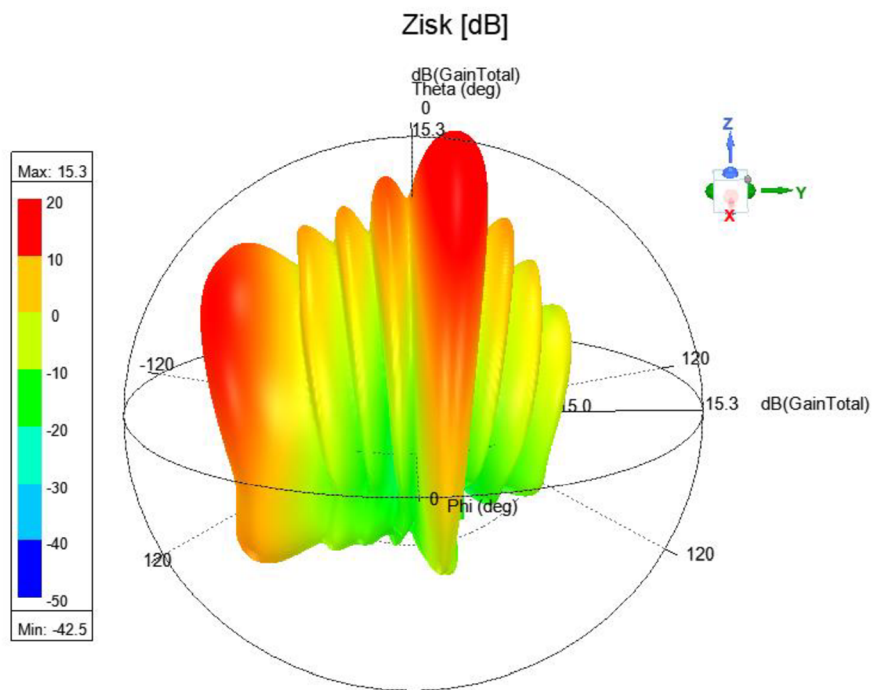


Obrázek 3.8 Frekvenční charakteristika rozptylových parametrů anténní řady napájené portem 1

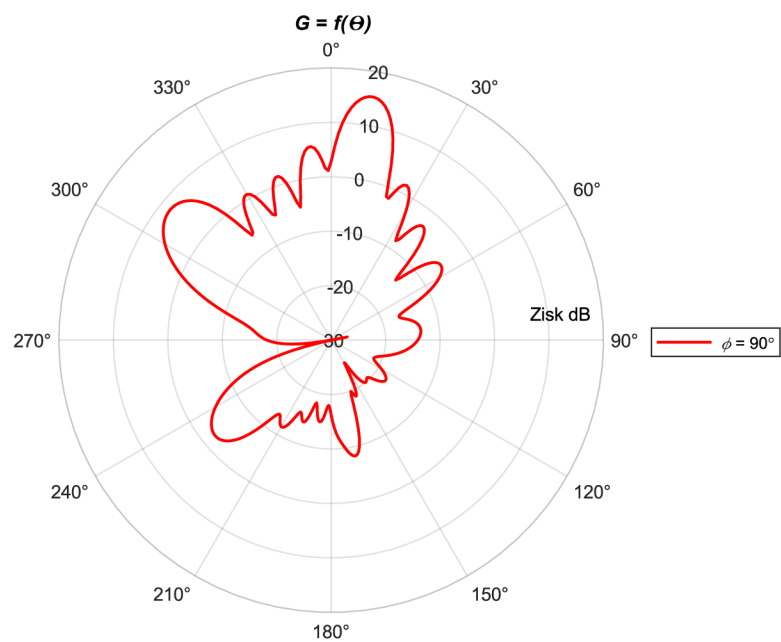
Na obrázku 3.9 je následně k vidění trojrozměrná směrová charakteristika. Pro lepší představu o hodnotách zisku je dále obrázkem 3.10 zobrazen řez směrové charakteristiky v rovině YZ. Pro připomenutí jsou tyto charakteristiky platné pro případ, kdy je substrát napájen koaxiálním portem 1, což je zároveň dominantní směr.

Dále lze z 3.10 odečíst globální maximum směrové charakteristiky. To se nenachází zcela v rovině symetrie, nicméně je v poloze  $\Theta = 10^\circ$ . Zisk v tomto maximu dosahuje hodnoty přes 15 dB. Směrová charakteristika poskytuje ještě druhé maximum, pro který se zisk blíží 10 dB a nachází se v oblasti úhlu  $\Theta = -50^\circ$ , nicméně tento lalok je spíše nežádoucí.

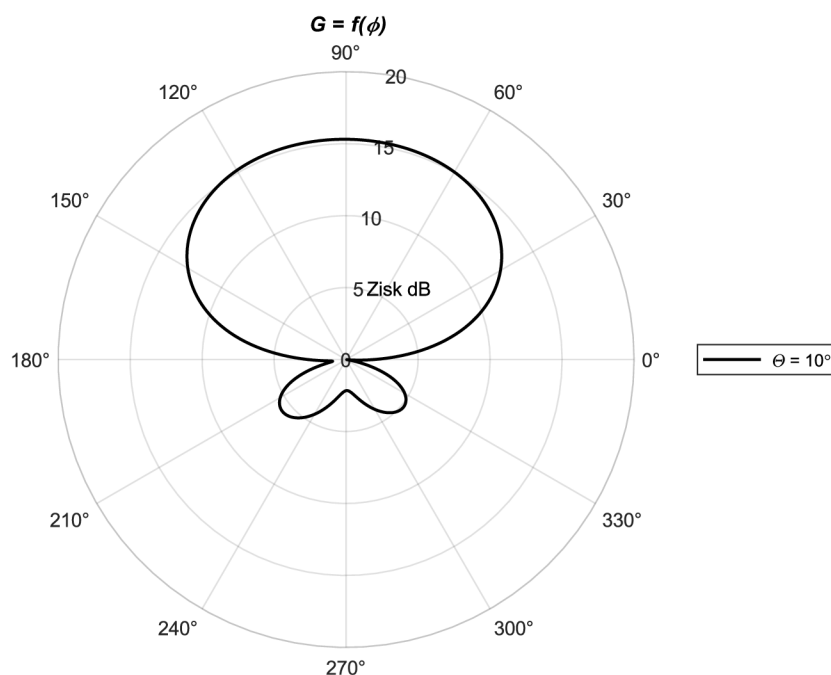




Obrázek 3.9 Trojrozměrná směrová charakteristika anténní řady napájené portem 1



Obrázek 3.10 Směrová charakteristika v rovině YZ anténní řady napájené portem 1

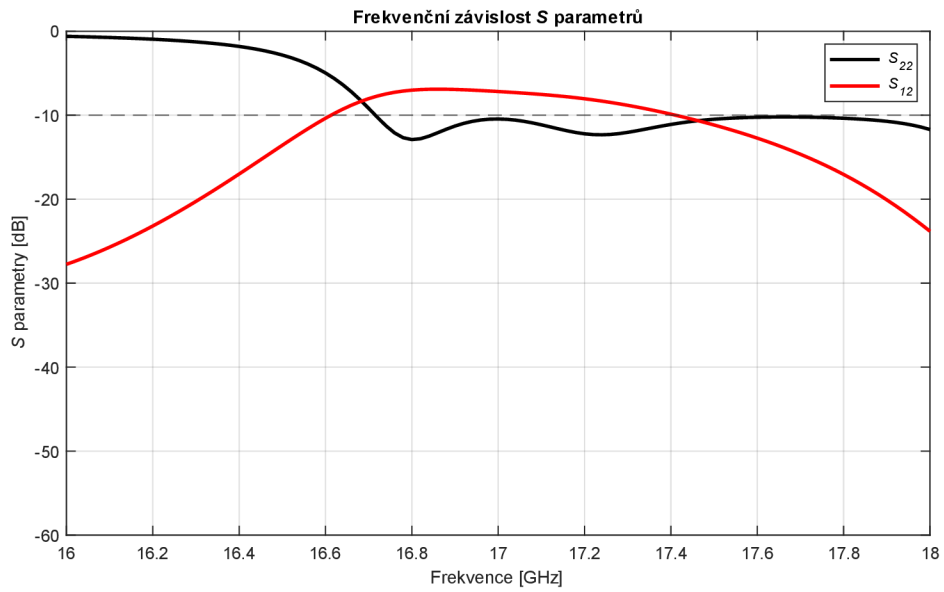


Obrázek 3.11 Směrová charakteristika v rovině XZ s inklinací  $10^\circ$  anténní řady napájené portem 1

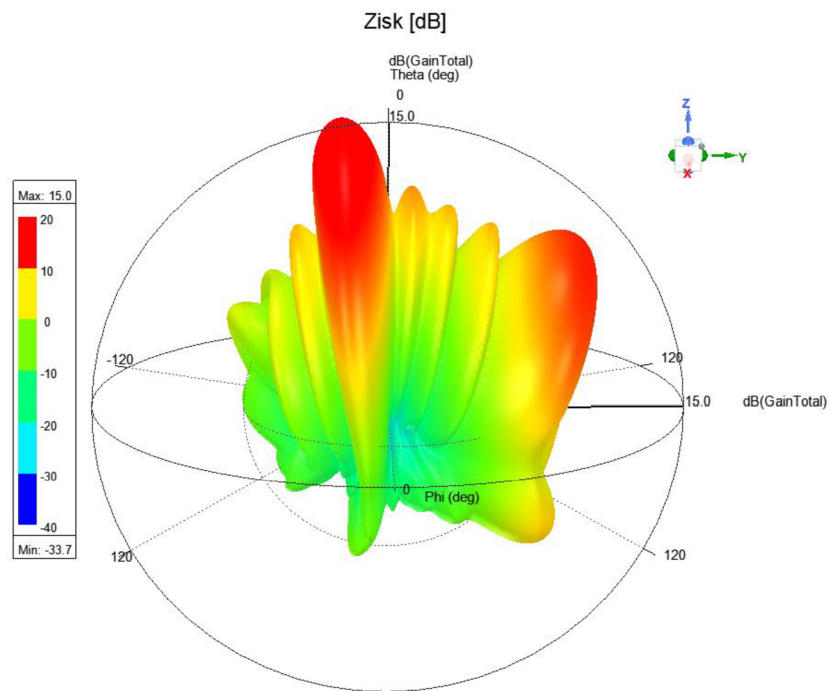
Směrová charakteristika na obrázku 3.11 je získána pomyslným potočením 3.9 o  $90^\circ$  neboli řez v rovině XZ pro úhel  $\theta = 10^\circ$ . Tím jsou blíže poskytnuty informace o zisku pro navrženou anténní řadu v jejím globálním maximu. Třebaže zisk dosahuje maxima 15 dB, z této roviny řezu je patrně, že vyzářená energie je soustředěna do poměrně velké oblasti.

V druhé části jsou uvedeny některé výsledky pro případ, kdy je anténní řada napájena druhým portem 2 neboli zprava z pohledu obrázku 3.7. Frekvenční průběh rozptylových parametrů lze odečíst na obrázku 3.12. Porovnáním s 3.8, kdy je anténa napájena zleva, je zejména hodnota činitele odrazu druhého portu  $S_{22}$  v oblasti vyšších hodnot, tudíž z pravé části je anténa hůře přizpůsobena. Činitel odrazu klesá pod hodnotu -10 dB de facto ve stejné a větší šířce pásma, ovšem na žádném kmitočtu neklesá pod -15 dB.

Obrázek 3.13 pak přináší trojrozměrnou směrovou charakteristiku anténní řady pro případ napájení portem 2. Porovnáním s předchozí charakteristikou z 3.9 lze učinit několik závěrů. Z hlediska vlastního tvaru se jedná o téměř totožnou charakteristiku, pouze obrácenou dle osy Z. Hodnoty zisku ovšem nedosahují takových hodnot, jako pro případ napájení zleva, což lze očekávat vzhledem k horšímu impedančnímu přizpůsobení pro případ pravého portu. Globální maximum se nachází v oblasti okolo úhlu  $\theta = -10^\circ$ , což stvrzuje závěr o významné symetrii charakteristik.



Obrázek 3.12 Frekvenční charakteristika rozptylových parametrů anténní řady napájené portem 2

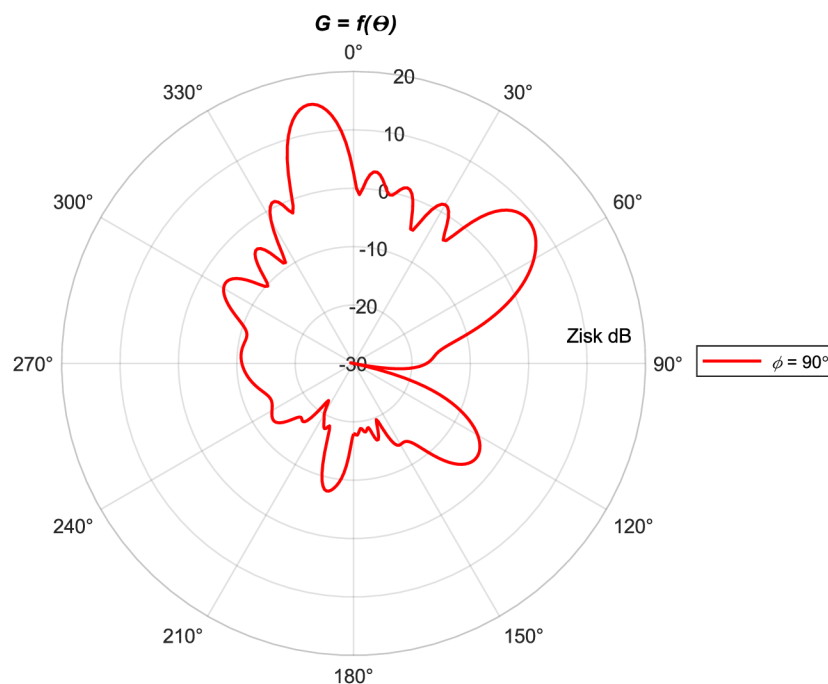


Obrázek 3.13 Trojrozměrná směrová charakteristika anténní řady napájené portem 2

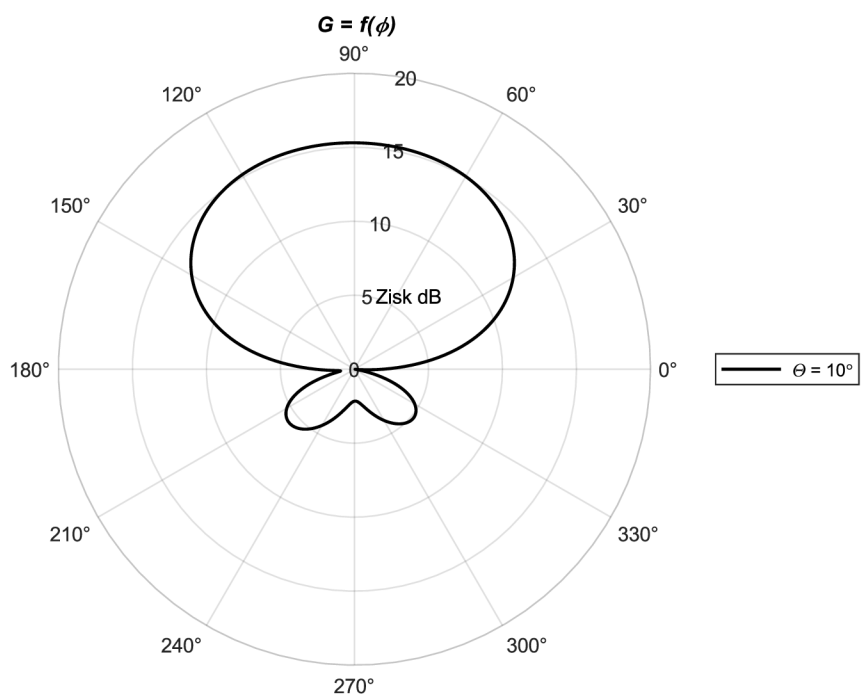
Obrázek 3.14 podává svědectví o směrové charakteristice v rovině YZ pro napájení z pravého koaxiálního portu. Porovnání s obrázkem 3.10 umožňuje vybudování ucelenější představy o významu dvou koaxiálních portů. Na první pohled jsou obě směrové charakteristiky totožné, pouze převrácené dle osy symetrie, což je plně v souladu s předchozím odstavcem a s trojrozměrnými charakteristikami pro napájení zleva i zprava.

Bližším pohledem lze odhalit spíše minoritní rozdíly. Důležitějším poznatkem, který se nabízí porovnáním obou charakteristik, je vychylování paprsku v závislosti na napájení vlnovodu zleva či zprava. Dle simulací je alespoň z pohledu zisku a tvaru směrové charakteristiky dosaženo této schopnosti obvodu, přičemž vyplývá, že asymetrický tvar štěrbin vzhledem k napájecím portům ovlivní spíše impedanční přizpůsobení, nicméně směrové charakteristiky zůstanou jak z hlediska hodnot zisku, tak z pohledu tvaru de facto stejné, pouze „překlopené“ dle osy Z. I přesto je ovšem vychylování dosaženo pouze ve dvou hodnotách maxima charakteristiky a sice  $\Theta = +10^\circ$ , resp.  $\Theta = -10^\circ$ .

Pro úplnost je i zde obrázkem 3.15 vykreslen řez rovinou XZ s úhlem  $\Theta = -10^\circ$ , tedy rovina pro globální maximum trojrozměrné směrové charakteristiky. Porovnáním s 3.11 jsou prakticky nerozeznatelné, a to jak z hlediska tvaru, tak z hlediska úrovně zisku.



Obrázek 3.14 Směrová charakteristika v rovině YZ anténní řady napájené portem 2



Obrázek 3.15 Směrová charakteristika v rovině XZ s inklinací  $-10^\circ$  anténní řady napájené portem 2

## 4. VÝSLEDKY MĚŘENÍ A ZHODNOCENÍ

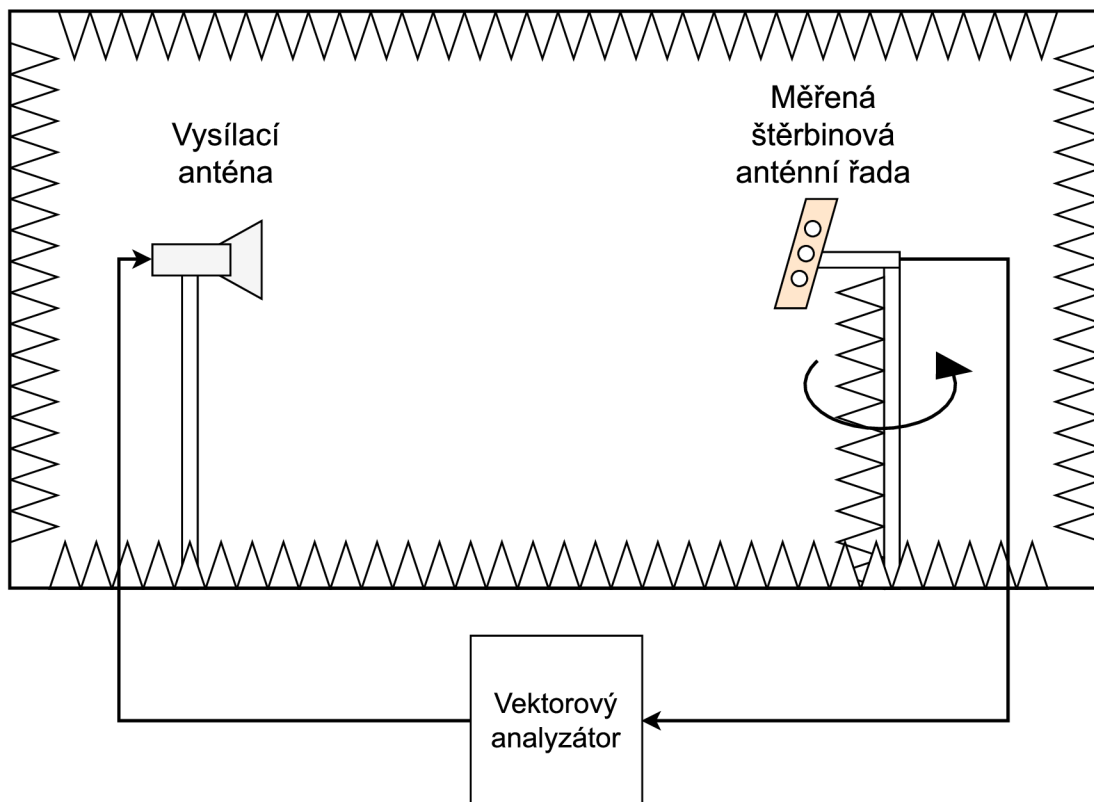
Přechozí částí bylo dosaženo adaptace na cílový střední kmitočet 17,2 GHz, přičemž byly vykresleny základní vlastnosti anténní řady vycházející ze simulačního modelu. Je předmětem následující kapitoly uvést některé parametry výroby, výsledky měření anténní řady a porovnat nabyté charakteristiky s očekávanými, získanými simulacemi.

Při návrhu byla zohledněna skutečnost, že dostupná geometrická přesnost technologie výroby byla 0,1 mm. Anténní řada je impedančně přizpůsobena zejména polohou napájecí koaxiálních sond, jejichž souřadnice jsou zaokrouhleny v souladu s touto přesností. Dielektrický substrát anténní řady je zhotoven z materiálu Rogers CuClad 217, na který je z obou stran nanášeno měděné pokovení. Jak v horní, tak v dolní vodivé ploše antény jsou prokovení s geometrickými parametry dle obrázku 3.7, jakož i samotné šterbinové zářiče. Ze spodní strany jsou do antény zavedeny koaxiální sondy v podobě přímého SMA F konektoru do plošného spoje.

Konektory jsou upraveny pro úplné zavedení skrz anténní řadu, a to odebráním a následným zbrúšením čtyř pomocných uchycovacích vývodů. Dále jsou konektory na anténní řadě upevněny pájením ke spodní vodivé ploše, po obvodu celého konektoru, a k horní vodivé ploše, v místě průchodu středního vodiče SMA. Na levé i pravé straně anténní řady, totiž na portu 1 i na portu 2 jsou konektory upevněny totožným popsáním způsobem. Úplná fotografická dokumentace zhotovené anténní řady je k dispozici v příloze A.

Měření anténní řady probíhalo ve dvou etapách. První část obsahovala měření rozptylových parametrů portů 1 i 2 simultánně, tedy dvouportové měření, za pomoci síťového analyzátoru Agilent E5071C. Měření bylo uskutečněno ve frekvenčním rozsahu od 16 GHz do 18 GHz s krokem 10 MHz.

V druhé části byly změřeny směrové charakteristiky anténní řady v bezodrazové komoře s rozložením pracoviště dle obrázku 4.1. To se sestává z měřicí trychtýřové antény a z měřené šterbinové anténní řady. Ta je upevněna pomocí koaxiálního SMA konektoru k otočnému rameni. Měření je automatizované, přičemž pro získání směrových charakteristik je měřenou přijímací anténou rotováno v plném rozsahu tj. 0-360°. Výsledky měření jsou vyhodnocovány pomocí vektorového obvodového analyzátoru napojeného na měřicí počítač. Měření směrových charakteristik bylo rozděleno do dvou částí, přičemž v každé části byly měřeny směrové charakteristiky pro jeden port. Protilehlý port byl v průběhu měření zatížen zakončovací zátěží s impedancí 50  $\Omega$ . Měření směrových charakteristik pro jednotlivé porty obsahuje měření v rovině souhlasné polarizace a měření v rovině polarizace křížové, tedy co-polarizace a cross-polarizace.

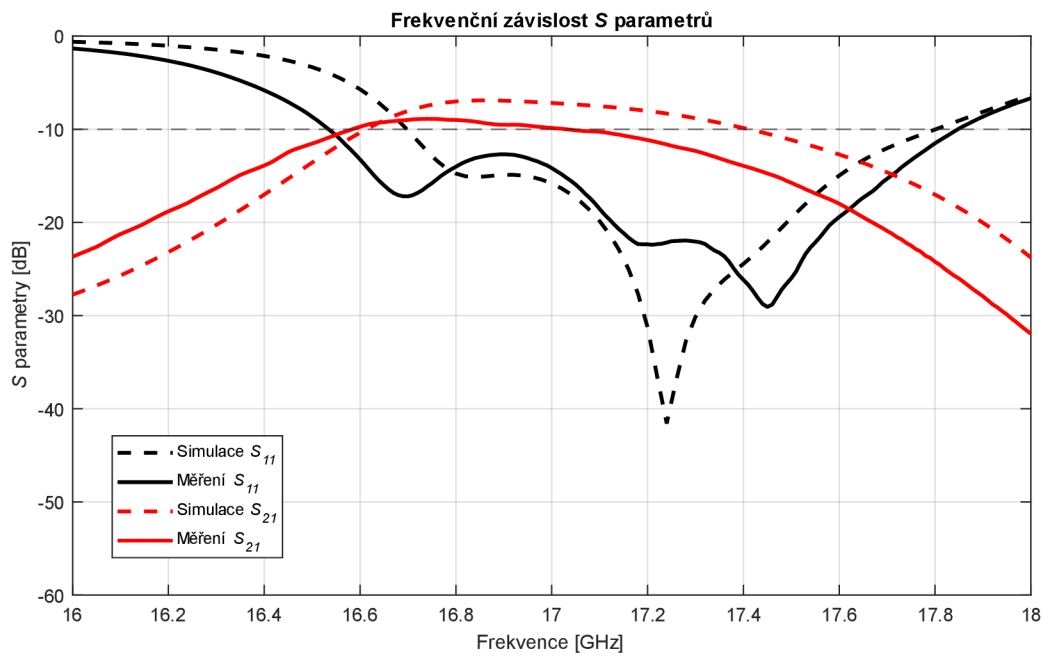


Obrázek 4.1 Měření směrových charakteristik štěrbinové anténní řady

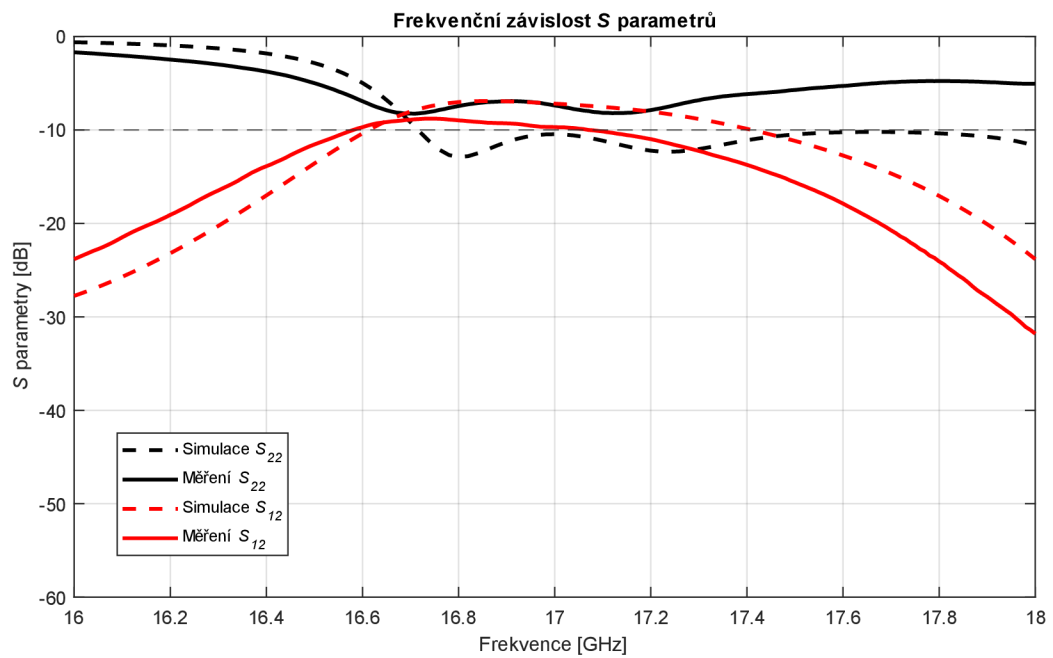
Výsledky měření rozptylových parametrů jsou vykresleny plnými čarami na obrázku 4.2 odpovídající portu 1, resp. na obrázku 4.3 odpovídající portu 2. Pro názornější interpretaci jsou součástí diagramů čárkovanými křivkami v obou obrázcích zobrazeny výsledky dosažené simulacemi z předchozí kapitoly.

Pro oba napájecí porty lze v obecné rovině konstatovat, že tvarem sledují očekávané průběhy. To však s frekvenčním posuvem směrem k nižším kmitočtům. Tento závěr je platný pro všechny čtyři křivky rozptylových parametrů. Frekvenční posuv je ovšem nekonstantní v závislosti na frekvenci, resp. kolísá od de facto nulového posuvu, až po téměř 200 MHz.

Další společnou pozorovatelnou vlastností změřených hodnot oproti očekávaným je posunutí zesílení v přímém, resp. zpětném směru  $S_{21}$ , resp.  $S_{12}$ , fakticky tedy pro oba porty v ose modulu, a to k nižším hodnotám neboli útlum. To lze přičíst ztrátám vlivem konečné vodivosti anténní řady. Při návrhu pro účely simulace byl uplatněn model bez vodivostních ztrát a bez stanovené tloušťky vodivého materiálu, tudíž takovéto vlastnosti reálné anténní řady lze v uvedené míře očekávat.



Obrázek 4.2 Výsledky měření rozptylových parametrů pro port 1



Obrázek 4.3 Výsledky měření rozptylových parametrů pro port 2



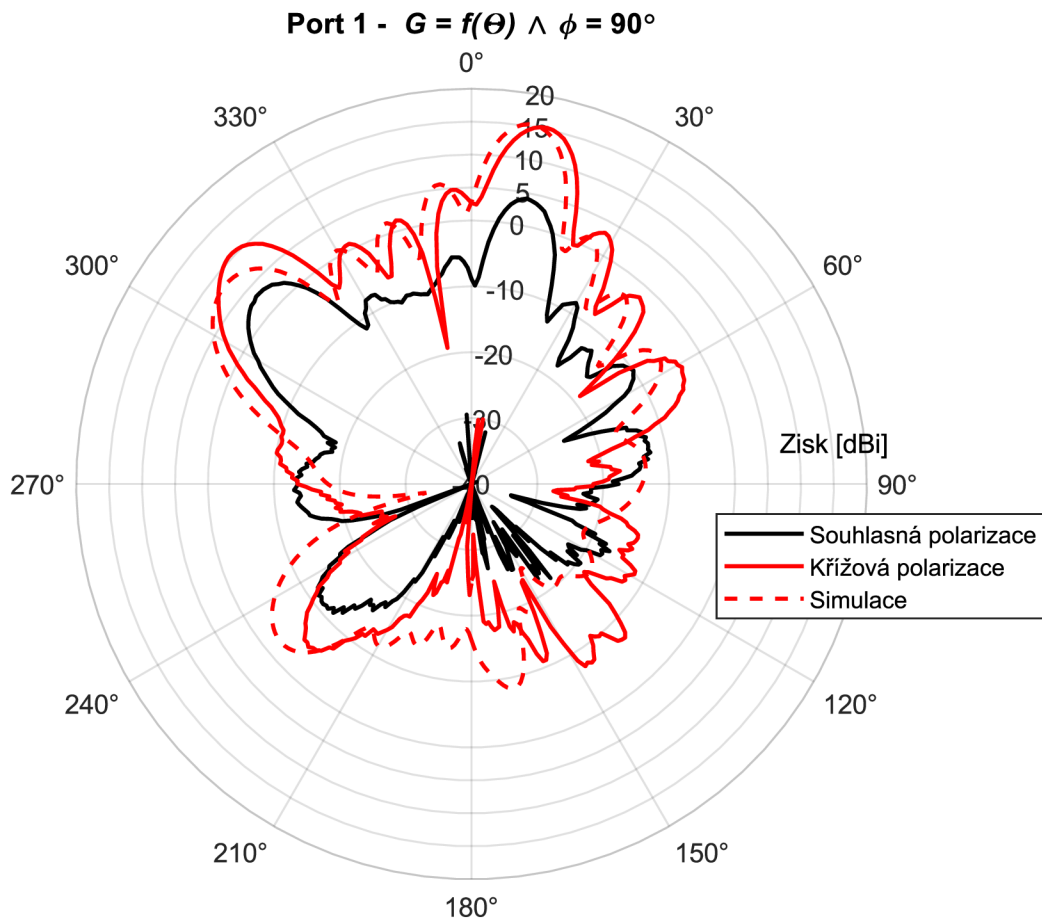
Při bližším ohledání výsledků z obrázku 4.2 je možné pro port 1 pozorovat rozšíření šířky pásma, ve které klesne činitel odrazu pod -10 dB. Z původního rozsahu 16,70-17,80 GHz vzrostly tyto meze na 16,50-17,85 GHz, prakticky tedy na šířku pásma 1,35 GHz. Nadále ovšem nedosahuje frekvenční průběh činitele odrazu jediného, globálního minima, ale jsou porovnatelná minima 3. Globální minimum je pak posunuto z původního kmitočtu 17,25 GHz na kmitočet 17,45 GHz, přičemž je dosaženo hodnoty činitele odrazu -29 dB. Na původním kmitočtu 17,25 GHz náleží hodnota činitele odrazu -22 dB. Křivka zesílení v přímém směru  $S_{21}$  víceméně kopíruje očekávaný tvar, přičemž dochází k útlumu, který byl popsán předchozím odstavcem. I přesto dosahuje činitel odrazu  $S_{11}$  a zesílení v přímém směru  $S_{21}$  solidních hodnot napříč pozorovaným frekvenčním pásmem a lze port 1 považovat za uspokojivý, totiž impedančně přizpůsobený.

Mírně odlišné závěry odpovídají průběhům na obrázku 4.3 neboli rozptylovým parametrům portu 2. Třebaže tvary křivek  $S_{22}$  a  $S_{12}$  poměrně věrně sledují tvary očekávané, z hlediska dosažených hodnot, zvláště pak činitele odrazu  $S_{22}$  dochází pravděpodobně vlivem avizovaného útlumu k porušení nastavené podmínky pro přijatelný výsledek. Činitel odrazu totiž zjevně neklesá napříč kýženým frekvenčním rozsahem pod referenční hodnotu -10 dB, ale pouze se k ní přibližuje.

Napájecí port 2 byl na základě uvedených výsledků odebrán, vyměněn a následně znovu pájením připevněn totožným způsobem k anténní řadě. I přesto výsledky setrvávají v této podobě, pročež lze tedy očekávat, že jsou takto určeny konstrukcí anténní řady. Tomu napovídá skutečnost, že simulovaný průběh činitele odrazu  $S_{22}$  klesl pod referenční hodnotu -10 dB sice v rozsáhlém frekvenčním pásmu, nicméně pouze v malém rozmezí modulu. S odkazem na porovnání zbylých změřených a simulovaných průběhů rozptylových parametrů se lze domnívat, že se útlum vlivem konečné vodivosti významným způsobem podílí na posunutí modulu činitelů odrazu do vyšších hodnot.

Při návrhu anténní řady, resp. při přizpůsobování příslušných portů optimalizační analýzou byly souřadnice v substrátu obou portů nezávislým parametrem a byly pro oba porty spřaženy. Jinými slovy při změně kterékoliv souřadnice umístění portu došlo ke stejné změně u portu druhého. Při přistoupení k nezávislému přizpůsobování, tudíž hledání rozdílných souřadnic pro každý port nebylo možné najít pro danou technologickou přesnost výroby takovou kombinaci souřadnic umístění portů 1 a 2, aby byla pro oba napájecí porty zároveň dosažena větší zásoba modulu činitele odrazu v požadovaném pásmu, tedy prakticky nižších hodnot  $S_{11}$  a  $S_{22}$ . Na vině je pravděpodobně asymetrický charakter Archimédových šterbinových zářičů. Naproti tomu ve věci směrových charakteristik je situace příhodná pro oba porty.

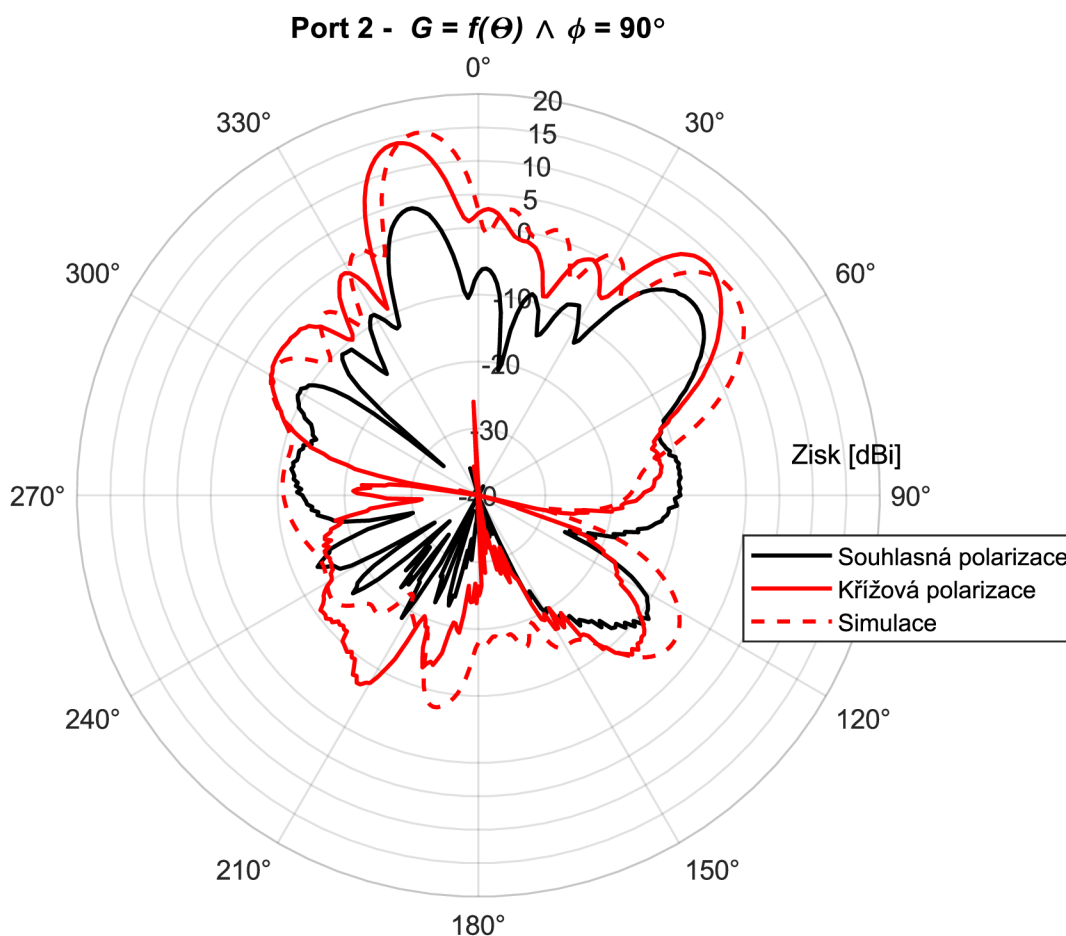
Na obrázku 4.4 lze odečíst směrové charakteristiky pro napájení anténní řady portem 1, přičemž obrázek 4.5 analogicky vykresluje porovnání směrových charakteristik v případě napájení anténní řady portem 2. Jako v přechodném případě, i zde jsou čárkovanou čarou zaneseny výsledky dosažené simulacemi.



Obrázek 4.4 Výsledky měření směrových charakteristik pro port 1 v rovině YZ

Před přistoupením k zhodnocení je vhodné podotknout, že čárkované křivky odpovídají celkovému zisku [dB]. Simulační prostředí ANSYS umožňuje zobrazit přímo tento celkový zisk, kdežto při měření jsou zvlášť odečteny složky vyzařovací charakteristiky souhlasné polarizace a polarizace křížové [dBi]. Protože tyto složky ovšem poskytují informaci nejen o zisku, ale i o polarizaci anténní řady samotné, jsou vyneseny obě složky zvlášť.

Z obrázku 4.4 vyplývá poměrně solidní shoda ve směrových charakteristikách. Hlavní vyzařovací lalok, jehož maximum odpovídá úhlu  $\theta = 12^\circ$  dosahuje v tomto bodě zisku 15 dB. Tato hodnota je v souladu s výsledky simulovanými. Rozdíl vychýlení hlavního laloku oproti simulovanému činí méně než  $2^\circ$ , což je taktéž v mezích přijatelnosti. Druhý lalok s úhlem  $\theta = -46^\circ$  ( $319^\circ$ ) dosahuje hodnoty 10 dB, tedy hodnoty o 2 dB větší než v případě simulace, přičemž je tento lalok posunut o  $7^\circ$  oproti očekávání. V nežádoucích směrech klesá zisk dominantní křížové polarizace pod hodnotu 0 dB. V případě původní anténní řady, totiž druhé kapitoly bylo dosaženo již na první pohled vyšší směrovosti. To lze přisoudit dvojnásobnému počtu štěrbinových zářičů, prakticky prvků, které se podílejí na směrování svazku.



Obrázek 4.5 Výsledky měření směrových charakteristik pro port 2 v rovině YZ

Směrové charakteristiky z obrázku 4.5 podávají informaci o podobě vyzařování pro případ napájení anténní řady z pravého portu 2. Výsledky při zběžném pohledu připomínají charakteristiku pro případ napájení portem 1, ovšem zrcadlenou, což bylo taktéž cílem, vzhledem k průběhům simulovaným. Ve věci zisku dosahuje zejména dominantní složka cross-polarizace v maximum hlavního laloku odpovídající úhlu  $\theta = -14^\circ$  hodnoty 15 dB, což je opět v souladu s hodnotami simulovanými. Jako v předchozím případě i zde je maximum laloku posunuto o určitý úhel, v tomto případě  $4^\circ$ . Druhý lalok, jehož maximum se nachází při úhlu  $\theta = 45^\circ$ , dosahuje hodnoty 8,7 dB, oproti očekávané hodnotě 10 dB. V případě napájení anténní řady portem 2 byl nicméně vzhledem k závěrům z předchozího odstavce očekáván výskyt některých nepřesností. I přesto ovšem dosahuje směrová charakteristika očekávaného průběhu, a to i v hodnotách zisku.

Třebaže z hlediska impedančního přizpůsobení portů anténní řady vytváří Archimédovy zářiče asymetrii, z hlediska směrové charakteristiky takové tvrzení neplatí, přičemž je dokonce dosaženo solidních výsledků.

## ZÁVĚR

První instancí závěrečné práce bylo ověření deklarovaných vlastností anténní řady z Archimédových šterbinových spirál, které byly uvedeny v [1]. Střední kmitočet pro tuto anténní řadu činí 28 GHz s šířkou pracovního pásma téměř 10 GHz. Hlavním parametrem jsou pro tyto účely Archimédovy zářiče, pomocí kterých má být dosaženo vysoké účinnosti vyzařování, jakož i obstojných vlastností vychylování hlavního laloku směrové charakteristiky, v závislosti na rozložení zářičů a na portu, ze kterého je substrát napájen.

Uvedené vlastnosti byly ověřovány pomocí prostředí ANSYS HFSS, přičemž bylo dosaženo diskutabilní shody. Uvedené parametry jsou platné pouze pro zjednodušený model anténní řady, jenž neobsahuje napájení koaxiálním konektorem. V případě napájení koaxiálními konektory dle publikovaných geometrických vlastností anténní řady nebyly výsledky úspěšně replikovány. Na vině může být nejednoznačnost kótování, díky které nelze anténní řadu z [1] replikovat zcela věrohodně, neboť je celý substrát velmi citlivý na přesnost rozměrů jednotlivých prvků antény.

Cílem části druhé byla geometrická adaptace na střední kmitočet 17,2 GHz s důrazem na ověření vlastností anténní řady s Archimédovými šterbinovými zářiči, jejichž počet byl redukován na 6. Hlavním problémem bylo dosažení impedančního přizpůsobení pro oba napájecí koaxiální porty zároveň vzhledem k uvedené náchylnosti anténní řady na přesné rozměry. Toho bylo dosaženo ve frekvenčním pásmu 16,7 GHz až 17,8 GHz s maximem zisku v hlavního laloku na středním kmitočtu 17,2 GHz odpovídající hodnotě 15 dB.

Proces návrhu byl následován fyzickou realizací anténní řady s praktickým ověřením dosažených parametrů. Nejprve byly ověřeny rozptylové parametry. Měřením bylo dosaženo obstojné shody, nicméně pravděpodobně vlivem ztrát napříč anténní řadou došlo k posunu modulů jednotlivých rozptylových parametrů k mírně odlišným hodnotám. To není podstatným problémem pro případ napájení anténní řady portem 1, pro který klesá činitel odrazu k minimu -29 dB, ovšem pro případ portu 2 byla porušena podmínka impedančního přizpůsobení neboli nedosažení poklesu činitele odrazu pod -10 dB, neboť již ze simulací vyplývalo, že zejména zásoba modulu  $S_{22}$  pro port 2 je pro případ eventuálních ztrát malá. Vzhledem k asymetrickému tvaru Archimédových spirál ovšem bylo obtížné dosáhnout simultánního splnění podmínky impedančního přizpůsobení pro port 1 i port 2 tak, aby činitel odrazu obou portů klesl v pracovním frekvenčním pásmu hluboko pod -10 dB.

Celkově je u vyhotovené anténní řady rozšířeno pracovní kmitočtové pásmo na hodnoty od 16,50 GHz do 17,85 GHz. Dále změřené rozptylové parametry anténní řady vykazují jistý frekvenční posuv, který ovšem není konstantní napříč pásmem, a pro jeho interpretaci je tak vhodnější grafická podoba. Potenciální příčinou mohou být nepřesnosti výroby, jakož i nepřesná realizace spojení konektorů pájením.

Naproti tomu výsledky v podobě směrových charakteristik dosahují solidní shody pro napájení anténní řady oběma porty. Je dosaženo očekávaných směrových charakteristik na středním kmitočtu 17,2 GHz. Dominantní rovinou antény je křížová polarizace, která je zároveň charakterizována níže. Pokud je anténní řada napájena portem 1, obsahuje směrová charakteristika dva hlavní laloky s maximy při úhlech  $\Theta = 12^\circ$ , resp.  $\Theta = -46^\circ$  a s hodnotami zisku 15 dBi, resp. 10 dBi. Pokud je zvoleno napájení koaxiálním portem 2, vykazuje anténní řada směrovou charakteristiku de facto odpovídající zrcadlení, jinými slovy se maxima hlavních laloků nacházejí při úhlech  $\Theta = -14^\circ$ , resp.  $\Theta = 45^\circ$  s hodnotami zisku 15 dBi, resp. 9 dBi. Rovina souhlasné polarizace vykazuje ve směrovém diagramu velice podobný tvar jako polarizace křížová, nicméně se pohybuje v řádech nižších jednotek dBi. Celkově ovšem dosahují směrové charakteristiky posunu v úhlu  $\Theta$ , a to rámcově v hodnotě méně než  $10^\circ$  pro oba případy napájení.

V obecné rovině se simulované výsledky anténní řady shodují se změřenými. Směrové charakteristiky plní očekávání, a to jak ve směru, tak v zisku, ovšem port 2 nedosahuje stanovené hodnoty pro impedanční přizpůsobení. Při návrhu nebyly uvažovány ztráty vlivem konečné vodivosti povrchu anténní řady, což se pravděpodobně projevilo na průběhu rozptylových parametrů, které sic sledují očekávaný průběh, jsou ve svých hodnotách mírně posunuty. Bylo by vhodné při návrhu koaxiálních portů ustanovit nižší mez činitele odrazu pro všechny porty, anebo v simulacích zahrnout uvedené ztráty.

Celkově lze učinit závěr, že Archimédovy spirály dosahují dobrých vlastností v roli šterbinového zářiče, přičemž pokud by anténní řada obsahovala vyšší počet zářičů, které by navíc byly vhodně vzájemně pootočený, mohlo by být dosahováno zajímavých směrových vlastností vyzařování. Jistým problémem při realizaci je zmíněné impedanční přizpůsobení všech portů zároveň.

# Literatura

- [1] LI, Xiaowen, Junhong WANG, Zheng LI, Yujian LI, Yunjie GENG, Meie CHEN a Zhan ZHANG. Archimedean Spiral Slotted Leaky-Wave Antenna. *IEEE transactions on antennas and propagation* [online]. New York: IEEE, 2022, 70(5), 3208-3222 [cit. 2023-05-24]. ISSN 0018-926X.  
Dostupné z: doi:10.1109/TAP.2021.3139945
- [2] BOZZI, M., A. GEORGIADIS a K. WU. Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas. *IET microwaves, antennas & propagation* [online]. HERTFORD: Inst Engineering Technology-Iet, 2011, 5(8), 909-920 [cit. 2023-05-24]. ISSN 1751-8725.  
Dostupné z: doi:10.1049/iet-map.2010.0463
- [3] GHANVAT, V. D., S. S. KAKATKAR a J. K. PRAJAPATI. Design of Substrate Integrated Waveguide (SIW) Slotted Array Antenna Using Genetic Algorithm. In: *Proceedings of International Conference on Wireless Communication* [online]. 92. Mumbai: RF and Microwave System (RFMS) Division, 2020, 2020, s. 175-183 [cit. 2023-05-01]. ISBN 978-981-16-6600-1.  
Dostupné z: doi:10.1007/978-981-15-1002-1\_19
- [4] LÁČÍK, Jaroslav. Vlnovod integrovaný do substrátu, obvody na bázi vlnovodu integrovaného do substrátu: Přednášky.
- [5] SINGH, U. C. a R. MISHRA. Design of Substrate Integrated Waveguide (SIW) Slot Antenna for Millimeter-wave 5G Application. *2021 International Conference on Industrial Electronics Research and Applications (ICIERA)* [online]. New Delhi, 2021, 1-4 [cit. 2023-05-01].  
Dostupné z: doi:10.1109/ICIERA53202.2021.9726760
- [6] BOZZI, M. Substrate integrated waveguide (SIW): An emerging technology for wireless systems. In: *2012 Asia Pacific Microwave Conference Proceedings* [online]. IEEE, 2012, s. 788-790 [cit. 2023-05-24]. ISBN 1457713306. ISSN 2165-4727. Dostupné z: doi:10.1109/APMC.2012.6421736
- [7] P. Debnath and S. Chatterjee, "Substrate integrated waveguide antennas and arrays," *2017 1st International Conference on Electronics, Materials Engineering and Nano-Technology (IEMENTech)* [online]. 2017, pp. 1-6 [cit. 2022-12-30]  
Dostupné z doi: 10.1109/IEMENTECH.2017.8076933.
- [8] PROCHÁZKA, Miroslav. *Antény: Encyklopedická příručka*. 3. rozšířené vydání. Praha: BEN-technická literatura, 2005. ISBN 80-7300-166-7.

- [9] BALANIS, Constantine A. *Antenna theory*. 4th ed. Hoboken: Wiley, 2016. ISBN 9781118642061. Dostupné z: <https://ebookcentral.proquest.com/lib/vutbrno/reader.action?docID=4205879#>
- [10] NOVÁČEK, Zdeněk. *Elektromagnetické vlny, antény a vedení: Přednášky*. Vyd. 1. Brno: VUT v Brně, 2006. 133 s. ISBN 80-214-3301-9.
- [11] MIKULÁŠEK, Tomáš. *Mikropáskové fličkové antény napájené vlnovodem integrovaným do substrátu*. Vysoké učení technické v Brně. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2013. Dostupné z: <https://dspace.vutbr.cz/handle/11012/25068>
- [12] VEYSI, M. a M. KAMYAB. Bandwidth Enhancement of Low-Profile PEC-Backed Equiangular Spiral Antennas Incorporating Metallic Posts. *IEEE transactions on antennas and propagation* [online]. PISCATAWAY: IEEE, 2011, 59(11), 4315-4318 [cit. 2023-05-24]. ISSN 0018-926X. Dostupné z: doi:10.1109/TAP.2011.2164194
- [13] LI, Wei-yu, Wei CHUNG a Jui-hung CHOU. Highly-Integrated Wideband 28 GHz and 39 GHz Array Antennas for 5G Mobile Phone Applications. In: *2020 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting* [online]. IEEE, 2020, s. 1581-1582 [cit. 2023-05-24]. Dostupné z: doi:10.1109/IEEECONF35879.2020.9330360
- [14] LI, Xiaowen, Junhong WANG, Zheng LI, Yujian LI, Meie CHEN a Zhan ZHANG. Dual-Beam Leaky-Wave Antenna Array With Capability of Fixed-Frequency Beam Switching. *IEEE access* [online]. Piscataway: IEEE, 2020, 8, 28155-28163 [cit. 2023-05-24]. ISSN 2169-3536. Dostupné z: doi:10.1109/ACCESS.2020.2971262
- [15] MORINI, A., M. FARINA, C. CELLINI, T. ROZZI a G. VENANZONI. Design of Low-Cost non-radiative SMA-SIW Launchers. In: *2006 European Microwave Conference* [online]. IEEE, 2006, s. 526-529 [cit. 2023-05-24]. ISBN 2960055160. Dostupné z: doi:10.1109/EUMC.2006.281426
- [16] MUKHERJEE, Soumava, Prasun CHONGDER, Kumar Vaibhav SRIVASTAVA a Animesh BISWAS. Design of a broadband coaxial to substrate integrated waveguide (SIW) transition. In: *2013 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings (APMC)* [online]. IEEE, 2013, s. 896-898 [cit. 2023-05-03]. ISSN 2165-4727. Dostupné z: doi:10.1109/APMC.2013.6694966

# SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

Zkratky:

SIW	Substrate-integrated waveguide
LWA	Leaky-wave antenna
ASLWA	Archimedean spiral slotted leaky-wave antenna
DLTSS	Double-layer structure of two stacked SIWs

Symboly:

$w_{eff}$	ekvivalentní šířka vlnovodu	(mm)
$w$	šířka vlnovodu	(mm)
$d$	průměr prokovů	(mm)
$s$	vzdálenost mezi dvěma sousedními prokovy	(mm)
$\lambda_1$	vlnová délka vlny v substrátu	(m)
$h$	tloušťka substrátu	(mm)
$x_i$	souřadnice x spirály	(mm)
$y_i$	souřadnice y spirály	(mm)
$A_i$	přírůstek délky poloměru	(mm/rad)
$\phi_i$	úhel rotace	(rad)
$t$	počáteční fáze	(rad)
$a_2$	příčná vzdálenost mezi prokovy	(mm)
$\epsilon_r$	relativní permitivita	(-)
$\delta$	ztrátový činitel	(-)
$P$	vzdálenost mezi dvěma spirálami	(mm)
$f_1$	kmitočet původní anténní řady	(GHz)
$f_2$	kmitočet adaptované anténní řady	(GHz)
$\lambda_2$	vlnová délka vlny v adaptovaném substrátu	(m)
$\epsilon_{r1}$	relativní permitivita původního substrátu	(-)
$\epsilon_{r2}$	relativní permitivita adaptovaného substrátu	(-)
$L_{SIW}$	délka anténní řady	(mm)
$w_{SIW}$	Celková šířka anténní řady	(mm)
$L$	Celková délka anténní řady	(mm)
$R$	přepočtení poměr	(mm)
$D_1$	vnější průměr koaxiálního vedení	(mm)
$d_1$	vnitřní průměr koaxiálního vedení	(mm)
$Z_0$	charakteristická impedance koaxiálního vedení	( $\Omega$ )
$y_f$	délka koaxiálního portu	(mm)
$x_p$	souřadnice x koaxiální sondy	(mm)
$y_p$	souřadnice y koaxiální sondy	(mm)
$x_f$	šířka koaxiálního portu	



## Příloha A - Štěrbínová anténní řada

