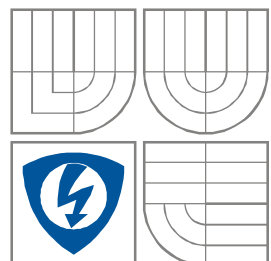


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A
KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

VICEVRSTVÁ YAGIHO ANTÉNA PRO PÁSMO 60 GHZ

STACKED YAGI ANTENNA FOR 60 GHZ FREQUENCY BAND

DIPLOMOVÁ PRÁCE
DIPLOMA THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. MARTIN JANEČKA

VEDOUcí PRÁCE
SUPERVISOR

prof. Dr. Ing. ZBYNĚK RAIDA



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Bc. Martin Janečka
Ročník: 2

ID: 120782
Akademický rok: 2012/2013

NÁZEV TÉMATU:

Vícevrstvá Yagiho anténa pro pásmo 60 GHz

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s konceptem vícevrstvé Yagiho antény pro pásmo 60 GHz. Funkčnost antény ověřte simulací ve vhodně zvoleném programu.

Anténu přepočítejte ze substrátu Duroid 5880 na vhodně zvolený substrát, který je k dispozici v laboratoři. Zamyslete se nad vhodným napájením, které by umožnilo seskupit více Yagiho antén do anténního pole. Anténní pole optimalizujte z hlediska impedančního přizpůsobení na kmitočku 60 GHz.

Optimalizovanou anténu vyrobte a experimentálně ověřte její vlastnosti.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] BALANIS, C. A. Antenna Theory: Analysis and Design, 3rd Edition. New York: J. Wiley and Sons, 2005.

[2] KRAMER, O., DJERAFI, T., WU, K. Very small footprint 60 GHz stacked Yagi antenna array. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2011, vol. 59, no. 9, p. 3204-3210.

Termín zadání: 11.2.2013

Termín odevzdání: 24.5.2013

Vedoucí práce: prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida

Konzultanti diplomové práce:

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

ABSTRAKT

Tato diplomová práce se zabývá návrhem a simulací vícevrstvé Yagiho antény na frekvenci 60 GHz. V práci jsou navrženy a porovnány dva způsoby napájení antény. Na základě získaných výsledků je přistoupeno k napájení pomocí vlnovodu integrovaného do substrátu. Navržená anténa byla optimalizována z hlediska impedančního přizpůsobení a zisku na zadaném kmitočtu. Správná funkčnost antény byla ověřena simulací v programu CST MWS 2011. Výsledky výpočtů byly experimentálně ověřeny.

KLÍČOVÁ SLOVA

Vícevrstvá planární Yagiho anténa, flíčková anténa, mikropáskové napájení, obdélníkový vlnovod, zemněný koplanární vlnovod, vlnovod integrovaný do substrátu.

ABSTRACT

This diploma thesis deals with the design and simulation of multi-layer stacked Yagi antenna at the frequency of 60 GHz. At work are proposed and compared two ways of antenna feeding methods. Based on the results obtained, antenna is fed by substrate integrated waveguide. The proposed antenna has been optimized in terms of gain and impedance matching at the specified frequency. The correct functionality of the antenna was verified by simulation program CST MWS 2011. Simulation results were verified experimentally.

KEYWORDS

Multi-layer stacked planar Yagi antenna, patch antenna, microstrip line, rectangular waveguide, grounded coplanar waveguide, substrate integrated waveguide.

JANEČKA, M. *Vícevrstvá Yagiho anténa pro pásmo 60 GHz*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2012. 68 s. Vedoucí diplomové práce prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Vícevrstvá Yagiho anténa pro pásmo 60 GHz jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové 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 diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této 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 § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 24. května 2013

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce Prof. Dr. Ing. Zbyňku Raidovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne 24. května 2013

.....
podpis autora

Výzkum realizovaný v rámci této diplomové práce byl finančně podpořen projektem CZ.1.07/2.3.00/20.0007 **Wireless Communication Teams** operačního programu **Vzdělávání pro konkurenceschopnost**.



INVESTICE DO ROZVOJE VZDĚLÁVÁNÍ

Finanční podpora byla poskytnuta Evropským sociálním fondem a státním rozpočtem České republiky.

Za odbornou pomoc a možnost měření bych chtěl také poděkovat projektu SIX - Centra senzorických, informačních a komunikačních systémů.



Obsah

SEZNAM OBRÁZKŮ	VIII
SEZNAM TABULEK	XI
ÚVOD	11
1 VÍCEVRSTVÁ PLANÁRNÍ YAGIHO ANTÉNA	12
2 ANALÝZA VÍCEVRSTVÉ PLANÁRNÍ YAGIHO ANTÉNY	15
3 NÁVRH A REALIZACE VÍCEVRSTVÉ YAGIHO ANTÉNY	19
3.1 VÍCEVRSTVÁ YAGIHO ANTÉNA S MIKROPÁSKOVÝM NAPÁJENÍM	19
3.2 VÍCEVRSTVÁ YAGIHO ANTÉNA NAPÁJENÁ SIW S PŘECHODEM NA ZEMNĚNÝ KOPLANÁRNÍ VLNOVOD	21
3.2.1 <i>Návrh a simulace obdélníkového vlnovodu</i>	22
3.2.2 <i>Přechod koplanární - obdélníkový vlnovod</i>	23
3.2.3 <i>Návrh a simulace Yagiho antény napájené vlnovodem</i>	27
3.2.4 <i>Konverze antény na strukturu SIW</i>	32
3.2.5 <i>Simulace konektoru 1,85 mm</i>	36
3.2.6 <i>Simulace antény napájené SIW vlnovodem s konektorem</i>	38
3.3 VÍCEVRSTVÁ YAGIHO ANTÉNA NAPÁJENA SIW VLNOVODEM S PŘECHODEM NA MIKROPÁSKOVÉ VEDENÍ	42
3.3.1 <i>Návrh a simulace obdélníkového vlnovodu</i>	42
3.3.2 <i>Přechod mikropásek – obdélníkový vlnovod</i>	42
3.3.3 <i>Návrh a simulace Yagiho antény napájené vlnovodem</i>	44
3.3.4 <i>Konverze antény na strukturu SIW</i>	49
3.3.5 <i>Simulace antény napájené SIW vlnovodem s konektorem</i>	52
4 VÝROBA A MĚŘENÍ VÍCEVRSTVÉ YAGIHO ANTÉNY	56
4.1.1 <i>Výroba vícevrstvé Yagiho antény</i>	56
4.1.2 <i>Porovnání výsledků simulací s naměřenými hodnotami antény</i>	58
5 ZÁVĚR	61
LITERATURA	62
SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK	63
SEZNAM PŘÍLOH	64

Seznam obrázků

Obr. 1: Perspektivní pohled na flíčkovou Yagiho anténu (převzato z [1])	12
Obr. 2: Planární Yagiho anténa: a) pohled z boku, b) pohled ze strany napájení.....	12
Obr. 3: Závislost činitele odrazu na frekvenci Yagiho antény (převzato z [1]).....	13
Obr. 4: Směrové charakteristiky antény: (a) H-rovina, (b) E-rovina (převzato z [1]) .	14
Obr. 5: Vícevrstvá planární Yagiho anténa simulovaná v programu CST 2011.....	15
Obr. 6: Závislost činitele odrazu na frekvenci	15
Obr. 7: Reálná část impedance na portu	16
Obr. 8: Imaginární část impedance na portu.....	16
Obr. 9: Směrová vyzařovací charakteristika antény ve 3D prostoru pro $f= 60,89$ GHz	17
Obr. 10: Směrové charakteristiky: H-rovina (nalevo) a E-rovina (napravo).....	17
Obr. 11: Závislost činitele odrazu na frekvenci	20
Obr. 12: E- rovina směrové vyzařovací charakteristiky antén	20
Obr. 13: H- rovina směrové vyzařovací charakteristiky antén.....	21
Obr. 14: Obdélníkový vlnovod v substrátu CuClad 217	23
Obr. 15: S-parametry obdélníkového vlnovodu	23
Obr. 16: Přejchod koplanární - obdélníkový vlnovod	24
Obr. 17: Zemněný koplanární vlnovod (GCPW)	25
Obr. 18: Simulace přechodu koplanár-vlnovod a zpět v programu CST MWS 2011	27
Obr. 19: S-parametry přechodu koplanární- obdélníkový vlnovod a zpět	27
Obr. 20: Napájení antény pomocí obdélníkového vlnovodu	28
Obr. 21: Část antény napájené vlnovodem.....	28
Obr. 22: Yagiho anténa buzená vlnovodem: bez pokovení (nalevo) a s pokovením (napravo)	29
Obr. 23: Závislost činitele odrazu na frekvenci	29
Obr. 24: E- rovina směrové vyzařovací charakteristiky antén.....	30
Obr. 25: H- rovina směrové vyzařovací charakteristiky antén.....	30
Obr. 26: Rozměry SIW vlnovodu	32
Obr. 27: Yagiho, anténa buzená SIW s pokovením kolem flíčků	33
Obr. 28: Závislost činitele odrazu na frekvenci Yagiho antény napájené SIW vlnovodem	34
Obr. 29: E- rovina směrové vyzařovací charakteristiky antén.....	34

Obr. 30: H- rovina směrové vyzařovací charakteristiky antén.....	35
Obr. 31: End launch 1,85 mm konektor (převzato z [12])	36
Obr. 32: S-parametry konektoru 1,85 mm (převzato z [12]).....	36
Obr. 33: Model konektoru 1,85 mm v simulačním programu CST MWS 2011	37
Obr. 34: S- parametry konektoru 1,85 mm simulovaného v CST MWS 2011.....	37
Obr. 35: Poměr stojatých vln konektoru 1,85 mm simulovaného v CST MWS 2011	38
Obr. 36: Yagiho anténa s konektorem 1,85 mm simulovaná v programu CST MWS 2011.....	38
Obr. 37: Závislost činitele odrazu na frekvenci	39
Obr. 38: E- rovina směrové vyzařovací charakteristiky antén.....	40
Obr. 39: H- rovina směrové vyzařovací charakteristiky antén.....	40
Obr. 40: Vstupní impedance Yagiho antény napájené SIW vlnovodem s konektorem	41
Obr. 41: Přechod z mikropáskového vedení na obdelníkový vlnovod	42
Obr. 42: Simulace přechodu mikropáskové vedení-vlnovod v programu CST MWS 2011.....	44
Obr. 43: S-parametry přechodu mikropáskové vedení- obdelníkový vlnovod a zpět	44
Obr. 44: Napájení antény mikropáskovým vedením přecházející v obdelníkový vlnovod	45
Obr. 45: Yagiho anténa buzená vlnovodem: bez pokovení (nalevo) a s pokovením (napravo)	46
Obr. 46: Závislost činitele odrazu na frekvenci	46
Obr. 47: E- rovina směrové vyzařovací charakteristiky antén.....	47
Obr. 48: H- rovina směrové vyzařovací charakteristiky antén.....	47
Obr. 49: Rozměry SIW vlnovodu s přechodem na mikropáskové vedení.....	49
Obr. 50: Yagiho anténa buzená SIW vlnovode s pokovením kolem flíčků.....	50
Obr. 51: Závislost činitele odrazu na frekvenci Yagiho antény napájené SIW vlnovodem	50
Obr. 52: E- rovina směrové vyzařovací charakteristiky antén.....	51
Obr. 53: H- rovina směrové vyzařovací charakteristiky antén.....	51
Obr. 54: Yagiho anténa s konektorem 1,85 mm simulovaná v programu CST MWS 2011.....	52
Obr. 55: Závislost činitele odrazu na frekvenci	53
Obr. 56: E- rovina směrové vyzařovací charakteristiky antén.....	53
Obr. 57: H- rovina směrové vyzařovací charakteristiky antén.....	54
Obr. 58: Vstupní impedance Yagiho antény napájené SIW vlnovodem s konektorem	55
Obr. 59: Vyleptané a nesestavené vícevrstvé Yagiho antény.....	56

<i>Obr. 60: Detailní snímek přechodu ze SIW vlnovodu na zemněný koplanární vlnovod</i>	57
<i>Obr. 61: Detailní snímek přechodu ze SIW vlnovodu na mikropáskové vedení</i>	57
<i>Obr. 62: Sestavené vícevrstvé Yagiho antény</i>	57
<i>Obr. 63: Závislost činitele odrazu na frekvenci změřených antén</i>	58
<i>Obr. 64: Závislost činitele odrazu na frekvenci změřené antény</i>	59
<i>Obr. 65: Činitel odrazu Yagiho antény napájené SIW s přechodem na GCPW</i>	60
<i>Obr. 66: Činitel odrazu Yagiho antény napájené SIW s přechodem na mikropáskové vedení</i>	60

Seznam tabulek

<i>Tab. 1: Parametry prvků vícevrstvé Yagiho antény (převzato z [1])</i>	13
<i>Tab. 2: Parametry prvků Yagiho antény s mikropáskovým napájením</i>	19
<i>Tab. 3: Rozměry obdélníkového vlnovodu.....</i>	22
<i>Tab. 4: Parametry zemněného koplanárního vlnovodu</i>	26
<i>Tab. 5: Parametry antény napájené vlnovodem a mikropáskem</i>	31
<i>Tab. 6: Rozměry SIW vlnovodu</i>	33
<i>Tab. 7: Parametry antény napájené vlnovodem a SIW s pokovením kolem flíčků ...</i>	35
<i>Tab. 8: Parametry antény napájené SIW vlnovodem s konektorem a bez konektoru</i>	41
<i>Tab. 9: Parametry přechodu mikropásek-obdelníkový vlnovod</i>	43
<i>Tab. 10: Parametry antény napájené vlnovodem a mikropáskovým vedením.....</i>	48
<i>Tab. 11: Rozměry SIW vlnovodu</i>	49
<i>Tab. 12: Parametry antény napájené vlnovodem a SIW s pokovením kolem flíčků .</i>	52
<i>Tab. 13: Parametry antény napájené SIW vlnovodem s konektorem a bez konektoru</i>	54

Úvod

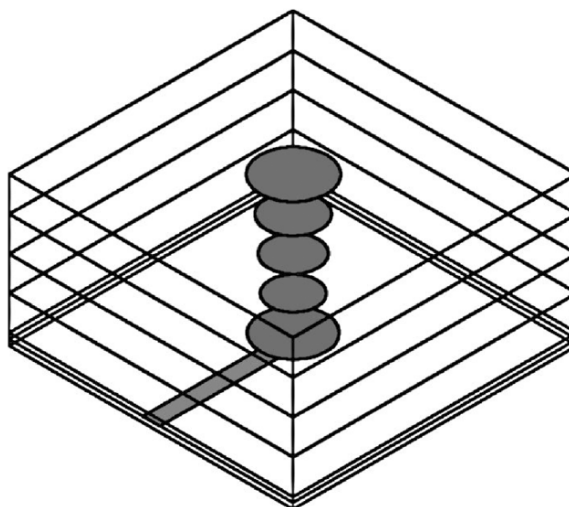
Cílem této práce je seznámit se s konceptem vícevrstvé Yagiho antény pro pásmo 60 GHz a ověřit správnou funkčnost antény ve vhodně zvoleném simulačním programu. Následně jsme popsanou strukturu přepočítali ze substrátu Duroïd 5880 na materiál, který máme k dispozici v laboratoři. Dále jsme se zaměřili na návrh vhodného napájení, které by umožnilo seskupit více Yagiho antén do anténního pole. Navrhnutou anténu jsme optimalizovali z hlediska impedančního přizpůsobení na kmitočet 60 GHz.

Následující text je rozčleněn do pěti částí. První kapitola souhrnně zpracovává poznatky z oblasti návrhu vícevrstvých Yagiho antén pro pásmo 60 GHz. Druhá kapitola je věnována ověření správné funkce této antény. Ve třetí kapitole je Yagiho anténa přepočítána ze substrátu Duroïd 5880 na materiál Cuclad 217. Následně jsou navrženy dva způsoby napájení a to mikropáskovým vedením a SIW vlnovodem. Čtvrtá část práce popisuje konečnou strukturu Yagiho antény, její výrobu a měření. Pátou částí práce je závěr a porovnání získaných výsledků.

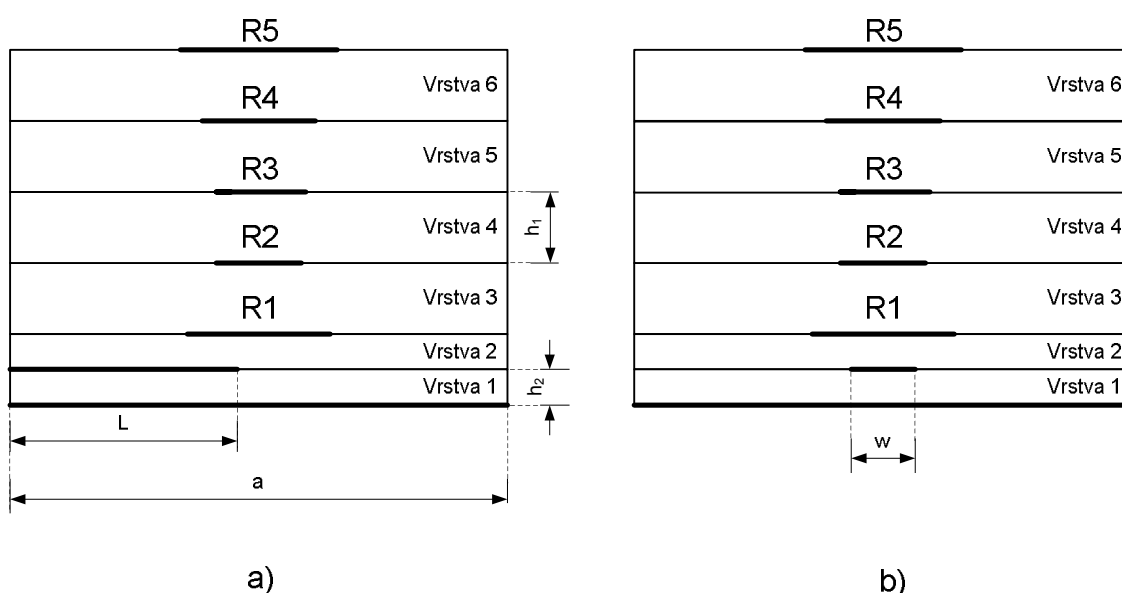
1 Vícevrstvá planární Yagiho anténa

Tato práce se zabývá vícevrstvou Yagiho anténou pro frekvenční pásmo 60 GHz [1]. Anténu můžeme vidět na obr. 1 a obr 2. Skládá se z šesti čtvercových vrstev, na kterých jsou nad sebou uspořádány kruhové flíčky. Kruhový flíček s označením R1 zde slouží jako aktivní prvek. Ostatní flíčky R2 až R5 jsou parazitní prvky neboli direktory. Jako reflektor se zde používá zemní plocha. Mezi aktivním flíčkem a zemní plochou je umístěno mikropáskové vázané napájení.

Velkou výhodou použití kruhových flíčků při návrhu antény je jednoduchá optimalizace pouze jednoho rozměru, a to jejich průměru. [1]



Obr. 1: Perspektivní pohled na flíčkovou Yagiho anténu (převzato z [1])



Obr. 2: Planární Yagiho anténa: a) pohled z boku, b) pohled ze strany napájení

Všechny prvky antény jsou vyrobeny na substrátu Duroid 5880, který má

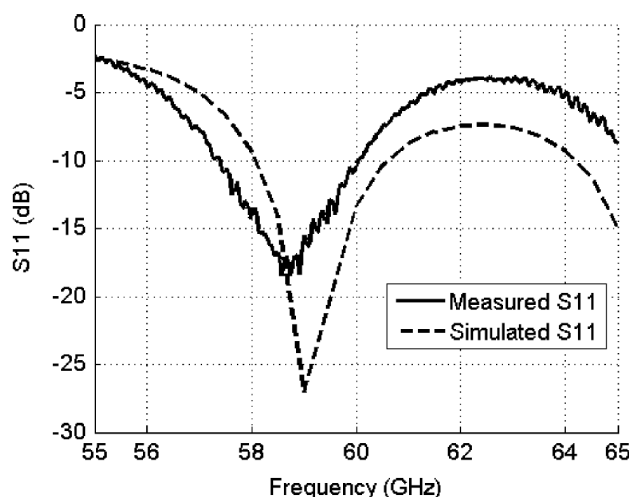
relativní permitivitu $\epsilon_r = 2,2$. [2] Díky permitivitě materiálu je zkracován odstup jednotlivých direktorů. Teoreticky by mezera mezi direktory měla být v rozmezí $0,15 \lambda$ až $0,30 \lambda$. Zde je mezera $0,15\lambda$, což odpovídá tloušťce dielektrika $h_1 = 0,508$ mm. Tento rozměr je použit pro vrstvy 3 až 6. Vrstva 1 a 2 má tloušťku dielektrika rovnou $h_2 = 0,254$ mm. Všechny rozměry antény z článku [1] jsou shrnuty v tab. 1.

Tab. 1: Parametry prvků vícevrstvé Yagiho antény (převzato z [1])

Popis	Symbol	Hodnota	Jednotka
Délka hrany antény	a	6,5	mm
Šířka mikropásku	w	0,72	mm
Délka mikropásku	L	2,91	mm
Výška substrátu	h_1	0,508	mm
Výška substrátu	h_2	0,254	mm
Výška pokovení substrátu	t_p	25	um
Poloměr flíčku 1	R1	0,75	mm
Poloměr flíčku 2	R2	0,54	mm
Poloměr flíčku 3	R3	0,57	mm
Poloměr flíčku 4	R4	0,62	mm
Poloměr flíčku 5	R5	0,77	mm

Návrh antény respektuje stejná pravidla, jaká se používají při návrhu klasické drátové dipólové Yagiho antény.

Zde popsaná vícevrstvá Yagiho anténa byla simulována v programu Ansoft HFSS v 12.0. a po vyrobení změřena pomocí vektorového analyzátoru Anritsu 37397C. Na obr. 3 je zobrazena závislost činitele odrazu s_{11} na frekvenci. Přerušovanou čarou je zde zobrazen průběh ze simulačního programu a plnou čarou průběh změřený pomocí vektorového analyzátoru. [1]

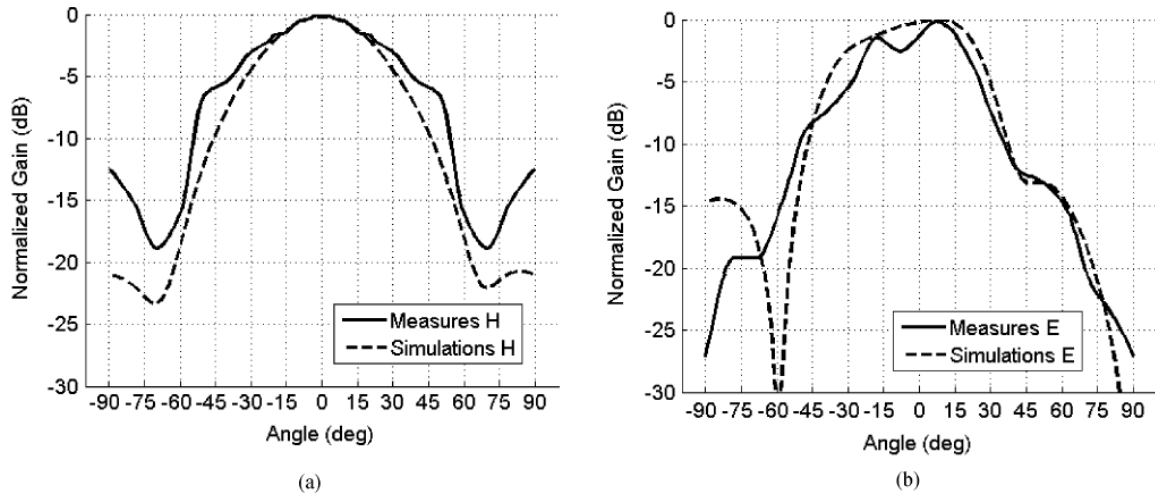


Obr. 3: Závislost činitele odrazu na frekvenci Yagiho antény (převzato z [1])

Jak si můžeme všimnout, tak simulovaný průběh se nepatrně liší od průběhu

změřeného. Ze simulace vyplývá, že nejlepšího přizpůsobení dosahuje anténa asi na kmitočtu $f_{rez} = 59$ GHz. Podle hodnot změřených vektorovým analyzátozem je nejlepší přizpůsobení antény na kmitočtu nepatrně nižším. Odchyłka kmitočtů může být způsobena výrobními tolerancemi a nepřesnými parametry materiálů. [1]

Změřené a simulované směrové vyzářovací charakteristiky Yagiho antény můžeme vidět na obr. 4. Přerušovanou čarou je zobrazen průběh simulovaný v programu Ansoft a plnou čarou průběh změřený.

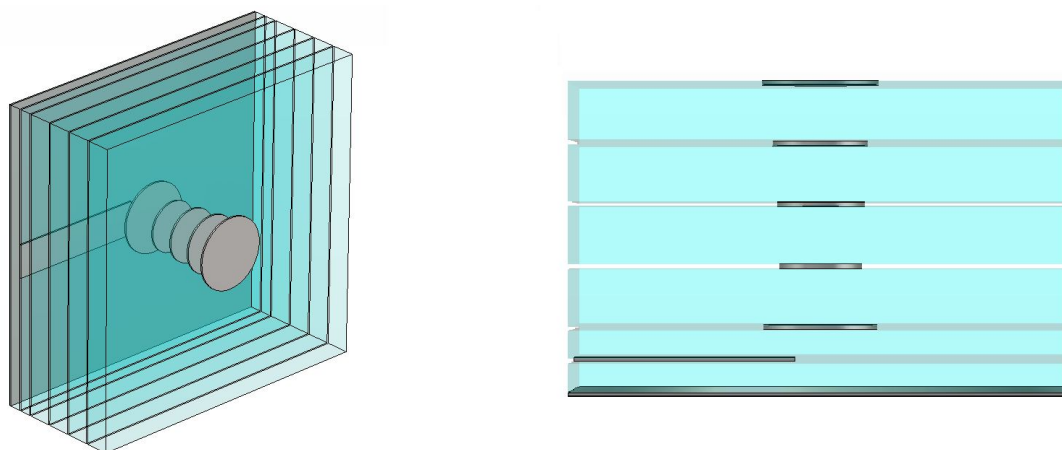


Obr. 4: Směrové charakteristiky antény: (a) H-rovina, (b) E-rovina (převzato z [1])

Jak lze vidět, tak simulované a změřené průběhy se od sebe moc neliší. V simulaci dosahuje anténa maximálního zisku 12 dBi. Změřený maximální zisk antény byl 11 dBi. Tento rozdíl hodnot může být zapříčiněn ztrátami. [1]

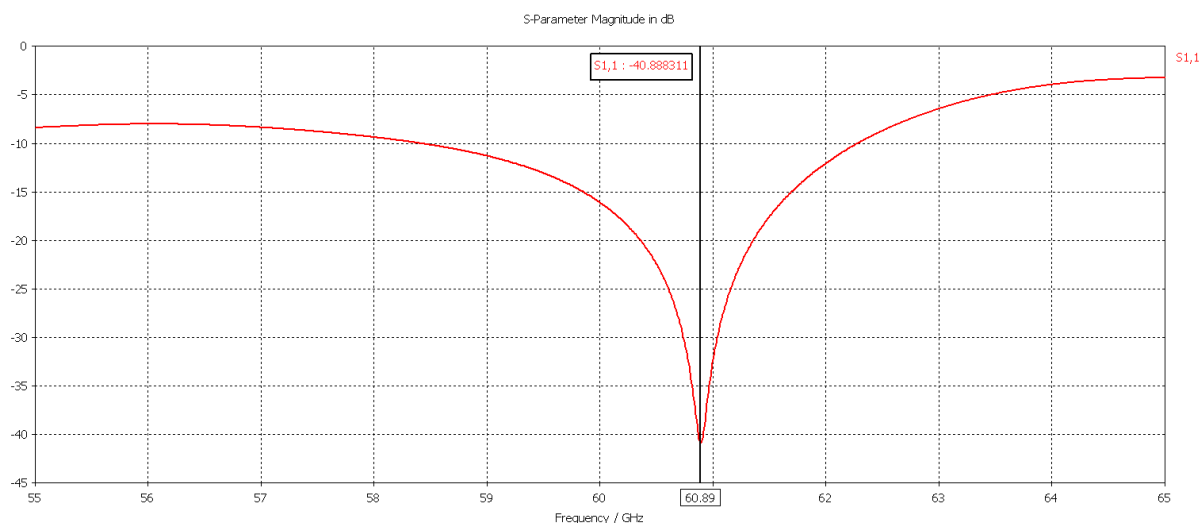
2 Analýza vícevrstvé planární Yagiho antény

V této kapitole je provedeno ověření funkčnosti antény a porovnání se simulacemi uvedenými v kapitole 1. Všechny níže uvedené simulace jsou provedeny v simulačním programu CST MWS 2011. Abychom mohli ověřit správnost výsledků, bylo nutné namodelovat anténu se stejnými rozměry všech elementů a na stejném substrátu. Rozměry jednotlivých prvků jsou uvedeny v tab. 1. Jak již bylo výše řečeno, jako substrát je použit Duroïd 5880, který má relativní permitivitu $\epsilon_r=2,2$.



Obr. 5: Vícevrstvá planární Yagiho anténa simulovaná v programu CST 2011

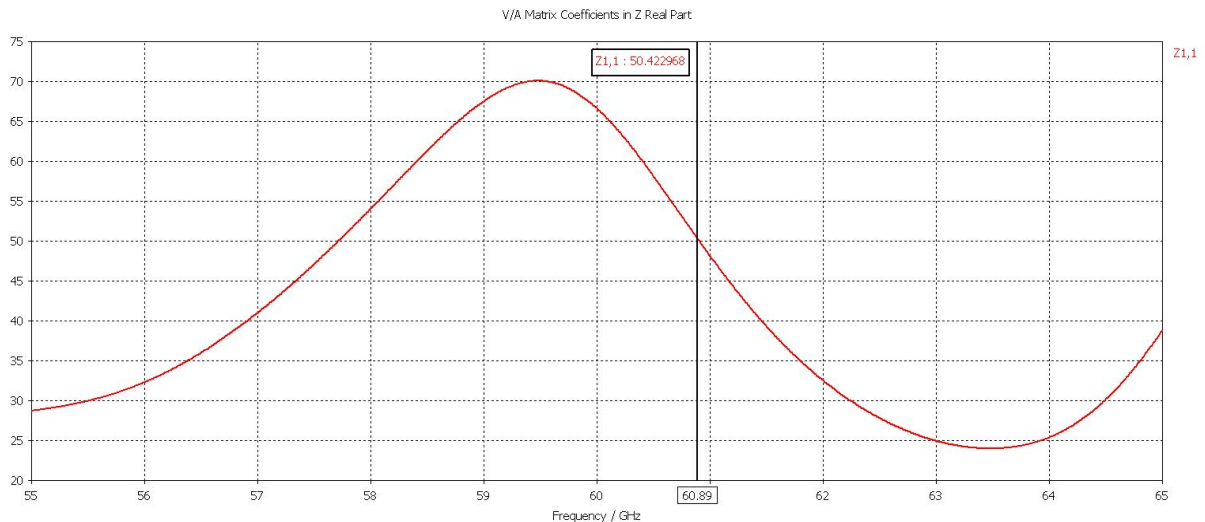
Na obr. 5 můžeme vidět anténu namodelovanou v programu CST MWS 2011. Po odsimulování antény jsme dostali závislost činitele odrazu s_{11} na frekvenci. Tato závislost je zobrazena na obr. 6. Jak lze z grafu vyčíst, tak námi simulovaná anténa je přizpůsobena na frekvenci $f_{rez}=60,89$ GHz. Na této frekvenci dosahuje činitel odrazu hodnoty $s_{11}=-40,88$ dB.



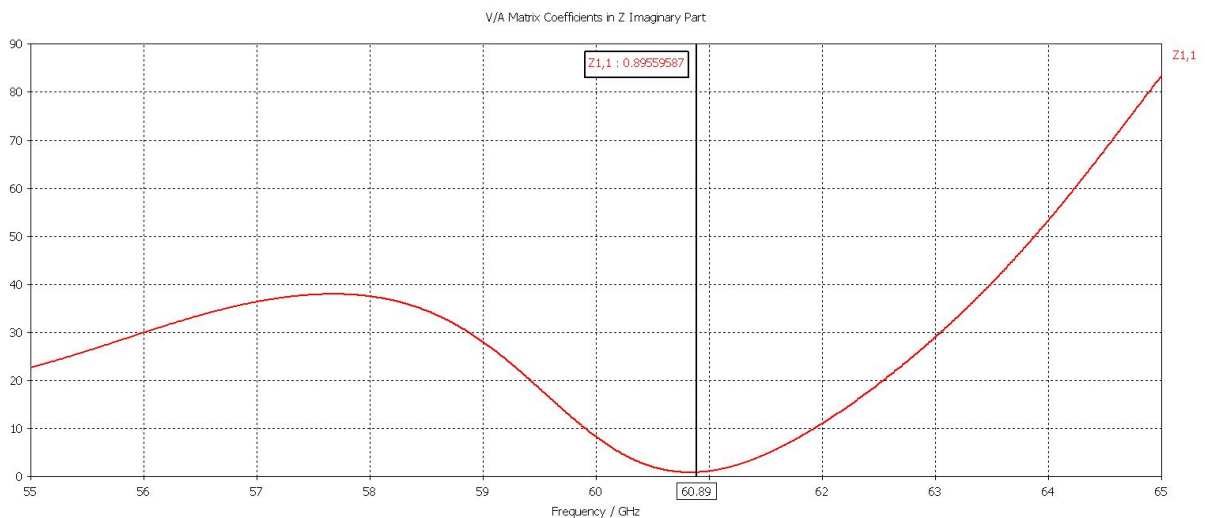
Obr. 6: Závislost činitele odrazu na frekvenci

Porovnáme-li obr. 3 a obr. 6 mezi sebou, zjistíme, že námi simulovaná anténa dosahuje asi o 26 dB nižšího činitele odrazu s_{11} než simulace antény uvedené v kapitole 1, ale na jiném kmitočtu. Rozdíl těchto kmitočtů je asi 2 GHz.

Na obr. 7 a obr. 8 je zobrazena reálná a imaginární část vstupní impedance antény. Z grafů lze vyčíst, že reálná složka impedance je rovna $R = 50,42 \Omega$ a imaginární složka impedance je $X = 0,89 \Omega$.

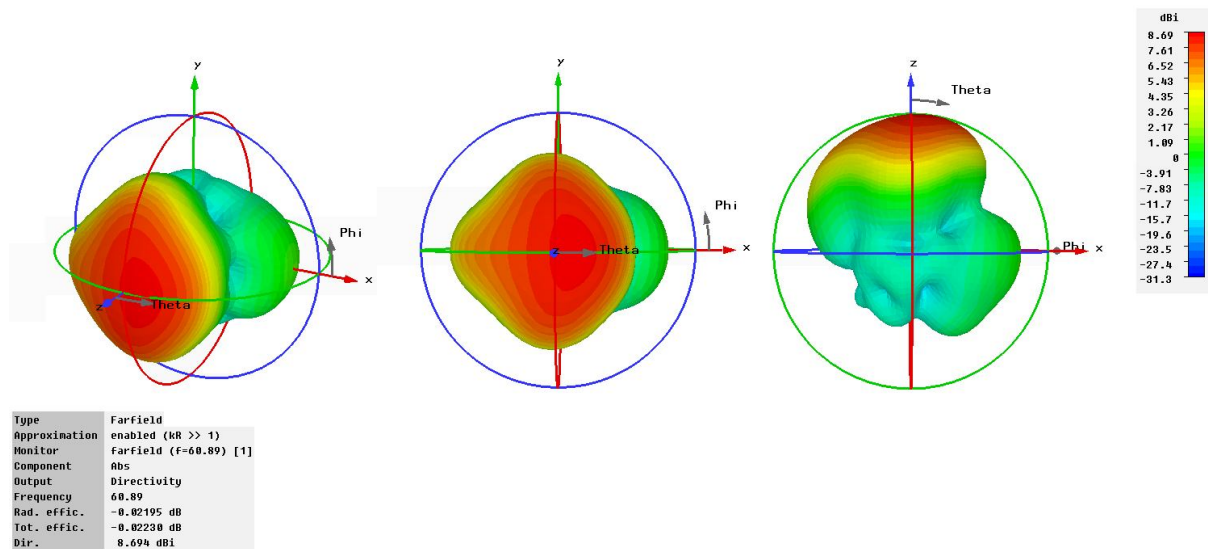


Obr. 7: Reálná část impedance na portu



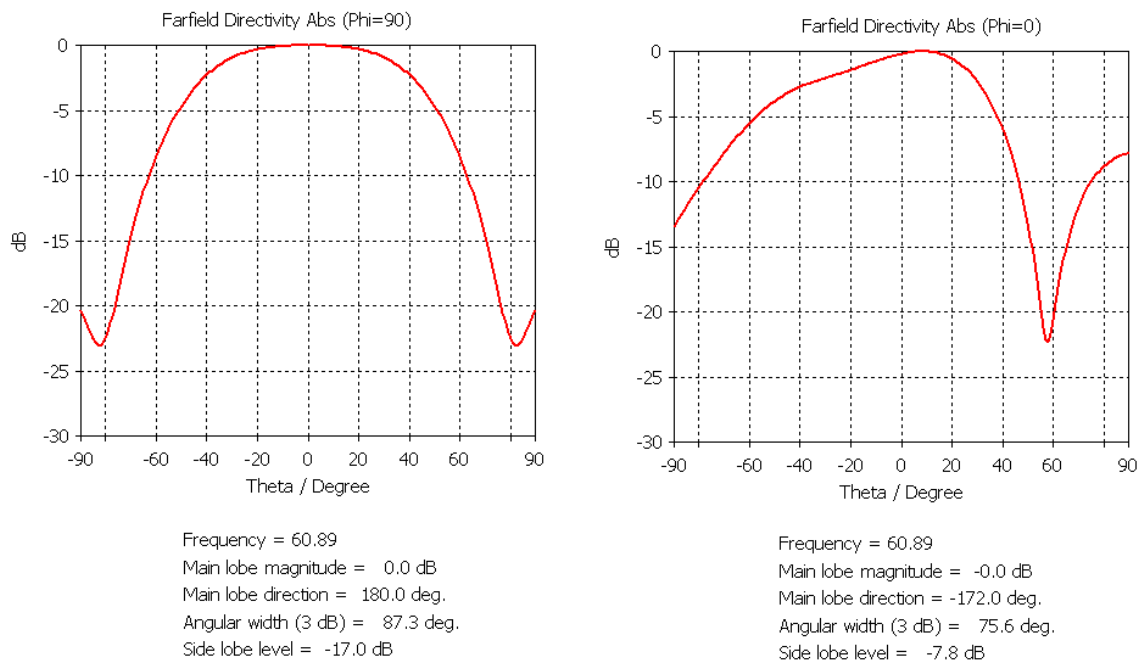
Obr. 8: Imaginární část impedance na portu

Abychom si udělali obrázek o tom, jak vícevrstvá Yagiho anténa vyzařuje do všech směrů, zobrazili jsme si směrovou vyzařovací charakteristiku ve 3D prostoru. Tato charakteristika je zobrazena na obr. 9. Z charakteristiky lze vyčíst, že maximální zisk ve směru vyzařování antény je roven $G = 8,69$ dBi. Tato hodnota je asi o 3,5 dB menší, než hodnota maximálního zisku uvedená v kapitole 1. Dále si můžeme všimnout, že anténa má dost velký postranní lalok. To znamená, že část energie je vyzařována mimo hlavní směr vyzařování.



Obr. 9: Směrová vyzářovací charakteristika antény ve 3D prostoru pro $f = 60,89$ GHz

Jelikož v článku [1] nejsou k dispozici 3D směrové vyzářovací charakteristiky, bylo pro porovnání výsledků nutné zobrazit směrové charakteristiky v rovinách E a H. Tyto roviny jsou zobrazeny na obr. 10.



Obr. 10: Směrové charakteristiky: H-rovina (nalevo) a E-rovina (napravo)

Nalevo můžeme vidět směrovou charakteristiku v rovině H. Porovnáme-li ji s obr. 4a, zjistíme, že si jsou obě charakteristiky velice podobné. Naopak tomu je u roviny E. Porovnáme-li námi získanou charakteristiku v rovině E z obr. 10 s charakteristikou na obr. 4b, zjistíme velké odchylky. Námi simulovaná anténa má postranní laloky potlačeny pouze o 8 dB na rozdíl od antény z kapitoly 1., kde jsou postranní laloky potlačeny o 15 dB.

Porovnáním námi simulované antény a antény uvedené v kapitole 1 jsme dospěli k závěru, že dochází k menším odlišnostem mezi jednotlivými charakteristikami. Tyto odlišnosti mohou být způsobeny použitím rozdílných simulačních programů.

3 Návrh a realizace vícevrstvé Yagiho antény

Tato kapitola popisuje návrh a realizaci vícevrstvé planární Yagiho antény sestavené z materiálu CuClad 217. Nejprve je zde simulována Yagiho anténa napájená mikropáskovým vedením. Na základě výsledků simulací jsme přistoupili k napájení antény vlnovodem integrovaným do substrátu.

3.1 Vícevrstvá Yagiho anténa s mikropáskovým napájením

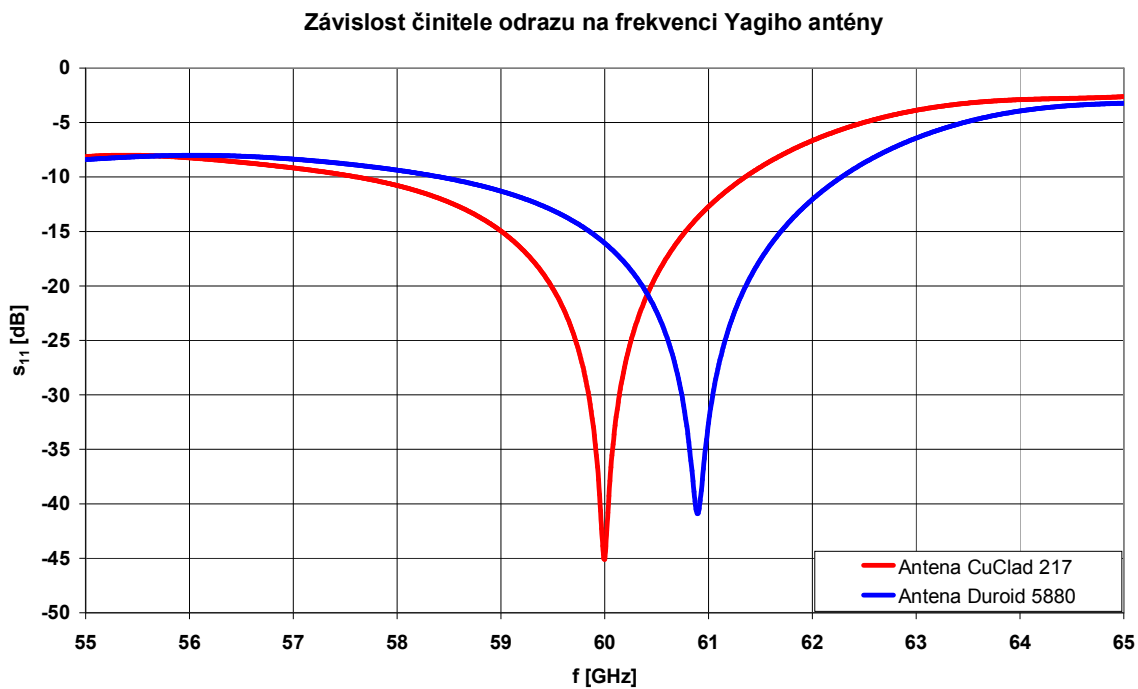
Struktura simulované antény zůstává stejná jako v kapitole 1 na obr. 2 s tím rozdílem, že je zde použit materiál CuClad 217, který má relativní permitivitu $\epsilon_r = 2.2$ a ztrátový činitel $\tan \delta = 0.0009$ (pro frekvenci $f = 10$ GHz). [3] Jelikož tento materiál má stejné vlastnosti jako materiál použitý pro návrh antény v kapitole 1, tak pro prvotní simulaci použijeme rozměry antény uvedené v tab. 2. Abychom dosáhli požadovaného přizpůsobení na frekvenci $f_{rez} = 60$ GHz, bylo nutné rozměry dané struktury optimalizovat. Rozměry jednotlivých prvků po optimalizaci jsou shrnuty v tab. 2.

Tab. 2: Parametry prvků Yagiho antény s mikropáskovým napájením

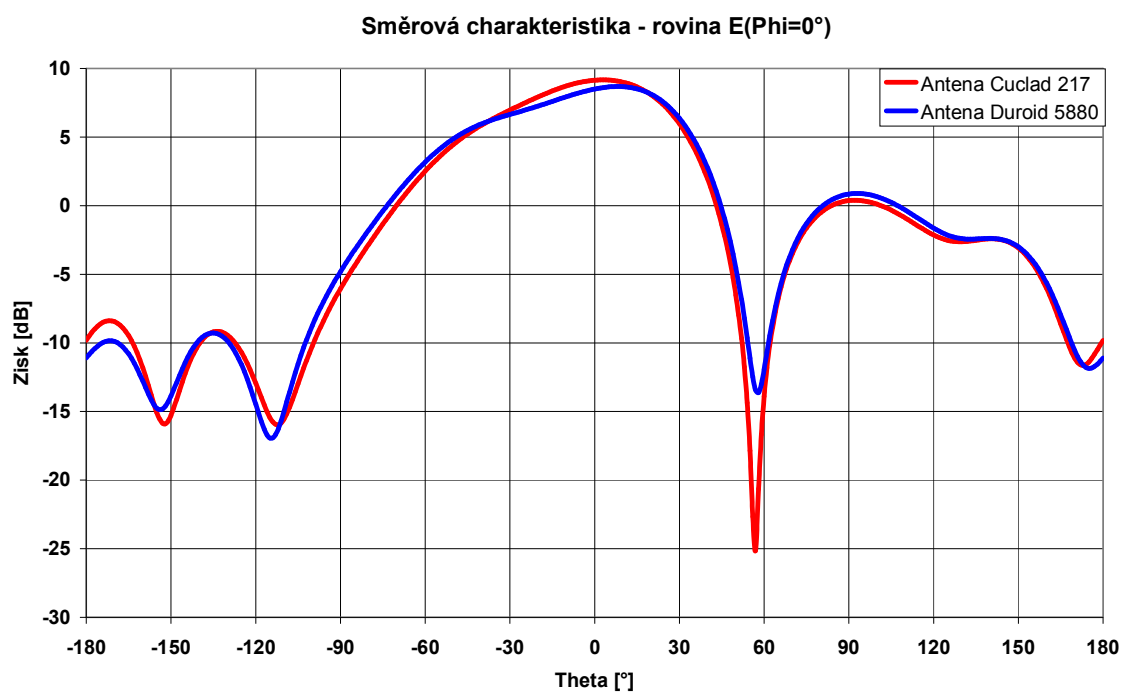
Popis	Symbol	Hodnota	Jednotka
Délka hrany antény	a	6,5	mm
Šířka mikropásku	w	0,72	mm
Délka mikropásku	L	2,92	mm
Výška substrátu	h_1	0,508	mm
Výška substrátu	h_2	0,254	mm
Výška pokovení substrátu	t_p	18	um
Poloměr flíčku 1	R1	0,777	mm
Poloměr flíčku 2	R2	0,560	mm
Poloměr flíčku 3	R3	0,589	mm
Poloměr flíčku 4	R4	0,636	mm
Poloměr flíčku 5	R5	0,779	mm

Pro lepší porovnání výsledků antény z kapitoly 2 s anténou simulovanou v této kapitole jsme všechny důležité charakteristiky porovnali v následujících grafech.

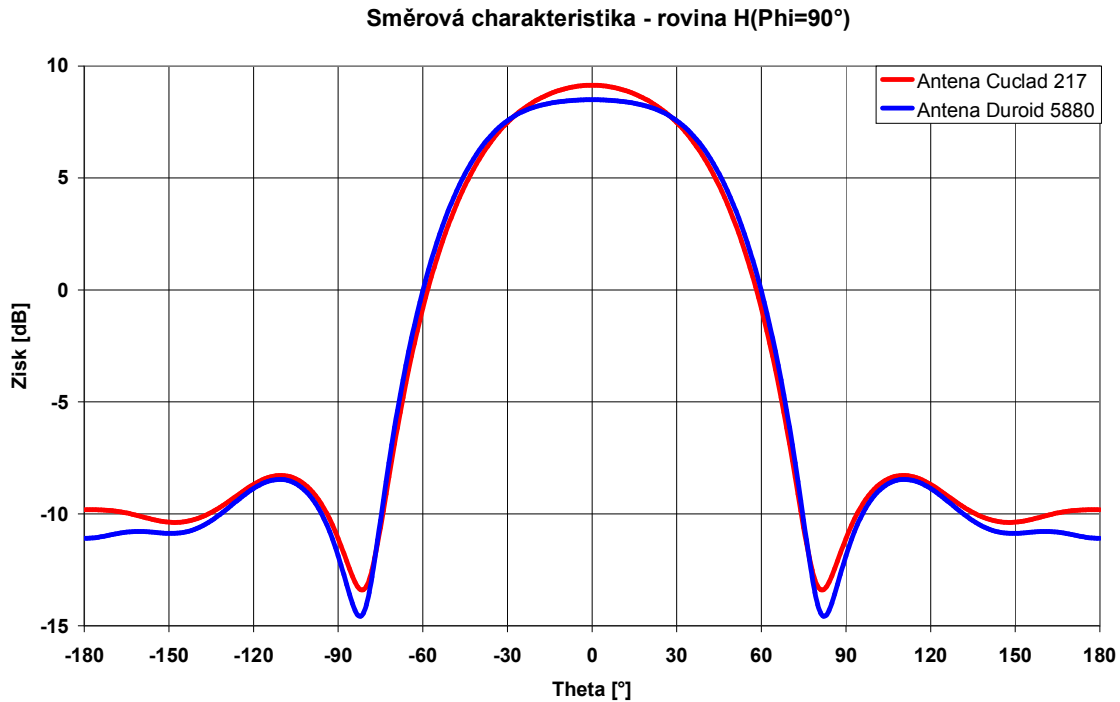
Na obr. 11 je zobrazena závislost činitele odrazu s_{11} na frekvenci. Červenou barvou je zobrazen činitel odrazu antény navrhnuté z materiálu CuClad 217 a modrou barvou činitel odrazu antény navrhnuté z materiálu Duroid 5880, která je popsána v kapitole 2. Optimalizací jednotlivých rozměrů antény jsme docílili toho, že nejlepšího přizpůsobení dosahuje anténa na požadovaném kmitočtu $f_{rez} = 60$ GHz. Činitel odrazu má na této frekvenci hodnotu $s_{11} = -45$ dB. To je asi o 4 dB více, než dosahuje činitel odrazu antény vykreslený modrou barvou.



Obr. 11: Závislost činitele odrazu na frekvenci



Obr. 12: E- rovina směrové vyzařovací charakteristiky antén



Obr. 13: H- rovina směrové vyzařovací charakteristiky antén

Na obr. 12 a obr. 13 můžeme vidět směrové vyzařovací charakteristiky v rovinách E a H obou výše popsaných antén. Jak lze z obrázků vyčíst, tak antény mají skoro stejnou směrovou vyzařovací charakteristiku. Nepatrný rozdíl je v tom, že anténa navržená na substrátu Cuclad 217 dosahuje asi 0,5 dB vyššího zisku než anténa simulovaná se substrátem Duroid 5880. Na obr. 12 si můžeme všimnout, že obě simulované antény mají velký postranní lalok, který je potlačen pouze o 8 dB. Příčinou tohoto problému je vyzařování samotného mikropáskového napájení, které deformuje směrovou charakteristiku antény.

Deformace směrové charakteristiky mikropáskovým napájením a nutnost napájet anténní pole vede k zamyšlení nad jiným způsobem napájení. Jako nejlepší alternativa se jeví napájení vlnovodem integrovaným do substrátu (dále jen SIW).

3.2 Vícevrstvá Yagiho anténa napájená SIW s přechodem na zemněný koplanární vlnovod

Postup návrhu vícevrstvé Yagiho antény napájené SIW vlnovodem s přechodem na zemněný koplanární vlnovod je rozdělen do několika podkapitol. Pro jednodušší simulaci a ověření správného návrhu je nejprve anténa buzena obdélníkovým vlnovodem. Následně je tato struktura přepočítána na SIW.

3.2.1 Návrh a simulace obdélníkového vlnovodu

Dříve, než se pustíme do samotné simulace Yagiho antény, je potřeba navrhnout rozměry vlnovodu, který bude anténní prvky budít. Pro návrh vlnovodu uvažujeme materiál CuClad 217 s relativní permitivitou $\epsilon_r = 2,2$ a ztrátovým činitelem $\text{tg } \delta = 0,0009$ a s výškou substrátu $h_1 = 0,254$ mm. Pro jednoduchost je nejprve navržen obdélníkový vlnovod s kovovými stěnami.

Abychom docílili toho, že se vlnovodem bude šířit pouze dominantní vid TE_{10} , musíme dobře zvolit poměr pracovní a kritické frekvence ve vlnovodu. Jak je uvedeno ve [4], pro tento poměr platí vztah

$$\frac{f_{prac}}{f_{krit}} = 1,25 \div 1,9. \quad (3.1)$$

Pro následující výpočty volíme poměr kmitočtů $f_{prac}/f_{krit} = 1,5$. Pro naši hodnotu pracovní frekvence $f_{prac} = 60$ GHz je podle vztahu 3.1 kritický kmitočet roven $f_{krit} = 40$ GHz.

Mezní vlnová délka dominantního vidu v obdélníkovém vlnovodu se vypočítá dle vztahu 3.2. Pomocí tohoto vztahu zjistíme příčnou délku vlnovodu a . [4]

$$\lambda_{krit}^{TE_{10}} = 2 \cdot a_{RWG} \rightarrow a_{RWG} = \frac{\lambda_{krit}^{TE_{10}}}{2} = \frac{c}{2 \cdot f_{krit} \cdot \sqrt{\epsilon_r}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 40 \cdot 10^9 \cdot \sqrt{2,2}} = 2,582 \text{ mm} \quad (3.2)$$

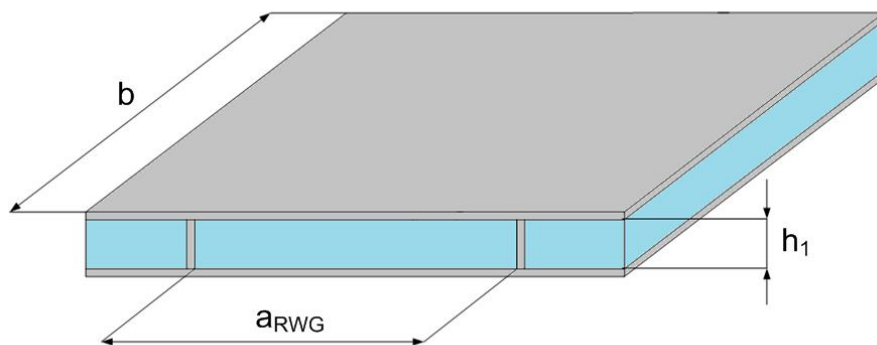
Poslední parametr, který nám zbývá spočítat, je délka vlny ve vlnovodu. Ta se spočítá podle vzorce 3.3. [4]

$$\lambda_g = \frac{\lambda_{prac}}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_{prac}}{\lambda_{krit}}\right)^2}} = \frac{\frac{c}{f_{prac} \cdot \sqrt{\epsilon_r}}}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{krit}}{f_{prac}}\right)^2}} = \frac{\frac{3 \cdot 10^8}{60 \cdot 10^9 \cdot \sqrt{2,2}}}{\sqrt{1 - \left(\frac{40 \cdot 10^9}{60 \cdot 10^9}\right)^2}} = 4,522 \text{ mm} \quad (3.3)$$

Na obr. 14 je zobrazen obdélníkový vlnovod i s popisem jednotlivých parametrů. V tab. 3 jsou shrnuty všechny důležité rozměry vlnovodu.

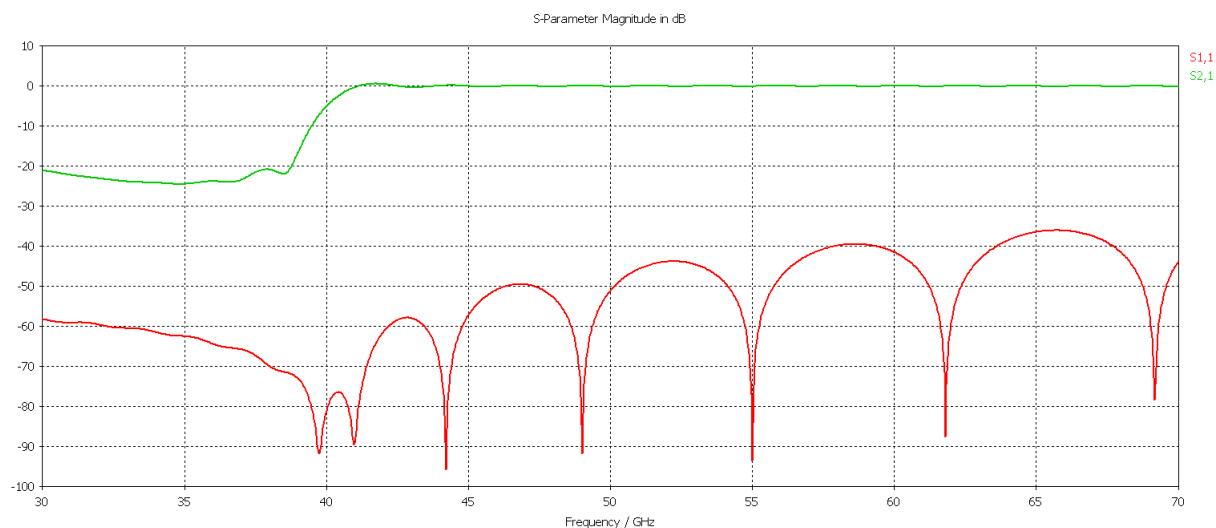
Tab. 3: Rozměry obdélníkového vlnovodu

Popis	Symbol	Hodnota	Jednotka
Šířka vlnovodu	a_{RWG}	2,582	mm
Délka vlnovodu	b	12	mm
Výška substrátu	h_1	0,254	mm



Obr. 14: Obdélníkový vlnovod v substrátu CuClad 217

Správnost výše navrženého obdélníkového vlnovodu nám dokazuje obr. 15, na kterém jsou zobrazeny jeho s-parametry. Červená křivka zobrazuje činitel odrazu s_{11} . Zelenou barvou je zobrazen průběh činitele přenosu vlnovodu s_{21} . Jak si můžeme všimnout, vlnovod začíná přenášet od kmitočtu asi $f = 40$ GHz.



Obr. 15: S-parametry obdélníkového vlnovodu

3.2.2 Přechod koplanární - obdélníkový vlnovod

Tato podkapitola se zabývá způsobem, jakým budeme budit obdélníkový vlnovod, respektive vlnovod integrovaný do substrátu.

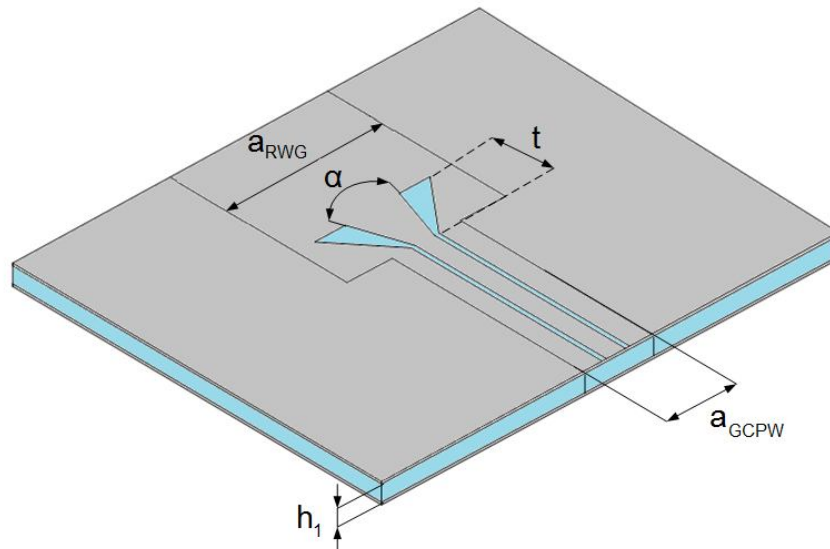
Konstrukčně nejjednodušší a z hlediska ztrát nejlepší se jeví přímý přechod koaxiální konektor – vlnovod (SIW). Tento přechod dosahuje skoro nulového úniku energie a tudíž i minimálního parazitního vyzařování. Přechod se realizuje pomocí zasunutí středového vodiče konektoru rovnoběžně se siločarami elektrického pole buzeného vidu do místa maximální elektrické intenzity. Jedná se o tzv. buzení vlnovodu proudovou sondou. [8] Z konstrukčního hlediska je pro nás tento přechod nevyhovující. Jeho zhotovení by bylo z důvodu velice úzkého vlnovodu nereálné.

Dalším přechodem je přechod z mikropáskového vedení na vlnovod (SIW). Tento přechod je založen na postupně se zužujícím mikropáskovém vedení; oba typy

vedení však musejí být integrovány na stejném substrátu. [9] I když návrh a konstrukce tohoto přechodu je velice jednoduchá, na vysoké frekvenci může mikropásek parazitně vyzařovat a ovlivňovat tak směrové charakteristiky antén. Návrh a realizace tohoto přechodu je podrobně rozebrána v kapitole 3.3.

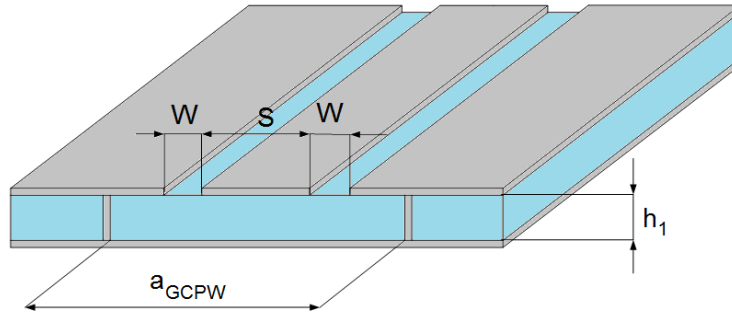
Posledním druhem přechodů, o kterém se zmíníme, je přechod ze zemněného koplanárního vlnovodu na obdélníkový vlnovod nebo SIW. Druhů těchto přechodů je spousta a zabývá se jimi mnoho článků [6], [7]. Jedná se například o koplanární přechod s proudovou sondou, dipólovou štěrbinou nebo dvěma trojúhelníkovými štěrbinami.

Na základě výsledků uvedených v [6] jsme se rozhodli pro přechod koplanární – obdélníkový vlnovod (SIW), provedený pomocí dvou trojúhelníkových štěrbin. Tento přechod je totiž velice širokopásmový a jeho návrh je jednoduchý. Přechod (obr. 16) sestává ze zemněného koplanárního vlnovodu (dále jen GCPW), který přechází na obdélníkový vlnovod resp. SIW vlnovod pomocí trojúhelníkových štěrbin. Délkou trojúhelníkové štěrbiny t a úhlem α je možné nastavovat impedanční přizpůsobení přechodu. Délka trojúhelníkové štěrbiny t je rovna $t \approx \lambda_g / 4$. [6]



Obr. 16: Přechod koplanární - obdélníkový vlnovod

Samotný GCPW vlnovod (obr. 17) jsme navrhli pomocí empirických vztahů převzatých z [5].



Obr. 17: Zemněný koplanární vlnovod (GCPW)

Charakteristická impedance zemněného koplanárního vlnovodu se vypočítá podle vztahu

$$Z_0 = \left[\frac{5 \cdot q}{1 + 5 \cdot q} \cdot \frac{1}{Z_m} + \frac{1}{1 + q} \cdot \frac{1}{Z_c} \right]^{-1} \quad (3.4)$$

kde q je funkce, pro kterou platí:

$$q = \frac{S}{h} \cdot \left(\frac{S + 2 \cdot h}{S} - 1 \right) \cdot \left\{ 3.6 - 2 \exp \left[- \frac{(\epsilon_r + 1)}{4} \right] \right\} \quad (3.5)$$

Impedance mikropásku se určí podle vztahu

$$Z_m = \frac{\eta}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{\epsilon_{effm}}} \ln \left\{ \frac{8 \cdot h}{S} + 0.25 \cdot \frac{S}{h} \right\} \quad \text{pro } S/h \leq 1 \quad (3.6)$$

$$Z_m = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_{effm}}} \ln \left\{ \frac{S}{h} + 1.393 + 0.667 \cdot \ln \cdot \left(\frac{S}{h} + 1.444 \right) \right\}^{-1} \quad \text{pro } S/h \geq 1 \quad (3.7)$$

kde je $\eta = 120\pi \Omega$ a efektivní permitivita mikropásku ϵ_{effm} se určí podle

$$\epsilon_{effm} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + \frac{10 \cdot h}{S} \right)^{-1/2} \quad (3.8)$$

Impedance koplanárního vlnovodu je dána vztahem

$$Z_c = \frac{30 \cdot \pi}{\sqrt{\epsilon_{effc}}} \cdot \frac{K(k')}{K(k)} \quad (3.10)$$

kde $K(k)$ je eliptický integrál prvního řádu.

Pro konstanty k a k' platí

$$k = \frac{S}{S + 2 \cdot W} \text{ a } k' = \sqrt{1 - k^2}. \quad (3.11), (3.12)$$

Efektivní permitivita koplanárního vlnovodu se vypočítá dle rovnice

$$\varepsilon_{\text{eff}} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} \left\{ \tan \left[0.775 \cdot \ln \left(\frac{h}{W} \right) + 1.75 \right] + \frac{k \cdot W}{h} \cdot [0.04 - 0.7 \cdot k + 0.01 \cdot (1 - 0.1 \cdot \varepsilon_r) \cdot (0.25 + k)] \right\} \quad (3.13)$$

Pokud jsou splněny následující podmínky

$$0.25 \leq h/S \leq 3, \quad 0.1 \leq S/(S + 2 \cdot W) \leq 0.8 \text{ a } \varepsilon_r \leq 30 \quad (3.14), (3.15), (3.16)$$

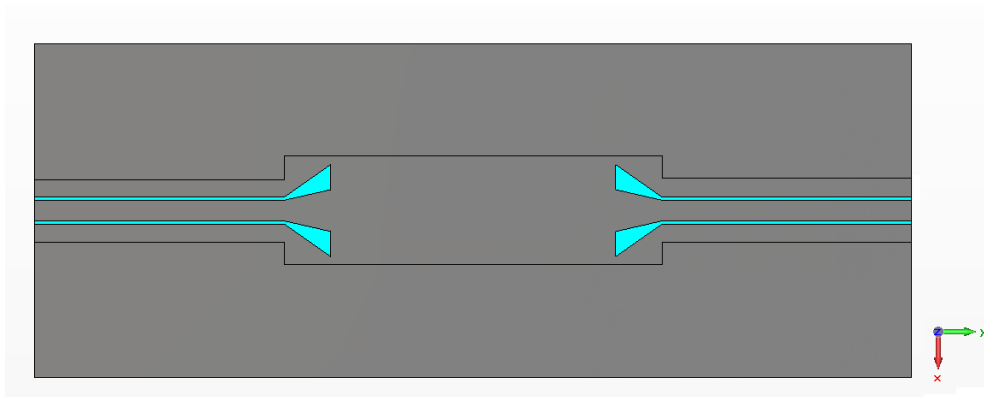
dosahuje charakteristická impedance Z_0 maximální chyby 2,2 %. [5]

Koplanární vlnovod byl navržen tak, aby jeho charakteristická impedance byla $Z_0 = 50 \Omega$. Vypočítané parametry jsou uvedeny v tab. 4. Tyto rozměry byly použity pro první simulaci. Pro dosažení požadovaných hodnot bylo nutné dále optimalizovat. I v tomto případě jsou u vlnovodu použity pevné kovové stěny, které budou v kapitole 3.2.4 nahrazeny prokovy SIW vlnovodu. Šířka koplanárního zemněného vlnovodu a_{GCPW} ovlivňuje vznik nežádoucích vyšších vidů. Abychom zabránili vzniku těchto nežádoucích vidů, musíme zvolit šířku GCPW vlnovodu takovou, aby mezní kmitočet tohoto vlnovodu byl větší než pracovní kmitočet obdélníkového vlnovodu.

Tab. 4: Parametry zemněného koplanárního vlnovodu

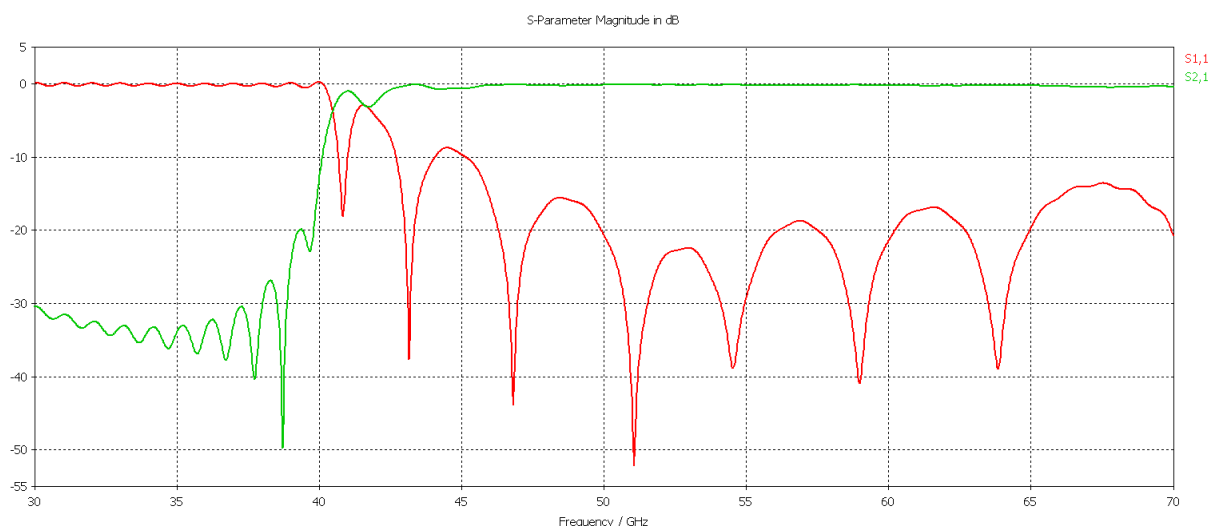
Popis	Symbol	Hodnota	Jednotka
Šířka koplanárního vlnovodu	a_{GCPW}	1,5	mm
Šířka mikropásku	S	0,58	mm
Šířka štěrbiny	W	80	um
Výška substrátu	h_1	0,254	mm

Na obr. 18 je zobrazen přechod z GCPW na obdélníkový vlnovod a zpět simulovaný v programu CST MWS 2011.



Obr. 18: Simulace přechodu koplanár-vlnovod a zpět v programu CST MWS 2011

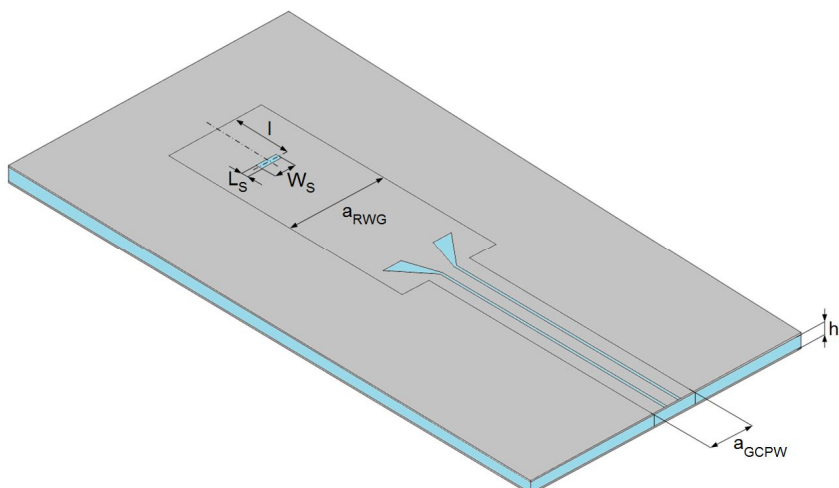
Simulací jsme získali s-parametry, které jsou zobrazeny na obr. 19. Červená křivka zobrazuje závislost činitele odrazu s_{11} na kmitočtu. Zelenou barvou je zobrazen průběh činitele přenosu s_{21} . I v tomto případě jsme si ověřili správnost návrhu uvedeného výše. Vlnovod s koplanárním přechodem začíná správně přenášet signál na frekvenci o něco vyšší, než je mezní kmitočet samotného vlnovodu uvedeného v kapitole 3.2.1.



Obr. 19: S-parametry přechodu koplanární- obdélníkový vlnovod a zpět

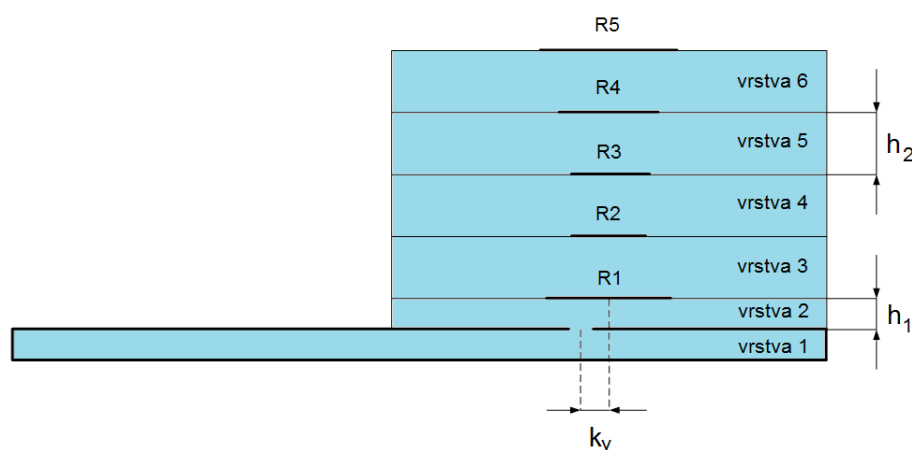
3.2.3 Návrh a simulace Yagiho antény napájené vlnovodem

Nyní, když jsme ověřili správnou funkčnost obdélníkového vlnovodu a přechodu GCPW na obdélníkový vlnovod, můžeme pokračovat k návrhu samotného napájení antény. K napájení antény použijeme obdélníkový vlnovod, který je na jedné straně zkratovaný a na druhé straně přechází v zemněný koplanární vlnovod. Tato struktura je zobrazena na obr. 20.



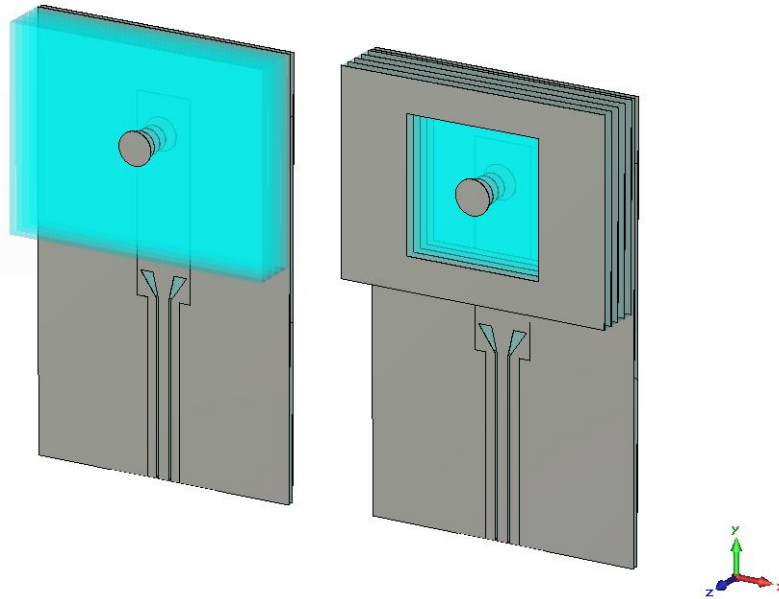
Obr. 20: Napájení antény pomocí obdélníkového vlnovodu

Jak můžeme vidět, k buzení antény je použita vazba štěrbinou. Štěrbina je umístěna uprostřed vlnovodu v maximu intenzity magnetického pole, což odpovídá vzdálenosti $l = \lambda_g/2$ od zkratu obdélníkového vlnovodu. [8] Úroveň vazby štěrbinou se dá ovlivňovat pomocí šířky štěrbiny W_s a v menší míře pomocí délky štěrbiny L_s . [10]



Obr. 21: Část antény napájené vlnovodem

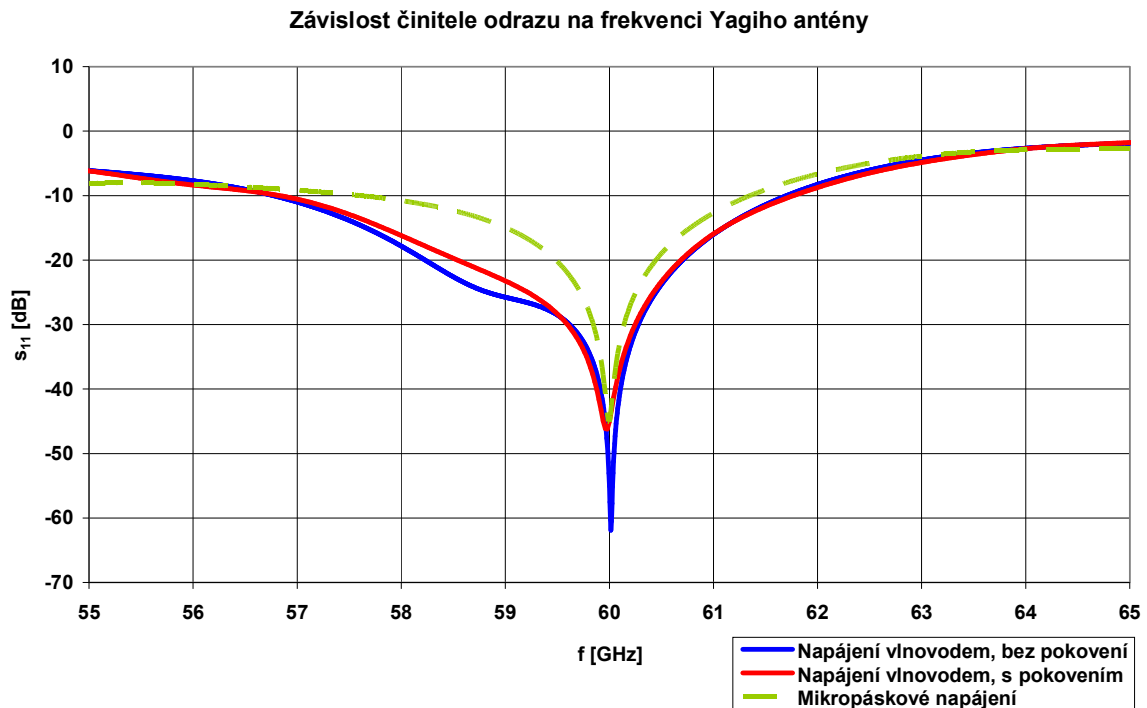
Na obr. 21 je zobrazena část vlnovodu, na který je přidána soustava na sebe naskládaných kruhových flíčků. Jak si lze všimnout, všechny kruhové flíčky jsou posunuty o k_y od středu vazební štěrbiny. Toto posunutí je zde z důvodu impedančního přizpůsobení antény. Porovnáme-li obr. 21 s obr. 2, tak zjistíme, že se jedná o stejnou strukturu, pouze se liší vrstvou 1 resp. způsobem napájení flíčků. Výška substrátu vrstvy 1 a 2 je rovna $h_1 = 0,254$ mm a vrstvy 3 až 6 je $h_2 = 0,508$ mm. Pro následující simulaci antény byly použity rozměry kruhových flíčků z tab. 2, rozměry vlnovodu z kapitoly 3.2.1 a přechodu GCPW – obdélníkový vlnovod z kapitole 3.2.2. Tyto rozměry byly dále optimalizovány pro co nejlepší přizpůsobení antény na požadované frekvenci $f_{rez} = 60$ GHz.



Obr. 22: Yagiho anténa buzená vlnovodem: bez pokovení (nalevo) a s pokovením (napravo)

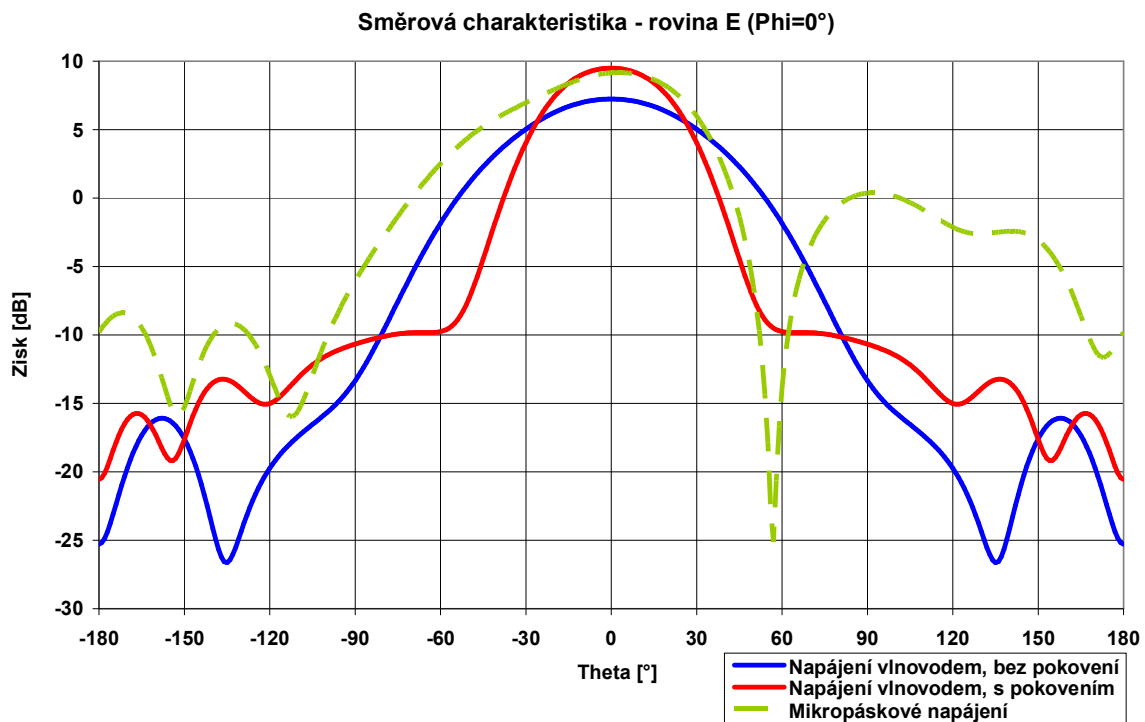
Na obr. 22 je zobrazena celá struktura Yagiho antény namodelovaná v programu CST MWS 2011. Nalevo můžeme vidět anténu, kterou jsme popsali výše. Napravo je struktura, kde jsme navíc ke každému kruhovému flíčku přidali pokovení z mědi. Toto pokovení by mělo vytvořit vlnovodový kanál a zabránit tak úniku vlny ve vodorovném směru. [1]

V následujících grafech jsou porovnány obě výše zmiňované struktury napájené vlnovodem se strukturou napájenou pomocí mikropásky z kapitole 3.1.

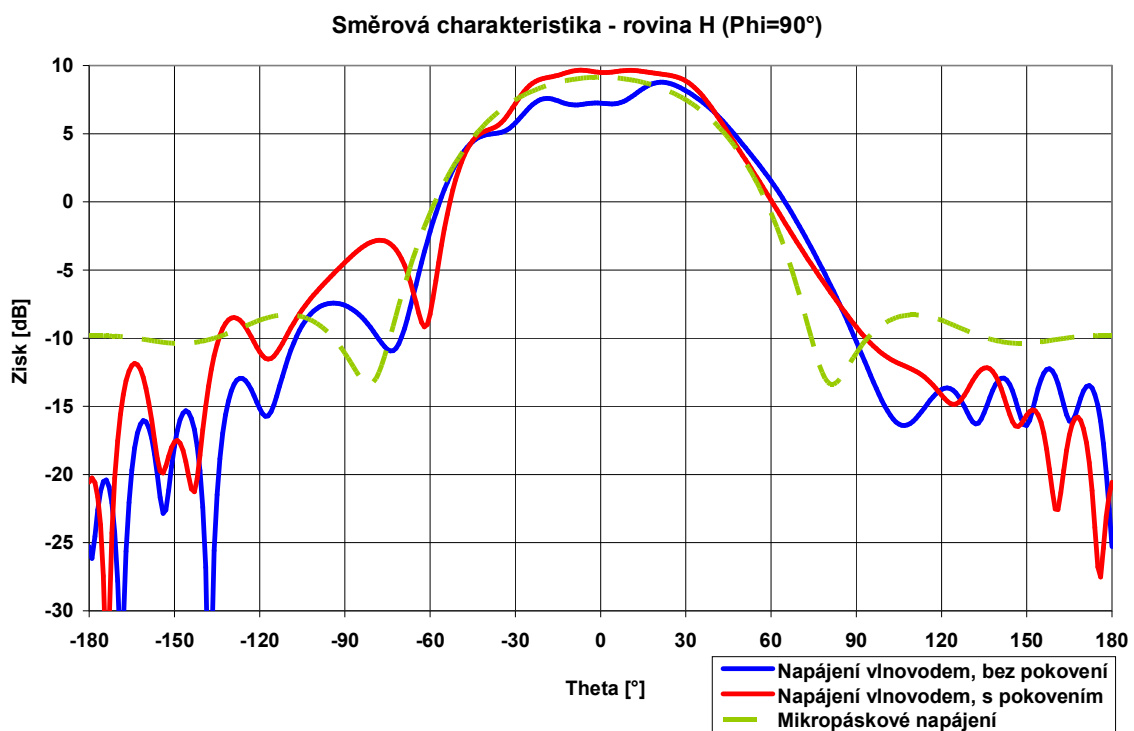


Obr. 23: Závislost činitele odrazu na frekvenci

Na obr. 23 je zobrazen činitel odrazu v závislosti na frekvenci. Jak si lze všimnout, dosahujeme u antény napájené mikropáskem (zelená přerušovaná křivka) menší šířky pásma než u antén napájených obdélníkovým vlnovodem.



Obr. 24: E- rovina směrové vyzařovací charakteristiky antén



Obr. 25: H- rovina směrové vyzařovací charakteristiky antén

Jaký vliv má pokovení kolem flíčků u antén buzených vlnovodem na E – rovinu směřové vyzařovací charakteristiky nám ukazuje obr. 24. Anténa buzená vlnovodem s pokovením (červená křivka) má užší vyzařovací svazek a dosahuje většího zisku ve směru vyzařování než anténa napájená vlnovodem bez pokovení (modrá křivka). Anténa napájená mikropáskovým vedením je v grafu zobrazena zelenou přerušovanou křivkou. Tato anténa dosahuje skoro stejného zisku jako antény napájené vlnovodem. Má ale méně potlačeny postranní laloky, více deformovanou směřovou charakteristiku a širší vyzařovací svazek.

Na obr. 25 je zobrazena H – rovina směřové vyzařovací charakteristiky antén. Porovnáme-li antény napájené pomocí vlnovodu, dojdeme k závěru, že anténa bez pokovení (modrá křivka) má více potlačeny postranní laloky, ale menší zisk ve směru vyzařování než anténa s pokovením (červená křivka). Směřová charakteristika antény napájené mikropáskem (zelená přerušovaná křivka) je velice podobná směřovým charakteristikám antén buzených vlnovodem. Dosahuje stejného zisku ve směru záření antény a dokonce má více potlačeny postranní laloky.

Všechny důležité parametry antén jsou pro srovnání shrnuty v tab. 5.

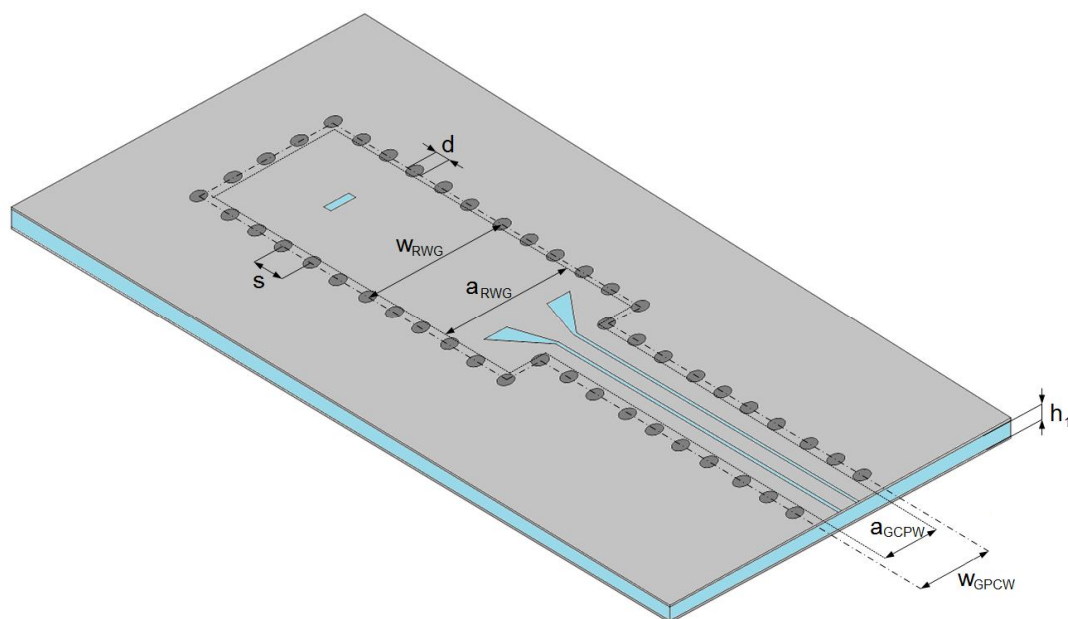
Tab. 5: Parametry antény napájené vlnovodem a mikropáskem

Způsob napájení antény			vlnovod		mikropásek
			S pokovením	Bez pokovení	-
Směřová charakteristika	E - rovina	Zisk hlavního laloku	9,5 dBi	7,2 dBi	9,2 dBi
		Směr záření hlavního laloku	0°	0°	- 3°
		Šířka svazku $2\Theta_E$	46,7°	70,2°	66,8°
		Potlačení postranních laloků	19,3 dB	23,3 dB	8,8 dB
	H - rovina	Zisk hlavního laloku	9,7 dBi	8,8 dBi	9,2 dBi
		Směr záření hlavního laloku	7°	- 21°	0°
		Šířka svazku $2\Theta_H$	71,6°	73,7°	76,9°
		Potlačení postranních laloků	13,7 dB	16,2 dB	17,4 dB
Činitel odrazu S_{11} $f=60$ GHz			- 46 dB	- 62 dB	- 45 dB
Šířka pásma $B_{S_{11}=-10dB}$			5 GHz	5 GHz	3,6 GHz

Porovnáním antény napájené mikropáskem s anténou buzenou pomocí obdélníkového vlnovodu přecházejícího v zemněný koplanární vlnovod jsme došli k závěru, že buzení pomocí vlnovodu s přechodem na zemněný koplanární vlnovod ovlivňuje méně směřovou vyzařovací charakteristiku než mikropáskové napájení. Další výhodou buzení antény pomocí vlnovodu je lehčí realizovatelnost napájení anténního pole, které budeme dále potřebovat. Z těchto důvodů jsme se rozhodli pro následující návrhy používat buzení vlnovodem.

3.2.4 Konverze antény na strukturu SIW

V předchozí kapitole jsme navrhli anténu napájenou obdélníkovým vlnovodem, jejíž správnou funkčnost jsme ověřili simulacemi v programu CST MWS 2011. Nyní přepočítáme obdélníkový vlnovod na SIW vlnovod. Díky ekvivalentnosti těchto obvodů je přepočet velmi jednoduchý. Pevné kovové stěny vlnovodu jsou nahrazeny prokvy, jak je zobrazeno na obr. 26. Při přepočtu dojde k mírnému rozšíření a prodloužení SIW vlnovodu oproti rozměrům obdélníkového vlnovodu. Pro přepočet použijeme vztahy, které jsou převzaty z [11].



Obr. 26: Rozměry SIW vlnovodu

Šířku SIW vlnovodu w vypočteme z rovnice

$$a = w - 1,08 \cdot \frac{d^2}{s} + 0,1 \cdot \frac{d^2}{w} \quad (3.17)$$

kde a je šířka obdélníkového vlnovodu, d průměr prokvy a s je rozestup mezi jednotlivými prokvy.

Aby nedocházelo k úniku energie z vlnovodu, musí být splněny následující podmínky:

$$d \leq \frac{1}{5} \cdot w, \quad s \leq 2 \cdot d. \quad (3.18), (3.19)$$

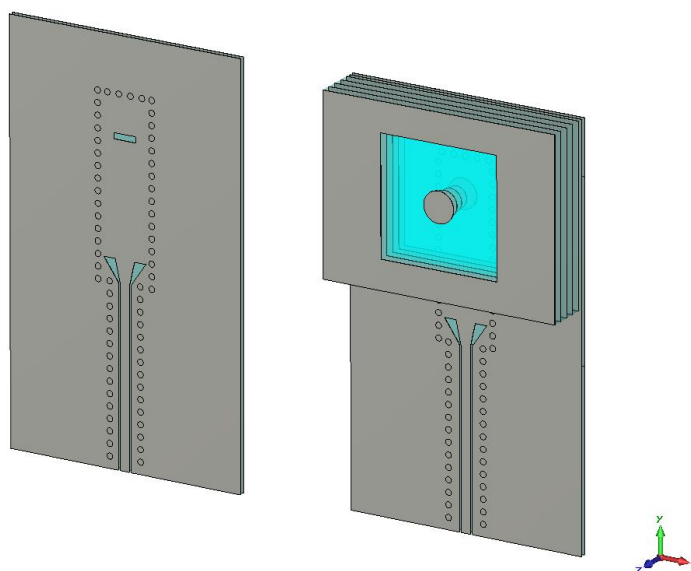
Dosazením podmínek 3.18 a 3.19 do vztahu 3.17 dostáváme jednoduchou rovnici pro výpočet šířky SIW vlnovodu. Podle potřeby na místo parametru a dosazujeme šířku obdélníkového vlnovodu a_{RWG} vypočítanou v kapitole 3.2.1 nebo šířku zemněného koplanárního vlnovodu a_{GPCW} vypočítanou v kapitole 3.2.2. a dostáváme ekvivalentní šířky pro SIW vlnovod.

Všechny vypočítané parametry SIW vlnovodu jsou shrnuty v tab. 6.

Tab. 6: Rozměry SIW vlnovodu

Popis	Symbol	Hodnota	Jednotka
Rozestup mezi prokvy	s	0,6	mm
Průměr prokvy	d	0,3	mm
Šířka vlnovodu	W_{RWG}	2,8	mm
Šířka koplanárního vlnovodu	W_{GCPW}	1,6	mm
Výška substrátu	h_1	0,254	mm

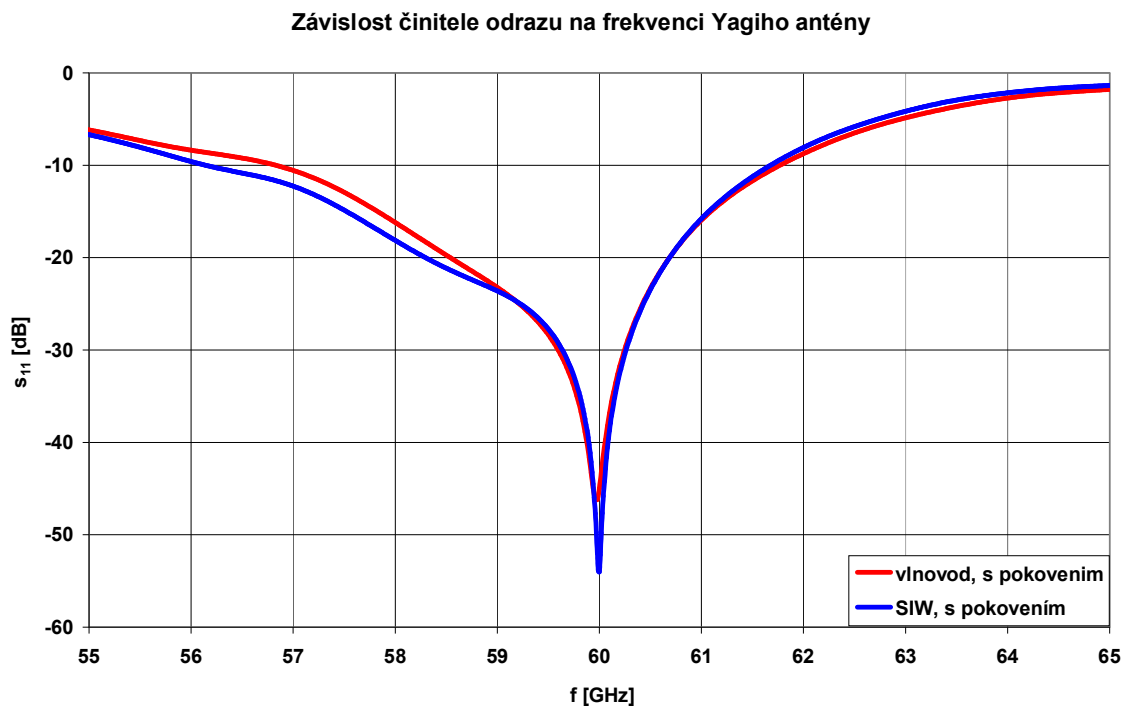
Anténu se SIW vlnovodem (obr. 27) jsme simulovali pouze s pokovením kolem flíčků, protože vykazovala lepší parametry než anténa bez pokovení kolem flíčků (viz tab. 6). I když anténa s pokovením měla o něco méně potlačeny postranní laloky, dosahovala většího zisku ve směru vyzařování než anténa bez pokovení kolem flíčků.



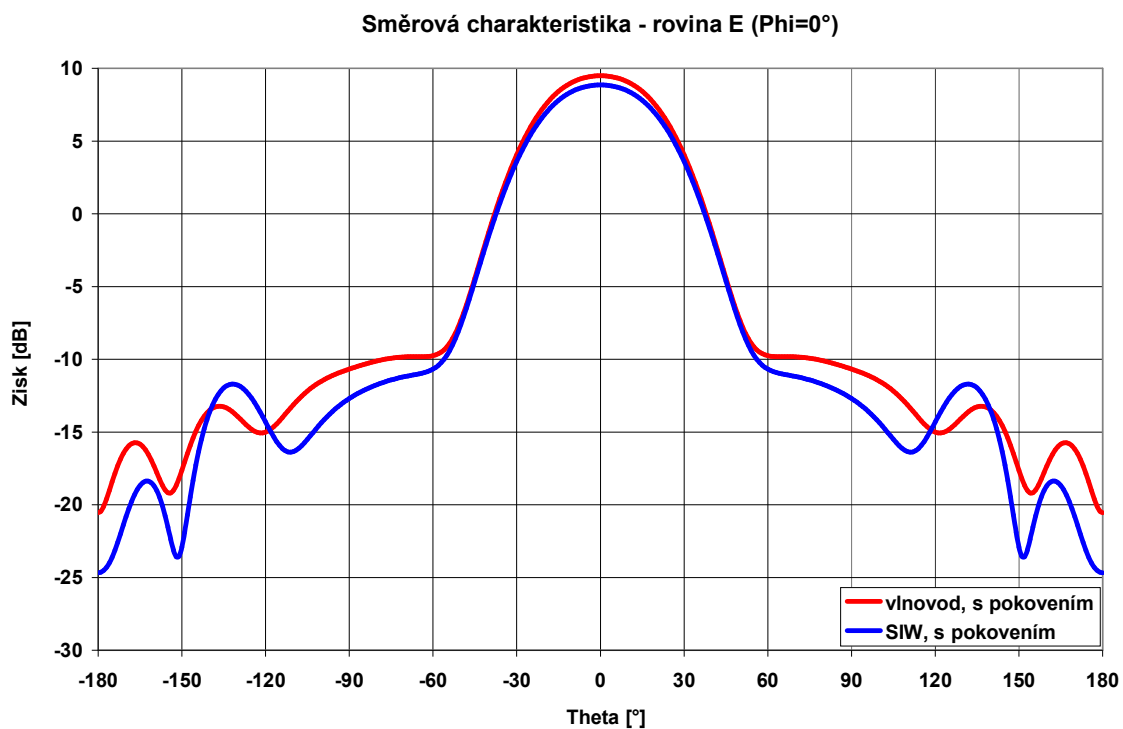
Obr. 27: Yagiho, anténa buzená SIW s pokovením kolem flíčků

Na obr. 28 je srovnání závislosti činitele odrazu na frekvenci pro Yagiho anténu s pokovením kolem flíčků, jež je buzena obdélníkovým vlnovodem a SIW vlnovodem. Je vidět, že průběhy jsou velice podobné. Anténa se SIW (modrá křivka) dosahuje činitele odrazu $s_{11} = -54$ dB na frekvenci $f_{rez} = 60$ GHz. Anténa napájená obdélníkový vlnovodem (červená křivka) dosahuje na stejné frekvenci činitele odrazu $s_{11} = -46$ dB. Šířka pásma obou antén je skoro stejná.

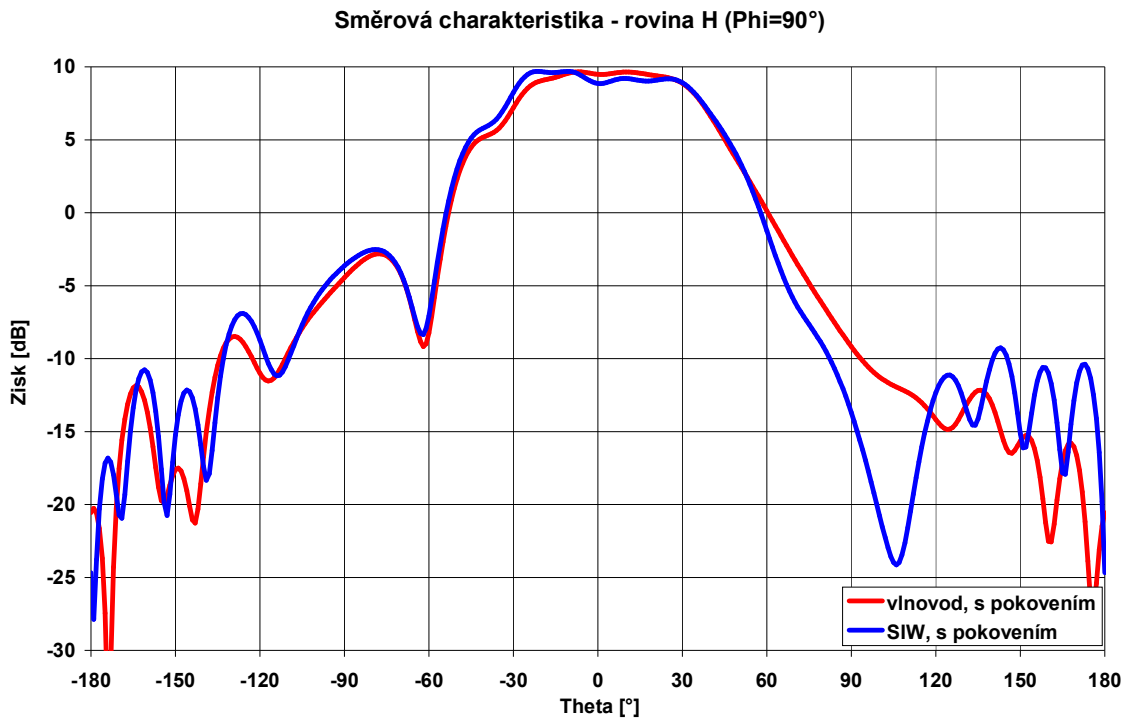
Na obr. 29 a obr. 30 jsou porovnány směrové charakteristiky antén v E a H rovinách. Lze si všimnout, že průběhy jsou až na malé rozdíly podobné. Srovnáním činitelů odrazu a směrových charakteristik antén jsme došli k závěru, že antény jsou vzájemně ekvivalentní.



Obr. 28: Závislost činitele odrazu na frekvenci Yagiho antény napájené SIW vlnovodem



Obr. 29: E- rovina směrové vyzařovací charakteristiky antén



Obr. 30: H- rovina směrové vyzařovací charakteristiky antén

Pro lepší porovnání antény napájené vlnovodem a SIW jsou všechny důležité parametry shrnuty v tab. 7.

Tab. 7: Parametry antény napájené vlnovodem a SIW s pokovením kolem flíčků

		Způsob napájení antény		
		Vlnovod	SIW	
Směrová charakteristika	E - rovina	Zisk hlavního laloku	9,5 dBi	8,9 dBi
		Směr záření hlavního laloku	0°	0°
		Šířka svazku $2\Theta_E$	46,7°	47,2°
		Potlačení postranních laloků	19,3 dB	20,6 dB
	H - rovina	Zisk hlavního laloku	9,7 dBi	9,7 dBi
		Směr záření hlavního laloku	- 7°	- 21°
		Šířka svazku $2\Theta_H$	71,6°	75,2°
		Potlačení postranních laloků	13,7 dB	13,7 dB
		Činitel odrazu s_{11} f=60 GHz	- 46 dB	- 55 dB
		Šířka pásma $B_{s_{11}=-10dB}$	5 GHz	5,5 GHz

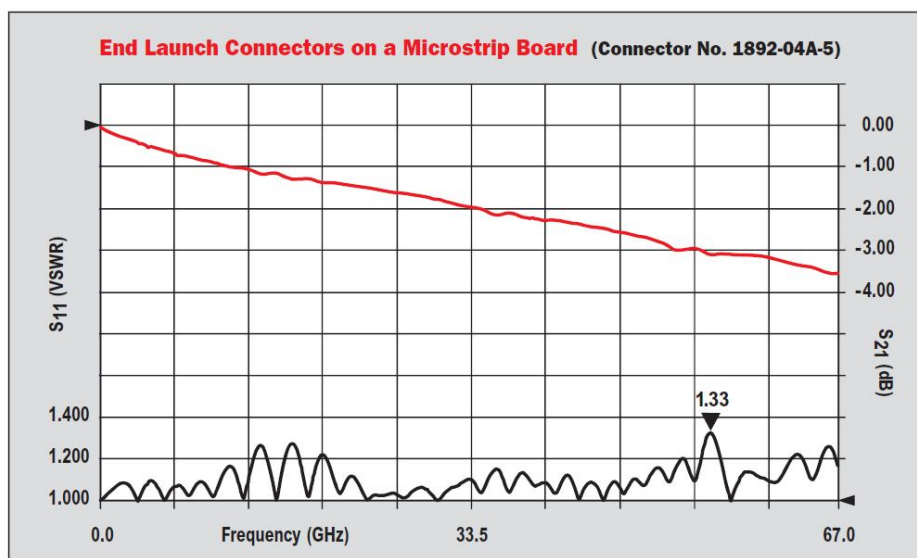
3.2.5 Simulace konektoru 1,85 mm

Tato kapitola se zabývá typem konektorem, který použijeme pro napájení námi navrhnuté antény. Jelikož anténa pracuje na velmi vysoké frekvenci, tak i konektor musí na tomto kmitočtu dobře fungovat. Dalším kritériem pro výběr konektoru je potřeba napájet zemněný koplanární vlnovod.



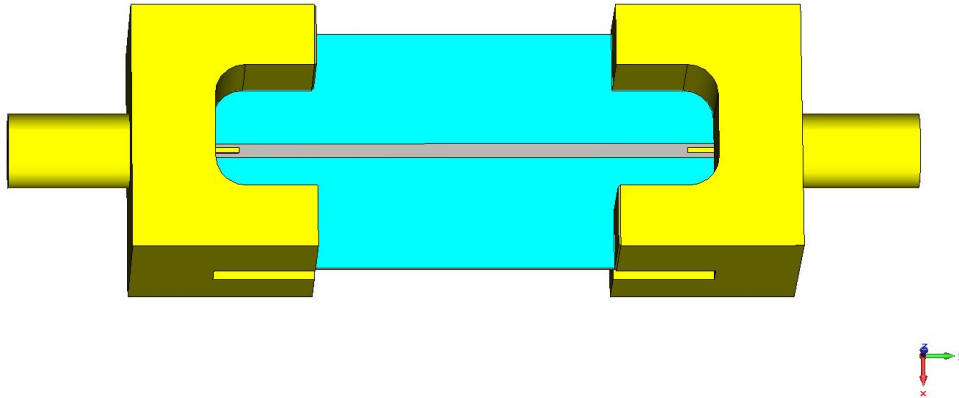
Obr. 31: End launch 1,85 mm konektor (převzato z [12])

Jako nejlepší varianta se jeví konektor typu End Launch 1,85 mm od firmy Southwest Microwave, který je zobrazen na obr. 31. Jedná se o konektor, který se k desce plošného spoje nepájí, nýbrž přišroubuje. Díky této vlastnosti se dá konektor bez poškození použít i pro jiná měření. Podle technické dokumentace by měl tento konektor správně fungovat do kmitočtu 67 GHz. [12]



Obr. 32: S-parametry konektoru 1,85 mm (převzato z [12])

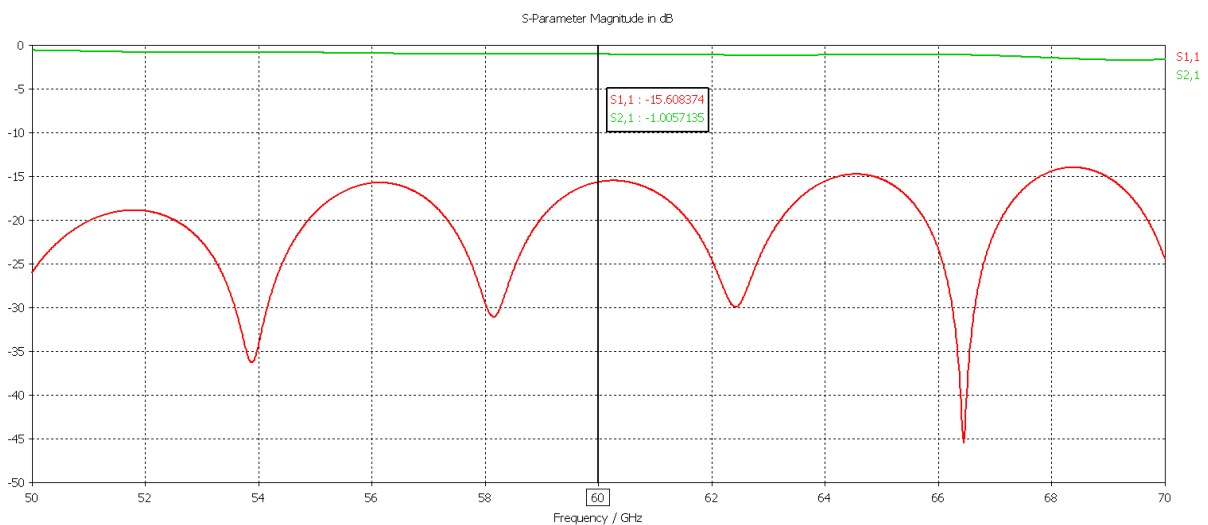
Na obr. 32 jsou zobrazeny s-parametry konektoru naměřené výrobcem. Měření bylo provedeno pomocí dvou konektorů zapojených proti sobě přes mikropáskové vedení. Výrobce udává největší hodnotu poměru stojatých vln PSV = 1,33 v rozmezí kmitočtů 0 až 67 GHz. [12]



Obr. 33: Model konektoru 1,85 mm v simulačním programu CST MWS 2011

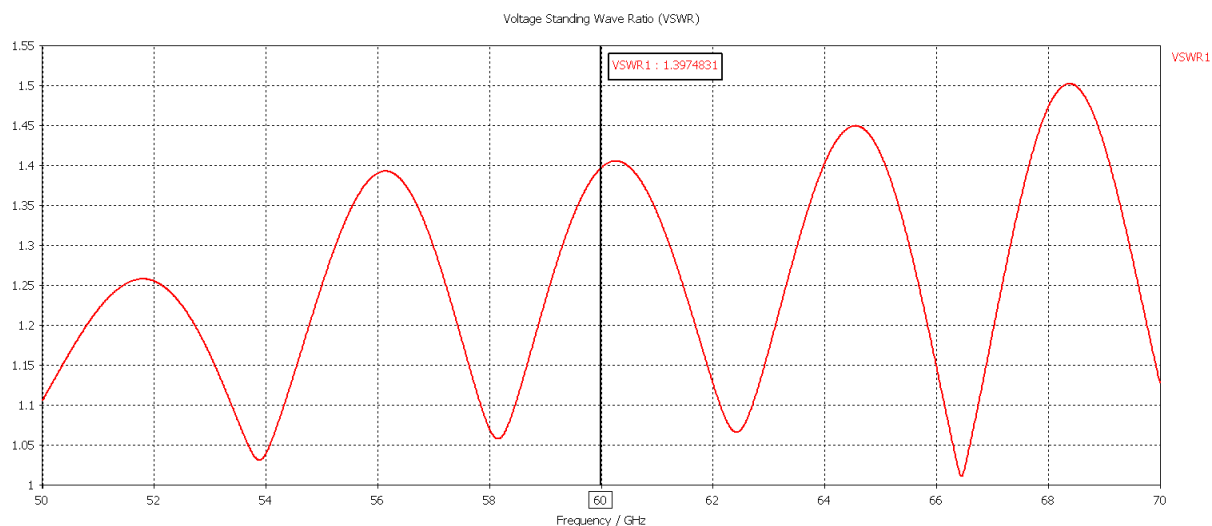
Abychom zjistili vlastnosti konektoru, namodelovali jsme jej v programu CST MWS 2011 podle rozměrů, které udává výrobce v technické dokumentaci [12]. Na obr. 33 je zobrazena konfigurace dvou konektorů 1,85 mm propojených mikropáskovým vedením s charakteristickou impedancí $Z_0 = 50 \Omega$. Jako substrát byl použit CuClad 217 s výškou dielektrika 0,254 mm.

Simulací výše popsané konfigurace jsme obdrželi s-parametry, které jsou uvedeny na obr. 34. Z grafu lze vyčíst, že na kmitočtu $f_{rez} = 60$ GHz je přenos $s_{21} = -1$ dB a činitel odrazu $s_{11} = -15,6$ dB. Podle grafu na obr. 33 výrobce změřil na této frekvenci přenos asi $s_{21} = -3$ dB.



Obr. 34: S- parametry konektoru 1,85 mm simulovaného v CST MWS 2011

Na obr. 35 je zobrazena závislost poměru stojatých vln simulované konfigurace na frekvenci. Z obrázku jde vyčíst, že poměr stojatých vln pro frekvenci $f_{\text{rez}} = 60$ GHz je roven 1,39 což je o něco vyšší než maximální poměr stojatých vln, které udává výrobce.

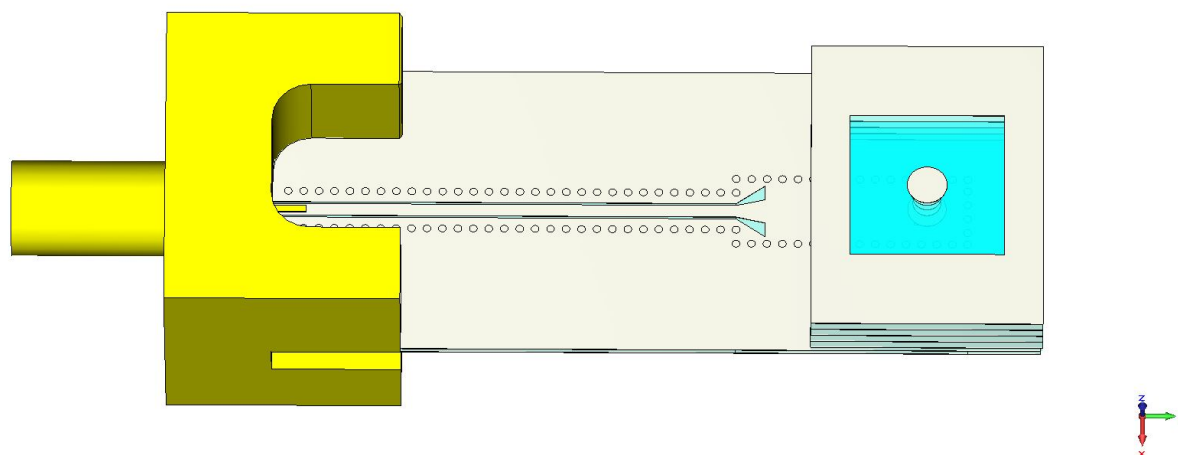


Obr. 35: Poměr stojatých vln konektoru 1,85 mm simulovaného v CST MWS 2011

Z výše uvedených výsledků je patrné, že konektor simulovaný v programu CST MWS 2011 dosahuje velice podobných parametrů jako konektor změřený od výrobce, a proto jej lze použít pro další simulace.

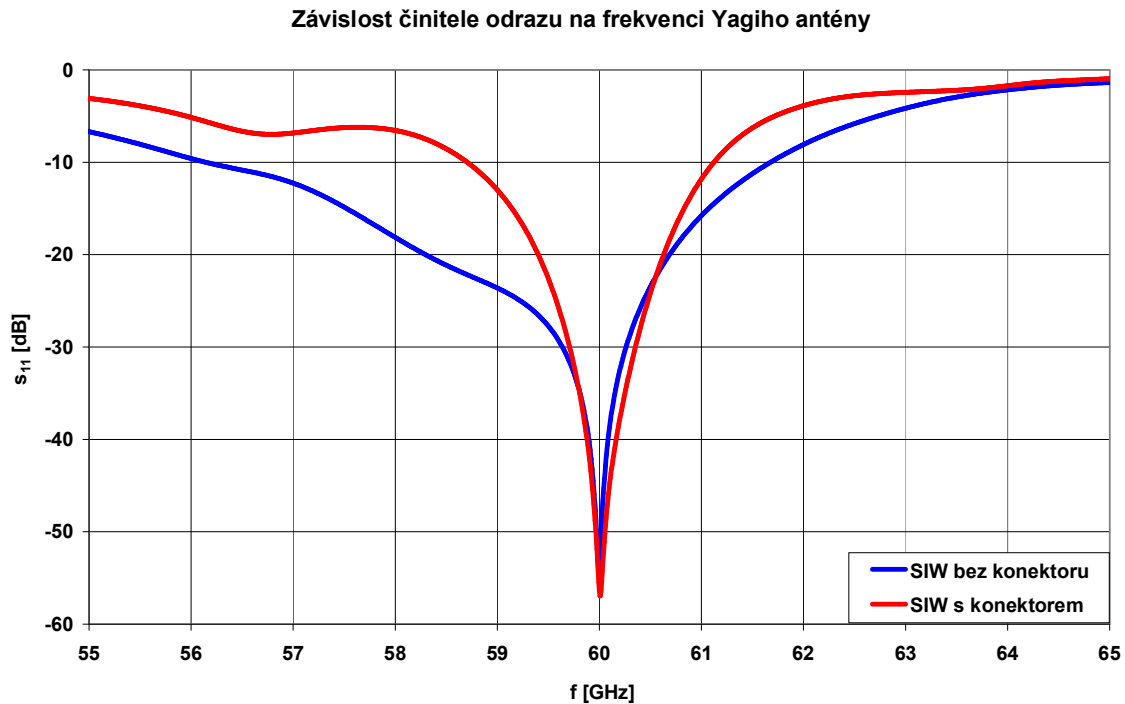
3.2.6 Simulace antény napájené SIW vlnovodem s konektorem

Tato kapitola je zaměřena na simulaci antény popsané v kapitole 3.2.4, ke které připojíme konektor popsaný v kapitole 3.2.5. Model simulované antény je zobrazen na obr. 36. Z obrázku je patrné, že došlo k prodloužení zemněného koplanárního vlnovodu. Tato změna byla nutná z důvodu ovlivňování směrové charakteristiky připojeným konektorem.



Obr. 36: Yagiho anténa s konektorem 1,85 mm simulovaná v programu CST MWS 2011

Na obr. 37 je srovnání závislosti činitele odrazu na frekvenci pro Yagiho anténu s připojeným konektorem (červená křivka) a bez konektoru (modrá křivka). Jak můžeme vidět, tak obě antény dosahují podobného činitele odrazu. Anténa bez připojeného konektoru dosahuje na rezonanční frekvenci $f_{rez} = 60$ GHz činitele odrazu $s_{11} = -55$ dB a anténa s konektorem $s_{11} = -57$ dB. Velký rozdíl je v šířce pásma. Po připojení konektoru klesne její hodnota skoro na polovinu šířky pásma, kterou dosahuje anténa bez připojeného konektoru.

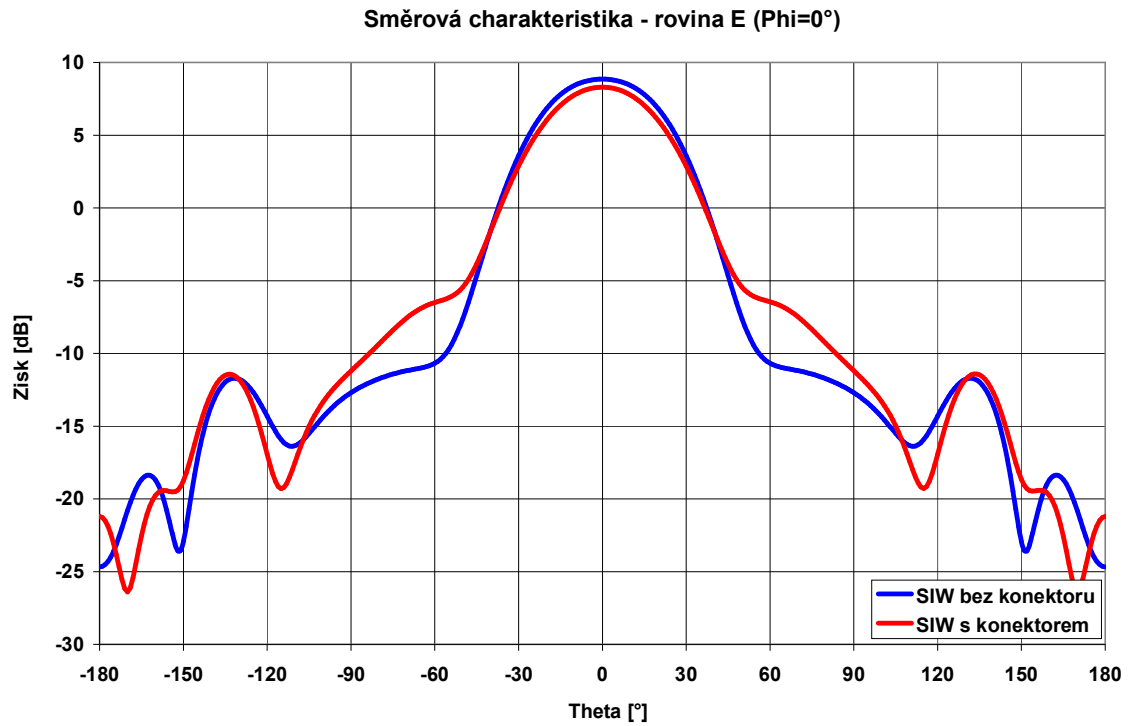


Obr. 37: Závislost činitele odrazu na frekvenci

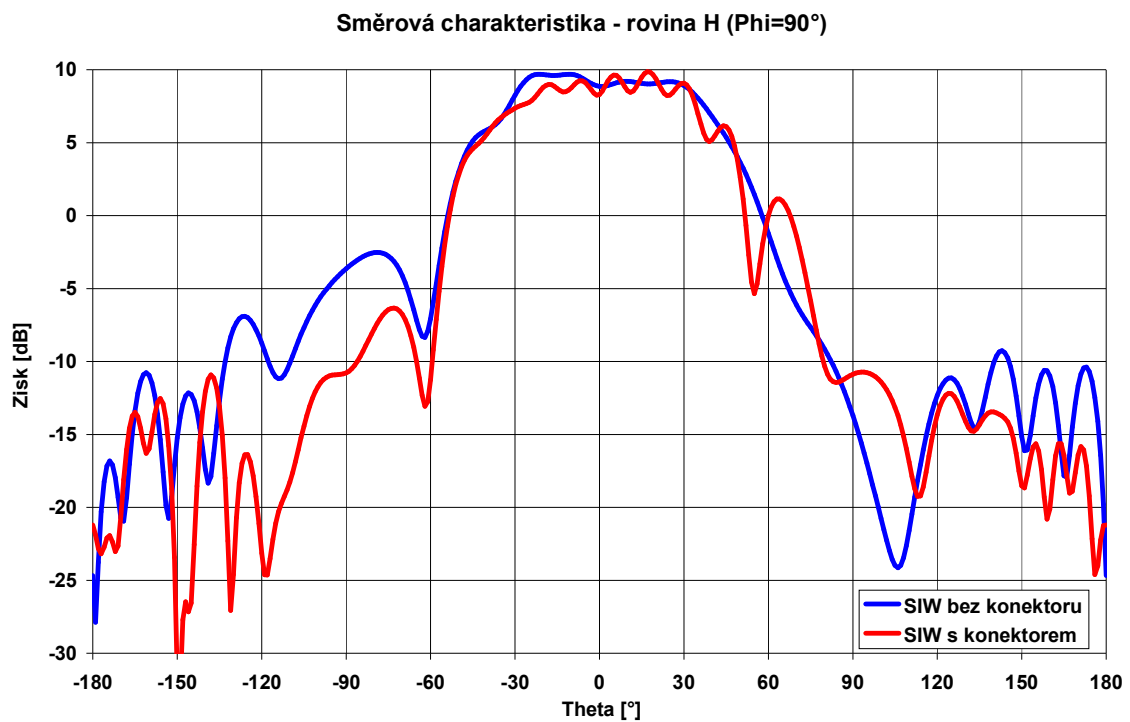
Na obr. 38 můžeme vidět E rovinu směrové vyzařovací charakteristiky antén. Hlavní rozdíl, který po připojení konektoru nastane, je pokles zisku z hodnoty 8,9 dBi na hodnotu 8,3 dBi. Dále jsou průběhy až na nepatrné odchylky skoro totožné.

Rovina H směrové vyzařovací charakteristiky antén je zobrazena na obr. 39. Zde si můžeme všimnout velkého rozdílu v potlačení postranních laloků. Anténa s konektorem (červená křivka) má o 7,1 dB více potlačeny postranní laloky než anténa bez konektoru (modrá křivka).

Ostatní důležité parametry antény jsou přehledně shrnuty v tab. 8.



Obr. 38: E- rovina směrové vyzařovací charakteristiky antén

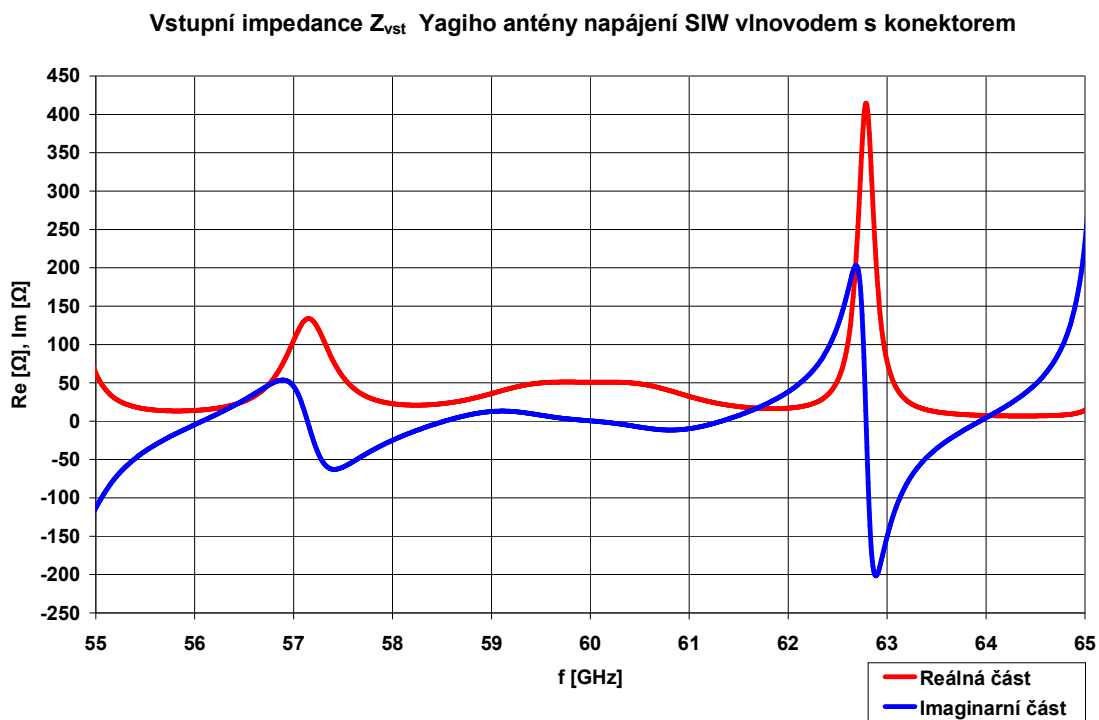


Obr. 39: H- rovina směrové vyzařovací charakteristiky antén

Tab. 8: Parametry antény napájené SIW vlnovodem s konektorem a bez konektoru

Způsob napájení antény		SIW s konektorem	SIW bez konektoru	
Směrová charakteristika	E - rovina	Zisk hlavního laloku	8,3 dBi	8,9 dBi
		Směr záření hlavního laloku	0°	0°
		Šířka svazku $2\Theta_E$	45,4°	47,2°
		Potlačení postranních laloků	19,7 dB	20,6 dB
	H - rovina	Zisk hlavního laloku	9,9 dBi	9,7 dBi
		Směr záření hlavního laloku	17°	- 21°
		Šířka svazku $2\Theta_H$	69,2°	75,2°
		Potlačení postranních laloků	20,8 dB	13,7 dB
Činitel odrazu s_{11} f=60 GHz		- 57 dB	- 55 dB	
Šířka pásma $B_{s_{11}=-10dB}$		2,5 GHz	5,5 GHz	

O tom, jaká je impedance na vstupu konektoru, hovoří obr. 40. Na obrázku můžeme vidět reálnou a imaginární složku vstupní impedance v závislosti na kmitočtu. Pro rezonanční kmitočet $f_{rez} = 60$ GHz je na vstupu konektoru impedance rovna $Z_{vst} = 50,88 + j 0,41 \Omega$. Z této hodnoty jsme usoudili, že navržená anténa je velice dobře přizpůsobena na požadované frekvenci.



Obr. 40: Vstupní impedance Yagiho antény napájené SIW vlnovodem s konektorem

3.3 Vícevrstvá Yagiho anténa napájena SIW vlnovodem s přechodem na mikropáskové vedení

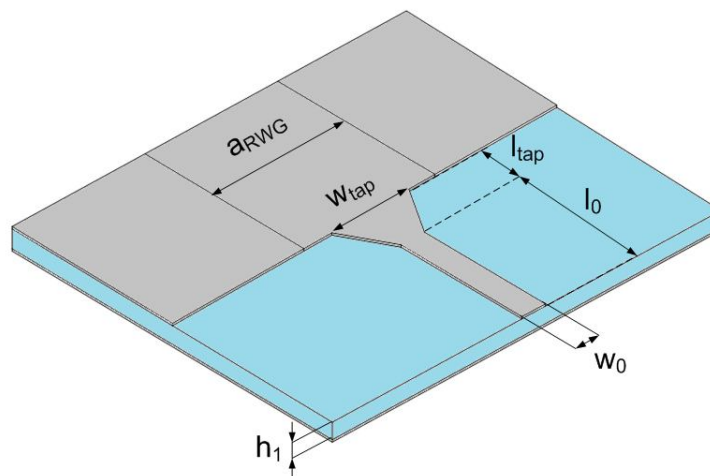
Tato kapitola se zabývá vícevrstvou Yagiho anténou napájenou SIW vlnovodem s přechodem na mikropáskové vedení. Následující text, je rozčleněn do několika podkapitol, v nichž jsou popsány návrh a realizace anténní struktury. Nejprve anténu budíme obdélníkovým vlnovodem, který je následně jednoduše přepočítán na SIW vlnovod.

3.3.1 Návrh a simulace obdélníkového vlnovodu

Jelikož se v tomto případě jedná o stejnou strukturu antény i použitý stejný substrát jako v kapitole 3.2 (pouze s rozdílným typem přechodu), můžeme použít návrh obdélníkového vlnovodu uvedený v kapitole 3.2.1. Tento obdélníkový vlnovod je zobrazen na obr. 14 a všechny jeho důležité rozměry jsou shrnuty v tab. 3.

3.3.2 Přechod mikropásek – obdélníkový vlnovod

V této podkapitole se zaměříme na návrh a simulaci přechodu z mikropáskového vedení na obdélníkový vlnovod resp. vlnovod integrovaný do substrátu. Tento přechod můžeme vidět na obr. 41. Je založen na postupně se rozšiřujícím mikropáskovém vedení, které přechází až ve vlnovod za podmínky, že oba typy vedení jsou integrovány na stejném substrátu. [9]



Obr. 41: Přechod z mikropáskového vedení na obdelníkový vlnovod

V první řadě se zaměříme na návrh mikropáskového vedení, u kterého požadujeme, aby jeho charakteristická impedance byla rovna $Z_0 = 50 \Omega$.

Šířku mikropáskového vedení přibližně určíme podle vztahu [13]

$$\frac{w}{h} = \frac{120 \cdot \pi}{Z_0 \cdot \sqrt{\epsilon_r}} - \frac{2}{\pi} - \left(\frac{2}{\pi} - \frac{\epsilon_r - 1}{3,7 \cdot \epsilon_r} \right) \cdot \ln \left(\frac{120 \cdot \pi^2}{Z_0 \cdot \sqrt{\epsilon_r}} - 1 + 1,84 \cdot \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r} \right), \quad (3.20)$$

kde Z_0 je požadovaná charakteristická impedance mikropáskového vedení, ϵ_r je relativní permitivita dielektrického substrátu, h je výška dielektrického substrátu a w

je šířka mikropáskového vedení. Takto vypočítaná šířka mikropáskového vedení je pouze orientační a slouží pro prvotní simulaci.

Když máme navrhnuté mikropáskové vedení s potřebnou charakteristickou impedancí, můžeme přistoupit k návrhu samotného přechodu.

Šířku přechodu w_{tap} navazujícího na vlnovod (obr. 41) určíme dle vztahů [9]

$$\frac{1}{w_e} = \frac{60}{\eta \cdot h} \cdot \ln \left(8 \cdot \frac{h}{w_{tap}} + 0,25 \cdot \frac{w_{tap}}{h} \right), \text{ pro } \frac{w_{tap}}{h} < 1 \quad (3.21)$$

$$\frac{1}{w_e} = \frac{120 \cdot \pi}{\eta \cdot h \cdot \left[\frac{w_{tap}}{h} + 1,393 + 0,667 \cdot \ln \left(\frac{w_{tap}}{h} + 1,444 \right) \right]}, \text{ pro } \frac{w_{tap}}{h} > 1 \quad (3.22)$$

$$\frac{1}{w_e} = \frac{1,38}{a_{RWG}} \cdot e^{-0,627 \cdot \frac{\epsilon_r}{\epsilon_r + 1 + \frac{\epsilon_r - 1}{2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \cdot \frac{h}{w_{tap}}}}}, \quad (3.23)$$

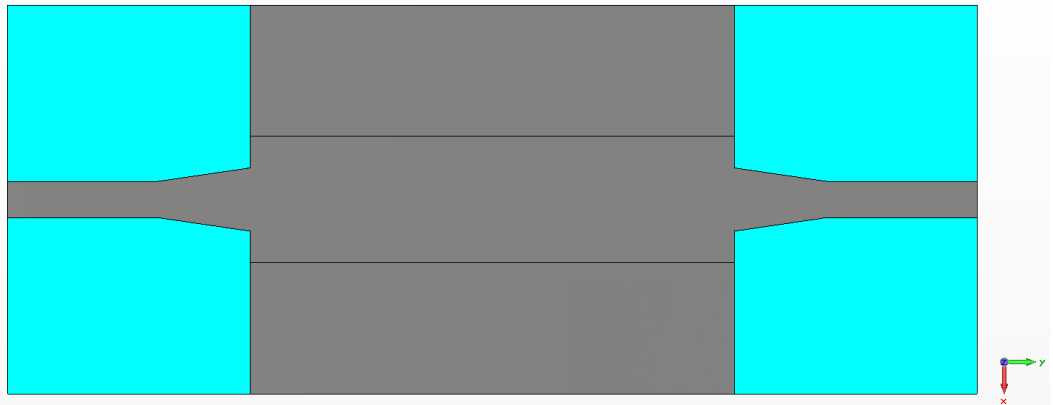
kde pro charakteristickou impedanci volného prostředí platí $\eta = (\mu_0 / \epsilon_0)^{1/2} = 376,76 \Omega$. Pro zadaný substrát s výškou dielektrika h a relativní permitivitou ϵ_r a pro šířku obdélníkového vlnovodu a_{RWG} určíme optimální šířku w_{tap} přechodu porovnáním rovnice 3.21 nebo 3.22 s rovnicí 3.23. Délka přechodu l_{tap} musí být volena jako násobek čtvrtiny vlnové délky vlny na mikropáskovém vedení, abychom dosáhli dobrého činitele odrazu s_{11} . Ve frekvenčním pásmu milimetrových vln a pro substrát s relativní permitivitou mezi hodnotami 2 a 10, jsou šířky w_0 a w_{tap} velice podobné a přechod s délkou $l_{tap} = \lambda_g / 4$ je dostačující k tomu, abychom dosáhli dobrého činitele odrazu s_{11} . [9]

Tab. 9: Parametry přechodu mikropásek- obdélníkový vlnovod

Popis	Symbol	Hodnota	Jednotka
Šířka obdélníkového vlnovodu	a_{RWG}	2,582	mm
Šířka mikropásku	w_0	0,785	mm
Délka mikropásku	l_0	1,5	mm
Šířka přechodu	w_{tap}	1,1	mm
Délka přechodu	l_{tap}	0,9	mm
Výška substrátu	h_1	0,254	mm

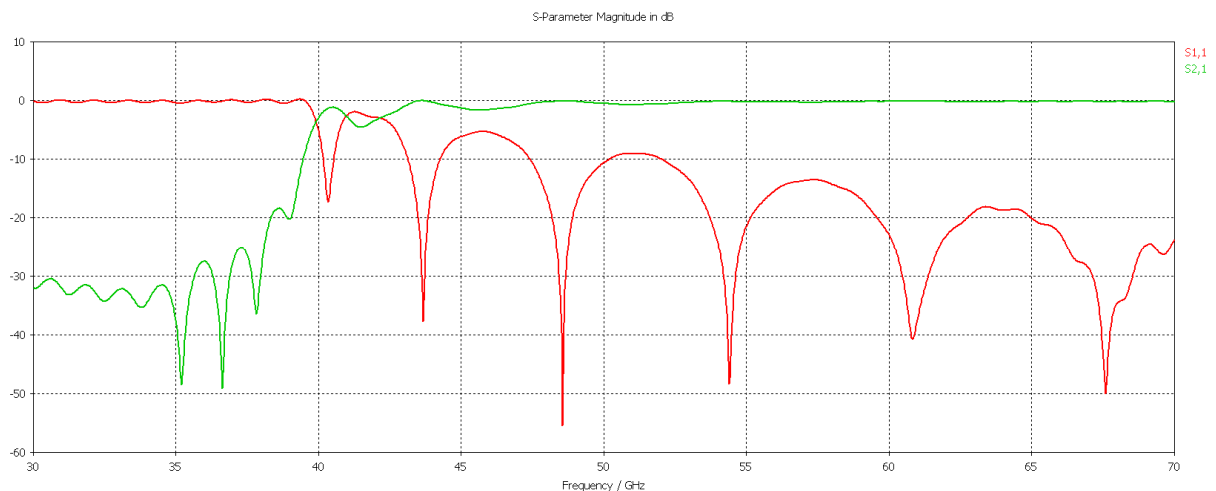
Vypočítané parametry přechodu z mikropáskového vedení na obdélníkový vlnovod jsou shrnuty v tab. 9. Tyto rozměry byly použity pro první simulaci. Pro dosažení požadovaných hodnot je nutná optimalizace v simulačním programu CST MWS 2011.

Abychom mohli ověřit správnou funkčnost výše navrženého přechodu, bylo jej nutné namodelovat v simulačním programu. K tomu byl použit program CST MWS 2011. Model přechodu z mikropáskového vedení na obdélníkový vlnovod a zpět je zobrazen na obr. 42.



Obr. 42: Simulace přechodu mikropáskové vedení-vlnovod v programu CST MWS 2011

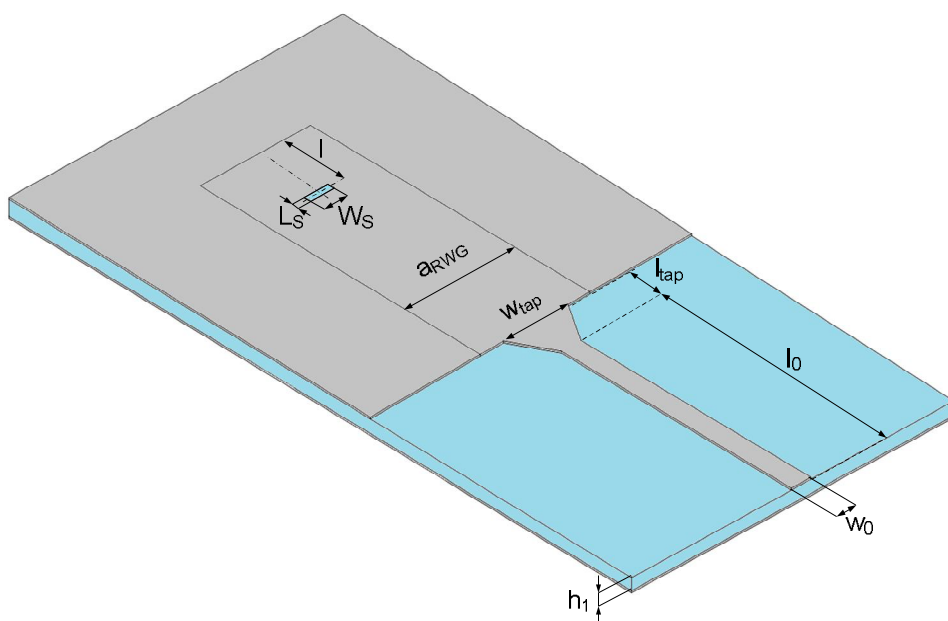
Simulací jsme získali s-parametry přechodu, které jsou zobrazeny na obr. 43. Červená křivka zobrazuje závislost činitele odrazu s_{11} na kmitočtu. Zelenou barvou je zobrazen průběh činitele přenosu s_{21} . Vlnovod s mikropáskovým přechodem začíná správně přenášet signál na frekvenci o něco vyšší než je mezní kmitočet samotného vlnovodu uvedeného v kapitole 3.2.1. S-parametry uvedené v obr. 43 nám potvrzují správnost výše uvedeného návrhu.



Obr. 43: S-parametry přechodu mikropáskové vedení- obdélníkový vlnovod a zpět

3.3.3 Návrh a simulace Yagiho antény napájené vlnovodem

V předchozích dvou podkapitolách jsme ověřili správnou funkčnost obdélníkového vlnovodu a přechodu mikropáskové vedení na obdélníkový vlnovod. Nyní můžeme přistoupit k návrhu samotného napájení antény. K napájení antény použijeme obdélníkový vlnovod, který je na jedné straně zkratovaný a na druhé straně postupně přechází v mikropáskové vedení. Zmiňovaná struktura je zobrazena na obr. 44.

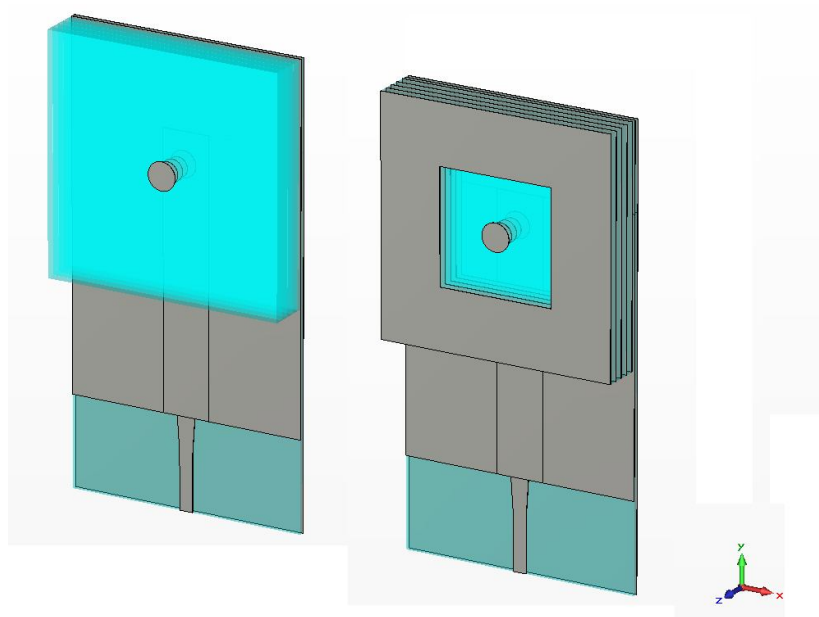


Obr. 44: Napájení antény mikropáskovým vedením přecházející v obdélníkový vlnovod

Stejně, jak tomu bylo v kapitole 3.2.3, k buzení antény je použita vazba štěrbinou. Štěrba je umístěna uprostřed vlnovodu v maximu intenzity magnetického pole, což odpovídá vzdálenosti $l = \lambda_g/2$ od zkratu obdélníkového vlnovodu. [8] Úroveň vazby štěrbinou se dá ovlivňovat šířkou štěrbinou W_s a v menší míře délkou štěrbinou L_s . [10]

Jak už bylo jednou řečeno, jedná se o stejnou anténní strukturu, jako v kapitole 3.2 s tím rozdílem, že zde je použit přechod mikropáskové vedení – obdélníkový vlnovod. To znamená, že i u této struktury je přidána soustava na sebe naskládaných kruhových flíčků, které jsou buzeny vazební štěrbinou tak, jak ukazuje obr. 21. Jak si lze všimnout, všechny kruhové flíčky jsou posunuty o k_y od středu vazební štěrbinou. Toto posunutí je zde z důvodu impedančního přizpůsobení antény. Výška substrátu vrstvy 1 a 2 je rovna $h_1 = 0,254$ mm a vrstvy 3 až 6 je $h_2 = 0,508$ mm.

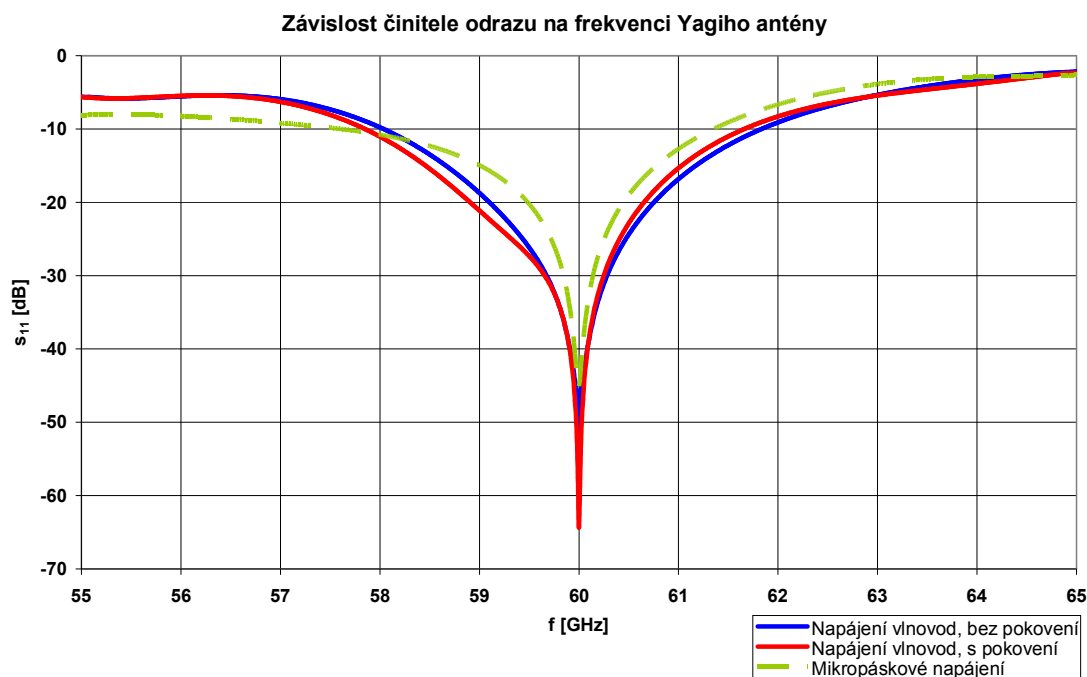
Pro následnou simulaci antény byly použity rozměry kruhových flíčků z tab. 2, rozměry vlnovodu z kapitoly 3.2.1 a přechodu mikropáskové vedení – obdélníkový vlnovod z kapitoly 3.3.2. Všechny tyto rozměry byly dále optimalizovány pro co nejlepší přizpůsobení antény na požadovaném rezonančním kmitočtu $f_{rez} = 60$ GHz.



Obr. 45: Yagiho anténa buzená vlnovodem: bez pokovení (nalevo) a s pokovením (napravo)

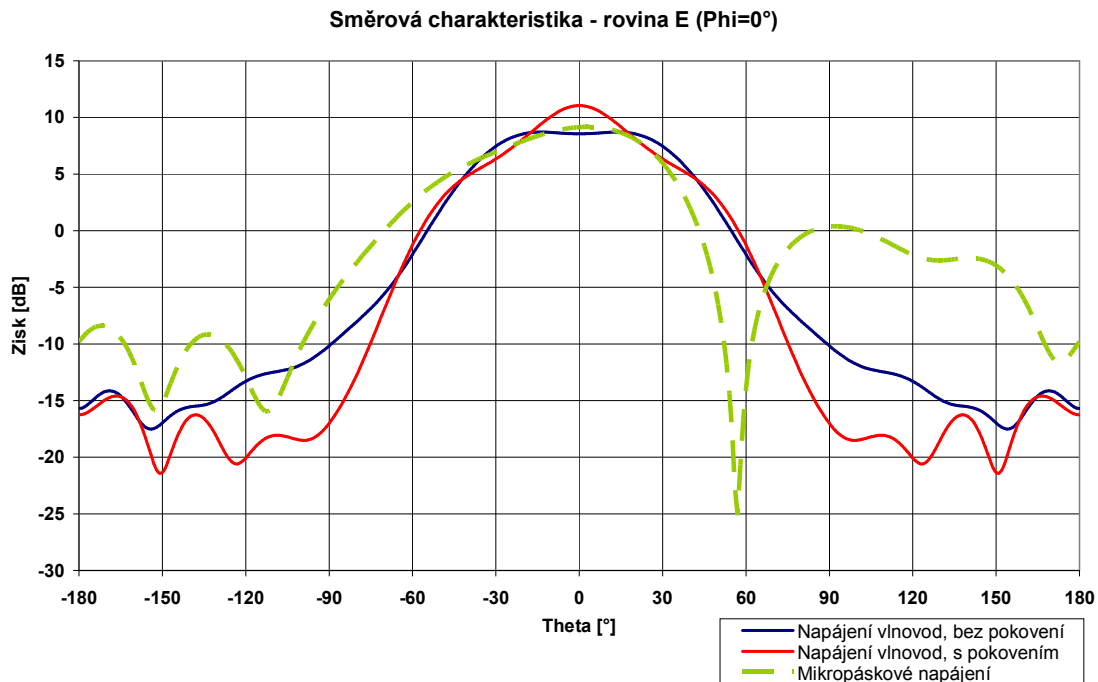
Na obr. 45 je zobrazena celá struktura Yagiho antény namodelovaná v programu CST MWS 2011. Nalevo můžeme vidět anténu, kterou jsme popsali výše. Napravo je struktura, kde jsme navíc ke každému kruhovému flíčku přidali pokovení z mědi. Toto pokovení by mělo vytvořit vlnovodový kanál a zabránit tak úniku vlny ve vodorovném směru. [1]

V následujících grafech jsou porovnány obě výše zmiňované struktury napájené pomocí obdélníkového vlnovodu s přechodem na mikropáskové vedení se strukturou napájenou mikropáskem z kapitoly 3.1.

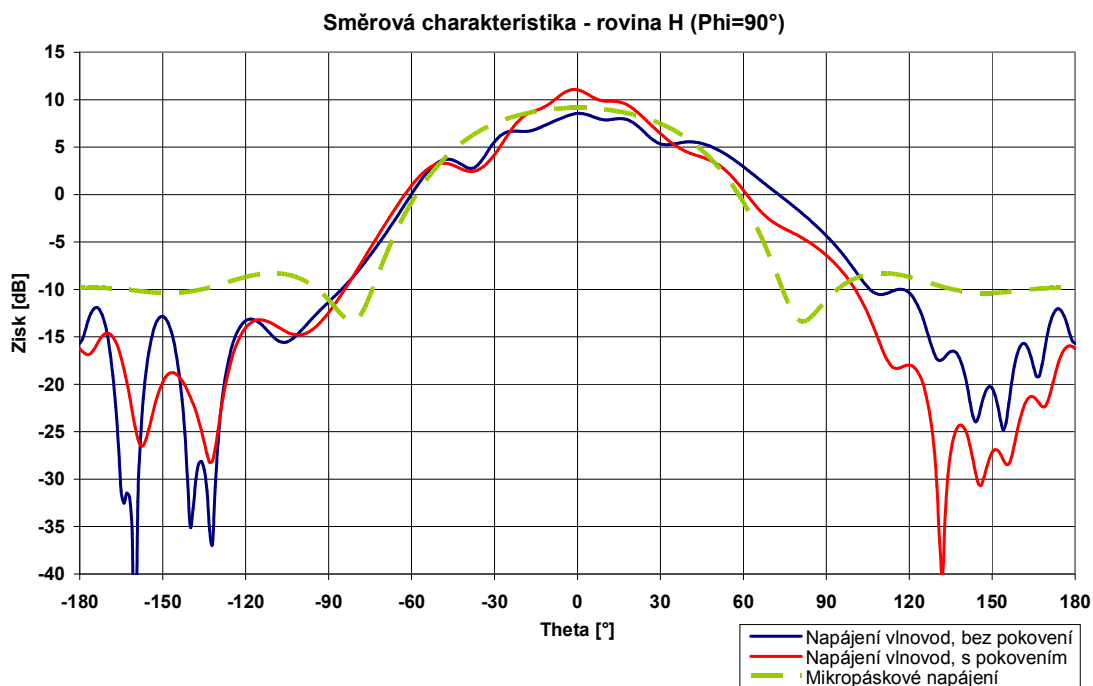


Obr. 46: Závislost činitele odrazu na frekvenci

Na obr. 46 je zobrazen činitel odrazu v závislosti na frekvenci. Lze si všimnout, že u antény napájené mikropáskem (zelená přerušovaná křivka) dosahujeme menší šířky pásma, než u antén napájených obdélníkovým vlnovodem s přechodem na mikropáskové vedení.



Obr. 47: E- rovina směrové vyzařovací charakteristiky antén



Obr. 48: H- rovina směrové vyzařovací charakteristiky antén

Na obr. 47 jsou zobrazeny směrové vyzařovací charakteristiky v E-rovině jak pro antény napájené vlnovodem s přechodem na mikropáskové vedení, tak i pro antény napájené pouze mikropáskem. Anténa buzená vlnovodem s pokovením (červená křivka) dosahuje většího zisku ve směru vyzařování než anténa napájená vlnovodem bez pokovení (modrá křivka). Anténa napájená mikropáskovým vedením je v grafu zobrazena zelenou přerušovanou křivkou. Tato anténa dosahuje podobného zisku jako antény napájené vlnovodem. Má ale méně potlačeny postranní laloky, více deformovanou směrovou charakteristiku a širší vyzařovací svazek.

Na obr. 48 jsou zobrazeny směrové vyzařovací charakteristiky antén v H-rovině. Porovnáme-li antény napájené vlnovodem s přechodem na mikropáskové vedení mezi sebou, dojdeme k závěru, že anténa bez pokovení (modrá křivka) má skoro stejnou charakteristiku jako anténa s pokovením (červená křivka), ale dosahuje menšího zisku ve směru hlavního laloku. Směrová charakteristika antény napájené mikropáskem, která je v grafu zobrazena zelenou přerušovanou křivkou, je velice podobná směrovým charakteristikám antén buzených vlnovodem s přechodem na mikropáskové vedení. Dosahuje skoro stejného zisku ve směru maxima záření antény, ale má o něco méně potlačeny postranní laloky.

Všechny důležité parametry výše popsaných antén jsou pro srovnání shrnuty v tab. 10.

Tab. 10: Parametry antény napájené vlnovodem a mikropáskovým vedením

Způsob napájení antény		Vlnovod - mikropásek		mikropásek	
		S pokovením	Bez pokovení		-
Směrová charakteristika	E - rovina	Zisk hlavního laloku	11 dBi	8,7 dBi	9,2 dBi
		Směr záření hlavního laloku	0°	0°	- 3°
		Šířka svazku $2\Theta_E$	41°	76,1°	66,8°
		Potlačení postranních laloků	25,6 dB	22,8 dB	8,8 dB
	H - rovina	Zisk hlavního laloku	11,1 dBi	8,6 dBi	9,2 dBi
		Směr záření hlavního laloku	-1°	- 1°	0°
		Šířka svazku $2\Theta_H$	44,1°	58,5°	76,9°
		Potlačení postranních laloků	27,8 dB	21,3 dB	17,4 dB
Činitel odrazu $s_{11 f=60 \text{ GHz}}$		- 64 dB	- 52 dB	- 45 dB	
Šířka pásma $B_{s_{11}=-10\text{dB}}$		3,5 GHz	3,5 GHz	3,6 GHz	

Na základě výše uvedených poznatků i v tomto případě docházíme k závěru, že anténa napájená obdélníkovým vlnovodem s přechodem na mikropáskové vedení dosahuje lepších výsledků než anténa napájena mikropáskem. Hlavní nevýhodou antény napájené mikropáskem je, že má málo potlačeny postranní laloky a dochází tak i k nežádoucímu vyzařování mimo hlavní směr. Z těchto dvou důvodů jsme se rozhodli, že napájení antény mikropáskem je nevyhovující a nemá cenu jej dále rozebírat.

3.3.4 Konverze antény na strukturu SIW

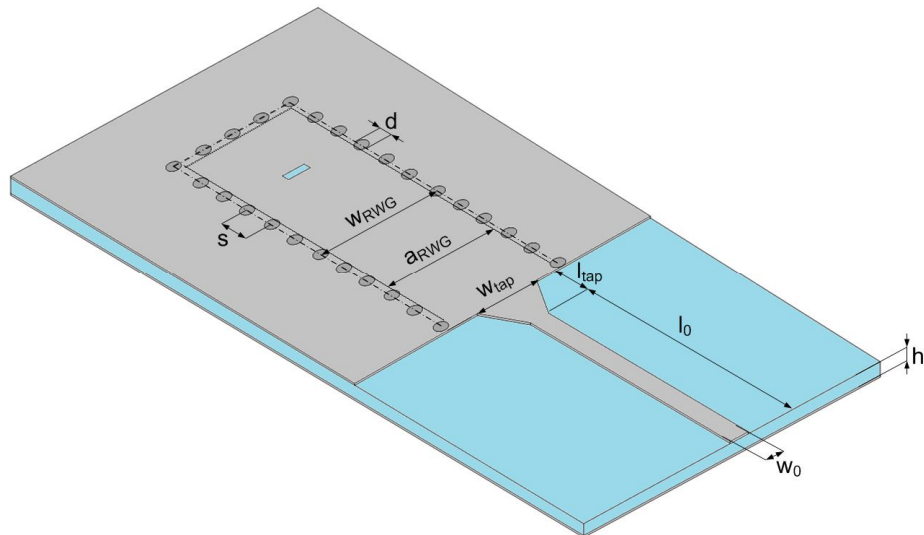
V předchozí podkapitole jsme navrhli anténu napájenou obdélníkovým vlnovodem, jejíž správnou funkčnost jsme ověřili simulacemi v programu CST MWS 2011. Nyní přepočítáme obdélníkový vlnovod na SIW vlnovod. Díky ekvivalentnosti těchto obvodů je přepočet velmi jednoduchý. Pevné kovové stěny vlnovodu jsou nahrazeny prokvy tak, jak je zobrazeno na obr. 49. Při přepočtu dojde k mírnému rozšíření a prodloužení SIW vlnovodu oproti rozměrům obdélníkového vlnovodu.

Pro přepočet z obdélníkového vlnovodu na SIW vlnovod použijeme vztahy a postup, který je uvedený v kapitole 3.2.4. Do rovnice 3.17 dosadíme podmínky 3.18 a 3.19 a jednoduchou úpravou dostáváme rovnici pro výpočet šířky SIW vlnovodu. Na místo parametru a dosadíme do rovnice šířku obdélníkového vlnovodu a_{RWG} vypočítanou v kapitole 3.3.1 resp. v kapitole 3.2.1. Výstupem je hledaná šířka w_{RWG} SIW vlnovodu.

Všechny vypočítané parametry SIW vlnovodu jsou uvedeny v tab. 11.

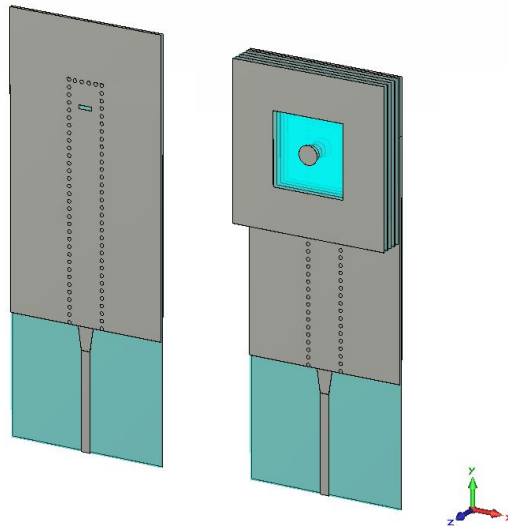
Tab. 11: Rozměry SIW vlnovodu

Popis	Symbol	Hodnota	Jednotka
Rozestup mezi prokvy	s	0,6	mm
Průměr prokvy	d	0,3	mm
Šířka vlnovodu	w_{RWG}	2,8	mm
Výška substrátu	h_1	0,254	mm



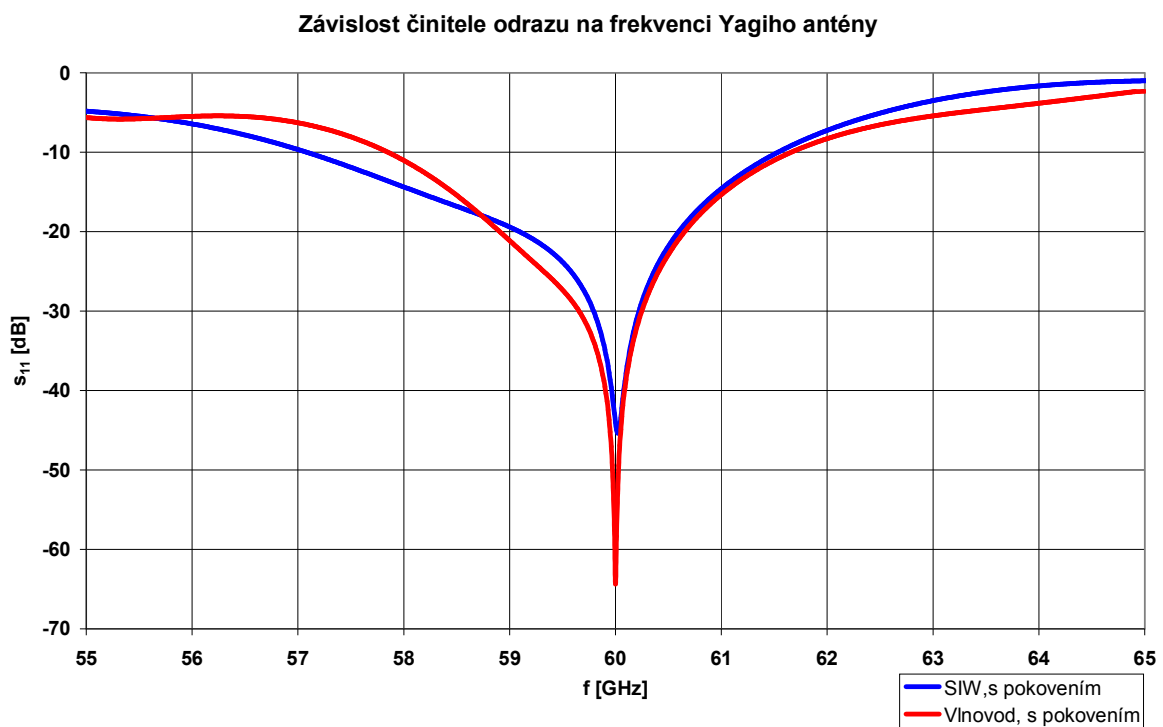
Obr. 49: Rozměry SIW vlnovodu s přechodem na mikropáskové vedení

Na obr. 50 je zobrazena Yagiho anténa buzená SIW vlnovodem s přechodem na mikropáskové vedení namodelovaná v programu CST MWS 2011. Jak si můžeme všimnout, provedli jsme pouze simulaci antény, která má pokovení kolem kruhových flíčků. Toto rozhodnutí jsme učinili na základě simulací uvedených v kapitole 3.3.3. Anténa s pokovením kolem flíčků dosahuje většího zisku, jak dokládá tab. 10.

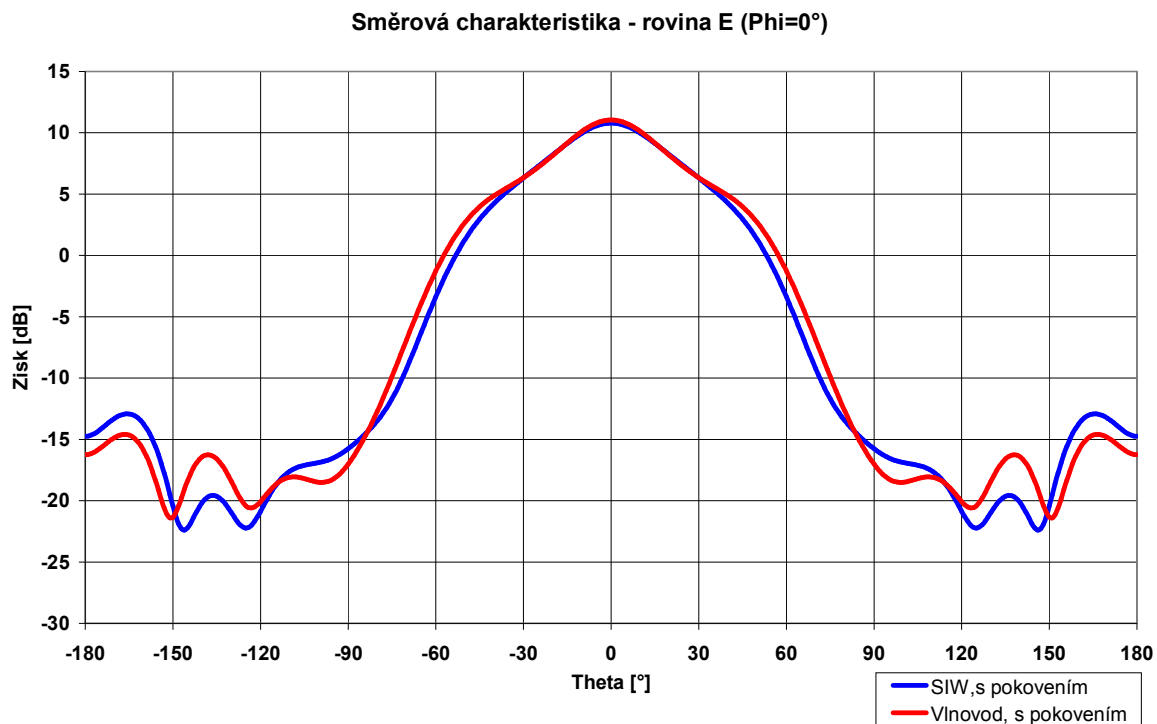


Obr. 50: Yagiho anténa buzená SIW vlnovode s pokovením kolem flíčků

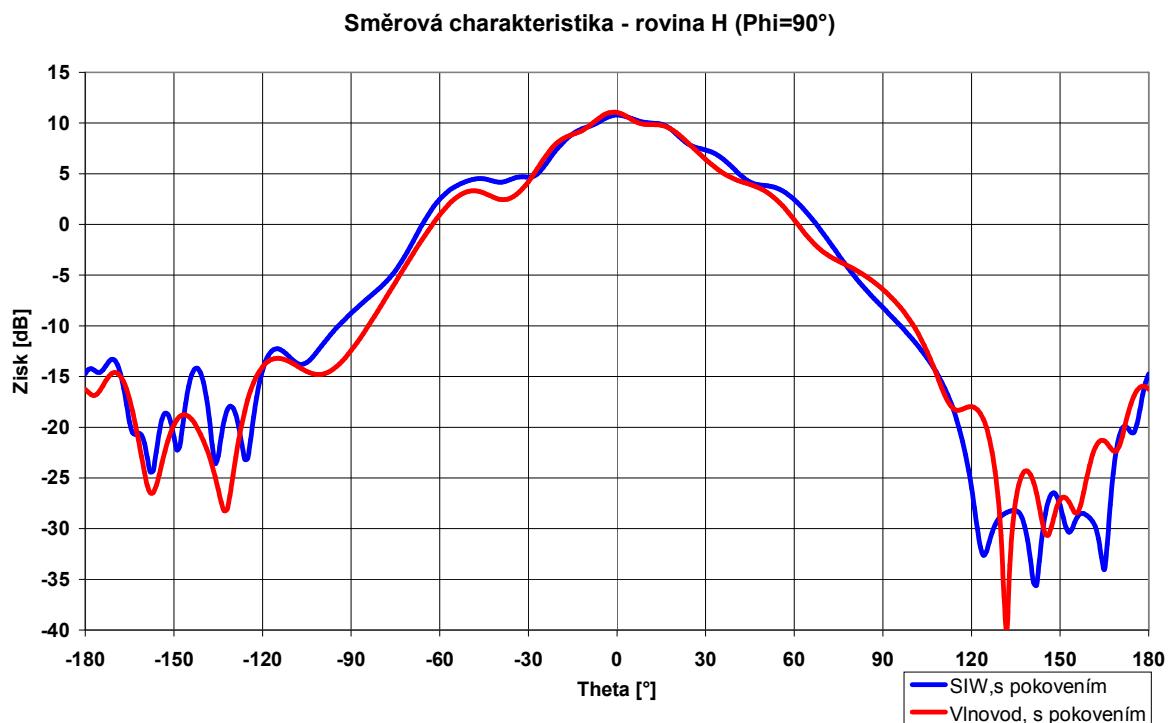
Na obr. 51 je srovnání závislosti činitele odrazu na frekvenci pro Yagiho anténu s pokovením kolem flíčků buzenou obdélníkovým vlnovodem a SIW vlnovodem. Jak můžeme vidět, průběhy se liší pouze nepatrně. Anténa se SIW vlnovodem (modrá křivka) dosahuje činitele odrazu $s_{11} = -45$ dB na frekvenci $f_{rez} = 60$ GHz. Anténa napájená obdélníkovým vlnovodem (červená křivka) dosahuje na stejné frekvenci činitele odrazu $s_{11} = -64$ dB. Šířka pásma antény napájené SIW vlnovodem je asi o 1 GHz větší nežli šířka pásma u antény napájené obdélníkovým vlnovodem.



Obr. 51: Závislost činitele odrazu na frekvenci Yagiho antény napájené SIW vlnovodem



Obr. 52: E- rovina směrové vyzařovací charakteristiky antén



Obr. 53: H- rovina směrové vyzařovací charakteristiky antén

Na obr. 52 a obr. 53 jsou porovnány směrové vyzařovací charakteristiky výše zmiňovaných antén v E a H rovinách. Z obrázků lze vyčíst, že průběhy směrových vyzařovacích charakteristik se liší pouze nepatrně. Z toho plyne, že jsme správně provedli přepočítání z obdélníkového napájení na napájení vlnovodem integrovaným do substrátu s přechodem na mikropáskové vedení.

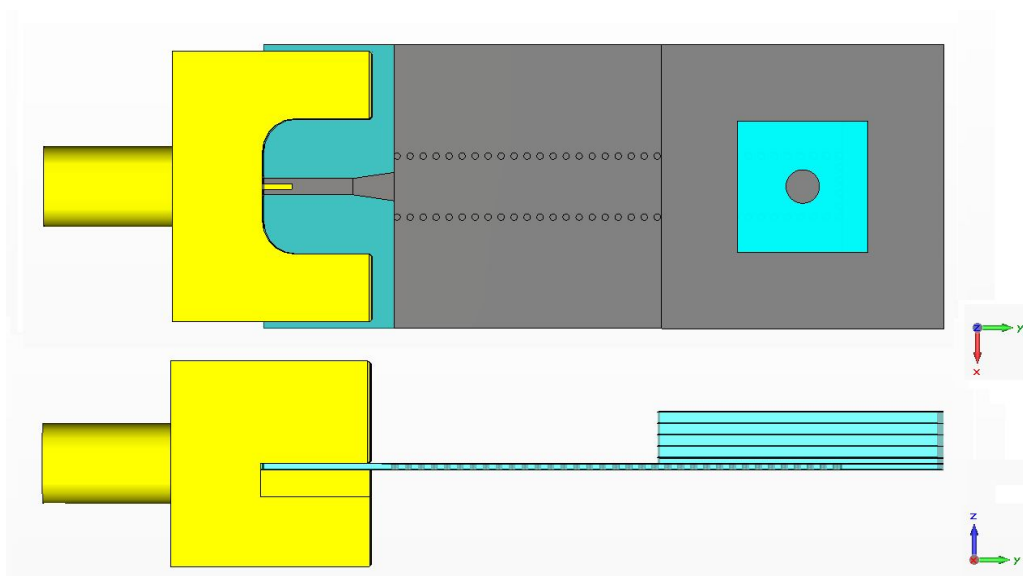
Pro lepší porovnání výše zmiňovaných antén jsou všechny důležité parametry antén shrnuty v tab. 12.

Tab. 12: Parametry antény napájené vlnovodem a SIW s pokovením kolem flíčků

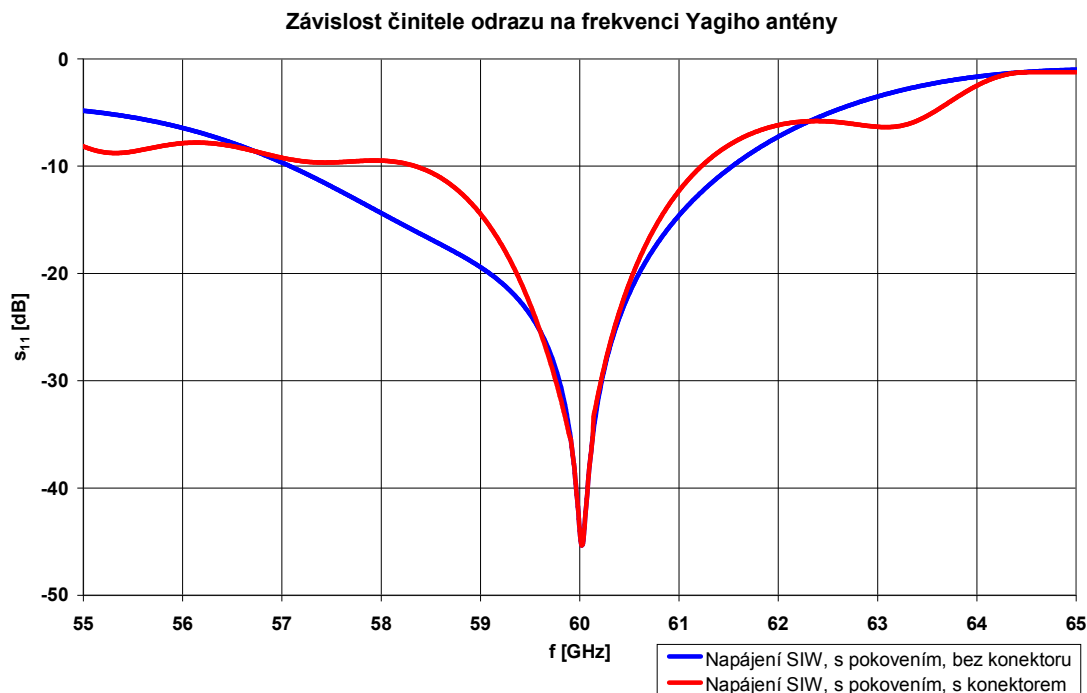
Způsob napájení antény		Vlnovod	SIW	
Směrová charakteristika	E - rovina	Zisk hlavního laloku	11 dBi	10,8 dBi
		Směr záření hlavního laloku	0°	0°
		Šířka svazku $2\Theta_E$	41°	44,4°
		Potlačení postranních laloků	25,6 dB	23,7 dB
	H - rovina	Zisk hlavního laloku	11,1 dBi	10,8 dBi
		Směr záření hlavního laloku	-1°	0°
		Šířka svazku $2\Theta_H$	44,1°	44,2°
		Potlačení postranních laloků	27,8 dB	22,8 dB
Činitel odrazu S_{11} f=60 GHz		- 64 dB	- 45 dB	
Šířka pásma $B_{S_{11}=-10dB}$		3,5 GHz	4,5 GHz	

3.3.5 Simulace antény napájené SIW vlnovodem s konektorem

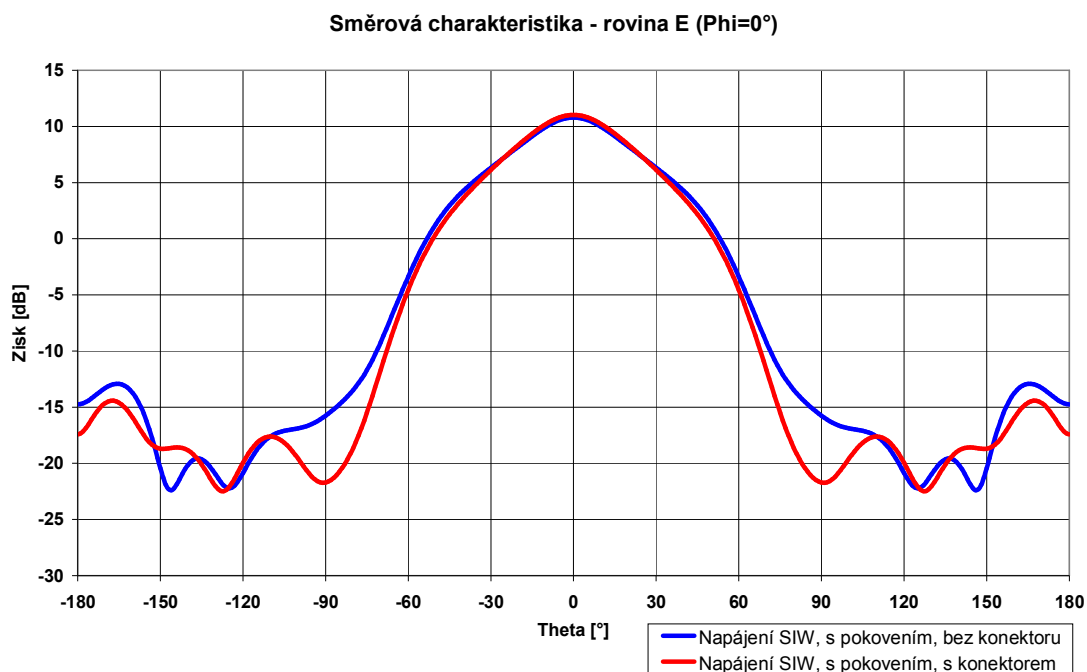
Tato podkapitola se zabývá simulací antény napájené SIW vlnovodem s přechodem na mikropáskové vedení, která je uvedena v kapitole 3.3.4. Ke struktuře je připojen konektor. I v tomto případě použijeme konektor typu End Launch 1,85mm, který je podrobně popsán v kapitole 3.2.5. Model simulované antény je zobrazen na obr. 54.



Obr. 54: Yagihova anténa s konektorem 1,85 mm simulovaná v programu CST MWS 2011

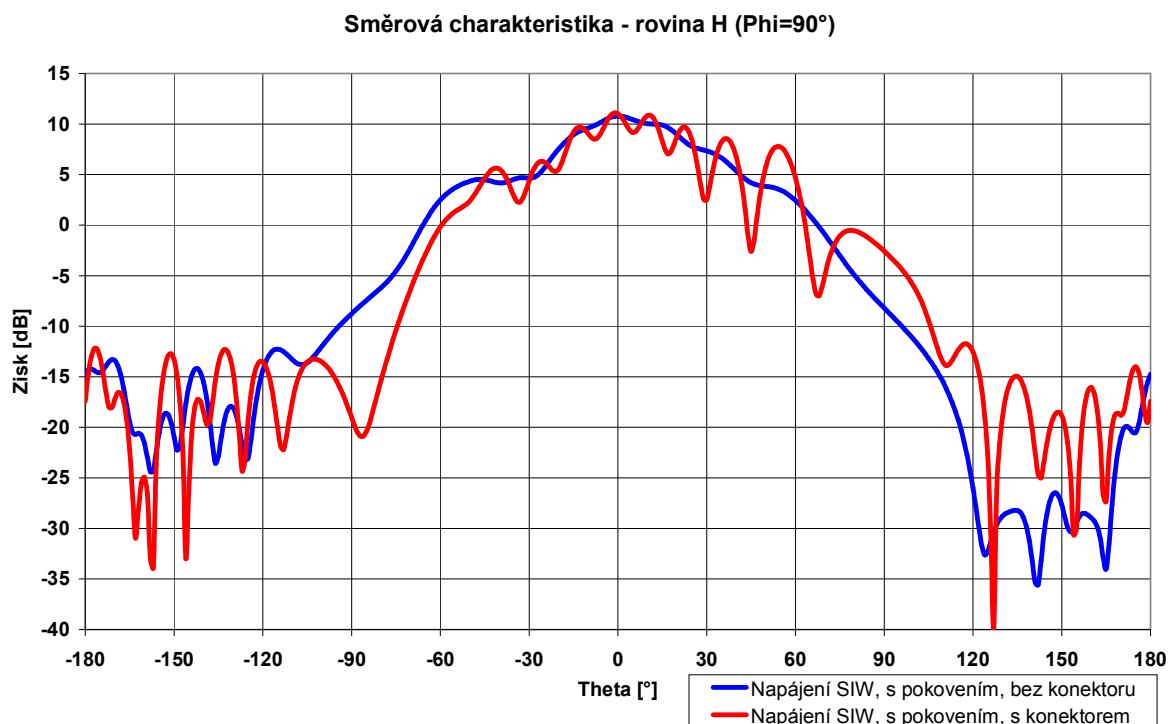


Obr. 55: Závislost činitele odrazu na frekvenci



Obr. 56: E- rovina směrové vyzařovací charakteristiky antén

Na obr. 55 jsou porovnány kmitočtové průběhy činitele odrazu pro Yagiho anténu napájenou SIW vlnovodem s připojeným konektorem (červená křivka) a bez konektoru (modrá křivka). Můžeme vidět, že obě struktury dosahují stejného činitele odrazu $s_{11} = -45$ dB. Největší rozdíl je v tom, že anténa s konektorem má menší šířku pásma nežli anténa bez konektoru.



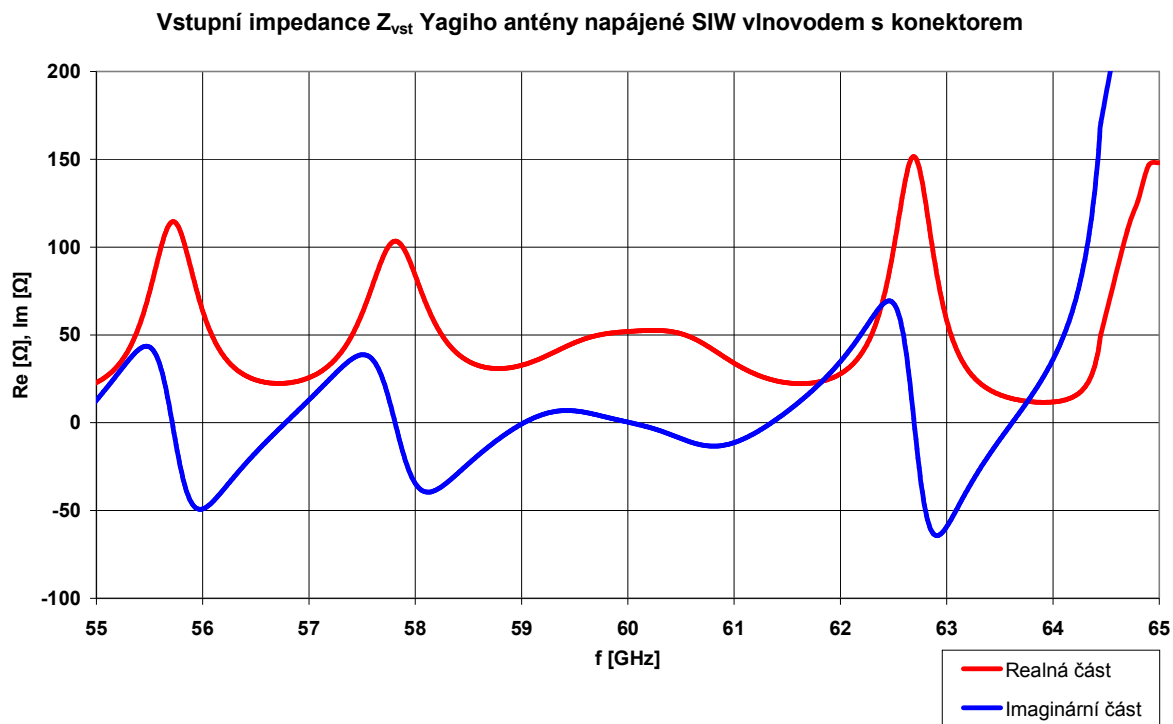
Obr. 57: H- rovina směrové vyzařovací charakteristiky antén

Na obr. 56 můžeme vidět směrové vyzařovací charakteristiky Yagiho antény napájené SIW vlnovodem s připojeným konektorem (červená křivka) a bez konektoru (modrá křivka) v rovině E. Zde nedochází k velkým rozdílům. Naopak tomu je u směrové vyzařovací charakteristiky v rovině H, která je zobrazena na obr. 57. Po připojení konektoru dochází k velkému zvlnění charakteristiky. Toto zvlnění se nám nepodařilo žádným způsobem odstranit.

Všechny důležité parametry antén jsou přehledně shrnuty v tab. 13.

Tab. 13: Parametry antény napájené SIW vlnovodem s konektorem a bez konektoru

Způsob napájení antény		SIW s konektorem	SIW bez konektoru	
Směrová charakteristika	E - rovina	Zisk hlavního laloku	11 dBi	10,8 dBi
		Směr záření hlavního laloku	0°	0°
		Šířka svazku $2\Theta_E$	43,1°	44,4°
		Potlačení postranních laloků	25,4 dB	23,7 dB
	H - rovina	Zisk hlavního laloku	11,1 dBi	10,8 dBi
		Směr záření hlavního laloku	-1°	0°
		Šířka svazku $2\Theta_H$	31,9°	44,2°
		Potlačení postranních laloků	21,4 dB	22,8 dB
Činitel odrazu s_{11} f=60 GHz		- 45 dB	- 45 dB	
Šířka pásma $B_{s_{11}=-10dB}$		2,8 GHz	4,5 GHz	



Obr. 58: Vstupní impedance Yagiho antény napájené SIW vlnovodem s konektorem

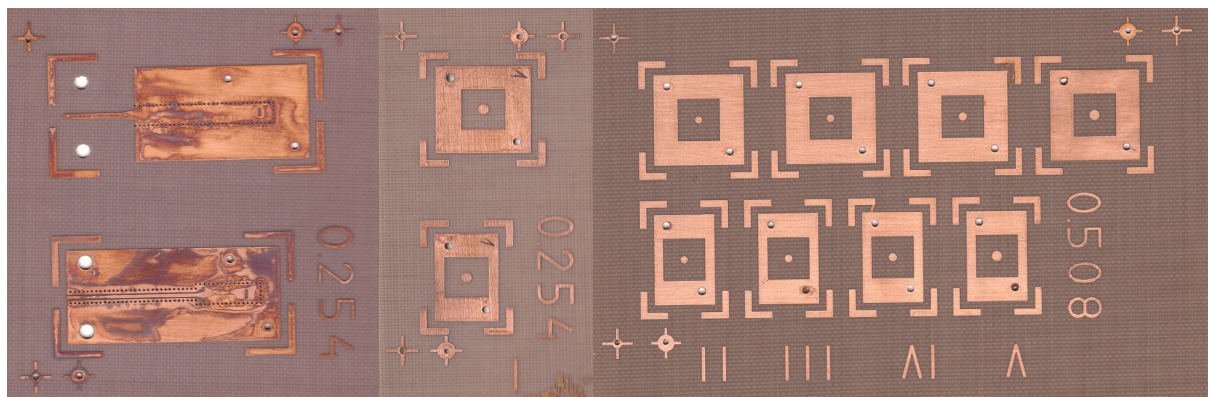
Impedanci na vstupu konektoru zobrazuje obr. 58. Na obrázku je zobrazena reálná a imaginární složka vstupní impedance v závislosti na frekvenci. Pro rezonanční kmitočet $f_{rez} = 60$ GHz je vstupní impedance rovna $Z_{vst} = 51,2 + j 0,51 \Omega$. Z této hodnoty jsme usoudili, že navržená anténa je velice dobře přizpůsobena na požadované frekvenci.

4 Výroba a měření vícevrstvé Yagiho antény

Tato kapitola se podrobně zabývá popisem leptací technologie, kterou byly výše navržené anténní struktury vyrobeny. Dále jsou zde porovnány naměřené hodnoty s hodnotami získanými v simulačním programu CST MWS 2011.

4.1.1 Výroba vícevrstvé Yagiho antény

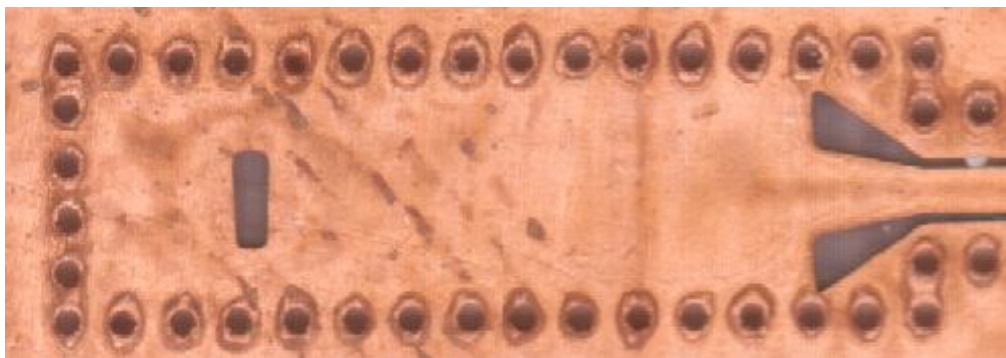
Vícevrstvé Yagiho antény navržené v kapitole 3.2 a v kapitole 3.3 byly vyrobeny leptací technologií podle technické dokumentace uvedené v příloze A1 a A2. Vyleptané vícevrstvé Yagiho antény jsou zobrazeny na obr. 59. V horní části obrázku je zobrazena anténa napájená SIW vlnovodem s přechodem na mikropáskové vedení. V dolní části můžeme vidět anténu napájenou SIW vlnovodem s přechodem na zemněný koplanární vlnovod.



Obr. 59: Vyleptané a nesestavené vícevrstvé Yagiho antény

Leptací technologie, pomocí které jsou antény vyrobeny, je velice levná, ale nepřesná. Samotné vyleptání motivu dosahuje přesnosti rozměrů asi ± 50 μm . Navíc dochází k podleptání okrajů pásek a odleptání ostrých hran motivů. Tyto nepřesnosti se uplatňují více úměrně s rostoucím kmitočtem. Dalším faktorem, který je u této technologie limitující jsou rozměry motivu, který jsme schopni vyrobit. Experimentálně jsme zjistili, že v technologické dílně na ústavu radioelektroniky dokážeme vyrobit štěrbinu s minimální šířkou 100 μm . Při pokusech s výrobou užších štěrbin se na některých místech měď ze štěrbin vůbec neodleptala. K dalším nepřesnostem u této technologie dochází, pokud vyráběná struktura obsahuje prokovy nebo je vodivý motiv oboustranný. V takovém případě se nejprve do substrátu vyvrtají potřebné díry, ať už se jedná o prokovy, nebo pouze o sesazovací značky. Deska obsahující prokovy je navíc ještě prokovená. Při prokovení desky musíme brát v úvahu, že se zvýší vrstva mědi na celé desce asi o 30 μm . Poté se na desku nanese fotocitlivá vrstva, na kterou se ručně lepí film s motivem, který je následně osvícen. Neosvícená část fotorezistu se smyje. V poslední etapě výroby se deska nechá vyleptat v lázni s kyselinou.

Na obr. 60 je zobrazen detail přechodu ze SIW vlnovodu na zemněný koplanární vlnovod, na kterém si můžeme všimnout, že při lepení filmové předlohy na desku s naneseným fotorezistem došlo k mírnému posunu celého motivu směrem dolů vůči prokovům. Jak si lze všimnout na obr. 61, tak ke stejnému problému s posuvem motivu vůči prokovům došlo i u přechodu ze SIW vlnovodu na mikropáskové vedení.



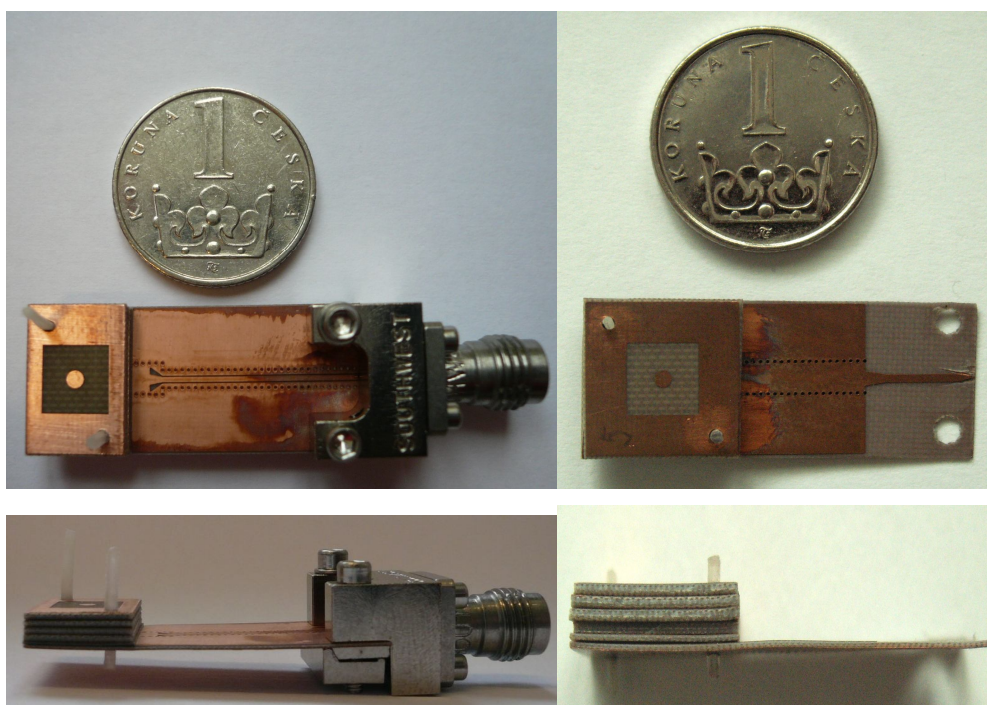
Obr. 60: Detailní snímek přechodu ze SIW vlnovodu na zemněný koplanární vlnovod



Obr. 61: Detailní snímek přechodu ze SIW vlnovodu na mikropáskové vedení

K této chybě, která je ovlivněna lidským faktorem, dochází při výrobě všech struktur, ovšem u struktur pracujících ve vyšších kmitočtových pásmech je vliv daleko větší a to z důvodu velmi krátkých vlnových délek, kdy záleží na každé desetině milimetru

Vyrobenou anténu jsme museli sestavit. K tomu jsme použili plastové tyčinky, které mají podobnou permitivitu jako substrát, ze kterého jsou antény vyrobeny a neovlivňují činitel odrazu ani směrové vyzařovací charakteristiky. Sestavené antény jsou zobrazeny na obr. 62.



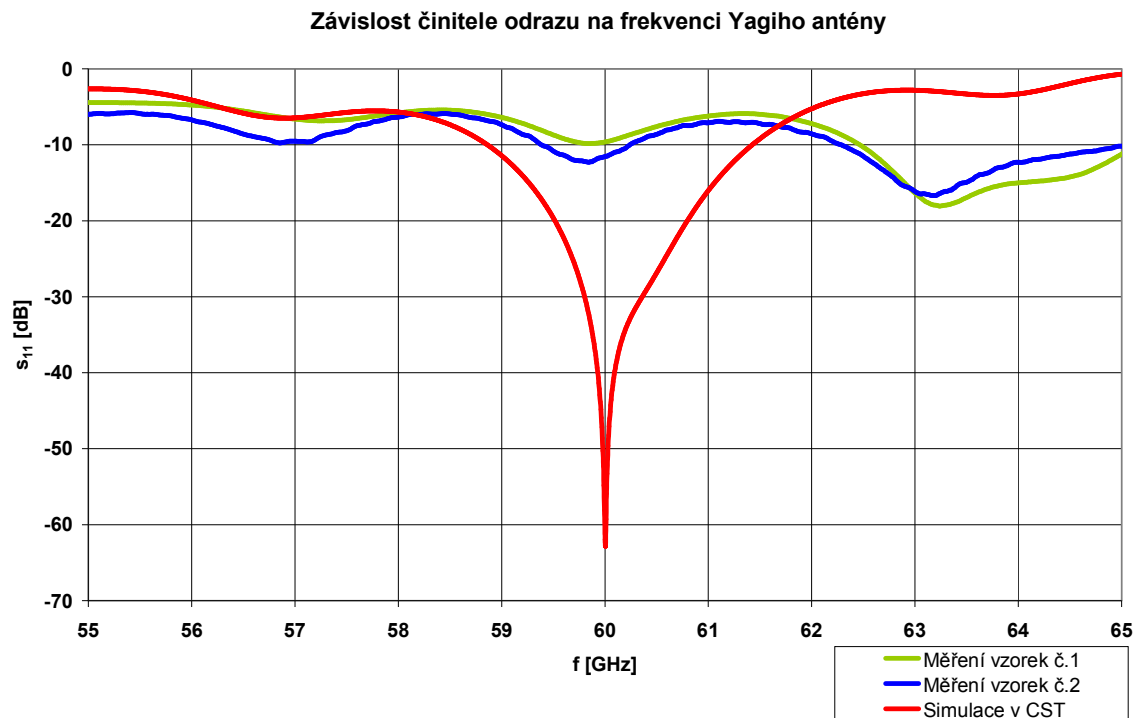
Obr. 62: Sestavené vícevrstvé Yagiho antény

Jelikož se jedná o složitou strukturu, může při skládání antény dojít k posuvu kruhových flíčků mezi sebou nebo dokonce i vzhledem k budící šterbině. Toto posunutí může být způsobeno nepřesností při vrtání děr nebo špatným zavedením plastových tyčinek. Další problém, který může nastat je, že jednotlivé vrstvy na sebe přesně nedoléhají a vznikne mezi nimi miniaturní vzduchová mezera. Složení anténní struktury mohlo být provedeno pomocí slepení jednotlivých vrstev. Tuto možnost jsme ale vyloučili z důvodu vzniku nedefinovatelné výšky vrstvy lepidla mezi jednotlivými deskami s kruhovými flíčky a z důvodu nerozebíratelnosti struktury.

4.1.2 Porovnání výsledků simulací s naměřenými hodnotami antény

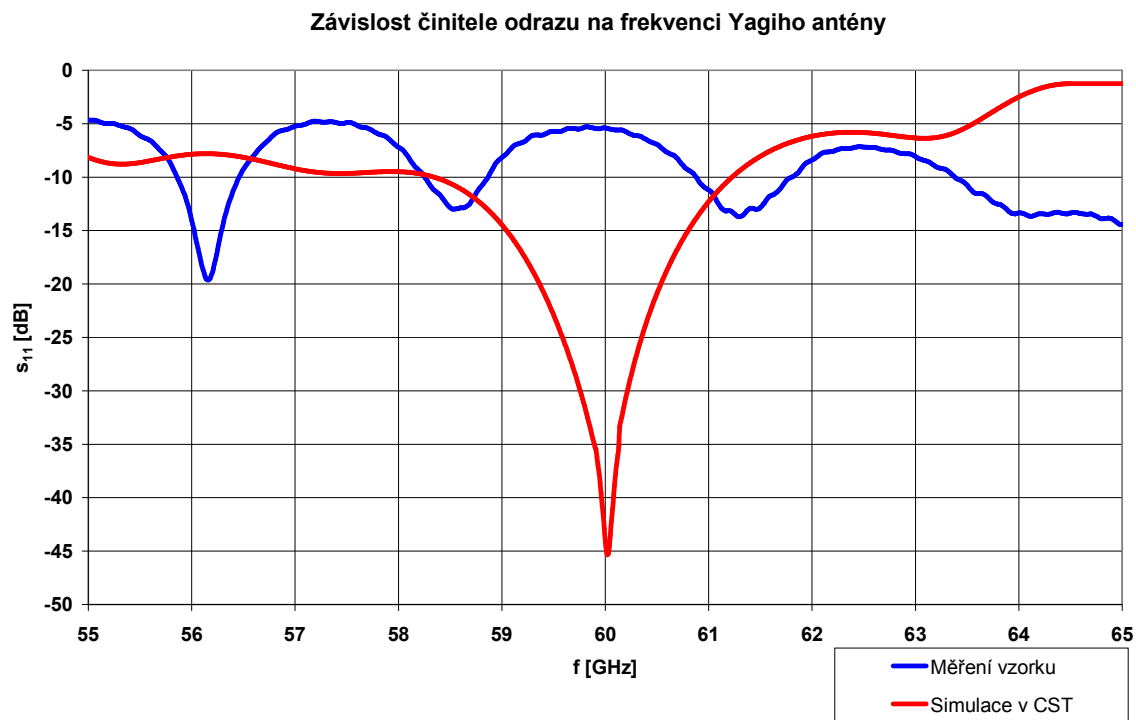
Tato podkapitola se zabývá srovnáním výsledků naměřených hodnot obou typů antén s hodnotami získanými pomocí simulace v simulačním programu CST MWS 2011. Měření bylo provedeno na vektorovém obvodovém analyzátoru typu ZVA67 od firmy Rohde & Schwarz. Tento analyzátor dokáže měřit s-parametry v kmitočtovém pásmu 10 MHz až 67 GHz a je zcela postačující pro naše měření. Směrové vyzařovací charakteristiky antén nemohly být změřeny z důvodu nedostatečné vybavenosti školní laboratoře, a proto dále nejsou rozebírány.

Na obr. 63 jsou porovnány činitele odrazů dvou vyrobených vzorků Yagiho antén napájených SIW vlnovodem s přechodem na zemněný koplanární vlnovod a simulace provedené v programu CST MWS 2011.



Obr. 63: Závislost činitele odrazu na frekvenci změřených antén

Z grafu je patrné, že naměřené hodnoty realizovaných vzorků antén se ani zdaleka nepřibližují hodnotám simulovaným. Stejných výsledků činitele odrazu (obr. 64) jsme dosáhli i u Yagiho antény buzené SIW vlnovodem s přechodem na mikropáskové vedení.



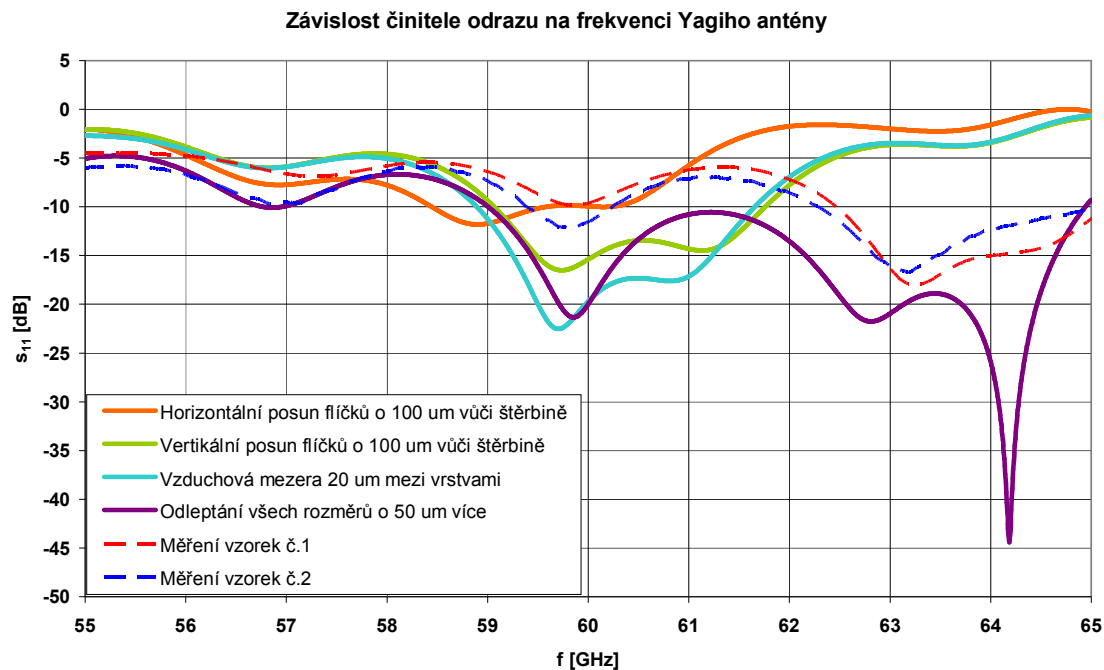
Obr. 64: Závislost činitele odrazu na frekvenci změřené antény

Výše uvedené výsledky nás vedly k zamyšlení a k hledání příčiny tohoto nezdaru. S velkou pravděpodobností za tímto neúspěchem stojí technologie výroby antény a její následné sestavení pomocí plastových tyčinek. Proto jsme provedli analýzu různých nežádoucích situací, které při výrobě nastaly, abychom si tuto dedukci potvrdili.

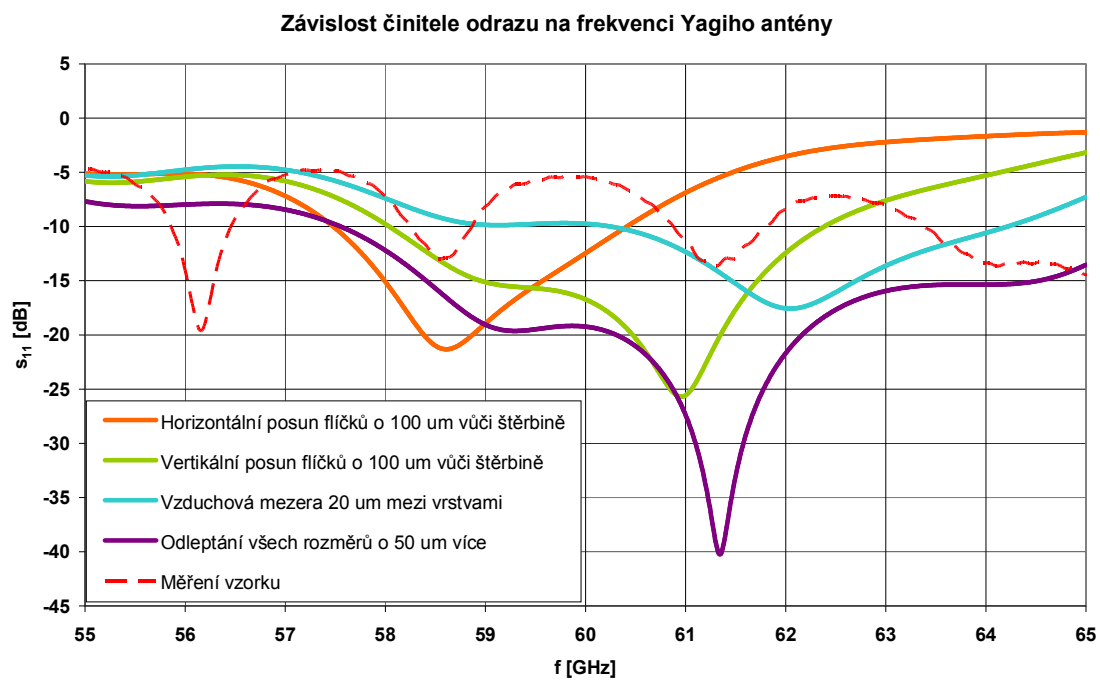
Analýzu jsme provedli jak pro anténu buzenou SIW vlnovodem s přechodem na zemněný koplánární vlnovod (obr. 65), tak i pro anténu napájenou SIW vlnovodem s přechodem na mikropáskové vedení (obr. 66).

Jednou z těchto nevyžádaných situací je posun všech vrstev s kruhovými flíčky vůči budící štěrbině ve směru horizontálním (oranžová křivka) nebo ve směru vertikálním (zelená křivka) o 100 μm více oproti původně navržené poloze. Další velice pravděpodobná situace, která může nastat, je špatné sestavení antény tak, že jednotlivé vrstvy s kruhovými flíčky na sebe nedoléhají a vznikají mezi nimi velice malé vzduchové mezery. Situace, kdy mezi jednotlivými vrstvami vznikají vzduchové mezery 20 μm , je v grafu zobrazena světle modrou křivkou. Fialová křivka nám znázorňuje, co se stane s činitelem odrazu, pokud se motivy antény odleptají o 50 μm více, než jsou požadované rozměry.

Na základě výše provedené analýzy popisující vliv různých nežádoucích situací, které při výrobě antény nastaly, můžeme konstatovat, že za neúspěchem výsledků realizovaných vzorků antén stojí technologie výroby a s velkou pravděpodobností i nepřesné sestavení anténní struktury.



Obr. 65: Činitel odrazu Yagiho antény napájené SIW s přechodem na GCPW



Obr. 66: Činitel odrazu Yagiho antény napájené SIW s přechodem na mikropáskové vedení

5 Závěr

V práci je podrobně rozebrána struktura vícevrstvé Yagiho antény pro frekvenční pásmo 60 GHz. Následně je pomocí simulačního programu CST MWS 2011 ověřena správná funkčnost antény. Porovnáním výsledků simulací z kapitoly 1 s výsledky námi simulované antény v kapitole 2 jsme došli k závěru, že jsou zde pouze nepatrné odlišnosti, které mohou být způsobeny použitím jiného druhu simulačního programu.

Dále jsme vícevrstvou Yagiho anténu z materiálu Duroid 5880 přepočítali na substrát CuClad 217 a výsledky simulací antén porovnali mezi sebou. Ze směrové charakteristiky jsme zjistili, že mikropáskové vedení vyzařuje a není tedy vhodné k napájení antény. Z důvodu vyzařování mikropáskového vedení a nutnosti napájet anténní pole jsme se rozhodli pro buzení antény pomocí vlnovodu integrovaného do substrátu.

Navrhli jsme a následně namodelovali dvě varianty napájení vlnovodem integrovaným do substrátu. První variantou je SIW vlnovod s přechodem na zemněný koplanární vlnovod. Druhou variantou je SIW vlnovod s přechodem na mikropáskové vedení. Při návrhu obou druhů antén s vlnovodem integrovaným do substrátu bylo vycházeno z ekvivalentnosti s obdélníkovým vlnovodem. Pro jednodušší simulaci byly nejprve antény buzeny pomocí obdélníkového vlnovodu s pevnými kovovými stěnami. Takto napájené struktury jsme simulovali jak pro samotné kruhové flíčky, tak i pro flíčky s pokovením dokola.

Na základě dosažených výsledků bylo rozhodnuto, že antény s pokovením kolem flíčků mají lepší parametry a budou použity pro následující simulace. Po ověření správné funkčnosti antén byla pomocí empirických vztahů provedena konverze z obdélníkového vlnovodu na SIW vlnovod. V poslední části jsme k anténám přidali konektor a pomocí simulace v programu CST MWS 2011 přizpůsobili na požadovanou frekvenci 60 GHz. Výsledky obou simulovaných antén jsou podrobně shrnuty v tab. 5 a tab. 10.

Obě výše zmiňované anténní struktury byly vyrobeny za pomoci leptací technologie a následně proměřeny. Z důvodu nedostatečné vybavenosti laboratoře jsme měli možnost změřit pouze závislost činitele odrazu na frekvenci. Zjistili jsme, že naměřené hodnoty činitelů odrazu realizovaných vzorků antén se ani zdaleka nepřibližují hodnotám simulovaným. Na základě zjištěných nepřesností při výrobě a sestavování antény jsme provedli analýzu, abychom zjistili, jaký vliv na činitel odrazu tyto nepřesnosti mají. Na základě výsledků analýzy můžeme konstatovat, že za neúspěchem realizovaných vzorků antén stojí technologie výroby a s velkou pravděpodobností i nepřesné sestavení anténní struktury. Abychom dosáhli lepších výsledků, museli bychom k výrobě antény použít dražší, ale přesnější výrobu pomocí laseru nebo frézky.

Z důvodu nedostatku času, náročnosti zadání a problematické výroby nebylo navrženo a modelováno anténní pole.

Literatura

- [1] KRAMER, O., DJERAFI, T., WU, K. Very small footprint 60 GHz stacked Yagi antenna array. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2011, vol. 56, no. 9, p. 3204-3210.
- [2] Duroid: RT/duroid® 5870 /5880 High Frequency Laminates. 2011, s. 2. Dostupné z: <http://www.rogerscorp.com/documents/606/acm/RT-duroid-5870-5880-Data-Sheet.aspx>
- [3] CuClad Series: PTFE/Woven Fiberglass Laminates Microwave Printed Circuit Board Substrates. 2007, s. 5. Dostupné z: <http://www.arlon-med.com/Cuclad.pdf>
- [4] NOVÁČEK, Zdeněk. *Elektromagnetické vlny, antény a vedení: přednášky*. vyd. 1. Brno: VUT FEKT, ústav radioelektroniky, 2006, 133 s. ISBN 80-214-3301-9.
- [5] SIMONS, Rainee N. *Coplanar waveguide circuits, components, and systems*. New York: John Wiley, 2001. ISBN 0-471-22475-8.
- [6] LIN, S., YANG, S., FATHY, A. E.. Development of a novel UWB vivaldi antenna array using SIW technology. *Progress In Electromagnetics Research, PIER 90*, 2009, p. 369-384.
- [7] C. Xiao-Ping and W. Ke, "Low-loss ultra-wideband transition between conductor-backed coplanar waveguide and substrate integrated waveguide," in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, 2009, pp. 349–352.
- [8] HANUS, Stanislav; SVAČINA, Jiří. *Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika: Učební elektronické texty FEKT VUT*. Vyd. 1. Brno : VUT v Brně, 2002. 208 s.
- [9] DESLANDES, Dominic. Design Equations for Tapered Microstrip-to-Substrate Integrated Waveguide Transitions. *Microwave Symposium Digest (MTT)*, 2010 IEEE MTT-S International. 2010, p.: 704 - 707.
- [10] D. Pozar, "A review of aperture coupled microstrip antennas: History, Operation, Development, and Applications." May 1996.
- [11] X. Feng and W. Ke, "Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, p. 66–73, 2005.
- [12] Southwest Microwave: End Launch Connector Series. s. 8. Dostupné z: http://mpd.southwestmicrowave.com/showImage.php?image=404&name=End_Launch_Connectors.pdf
- [13] SVAČINA, Jiří. *Mikrovlnná technika*. 1. vyd. Praha: SNTL, 1982, 218 s.

Seznam symbolů, veličin a zkratek

PSV	Poměr stojatých vln
B	Šířka pásma
Z	Impedance
Z_{vst}	Vstupní impedance
Z_0	Charakteristická impedance
Z_c	Impedance koplanárního vlnovodu
Z_m	Impedance mikropáskového napájení
R	Reálná část impedance
X	Imaginární část impedance
G	Zisk antény
f_{rez}	Rezonanční kmitočet
f_{krit}	Kritický kmitočet
f_{prac}	Pracovní kmitočet
S_{11}	Činitele odrazu
S_{21}	Vložný útlum
ϵ_r	Relativní permitivita
ϵ_{reffm}	Efektivní permitivita mikropásku
ϵ_{reffc}	Efektivní permitivita koplanárního vlnovodu
$\text{tg } \delta$	Činitel ztrát dielektrika
λ	Vlnová délka
λ_g	Délka vlny ve vlnovodu
λ_{krit}	Kritická vlnová délka
λ_{prac}	Pracovní délka vlny
$2\Theta_E$	Šířka svazku E roviny směrové charakteristiky
$2\Theta_H$	Šířka svazku H roviny směrové charakteristiky
SIW	Vlnovod integrovaný do substrátu (substrate integrated waveguide)
GCPW	Zemněný koplanární vlnovod (grounded coplanar waveguide)

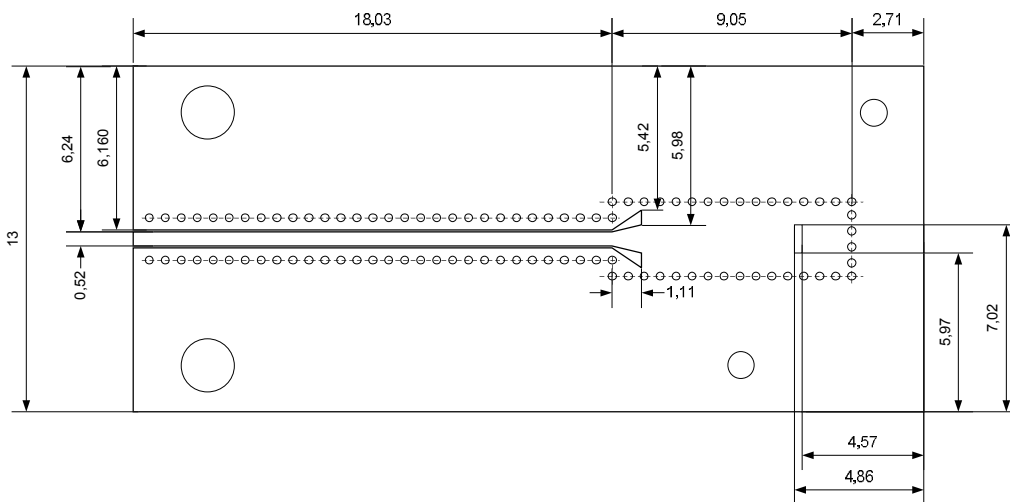
Seznam příloh

A	YAGIHO ANTÉNA	65
A.1	KONSTRUKČNÍ VÝKRESY YAGIHO ANTÉNY NAPÁJENÉ SIW VLNOVODEM S PŘECHODEM GCPW	65
A.2	KONSTRUKČNÍ VÝKRESY YAGIHO ANTÉNY NAPÁJENÉ SIW VLNOVODEM S PŘECHODEM MIKROPÁSKOVÉ VEDENÍ	67

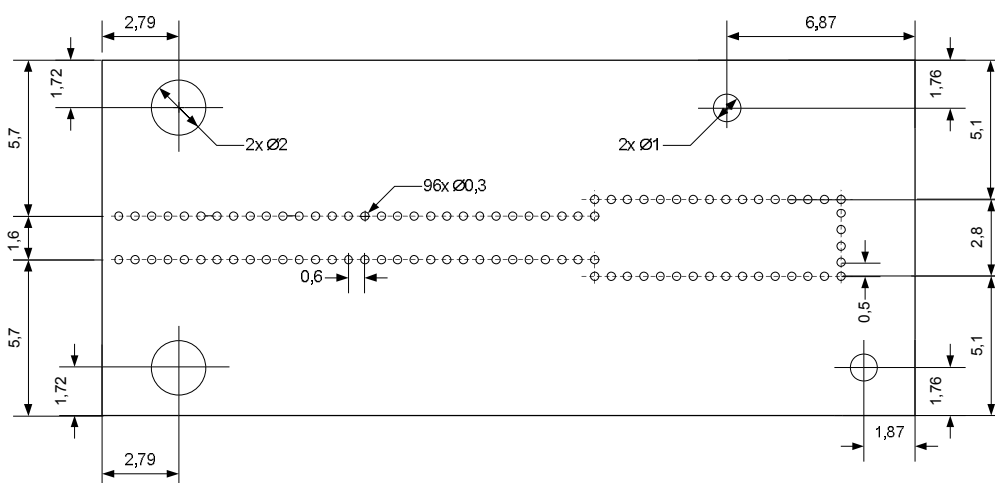
A Yagiho anténa

A.1 Konstrukční výkresy Yagiho antény napájené SIW vlnovodem s přechodem GCPW

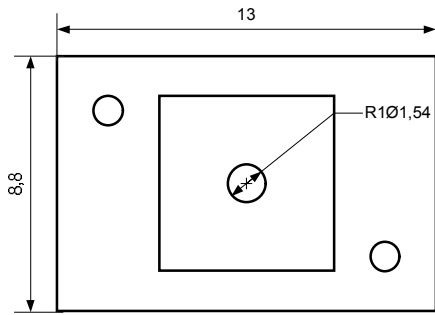
TOP-VRSTVA 1



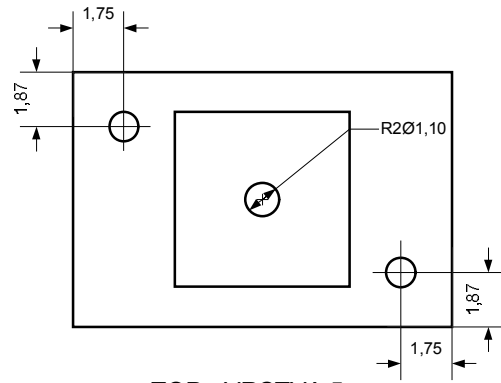
BOTTOM-VRSTVA 1



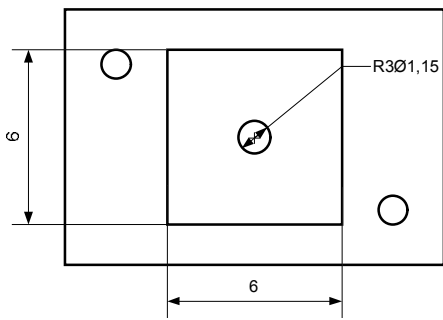
TOP - VRSTVA 2



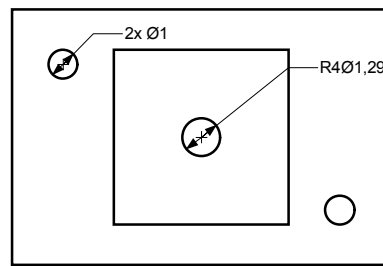
TOP - VRSTVA 3



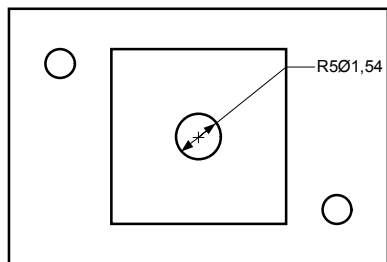
TOP - VRSTVA 4



TOP - VRSTVA 5

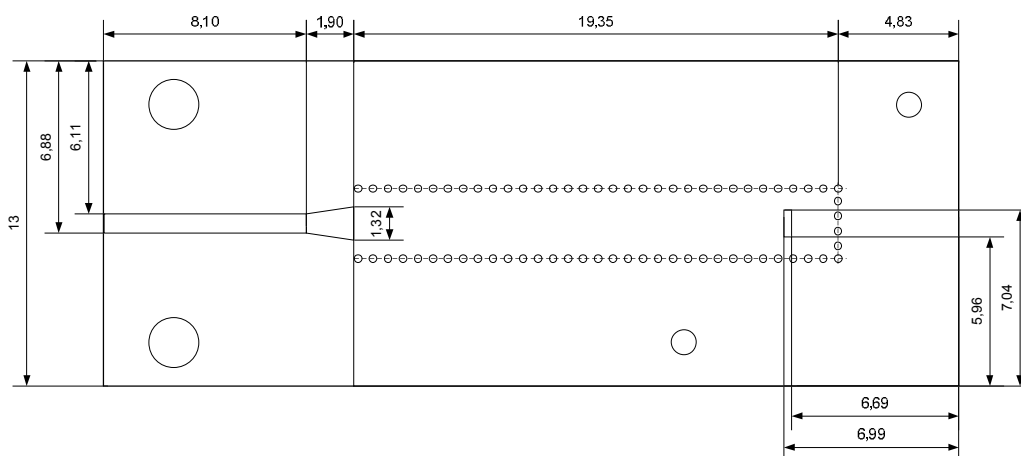


TOP - VRSTVA 6

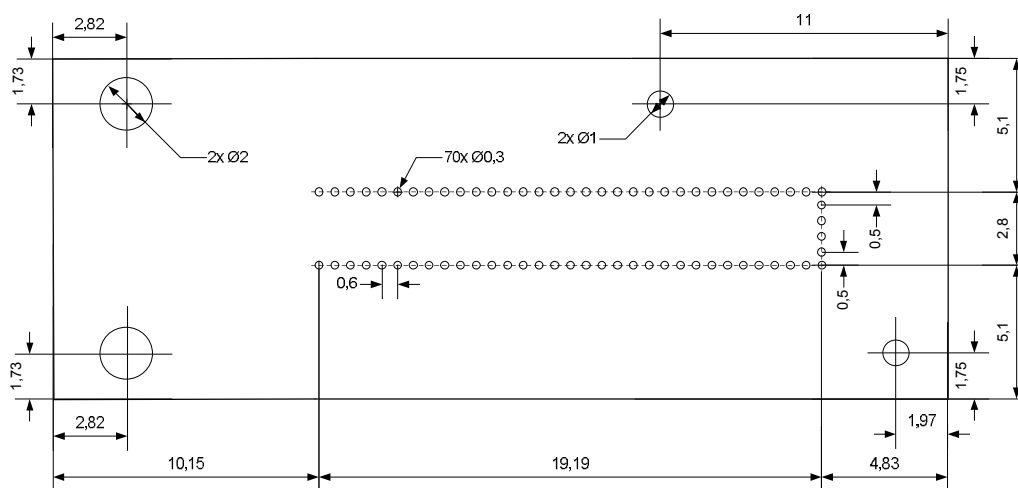


A.2 Konstrukční výkresy Yagiho antény napájené SIW vlnovodem s přechodem mikropáskové vedení

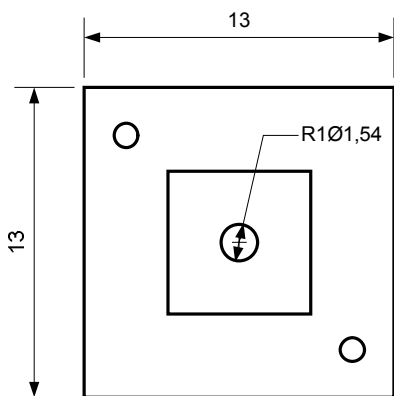
TOP-VRSTVA 1



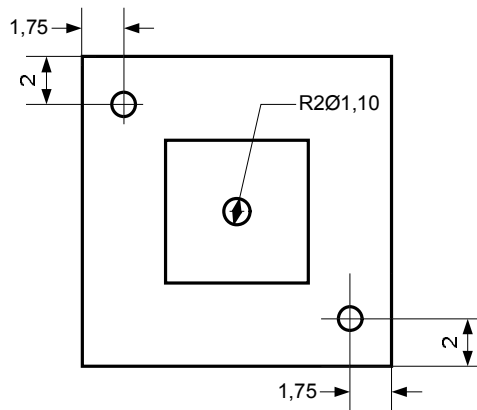
BOTTOM-VRSTVA 1



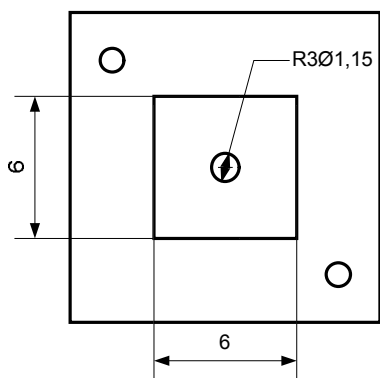
TOP – VRSTVA 2



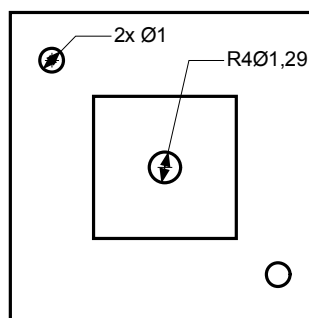
TOP – VRSTVA 3



TOP – VRSTVA 4



TOP – VRSTVA 5



TOP – VRSTVA 6

