



ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE

**Fakulta elektrotechnická
Katedra elektromagnetického pole**

Anténa s dielektrickou tyčí

Dielectric rod antenna

diplomová práce

Studijní program: Komunikace, multimédia a elektronika
Studijní obor: Bezdrátové komunikace

Vedoucí práce: doc. Ing. Pavel Hazdra, Ph.D.

Tomáš Lonský

Praha 2015

Čestné prohlášení

„Prohlašuji, že jsem předloženou diplomovou prací vypracoval samostatně a že jsem uvedl veškeré použité informační zdroje v souladu s Metodickým pokynem o dodržování etických principů při přípravě vysokoškolských prací.“

Datum:

.....

Lonský Tomáš

zadání

ABSTRAKT

Tato práce se zabývá problematikou návrhu antény s dielektrickou tyčí. V rešerši je uveden teoretický postup návrhu a dalších klíčových aspektů. Dále zde čtenář najde vypracování reálného návrhu antény pro frekvenci 5-6 GHz, její výroby a změření základních parametrů.

KLÍČOVÁ SLOVA

Anténa s dielektrickou tyčí, dielektrikum, plexisklo, přechod na kruhový vlnovod

ABSTRACT

This thesis deals with the design of dielectric rod antenna. In the first part is described a theoretical design of the antenna and other components. Furthermore the reader finds the developing of the real antenna design for frequency 5-6 GHz, the manufacturing and measuring the basic parameters is shown at the end of the work.

INDEX TERMS

Dielectric rod antenna, relative permittivity, plexiglass, circular waveguide transmittion

PODĚKOVÁNÍ

Tímto bych chtěl poděkovat vedoucímu mé práce panu doc.Ing. Pavlu Hazdrovi za jeho cenné rady a podnětné připomínky při tvorbě této práce, ale také za jeho osobní a vstřícný přístup a také jeho kolegům z katedry.

Dále bych chtěl poděkovat firmě Ensinger a firmě MK Plexi za poskytnutí vzorků pro měření a následné doručení materiálu pro výrobu antény. Také firmě Bosch za samotnou výrobu antény.

V neposlední řadě bych chtěl poděkovat mé rodině, příbuzným a přátelům za podporu a pomocnou ruku při tvorbě práce.

Obsah

Obsah	1
Seznam obrázků	3
Seznam tabulek	4
ÚVOD.....	1
1. TEORETICKÉ ZÁKLADY ELEKTROMAGNETICKÉHO POLE	2
1.1. Elektromagnetické vlnění.....	2
1.2. Základní rovnice elektromagnetického pole	3
2. VLNOVODY	5
2.1. Dielektrický vlnovod	5
2.2. Kovový vlnovod	6
2.3. Vidy.....	6
2.4. Obdélníkový vlnovod.....	7
2.5. Kruhový vlnovod.....	9
2.6. Ostatní vlnovody	12
3. ANTÉNY	14
3.1. Parametry antén.....	14
3.2. plošné antény	19
3.3. trychtýřové antény	19
3.4. Antény s dielektrickou tyčí	20
4. NÁVRH ANTÉNY.....	22
4.1. Výběr vhodného dielektrika	22
4.2. Návrh přechodu koaxiálního vedení do vlnovodu	23
4.3. Změření relativní permitivity dielektrika ve vlnovodu	24
4.4. Návrh dielektrické tyče.....	26
5. VÝSLEDKY SIMULACE ANTÉNY V CST MWS.....	32
6. VÝROBA A MĚŘENÍ	36
6.1. Montáž SMA konektoru	36
6.2. Měření parametrů antén.....	38
7. ZÁVĚR	45
LITERATURA.....	47
SEZNAM PŘÍLOH.....	49

A.	Výsledky simulace CST MWS pro anténu z plexiskla	50
B.	Výsledky simulace CST MWS pro anténu z POM.....	53
C.	Technický list plexiskla XT.....	55
D.	Technický list polyoxymethylenu TECAFORM AH natural.....	58
E.	Technický list antény Yagi-Uda HG5817Y-NF	59
F.	Výkres antény z plexiskla.....	61
G.	Výkres antény z plexiskla.....	63

Seznam obrázků

Obr. 1. Rozložení vidu TE ₁₀ v obdélníkovém vlnovodu	9
Obr. 2. Kruhový vlnovod vyplněný dielektrikem	9
Obr. 3. Kořeny Besselových funkcí prvního druhu	10
Obr. 4. Kořeny derivace Besselových funkcí prvního druhu	10
Obr. 5. Rozložení vidu TE ₁₁ a TM ₀₁ v kruhovém vlnovodu[27]	11
Obr. 6. Různé druhy průřezů vlnovodů	13
Obr. 7. Náhradní obvod antény	15
Obr. 8. Vzdálená zóna, Hazdra P., Basic sof radiation and antennas.....	16
Obr. 9. Vyzařovací diagram antény	17
Obr. 10. Trychtýřové antény	19
Obr. 11. Závislost fázové rychlosti na průměru antény a permitivitě.....	20
Obr. 12. Návrh koaxiálního přechodu do vlnovodu	23
Obr. 13. S-parametry navrženého koaxiálního přechodu	24
Obr. 14. Posun minima stojatých vln vlivem zkrácení vlnové délky v materiálu [25].....	25
Obr. 15. Přechod z vlnovodu do dielektrika.....	26
Obr. 16. Řez antény s dielektrickou tyčí z plexiskla	27
Obr. 17. Závislost zisku antény na délce dielektrické tyče.....	27
Obr. 18. Různé tvary dielektrických tyčí [21]	28
Obr. 19. Závislost zisku a šířky svazku na délce dielektrika [14]	28
Obr. 20. Závislost zisku antény na poloměru vlnovodu	29
Obr. 21. Závislost s ₁₁ na poloměru vlnovodu.....	29
Obr. 22. Závislost zisku na koncovém poloměru dielektrické tyče, poloměr od 2 mm do 8 mm	31
Obr. 23. Vodivostní proudy v dielektrické tyči.....	32
Obr. 24. Zobrazení amplitudy vektoru magnetického pole v rovině H.....	32
Obr. 25. Zobrazení amplitudy vektoru elektrického pole v rovině H.....	33
Obr. 26. Rozložení Poyntingova vektoru.....	33
Obr. 27. Vyzařovací diagram antény s dielektrickou tyčí.....	34
Obr. 28. Vyzařovací účinnost antény s plexisklem radiation eff.	34
Obr. 29. koeficient odrazu s ₁₁ pro anténu z plexiskla	35
Obr. 30. Vlnovod s límcem pro upevnění dielektrické tyče	36
Obr. 31. Špatné upevnění SMA konektoru k vlnovodu.....	37
Obr. 32. fotka antény z plexiskla a z POM.....	38
Obr. 33. Změřený koeficient odrazu s ₁₁ antény s dielektrickou tyčí z plexiskla	39
Obr. 34. Koeficient odrazu s ₁₁ antény s dielektrickou tyčí z POM	40
Obr. 35. Vyzařovací diagram v E rovině antény z POM.....	40
Obr. 36. Vyzařovací diagram v H rovině antény z POM	41
Obr. 37. Vyzařovací diagram v E rovině antény z plexiskla	41
Obr. 38. Vyzařovací diagram v H rovině antény z plexiskla.....	42
Obr. 39. Vyzařovací diagram měření polarizace antény	43
Obr. 40. odstup křížové polarizace antény z plexiskla v E rovině	43
Obr. 41. porovnání vypočteného a změřeného zisku antény	44

Seznam tabulek

Tab. 1. Přehled frekvenčních pásem [1].....	2
Tab. 2. Dielektrické vlastnosti vybraných materiálů [4,5,6].....	4
Tab. 3. Vidy v obdélníkovém vlnovodu a mezní vlnové délky.....	8
Tab. 4. Kořeny Besselových funkcí	11
Tab. 5. Kořeny derivace Besselových funkcí	11
Tab. 6. Vidy v kruhovém vlnovodu a mezní vlnové délky	11
Tab. 7. Mezní vlnová délka v kruhovém vlnovodu [14]	12
Tab. 8. Komerčně dostupné trubky.....	22
Tab. 9. Pásmo jednovidosti pro určité rozměry vlnovodů vyplněných dielektrikem s relativní permitivitou ϵ_r	23
Tab. 10. změřená relativní permitivita plastů	25

ÚVOD

Antény s povrchovou vlnou tvoří samostatný oddíl v kategorii antén a v moderních zahraničních souhrnných pracích jsou také tak prezentovány. V následující práci bude uvedena základní informace o anténách s povrchovou vlnou a následně popsána jedna z nich. V pásmu milimetrových vln nachází dobré uplatnění anténa s dielektrickou tyčí, která je známá již mnoho let. Stává se dobrou alternativou k cenově dražším Yagi-Uda anténám a trychtýřovým anténám, které jsou často mnohem komplikovanější na výrobu a přesnost. Principu antény s dielektrickou tyčí také využívá příroda. U živočichů najdeme na sítnici v oblasti nanometrových vln celé řady (u lidí více než 100 milionů) antének s dielektrickou tyčí v podobě tyčinek a čípků v oku.

Přesto je tato anténa málo využívána a to zejména kvůli chybějícímu přesnému postupu návrhu této antény. Sice jsou zde odvozeny základní empirické vztahy, ale ty jsou pouze přibližné a slouží pro prvotní odhad rozměrů antény. Tento nedostatek vede k tomu, že návrh antény s dielektrickou tyčí je zdlouhavý, protože při návrhu je nutné postupovat metodou pokus-omyl. Nyní díky rychlému vzestupu výpočetní techniky a různých simulátorů polí je možné tuto anténu efektivněji navrhnout ještě před samotnou výrobou celé struktury.

Anténa v této práci bude navržena na frekvenční pásmo 5 GHz. Jde o bezlicenční frekvenční pásmo pro využití na Wi-Fi síť, jelikož pásmo 2,4 GHz, které je déle využíváno, je již značně zarušené, mimo jiné i velkým počtem Wi-Fi sítí a dalších technologií.

1. TEORETICKÉ ZÁKLADY ELEKTROMAGNETICKÉHO POLE

Mikrovlonná technika je obor, který využívá zákonitostí elektromagnetického pole. Jde o relativně mladý technický obor, který se v poslední době dynamicky rozvíjí. Při studiu elektromagnetických polí obvykle vycházíme z popisu šíření vln v neomezeném homogenním prostředí. Toto prostředí zároveň předpokládáme za izotropní a lineární, z důvodu jednoduššího popisu šíření vlny, která se v tomto případě může jen tlumit. Řešení teorie elektromagnetického pole vychází z řešení Maxwellových rovnic.

1.1. Elektromagnetické vlnění

Elektromagnetické vlnění je jev, který se objevuje v časově proměnném elektromagnetickém poli. Odpovídá frekvenci v intervalu od 300 MHz do 300 GHz, což odpovídá délce vlny v rozsahu od 1 m do 1 mm. Následující tabulka uvádí stručné rozdělení elektromagnetického spektra [1] s uvedením, kde se s tímto vlněním můžeme setkat a kde se používá.

název	kmitočtový rozsah	vlnová délka [m]	označení	příklad
	3mHz - 3kHz	1000km-00km	ELF (EDV)	AM rádio
myriametrové	3kHz – 30 kHz	100 – 10 km	VLF (VDV)	námořní a letecká navigace
kilometrové	30kHz – 300 kHz	10 – 1 km	LF (DV)	meteorologické služby
hektometrové	300kHz – 3000kHz	1 – 0,1 km	MF (SV)	rozhlasové vysílání
dekametrové	3MHz – 30 MHz	100 – 10 m	HF (KV)	radiokomunikace na střední a velké vzdálenosti
metrové	30MHz – 300 MHz	10 – 1 m	VHF (VKV)	televizní a rozhlasové vysílání
decimetrové	300MHz – 3000 MHz	1 – 0,1 m	UHF (UKV)	digitální televize, Wi-Fi, GPS
centimetrové	3GHz – 30 GHz	100 – 10 mm	SHF (SKV)	satelitní spojení
milimetrové	30GHz – 300 GHz	10 – 1 mm	EHF (EKV)	radary
decimilimetrové	300GHz – 3000THz	1 – 0,1 mm		infračervená oblast

Tab. 1. Přehled frekvenčních pásem [1]

1.2. Základní rovnice elektromagnetického pole

Jak již bylo zmíněno výše, Maxwellovy rovnice jsou nezbytné pro další výpočty elektromagnetických vln. Jejich zápis v diferenciálním tvaru je dán následujícími rovnicemi[2].

$$\operatorname{rot}\mathbf{E} = -\frac{\partial\mathbf{B}}{\partial t} \dots \text{Faradayův indukční zákon} \quad (1)$$

$$\operatorname{rot}\mathbf{H} = \frac{\partial\mathbf{D}}{\partial t} + \mathbf{J}_v \dots \text{Ampérův indukční zákon} \quad (2)$$

$$\operatorname{div}\mathbf{D} = \rho \dots \text{Gaussův zákon elektrostatiky} \quad (3)$$

$$\operatorname{div}\mathbf{B} = 0 \dots \text{Gaussův zákon magnetostatiky} \quad (4)$$

K úplnému popisu a doplnění elektromagnetického pole se ještě uvádí tyto čtyři rovnice [3].

$$\mathbf{D} = \varepsilon_0\mathbf{E} + \mathbf{P} = \varepsilon\mathbf{E} \dots \text{definice elektrické indukce} \quad (5)$$

$$\mathbf{B} = \mu_0(\mathbf{H} + \mathbf{M}) = \mu\mathbf{H} \dots \text{definice magnetické indukce} \quad (6)$$

$$\mathbf{J} = \sigma\mathbf{E} \dots \text{Ohmův zákon} \quad (7)$$

$$\mathbf{F} = q(\mathbf{E} + \mathbf{v} \times \mathbf{B}) \dots \text{Lorentzova síla} \quad (8)$$

V těchto rovnicích je \mathbf{H} vektor intenzity magnetického pole, \mathbf{D} a \mathbf{B} jsou vektory magnetického pole a \mathbf{E} je vektor intenzity elektrického pole. \mathbf{J} je vektor hustoty proudu, t je čas a ρ je hustota volného prostorového náboje. Pro přesný popis vlny šířící se různým prostředím zavádíme materiálové konstanty.

ε – je permitivita prostředí

μ - je permeabilita prostředí

σ - je měrná elektrická vodivost

Hodnoty permitivity ε a permeability μ můžeme dále rozepsat takto:

$$\varepsilon = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \quad (9)$$

kde:

ε_0 je permitivita vakua ($8,854 \cdot 10^{-12} [F \cdot m^{-1}]$),

ε_r je relativní permitivita daného prostředí [-].

Dále pak:

$$\mu = \mu_0 \cdot \mu_r \quad (10)$$

kde:

μ_0 je permeabilita vakua ($1,256637 \cdot 10^{-6} [H \cdot m^{-1}]$),

μ_r je relativní permeabilita daného materiálu [-].

Ve střídavém elektrickém poli jsou dielektrické vlastnosti materiálů v závislosti na úhlové frekvenci ω a jsou charakterizovány komplexní permitivitou.

$$\varepsilon^*(\omega) = \varepsilon'(\omega) - i\varepsilon''(\omega) \quad (11)$$

kde:

ε' neboli ε_r je reálná složka komplexní permitivity, resp. relativní permitivita,

ε'' je imaginární složka komplexní permitivity, resp. ztrátový faktor,

ε^* je komplexní permitivita

Reálná složka komplexní permitivity představuje relativní permitivitu a imaginární složka vyjadřuje proudy, které jsou ve fázi s napětím, neboli ztráty. [2, 5].

V další tabulce jsou uvedeny dielektrické vlastnosti vybraných materiálů:

materiál	$\varepsilon' [-]$	$\varepsilon'' [-]$	teplota [°C]
polystyren	2,55	0,00085	25
papír	2,7	0,15	25
porcelán	4,5...7,0	-	25
teflon	2,0...2,1	0,0006	25
PVC	2,5...3,1	0,016	25
PP (polypropylen)	2,0...2,2	-	25
PE (polyetylene)	2,26	-	25

Tab. 2. Dielektrické vlastnosti vybraných materiálů [4,5,6]

2. VLNOVODY

Pro vedení vlny jsou potřebné dva vodiče. Ve vysokofrekvenční technice ale existují struktury, které potřebují pouze jeden prvek. Ze širšího úhlu pohledu je vlnovod vedením, jehož příčný rozměr je srovnatelný s délkou vlny a hraje tak roli při přenosu elektromagnetické energie. Rozumných rozměrů tedy dosahují vlnovody až pro oblast nízkých kmitočtů. Z hlediska materiálu vlnovody rozlišujeme na kovové a dielektrické.

2.1. Dielektrický vlnovod

V dielektrickém vlnovodu se vlna šíří odrazem od stěn. Aby nedocházelo k úniku energie tím, že by se vlna rozdělila na odraženou a procházející, je nutné, aby nastal na rozhraní totální odraz. K totálnímu odrazu na rozhraní dochází tehdy, je-li úhel dopadu vlny ϑ větší, než kritický úhel ϑ_k . Velikost tohoto kritického úhlu je dána [7]:

$$\sin(\vartheta_k) = \sqrt{\frac{\varepsilon_p}{\varepsilon_v}} \quad (12)$$

kde:

ε_v je permitivita ve vlnovodu,

ε_p je permitivita prostředí.

Z předchozího vzorce vyplývá, že totální odraz nastane jen tehdy, bude-li permitivita vlnovodu vyšší, než je permitivita okolí. Čím vyšší bude tento podíl permitivit, tím menší bude kritický úhel dopadající vlny a tím kolměji může vlna dopadat na stěnu vlnovodu. Dielektrické vlnovody jsou obvykle vyrobeny z nízkoztrátového dielektrika s vysokou permitivitou. Tvar těchto dielektrických vlnovodů má obvykle obdélníkový, nebo kruhový průřez. Nejčastější použití najdeme v oblasti infračervené a viditelné oblasti kmitočtového spektra. Z toho vyplývá, že velikost těchto vlnovodů je v řádech milimetrů. Označují se jako optická vlákna.

2.2. Kovový vlnovod

Kovové vlnovody jsou kovové trubice libovolného průřezu s patřičnou povrchovou úpravou. Stejně jako u dielektrických vlnovodů se nejčastěji používá průřez obdélníkový a kruhový. Ve speciálních aplikacích, kdy je potřeba dosáhnout větší širokopásmovosti, je možné použít i vlnovody ve tvaru H nebo Π . Sice dostaneme širokopásmovější vlnovod, ale tyto vlnovody přenášejí menší výkon.

Kovové vlnovody jsou na koncích opatřeny přírubami, pomocí kterých se mohou vlnovody spojovat. Jsou schopné přenášet výkon až stovky kW nebo MW (pokud je dielektrikem vzduch), tento výkon je omezen průraznou pevností dielektrika. Nejčastějším materiálem pro výrobu vlnovodů je hliník a mosaz. Na vnitřní straně se vlnovody stříbří, vyjímečně i zlatí. Je tak docílena potřebná vysoká elektrická vodivost.

Ideálním (bezeztrátovým) dutým kovovým vlnovodem se mohou šířit jen ty signály, jejichž kmitočet je v pásmu propustnosti daného vlnovodu a splňuje tedy nerovnost:

$$f > f_m, \text{ případně } \lambda < \lambda_m$$

kde f_m je tzv. mezní (kritický) kmitočet daného vlnovodu. Hodnota mezní vlnové délky závisí pouze na příčných rozměrech vlnovodu, mezní kmitočet je určen navíc prostředím, kterým je vlnovod vyplněn. Tedy permitivitou ε a permeabilitou μ . Délka vlny uvnitř vlnovodu se dá spočítat:

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_m}\right)^2}} \quad (13)$$

V pásmu propustnosti tedy ze vztahu vyplývá, že $\lambda_g > \lambda$. Délka vlny ve vlnovodu je tedy vždy větší, než délka vlny ve volném prostoru. S rostoucí vlnovou délkou signálu λ roste i λ_g [12].

2.3. Vidy

Vidy, které se šíří ve vlnovodu, jsou charakterizovány určitým příčným rozložením pole. O této vlně pak mluvíme jako o určitém vidu (módu) vlny. Tyto vidy jsou charakterizovány určitou délkou vlny, skupinovou rychlostí, fázovou rychlostí a kritickým kmitočtem.

Rozpoznáváme vidy:

- **TEM** (transverzálně elektromagnetická vlna) – složky elektrického a magnetického pole jsou kolmé ke směru šíření, neexistuje podélná složka ($E_z = 0, H_z = 0$)
- **TE** (transverzálně elektrická vlna) – pole elektrické má jen příčné složky, pole magnetické má i složku podélnou ($E_z = 0, H_z \neq 0$).
- **TM** (transverzálně magnetická vlna) – pole magnetické má jen příčné složky, elektrické pole má i složku podélnou ($E_z \neq 0, H_z = 0$).
- **HYBRIDNÍ** – tyto vidy se skládají z předešlých vidů, tedy TEM, TE a TM. Vznikají například na mikropáskovém vedení. Magnetické i elektrické pole zde má i podélnou složku ($E_z \neq 0, H_z \neq 0$) [8].

Dominantní vid nazýváme ten, který má nejnižší kritický kmitočet. Pásmo jednovivosti je charakterizováno pásmem kmitočtů, pro které se vlnovodem šíří jen jeden vid vlny. Vidy vlny popisujeme určitými celočíselnými konstantami, které nazýváme vlnovými čísly. V případě obdélníkového vlnovodu nám vlnová čísla říkají, kolik půlvln stojatého vedení se vejde do vlnovodu ve směru příčných souřadnic. Například u vidu TE_{10} (příčně elektrická vlna, dominantní vid obdélníkového vlnovodu) je ve směru x jedna půlvlna podélné složky vektoru intenzity magnetického pole a ve směru y je tato složka konstantní (0 půlvln stojatého vlnění) [9].

2.4.Obdélníkový vlnovod

Obdélníkový vlnovod je trubka ve tvaru kvádru. Její větší rozměr je a a menší rozměr b . Celý vlnovod se umísťuje obvykle ve směru osy z . Rozložení elektromagnetického pole uvnitř vlnovodu lze odvodit z Maxwellových rovnic, jde ale také odhadnout na základě okrajových podmínek [10].

Pro vlnu vidu TE, kde platí, že složka E_z je nulová, se ve směru z šíří pouze postupná vlna a ve směru x a y se kvůli odrazům nachází vlna stojatá. Chování vlny ve směru x , y popisují složky \sin a \cos .

Ve směru osy y je vektor intenzity elektrického pole orientovaný rovnoběžně ke kovové desce. Na rozhraní s kovem musí být tečná složka nulová. To splňuje funkce \sin .

Ve směru osy x je vektor intenzity orientovaný kolmo k desce a problémy s okrajovou podmínkou nenastávají. Použije se zde funkce \cos .

$$E_X(x, y, z) = A \cdot \cos(k_X x) \sin(k_Y y) \cdot e^{-jk_z z} \quad (14)$$

Konstanty šíření v příčných směrech se stanoví z okrajových podmínek. Musí platit následující [11]:

$$\sin(k_X a) = 0 \text{ když } k_X = \frac{m \cdot \pi}{a} \quad (15)$$

$$\sin(k_Y b) = 0 \text{ když } k_Y = \frac{n \cdot \pi}{b} \quad (16)$$

$$k^2 = k_X^2 + k_Y^2 + k_z^2 \text{ a můžeme odvodit, že } k_z = \sqrt{k^2 - k_X^2 - k_Y^2} \quad (17)$$

kde pro k platí:

$$k = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_r} = \frac{\omega}{c} \sqrt{\epsilon_r} \quad (18)$$

Podle tohoto můžeme zjistit, kdy bude vlnovod vést a kdy ne. Pokud platí, že $k^2 > k_X^2 + k_Y^2$ vlnovod vést bude a pokud $k^2 \leq k_X^2 + k_Y^2$ vlnovod vést nebude. Kdy při rovnosti ve vlnovodu vzniká stojaté vlnění a můžeme tak odvodit mezní kmitočet od kterého bude vlnovod vést.

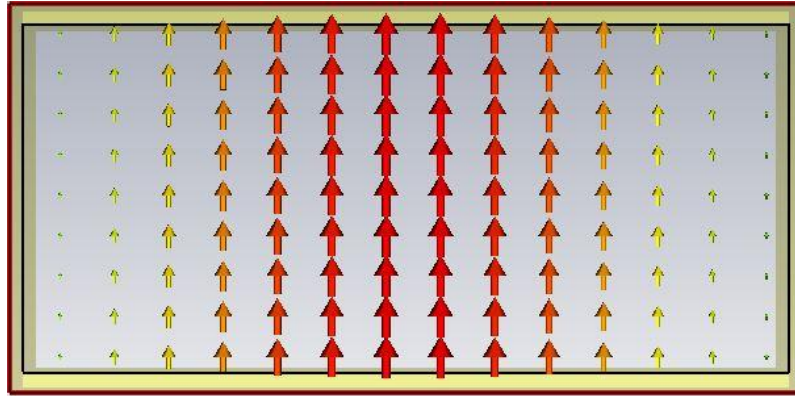
$$f_{krit} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m \cdot \pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n \cdot \pi}{b}\right)^2} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (19)$$

Vlivem různých mezních kmitočtů mají jednotlivé vidy TM_{mn} a TE_{mn} různou fázovou rychlost, různou skupinovou rychlost, různou délku vlny ve vlnovodu, různou charakteristickou impedanci, přenášejí různý činný výkon a jsou tlumeny s různým měrným útlumem.

Dominantním videm obdélníkového vlnovodu je vid TE_{10} , kterého mezní vlnová délka je $\lambda_{krit}^{TE_{10}} = 2a$. V tabulce 3 jsou uvedeny nejbližší vyšší vidy pro obdélníkový vlnovod [12].

vid	TE_{10}	TE_{20}	TE_{01}	TE_{11}
$\lambda_{krit.}$	$2a$	a	$2b$	$\frac{2ab}{\sqrt{a^2 + b^2}}$

Tab. 3. Vidy v obdélníkovém vlnovodu a mezní vlnové délky



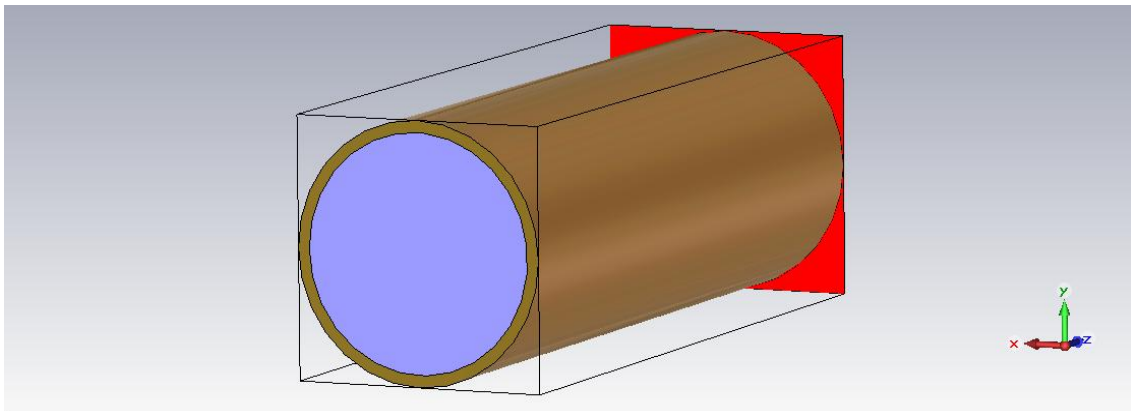
Obr. 1. Rozložení vidu TE₁₀ v obdélníkovém vlnovodu

2.5. Kruhový vlnovod

Tento vlnovod je v podstatě trubka ve tvaru válce. Její tvar vidíme na obr.2. Odvození vztahů pro složky elektrické a magnetické intenzity je složitější, než u obdélníkového vlnovodu. Problém se řeší ve válcové soustavě a objevuje se zde Besselova diferenciální rovnice [11], [28].

$$\frac{d^2R}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{dR}{dr} + \left(k_p^2 - \frac{m^2}{r^2}\right) R = 0 \quad (20)$$

Kde k_p je příčná složka konstanty šíření, m je řád funkce, r je poloměr vlnovodu

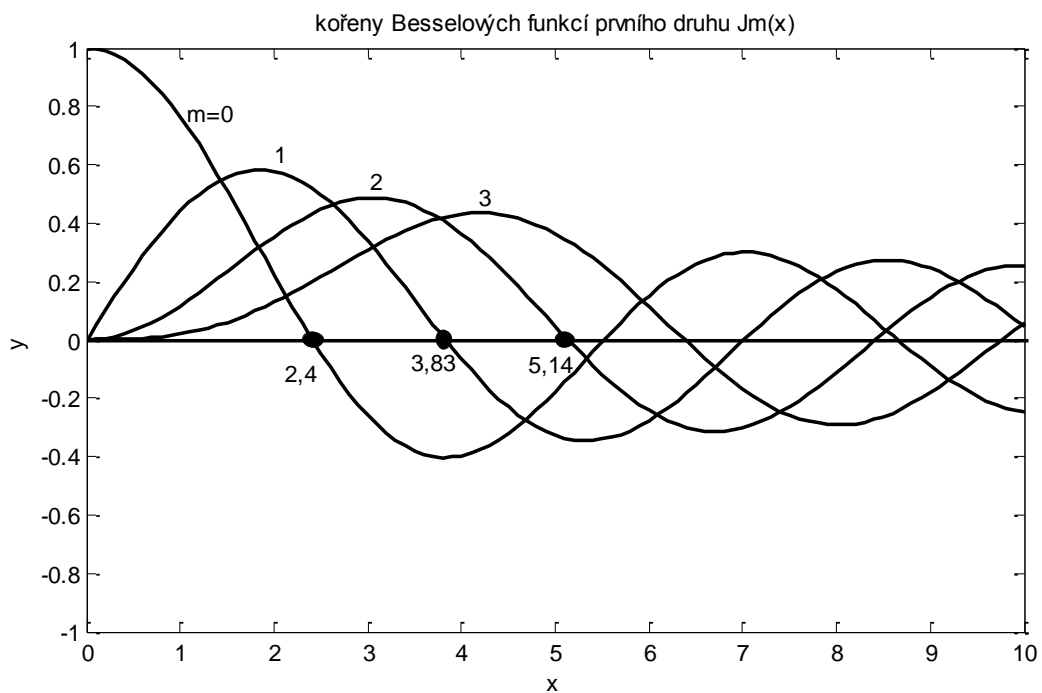


Obr. 2. Kruhový vlnovod vyplněný dielektrikem

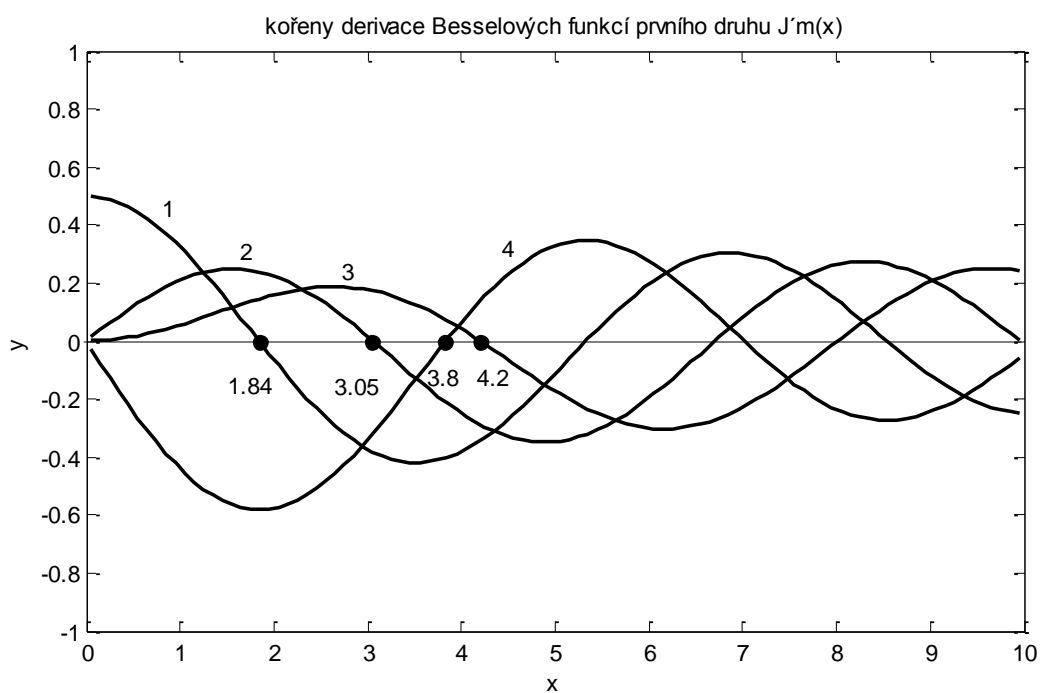
Řešením této rovnice jsou Besselovy funkce definované pomocí nekonečných řad. Jejich graf je vyneseno v obrázku 3. Výsledné vztahy jsou poměrně neprůhledné a nebudeme si je uvádět. Číslo m může nabývat od nuly do nekonečna a číslo n od jedné do nekonečna. Ukážeme si příklad vidu TE a TM. Na Obr. 3. vlevo je vidět vektor elektrické intenzity ve vidu TE_{11} , který je v kruhovém vlnovodu dominantní. Vidy se odlišují jinak než u obdélníkového vlnovodu. První index značí řád Besselovy funkce a druhý index určuje pořadí kořene Besselovy funkce. Na Obr. 3. vpravo je vidět vid TM_{01} . Význam kořene Besselovy funkce vyplývá ze vztahu pro kritickou frekvenci vidu. Kritický kmitočet vidu TE a TM se spočte [8]:

$$f_k^{TM} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \frac{\alpha_{mn}}{r_0} \quad (21)$$

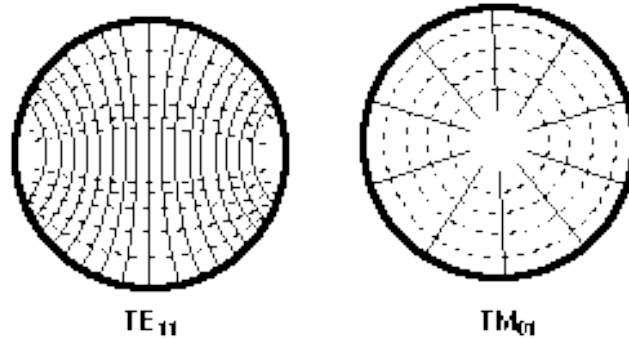
$$f_k^{TE} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \frac{\alpha'_{mn}}{r_0} \quad (22)$$



Obr. 3. Kořeny Besselových funkcí prvního druhu



Obr. 4. Kořeny derivace Besselových funkcí prvního druhu



Obr. 5. Rozložení vidu TE₁₁ a TM₀₁ v kruhovém vlnovodu[27]

Přerušované čáry značí směr magnetického pole H a plné čáry značí směr elektrického pole E.

Ve vztahu se vyskytuje kořen Besselovy funkce prvního druhu m-tého řádu α_{mn} , derivované Besselovy funkce α'_{mn} a vnitřní poloměr vlnovodu r_0 . Tyto hodnoty kořenů lze zjistit buď z grafických průběhů Besselových funkcí, nebo přesněji z tabulky 4. a 5. shrnující kořeny α_{mn} a α'_{mn} pro $m=0-7$ a $n=1-4$.

$n \setminus m$	0	1	2	3	4	5	6	7
1	2,405	3,832	5,136	6,380	7,588	8,711	9,936	11,086
2	5,520	7,016	8,417	9,761	11,065	12,339	13,589	14,821
3	8,654	10,173	11,620	13,015	14,372			
4	11,792	13,323	14,796					

E složka

Tab. 4. Kořeny Besselových funkcí

$n \setminus m$	0	1	2	3	4	5	6	7
1	3,832	1,841	3,054	4,201	5,317	6,416	7,501	8,578
2	7,016	5,331	6,706	8,015	9,282	10,520	11,735	12,932
3	10,173	8,536	9,969	11,346	12,682	13,987		
4	13,324	11,706	13,170					

H složka

Tab. 5. Kořeny derivace Besselových funkcí

Z tabulky Tab. 4. Kořeny Besselových funkcí je vidět, že nejmenší číslo má kořen α'_{11} , takže dominantním videm kruhového vlnovodu je vid TE_{11} , jehož mezní vlnová délka je:

$$\lambda_m^{TE_{11}} = \frac{2\pi r_0}{\alpha'_{11}} = \frac{2\pi r_0}{1,8412} = 3,41r_0 = D_{mn}r_0 \quad (23)$$

Tímto způsobem je možné vypočítat mezní vlnovou délku dalších nejbližších vidů kruhového vlnovodu. Po vypočtení nejmenších vlnových délek můžeme vidy v kruhovém vlnovodu seřadit takto:

vid	TE_{11}	TM_{01}	TE_{21}	TE_{01} a TM_{11}
$\lambda_{krit.}$	$3,41r_0$	$2,61r_0$	$2,06r_0$	$1,64r_0$

Tab. 6. Vidy v kruhovém vlnovodu a mezní vlnové délky

Mezní vlnová délka v kruhovém vlnovodu s dielektrikem:

$$\lambda_{krit} = \sqrt{\mu\varepsilon}D_{mn}r_0 \quad (24)$$

kde:

r_0 je poloměr vlnovodu,

ε je relativní permitivita dielektrika,

μ je relativní permeabilita a

D_{mn} je mezní konstanta, kterou shrnuje tabulka 7.

D_{mn} pro vlny TE_{mn}				
$n \setminus m$	0	1	2	3
1	1,640	3,412	2,057	1,496
2	0,896	1,178	0,937	0,764
3	0,618	0,736	0,631	0,554
4	0,475	0,54	0,48	0,44

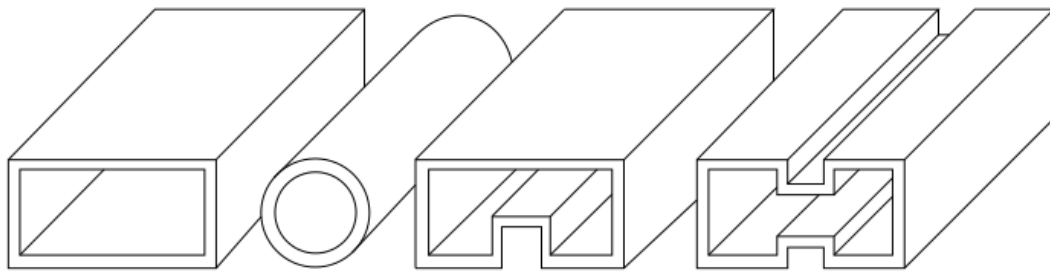
D_{mn} pro vlny TM_{mn}				
$n \setminus m$	0	1	2	3
1	2,613	1,640	1,224	0,966
2	1,139	0,896	0,747	0,644
3	0,726	0,618	0,541	0,482
4	0,534	0,475	0,425	0,388

Tab. 7. Mezní vlnová délka v kruhovém vlnovodu [14]

Pásmo jednovidosti kruhového vlnovodu je menší než u obdélníkového vlnovodu. Pro šíření pouze dominantního vidu TE_{11} a potlačení všech vyšších vidů je tedy nutné dodržet vlnovou délku mezi rozměry $2,61r_0 < \lambda < 3,41r_0$.

2.6. Ostatní vlnovody

Se stále větší mírou nacházejí uplatnění také vlnovody válcové. Mají mnoho parametrů stejných jako vlnovody obdélníkové, včetně podobných vlnovodných módů (díky tomu se dají dobře spojovat s obdélníkovými vlnovody) a téměř stejného útlumu a vlnových délek, ale mají užší šířku pásma. Díky tomu jsou více odolné proti zničení, ale stále umožňují ohyb v obou rovinách a také malé zkroucení. Kvůli těmto vlastnostem se velice hodí na montáž antén napájených vlnovody.



Obr. 6. Různé druhy průřezů vlnovodů

3. ANTÉNY

Jedná se o zařízení, které je určeno pro přeměnu elektrického vysokofrekvenčního proudu na energii elektromagnetických prostorových vln vyzářených do určitého prostoru. Toto tvrzení platí i naopak, tedy že anténa přeměňuje elektromagnetické vlny přijímané z volného prostoru na elektrický proud. Z technického hlediska řadíme k anténám nejen mechanické prvky, které se přímo podílejí na přeměně energie, ale také ostatní konstrukční prvky. Vlastnosti vysílacích a přijímacích antén jsou totožné z důvodu reciprocity antén.

Antény dělíme podle mnoha různých hledisek a parametrů. Zde jsou jen některá vybraná rozdělení:

- podle směrovosti: všesměrové x směrové
- podle konstrukce: drátové x patchové x trychtýřové x parabolické
- podle buzení: symetrické x nesymetrické

Většina antén pracuje na rezonančním principu (na anténě vzniká stojaté vlnění). Druh antén závisí i na pracovním kmitočtu. Na nízkých kmitočtech se používají zejména antény drátové a jejich modifikace, na vyšších frekvencích se uplatňují antény plošné (planární, trychtýřové, parabolické atd.) [13].

3.1. Parametry antén

Parametry antén se rozumí veličiny, které stručně vyjadřují hlavní vlastnosti a chování antén. Využívají se pro návrh a výpočty antén. Parametry antény jsou na sobě závislé, ovlivňují se. Lze je rozdělit do tří skupin:

1. parametry geometrické
2. parametry, které se dají měřit přímo na anténě, tzv. parametry obvodové
3. parametry, kterými je anténa popisována z pohledu jejího vnějšího chování, tzv. parametry prostorové [16]

Tyto parametry jsou důležité pro následující výpočty a návrh antény potřebné k určité aplikaci.

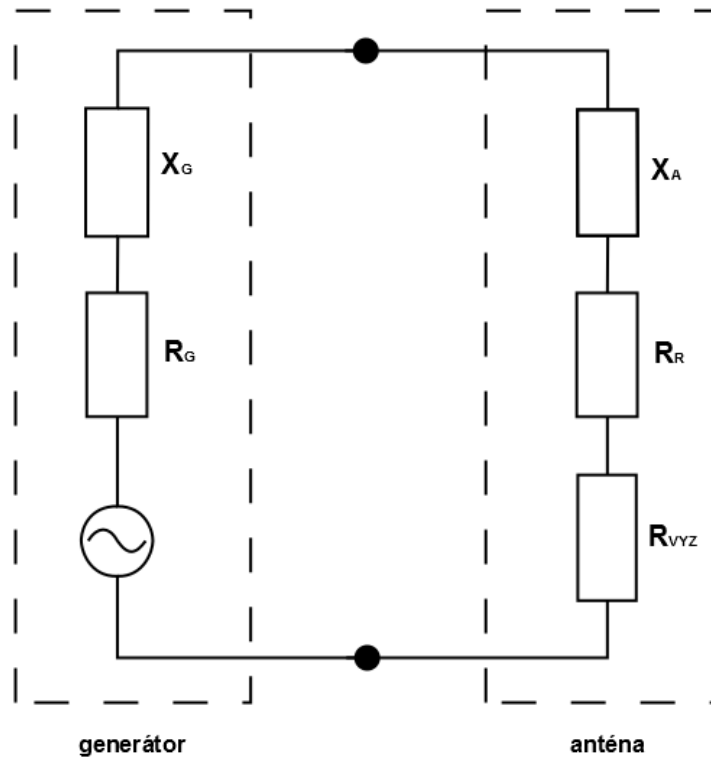
- impedance antény – Vstupní impedance antény je definována jako impedance na jejích napájecích svorkách, tedy jako poměr napětí a proudu na těchto svorkách. Vstupní impedance antény se dá tedy zapsat podle obr. 7. [15]:

$$Z_A = R_A + jX_a = (R_r + R_{LOSS}) + jX_A \quad (25)$$

kde:

R_r je vyzařovací odpor antény a

R_{LOSS} je ztrátový odpor antény



Obr. 7. Náhradní obvod antény

- impedanční přizpůsobení – o impedančním přizpůsobení mluvíme tehdy, je-li impedance antény stejná jako impedance zdroje a nedochází tak k odrazům vlny na rozhraní zpět ke zdroji.
- činitel odrazu – Je definován jako poměr odražené vlny a dopadající vlny napětí na konci vedení.

$$\rho = \frac{U_{odražená}}{U_{dopadající}} \quad (26)$$

- poměr stojatých vln (PSV) – Je definován jako poměr napětí v maximu ku napětí v minimu stojaté vlny na vedení. Tento vztah ale obecně platí pro bezztrátové vedení. V anglické literatuře je značení VSWR (voltage standing wave ratio)

$$PSV = \frac{U_{max}}{U_{min}} \quad (27)$$

V případě impedančního přizpůsobení je poměr stojatých vln roven jedné. PSV lze také definovat z činitele odrazu pomocí:

$$PSV = \frac{1+|\rho|}{1-|\rho|} \quad (28)$$

- směrové, vyzařovací charakteristiky – Pojem směrová charakteristika se využívá u přijímacích antén, pojem vyzařovací charakteristika u antén vysílacích. Prakticky se ale jedná o shodné směrové vlastnosti antén. Obecná anténa se vyznačuje tím, že elektromagnetická energie je různá v různých směrech. Směrová charakteristika antény je definovaná jako reprezentace směrových vlastností antény zahrnující komplexní intenzitu elektrického pole a polarizační vlastnosti. Tyto charakteristiky je ale nutné měřit ve vzdálené zóně, viz další bod [17].
- vzdálená zóna – Elektromagnetické pole vyzařované anténou má tři dílčí zóny, které se rozlišují v závislosti na vzdálenosti od této antény. První zóna je nazývána blízká reaktivní zóna, druhá je blízká zářivá zóna a třetí je vzdálená zóna.

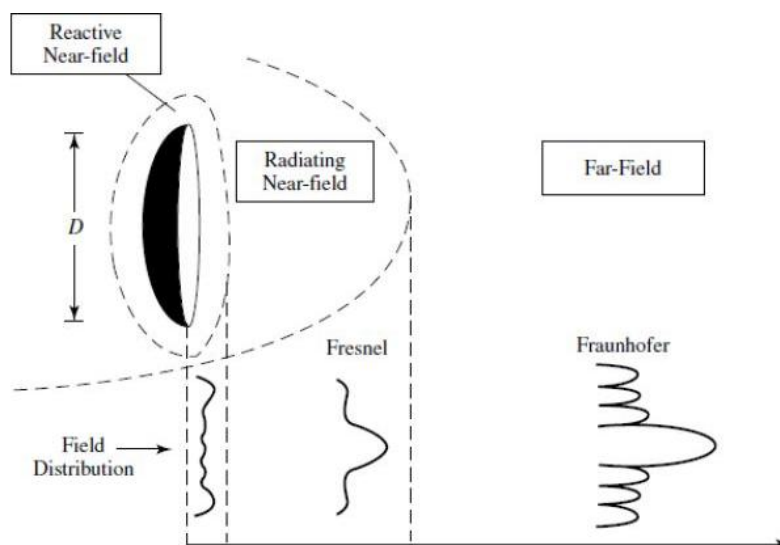
$$R = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (29)$$

kde:

D je největší rozměr antény

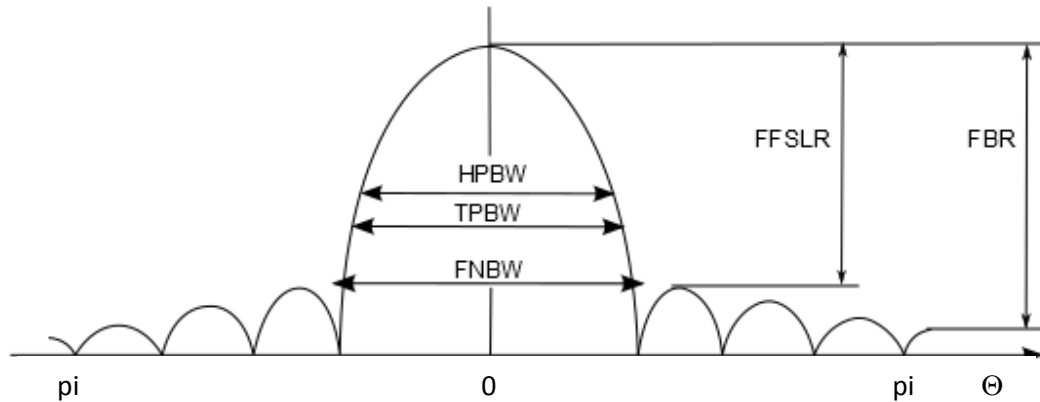
Pole je zde již příčné (transverzální), tedy jeho složky jsou kolmé na směr šíření.

Chyba fáze ve vzdálené zóně je $\pi/8$.



Obr. 8. Vzdálená zóna [29]

- šířka hlavního laloku – Šířka hlavního laloku se nejčastěji udává pro pokles na polovinu (-3dB), nebo desetinu výkonu (-10dB). Pro řez směřovou charakteristikou je to úhel mezi dvěma směry, ve kterých výkon poklesne o danou hodnotu ve směru osy hlavního svazku. Mezi další parametry, které můžeme určit ze směřové charakteristiky, patří: FFSLR, FBR, FNBW, viz obr.9.



Obr. 9. Vyzařovací diagram antény

- zisk antény – Výkonový zisk antény je dán poměrem vysílaného výkonu k výkonu dodávanému na vstup antény. Zisk zahrnuje jak směřové vlastnosti antény, tak její účinnost.

$$G = \eta \cdot D \quad (30)$$

$$G(\vartheta, \varphi) = 4\pi \frac{U(\vartheta, \varphi)}{P_{vst}} \quad (31)$$

kde:

D je směrovost antény a

η je celková účinnost antény.

Obvykle se zisk vyjadřuje v decibelové míře

$$G(\vartheta, \varphi)_{dB} = 10 \cdot \log G(\vartheta, \varphi) \quad (32)$$

- šířka kmitočtového pásma – Šířka pásma je rozsah frekvencí, ve kterém se anténa chová vzhledem ke specifické charakteristické veličině standardním způsobem.
- účinnost antény – Definuje se jako poměr vyzářeného výkonu k výkonu dodávanému.

$$\eta = \frac{R_{\Sigma vst}}{R_{\Sigma vst} + R_{ztr}} \quad (33)$$

$$P_{vyz} = \eta \cdot P_{vst} \quad (34)$$

Celková účinnost antény lze dále rozložit pomocí složek z nepřizpůsobení odrazy η_r , dielektrických ztrát η_d a konečné vodivosti materiálu η_c .

$$\eta = \eta_r \cdot \eta_d \cdot \eta_c \quad (35)$$

- činitel směrovosti – Směrovost je poměr intenzity vyzařování U v daném směru k intenzitě vyzařování referenční antény U_0 . Jako referenční anténa je obvykle použit izotropický zářič, podobně jako u definice zisku antény. V některých případech se však používá jako reference krátký dipól, nebo i půlvlnný dipól. Směrovost je tedy funkcí prostorových souřadnic [2].

$$D(\vartheta, \varphi) = \frac{U(\vartheta, \varphi)}{U_0} = 4\pi \frac{U(\vartheta, \varphi)}{P_{vyz}} \quad (36)$$

$$D_{max} = \frac{U_{max}}{U_0} = 4\pi \frac{U_{max}}{P_{vyz}} \quad (37)$$

- efektivní plocha antény [2] - Pro každou anténu je možné určit efektivní plochu. Maximální efektivní plocha antény je definována jako poměr výkonu na přizpůsobené zátěži P_z k výkonové hustotě dopadající elektromagnetické vlny S_{dop} . Jestliže tedy maximální efektivní plochu násobíme dopadající výkonovou hustotou, dostaneme celkový výkon antény dodaný do přizpůsobené zátěže. Obecně není efektivní plocha antény rovna fyzické ploše, ale záleží na rozložení vektoru intenzity pole elektromagnetické vlny. Obecně platí

$$\frac{P_z}{S_{dop}} = \frac{|I_z|^2 R_z}{2S_{dop}} = \frac{|U_z|^2}{2S_{dop}} \left[\frac{R_z}{(R_{vyz} + R_{ztr} + R_z)^2 + (X_A + X_z)^2} \right] \quad (38)$$

Kde U_z, I_z označují napětí na proud a zátěži. Ve stavu výkonového přizpůsobení je $R_{vyz} + R_{ztr} = R_z$ a $X_A = -X_z$ a maximální efektivní apertura je dána vztahem

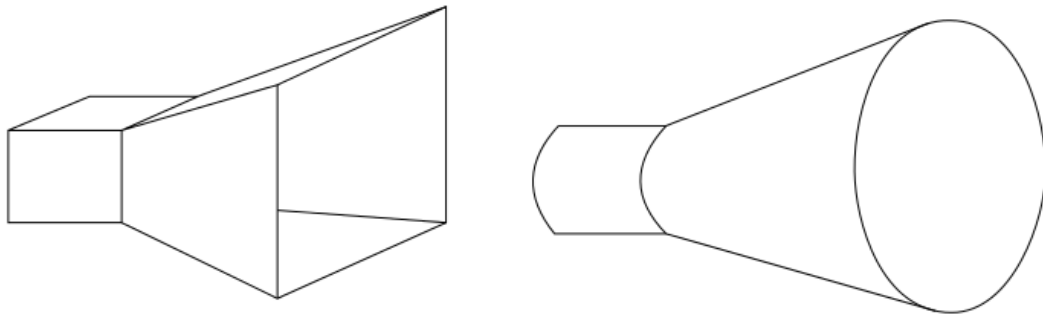
$$A_{efmax} = \frac{|U_z|^2}{8S_{dop}} \left[\frac{R_z}{(R_{ztr} + R_{vyz})^2} \right] = \frac{|U_z|^2}{8S_{dop}} \left[\frac{1}{R_{ztr} + R_{vyz}} \right] \quad (39)$$

Při známé směrovosti můžeme tedy vypočítat

$$A_{efmax} = \left(\frac{\lambda^2}{4\pi} \right) D_{max} \quad (40)$$

3.2.plošné antény

V oblasti centimetrových a milimetrových vln je spojení téměř výhradně realizováno přímou vlnou. Spoje jsou směrové a používají směrové antény s velkým ziskem. K tomu se používají plošné antény. Mezi plošné antény řadíme štěrbinové antény, trychtýřové antény a antény tvořené otevřeným koncem vlnovodu



Obr. 10. Trychtýřové antény

3.3.trychtýřové antény

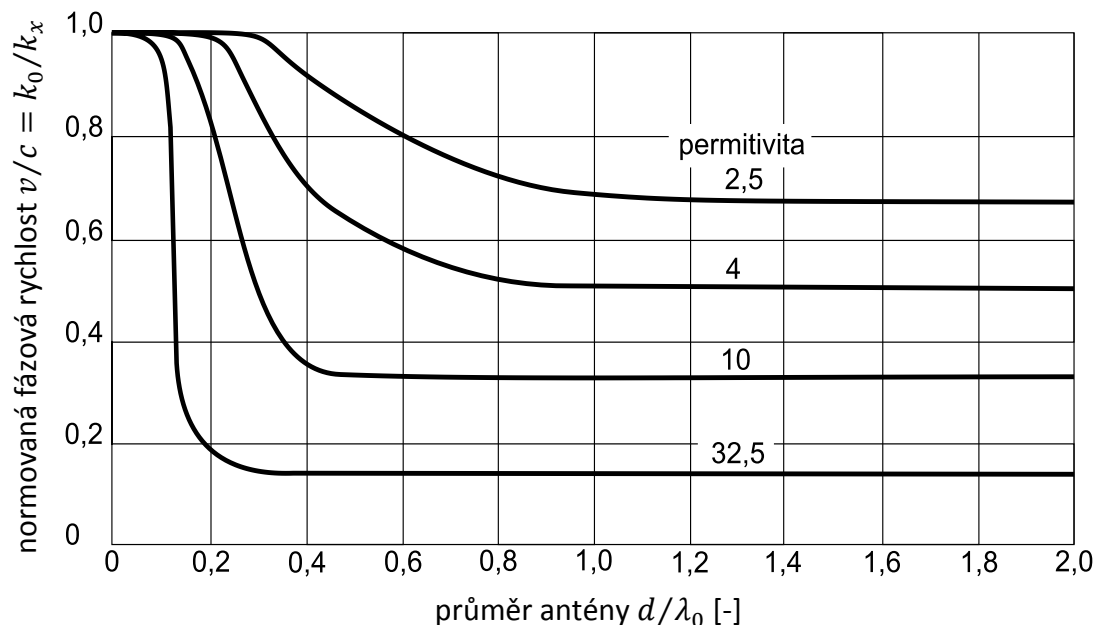
Otevřený konec vlnovodu je jen málo směrová anténa a navíc má příliš velký koeficient odrazu. Zvětšováním rozměrů vlnovodu se vlnová délka ve vlnovodu λ_g blíží vlnové délce ve volném prostoru a tím se koeficient odrazu blíží nule. Rozšířením vlnovodu dostaneme tedy lepší směrovost a lepší přizpůsobení k vnějšímu prostředí [2]. Trychtýřová anténa je obecně zařízení, které zprostředkovává přechod mezi vlnou ve vedení, obvykle vlnovod, a vlnou mezi médii, tedy volným prostorem. Jsou konstruovány v různých tvarech pro nastavení určitých parametrů jako zisk, vyzařovací charakteristiky a impedance. Ústí trychtýře může být čtvercové, kruhové nebo obdélníkové. Obdélníkové a čtvercové ústí nám vytváří pyramidální trychtýř, kruhové tvoří kónický trychtýř. Zisk trychtýřových antén odpovídá zhruba rozměrům apertury. Výhodou těchto antén je, že nepotřebují další přizpůsobení.

Kónický trychtýř je díky své axiální symetrii schopen zvládat jakoukoli polarizaci dominantního vidu TE_{11} . Je dobře navržen pro využití s kruhovou polarizací [14].

3.4. Antény s dielektrickou tyčí

Antény s dielektrickou tyčí jsou známy již mnoho let, ale prozatím nebyly více používány. V pásmu milimetrových vln tyto antény mají ještě snesitelnou délku a hmotnost a můžeme očekávat, že ještě najdou uplatnění v mnoha aplikacích, díky jejich kompatibilitě s dielektrickými vlnovody.

Anténu s dielektrickou tyčí bychom mohli zařadit do skupiny antén pracujících na principu povrchové postupné vlny. Do této skupiny, včetně antén s dielektrickou tyčí, řadíme ještě například šroubovicové antény a také dlouhé Yagi-Uda antény. Postupná vlna vzniká na dlouhém vedení, které je správně zakončeno, a nevznikají na něm žádné odrazy, nebo jsou jen minimální. U antény s dielektrickou tyčí je vlna vyzařována z ústí vlnovodu a cestuje podél dielektrické tyče až k zakončení. Toto ústí vlnovodu může být jak obdélníkové, tak kruhové. Nejčastější tvar dielektrické tyče je lineární z důvodu snadné výroby. Jelikož je povrchová vlna vyzařována pouze na diskontinuitách, je celkové vyzařování antény dáno interferencemi mezi ústím a zakončením dielektrické tyče. V praktickém případě bude vrcholový úhel antény velmi malý a zúžení dielektrické tyče velmi pozvolné. Fázová rychlost vlny v se bude podél tyče zvyšovat až k rychlosti vlny ve volném prostoru c .



Obr. 11. Závislost fázové rychlosti na průměru antény a permitivitě.

Tyto křivky platí pro mód HE_{11} , kdy toto je zajištěno tehdy, má-li anténa průměr základny splňující

$$\frac{d_B}{\lambda_0} < \frac{0,626}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (41)$$

kde λ_0 je vlnová délka ve volném prostoru.

Dle Mallacha [22] a Kielyho [23] by pro optimální výkon antény měl být příčný průřez o dané elektrické délce být:

$$A_{max} = \frac{\lambda_0^2}{2(\varepsilon_r - 1)} \quad (42)$$

u základny a:

$$A_{min} = \frac{\lambda_0^2}{4(\varepsilon_r - 1)} \quad (43)$$

u zakončení. Pro hodnoty permitivit rozsahu $2,5 < \varepsilon_r < 20$, které pokrývají většinu materiálů milimetrového pásma, toto pravidlo nechává výraz $c/v = k_x/k_0$ nabývat hodnot 1,1 u základny a téměř 1,0 u zakončení tyče, kde k_x je fázová konstanta vedené vlny a k_0 je vlnové číslo volného prostoru. Z rovnice (42) a (43) je evidentní, že čím vyšší bude dielektrická konstanta antény, tím bude menší její průřez a následně v obecném slova smyslu i její hmotnost. Na druhou stranu z obrázku 11. vidíme, že disperzní křivky jsou více strmé s rostoucí permitivitou a tedy závislost parametrů bude citlivější a zároveň dojde k zúžení šířky pásma. Pro anténu vyrobenou dle těchto parametrů (42) a (43) je směrovost dána hlavně délkou L . Zisk se zpočátku zvyšuje s rostoucí délkou dle:

$$G = p \left(\frac{L}{\lambda_0} \right) \quad (44)$$

Kde p je přibližně 7 pro delší antény s lineárním zúžením a může nabývat hodnoty až 10 pro antény s maximálním ziskem o délce $3\lambda_0 < L < 8\lambda_0$. Nejvyšší dosažitelný zisk je přesto mezi 18 a 20 dB, který odpovídá HPBW od 17° do 20°. Toto omezení zisku můžeme chápat ze základů principu ekvivalence. Jednotlivé elementy objemu antény si můžeme představit jako vyzařování elementárního Hertzovského dipólu. Fáze těchto dipólů jsou dány fázovou rychlostí vedené povrchové vlny. Jelikož je tato rychlost nižší než fázová rychlost ve volném prostoru, příspěvek jednotlivých objemů prvků antény na záření v dopředném směru se přidává jen do určité délky antény. Pro antény s postupným zúžením se optimální délka určí přibližně dle podmínky [24]:

$$\int_0^L (k_x - k_0) dx = \pi \quad (45)$$

Pokud přesáhneme tuto délku, objeví se interference a nastává snížení směrovosti.

4. NÁVRH ANTÉNY

Než začneme v programu CST Studio Suite s modelací budícího vlnovodu, je vhodné si najít komerčně dostupné rozměry trubek a polymerů s optimální relativní permitivitou a malými ztrátami. Materiál musí být zároveň UV stabilní, kvůli váze mít nízký kríp (tečení hmoty vlivem gravitace) a musí se dobře obrábět pro výrobu i složitějších a přesnějších struktur. V tabulce Tab.8. jsou uvedeny komerčně dostupné trubky z mědi a mosazi. Kvůli nižším ztrátám je lepší použít měď, ale pokud bude potřeba použít například vlnovod o poloměru 18mm je lepší použít mosaznou trubku tohoto rozměru.

materiál	průměr trubky [mm]	tloušťka stěny [mm]	poloměr R0 [mm]
mosaz	20	2	8
mosaz	22	2	9
mosaz	25	2	10,5
mosaz	30	2	13
mosaz	32	2	14
mosaz	36	2	16
mosaz	40	2	18
měď	18	1	8
měď	22	1	10
měď	22	1,5	9,5
měď	28	1	13
měď	28	1,5	12,5
měď	35	1,5	16
měď	42	1,5	19,5

Tab. 8. Komerčně dostupné trubky

4.1. Výběr vhodného dielektrika

Podle toho, jakým materiálem vyplníme vlnovod, se nám bude měnit pásmo, kdy se vlnovodem šíří jen jeden vid. Se zvyšující se relativní permitivitou vloženého materiálu se pásmo jednovodnosti zmenšuje. Bude pro nás tedy lepší vybrat materiál s nižší relativní permitivitou. Díky tomu také bude jednodušší přechod vlny z dielektrika do vzduchu a zároveň omezíme odrazy uvnitř vlnovodu na rozhraní vzduch – dielektrikum.

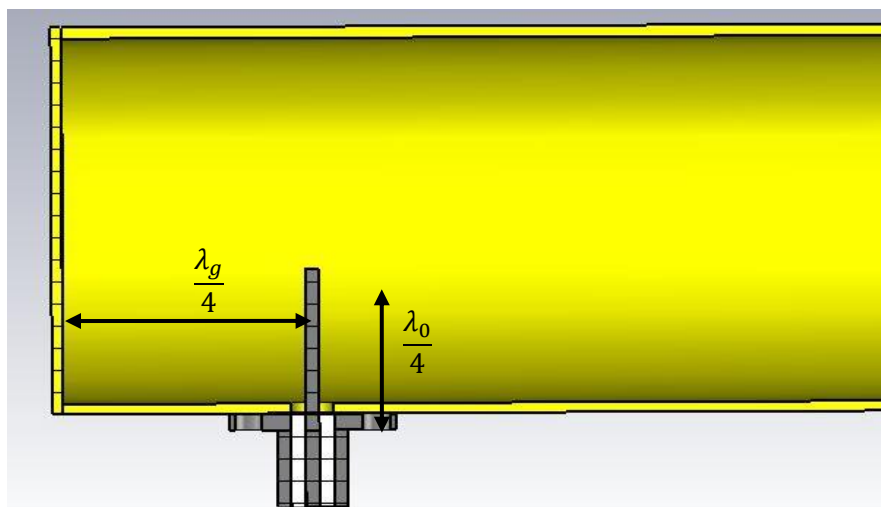
V tabulce Tab. 9. jsou vypočítány frekvence v GHz tak, aby se vlnovodem šířil jen jeden vid. Tato frekvence byla vypočtena z výrazů z [8]. Jako ideální se jeví relativní permitivita $\epsilon_r = 2$. Pro tuto hodnotu navíc můžeme použít hned dva různé průměry měděných trubek.

		poloměr vlnovodu [mm]						
		8	9,5	10	12,5	13	16	19,5
rel. permitivita [-]	1	10,99-14,35	9,25-12,08	8,79-11,48	7,03-9,18	6,76-8,83	5,49-7,17	4,5-5,88
	1,5	8,97-11,72	7,55-9,87	7,17-9,37	5,74-7,5	5,52-7,21	4,48-5,86	3,68-4,8
	2	7,77-10,15	6,54-8,54	6,22-8,12	4,97-6,49	4,78-6,24	3,88-5,07	3,12-4,16
	2,5	6,95-9,07	5,85-7,64	5,56-7,21	4,45-5,81	4,27-5,58	3,47-4,53	2,85-3,72
	3	6,34-8,28	5,34-6,98	5,07-6,63	4,06-5,3	3,9-5,1	3,17-4,14	2,6-3,4

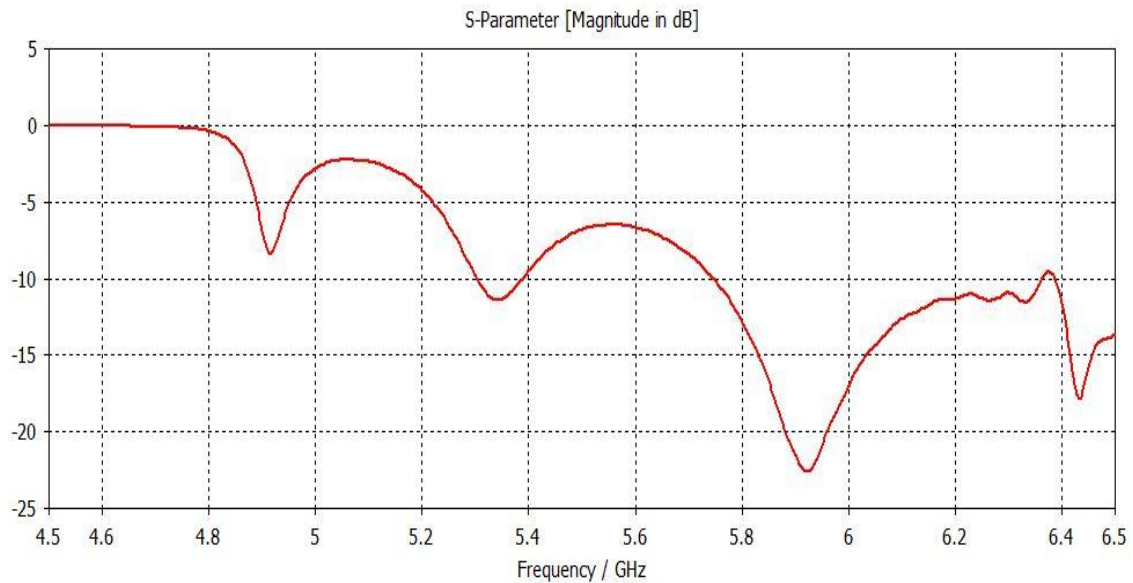
Tab. 9. Pásmo jednovivosti pro určité rozměry vlnovodů vyplněných dielektrikem s relativní permitivitou ϵ_r

4.2. Návrh přechodu koaxiálního vedení do vlnovodu

Pro jednoduchost je dobré zvolit přechod do vlnovodu z koaxiálního vedení vyvedením středního vodiče koaxiálního kabelu do vlnovodu. Tímto středním vodičem budeme budít složku intenzity elektrického pole \mathbf{E} . Ve vlnovodu se již jedná o počítání vyzařování monopólu nad zemní rovinou. Pro výšku sondy ve vlnovodu ze začátku volíme velikost $\frac{\lambda_0}{4}$ od vnitřní stěny vlnovodu a $\frac{\lambda_g}{4}$ od zadní stěny vlnovodu. Tyto hodnoty ale musíme dále optimalizovat. Kvůli menším rozměrům budeme přechod z koaxiálního vedení do vlnovodu realizovat plochým SMA konektorem. Z obr.13. je vidět, že výsledné přizpůsobení není zcela ideální. Protože se mezní vlnové délky mění v závislosti na permitivitě, bude se také měnit výška a vzdálenost napájecí sondy od konce vlnovodu, není proto v tuto chvíli nutné toto přizpůsobení vylepšovat.



Obr. 12. Návrh koaxiálního přechodu do vlnovodu

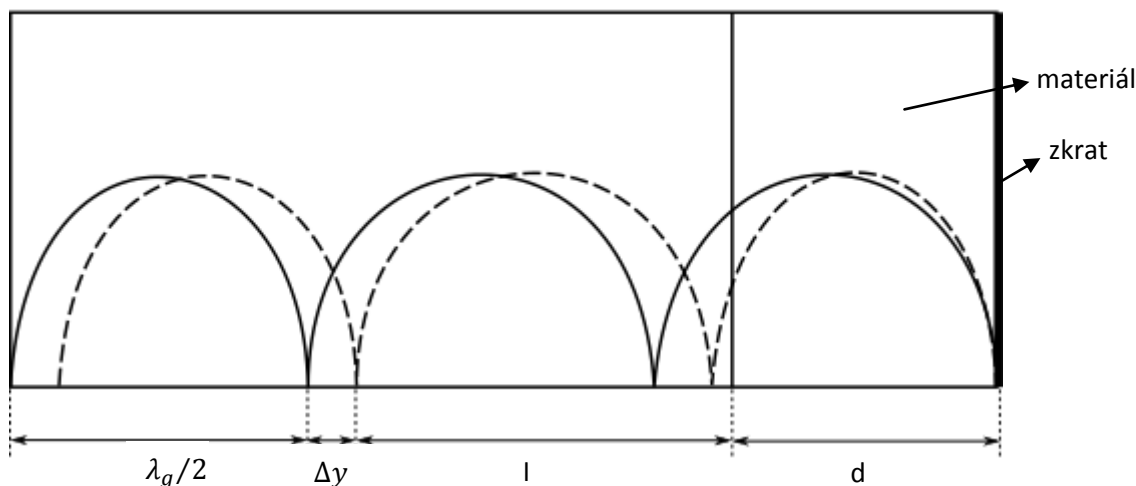


Obr. 13. S-parametry navrženého koaxiálního přechodu

4.3. Změření relativní permitivity dielektrika ve vlnovodu

Pro změřeni relativní permitivity dielektrika ve vlnovodu existují tři metody. Jednak metoda založená na principu zkrácení vlnové délky, dále metoda nezávislá na poloze vzorku a metoda naprázdno-nakrátko. Při těchto metodách je vzorek měřeného materiálu vložen do obdélníkového vlnovodu a to tak, že příčný průřez úseku vedení je materiálem zcela vyplněn. Důležitá je také přesnost výroby vzorku, zejména jeho tloušťka. Příčný průřez vlnovodu musí být kompletně vyplněn měřeným materiálem, jinak vzniká chyba měření způsobená vzduchovou mezerou mezi stěnou vedení a měřeným materiálem. Vzduchová mezera působí největší chybu v místě nejvyšší intenzity elektrického pole. Další omezení těchto metod je jen pro měření homogenních a izotropních materiálů

Relativní permitivitu vzorků dielektrika změříme ve vlnovodu ze zkrácení vlnové délky a ze změny PSV. Nejprve zkratujeme prázdný úsek vlnovodu, tím nám vznikne uvnitř stojaté vlnění. Polohu minima stojatých vln můžeme zmapovat pomocí měřícího vedení. Poté do vlnovodu vložíme měřený vzorek o tloušťce d . Používáme vlnovod R48 s vnitřními rozměry 47,55mm x 22,16mm. Díky tomu, že reálná část permitivity dielektrika bude větší, než permitivita vzduchového prostředí, dojde v dielektriku ke zkrácení vlnové délky. Kvůli ztrátám v dielektriku se též změní PSV ve vlnovodu. Z této změny určíme imaginární část komplexní permitivity, respektive $tg \delta$. Jinými slovy komplexní permitivitu určíme ze vstupní impedance vlnovodu vyplněného dielektrikem.



Obr. 14. Posun minima stojatých vln vlivem zkrácení vlnové délky v materiálu [25]

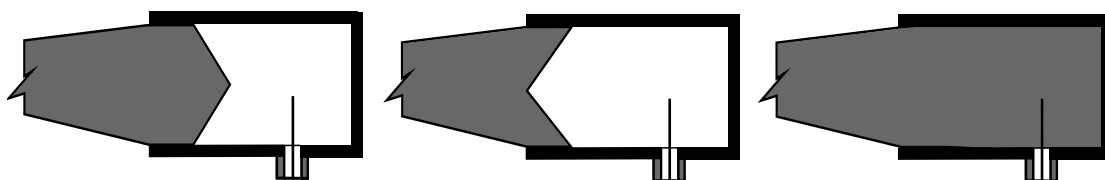
Výsledky měření je nutné brát trochu s rezervou, protože aby bylo měření přesné, musí plastový vzorek vyplnit ideálně celý profil vlnovodu. U několika vzorků se nepodařilo uříznout přesný tvar. Všechny vzorky patří do skupiny termoplastů, konkrétně se jedná o semikrystalické termoplasty. Termoplasty mají molekuly vázány mezi sebou sekundárními chemickými vazbami a po ohřátí tyto plasty měknou (mezimolekulární vazby se rozpadají a postupně přechází do viskózní taveniny. Je-li materiál opět ochlazen, tuhne. Kvůli těmto vlastnostem je důležité vybrat takový materiál, který bude mít vysoký bod tání, ale zároveň bude kvůli výrobě dobře obrobitelný a lehký. Výroba plastových tyčí se provádí pomocí extruze. Jde o kontinuální proces, kde dochází k roztavení plastu a jeho vytlačení přes vytlačovací hlavu, která udává finální tvar výrobku [18]. V tabulce Tab.10. jsou uvedeny výsledky samotného měření relativní permitivity. Nejvíce jsme se zaměřili na měření vzorku plexiskla. Do vlnovodu jsme postupně vložili jeden vzorek, dva vzorky a tři vzorky pro lepší přesnost měření. V prvním případě byla relativní permitivita $\epsilon_r = 3,126$, ve druhém $\epsilon_r = 3,34$ a ve třetím případě $\epsilon_r = 3,09$.

název vzorku	tloušťka vzorku [mm]	relativní permitivita ϵ_r	ztrátový činitel $\text{tg}\delta$	název sloučeniny
POM-H	21,4	2,05	0,0280	polyoxymethylene homopolymer
POM-C	10,8	1,77	0,0380	polyoxymethylene copolymer
PA-6	5,7	4,2	0,0430	polyamide 6
PE 300	10	2,77	0,0175	polyethylene
HDPE 1000	8,8	2,6	0,0240	HD polyethylene
PLEXIGLAS	9,66	3,1	0,0100	polymethylmetakrylat

Tab. 10. změřená relativní permitivita plastů

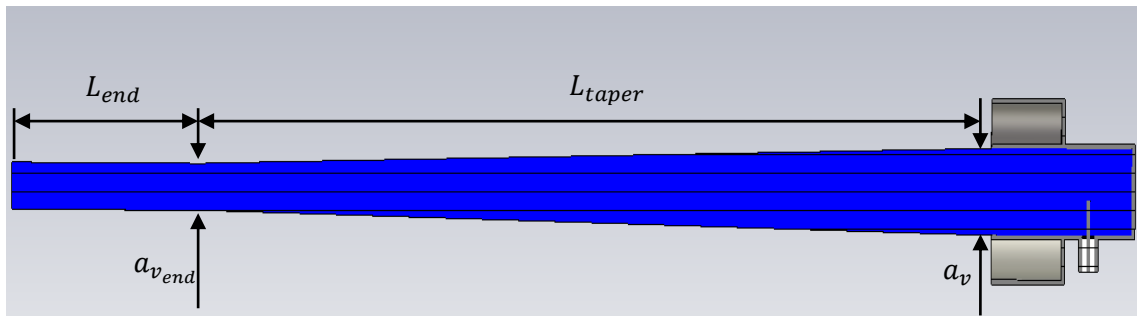
4.4.Návrh dielektrické tyče

Pro přechod vlny z vlnovodu do dielektrika je nutné navrhnout správný tvar zakončení dielektrické tyče ve vlnovodu, aby se vlna neodrážela zpět do vlnovodu. Tento přechod může mít různý tvar, viz. Obr. 15. Přechod z vlnovodu do dielektrika[19]. Bylo rozhodnuto realizovat přechod zobrazený na obrázku jako třetí. Jde o vlnovod kompletně vyplněný dielektrikem, pouze s vyvrtanou dírou na zavedení napájecí sondy. Toto řešení má výhodu v tom, že vlnová délka ve vlnovodu s dielektrikem je kratší a to nám umožňuje použít užší vlnovod. Zároveň můžeme mít vlnovod kratší, protože styčná plocha je v celém vlnovodu a ne pouze na jeho okraji. Anténa proto nebude tolik namáhána a nebude se deformovat. V neposlední řadě je toto řešení konstrukčně a výrobně nejjednodušší.



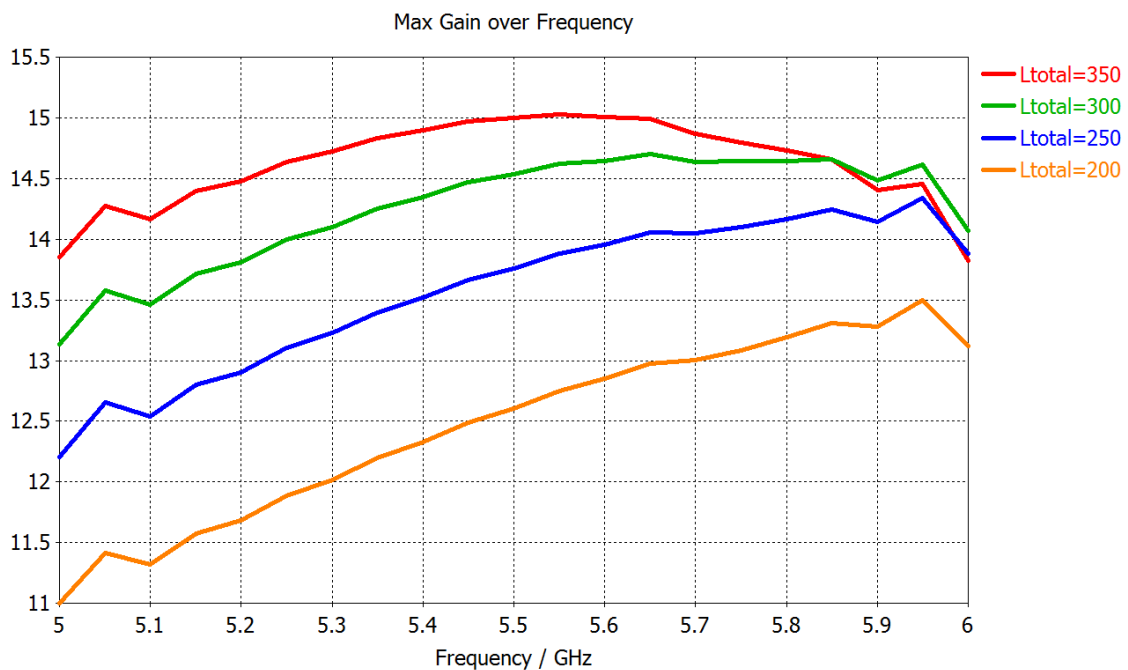
Obr. 15. Přechod z vlnovodu do dielektrika

Pro návrh tvaru tyče můžeme využít více možností, jak ukazuje Obr. 18. V literatuře nejpoužívanější tvary tyčí jsou typy a), b), a d). Ostatní provedení mají za úkol omezit vyzařování postranními laloky, zkrátit celkovou délku antény, či vytvarovat vyzařovací charakteristiku. U většiny dnes vyráběných antén s dielektrickou tyčí je používán teflon s relativní permitivitou $\epsilon_r = 2 \sim 2,3$. Kvůli větším rozměrům tyče jsou obvykle tyto antény realizované v kmitočtovém pásmu kolem desítek GHz. Pro inspiraci výroby antény z plexiskla se můžeme podívat do článku z IEEE [20]. Zde byla navržena anténa na frekvenci 10,1 GHz z plexiskla o relativní permitivitě $\epsilon_r = 2,54$. Byla zde dosažena šířka svazku 30° , PSV=1,065 a potlačení postranního svazku o 34,2 dB. To vše s použitím první struktury z Obr. 18, kde úhel otevření vůči ose dielektrické tyče je optimální při $7,5^\circ$. Tento tvar se ovšem hůře vyrábí. Bylo rozhodnuto, že se použije struktura d), kde se na konec zúžení přidá ještě rovný kus dielektrika. Schéma této struktury je na Obr. 16.



Obr. 16. Řez antény s dielektrickou tyčí z plexiskla

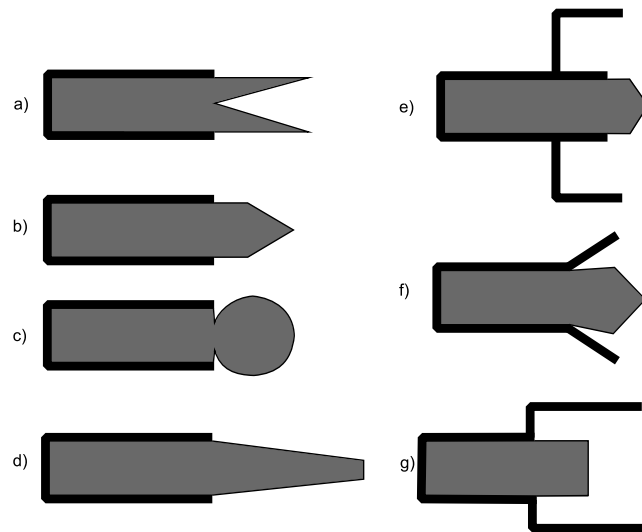
Při samotném návrhu antény jsme nejprve do kruhového vlnovodu s vlnovodným portem umístili tyč z plexiskla a následně ji zkoušeli prodlužovat. Sledovali jsme změny zisku v závislosti na frekvenci a také vyzařovací diagram. Ukázalo se, že čím je anténa delší, tím roste do určité míry její zisk, ale objevují se silné postranní laloky. Tento poznatek dobře koresponduje s průběhem na Obr. 19. Od tohoto bodu můžeme dále zafixovat délku dielektrické tyče na 35 cm, měnit další parametry a sledovat chování antény.



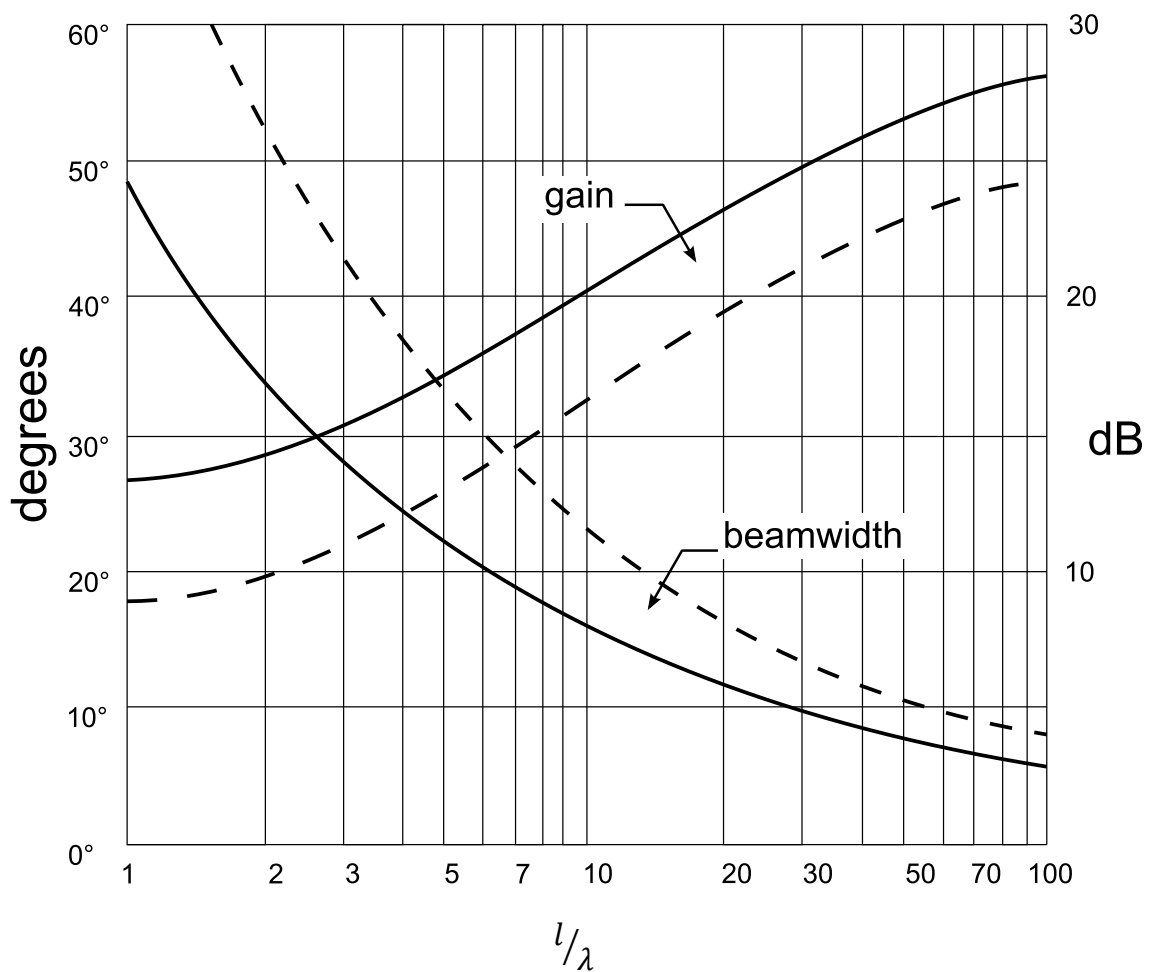
Obr. 17. Závislost zisku antény na délce dielektrické tyče

Z Obr. 17 vidíme, že s prodlužováním antény dochází ke zvyšování zisku. Tento zisk ovšem nelze zvyšovat neomezeně. Při dalším prodlužování antény totiž dochází k poklesu zisku na vyšších frekvencích, jak vidíme na průběhu červené křivky pro délku dielektrické tyče 350 cm. Zároveň však je možné anténu zkrátit na polovinu v určitých případech kdy je požadavek na ekonomické aspekty a malou velikost antény.

Tím ovšem poklesne zisk zhruba na 10 dB a také se zhorší přizpůsobení antény kvůli vyšším odrazům na konci tyče.

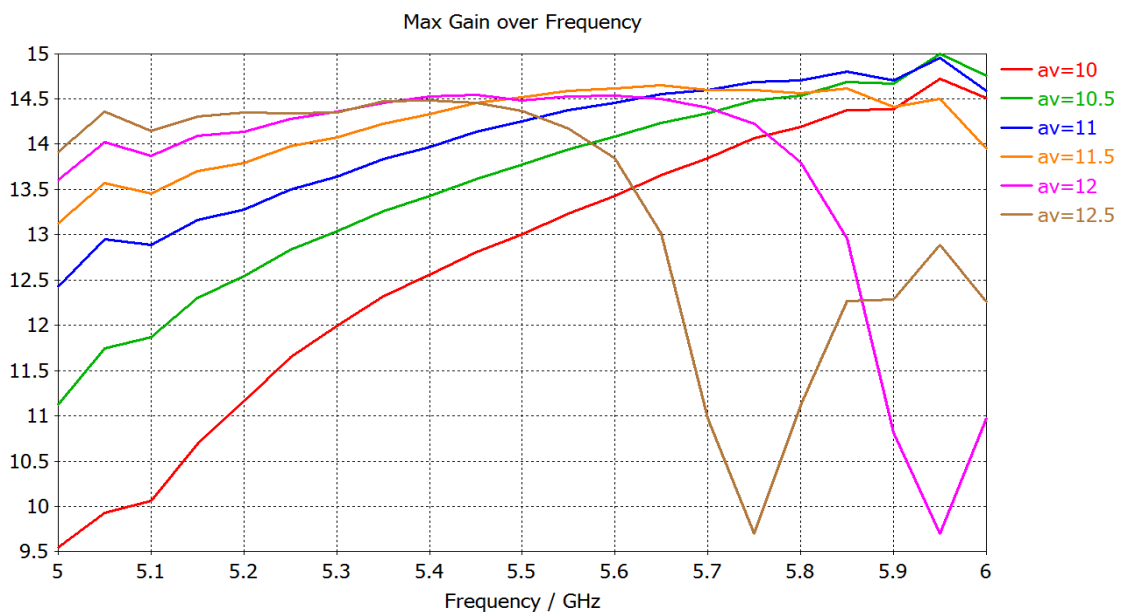


Obr. 18. Různé tvary dielektrických tyčí [21]

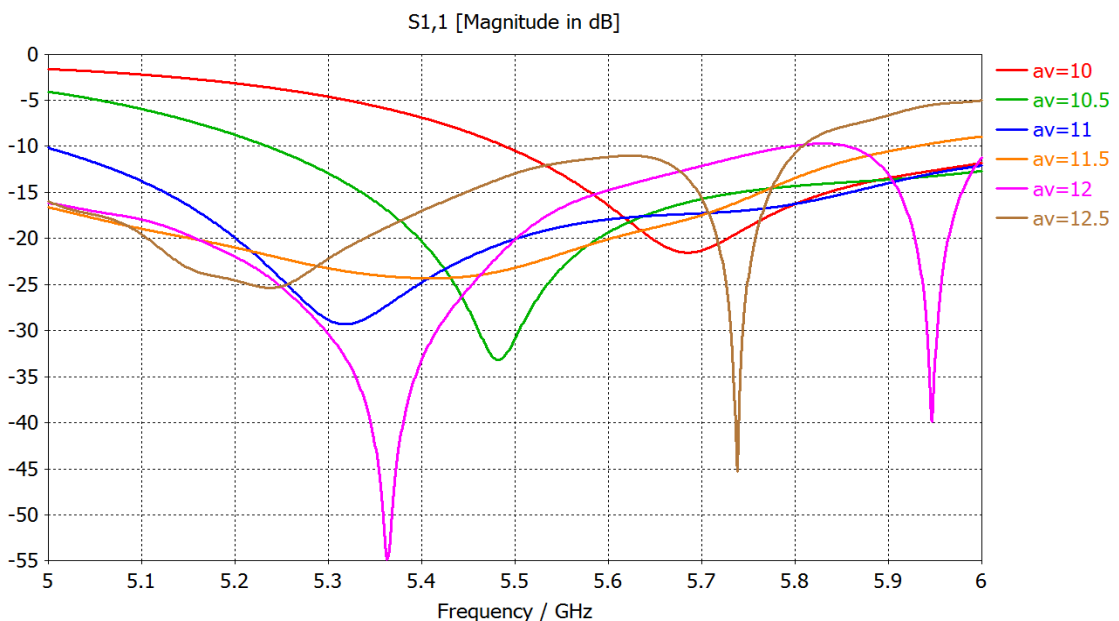


Obr. 19. Závislost zisku a šířky svazku na délce dielektrika [14]

Parametr, který nejvíce ovlivní výsledný zisk a přizpůsobení antény, je její počáteční průměr. V programu CST tedy provedeme simulaci, kdy měníme průměr vlnovodu a zároveň i průměr dielektrické tyče a snažíme se najít ideální průběh zisku. Tento průběh jsme docílili s vnitřním průměrem 23mm. Výsledný zisk je zobrazen oranžovou čarou v Obr. 20. a koeficient odrazu s11 v obrázku Obr. 21. Vidíme, že je velmi důležité dodržet vysokou přesnost výroby, neboť změna průměru o 1 mm zapříčiní pokles zisku až o jeden decibel. Platí tedy, že k určitému materiálu můžeme najít ideální průměr vlnovodu a obráceně. Pokud bude relativní permitivita materiálu jiná, než předpokládáme, dojde opět ke snížení zisku.



Obr. 20. Závislost zisku antény na poloměru vlnovodu



Obr. 21. Závislost s11 na poloměru vlnovodu

Dalšího zlepšení antény můžeme dosáhnout přidáním jednoduchého tlumivkového límce. Tento límec by měl být $\frac{\lambda}{2}$ hluboký a mít o $\frac{\lambda}{2}$ větší poloměr. Tyto rozměry je nadále nutné korigovat pro získání ideálních parametrů. Účelem je zlepšení souměrnosti vyzařovacího diagramu a plošší čelo diagramu. Límec by měl být v rovině s ústím vlnovodu. Často se tato metoda používá pro ozařovače parabolických antén.

Dosazením do vzorců (42) a (43) si určíme maximální a minimální rozměr antény v řezu. Po provedení výpočtu pro permitivitu $\varepsilon_r = 3,1$ dostaneme $A_{max} = 3,72 \text{ cm}$ a $A_{min} = 1,49 \text{ cm}$. Následně je nutné doladit pozici napájení. Jak bylo uvedeno výše, pro výšku sondy ve vlnovodu volíme velikost $\frac{\lambda_0}{4}$ od vnitřní stěny vlnovodu a $\frac{\lambda_g}{4}$ od zadní stěny vlnovodu. Kde λ_g vypočteme

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{k_z} \quad (46)$$

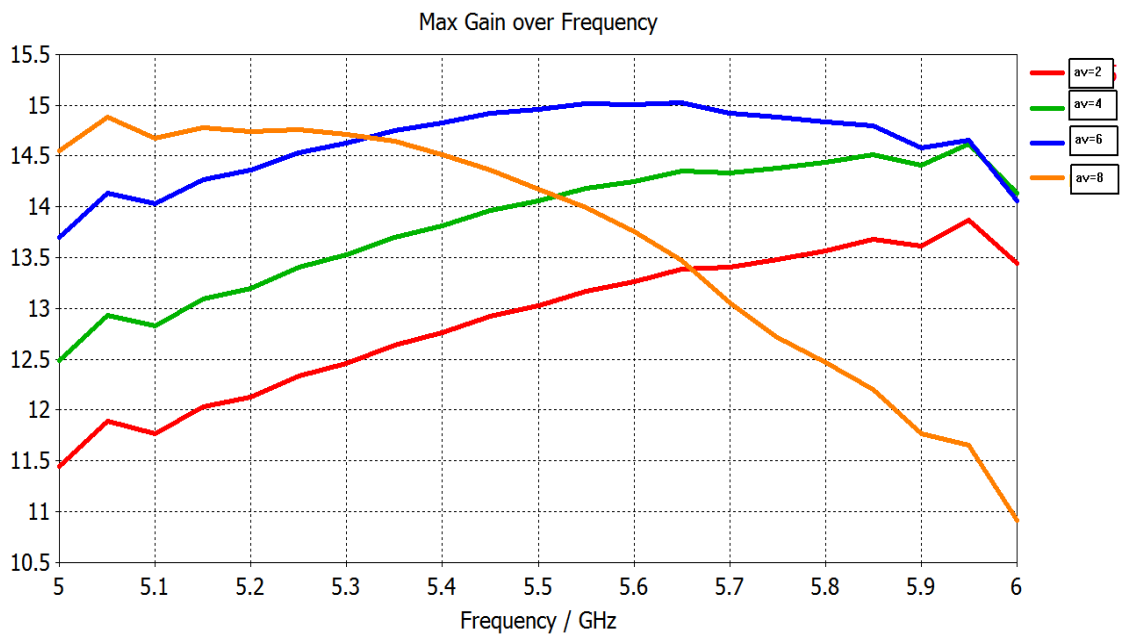
$$k_z = \sqrt{k^2 - k_{11}^2} = \sqrt{\left(\frac{2\pi}{\lambda_d}\right)^2 - \left(\frac{1,84}{a}\right)^2} \quad (47)$$

kde

$$\lambda_d = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (48)$$

Po dosazení do těchto rovnic získáme $\frac{\lambda_g}{4} = 2,035 \text{ mm}$.

Z obrázku Obr. 22. vidíme, že můžeme nalézt optimální koncový průměr dielektrické tyče. V případě dielektrické tyče tento průměr volíme 12,2 mm. Pokud by byl koncový průměr příliš velký, došlo by ke snížení zisku na vyšších frekvencích a zároveň ke zhoršení přizpůsobení vlivem větších odrazů od rovné koncové plochy tyče.



Obr. 22. Závislost zisku na koncovém poloměru dielektrické tyče, poloměr od 2 mm do 8 mm

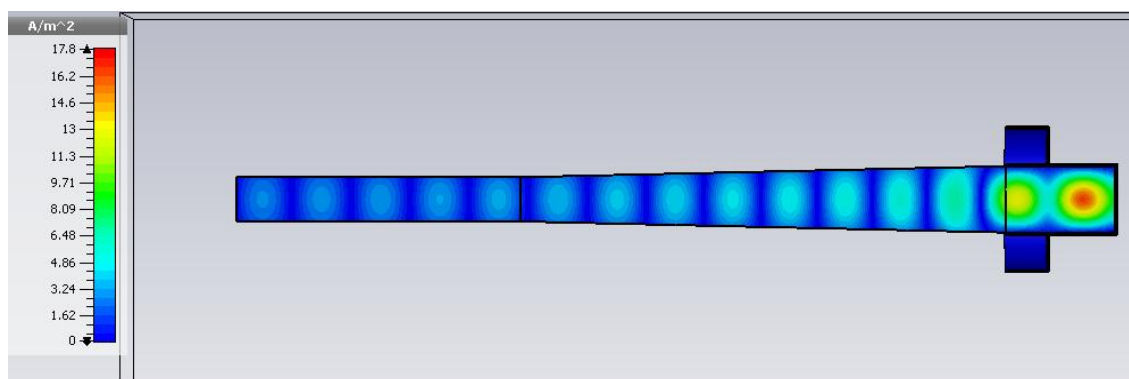
5. VÝSLEDKY SIMULACE ANTÉNY V CST MWS

Finální rozměry pro výrobu antény s použitím plexiskla jako dielektrické tyče tedy jsou: délka tyče 400mm včetně tyče usazené ve vlnovodu, vnitřní délka vlnovodu 50 mm, průměr vlnovodu 23 mm, průměr na konci dielektrické tyče 12,2 mm. Stoupání kuželu je 1,1049° na délce 280 mm. Veškeré rozměry, včetně rozměrů antény s dielektrickou tyčí z polyoxymethylenu jsou uvedeny ve výkresu v příloze.

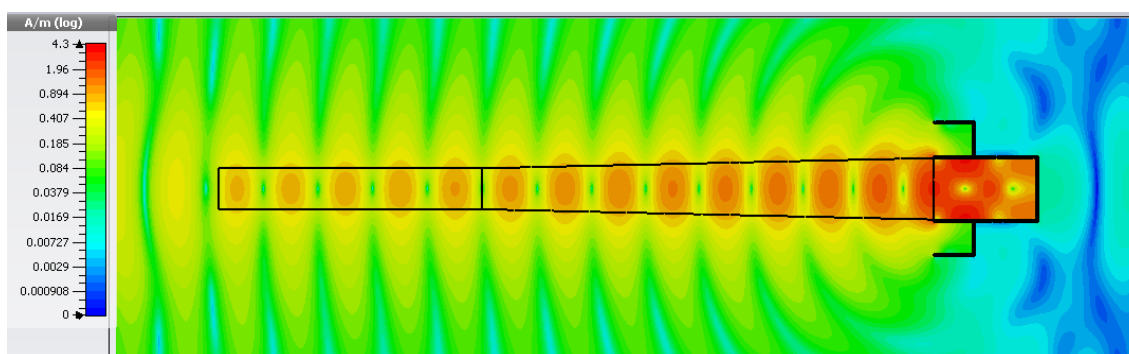
Výkonová hustota je množství energie uložené v určitém objemu či hmotě. V našem případě platí následující:

$$U = \frac{\epsilon}{2} \mathbf{E}^2 + \frac{1}{2\mu} \mathbf{B}^2 \quad (49)$$

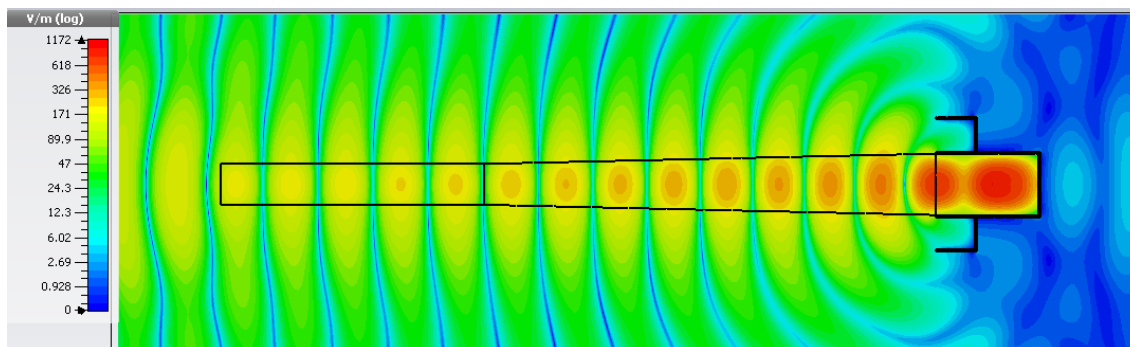
kde \mathbf{E} je složka elektrického pole a \mathbf{B} je složka magnetického pole.



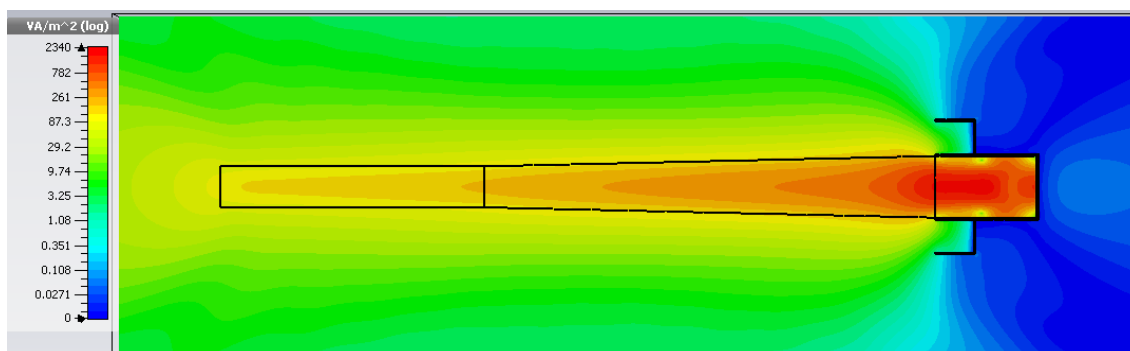
Obr. 23. Vodivostní proudy v dielektrické tyči



Obr. 24. Zobrazení amplitudy vektoru magnetického pole v rovině H



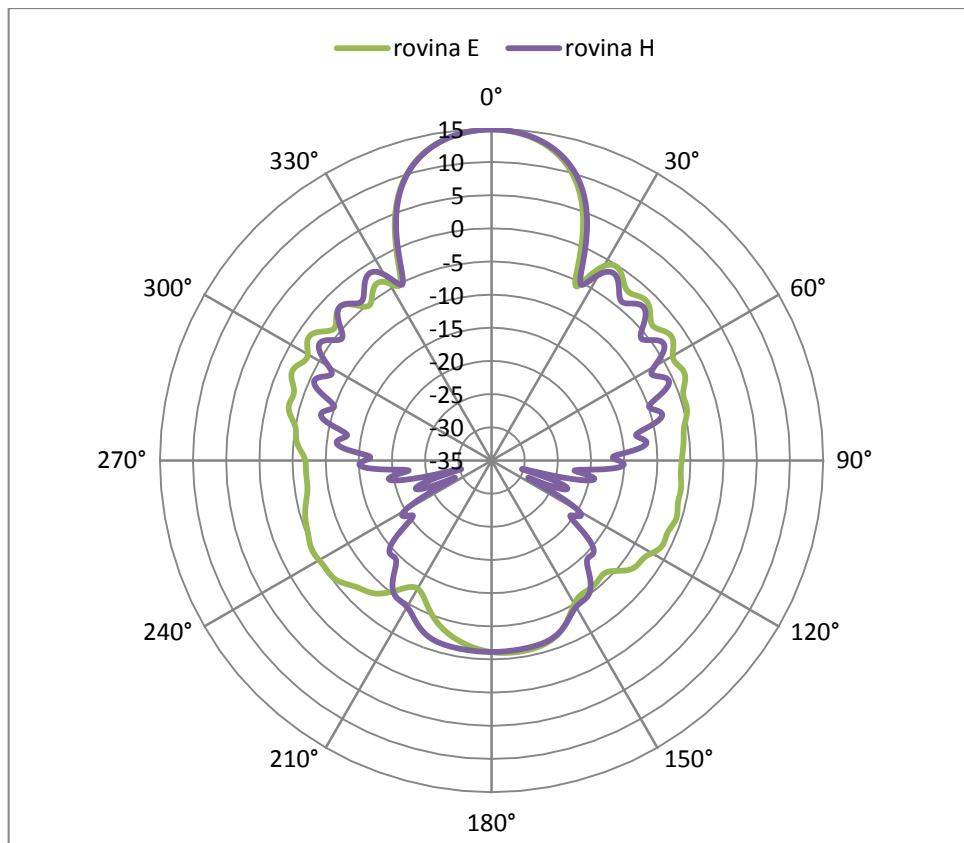
Obr. 25. Zobrazení amplitudy vektoru elektrického pole v rovině H



Obr. 26. Rozložení Poyntingova vektoru

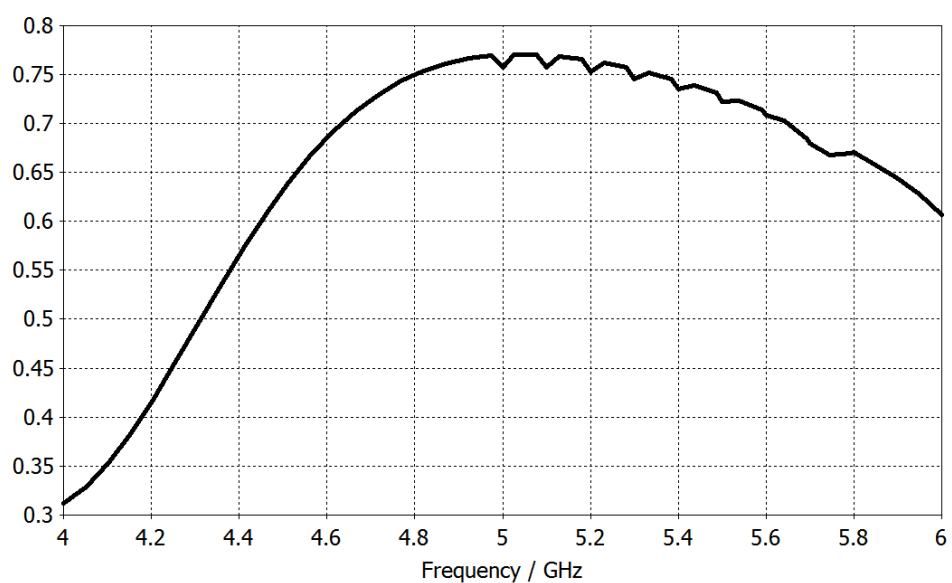
Pro srovnání námi vyrobené antény můžeme využít Yagi-Uda anténu, která se na trhu prodává za cenu přibližně 30 euro. Používá se také ve Wi-Fi pásmu, konkrétně udává výrobce 5,1-5,9 GHz. V tomto pásmu má anténa zisk $G=17$ dBi a poměr stojatých vln $PSV=1,6:1$ se šířkou svazku 24° ve vertikální i horizontální rovině. Délka této antény je 33 cm.

V příloze je uveden technický list ještě jednoho typu Yagi antény, která má větší délku se ziskem 16,5 dBi, ale pouze v úzkém pásmu 5,725-5,825 GHz.

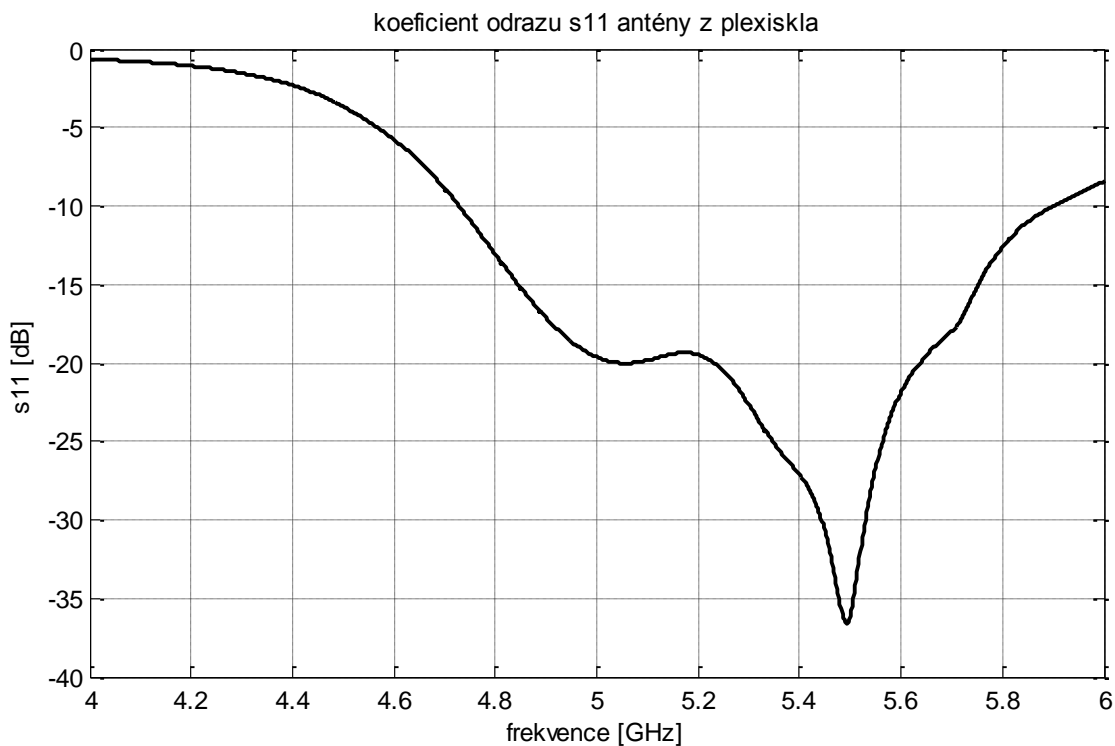


Obr. 27. Vyzařovací diagram antény s dielektrickou tyčí

Z vyzařovacího diagramu můžeme odečíst základní parametry výsledné struktury antény. Šířka svazku (HPBW) činí $31,5^\circ$, odstup postranního laloku je $33,6\text{dB}$ a maximální zisk dosahuje téměř 15dB . Zisk této antény je tedy o dva až tři decibely nižší, ale šířka svazku je naopak vyšší než u komerčně dostupné Yagi-Uda antény. Dále můžeme vypočítat efektivní plochu antény, která je $A_{ef} = 35\text{ cm}^2$.



Obr. 28. Vyzařovací účinnost antény s plexisklem radiation eff.



Obr. 29. koeficient odrazu s_{11} pro anténu z plexiskla

Z předchozího obrázku je vidět výsledné přizpůsobení antény vyrobené z plexiskla. Pro námi požadované pásmo od 5 do 6 GHz je zde dobře přizpůsobená, dokonce v pásmu od 5 do 5,6 GHz je přizpůsobení lepší než -20 dB. Nejlepší přizpůsobení anténa dosahuje ve středu pásma na frekvenci 5,5 GHz.

6. VÝROBA A MĚŘENÍ

Pro výrobu antény byla použita tyč z plexiskla délky 1 m a průměru 25 mm. Pro druhou anténu z polyoxymethylenu také tyč 1 m dlouhou s průměrem 40 mm. Větší průměr byl zvolen s přihlédnutím k tomu, že tento materiál má nižší permitivitu a průměr vlnovodu bude tedy větší s ohledem na danou vlnovou délku. Obě tyče byly dále vysoustruženy do požadovaného tvaru. Jemné doleštění již nebylo provedeno z časových důvodů. Po poradě se soustružáři ve firmě Bosch bylo nutné změnit materiál pro výrobu vlnovodu/držáku, z hliníku na dural, kvůli nutnosti vyrobít tenké stěny trubky a límce. Dural je slitina hliníku s příměsí mědi, hořčíku a manganu. Oproti čistému hliníku je dural těžší a má menší elektrickou vodivost. V délce pěti centimetrů ale nepočítáme s výrazným zhoršením výsledků zisku, přizpůsobení a dalších parametrů. Tyto horší vlastnosti dural vyvažuje až pětikrát větší pevností a tvrdostí. Dá se proto daleko lépe obrábět. Kompletní držák byl tedy vyfrézován pomocí CNC frézy z jednoho kusu duralu.

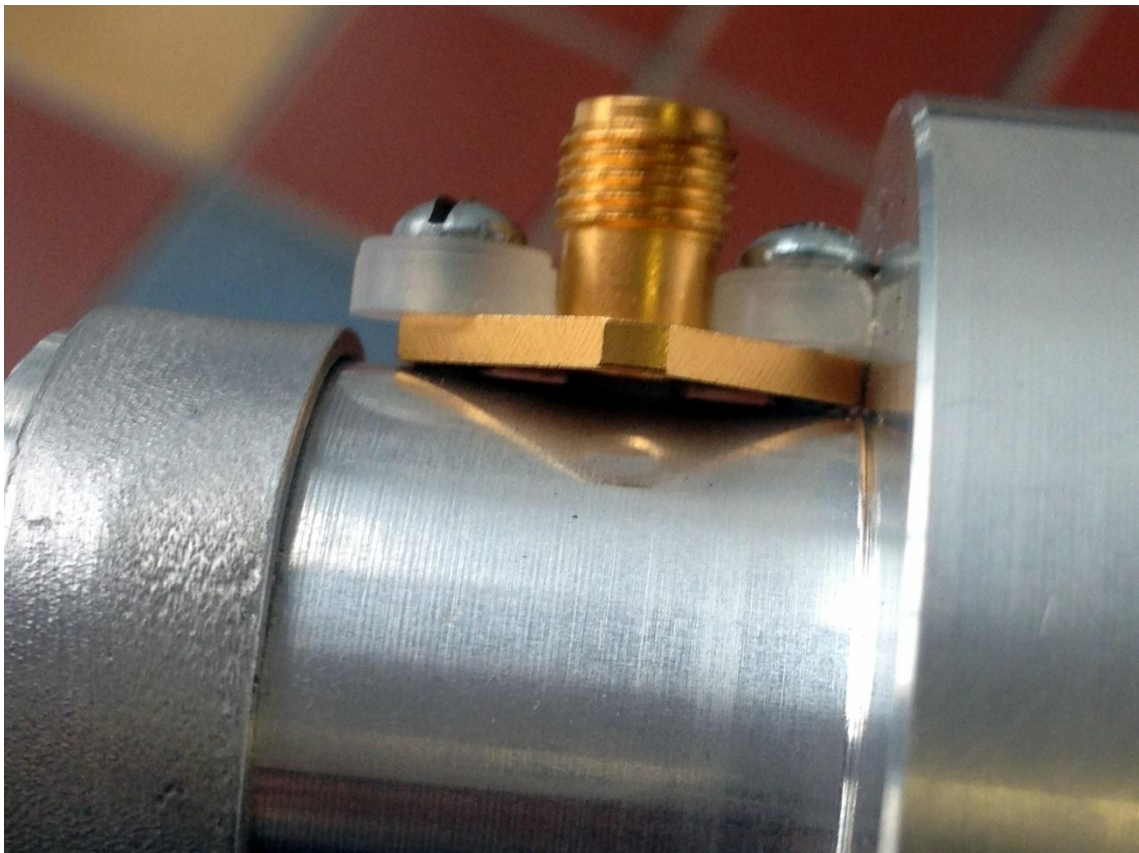


Obr. 30. Vlnovod s límcem pro upevnění dielektrické tyče

6.1. Montáž SMA konektoru

Kvůli nedostatku času ve firmě již nebyli schopni do vlnovodu udělat přichycení na SMA konektor. Toto uchycení jsem proto udělal sám. Ve většině aplikací se konektor do vlnovodu

pájí nebo šroubuje. V našem případě pájení či letování nepřipadá v úvahu kvůli velkému odvodu tepla duralovým držákem a riziku že by se plexisklo či jiný plast v anténě roztavil. Další možností bylo také konektor přilepit elektro-vodivým lepidlem. Tato lepidla bohužel nejsou epoxidová a neslouží ke spojení dvou kovových ploch. Jediná možnost je tedy konektor přišroubovat. Místo vstupního otvoru průměru 4,35 mm jsem vyvrtal díru 4,4 mm. Konektor jsem následně zkrátil na požadovanou délku a připevnil šikmo k držáku pomocí dvou samořezných šroubů. Na následujícím obrázku je vidět uchycení tohoto konektoru k držáku u antény z plexiskla. Můžeme si všimnout malé mezery mezi konektorem a držákem. Tato mezera je zde nechtěná a zanáší nám do měření velkou chybu tím, že zde vzniká velká diskontinuita. Tuto diskontinuitu jsme mohli odstranit tak, že by se konektor zalil cínem, nebo se přelepil vodivým lepidlem či pastou. Toto řešení by ale následně neumožňovalo jednoduchou výměnu dielektrické tyče za jinou při jejím poničení nebo případně výměnu za nový design a rozměry dielektrické tyče. Další krok tedy byl držák trochu zbrousit a na následnou plošku přišroubovat konektor. Tento krok je zde riskantní, neboť tloušťka stěny držáku je 2 mm u antény z plexiskla a 1,5 mm u antény z POM. Po zbroušení se může stát, že již nebude možné ve stěně vytvořit malý a krátký závit pro šroubky ke konektoru. Tímto postupem se zbavíme mezery mezi konektorem a držákem a docílíme lepšího a pevnějšího spojení. Dále bylo potřeba správně zkrátit šroubky pro uchycení konektoru tak, aby nebyly moc krátké, ale zároveň nezasahovaly do vlnovodu a tím nezanášeli parazitní kapacitu do vznikajícího pole.



Obr. 31. Špatné upevnění SMA konektoru k vlnovodu



Obr. 32. fotka antény z plexiskla a z POM

Na obrázku výše je pro představu čtenáře vyfocena anténa s dielektrickou tyčí z plexiskla a z POM. Obě antény jsou stejně dlouhé a již po úpravě přichycení konektoru na zbroušenou plochu vlnovodu.

6.2. Měření parametrů antén

Měření zisku antén vychází z radiokomunikační rovnice

$$P_p = P_v - L_0 + G_v + G_p \quad (50)$$

kde P_p ... přijímaný výkon [dBm]

P_v ... vysílaný výkon [dBm]

G_p ... zisk přijímací antény [dBi]

G_v ... zisk vysílací antény [dBi]

L_0 ... ztráty volným prostorem, $L_0 = 20 \cdot \log(4\pi R/\lambda)$ [dB]

R ... vzdálenost antén mezi fázovými středy [m]

Pro měření zisku můžeme využít metodu dvou identických antén, metodu tří antén, kdy je potřeba provést tři měření, a metoda srovnávací pomocí referenční antény se známým ziskem. V našem případě bude nejrychlejší a nejjednodušší použít měření pomocí referenční antény.

$$P_{p1} = P_v - L_0 + G_v + G_r \quad (51)$$

$$P_{p2} = P_v - L_0 + G_v + G_x \quad (52)$$

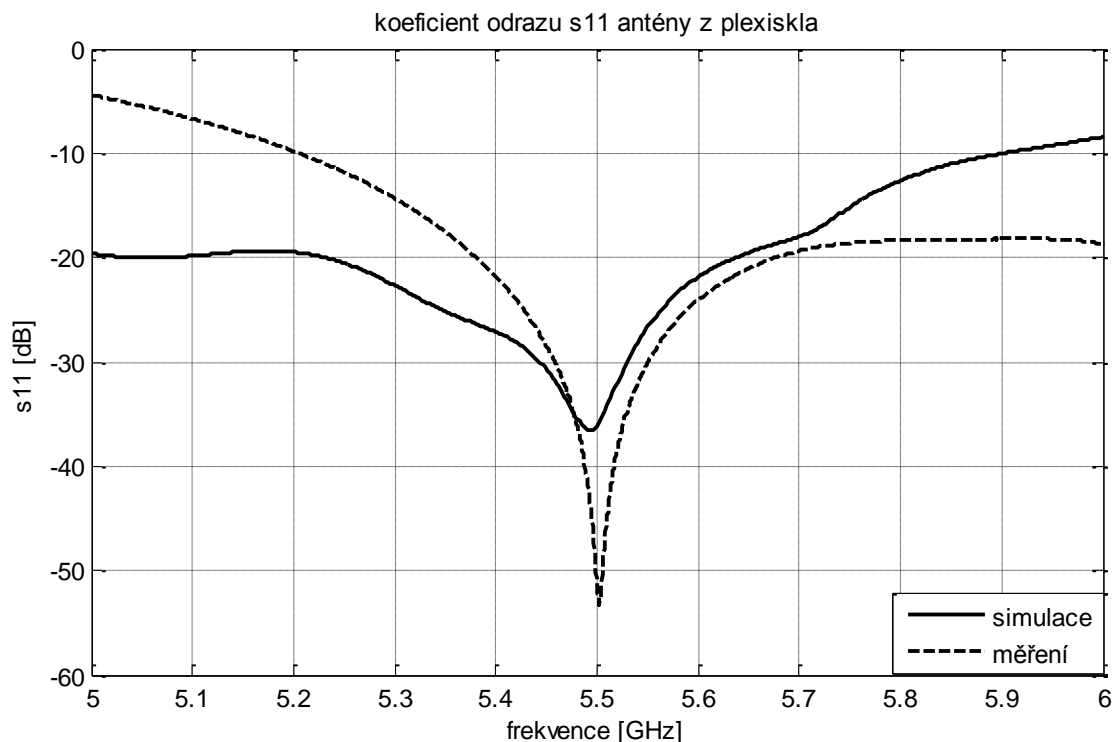
kde G_r ... zisk referenční antény

G_x ... zisk měřené (neznámé) antény

Odečtením rovnic (51)-(52) získáme rovnici pro výpočet zisku G_x měřené antény [26].

$$G_x = P_{p2} - P_{p1} + G_r \quad (53)$$

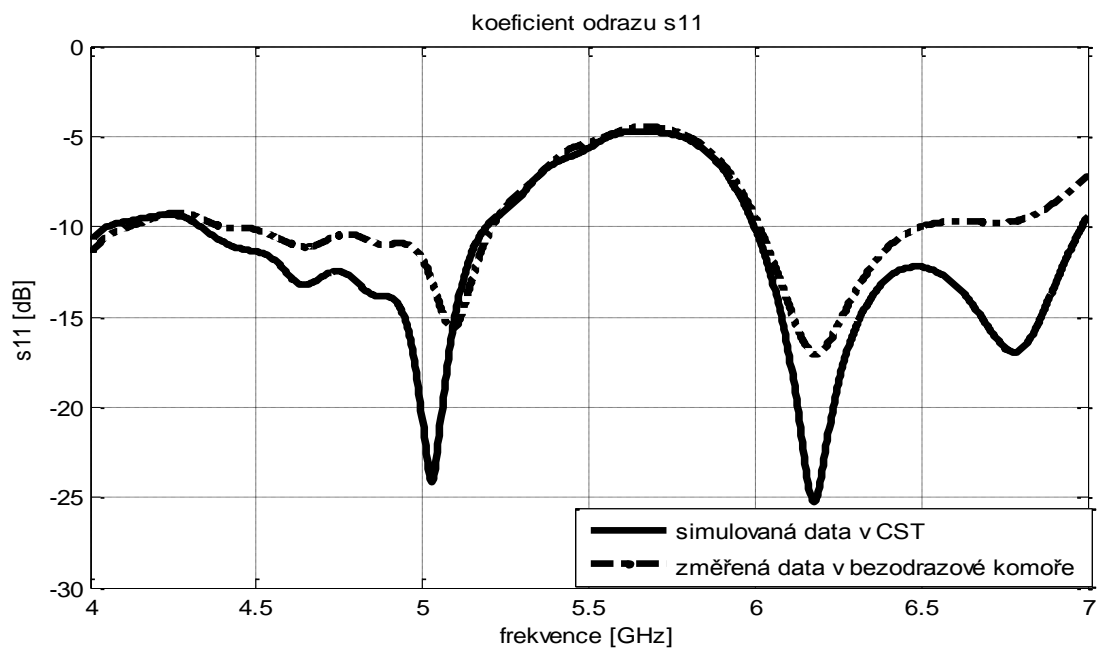
Pomocí této rovnice již můžeme vypočítat zisk naší antény. Tento zisk je na následujícím grafu pro anténu z dielektrické tyče a následně pro anténu z POM.



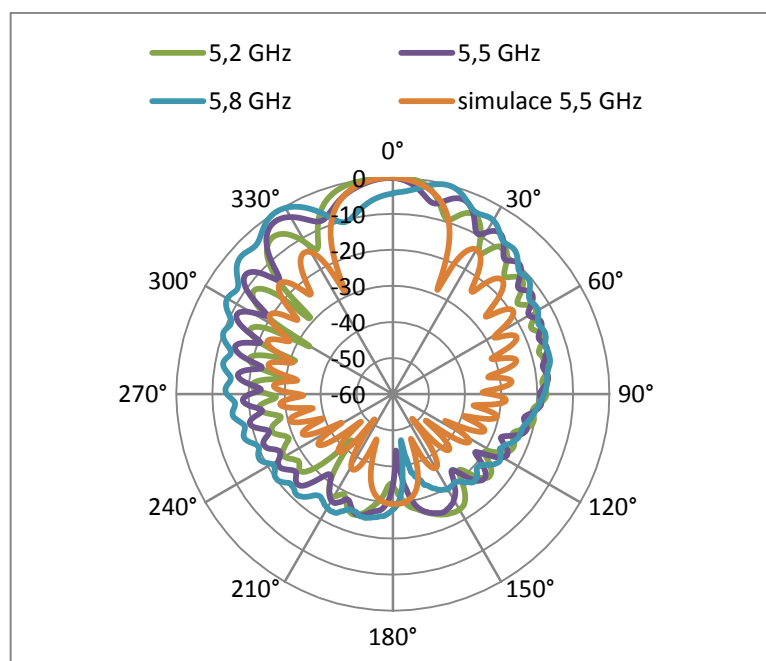
Obr. 33. Změřený koeficient odrazu s11 antény s dielektrickou tyčí z plexiskla

Po připojení antény do bezúrazové komory je možné změřit její koeficient odrazu, jak ukazuje obrázek Obr. 33. Můžeme si všimnout, že přizpůsobení je opět pro frekvenci 5,5 GHz nejlepší, stejně jako nám vyšlo v simulaci. Bohužel se ale celé pásmo kde je anténa dobře přizpůsobena posunulo na vyšší frekvence. Pokud tedy při simulaci byl problém s přizpůsobením na frekvenci 6 GHz, v tomto případě je na této frekvenci přizpůsobení kolem -20 dB. Problém nastává u frekvence 5 GHz, kde je přizpůsobení horší a anténu je tak možné efektivně využít až od frekvence 5,2 GHz.

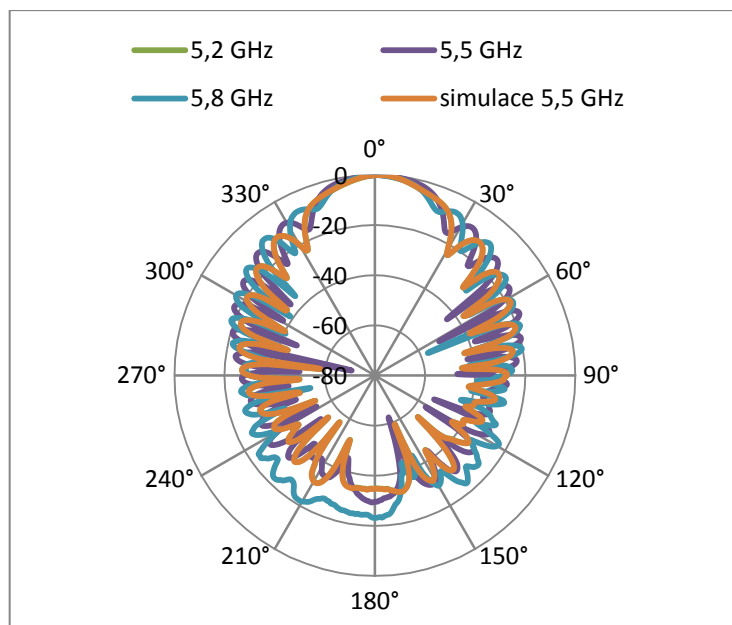
Na obrázku Obr. 34 nalezneme změřený koeficient odrazu antény z polyoxymethylenu. Jak je vidět, tak naměřená data se nám neshodují se simulací z programu CST. Přizpůsobení v pásmu od 5 do 6 GHz mělo být lepší než -10 dB. Zaměříme se tedy na zjištění faktu proč tato anténa nefunguje. V CST se tedy pokusíme docílit stejného průběhu koeficientu odrazu jako na Obr. 34. Nejprve zkusíme tedy upravovat pozici napájení jak v rovině E, tak v rovině H. Dále zkusíme měnit relativní permitivitu materiálu. Jak bylo zjištěno, nejvíce se změřeným koeficientem odrazu se shoduje průběh antény v CST pokud změním koeficient relativní permitivity ze dvou na tři. Takto velká chyba v měření permitivity není možná, a proto je možné, že dodavatel tohoto materiálu zaslal jiný vzorek pro měření relativní permitivity a jiný materiál pro samotnou výrobu.



Obr. 34. Koeficient odrazu s11 antény s dielektrickou tyčí z POM

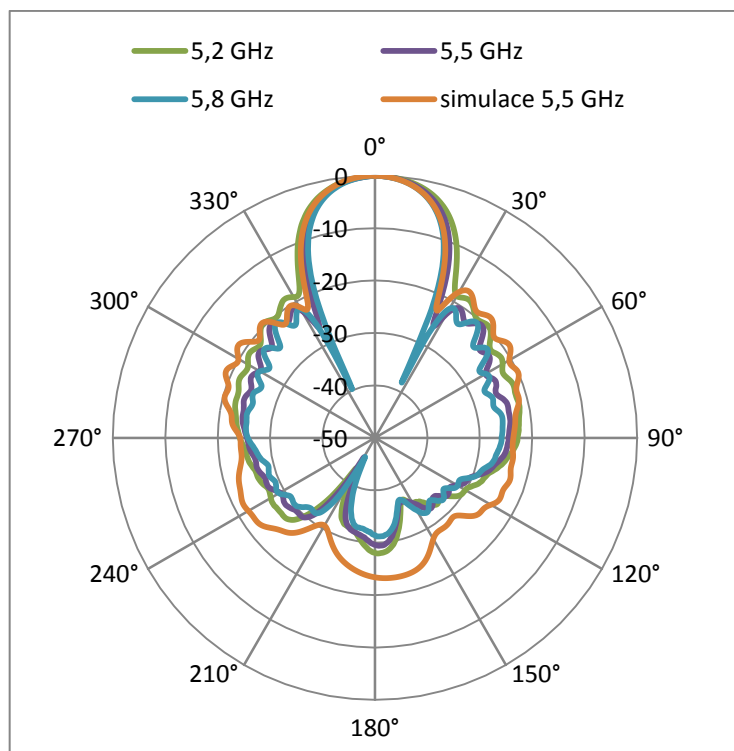


Obr. 35. Vyzařovací diagram v E rovině antény z POM

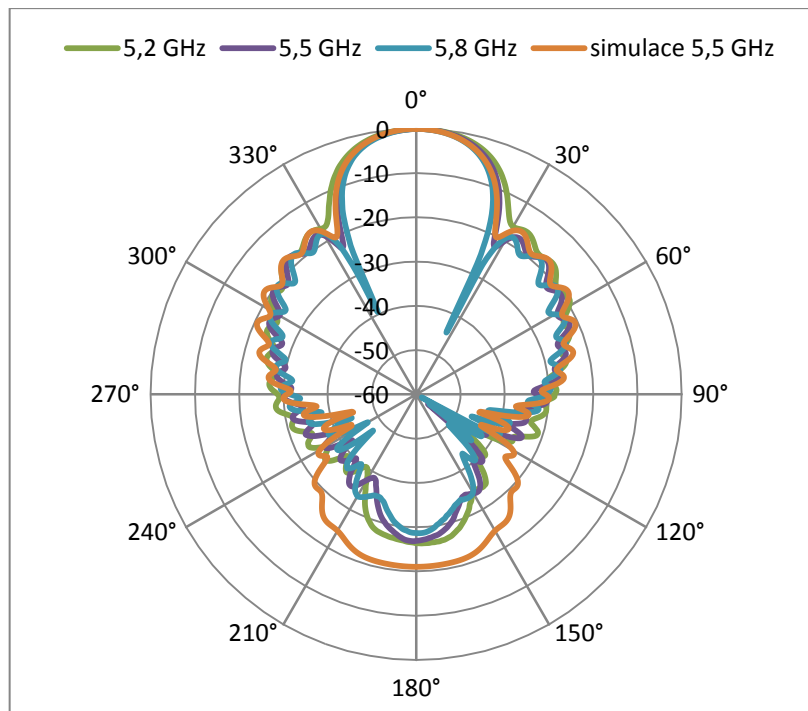


Obr. 36. Vyzařovací diagram v H rovině antény z POM

Bohužel jak je vidět i z vyzařovacích diagramů, tak tato anténa je v praxi nepoužitelná. V H rovině sice vyzařovací diagram odpovídá, ale v E rovině je odstup postranních laloků téměř nulový.



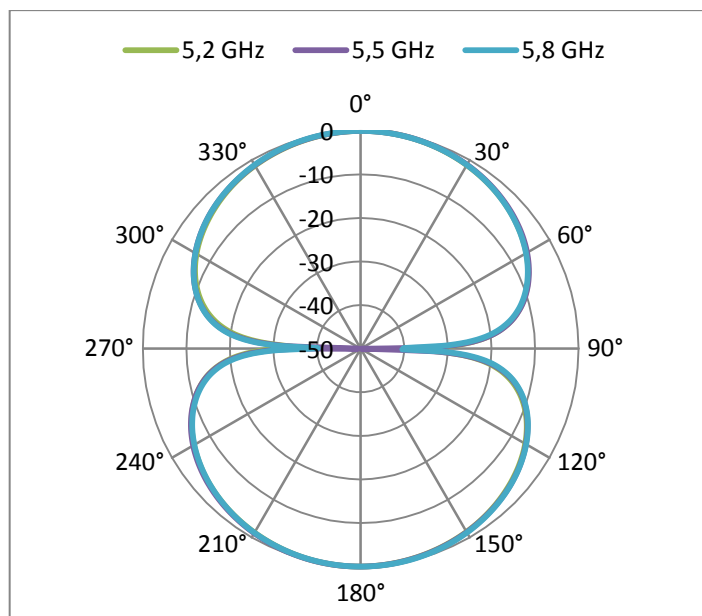
Obr. 37. Vyzařovací diagram v E rovině antény z plexiskla



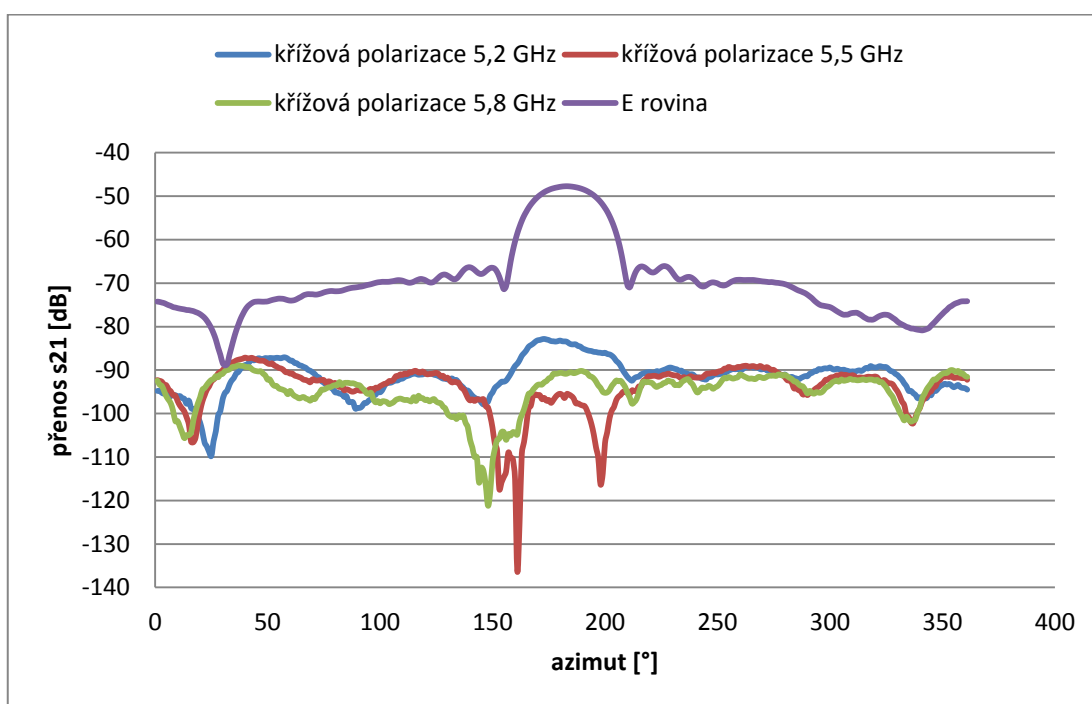
Obr. 38. Vyzařovací diagram v H rovině antény z plexiskla

Na výše uvedených vyzařovacích diagramech nalezneme porovnání výsledků simulace antény z programu z CST s měřením v bezodrazové komoře. Lze jednoduše vidět, že simulace a měření se velice dobře shodují. Jediný rozdíl nalezneme ve velikosti předozadního poměru a zpětného vyzařování vůbec. Toto zpětné vyzařování bylo ovlivněno objímkou, která držela anténu v komoře a také částečně kabelem pro přívod signálu do antény, jelikož anténa byla orientována s SMA konektorem nahoře na vlnovodu. Předozadní poměr, který byl určen z programu CST, činí 20 dB. Tento poměr se při měření tedy zlepšil téměř o 8 dB, tedy na 28 dB.

Polarizace antény byla měřena tak, že měřená anténa byla upevněna na držáku a měřící anténa rotovala kolem svého fázového středu ve směru hodinových ručiček

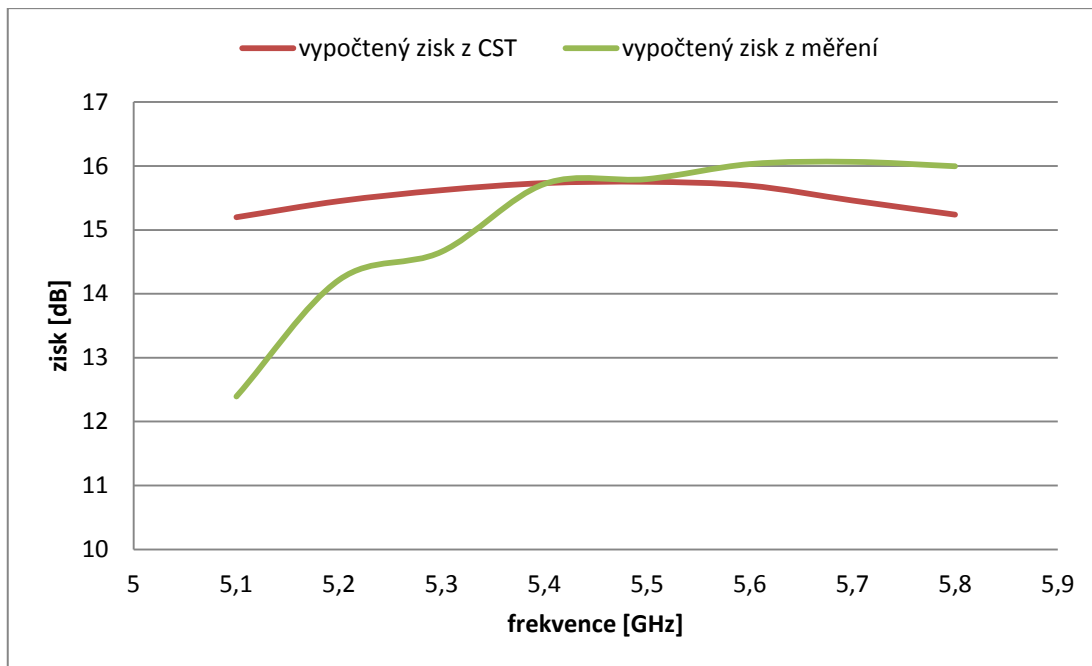


Obr. 39. Vyzařovací diagram měření polarizace antény



Obr. 40. odstup křížové polarizace antény z plexiskla v E rovině

Výsledný odstup pro křížovou polarizaci je také velmi dobrý, v hlavním laloku tento odstup činí v průměru 50 dB.



Obr. 41. porovnání vypočteného a změřeného zisku antény

Na posledním obrázku z měření je vypočítán zisk antény. Pro tento výpočet byla zvolena metoda pomocí referenční antény DRH se známým ziskem. Vypočtený a změřený zisk se také dobře shodují. V nižším pásmu je zisk oproti simulaci nižší, toto koresponduje se změřeným koeficientem odrazu, který je v tomto pásmu, jak jsme viděli na obrázku Obr. 33., horší, než v simulaci v CST. Naopak na vyšších frekvencích kde je přizpůsobení lepší je i zisk vyšší. Celkové přizpůsobení je také citlivé na přesnou výšku sondy uvnitř vlnovodu. Z konstrukčního hlediska je nutné do dielektrika vyvrtat o trochu větší díru, než je průměr vnitřního vodiče SMA konektoru. Zároveň v programu CST již nebylo počítáno s vyfrézováním malé plošky pro tento konektor, nicméně tato úprava by neměla mít vliv na žádný parametr antény.

7. ZÁVĚR

Cílem této práce bylo navrhnout novou anténu s dielektrickou tyčí, přičemž už od počátku toto dielektrikum mělo být plexisklo jako nejlepší materiál z hlediska jeho parametrů, ekonomických aspektů, tak pro výrobu. Proto byl na návrh této antény kladen důraz. Před návrhem samotné antény bylo nutné prostudovat její princip a seznámit se s již vyrobenými anténami z minulosti. Většina těchto antén je vyrobena z teflonu (PTFE) kvůli nízké permitivitě a vysoké tvrdosti. Dá se tedy dobře zpracovávat. Další výhodou teflonu jsou jeho nízké ztráty. Na rozdíl od plexiskla je bohužel teflon drahý.

Dále bylo potřeba změřit přesnou relativní permitivitu vybraných materiálů. Tyto plasty bylo nutné vybírat s ohledem na jejich pevnost a dobrou obrobitelnost, správnost parametrů, tedy nízkou permitivitu a malé ztráty a také musel být plast UV stabilní a odolávat dobře povětrnostním podmínkám. Ideální parametry vykazovalo právě plexisklo, polyamidy, polypropyleny, polyetyleny, teflon a polyoxymethylen. Změření několika vzorků ve vlnovodu R48 n frekvenci 5 GHz ukázalo, že nejlepší materiál pro naši potřebu je plexisklo.

Pro návrh antény byl použit program CST MWS. V tomto programu jsme si zadali veškeré parametry materiálů a následně mohli vypočítat a určit pásmo jednodlosti pro určitý optimální průřez vlnovodu. Následně jsme si určili přechod z vlnovodu do dielektrika. Zvolili jsme nejjednodušší a také nejúčinnější přechod kdy dielektrikum vyplňuje celý vlnovod až k jeho konci. Nevznikají tak nechtěné odrazy. Dále byl navržen přechod z vlnovodu na SMA konektor. Pro návrh délky a výsledného průměru dielektrické tyče byly použity analytické vzorce a následně finální rozměry dopočítány programem. Snažili jsme se docílit zisku 15 dB pro celé frekvenční pásmo.

Výsledná navržená struktura antény je srovnatelná s běžně dostupnými Yagi-Uda anténami a tvoří tak alternativu na trhu. Nevýhoda antény s dielektrickou tyčí je, že funguje na principu postupné vlny a pokud na ni nasněží, či se objeví námraza, klesne její zisk.

K anténě s dielektrickou tyčí z plexiskla byla paralelně ještě vyrobena anténa z polyoxymethyleny (POM). Bohužel, jak ukázalo měření, tak materiál z kterého tato anténa byla vyrobena byl jiný, než materiál pro který byly změřeny parametry relativní permitivity a ztrát. Celá simulace v CST se tedy zakládala na chybných vstupních parametrech a anténa tím pádem nefungovala.

Jako další zlepšení této práce a samotného návrhu bych doporučoval vyřešit problém s napájením. Přechod z konektoru SMA do vlnovodu není ideální. Šroubky totiž vedou skrz celou stěnu vlnovodu a mohou tak narušovat vznikající pole ve vlnovodu. Kvůli tloušťce stěny 1,5-2 mm ale bylo náročné vytvořit závit. Ten se také po pár

přišroubování u jedné z antén poničil a bylo proto nutné v SMA konektoru zvětšit díru pro uchycení šroubu a vytvořit v anténě závit nový s větším průměrem. Jelikož byl vlnovod vyráběn na CNC fréze, neměl by být problém na vnější straně vlnovodu nechat nevyfrézovanou plošku o velikosti SMA konektoru a do této plošky rovnou připravit závit, které by neprocházely až dovnitř do vlnovodu.

Pro praktické využití této antény by bylo dále potřeba navrhnout zastřešení. K tomu by posloužil kryt z radomu, který by měl za úkol anténu ochránit před přírodními vlivy a anténa by tím pádem fungovala i při námraze, dešti či sněhu. Také by bylo možné do vlnovodu přivést další napájecí sondu SMA konektorem v rovině H a tím zajistit další polarizaci této antény.

Nakonec zároveň jako designovou záležitost a praktické využití je možné přidat LED či laserovou diodu. V tomto případě by zadní stěna vlnovodu musela být z opticky propustného materiálu a elektricky odrazného. Podobný materiál je využíván u osobních automobilů. Ve sklech jsou obsaženy malé částičky hliníku, které mají za úkol odrážet tepelné záření ze slunce a v automobilu zachovat příjemné klima. Dielektrická tyč by se následně musela ještě vyleštit a zakončení tyče by se uzpůsobilo pro fokusaci paprsku. Toto by nesloužilo pouze jako desénové vylepšení, ale také by bylo možné pomocí laserové diody přesně zaměřit anténu. V budoucnu by určitě také šlo tuto laserovou diodu využít pro přenos dat v optických komunikacích.

LITERATURA

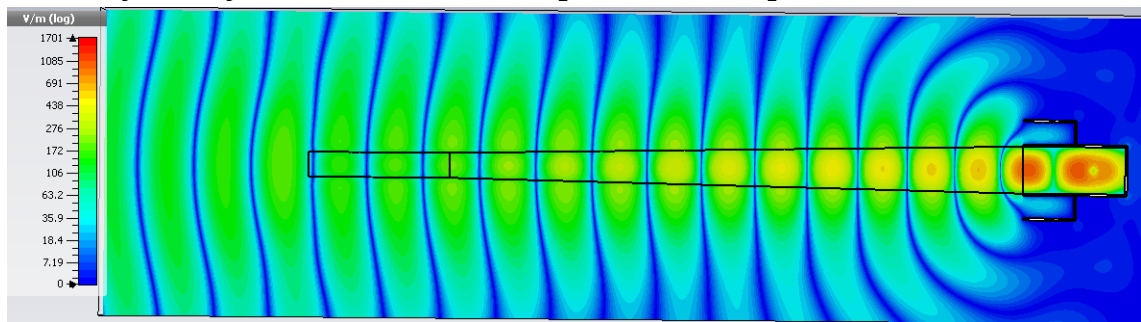
- [1] Kraus J.D., Antennas, McGraw-Hill Book Company, 1988, ISBN 0-07-0354 22-7
- [2] Mazánek M., Pechač P., Šíření elektromagnetických vln a antény, ČVUT 2004, ISBN 80-01-03032-6
- [3] Křůmal M., Laboratorní zařízení pro dielektrický ohřev kaučuku, Diplomová práce, UTB ve Zlíně, 2009
- [4] Fojtík J., Měření permitivity materiálů v mikrovlnném pásmu, Bakalářská práce, VUT v Brně, 2012
- [5] Relative Permittivity - Dielectric Constant, Engineerig toolbox [online], Materiál dostupný z: http://www.engineeringtoolbox.com/relative-permittivity-d_1660.html
- [6] Inan V. S. and Inan A. S., Electromagnetic waves, Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, 2000, ISBN 0201361795
- [7] Lacko T., Počítačové modelování hřebenové trychtýřové antény, Bakalářská práce, VUT v Brně, 2007
- [8] Vrba J., Aplikace mikrovlnné techniky, Vydavatelství ČVUT, 2003, ISBN 80-01-022943-3.
- [9] Multimediální učebnice: Mikrovlnná technika [online]. 2009
Materiál dostupný z: <http://www.urel.feec.vutbr.cz/~raida/multimedia/index.php>
- [10] Martynyuk S.Y., Wideband transitiv from coaxial to double ridged waveguide, NTU of Ukraine, 2005, ISBN 0-7803-9261-2
- [11] Macháč J., Waves and transmission lines, Vydavatelství ČVUT, 2005,
- [12] Hanus S., Svačina J., Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika
Brno: VUT Brno, FEKT, 2002
- [13] Balanis C.A., Antenna theory analysis and design, Publisher John Wiley & Sons, 2005, ISBN 0-471-66782-X
- [14] Richard C. Johnson, Antenna engineering handbook – third edition, Georgia Institute of Technology Atlanta, 1993, ISBN 0-07-032381-X
- [15] Procházka M., Antény: Encyklopedická příručka. 1. vydání. Praha: BEN technická literatura, 2000. ISBN 80-86056-59-7.
- [16] Vašina P., Měřicí hřebenová trychtýřová anténa, diplomová práce, VUT v Brně, 2013

- [17] C.W.Wang, T.Keech, Antenna models for electromagnetic compatibility analyses, U.S.department of commerce, National Telecommunications and informatik administrativ, 2012, NTIA TM-13-489
- [18] Příklad Z., RBCB školení plasty, Robert Bosch GmbH, 2008.
- [19] Hongmin L., Hyungsup L., A Compaq dielectric rod-loaded conical horn antenna for milimeter-wave applications, th Global Symposium of Millimeter Waves, 2012.
- [20] IEEE transactions of antennas and propagation, 1972
- [21] A.D. Oliver, P.J.B.Clarricoats, A.A. Kishk, L. Shafai, Microwave horns and feeds, IEEE press, 1994, ISBN 0 85296 809 4
- [22] P. Mallach, Notes from unpublished German documents, Central Radio Bureau Library, London
- [23] D.G.Kiely, Dielectric Aerials, London: Methuen & Co., 1952
- [24] Y.T.Lo and S.W.Lee, The antenna handbook vol.3., Library of Congress Cataloging in Publication Data, 1993, ISBN 0 442 01592 5
- [25] Svačina J., Růžička V., Punčochář J. Teorie obvodů V a technika velmi krátkých vln Laboratorní cvičení, skriptum FEVUT v Brně, 1980
- [26] Kořínek T., Měření zisku antén, Laboratorní cvičení, 2013
- [27] Steps in Harmonic High-Frequency Electromagnetic Analysis, dostupné z http://mostreal.sk/html/guide_55/g-ele/GELE10.htm
- [28] Novotný, Karel, Vlny a vedení: přednášky, Česká technika, nakladatelství ČVUT, Praha 2005, ISBN: 80-01-03317-1.
- [29] Hazdra P., Basics of radiation and antennas, přednášky ČVUT, 2014

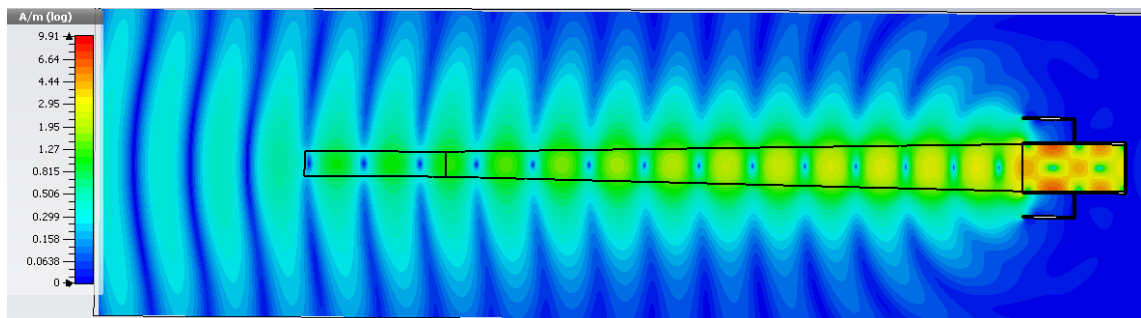
SEZNAM PŘÍLOH

- A. Výsledky simulace CST MWS pro anténu z plexiskla
- B. Výsledky simulace CST MWS pro anténu z POM
- C. Technický list plexiskla XT
- D. Technický list polyoxymethylenu TECAFORM AH
- E. Technický list antény Yagi-Uda HG5817Y-NF
- F. Výkres antény z plexiskla
- G. Výkres antény z POM

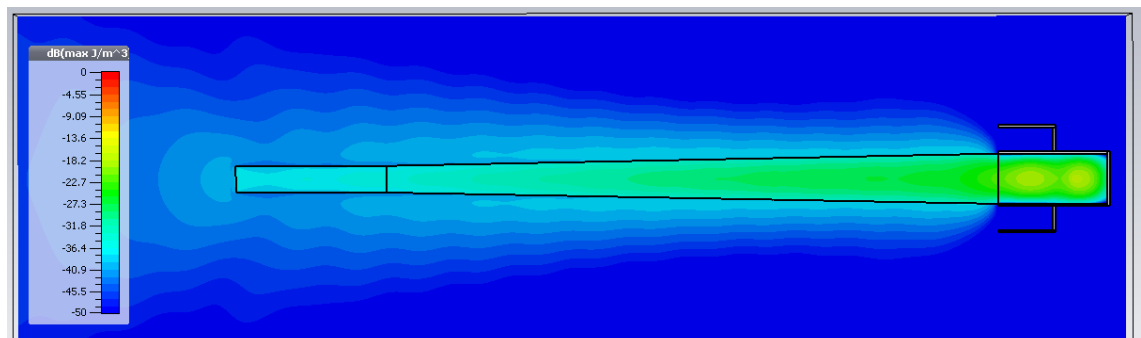
A. Výsledky simulace CST MWS pro anténu z plexiskla



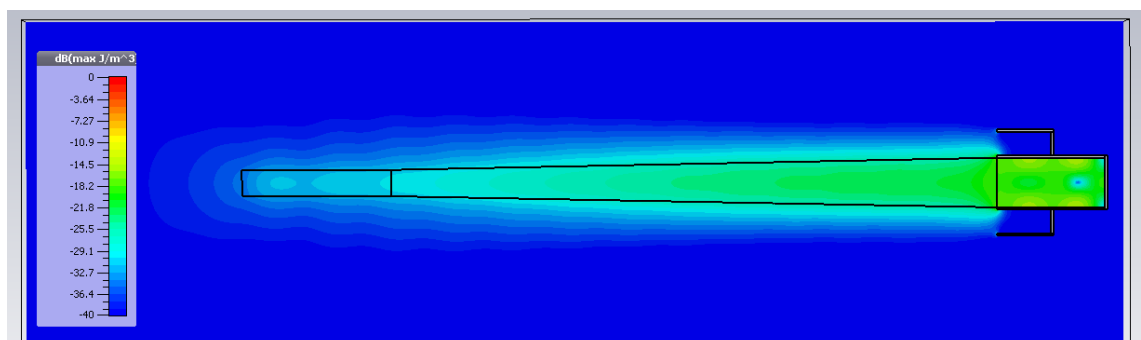
Zobrazení amplitudy vektoru elektrického pole v rovině H



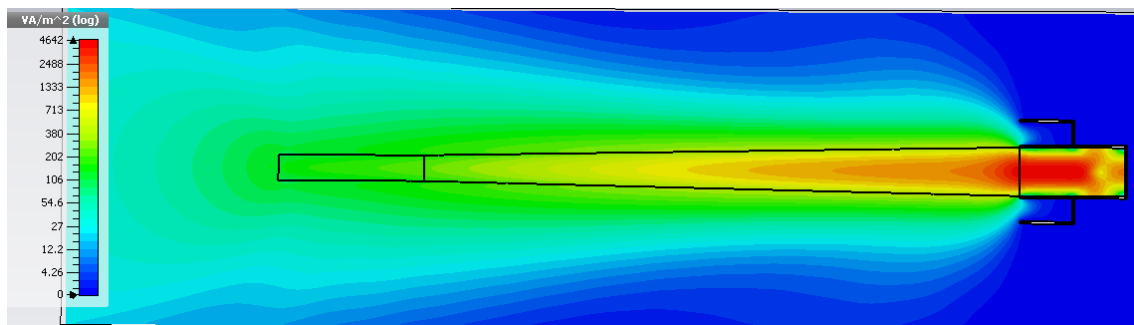
Zobrazení amplitudy vektoru magnetického pole v rovině H



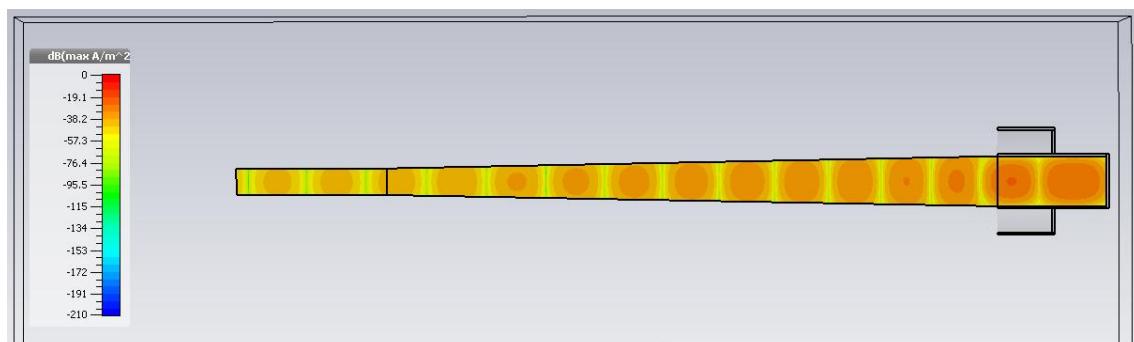
Hustota energie elektrického pole



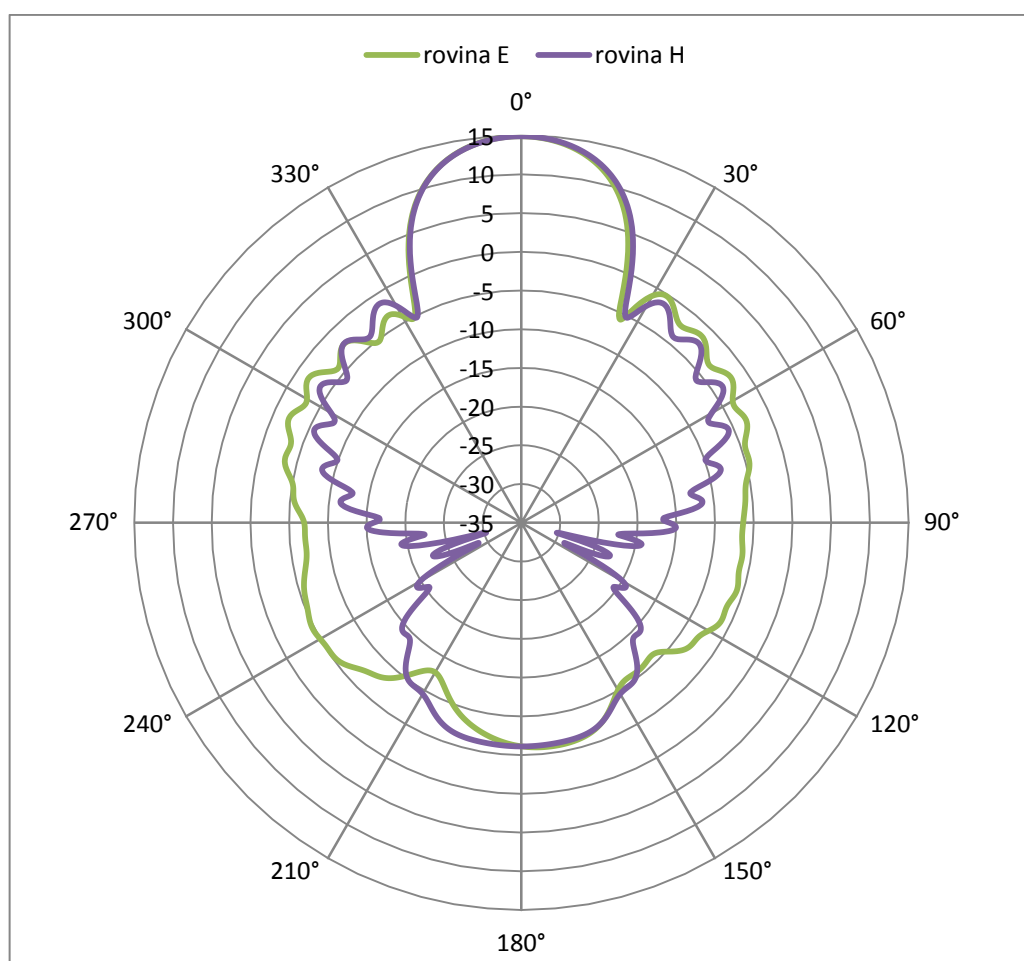
Hustota energie magnetického pole



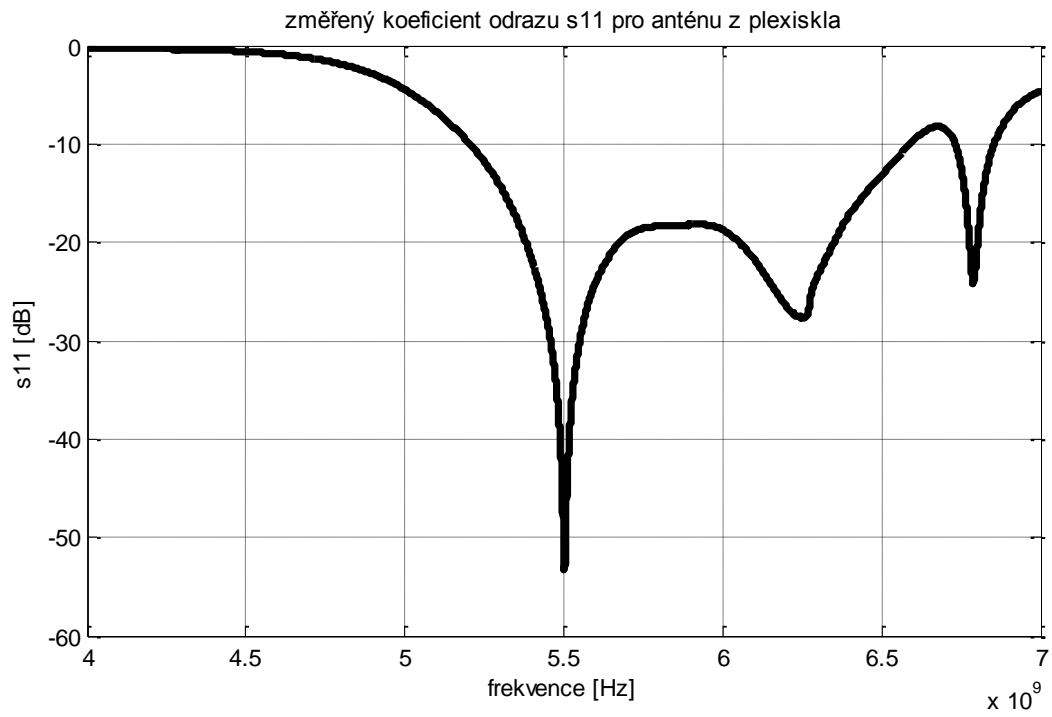
Poyntingův vektor



Vodivostní proudy v dielektrické tyči

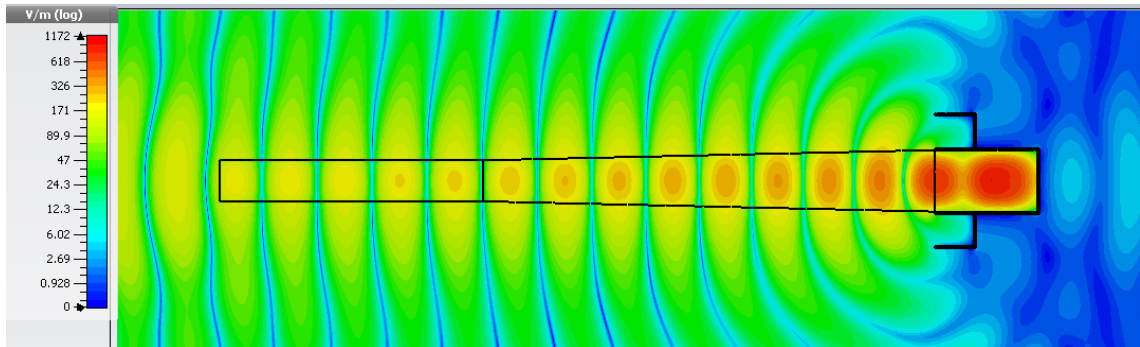


Vyzařovací diagram antény v rovině E a H

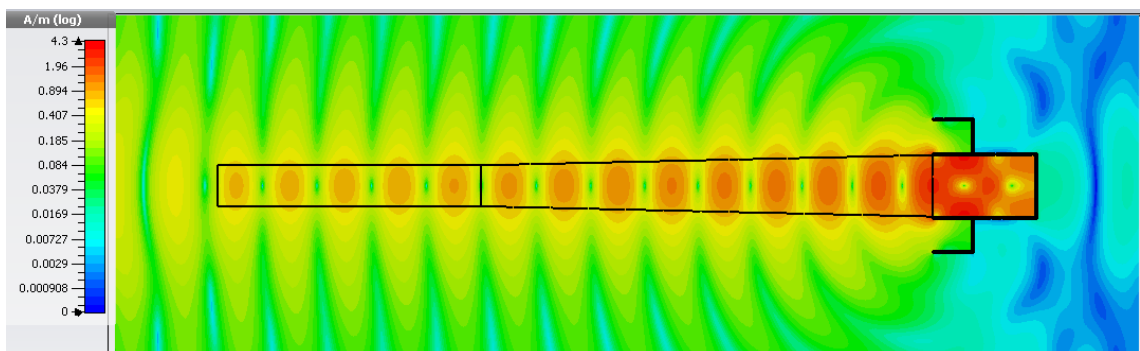


Změřený koeficient odrazu antény s dielektrikem z plexiskla

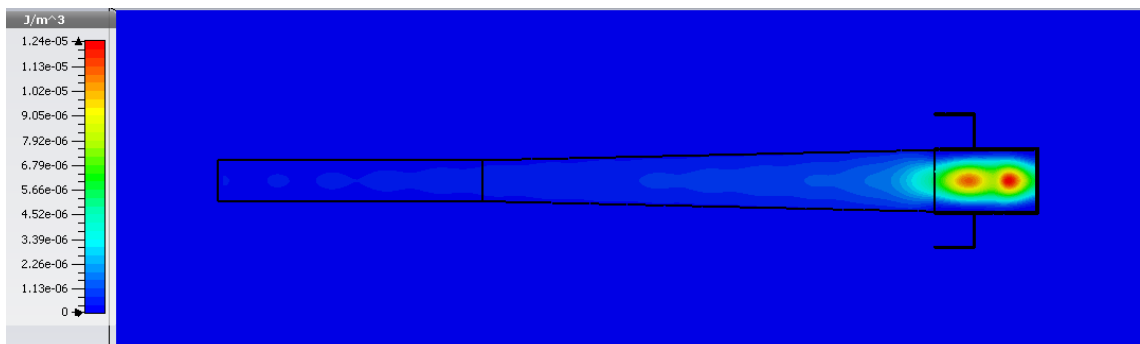
B. Výsledky simulace CST MWS pro anténu z POM



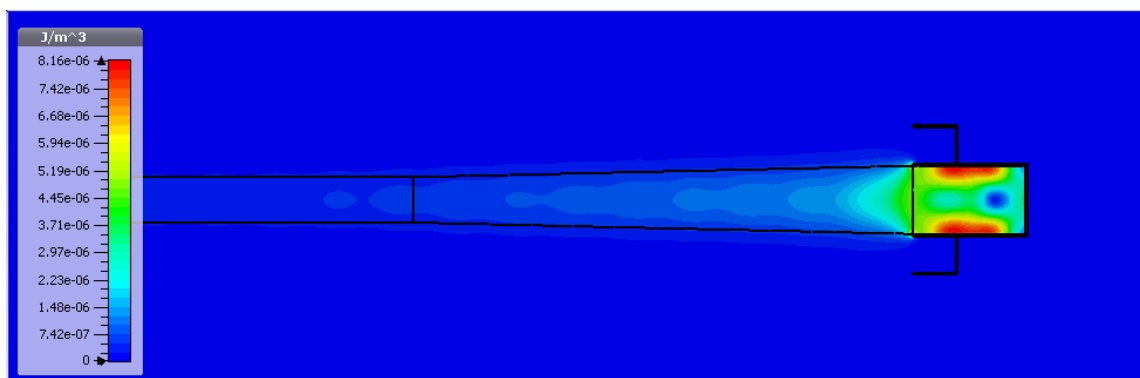
Zobrazení amplitudy vektoru elektrického pole v rovině H



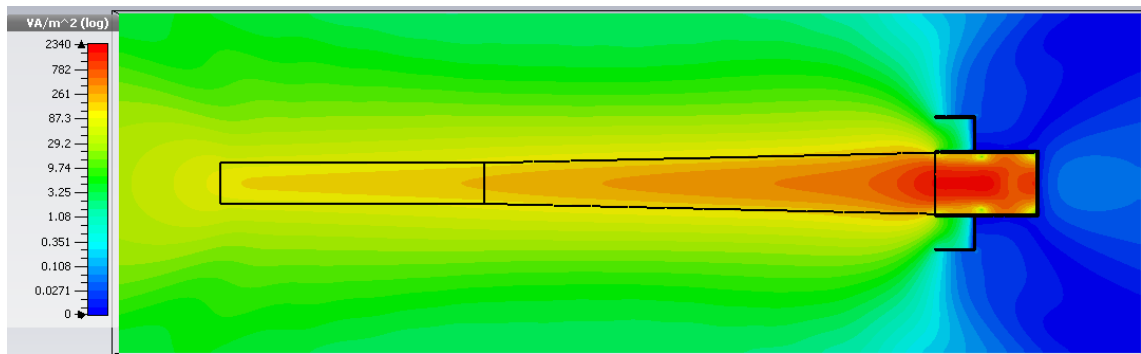
Zobrazení amplitudy vektoru magnetického pole v rovině H



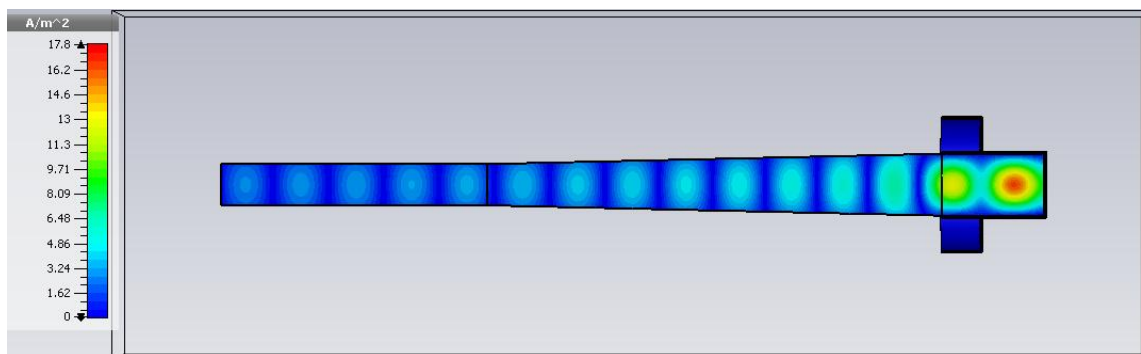
Hustota energie elektrického pole



Hustota energie magnetického pole



Poyntingův vektor



Vodivostní proudy v dielektrické tyči

C. Technický list plexiskla XT

Typical Property Values (at 23 °C and 50 % relative humidity)

	PLEXIGLAS® GS 233; 222; 209; (0F00; 0F00; 0Z09)	PLEXIGLAS® XT 20070; 29070 (0A000; 0A070)	PLEXIGLAS RESIST® 45; 65; 75; 100	Unit	Teststandard
Density ρ	1,19	1,19	1,19	g/cm ³	ISO 1183
Impact strength a_{ch} (Charpy)	15	15	45; 65; 75; no break	kJ/m ²	ISO 179/1fu
Notched impact strength a_{ch} (Izod)	1,6	1,6	2,5; 4,5; 6,0; 6,5	kJ/m ²	ISO 180/1 A
Notched impact strength a_{ch} (Charpy)	–	–	3,5; 6,5; 7,5; 8,0	kJ/m ²	ISO 179/1eA
Tensile strength σ_M a) -40 °C b) 23 °C c) 70 °C	110 80 40	100 72 35	– 60; 50; 45; 40 –	MPa	ISO 527-2/1B/5
Elongation at break ϵ_B	5,5	4,5	–	%	ISO 527-2/1B/5
Nominal elongation at break ϵ_{1B}	–	–	10; 15; 20; 25	%	ISO 527-2/1B/50
Flexural strength σ_{fB} , Standard test specimen (80 x 10 x 4 mm ³)	115	105	95; 85; 77; 69	MPa	ISO 178
Compressive yield stress σ_{fp}	110	103	–	MPa	ISO 604
Max. safety stress σ_{max} (up to 40 °C)	5–10	5–10	5–10	MPa	–
Modulus of elasticity E_1 (short-term value)	3300	3300	2700; 2200; 2000; 1800	MPa	ISO 527-2/1B/1
Min. cold bending radius	330 x thickness	330 x thickness	270 x thickness; 210 x thickness; 180 x thickness; 150 x thickness	–	–
Dynamic shear modulus G at approx. 10 Hz	1700	1700	–	MPa	ISO 537
Indentation hardness $H_{961/30}$	175	175	145; 130; 120; 100	MPa	ISO 2039-1
Abrasion resistance in Taber abrader test (100 rev.; 5,4 N; CS-10F)	20–30	20–30	20–30; 30–40; 30–40; 30–40;	% haze	ISO 9352
Coefficient of friction μ a) plastic / plastic b) plastic / steel c) steel / plastic	0,8 0,5 0,45	0,8 0,5 0,45	– – –	–	–
Poisson's ratio μ_p (dilatation speed of 5 % per min; up to 2 % dilatation; at 23 °C)	0,37	0,37	0,41; 0,42, 0,41; 0,43	–	ISO 527-1
Resistance to puck impact from thickness (Test Certificate No. from FMPA Stuttgart)	–	12 mm (46/900 549)	–; 6 ¹⁾ ; (6); 6 ²⁾ mm (¹⁾ 46/901 869/5m/C; ²⁾ 46/901 870/5m/C)	–	similar to DIN 18 032, Part 3

	PLEXIGLAS® GS 233; 222; 209; (0F00; 0F00; 0Z09)	PLEXIGLAS® XT 20070; 29070 (0A000; 0A070)	PLEXIGLAS RESIST® 45; 65; 75; 100	Unit	Teststandard
Sound velocity (at room temperature)	2700–2800	2700–2800	–	m/s	–
Weight sounded reduction Index R_w at thickness: 4 mm 6 mm 10 mm	26 30 32	26 30 32	– – –	dB	–

Optical properties (of clear grades, at 3 mm thickness)

	PLEXIGLAS® GS 233; 222; 209; (0F00; 0F00; 0Z09)	PLEXIGLAS® XT 20070; 29070 (0A000; 0A070)	PLEXIGLAS RESIST® 45; 65; 75; 100	Unit	Teststandard
Transmittance $\tau_{0,65}$	~ 92	~ 92	~ 91	%	DIN 5036, Part 3
UV transmission	no; no; no	no; yes	no; no; no; no	–	–
Reflection loss the visible range (for each surface)	4	4	4	%	–
Total energy transmittance g	85	85	85	%	DIN EN 410
Adsorption in the visible range	< 0,05	< 0,05	< 0,05	%	–
Refractive index n_D^{20}	1,491	1,491	1,491	–	ISO 489

Electrical properties

	PLEXIGLAS® GS 233; 222; 209; (0F00; 0F00; 0Z09)	PLEXIGLAS® XT 20070; 29070 (0A000; 0A070)	PLEXIGLAS RESIST® 45; 65; 75; 100	Unit	Teststandard
Volume resistivity ρ_v	> 10^{15}	> 10^{15}	> 10^{14}	Ohm · cm	DIN VDE 0303, Part 3
Surface resistivity ρ_{0A}	$5 \cdot 10^{13}$	$5 \cdot 10^{13}$	> 10^{14}	Ohm	DIN VDE 0303, Part 3
Dielectric strength E_d (1 mm specimen thickness)	~ 30	~ 30	–	kV/mm	DIN VDE 0303, Part 2
Dielectric constant ϵ at 50 Hz	3,6	3,7	–	–	DIN VDE 0303, Part 4
at 0,1 MHz	2,7	2,8	–	–	
Dissipation factor $\tan \delta$ at 50 H	0,06	0,06	–	–	DIN VDE 0303, Part 4
at 0,1 MHz	0,02	0,03	–	–	
Tracking, CTI-Value	600	600	–	–	DIN VDE 0303, Part 1

Behavior towards water

	PLEXIGLAS® GS 233; 222; 209; (0F00; 0F00; 0Z09)	PLEXIGLAS® XT 20070; 29070 (0A000; 0A070)	PLEXIGLAS RESIST® 45; 65; 75; 100	Unit	Teststandard
Water absorption (24 hrs, 23 °C) from dry state; specimen 60 x 60 x 2 mm ³	41	38	41; 45; 46; 49	mg	ISO 62, Method 1
Max. weight gain during immersion	2,1	2,1	2,1	%	ISO 62, Method 1
Permeability to water vapour	$2,3 \cdot 10^{-10}$	$2,3 \cdot 10^{-10}$	–	$\frac{\text{g cm}}{\text{cm}^2 \text{ h Pa}}$	–
N ₂	$4,5 \cdot 10^{-15}$	$4,5 \cdot 10^{-15}$	–		
O ₂	$2,0 \cdot 10^{-14}$	$2,0 \cdot 10^{-14}$	–		
CO ₂	$1,1 \cdot 10^{-13}$	$1,1 \cdot 10^{-13}$	–		
air	$8,3 \cdot 10^{-15}$	$8,3 \cdot 10^{-15}$	–		

Thermal properties

	PLEXIGLAS® GS 233; 222; 209; (0F00; 0F00; 0Z09)	PLEXIGLAS® XT 20070; 29070 (0A000; 0A070)	PLEXIGLAS RESIST® 45; 65; 75; 100	Unit	Teststandard
Coefficient of linear thermal expansion α for 0–50°C	$7 \cdot 10^{-5}$ (= 0,07)	$7 \cdot 10^{-5}$ (= 0,07)	$7 \cdot 10^{-5}$; $8 \cdot 10^{-5}$; $9 \cdot 10^{-5}$; $11 \cdot 10^{-5}$ (0,07; 0,08; 0,09; 0,11)	1/K (mm/m°C)	DIN 53752-A
Possible expansion due to heat and moisture	5	5	5; 6; 6; 8	mm/m	–
Thermal conductivity λ	0,19	0,19	–	W/mK	DIN 52612
U-value, for thickness:					
1 mm	5,8	5,8	5,8		
3 mm	5,6	5,6	5,6		
5 mm	5,3	5,3	5,3		
10 mm	4,4	4,4	4,4	W/m²K	DIN 4701
Specific heat c	1,47	1,47	1,47	J/gK	–
Forming temperature	160–175	150–160	150–160; 140–150; 140–150; 140–150	°C	–
Max. surface temperature (IR radiator)	200	180	–	°C	–
Max. permanent service temperature	80	70	70; 70; 70; 65	°C	–
Reverse forming temperature	> 80; > 80; > 90	> 80; > 80	> 80; > 80; > 75; > 70	°C	–
Ignition temperature	425	430	–	°C	DIN 51794
Smoke gas volume	very little	very little	very little	–	DIN 4102
Smoke gas toxicity	non	non	non	–	DIN 53436
Smoke gas corrosiveness	non	non	non	–	–
Class	B2, Class 3 TP (b)	B2 Class 3 TP (b)	B2 – –	– – –	DIN 4102 BS 476, Part 7 + 6 BS 2782, Method 508 A
Fire rating	E	E	E	–	DIN EN 13501
German building Inspectorate test report	P-K017 / 11.06	P-K018 / 02.07	P-K019 / 05.07	–	–
Vicat softening temperature	115	103	102; 100; 100; 97	°C	ISO 306, Method B 50
Heat deflection temperature under load (HDT)					
a) deflection 1,8 MPa	105; 105; 107	95	94; 93; 92; 90		
b) deflection 0,45 MPa	113; 113; 115	100	99; 98; 96; 93	°C	ISO 75

Global Availability

We sell our PLEXIGLAS® products both directly to fabricators and via a closely meshed network of distributors. The extensive and efficient distribution system ensures that products are rapidly available throughout Europe, Asia, Australia and Africa. In the Americas, the business unit has its own production facilities and distribution system. Our range is sold in that part of the world under the ACRYLITE® trademark.

D. Technický list polyoxymethylenu TECAFORM AH natural



TECAFORM AH natural - Stock Shapes

Chemical Designation

POM-C (Polyacetal (Copolymer))

Colour

white opaque

Density

1.41 g/cm³

Main features

- high strength
- resistant to cleaning agents
- stiff
- high toughness
- very good electrical insulation
- good machinability
- good slide and wear properties
- difficult to bond

Target Industries

- mechanical engineering
- conveyor technology
- precision engineering
- automotive industry
- food engineering
- electrical engineering
- home appliances
- medical technology

Mechanical properties	parameter	value	unit	norm	comment
Modulus of elasticity (tensile test)	1mm/min	2800	MPa	DIN EN ISO 527-2	1) (1) For tensile test: specimen type 1b
Tensile strength	50mm/min	67	MPa	DIN EN ISO 527-2	(2) For flexural test: support span 64mm, norm specimen.
Tensile strength at yield	50mm/min	67	MPa	DIN EN ISO 527-2	(3) Specimen 10x10x10mm
Elongation at yield	50mm/min	9	%	DIN EN ISO 527-2	(4) Specimen 10x10x50mm, modulus range between 0.5 and 1% compression.
Elongation at break	50mm/min	32	%	DIN EN ISO 527-2	(5) For Charpy test: support span 64mm, norm specimen.
Flexural strength	2mm/min, 10 N	91	MPa	DIN EN ISO 178	n.b. = not broken
Modulus of elasticity (flexural test)	2mm/min, 10 N	2600	MPa	DIN EN ISO 178	(6) Specimen in 4mm thickness
Compression strength	1% / 2% 5mm/min, 10 N	20 / 35	MPa	EN ISO 604	3)
Compression modulus	5mm/min, 10 N	2300	MPa	EN ISO 604	4)
Impact strength (Charpy)	max. 7,5J	n.b.	kJ/m ²	DIN EN ISO 179-1eU	5)
Notched impact strength (Charpy)	max. 7,5J	8	kJ/m ²	DIN EN ISO 179-1eA	
Ball indentation hardness		165	MPa	ISO 2039-1	6)
Thermal properties	parameter	value	unit	norm	comment
Glass transition temperature		-60	°C	DIN 53765	1) (1) Found in public sources.
Melting temperature		166	°C	DIN 53765	(2) Found in public sources. Individual testing regarding application conditions is mandatory.
Service temperature	short term	140	°C		2)
Service temperature	long term	100	°C		
Thermal expansion (CLTE)	23-60°C, long.	13	10 ⁻⁵ K ⁻¹	DIN EN ISO 11359-1;2	
Thermal expansion (CLTE)	23-100°C, long.	14	10 ⁻⁵ K ⁻¹	DIN EN ISO 11359-1;2	
Specific heat		1.4	J/(g*K)	ISO 22007-4:2008	
Thermal conductivity		0.39	W/(K*m)	ISO 22007-4:2008	
Electrical properties	parameter	value	unit	norm	comment
Specific surface resistance	Silver electrode, 23°C, 12% r.h.	10 ¹⁴	Ω	DIN IEC 60093	1) (1) Specimen in 20mm thickness
Specific volume resistance	Silver electrode, 23°C, 12% r.h.	10 ¹³	Ω*cm	DIN IEC 60093	(2) Specimen in 1mm thickness
Dielectric strength	23°C, 50% r.h.	49	kV/mm	ISO 60243-1	2)
Resistance to tracking (CTI)	Platin electrode, 23°C, 50% r.h., solvent A	600	V	DIN EN 60112	
Other properties	parameter	value	unit	norm	comment
Water absorption	24h / 96h (23°C)	0.05 / 0.1	%	DIN EN ISO 62	1) (1) Ø ca. 50mm, h=13mm
Resistance to hot water/ bases		(+)	-	-	2) (2) (+) limited resistance
Resistance to weathering		-	-	-	3) (3) - poor resistance
Flammability (UL94)	corresponding to	HB		DIN IEC 60695-11-10;	4) (4) Corresponding means no listing at UL (yellow card). The information might be taken from resin, stock shape or estimation. Individual testing regarding application conditions is mandatory.

Our information and statements reflect the current state of our knowledge and shall inform about our products and their applications. They do not assure or guarantee chemical resistance, quality of products and their merchantability in a legally binding way. Our products are not defined for use in medical or dental implants. Existing commercial patents have to be observed. The corresponding values and information are no minimum or maximum values, but guideline values that can be used primarily for comparison purposes for material selection. These values are within the normal tolerance range of product properties and do not represent guaranteed property values. Therefore they shall not be used for specification purposes. Unless otherwise noted, these values were determined by tests at reference dimensions (typically rods with diameter 40-60 mm according to DIN EN 15860) on extruded and machined specimen. As the properties depend on the dimensions of the semi-finished products and the orientation in the component (esp. in reinforced grades), the material may not be used without a separate testing under individual circumstances. The customer is solely responsible for the quality and suitability of products for the application and has to test usage and processing prior to use. Data sheet values are subject to periodic review, the most recent update can be found at www.ensinger-online.com. Technical changes reserved.

Ensinger GmbH
Rudolf-Diesel Str. 8
71154 Nufringen - Deutschland

Tel +49 7032 819 0
Fax +49 7032 819 100
www.ensinger-online.com

Date: 2014/07/21

Version: AB

E. Technický list antény Yagi-Uda HG5817Y-NF

HyperLink Wireless Brand 5.8 GHz 17 dBi Radome Enclosed Yagi Antenna Model: HG5817Y-NF

Applications

- 5.8 GHz ISM and UNII applications
- IEEE 802.11a wireless LAN
- Long range directional application
- 5.8 GHz wireless video systems
- Point to multi-point systems

Features

- UV Stable ABS radome provides protection
- All weather operation
- 30° beam width coverage
- Lightweight design
- Includes tilt and swivel mast mount



Description

The HyperLink HG5817Y-NF Radome Enclosed Yagi antenna features high gain and a 30° beam width. It is ideally suited for directional and multipoint IEEE 802.11a/n Wifi and wireless LAN applications and other systems operating in the 5.8GHz ISM band.

The HG5817Y-NF is enclosed within a UV-stable ABS radome for all-weather operation. Included with the antenna is a 60° tilt and swivel mast mount kit. This allows the installer to make accurate alignment over a wide range of pointing angles.

The HG5817Y-NF features a 10 inch (25.4mm) coax cable terminated with an N-Female connector. Additional connector type are available, please inquire when ordering for options.



Specifications

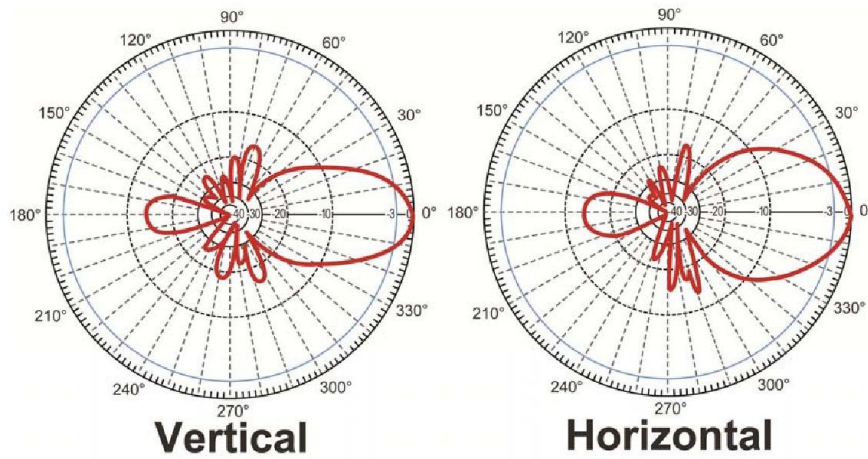
Electrical Specifications

Frequency Range	5725 – 5825 MHz
Gain	16.5 dBi
Polarization	Vertical
Horizontal Beam Width	30°
Vertical Beam Width	25°
F/ B Ratio	≥ 18 dB
VSWR	< 1.5
Impedance	50 Ohm
Max. Input Power	100W
Lightning Protection	DC Ground

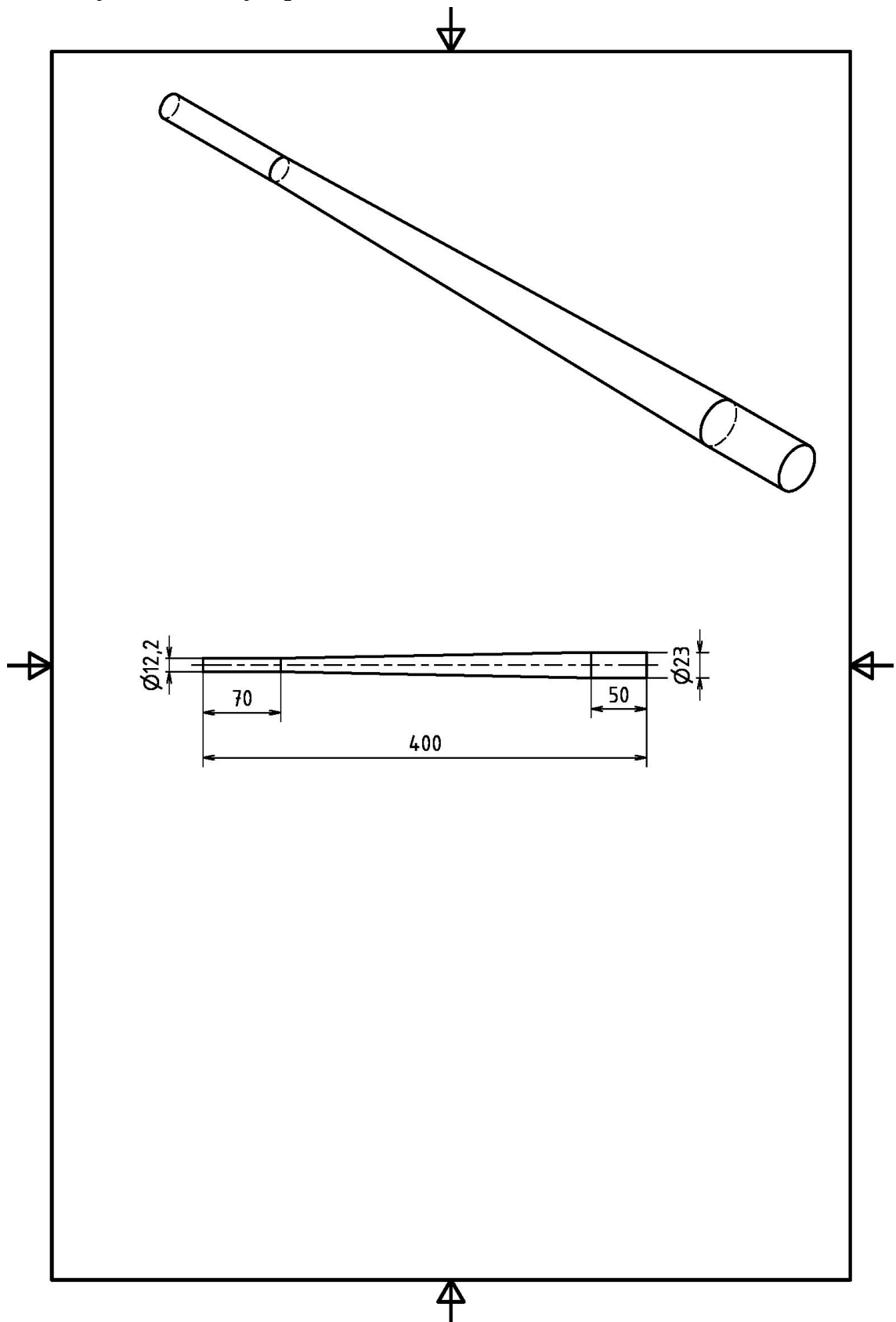
Mechanical Specifications

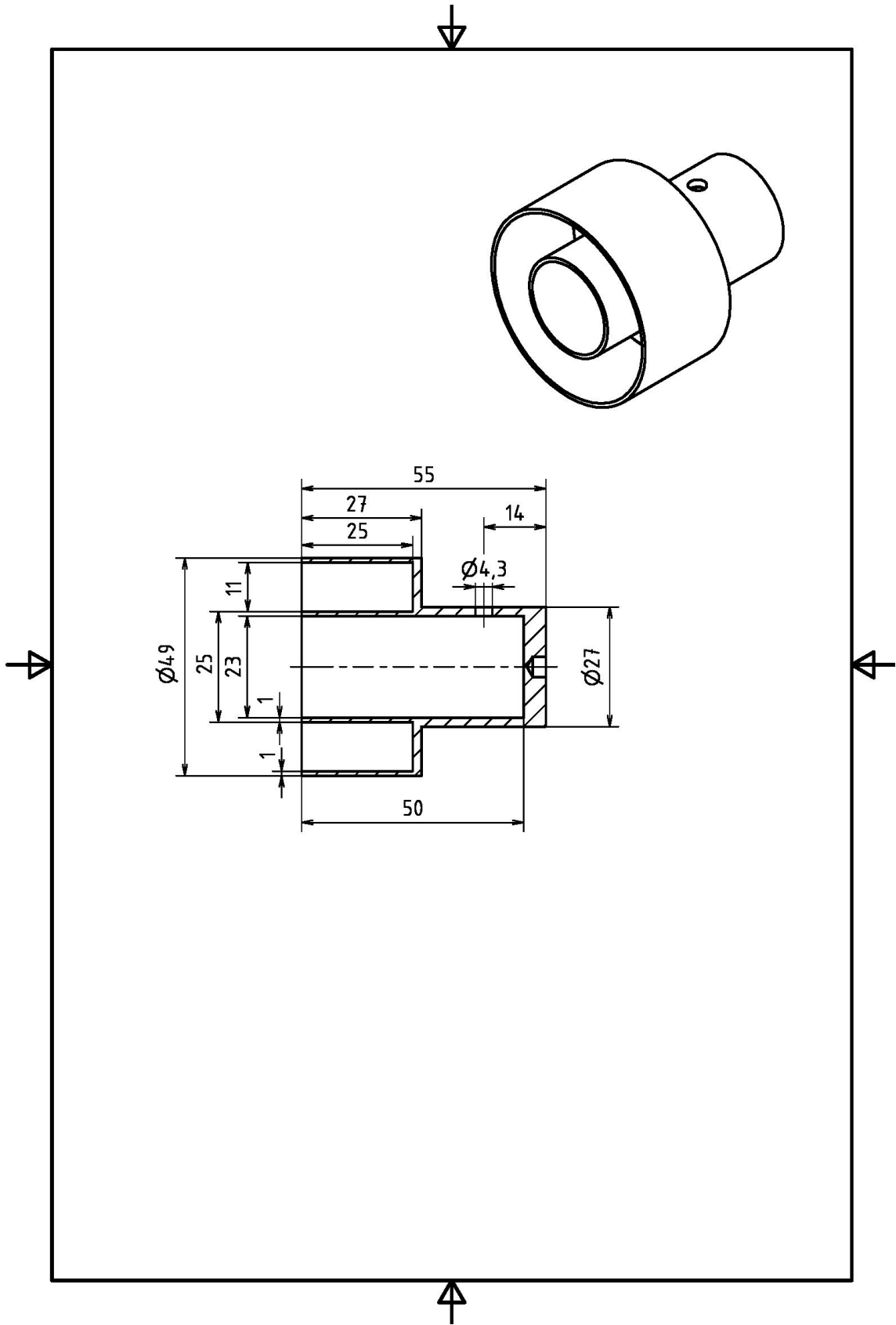
Connector	N-Female
Dimensions	16.5 x 3.25 x 1.5 in (420 x 82 x 38mm)
Weight	8.8 lbs (0.4kg)
Radome Material	Weatherproof ABS
Reflector Material	Aluminum Alloy
Cable Length	10 in. (254mm)
Mounting Method	Mast
Mast Size Diameter	1.6 – 2.0 in. (40 – 50 mm)
Operation Temperature	-40°C to +65°C (-40°F to +149°F)
Rated Wind Velocity	130 mph (210km/h)
RoHS Compliant	Yes

RF Antenna Patterns



F. Výkres antény z plexiskla





G. Výkres antény z plexiskla

