

POVZETEK.....	2
ABSTRACT.....	2
1. OSNOVNA TEORIJA O ANTENAH.....	3
1.1 REZONANČNA FREKVENCA.....	3
1.2 IMPEDANCA.....	4
1.3 SEVALNA UPORNOST (R_s).....	6
1.4 SMERNOST (D).....	6
1.5 DOBITEK (G).....	8
1.7 BLIŽNJE IN DALJNJE POLJE ANTENE.....	9
1.8 SMERNI DIAGRAM.....	11
1.9 POLARIZACIJA.....	12
1.10 FAZNO SREDIŠČE ANTENE.....	14
2. OPIS IZDELANIH ANTEN TER NJIHOVA PRAKTIČNA IZDELAVA.....	16
2.1 VALOVNI VODNIK – SLOTTED WAVEGUIDE.....	16
2.1.1 Osnove.....	16
2.1.2 Izračun.....	19
2.1.3 Izdelava antene.....	21
2.1.4 Vpliv zaščitnih pokrovov.....	25
2.2 OKROGEL VALOVODNI LIJAK.....	27
2.2.1 Delovanje okroglega valovoda.....	27
2.1.2 Rodovi TM	27
2.1.3 Rodovi TE	32
2.1.4 Okrogel valovodni lijak.....	34
2.1.5 Izdelava antene.....	36
2.3 BIQUAD ANTENA.....	40
2.3.1 Zračne antene.....	40
2.3.2 Biquad antena.....	43
3. MERITVE ANTEN.....	48
3.1 MERITEV PRILAGOJENOSTI ANTEN.....	48
3.2 MERITEV DOBITKOV IN FAZNEGA SREDIŠČA OKROGLEGA VALOVODNEGA LIJAKA IN BIQUADA.....	51
3.2.1 Fazno središče antene.....	51
3.2.2 Meritev dobitka.....	52
3.2.3 Meritev smernega diagrama.....	53
3.3 MERITEV DOBITKOV BIQUADA, OKROGLEGA VALOVODNEGA LIJAKA IN VALOVNEGA VODNIKA, TER MERITEV SMERNIH DIAGRAMOV VALOVNEGA VODNIKA.....	58
3.3.1 Meritev dobitka anten.....	61
3.3.2 Merjenje smernih diagramov valovnega vodnika.....	62
4. SLOVAR UPORABLJENIH KRATIC.....	67
5. SEZNAM GRADIVA.....	68
IZJAVA.....	69

Povzetek

Diplomsko delo obravnava načrtovanje izdelavo treh različnih anten za brezžično lokalno omrežje (Wireless Local Area Network WLAN). Razdeljeno je v tri poglavja.

V prvem poglavju, so opisane glavne značilnosti anten, ki veljajo v splošnem za vse vrste anten. Podane so definicije, enačbe ter postopki merjenja anten.

Drugo poglavje seznanja s specifičnim opisom delovanja valovnega vodnika, okroglega valovodnega lijaka in biquad antene. Podan je tudi postopek njihove praktične izdelave. Opisani so vsi problemi ter njihove rešitve. Z opisanimi podatki je možno izdelati identične antene, kot sem jih izdelal sam.

Tretje poglavje se osredotoča na meritve izdelanih anten. Za vse tri antene so izmerjeni smerni diagrami, ter dobitki na treh različnih frekvencah. Izmerjeno pa je tudi prilagoditveno slabljenje za celotno področje WLAN.

Ključne besede: brezžično lokalno omrežje, okrogel valovodni lijak, valovni vodnik, biquad, smerni diagram, dobitek, prilagoditveno slabljenje.

Abstract

This diploma thesis deals with creation of three unique antenna designs for Wireless Local Area Network (WLAN). Thesis consists of three chapters.

The first chapter describes main characteristics for all types of antennas. In this chapter reader is introduced with definitions, equations and procedures for measuring the antennas.

The second chapter introduces reader with specific description of how the slotted waveguide, circular waveguide antenna and biquad antenna works. There is also presented how to build them. Thesis encountered problems, and proposed solutions. With data given in this thesis, similar antennas can be designed, with same characteristics.

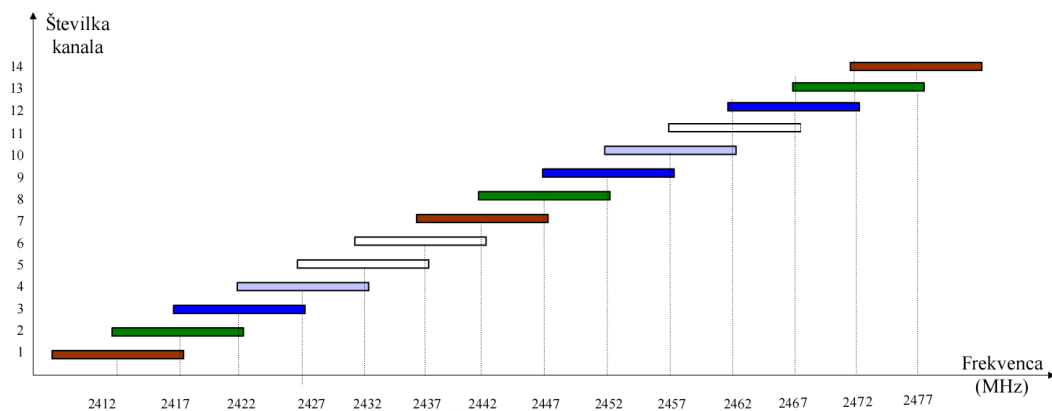
The last chapter deals with characteristics measurements of the designed antennas. For all three antennas there are data for gains and radiation pattern measured for all three antennas on three different frequencies. Return loss is also measured for all three antennas for complete frequency range of WLAN.

Key words: Wireless local area network, waveguide antenna, slotted waveguide, biquad, radiation pattern, gain, return loss.

1. Osnovna teorija o antenah

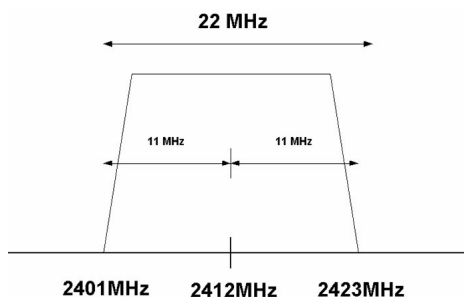
1.1 Resonančna frekvenca

To je frekvenca, za katero je antena konstruirana. Pri tej frekvenci antena sprejema ali oddaja najboljše. Antena, pa ni namenjena le za centralno frekvenco, ampak tudi za določen frekvenčni pas, v okolici te frekvence. V Evropi se uporablja za brezžično lokalno omrežje (angl. Wireless Local Area Network – WLAN) 13 kanalov, ki so razporejeni v frekvenčnem območju od 2,4 GHz do 2,483 GHz. Njihove centralne frekvence so razmaknjene za 5 MHz. Širina posameznega kanala je 22 MHz. V odvisnosti od frekvence kanalov, ki jih želimo pokrivati je potrebno izdelati tudi anteno, ki je prilagojena za ta frekvenčni pas. Kanali so narejeni tako, da se medsebojno prekrivajo, kot je to razvidno iz slike 1.1:



Slika 1.1: Frekvenčna območja kanalov WLAN.

Širina posameznega kanala je 22 MHz in zavzema frekvenčno področje 11 MHz navzgor in navzdol od centralne frekvence. Primer takega kanala je prikazan na sliki 1.2:



Slika 1.2: Posamezni kanal WLAN.

1.2 Impedanca

Pri razlagi impedance pri antenah lahko vzamemo analogijo lomnega količnika v optičnih komunikacijah. Ko električni val potuje po različnih delih antene, lahko naleti na spremembe impedance. Na vsakem takem nezveznem prehodu se del moči električnega vala odbije nazaj. Torej, če minimiziramo impedančne razlike, se moč ne izgublja z odboji, kar pomeni, da taka antena boljše seva. Impedanca je v splošnem kompleksna funkcija pri prilagoditvi pa si prizadevamo, da v čim večji meri zmanjšamo imaginarno komponento, realno pa izenačimo z notranjo upornostjo naprave na katero anteno priklopimo.

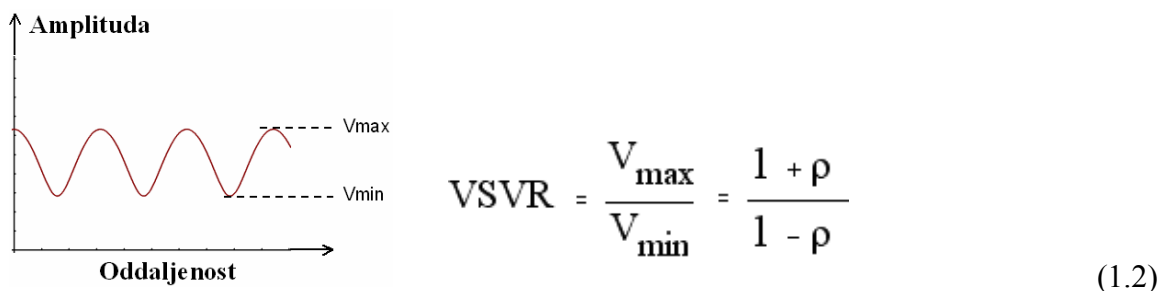
V za namen vpeljemo koeficient odbojnosti (Γ), ki je definiran kot razmerje med napredujočim in odbitim valom:

$$\Gamma = \frac{V_{\text{Odbiti val}}}{V_{\text{Napredujoči val}}} \quad (1.1)$$

Γ je v splošnem kompleksno število, ki opisuje magnitudo ter fazno spremembo odbojnosti. Najpreprostejši primeri, ko je imaginarni del nič so:

- $\Gamma = -1$: predstavlja kratek stik.
- $\Gamma = 0$: predstavlja popolnoma prilagojeno breme.
- $\Gamma = +1$: predstavlja odprte sponke.

Za računanje odnosa stojnih valov (angl. **Standing Wave Ratio-SWR**), nas zanima le magnituda odbojnosti (Γ), zato vpeljemo ρ . V praksi se največkrat uporablja napetostno razmerje stojnih valov (angl. **Voltage Standing Wave Ratio-VSWR**).

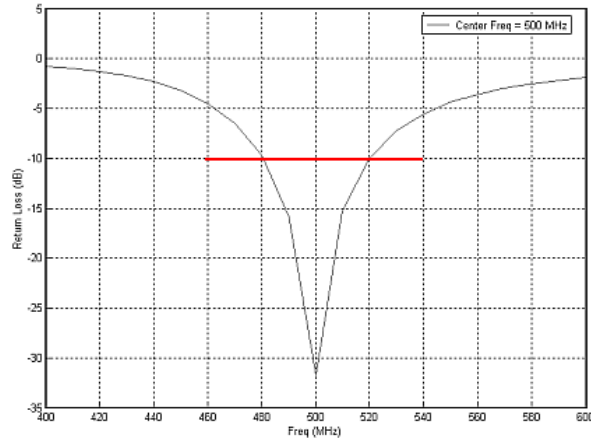


Slika 1.3: VSWR.

Podatek s katerim se dostikrat srečamo pa je tudi prilagoditveno slabljenje (angl. **Return Loss - RL**). Podan je kot:

$$\text{RL} = 20 \cdot \log(|S_{11}|) = 20 \cdot \log(|\rho|) \quad (1.3)$$

Prilagoditveno slabljenje lahko merimo z analizatorjem vezij, ki meri prilagoditveno slabljenje na določenem frekvenčnem območju, katerega izberemo. Na zaslonu dobimo sliko, ki je podobna spodnji:



Slika 1.4: Prilagoditveno slabljenje.

Iz zgornje slike lahko vidimo, da je antena najbolj prilagojena pri 500 MHz (okrog -32 dB). Takšna antena pa bo dovolj dobro delovala, če bo prilagoditveno slabljenje manjše od približno -10 dB, kar pomeni frekvenčni pas od 480 MHz, pa nekje do 520 MHz.

Za praktičen primer je podana spodnja tabela, v kateri so podani VSWR ter odbojnost in izguba energije, ki sta izračunani v procentih:

VSWR	$ \Gamma $ (%)	Odbita moč (%)
1.0:1	0	0
1.1:1	5	0.2
1.2:1	9	0.8
1.3:1	13	1.7
1.4:1	17	2.8
1.5:1	20	4
1.6:1	23	5.3
1.7:1	26	6.7
1.8:1	29	8.2
1.9:1	31	9.6
2.0:1	33	11
2.5:1	43	18.4
3.0:1	50	25
4.0:1	56	36
5.0:1	67	44.4
10.0:1	82	67

Tabela 1.1: Primer povezanosti VSWR, odbojnosti, ter izgubljene moči.

Iz tabele je razvidno, da val, ki se odbije ni nujno izgubljen. Naprimer, če se 33 % vala odbije, ta val potuje nazaj v oddajnik, kjer se ne ustavi, ampak se odbije nazaj proti anteni iz drugim napredujočim valom. Ta višek energije potuje naprej in nazaj po notranjosti

kabla dokler se ne izseva, ali izgubi v izgubah sistema. Zanimiva ugotovitev je, da s prenosnim sistemom, ki ima zelo majhne izgube lahko antena izseva večino moči neglede na SWR.

1.3 Sevalna upornost (R_s)

Sevalna moč se izseva na sevalni upornosti antene, ki jo lahko le izmerimo, kot del celotne upornosti antene. Poleg sevalne upornosti pa antena vsebuje tudi izgubno upornost, na kateri se moč samo troši ter k sevanju antene ne doprinese. Moč na izgubni upornosti se pretvori v gretje in nam na ta način zmanjšuje izkoristek.

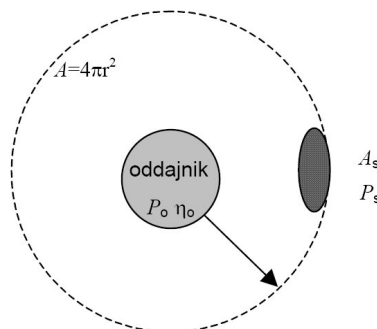
Sevalna upornost ni odvisna od materiala iz katerega je antena izdelana, pač pa samo od oblike antene.

Ko se elektroni začnejo gibati pospešeno (kot naprimer, ko priključimo izmenično polje na anteno) začnejo sevati elektromagnetne valove. Ti valovi nosijo energijo, ki jo prejmejo od elektronov. Medtem, ko se izguba energije na ohmski upornosti spremeni v gretje, se izguba energije na sevalni upornosti spremeni v elektromagnetne valove, katere oddaja antena.

1.4 Smernost (D)

Radijska zveza je vrsta zveze s pomočjo elektromagnetnega valovanja, kjer se valovanje prosto razširja po prostoru. Za razširjanje elektromagnetnega valovanja ni potrebna prisotnost snovi, saj se le-to lahko razširja tudi po povsem praznem prostoru (vakuumu).

Osnovni naravni pojav, ki omogoča zvezo z elektromagnetnim valovanjem, je sevanje. Sevanje je posledica pospešenega gibanja električnih nabojev. Oddajnik z izkoristkom η_0 izseva določeno električno moč P_0 , ki se prosto razširja v praznem prostoru in se nikoli več ne vrne k oddajniku



Slika 1.5: Prenos moči z elektromagnetnim sevanjem v primeru neusmerjenega (izotropnega) oddajnika.

Pri sevanju se moč P_o razširja v prostor. V praznem, brezizgubnem prostoru gostota pretoka moči (moč na enoto ploskve) S upada s kvadratom razdalje r .

$$\bar{S} = \bar{I}_r \frac{P_o \cdot \eta_o}{4\pi r^2} \quad (1.4)$$

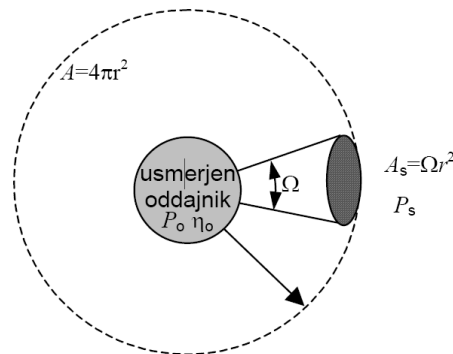
Sprejeta moč na drugem koncu zveze je preprosto produkt gostote pretoka moči S in površine sprejemnika A_s , ki ima izkoristek η_s .

$$P_s = S \cdot A_s \eta_s = \frac{P_o \eta_o \cdot A_s \eta_s}{4\pi r^2} \quad (1.5)$$

Moč sprejetega signala lahko povečamo s povečanjem moči oddajnika, kar je zelo nepraktično, ali s pomočjo usmerjenega oddajnika. Tak oddajnik, ki ga prikazuje slika 1.7. Oddajnik v tem primeru ne seva v vse smeri enako, pač pa skušamo razpoložljivo električno moč usmeriti v določen stožec ali bolj splošno v poljuben prostorski kot. Gostota pretoka moči v snopu oddajnika sedaj znaša:

$$\bar{S} = \bar{I}_r \frac{P_o \cdot \eta_o}{A_s} = \bar{I}_r \frac{P_o \cdot \eta_o}{\Omega \cdot r^2} \quad (1.6)$$

Gostota pretoka je v primeru usmerjenega oddajnika večja kot je bila v primeru neusmerjenega oddajnika, ker je prostorski kot Ω vedno manjši od 4π steradianov (srd).



Slika 1.6: Prenos moči z elektromagnetnim sevanjem v primeru usmerjenega oddajnika.

Sprejeta moč na drugem koncu zveze z usmerjenim oddajnikom je produkt gostote pretoka moči S in površine sprejemnika A_s .

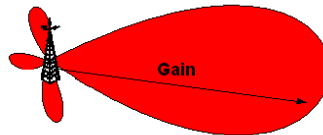
$$P_s = S \cdot A_s \eta_s = \frac{P_o \eta_o \cdot A_s \eta_s}{\Omega \cdot r^2} \quad (1.7)$$

Smernost (angl. directivity) oddajnika D je faktor povečanja gostote pretoka moči S v želeni smeri ob nespremenjeni moči oddajnika P_o . Smernost nam pove koliko je primer z usmerjenim oddajnikom boljši od primera z izotropnim neusmerjenim oddajnikom.

$$D = \frac{4\pi}{\Omega} \geq 1 \quad D[\text{dBi}] = 10 \cdot \log\left(\frac{4\pi}{\Omega}\right) \geq 0 \text{ dBi} \quad (1.8)$$

1.5 Dobitek (G)

Dobitek antene, je razmerje med gostotama moči antene (v smeri maksimalnega sevanja, ob upoštevanju izgub, ter neprilagoditve), ter izotropnega izvora.

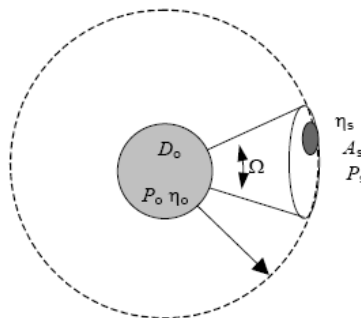


Slika 1.7: Glavni snop usmerjene antene.

Smernost D in dobitek G običajno navajamo v logaritmskih enotah. Povezani sta po enačbi:

$$G_o = D_o \eta_o \quad G_o[\text{dBi}] = 10 \cdot \log(G_o) \quad (1.9)$$

Sprejeto moč iz slike 1.8 lahko sedaj zapišemo tudi z dobitkom oddajne antene:



Slika 1.8: Prenos moči z elektromagnetnim sevanjem v primeru usmerjenega oddajnika.

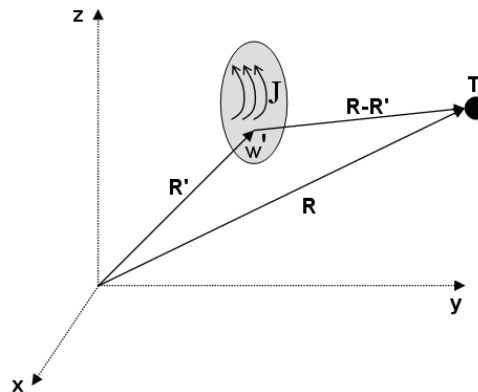
$$P_s = \frac{P_o G_o A_s \eta_s}{4\pi \cdot r^2} \quad (1.10)$$

V uporabi sta dve definiciji za enoto, ki sta podani vsaka na svoj način:

- **dBi (dBisotropic)**
Pove nam, kako je antena usmerjena glede na isto anteno, ki bi sevala v vse smeri (izotropna antena).
- **dBd (dBdipole)**
Pove nam, kako je antena usmerjena glede na pol valovno referenčno dipolno anteno. Referenčna dipolna antena, je definirana tako, da ima 2,15 dBi dobitka, zato je povezava med enotama: $\text{dBd} = \text{dBi} - 2,15$.

1.7 Bližnje in daljnje polje antene

Predpostavimo, da je tok, ki seva, porazdeljen po prostoru w' in poznamo njegovo gostoto $\mathbf{J}(\mathbf{R}')$:



Slika 1.9: Področje tokov v prostoru w' kot izvor sevanja.

Elementarni tokov element Δl na lokaciji \mathbf{R}' je $\mathbf{J}(\mathbf{R}')dw'$ in seva na mesto \mathbf{R} diferencial vektorskega potenciala.

$$d\mathbf{A}(\mathbf{R}) = \frac{\mu_0 \mathbf{J}(\mathbf{R}')}{4 \cdot \pi \cdot |\mathbf{R} - \mathbf{R}'|} e^{-j \cdot \beta_0 \cdot |\mathbf{R} - \mathbf{R}'|} \cdot dw' \quad (1.11)$$

Z integracijo vseh prispevkov toka po prostoru w' dobimo:

$$\mathbf{A}(\mathbf{R}) = \frac{\mu_0}{4 \cdot \pi} \int_{W'} \frac{\mathbf{J}(\mathbf{R}')}{|\mathbf{R} - \mathbf{R}'|} e^{-j \cdot \beta_0 \cdot |\mathbf{R} - \mathbf{R}'|} \cdot d\mathbf{w}' \quad (1.12)$$

Rezultat predstavlja val vektorskega magnetnega potenciala, ki ga povzroča prostorsko porazdeljena tokova gostota. Enačba omogoča izračun potencialnega vala ob poznani porazdelitvi tokov na kakršnikoli anteni. Za realne antene predstavlja tak izračun zelo velik problem, zato se rezultirajoče vektorsko polje lahko formalno razdeli na tri območja:

- **Bližnje področje.** To je neposredna okolica okoli izvora in pri izračunu zato niso možne nobene poenostavitve. Okvirno je to področje, ko je

$$\frac{R}{D} < 1 \quad (1.13)$$

kjer je D največja diagonala območja izvorov oziroma antene.

- **Fresnelovo področje.** V zgornji enačbi lahko aproksimiramo v amplitudnem delu razdaljo med izvorom in točko opazovanja $|\mathbf{R} - \mathbf{R}'|$ z R. Fazni del v eksponentu pa je možno razviti v Taylorjevo vrsto ter upoštevati samo člene, ki vsebujejo R' in R².

$$|\mathbf{R} - \mathbf{R}'| = \sqrt{R^2 + R'^2 - 2 \cdot \mathbf{R} \cdot \mathbf{R}'} = R \cdot \sqrt{1 + \frac{R'^2 - 2 \cdot \mathbf{R} \cdot \mathbf{R}'}{R^2}} = R - \mathbf{1}_R \mathbf{R}' + \frac{R'^2}{2 \cdot R} - \frac{(\mathbf{1}_R \mathbf{R}')^2}{2 \cdot R} + \dots \quad (1.14)$$

Okvirno območje razmejimo s pogojem:

$$1 < \frac{R}{D} < \frac{2 \cdot D}{\lambda} \quad (1.15)$$

- **Fraunhoferjevo področje.** Amplitudni približek je enak kot v Fresnelovem področju, v faznem pa upoštevamo samo prva dva člena zgornje vrste. Polje v tem področju imenujemo *daljnje polje*. Dobimo približek:

$$\mathbf{A}(\mathbf{R}) = \frac{\mu_0 \cdot e^{-j \cdot \beta_0 \cdot R}}{4 \cdot \pi \cdot R} \int_{W'} \mathbf{J}(\mathbf{R}') \cdot e^{-j \cdot \beta_0 \cdot (\mathbf{1}_R \mathbf{R}')} d\mathbf{w}' \quad (1.16)$$

To območje se razteza od

$$R > \frac{2 \cdot D^2}{\lambda} \quad (1.17)$$

in je s stališča anten in sevanja najbolj zanimivo področje. Tudi pri meritvah mojih treh anten je bilo potrebno zagotoviti Fraunhoferjevo področje. To zna biti v praksi velik problem, saj s frekvenco ter dimenzijo antene zelo hitro raste. Bikvadrat anteno ter okrogli valovodni lijak se je dalo izmeriti še v laboratoriju. Za meritev valovnega vodnika pa je bila potrebna razdalja, ki je večja od sedmih metrov za kar sem moral izdelati tudi posebno stojalo, za meritev antene na strehi fakultete.

1.8 Smerni diagram

Celotno sevalno moč dobimo z integracijo kvadrata absolutne vrednosti amplitudnega smernega diagrama $F(\theta, \phi)$ v vseh smereh: za vse θ in za vse ϕ . Kvadrat absolutne vrednosti amplitude smernega diagrama je sorazmeren z gostoto moči na enoto prostorskega kota, sorazmernostni faktor pa se pri računanju smernosti v razmerju krajša.

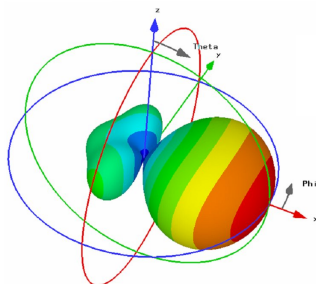
Pri resničnih meritvah si seveda ne moremo privoščiti, da bi izmerili smerni diagram v prav vseh možnih smereh, saj bi taka meritev trajala neskončno dolgo. Smerni diagram v resnici izmerimo v določenem dovolj velikem številu točk (smeri).

Pri merjenju smernega diagrama anteno običajno vrtimo po eni osi in tako dobimo en sam prerez smernega diagrama. Če je smerni diagram antene rotacijsko simetričen, lahko iz podatkov enega samega prereza zadosti dobro izračunamo celotno sevalno moč.

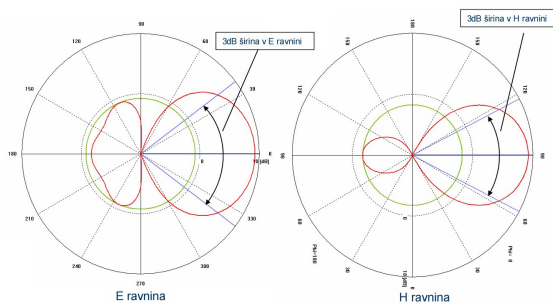
Če smerni diagram antene ni rotacijsko simetričen, je treba izmeriti več prerezov smernega diagrama. Integral sevalne moči je v tem primeru seštevek moči, ki jih dobimo iz posamičnih prerezov. Če iz vsakega prereza najprej izračunamo smernost, potem lahko končni rezultat dobimo tudi kot povprečje obratnih vrednosti smernosti za posamezne prereze, ker nastopa celotna moč v imenovalcu razmerja za smernost.

Pri večini anten običajno zadošča meritev dveh prerezov smernega diagrama. Ravnini prerezov postavimo pod pravim kotom, ter ju zasučemo tako, da prereza ustrezata značilnim prerezom, ki jih poznamo iz načina delovanja (geometrije) antene. Iz načina delovanja antene potem lahko sklepamo, kakšen je smerni diagram še v ostalih smereh.

Na sliki 1.10 je vidimo primer smernega diagrama, ki je najprej prikazan v vseh treh dimenzijah. Ta smerni diagram, pa lahko razstavimo na dva diagrama v dveh dimenzijah in sicer enega v E ravnini ter drugega H ravnini – slika 1.11.



Slika 1.10: Prikaz smernega diagrama v treh dimenzijah.

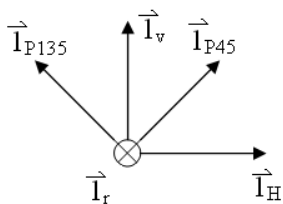


Slika 1.11: Razstavljen smerni diagram po E ter H ravnini.

1.9 Polarizacija

Elektromagnetno valovanje je prečno (transverzalno) valovanje. Pri vseh prečnih valovanjih je potrebno za točen opis valovanja poleg jakosti, frekvence in faze polja navesti še polarizacijo. Da lahko s polarizacijo tudi računamo je potrebno uvesti primeren koordinatni sistem. Poljubno polarizirano polje pa razstavimo na poznane komponente.

Pri antenah si pri določanju polarizacijskih lastnosti definiramo koordinatni sistem, kot je prikazano na sliki 1.12:



Koordinatni sistem: $\vec{I}_v \times \vec{I}_H = \vec{I}_r$

\vec{I}_r gleda proč od antene, v smeri širjenja valovanja pri oddaji.

Slika 1.12: Definicija koordinatnega sistema.

Smerni vektor vertikalne komponente I_v kaže navzgor, smerni vektor horizontalne komponente pa je obrnjen tako, da kaže njun vektorski produkt v smeri razširjanja

valovanja 1_r v oddajnem režimu, to je proč od antena. Na ta način je koordinatni sistem enako definiran, neglede na to, če dela antena v sprejemnem ali oddajnem režimu.

Kot zgled na sliki 1.12 so prikazani enotni vektorji za ortogonalni poševni polarizaciji (pod kotoma 45 in 135 stopinj) in enotni vektorji za obe krožni polarizaciji: levo in desno.

Pri polarizaciji elektromagnetnega valovanja vedno navajamo le smer vektorja električnega polja. V področju daljnega polja antene je z vektorjem električnega polja točno določena tudi smer in velikost vektorja pripadajočega magnetnega polja.

Poljubno polarizirano valovanje lahko izrazimo kot vsoto dveh znanih ortogonalnih komponent: vertikalne ali horizontalne ali pa leve krožne in desne krožne komponente.

$$\begin{aligned}
 \vec{1}_{P45} &= \frac{\vec{1}_v + \vec{1}_H}{\sqrt{2}} & \vec{1}_{P135} &= \frac{\vec{1}_v - \vec{1}_H}{\sqrt{2}} & \text{Enotni vektorji za} \\
 & & & & \text{poševni polarizaciji} \\
 \\
 \vec{1}_L &= \frac{\vec{1}_v + j\vec{1}_H}{\sqrt{2}} & \vec{1}_D &= \frac{\vec{1}_v - j\vec{1}_H}{\sqrt{2}} & \text{Enotni vektorji za} \\
 & & & & \text{krožni polarizaciji} \\
 \\
 \vec{E} &= \vec{1}_L E_L + \vec{1}_D E_D & & & \text{Razstavljanje vektorja } \vec{E} \\
 & & & & \text{na krožne komponente} \\
 E_L &= \vec{E} \cdot \vec{1}_L^* & E_D &= \vec{E} \cdot \vec{1}_D^* & \\
 & & & & \text{(1.18)}
 \end{aligned}$$

Pri razstavljanju na komponente ne smemo pozabiti, da je kvadrat velikosti vektorja s kompleksnimi komponentami dan s skalarnim produktom vektorja z njegovo konjugirano-kompleksno vrednostjo.

1.10 Fazno središče antene

V splošnem je smerni diagram antene kompleksna funkcija, ki jo zapišemo kot

$$F(\theta, \phi) = A(\theta, \phi) \cdot e^{j\varphi(\theta, \phi)} \quad \text{Fazni diagram}$$

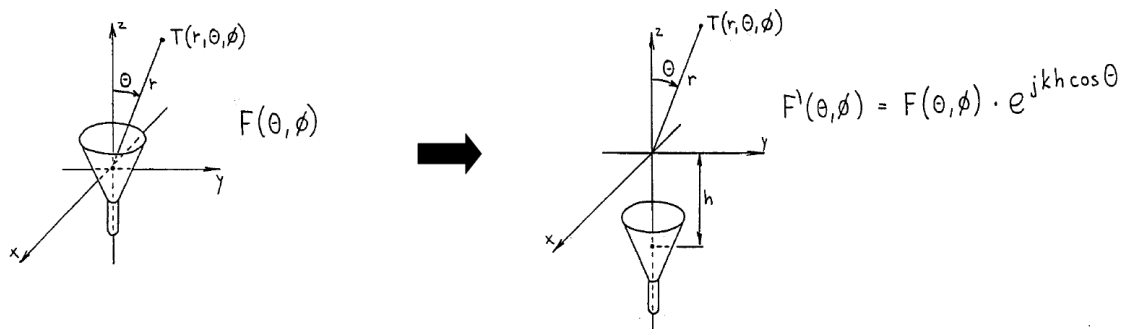
Smerni diagram Amplitudni diagram

$$A(\theta, \phi) = |F(\theta, \phi)| \quad (1.19)$$

V večini slučajev, nas zanima samo amplituda smernega diagrama. Ko se anteni nahajata v Fraunhoferjevem področju se anteni »vidita« pod zelo majhnim zornim kotom. Fazni smerni diagram takrat ne povzroča interference, ki bi vplivala na jakost sprejetega signala.

Fazni smerni diagram postane zanimiv, ko izkoriščamo sevanje antene v velikem prostorskem kotu, kot je to naprimer pri osvetlitvi zrcala. Da deluje zrcalo kot odprtina z želenim smernim diagramom, morajo biti vse točke zrcala osvetljene tako s pravilno amplitudo, kot tudi s fazo. Žarilec, ki postavimo v gorišče zrcala mora imeti predpisana oba, amplitudni in fazni smerni diagram.

Fazni smerni diagram je odvisen od tega kako si izberemo koordinatni sistem, ter od tega kam postavimo anteno. Če si izberemo takšen koordinatni sistem kot je prikazan na sliki 1.13, ter če premikamo anteno po osi Z, se fazni smerni diagram spremeni za dodaten člen, ki vsebuje odmik antene od koordinatnega izhodišča.



Slika 1.13: Izbira koordinatnega sistema.

Vse antene nimajo faznega središča. Naprimer krogelno zrcalo ne zbere vpadnih žarkov v eni sami točki, pač pa v daljici. Tu potrebujemo primarni izvor, ki se mu navidezna točka sevanja premika po daljici gorišča zrcala.

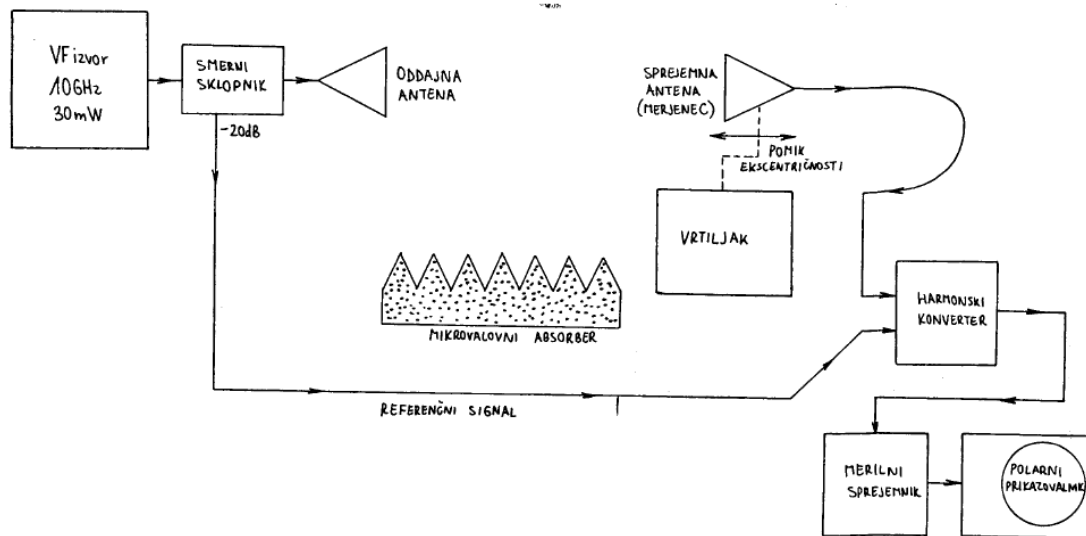
Najbolj razširjeno zrcalo je parabolično zrcalo, ki ima točkasto gorišče, ter zahteva žarilec, ki ima fazno središče. Pri sestavljanju antene moramo namestiti žarilec natančno tako, da fazno središče žarilca sovpade z goriščem paraboličnega zrcala.

Fazno središče antene pomeni določitev treh koordinat točke, okoli katere lahko vrtimo anteno in se pri tem faza sprejetega (ali oddanega) polja ne spreminja.

Amplitudo in fazo najlažje merimo s kvocjentnim merilnikom iz kompleta analizatorja vezij. Kvocjentni merilnik meri razmerje amplitud in razliko v fazi med dvema vhodoma. Na referenčni vhod merilnika pripeljemo del signala izvora po kablu, na merilni vhod pa signal iz merjene antene.

Sprejemno (merjeno anteno namestimo) na ekscentrično držalo na vrtiljaku. Pri nameščanju merjenca pazimo, da os merjenca natanko prebada os vrtenja podstavka. Na ta način z ekscentričnostjo premikamo anteno le še po neznani koordinati lege faznega središča. Iskanje faznega središča je smiselno le v območju glavnega snopa antene, saj se v ničlah (minimumih) med stranskimi snopi faza zelo hitro spreminja.

Merilno mesto za merjenje faznega središča antene sestavimo po spodnji sliki:



Slika 1.14: Merilno mesto za merjenje faznega središča antene.

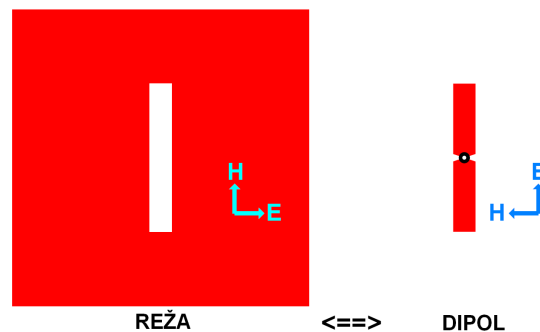
2. Opis izdelanih anten ter njihova praktična izdelava.

2.1 Valovni vodnik – Slotted waveguide

2.1.1 Osnove

Velikokrat se zgodi, da potrebujemo anteno z ojačenjem več kot 0 dBi, ki ima v azimutni ravnini vsesmeren diagram in istočasno seva horizontalno polarizirane valove.

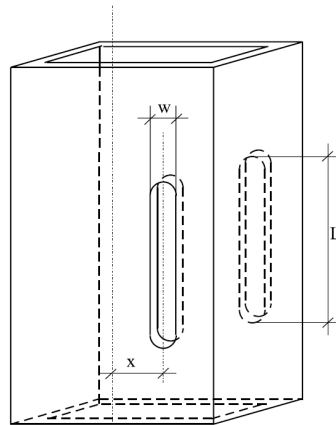
Vsesmeren diagram v azimutni ravnini ima vertikalni pol-valoven dipol v praznem prostoru. Le-ta seva vertikalno polarizirano valovanje. Njemu dualni element je navpična pol-valovna reža (prazen prostor) v neskončni kovinski ravnini, ki seva horizontalno polarizirano valovanje.



Slika 2.1: Reža-Dipol.

Praktične reže seveda izdelamo v kovinski plošči končnih dimenzij. Tako izdelane reže lahko napajamo na različne načine, najbolj enostavno pa tako, da reže izrežemo v samo napajalno linijo. Najprimernejša napajalna linija za izdelavo takšne antene je pravokoten valovod.

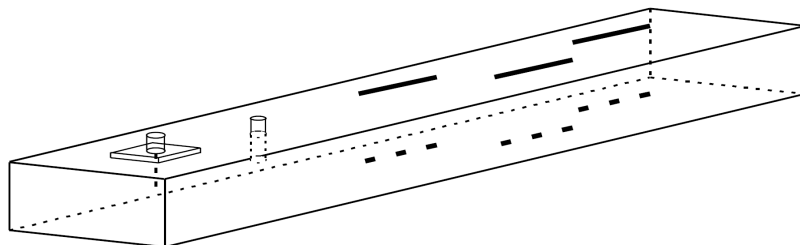
Primer dvojne reže v pravokotnem valovodu je prikazan na sliki 2.2. Električne lastnosti dvojne reže določa dolžina obeh rež in njun odmik od središnice širše valovodne stranice. S primerno dolžino, ki je blizu polovici valovne dolžine v praznem prostoru, dosežemo, da reža predstavlja samo ohmsko obremenitev valovodne linije (reže so resonančne). Z odklikom od središnice širše valovodne stranice določimo jakost vzbujanja reže (reža v sredini širše stranice pravokotnega valovoda ne seva!). Dvojna reža v valovodu ima približno enako ojačenje kot dipol. Smerni diagram v azimutni ravnini ni popolnoma krožen zaradi končnih dimenzij kovinske plošče, ki jo predstavlja valovod. Kljub temu je odstopanje od idealnega kroga manjše od ± 4 dB, kar je povsem zadovoljivo.



Slika 2.2: Primer dvojne reže.

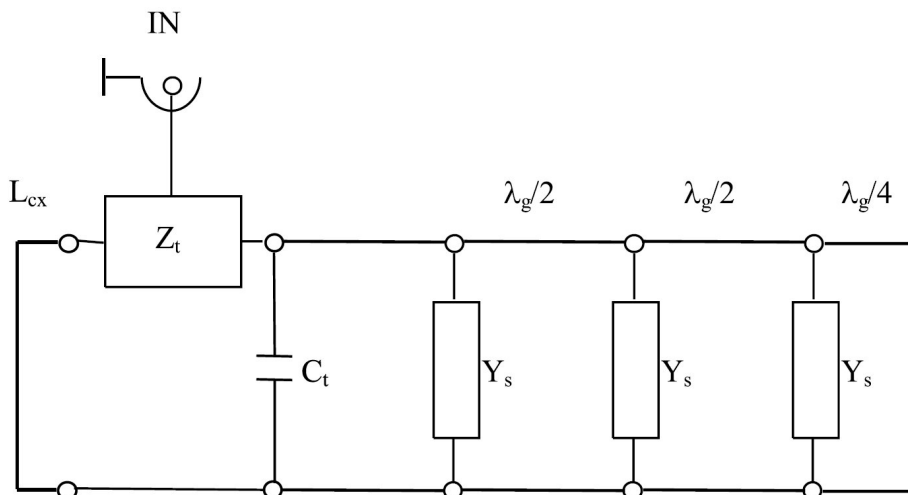
Če želimo imeti anteno z več ojačenja, moramo sestaviti antensko skupino iz večih dvojnih rež. Izdelamo jo tako, da reže razporedimo vzdolž valovoda na razdalji $\lambda_g/2$, kjer je λ_g valovna dolžina v valovodu. S tem dosežemo 180° fazni zasuk napajalne napetosti. Če želimo, da bo antenska skupina sevala maksimalno moč v smeri pravokotno na os valovoda, morajo biti vse reže napajane sofazno. Zato potrebujemo še dodatni fazni zasuk za 180° , ki ga dobimo tako, da reže izmenično vrezujemo levo in desno od središčnice valovodne stranice (sofazno napajanje bi lahko dosegli tudi tako, da bi reže razporedili na razdalji λ_g , vendar bi v tem primeru dobili tri glavne snopa v vertikalni ravnini). Ker odprt konec valovoda tudi seva, ga moramo na primernem mestu zapreti. To storimo na razdalji $\lambda_g/4$ od sredine zadnje reže (kratek stik se po $\lambda_g/4$ dolgi liniji preslika v odprte sponke).

Tako izdelano anteno je potrebno priključiti na oddajnik/sprejemnik. Le-ta ima običajno koaksialen priključek, zato moramo izdelati še ustrezen prehod s koaksialne na valovodno linijo. Najenostavneje je ta prehod vključiti v samo strukturo antene. Skupino treh dvojnih rež, ki imajo koaksialni priključni konektor, prikazuje slika 2.3.



Slika 2.3: Valovni vodnik.

Na sliki 2.4 je prikazana nadomestna shema antenske skupine s stališča napajalne linije.



Slika 2.4: Nadomestna shema valovnega vodnika.

Reže se obnašajo kot vzporedna admitanca (Y_s) na napajalni liniji. S stališča smernega diagrama je pomembno samo to, da so reže vzbujeane sofazno in z enakimi amplitudami napetosti (za največje ojačenje). To pomeni, da absolutna dolžina reže ni tako pomembna, morajo pa biti vse enako dolge. S stališča napajalnega priključka antene pa je pomembno, da predstavlja valovod z režami kolikor toliko prilagojeno breme. Zato izberemo takšne odmike rež, da je vsota vseh normiranih prevodnosti (realnih delov admittanc) enaka 1 (vsi odmiki so enaki, da so vse reže vzbujeane z enako amplitudo). Odstopanja dolžin rež od resonančne dolžine pa poglasimo z uglaševalnim vijakom (C_t) in dolžino antenice na prehodu koaksialni vod/valovod (Z_t).

Vse zgoraj povedano velja za primer, ko med režami ni medsebojnega sklopa. V praksi je ta sklop zanemarljiv, ker se sosednje reže nahajajo v področju ničle lastnega smernega diagrama. Kljub vsemu morajo biti dolžine rež blizu resonančnim dolžinam, da z uglaševalnim vijakom lahko kompenziramo reaktivno komponento. Več kot je rež v skupini, bliže mora biti njih dolžina resonančni. Po drugi strani se z večanjem števila dvojnih rež v skupini manjša vrednost normirane prevodnosti posamezne dvojne reže ($g=1/N$, N je število dvojnih rež). Zato skupina ne more biti poljubno velika, ker ne moremo izdelati rež s poljubno majhno prevodnostjo. Torej je največje dosegljivo ojačenje takšne antenske skupine odvisno od mehanskih toleranc izdelave rež (δ).

Valovodne reže so primerne za frekvenčne pasove od 2 GHz navzgor. Dalo bi se izdelati valovodne reže tudi za nižje frekvence, vendar postanejo dimenzije valovoda že precej velike (npr. za 1,3 GHz, najmanj okrog 170x40 mm).

Opisane antene niso med najenostavnejšimi za izdelavo. V strokovni literaturi je zelo malo podatkov za resonančne dolžine. Dosegljivi podatki se nanašajo na reže v standardnih valovodih. Ključna parametra (dolžina in odmik) rež sta odvisna od notranjih izmer valovoda, debeline stene, širine reže in oblike reže (zaobljeni ali oglati konci). Zato

skaliranje rezultatov z enega valovoda na drugega in z ene frekvence na drugo ni prav enostavno.

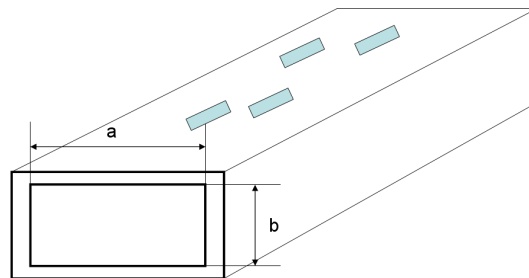
V primeru, da ne potrebujemo vsesmernega pokrivanja po azimutu, izdelamo reže samo v eni stranici valovoda. Tako dobimo horizontalno polarizirano anteno s širokim kotom pokrivanja po azimutu in velikim ojačenjem. Za takšno anteno sem se odločil tudi sam.

2.1.2 Izračun

Reže napajamo v fazi tako, da zamaknemo njihove sredine za polovico valovne dolžine po valovodu. Valovno dolžino v valovodu izračunamo po spodnji enačbi:

$$\lambda_g = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{\lambda_0}\right)^2 - \left(\frac{1}{\lambda_c}\right)^2}} \quad (2.1)$$

Tu λ_c (cutoff wavelength) predstavlja dvojno dolžino stranske notranje stene valovoda, označeno na spodnji sliki z b ($\lambda_c = 2 \cdot b$).



Slika 2.5: Mere valovoda.

λ_0 predstavlja valovno dolžino v praznem prostoru, ki je povezana s svetlobno hitrostjo:
 $\lambda_0 = \text{Svetlobna hitrost} / \text{Frekvenca}$.

Pri ocenitvi dobitka antene ja najlažje izhajati iz podatka, da je antena polje dipolov. Vsakič ko podvojimo število dipolov, dobimo 3 dB več dobitka.

Enostavni formuli za približno oceno dobitka, ter širino glavnega snopa sta podani spodaj.

$$\text{Gain} = 10 \log \left(\frac{N \cdot \text{slotspacing}}{\lambda_0} \right) \text{ dB} \quad (2.2)$$

$$\text{Beamwidth} = 50.7 \cdot \frac{\lambda_0}{N/2 \cdot \text{slotspacing}} \text{ degrees} \quad (2.3)$$

V vodnikove valovne dolžine. formulah N predstavlja število rež. Za odmik od središča obstaja več formul, ena od bolj pogosto uporabljenih pa je spodnja (Stevenson-ova):

$$\frac{G_{\text{slot}}}{G_{\text{waveguide}}} = \left[2.09 \frac{\lambda_g}{\lambda_0} \cdot \frac{a}{b} \cdot \cos^2 \frac{\pi \lambda_0}{2 \lambda_g} \right] \sin^2 \frac{\pi x}{a} \quad (2.4)$$

V formuli so a in b dimenzije valovoda, kot je označeno na sliki 2.5, x pa predstavlja odmaknjenost reže od centra. Konduktanca G je realni del admittance Y .

Dolžina rež je približno polovica valovne dolžine, ni pa točno $\lambda/2$. V strokovni literaturi najdemo dosti različnih podatkov, velikokrat pa se uporablja podatek po Elliott-u in Kurtz-u. Tu je navedeno, da naj bi bila pravokotna reža, ki je narejena v neskončno tanki steni dolga $0.464 \cdot \lambda_0$. V resničnih valovodih, kjer stene niso neskončno tanke, pa naj bi dolžina znašala $0.483 \cdot \lambda_0$. Ta dolžina se spreminja s tem, ko reže premikamo dlje od centra.

Elliott in Kurtz sta potem glede na podatke o dolžini rež popravila tudi zgornjo Stevenson-ovo formulo:

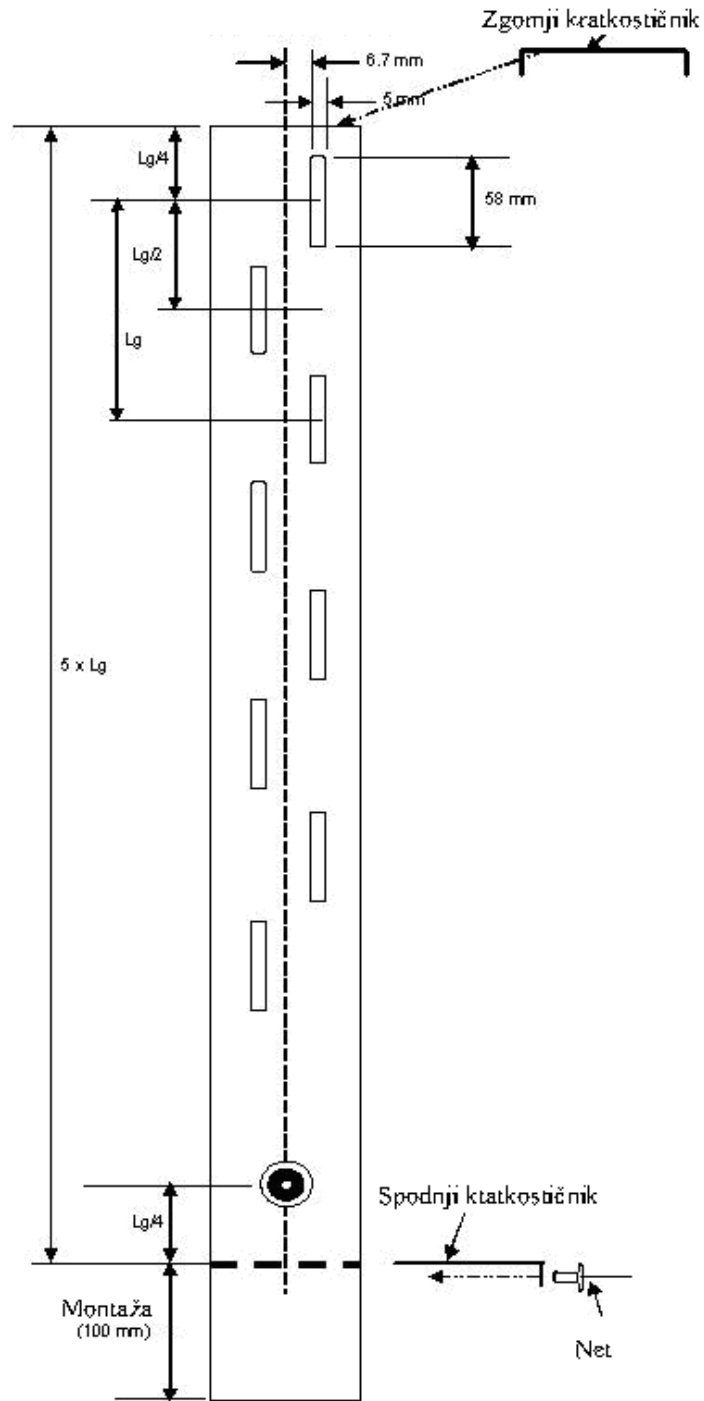
$$\frac{G_{\text{slot}}}{G_{\text{waveguide}}} = \left[2.09 \frac{\lambda_g}{\lambda_0} \cdot \frac{a}{b} \cdot \left(\cos \left(\frac{0.464 \pi \lambda_0}{\lambda_g} \right) - \cos(0.464 \pi) \right)^2 \right] \sin^2 \frac{\pi x}{a} \quad (2.5)$$

Ti izračuni so uporabljeni tudi v excel-ovem kalkulatorju [19], po katerem sem tudi sam izdelal anteno.

Antena je polarizirana horizontalno, ko stoji po konci, kot je to prikazano na sliki 2.6.

2.1.3 Izdelava antene

Anteno sem izdelal po načrtu, ki ga prikazuje slika 2.6.



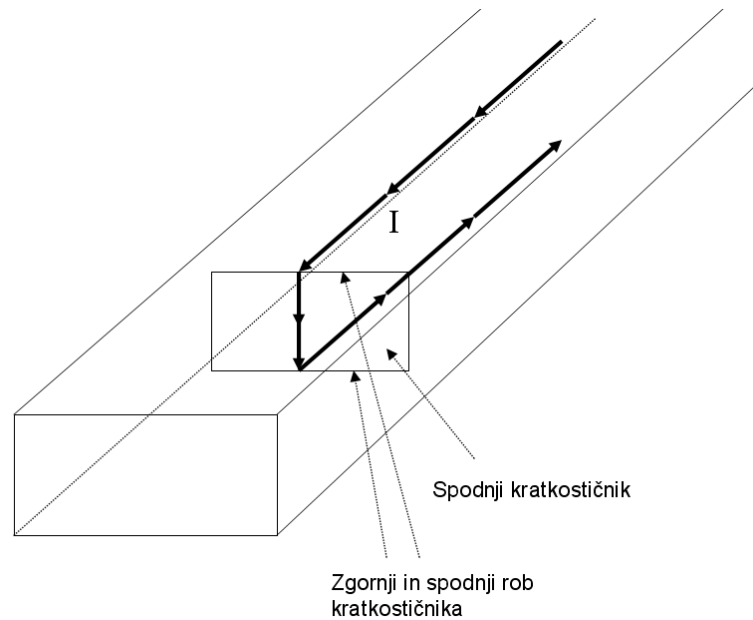
Slika 2.6: Načrt za izdelavo valovnega vodnika.

Anteno je potrebno izdelati zelo natančno, največje odstopanje, ki si ga lahko privoščimo je okrog 0,5 mm. V ta namen jo je bilo potrebno izdelati na CNC rezkarju. Domača izdelava rež je zelo zahtevna, še posebej zato, ker je profil debel 3 mm.

Izdelana je iz aluminijastega profila 100x50x3 mm, v katerega vrežemo reže. Kupljen profil je zelo dober za izdelavo, saj nam zagotavlja da so stranice med seboj pravokotne ter po celotni dolžini profila enako oddaljene med seboj.

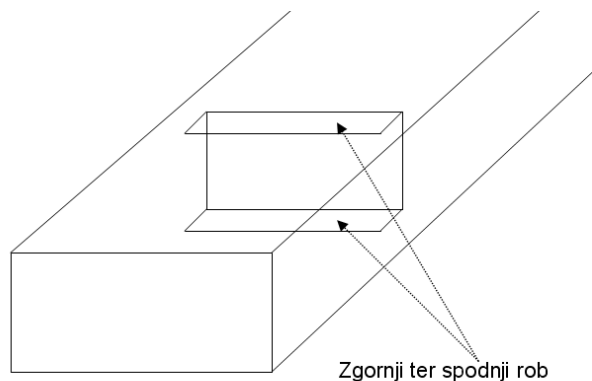
Načrt sam po sebi ni deloval kot bi moral, saj je bila antena zelo slabo prilagojena. Izboljšal sem jo po napotkih mentorja prof.dr. Matjaža Vidmarja, ki je predlagal nekaj popravkov.

- 1) Pri načrtu antene je spodnji kratkostičnik izdelan ravno obratno, kot bi moral biti.



slika 2.7: Tokovi v anteni tečejo kot prikazuje.

Kot je razvidno iz slike, sta najpomembnejša dela kjer mora imeti kratkostičnik dober stik zgornji in spodnji rob. Kratkostičnik, ki je bil izdelan po načrtu pa se vstavi v stranski del antene. To pomeni, da ima zato zelo slab stik ravno z najbolj pomembnim delom antene, kjer tečejo tokovi. V ta namen sem izdelal nov kratkostičnik, ki se zelo tesno prilega notranjosti antene in ima zelo dober stik z zgornjim in spodnjim robom. Izdelan je tako kot prikazuje slika 2.8.



Slika 2.8: Nov kratkostičnik.

2) Pri načrtu je zgornji kratkostičnik izdelan ravno obratno kot bi moral biti.

Ravno tako, kot mora imeti spodnji kratkostičnik zelo dober stik v področju kjer tečejo tokovi, mora imeti tudi zgornji. Po načrtu se zgornji kratkostičnik pritrdi na stranske stranice antene, kjer stik ni tako pomemben kot v sprednji in zadnji stranici antene, kjer tečejo tokovi. V ta namen je bilo potrebno zgornji kratkostičnik privariti na sprednjo in zadnjo stranico, da lahko zagotovimo dober stik.



Slika 2.9: Zavarjena prva stranica.

3) Spodnji kratkostičnik je bil predaleč od vzbujevalne antene.

Prilagoditev antene se zelo spreminja z dolžino spodnjega kratkostičnika od vzbujevalne antene. Pri načrtu je bil kratkostičnik predaleč, kar je tudi zelo vplivalo na prilagoditev antene.

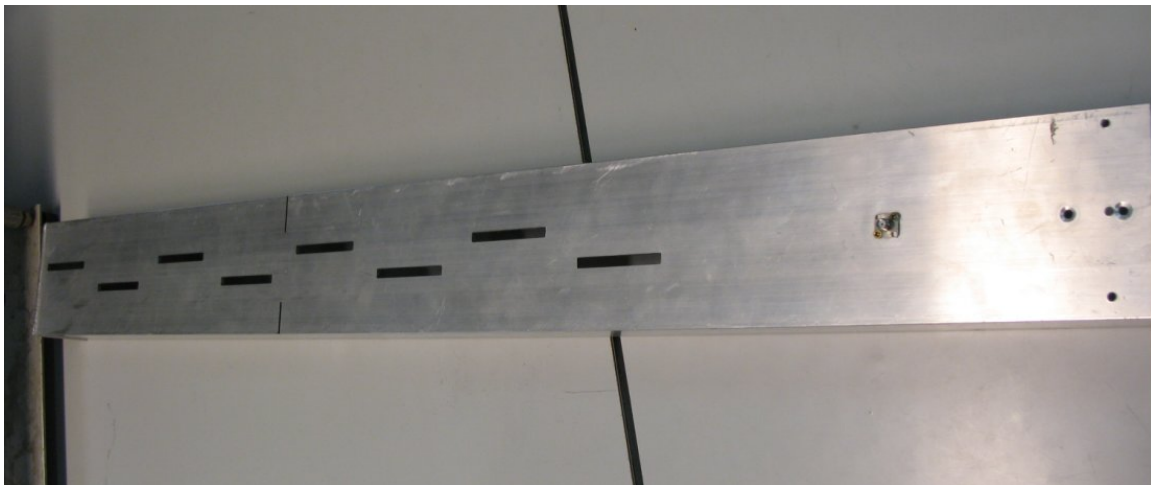
S temi izboljšavami se je anteno samo po sebi dalo prilagoditi na želenem frekvenčnem območju.

- 4) Prilagoditev se spreminja tudi z dolžino vzbujevalne antenice. Želeno prilagoditev sem dosegel z vzbujevalno antenico krajšo od $\lambda/4$ (26 mm).

Končana antena je prikazana na spodnjih slikah.



Slika 2.10: Pogled antene od spodaj.



Slika 2.11: Končana in sestavljena antena.



Slika 2.12: Pogled v notranjost antene.

2.1.4 Vpliv zaščitnih pokrovov

Ker je antena dizajnirana za delovanje v zunanosti, mora biti odporna na dež, sneg ter ostale vremenske pogoje. Da anteno zaščitimo pred vremenskimi pogoji, je potrebno izdelati še posebno zaščitno škatlo okrog antene (ang. radome).

Najprej so mi za zaščito antene izdelali v podjetju Janez Pečenko škatlo po meri, ki je prikazana na sliki 2.13.



Slika 2.13: Prvotna škatla za valovni vodnik.

Ko sem škatlo montiral na anteno, se je prejšnja prilagoditev čisto porušila. Poskušal sem anteno znova prilagoditi za frekvenčno območje WLAN, vendar to ni bilo nikakor mogoče. Po daljšem testiranju sem ugotovil, da škatla ni primerna za anteno, saj je

zaščitna plastika škatle preblizu rež, ter se zato antene sploh ne da prilagoditi. Potrebno je bilo izdelati novo škatlo.

Novo škatlo sem izdelal sam doma. Škatla je izdelana iz 4mm debelega pleksi stekla, skupaj pa je zlepljena s posebnim lepilom za plastiko. Narejena je tako, da je zaščitna plastika odmaknjena daleč od rež, ter zato ne vpliva toliko na samo prilagoditev. Kljub temu škatla pokvari prilagoditev in je bilo zato potrebno znova prilagoditi anteno tako, da jo merimo skupaj s škatlo. Na sliki 2.14 sta prikazani stara in nova škatla. V novi je že postavljena antena.



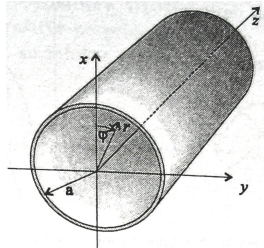
Slika 2.14: Primerjava škatel.

S takšno škatlo, sem potem uspel dovolj dobro prilagoditi anteno za frekvenčno področje WLAN.

2.2 Okrogel valovodni lijak

2.2.1 Delovanje okroglega valovoda

Idealni okrogli valovod je cev krožnega preseka na spodnji sliki s steno iz idealnega prevodnika, ter z brezizgubnim homogenim dielektrikom v notranjosti.



Slika 2.15: Okrogli valovod.

Za analizo je primeren valjni koordinatni sistem, v katerem poiščemo rešitve za vzdolžno komponento električne ali magnetne poljske jakosti, pač glede na to, katere rodove obravnavamo. Opravimo najprej analizo za TM rodove.

2.1.2 Rodovi TM

Za vzdolžno komponento električne poljske jakosti predpostavimo nehomogeni ravninski val v valjnem koordinatnem sistemu:

$$E_z(r, \varphi, z) = E_z(r, \varphi) e^{-\gamma z} \quad (2.6)$$

Valovna enačba za transverzhalno funkcijo $E_z(r, \varphi)$

$$\left(\Delta_t + \omega^2 \mu \epsilon + \gamma_z^2 \right) E_z(r, \varphi) = 0 \quad (2.7)$$

dobi v valjnem koordinatnem sistemu obliko

$$\frac{\partial^2 E_z(r, \varphi)}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial E_z(r, \varphi)}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 E_z(r, \varphi)}{\partial \varphi^2} + (\omega^2 \mu \epsilon + \gamma_z^2) E_z(r, \varphi) = 0 \quad (2.8)$$

To enačbo spet rešujemo s separacijo spremenljivk,

$$E_z(r, \varphi) = f(r)g(\varphi) \quad (2.9)$$

Vpeljimo še formalno okrajšavo

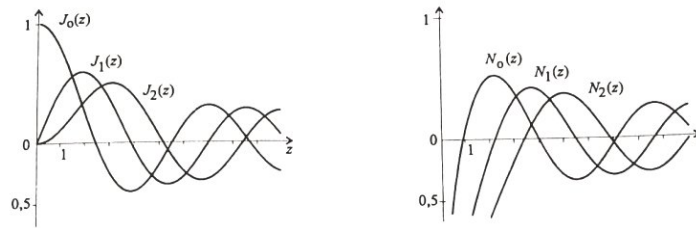
$$\omega^2 \mu \varepsilon + \gamma_z^2 = k_r^2 \quad (2.10)$$

in valovna enačba razpade na dve enačbi:

$$\frac{\partial^2 g(\varphi)}{\partial \varphi^2} + m^2 g(\varphi) = 0 \quad (2.11)$$

$$\frac{\partial^2 f(r)}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial f(r)}{\partial r} + \left(k_r^2 - \frac{m^2}{r^2} \right) f(r) = 0 \quad (2.12)$$

Kjer je m zaenkrat poljubna konstanta. Prva enačba je navadna diferencialna enačba drugega reda, druga pa je *Besselova diferencialna enačba*. To rešijo Besselove funkcije prve vrste $J_m(k_r r)$ in druge vrste $N_m(k_r r)$ (Neumannove funkcije). Njihov potek prikazuje spodnji slika 2.16:



Slika 2.16: Besselove in Neumannove funkcije.

Te osnovne Besselove funkcije so oscilatornega poteka. Splošna rešitev je linearna kombinacija osnovnih. Kompleksna kombinacija da Besselove funkcije tretje vrste, ki jih imenujemo Hankelove funkcije prve vrste $H_m^{(1)}$ in Hankelove funkcije druge vrste $H_m^{(2)}$. Te funkcije so valovnega značaja, asimptotičen približek za velike argumente, pa je podoben eksponencialni valovni funkciji (Tabela 2.1). Z njimi opisujemo cilindrične valove v radialni smeri. V splošni rešitvi izberemo tiste funkcije oziroma kombinacije, za katere pričakujemo, da bo z njimi možno izpolniti mejne pogoje.

Besselova funkcija $Z_m(z)$	$z \rightarrow 0$ $m = 0$	$z \rightarrow 0$ $m > 0$	$z \rightarrow \infty$
$J_m(z)$	1	$\frac{1}{m!} \left(\frac{z}{2}\right)^m$	$\sqrt{\frac{2}{\pi z}} \cos\left(z - \frac{m\pi}{2} - \frac{\pi}{4}\right)$
$N_m(z)$	$\frac{2}{\pi} \ln z$	$-\frac{(m-1)!}{\pi} \left(\frac{2}{z}\right)^m$	$\sqrt{\frac{2}{\pi z}} \sin\left(z - \frac{m\pi}{2} - \frac{\pi}{4}\right)$
$H_m^{(1)}(z)$	$j \frac{2}{\pi} \ln z$	$-j \frac{(m-1)!}{\pi} \left(\frac{2}{z}\right)^m$	$\sqrt{\frac{2}{\pi z}} e^{j(z - m\pi/2 - \pi/4)}$
$H_m^{(2)}(z)$	$-j \frac{2}{\pi} \ln z$	$j \frac{(m-1)!}{\pi} \left(\frac{2}{z}\right)^m$	$\sqrt{\frac{2}{\pi z}} e^{-j(z - m\pi/2 - \pi/4)}$

Tabela 2.1: Besselove funkcije.

Pri računanju z Besselovimi funkcijami si pomagamo z rekurzijskima formulama za računanje rodov,

$$Z'_m(z) = \frac{m}{z} Z_m(z) - Z_{m+1}(z) = -\frac{m}{z} Z_m(z) + Z_{m-1}(z) \quad (2.13)$$

Nadaljujmo z reševanjem valovne enačbe. Splošno rešitev za transversalno funkcijo $E_z(r, \varphi)$ vala TM v okroglem valovodu nastavimo kot kombinacijo

$$E_z(r, \varphi) = f(r) g(\varphi) = [AJ_m(k_r r) + BN_m(k_r r)] [C \cos(m\varphi) + D \sin(m\varphi)] \quad (2.14)$$

V krožnem preseku valovoda se mora funkcija $g(\varphi)$ po polnem kotu ponoviti, zato je konstanta m lahko le celo število. Izbrali bomo

$$m=0,1,2,3,\dots \quad (2.15)$$

Ker prav tako ni pomembno kje začnemo meriti kot φ , se lahko v nastavku $E_z(r, \varphi)$ odločimo samo za sinusno ali samo za kosinusno porazdelitev. Upoštevajmo tudi, da so Besselove funkcije druge vrste pri $r=0$ singularne, zato kot rešitev na pridejo v poštev, saj polje proti sredini valovoda ne more naraščati v neskončnost. Tako se splošna rešitev poenostavi v

$$E_z(r, \varphi) = E_{z0} J_m(k_r r) \cos(m\varphi) \quad (2.16)$$

Tangencialna komponenta električne poljske jakosti je na idealno prevodni steni valovoda nič. Mejni pogoji so torej

$$E_z(a, \varphi) = 0 \rightarrow J_m(k_r a) = 0 \quad (2.17)$$

Nekaj začetnih vrednosti x_{mn} argumentov Besselove funkcije $J_m(x)$, pri katerih je ta nič, je podanih v tabeli 2.2.

n	m	0	1	2
1		2,405	3,832	5,136
2		5,520	7,016	8,417
3		8,654	10,173	11,620

Tabela 2.2: Nekaj začetnih vrednosti x_{mn} argumentov Besselove funkcije $J_m(x)$.

Zgornji mejni pogoj zahteva

$$k_r a = x_{mn} \quad (2.18)$$

in vrednost konstante k_r je

$$k_r = \frac{x_{mn}}{a} \quad (2.19)$$

Posamezne kombinacije indeksov m in n opredeljujejo valovne rodove TM_{mn} v valovodu okroglega preseka. Izračunajmo jim še ustrezno konstanto širjenja γ_z .

$$\gamma_z = \pm \sqrt{k_r^2 - \omega^2 \mu \epsilon} \quad (2.20)$$

Imaginarno vrednost, ki pogojuje širjenje vala, dobimo le pri dovolj visokih frekvencah, nad kritično frekvenco ω_k , ki izpolnjuje enačbo

$$k_r^2 - \omega_k^2 \mu \epsilon = 0 \quad , \quad \omega_k = c k_r \quad , \quad c = \frac{1}{\sqrt{\mu \epsilon}} \quad (2.21)$$

Kritična frekvenca je proporcionalna konstanti k_r , ki je za vsak rod drugačna. Fazno število vala TEM v neomejenem prostoru pri kritični frekvenci imenujemo *kritično fazno število* β_k za rodove TM_{mn} v okroglem valovodu,

$$\beta_k = \omega_k \sqrt{\mu \epsilon} = \frac{x_{mn}}{a} \quad (2.22)$$

kjer so vsi x_{mn} argumenti pri ničlah Besselovih funkcij prve vrste m -tega reda iz tabele 2.2. Iz te enačbe sledi tudi kritična valovna dolžina λ_k , ki je

$$\lambda_k = \frac{2\pi a}{x_{mn}} \quad (2.23)$$

Rešitev z največjo kritično valovno dolžino oziroma najnižjo kritično frekvenco, dominanten rod TM je rod TM_{01} . Pri frekvencah nad kritično se v okroglem valovodu lahko širi val, njegova konstanta pa je imaginarna. Pripadajoče fazno število je

$$\beta_z = \sqrt{\omega^2 \mu \epsilon - \left(\frac{x_{mn}}{a}\right)^2} \quad (2.24)$$

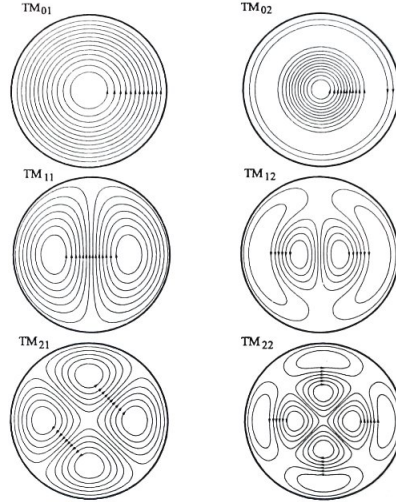
Splošna rešitev za vzdolžno komponento električne poljske jakosti vala TM je torej

$$E_z(r, \varphi, z) = E_{z0} J_m(k_r r) \cos(m\varphi) e^{-j\beta_z z} \quad (2.25)$$

Preostale komponente polja spet sledijo iz splošnih valovnih enačb.

$$\mathbf{E}_t(r, \varphi) = -\frac{j\beta_z}{k_r^2} \nabla_t E_z(r, \varphi) \quad , \quad \mathbf{H}_t(r, \varphi) = \frac{j\omega \epsilon}{k_r^2} \nabla_t E_z(r, \varphi) \times \mathbf{1}_z \quad (2.26)$$

Vtis o polju v okroglem valovodu dobimo s pomočjo silnic magnetne poljske jakosti rodov TM, ki jih v prečnem preseku prikazuje slika 2.17.



Slika 2.17: Silnice magnetne poljske jakosti rodov TM v prečnem preseku okroglega valovoda.

Transverzalne komponente polja v okroglem valovodu povezuje valovna impedanca Z_{TM} .

$$Z_{TM} = \frac{\beta_z}{\omega \epsilon} \quad (2.27)$$

Poljske jakosti rodov TM_{mn} v okroglem valovodu so v celoti podane z izrazi

$$E_r(r, \varphi, z) = -jE_{z0} \frac{\beta_z a}{x_{mn}} J'_m \left(\frac{x_{mn}}{a} r \right) \cos(m\varphi) e^{-j\beta_z z} \quad (2.28)$$

$$E_\varphi(r, \varphi, z) = jE_{z0} \frac{\beta_z a^2}{x_{mn}^2} \frac{m}{r} J_m \left(\frac{x_{mn}}{a} r \right) \sin(m\varphi) e^{-j\beta_z z} \quad (2.29)$$

$$E_z(r, \varphi, z) = E_{z0} J_m \left(\frac{x_{mn}}{a} r \right) \cos(m\varphi) e^{-j\beta_z z} \quad (2.30)$$

$$H_r(r, \varphi, z) = -jE_{z0} \frac{\omega \epsilon a^2}{x_{mn}^2} \frac{m}{r} J_m \left(\frac{x_{mn}}{a} r \right) \sin(m\varphi) e^{-j\beta_z z} \quad (2.31)$$

$$H_\varphi(r, \varphi, z) = -jE_{z0} \frac{\omega \epsilon a}{x_{mn}} J'_m \left(\frac{x_{mn}}{a} r \right) \cos(m\varphi) e^{-j\beta_z z} \quad (2.32)$$

$$H_z(r, \varphi, z) = 0 \quad (2.33)$$

2.1.3 Rodovi TE

Pri obravnavi rodov TE izhajamo iz splošne rešitve valovne enačbe za vzdolžno komponento magnetne poljske jakosti. Postopek je enak kot pri obravnavi valov TM. Za transverzalno funkcijo vzdolžne komponente magnetne poljske jakosti izberemo

$$H_z(r, \varphi) = H_{z0} J_m(k_r r) \cos(m\varphi) \quad (2.34)$$

in jo uskladimo z mejnim pogojem, ki zahteva, da je na steni odvod tangencialne komponente magnetne poljske jakosti nič.

$$\frac{\partial H_z(a, \varphi)}{\partial r} = 0 \rightarrow J'_m(k_r a) = 0 \quad (2.35)$$

Nekaj začetnih vrednosti y_{mn} argumentov Besselove funkcije $J_m(y)$, pri katerih je odvod nič, je podan v tabeli 2.3.

n	m	0	1	2
1		3,832	1,841	3,054
2		7,016	5,331	6,706
3		10,173	8,536	9,969

Tabela 2.3: Nekaj začetnih vrednosti y_{mn} argumentov Besselove funkcije $J_m(y)$.

Mejni pogoj torej zahteva

$$k_r a = y_{mn} \quad (2.36)$$

in vrednost konstante k_r je

$$k_r = \frac{y_{mn}}{a} \quad (2.37)$$

Posamezne kombinacije indeksov m in n opredeljujejo valovodne rodove TE_{mn} . S prirejeno vrednostjo konstante k_r lahko uporabimo že izpeljane formule za konstanto širjenja, fazno število in kritično frekvenco rodov TM. Pri rodovih TE je zanimivo, da dominanten rod ni rod z najnižjim indeksom, ampak je rod TE_{11} , kot je razvidno iz zgornje tabele. To je rod ki je v okroglem valovodu dominanten tudi ob upoštevanju obeh vrst rodov TE in TM. Polje za rodove TE_{mn} nad kritično frekvenco je

$$E_r(r, \varphi, z) = jH_{z0} \frac{\omega \mu a^2}{y_{mn}^2} \frac{m}{r} J_m\left(\frac{y_{mn}}{a} r\right) \sin(m\varphi) e^{-j\beta_z z} \quad (2.38)$$

$$E_\varphi(r, \varphi, z) = jH_{z0} \frac{\omega \mu a}{y_{mn}} J'_m\left(\frac{y_{mn}}{a} r\right) \cos(m\varphi) e^{-j\beta_z z} \quad (2.39)$$

$$E_z(r, \varphi, z) = 0 \quad (2.40)$$

$$H_r(r, \varphi, z) = -jH_{z0} \frac{\beta_z a}{y_{mn}} J'_m\left(\frac{y_{mn}}{a} r\right) \cos(m\varphi) e^{-j\beta_z z} \quad (2.41)$$

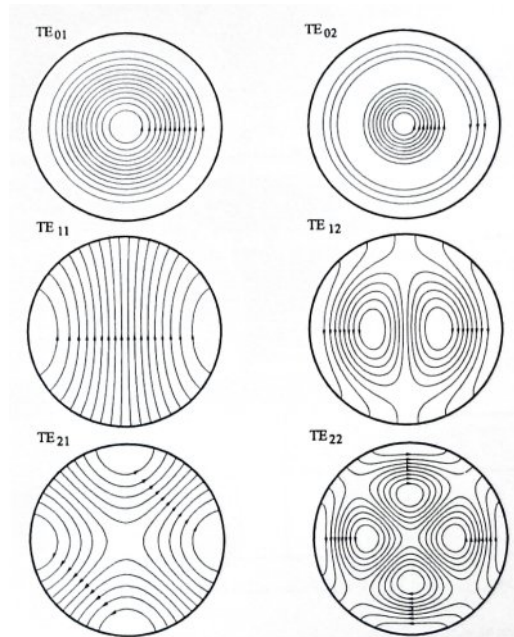
$$H_\varphi(r, \varphi, z) = jH_{z0} \frac{\beta_z a^2}{y_{mn}^2} \frac{m}{r} J_m\left(\frac{y_{mn}}{a} r\right) \sin(m\varphi) e^{-j\beta_z z} \quad (2.42)$$

$$H_z(r, \varphi, z) = H_{z0} J_m\left(\frac{y_{mn}}{a} r\right) \cos(m\varphi) e^{-j\beta_z z} \quad (2.43)$$

Transverzalne komponente polja povezuje valovna impedanca za rodove TE po enačbi

$$Z_{TE} = \frac{\omega \mu}{\beta_z} \quad (2.44)$$

Vtis o polju v okroglem valovodu spet dobimo s pomočjo silnic, ki jih v transverzalnem preseku za električno poljsko jakost prikazuje slika 2.18.

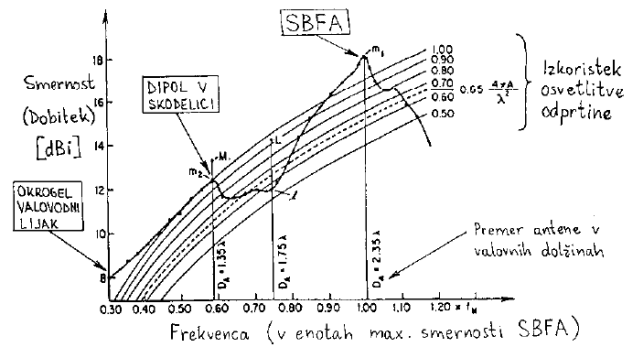


Slika 2.18: Silnice električne poljske jakosti rodov TE v prečnem preseku okroglega valovoda.

2.1.4 Okrogel valovodni lijak

Votlinski resonatorji so prazne kovinske škatle. Iz votlinskega resonatorja dobimo anteno tako, da eno kovinsko stranico odstranimo oziroma jo nadomestimo z zaščitno steno iz izolacijske snovi, ki je prozorna za radijske valove. Lastnosti takšne antene seveda zavisiyo od oblike električnega in magnetnega polja znotraj votlinskega resonatorja.

S pravilnim vzbujanjem votlinskega resonatorja lahko dosežemo zelo dober sevalni izkoristek aktivne površine antene, kot je to s poskusi ugotovil Ehrenspeck, izumitelj SBF Antene.



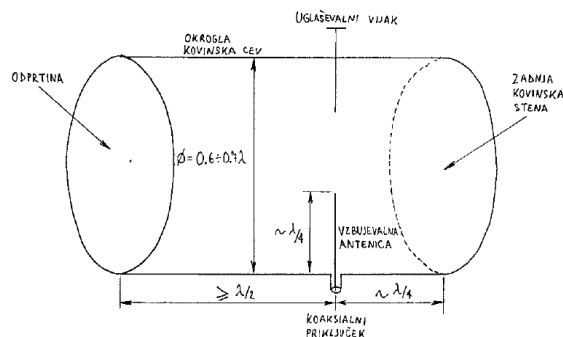
Slika 2.19: Ehrenspeck-ov diagram smernosti okroglih votlinskih resonatorjev.

Ehrenspeck-ova krivulja je verjetno za kakšen dB previsoka, saj je pri dobitkih nad 15 dBi težko preseči 100 % izkoristek osvetlitve odprtine. Vendar celotna krivulja pokaže značilne minimume in maksimume dobitka, ki ustrezajo pripadajočim vrstam resonatorskih anten. Resonator v obliki valja lahko obravnavamo tudi kot valovod krožnega prereza. Odprti konec valovoda se obnaša kot antena z imenom valovodni lijak. Dobitek takšne antene se seveda veča s premerom vse do nastopa višjih valovodnih rodov. Nastop višjih rodov lahko do določene mere zaustavimo s povsem simetričnim vzbujanjem valovoda z dipolom. Takšno anteno običajno imenujemo dipol v skodelici (cup-dipole).

Na frekvencah pod 3 GHz so izmere resonatorskih anten razmeroma velike. Premer odprtine na resonatorju neposredno določa dobitek antene, kot to prikazuje slika 2.19. Težje je določiti potrebno dolžino resonatorja.

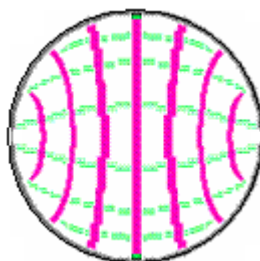
Antena je polarizirana vertikalno, ko je obrnjena tako, kot to prikazuje slika 2.20.

Najenostavnejša resonatorska antena je okrogel kovinski lijak, ki je prikazan na sliki 2.20.



Slika 2.20: Primer valovodnega lijaka.

Ko je premer cevi dovolj velik, da se po njemu lahko širi osnovni valovodni rod TE₁₁ in hkrati dovolj majhen, da se po cevi ne širijo višji valovodni rodovi, je vzbujanje takšnega lijaka zelo enostavno. To zagotovimo tako, da izberemo premer notranjega dela cevi resonatorja v merah: 0,6 do 0,7 * λ . Porazdelitev takšnega polja v anteni kaže spodnja slika:



Slika 2.21: Porazdelitev polja na anteni.

Polje v resonatorju vzbudimo z malo $\lambda/4$ antenico v steni cevi, resonator pa sam poskrbi, da se polje pravilno oblikuje. V ta namen mora biti cev dovolj dolga, vsaj polovico valovne dolžine med vzbujevalno antenico in odprtino lijaka.

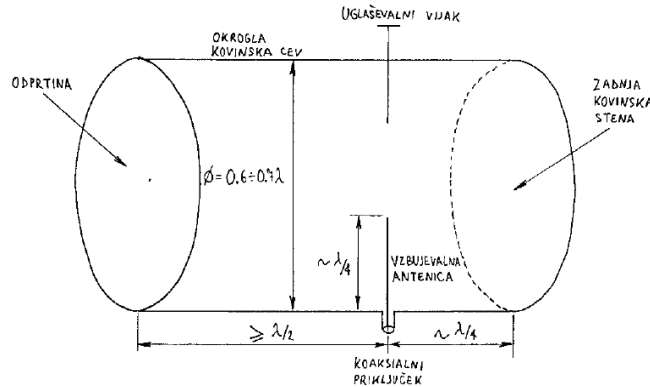
Polarizacija opisane antene je linearna, v smeri vzbujevalne antenice znotraj resonatorja. Pred izdelavo antene moramo zato razmisliti, kakšno polarizacijo želimo in temu ustrezno izvrtati luknje za VF vtičnico na eni strani in uglaševalni vijak na drugi strani. Anteno uglasimo na željeno frekvenco predvsem z dolžino vzbujevalne antenice. Prilagoditev antene nato popravimo z uglaševalnim vijakom, ki ga privijemo v cev točno na nasprotni strani vzbujevalne antenice.

Uglaševalni vijak pa ima tudi eno veliko slabost. Bolj kot popravljamo z njim prilagoditev, bolj postaja antena ozkopasovna ter zato zelo težko pokrijemo celotno frekvenčno področje WLAN. Antena seveda deluje tudi brez uglaševalnega vijaka.

Razen kot samostojna antena je takšen valovodni lijak primeren tudi za osvetlitev paraboličnega zrcala. Smernost in dobitke lijaka se z naraščanjem izmer oziroma višanjem frekvence počasi višata. Z višanjem frekvence (oziroma večanjem premera lijaka) se začnejo pojavljati tudi višji valovodni rodovi, ki kazijo delovanje antene.

2.1.5 Izdelava antene

Anteno sem izdelal po načrtu [2]:



Slika 2.22: Načrt za izdelavo okroglega valovodnega lijaka.

Najprej sem anteno izdelal po načrtu, vendar mi po daljšem testiranju ni uspelo doseči zelene prilagoditve. Mentor prof.dr. Matjaž Vidmar mi je spet dal nekaj napotkov s katerimi sem anteno uspešno izdelal.

Prilagoditev antene je tu odvisna od petih parametrov:

- 1) Dolžine vzbujalne antenice.
- 2) Notranjega premera cevi iz katerega izdelujemo anteno.
- 3) Dolžine od vzbujalne antenice do konca antene.
- 4) Oddaljenosti vzbujalne antenice od zadnje kovinske stranice.
- 5) Uглаševalnega vijaka.

Kot sem že omenil zgoraj, je največji problem uglaševalnega vijaka v tem, da takoj, ko z njim uglašujemo anteno, ta postaja zelo ozkopasovna.

Parametra, ki najbolj vplivata na prilagoditev sta: premer notranje stene cevi ter dolžina vzbujalne antenice. Anteno uglašujemo s spreminjanjem dolžine vzbujalne antenice od zadnje kovinske plošče, vendar ta ne vpliva toliko kot prva dva.

Po zelo dolgem testiranju sem uspel najti kombinacijo parametrov, ki je dala zelo dobro prilagojeno anteno. Brez uglaševalnega vijaka, sem uspel anteno prilagoditi čez celotno področje WLAN bolj od $RL = -19,2$ dB z že pritrjenim zaščitnim pokrovom.

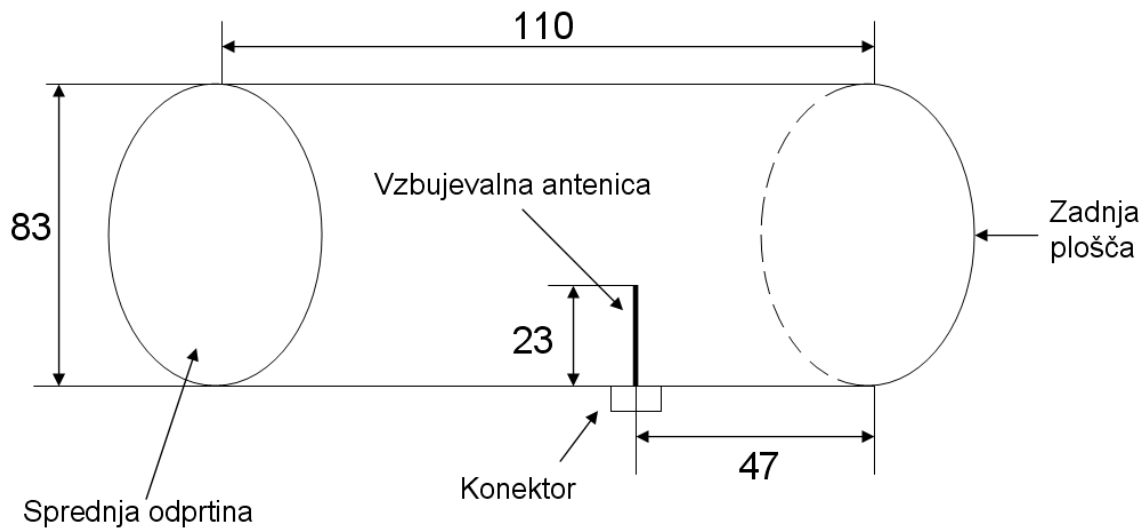
Ker mora biti tudi ta antena dizajnirana za delovanje v snegu, ledu, ter drugih vremenskih razmerah, sem sprednjo odprtino zamašil z 2 mm debelim pleksil steklom.

Isto kot pri valovnem vodniku, se tudi tu prilagoditev nekoliko pokvari zaradi zaščitnega pokrova, ter je bilo potrebno anteno znova prilagoditi. Zaščitni pokrov sem izrezal točno

premera 83 mm tako, da se čisto točno ugrezne v sprednjo odprtino antene. Na ta način zagotovimo tudi večjo trdnost antene. Konce pokrova sem namazal tudi z dvokomponentnim lepilom, da nebi nehote kam zdrsel.

Da bi lažje dosegel večjo širokopasovnost, sem uporabil za vzbujevalno antenico tudi 4 mm debelo bakreno cevko namesto navadne paličice.

Po zelo dolgem testiranju mi je uspelo narediti anteno po načrtu na sliki 2.23. Vse mere so podane v mm.

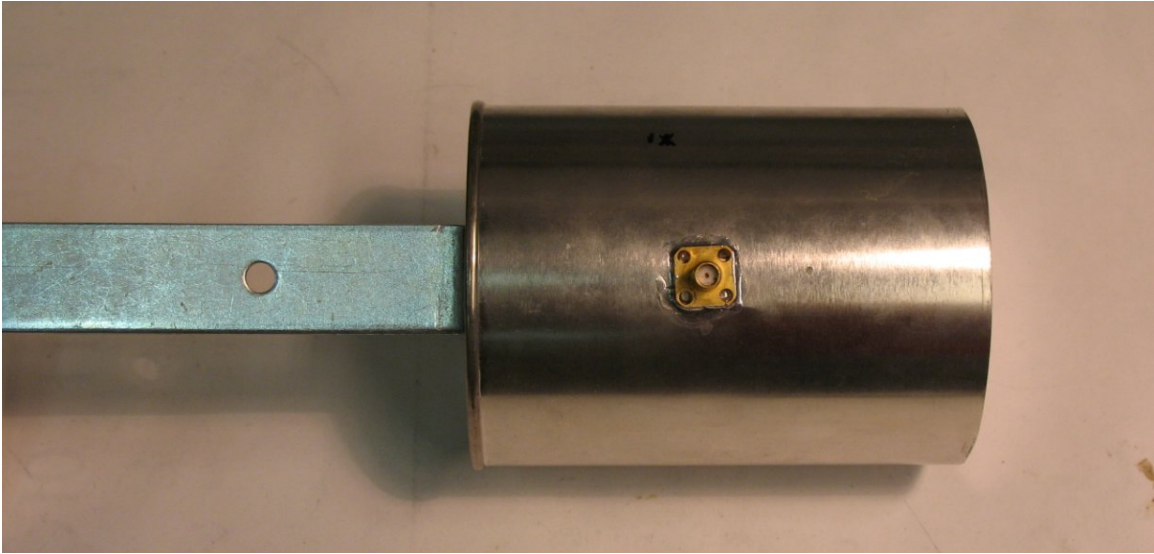


Slika 2.23: Moja antena.

Antena v živo zgleda tako, kot jo prikazano na spodnjih slikah.



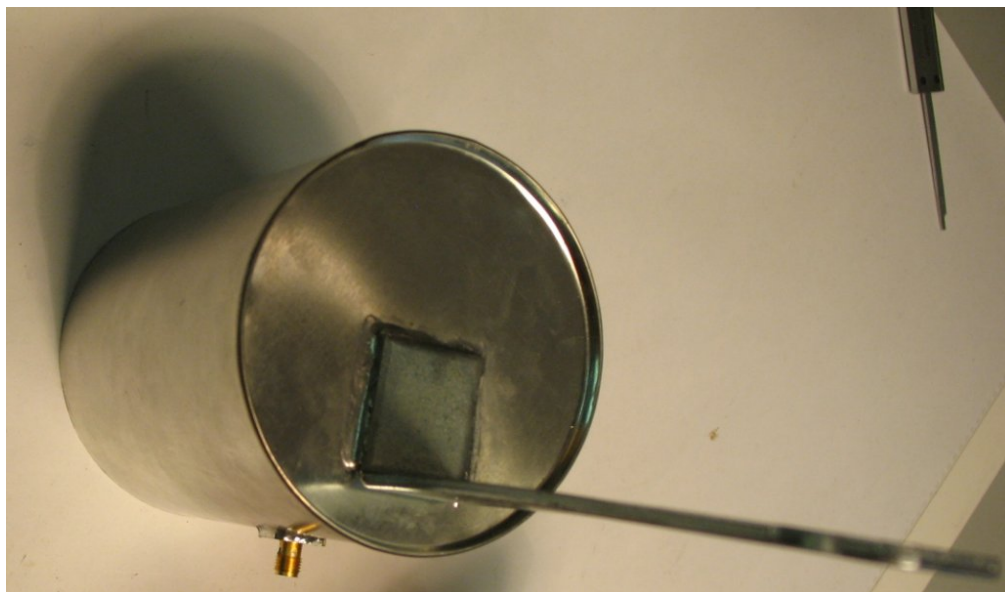
Slika 2.24: Pogled od strani, zgoraj.



Slika 2.25: Pogled spodaj.

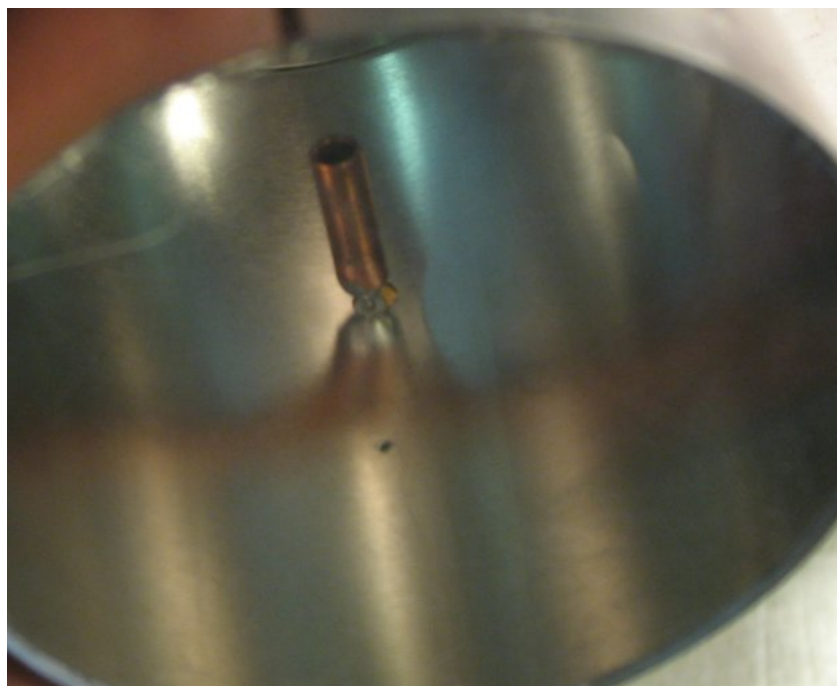


Slika 2.26: Pogled v anteno.



Slika 2.27: Pogled od zgoraj.

Ker je antena izpostavljena različnim vremenskim pogojem, se v njej lahko kondenzira vlaga. V ta namen je potrebno na spodnji strani antene izvrtati majhno luknjico, da lahko voda zapusti notranjost antene. Na spodnji sliki lahko vidimo luknjico, ki je postavljena naprej od vzbujevalne antenice.



Slika 2.28: Luknjica zaradi kondenza.

2.3 Biquad antena

2.3.1 Zančne antene

Zančne antene se od drugih anten razlikujejo po enostavnosti, nizkim stroškom izdelave, ter vsestranskosti. Najdemo jih v različnih oblikah, kot so elipse, krogi, trikotniki, pravokotniki, kvadrati... Uporabljajo se do frekvenc okrog 3 GHz. Veliko pa se uporabljajo tudi kot elektromagnetne sonde. Razdelimo jih v dve skupini.

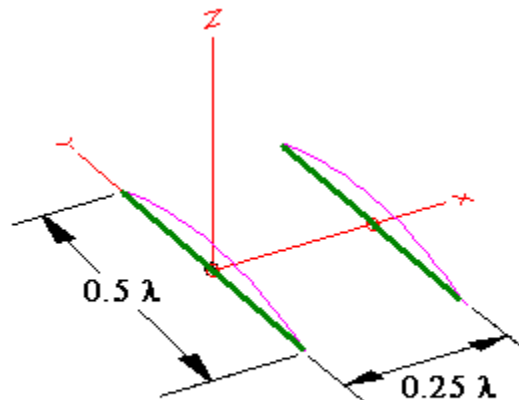
- Majhne zančne antene ($C < 0.1\lambda$)

Električno majhne zanke, imajo zelo nizko sevalno upornost (v primerjavi z izgubno upornostjo). Zvečamo jo lahko tako, da navijemo več zank. Navitja večih zank imajo boljšo sevalno upornost, vendar pa imajo še vedno zelo slab izkoristek. Sevalne karakteristike majhne zanke lahko izboljšamo tako, da vstavimo v sredino feromagnetno jedro. Teke antene najdemo največkrat v AM radijskih sprejemnikih, kjer se uporabljajo feritno- zančne antene.

- Velike zančne antene ($C \approx \lambda$)

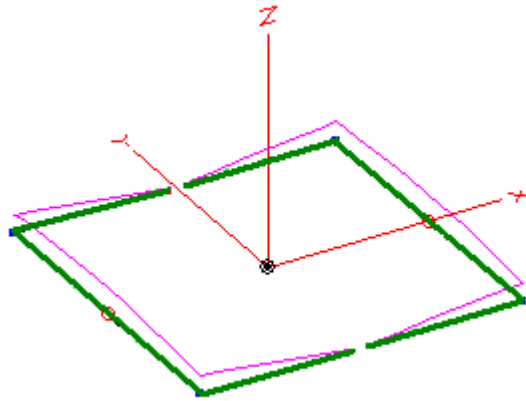
Ker so relativno dolge v primerjavi z majhnimi antenami, distribucija toka na anteni ni več konstantna. Porazdelitev toka in smerni diagram velike zanke lahko sestavimo iz polvalovnih dipolov, ki jih povežemo kot to prikazujejo spodnje slike.

Začnemo z dvema $\lambda/2$ dipoloma, ki sta razmaknjena za $\lambda/4$. Napajalno točko postavimo na sredino vsakega dipola. Porazdelitev toka na dipolih je prikazana z rožnato barvo. Kot je razvidno iz slike, je na koncih obeh dipolov tok enak nič.



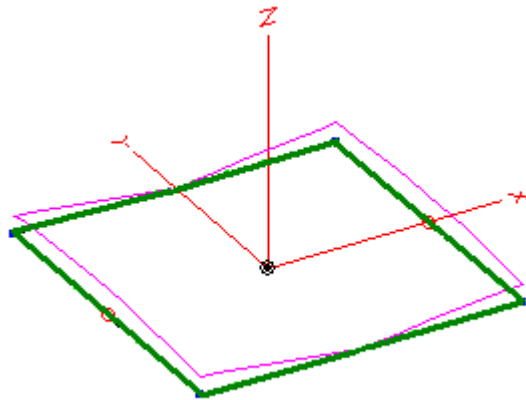
Slika 2.29: Porazdelitev toka na dipolih.

Sedaj vsakega od dipolov ukrivimo v črko »U«, kot to prikazuje slika 2.30. Kot lahko opazimo, se porazdelitev toka na obeh dipolih ne spremeni. Tok je še vedno nič na obeh koncih antene.



Slika 2.30: Ukrivljen dipol.

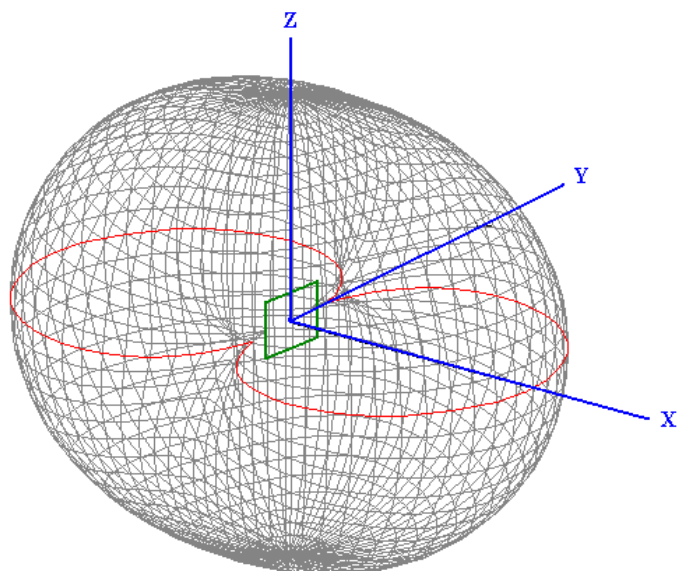
Torej, če je tok na obeh koncih še vedno nič, lahko oba konca zvitega dipola sklenemo. Na ta način dobimo zanko ne, da bi kaj spremenili.



Slika 2.31 Zanka iz dveh dipolov.

Na ta način smo ustvarili zanko, katera je dolga točno eno valovno dolžino. Kot smo dokazali iz električnega stališča, je velika zanka ekvivalentna dvema ukrivljenima dipoloma.

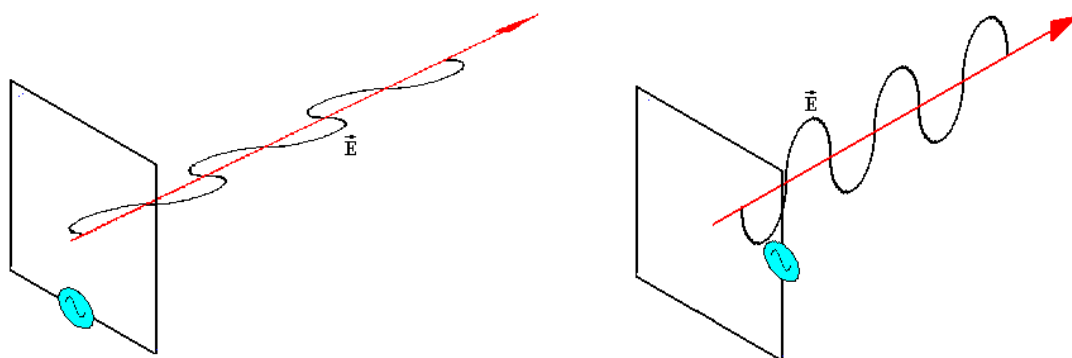
Smerni diagram takšne antene je prikazan na sliki 2.32



Slika 2.32 Smerne diagram velike zanke antene.

Horizontalni del smerne diagrama, ki je označen z rdečo barvo, je enak kot smerne diagram dipola.

Z velikimi zanka mi lahko dosežemo horizontalno, ter vertikalno polarizacijo. Želena polarizacijo dosežemo s postavitvijo napajalne točke na različna mesta. Če je napajalna točka postavljena horizontalno, dobimo horizontalno polarizacijo, če pa je postavljena vertikalno, pa dobimo vertikalno. To je razvidno iz slike 2.33



Slika 2.33: Polarizacija zanke.

Vsa dosedanja razlaga se nanaša na kvadratne zanke antene. Zelo zanimivo pa je, da pri velikih zankah oblika ni pomembna. Dokler je zanka dolga okoli eno valovno dolžino, bo smerne diagram zelo podoben tistemu prikazanemu na sliki 2.32

S spreminjanjem oblike zanke lahko vplivamo na dobiček takšne antene. Dobitek je odvisen od ploščine znotraj zanke. Ker ima krog zasede največjo površino ima tudi

največji dobitek, trikotna oblika zanke pa ima najmanjšega. Realna izguba pri trikotniku v primerjavi z krogom je okrog 1 dB.

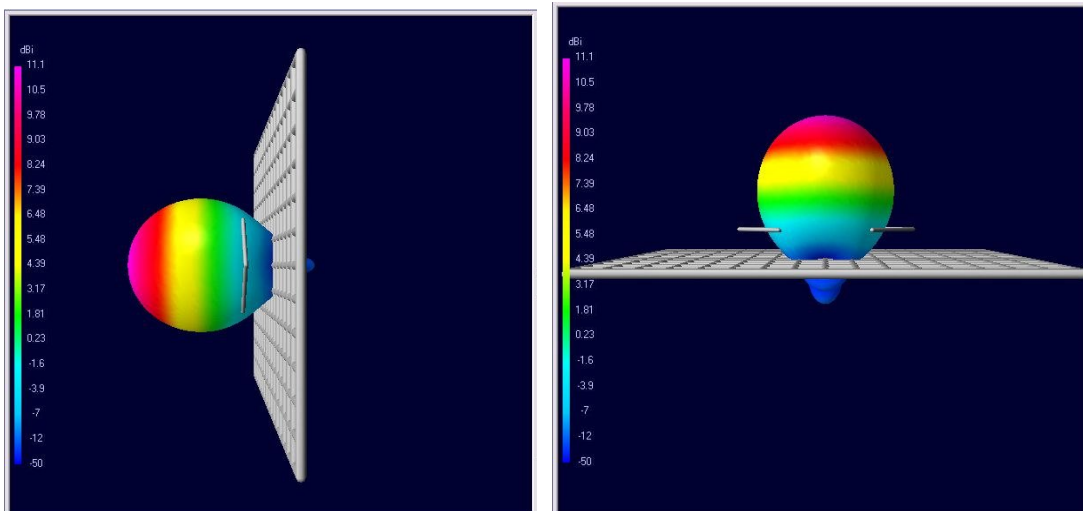
Zančne antene lahko združujemo v polja po istem postopku, kot dipole. Polje zančnih antene se imenuje četverkotno polje (angl. quad array), ker so zanke največkrat v obliki kvadrata.

Vhodna impedanca zanke je odvisna od njene oblike. Spreminja se med 100 ohm-ov za trikotno zanko in 130 ohm-ov za okroglo zanko. Takšna impedanca ni dobra za prilagoditev na standardne 50 ohm-ske prenosne vode, zato potrebujemo prilagoditev impedance.

2.3.2 Biquad antena

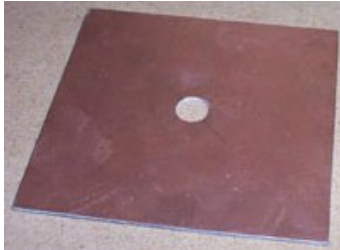
Antena je v bistvu zančna antena. Sestavljena je iz dveh pravokotnih zank, od katerih je vsaka dolga približno eno valovno dolžino. Ker ima vsaka zanka impedanco okrog 100 ohm-ov, lahko z dvema vzporednima dosežemo impedanco okrog 50 ohm-ov, kar je zelo dobro za prilagoditev antene na standardne 50 ohm-ske priključke. Ker gre za dvojno zanko, pridobimo 3 dB, ravno tako pa pridobimo 3 dB z reflektorjem, kateri nam usmeri signal samo v eno smer.

Smerni diagram v treh dimenzijah je prikazan na sliki 2.34.



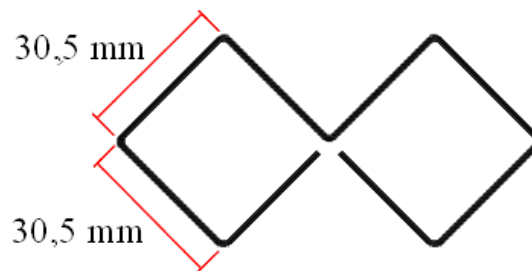
Slika 2.34 Smerni diagram biquad antene prikazan s strani in od zgoraj.

Antena je bila sprva izdelana po načrtu Trevor Marshalla [9]. Izdelamo jo iz kvadratne kovinske ploščice velikosti 123x123 mm, ki služi kot reflektor. Največkrat je uporabljena bakrena ploščica, ki se uporablja pri izdelavi tiskanih vezjih. Točno na sredino ploščice izvrtamo luknjo, skozi katero bomo potem speljali vodnik, na katerega kasneje prispajkamo glavni element antene.



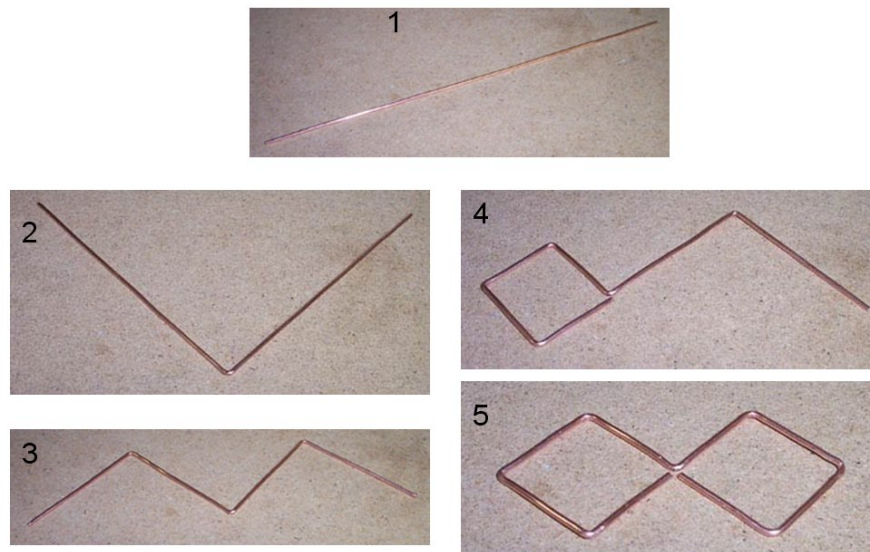
Slika 2.35: Reflektor antene.

Ko imamo končan reflektor, se lotimo izdelave glavnega elementa. Tu moramo biti zelo pazljivi, saj se vsako odstopanje pozna kot slaba prilagoditev antene. Izdelamo ga kot kaže slika 2.36



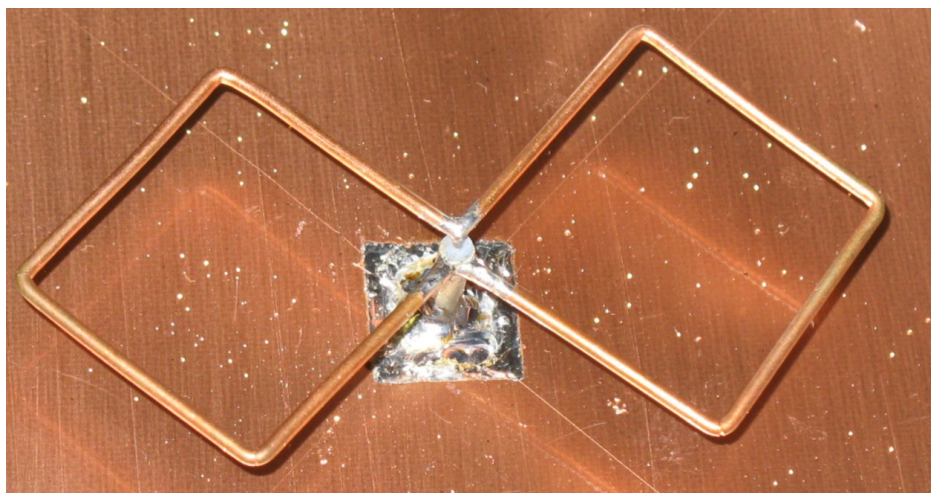
Slika 2.36: Mere elementa.

Narejen je iz bakrene žice premera 1,6 mm. Sredine zvite žice so razmaknjene okrog $\lambda/4$, ter zvite pod kotom 90 stopinj. Ta element najlažje izdelamo, če se držimo zaporedja, ki ga prikazujejo slike 2.37



Slika 2.37 Izdelava elementa.

Ko imamo izdelan glavni element, ga prispajkamo na kabel, ki je prispajkan tudi na reflektor. Sredino glavnega elementa prispajkamo na srednjo žilo kabla, ostala dva konca pa na oklop. Zgornji opis prikazuje slika 2.38.



Slika 2.38: Sestavljena antena.

Element je oddaljen od reflektorja okrog 15 mm.

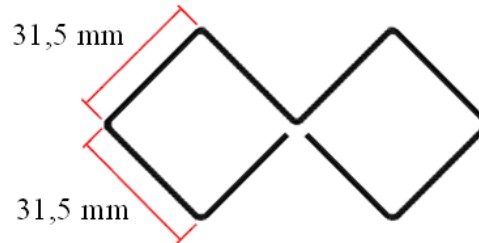
Ker je antena narejena za zunanost, je bilo potrebno tudi zanjo izdelati posebno zaščitno škatlo, katera jo bo varovala pred različnimi vremenskimi vplivi. Škatla mora vsebovati tudi nosilec, s katerim lahko anteno pritrdimo kamor hočemo.

Kot pri prejšnjih antenah se tudi pri tej prilagoditev čisto pokvari, ko jo damo v zaščitno škatlo, zato je bilo potrebno element na novo konstruirati. Zaščitna škatla je na anteno vplivala tako, da je dvignila frekvenco na kateri je bila antena prilagojena. V ta namen je bilo potrebno elementu podaljšati dimenzije, da je bila sama antena prilagojena nekoliko

prenizko. Ko damo anteno v škatlo, pa se ji frekvenca dvigne ravno za toliko, da je antena najbolj prilagojena na sredini frekvenčnega področja WLAN (2,445 GHz).

Škatla je narejena iz pvc polkrožnega elementa, ki ima na vrhu prilepljeno 2 mm debelo pleksi steklo. Takšna škatla je zelo primerna za zunanost, saj nima nikjer nobenih delov kjer bi se lahko zadrževala voda, led ali sneg.

Antena, ki je prilagojena tudi v tej škatli dobi dimenzije, ki jih prikazuje spodnja slika.

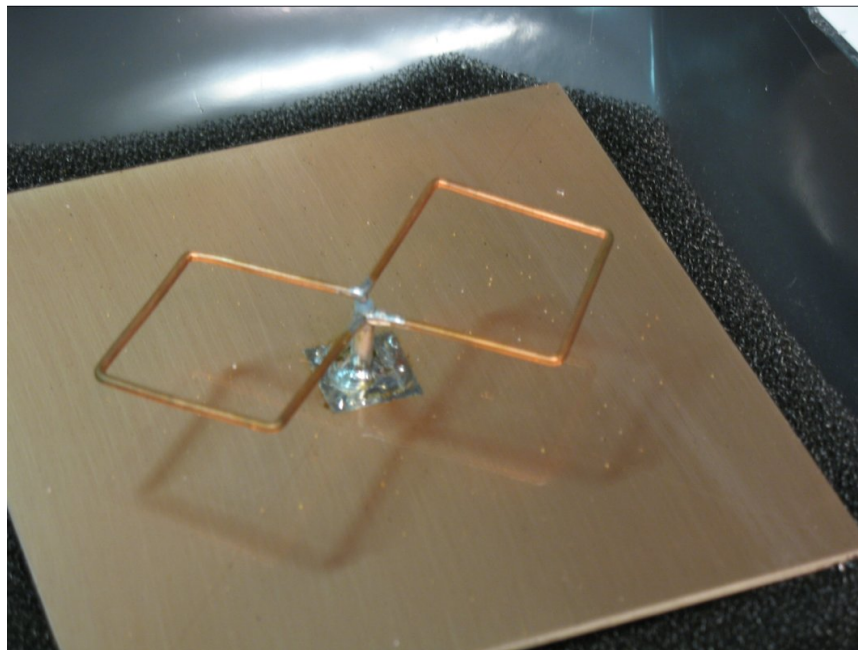


Slika 2.39: Nove dimenzije elementa.

Element je oddaljen od reflektorja 12,5 mm, velikost ploščice reflektorja, pa ostane ista.

Konstrukcija te antene mi je vzela dokaj veliko časa, saj sem izdelal več kot štirideset prototipov te vrste antene. Za končno verzijo te vrste antene sem izdelal dve, ki sta skoraj identični, njuni rezultati pa opisani tudi v nadaljevanju.

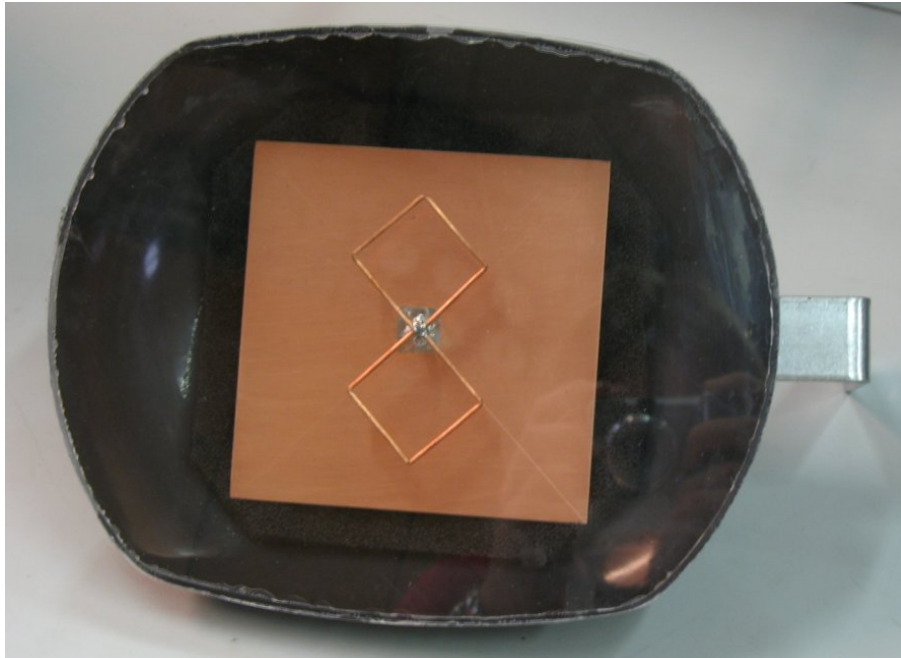
Končna verzija te antene izgleda, kot to prikazujejo spodnje slike:



Slika 2.40: Pogled v anteno brez zaščitnega pokrova.

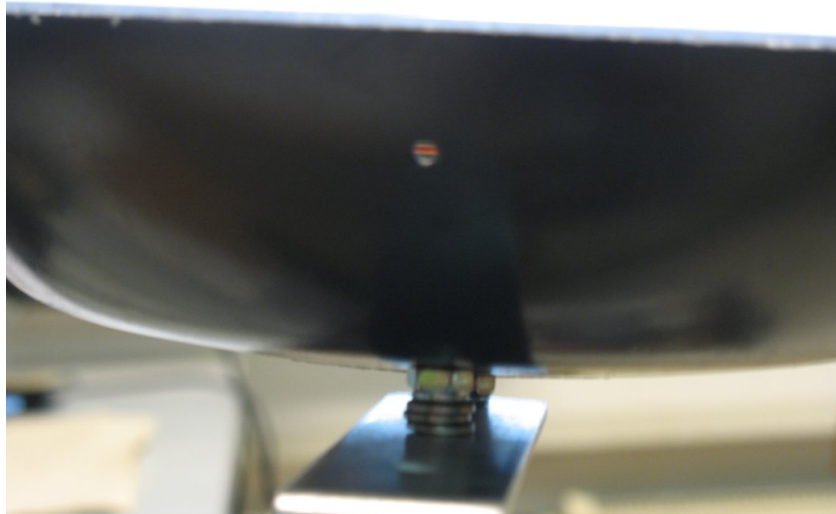


Slika 2.41: Pogled Iz strani.



Slika 2.42: Pogled od spredaj z zaščitnim pokrovom.

Ker se lahko v anteni lahko kondenzira vlaga, mora imeti tudi ta antena na dnu izvrtano luknjico, vlaga lahko zapusti notranjost antene. To je prikazano na spodnji sliki.



Slika 2.43: Luknjica v spodnjem delu antene.

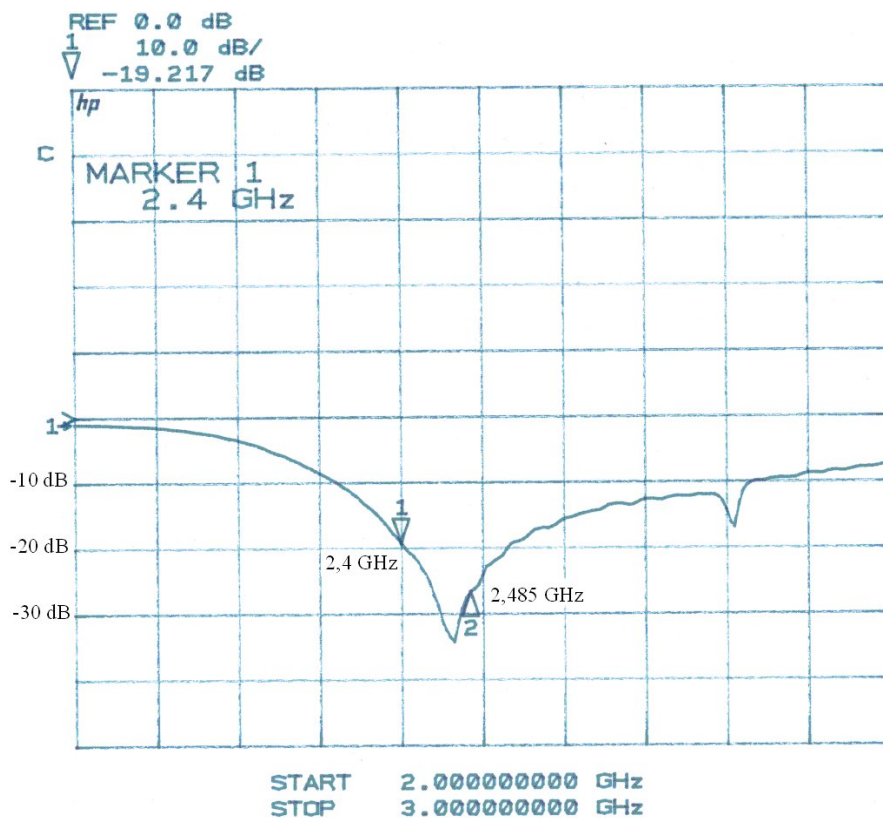
3. Meritve anten

Pri meritvah smernega diagrama ter dobitkov, je potrebno zagotoviti, da so antene v področju daljnega polja (Fraunhoferjevo področje). Pri manjših antenah, kot sta biquad in okrogel valovodni lijak se meritve še da izvalati v laboratoriju. Pri valovnem vodniku pa postane razdalja med antenami prevelika za laboratorijsko meritev, ter je bilo zato potrebno anteno izmeriti na strehi fakultete.

3.1 Meritev prilagojenosti anten

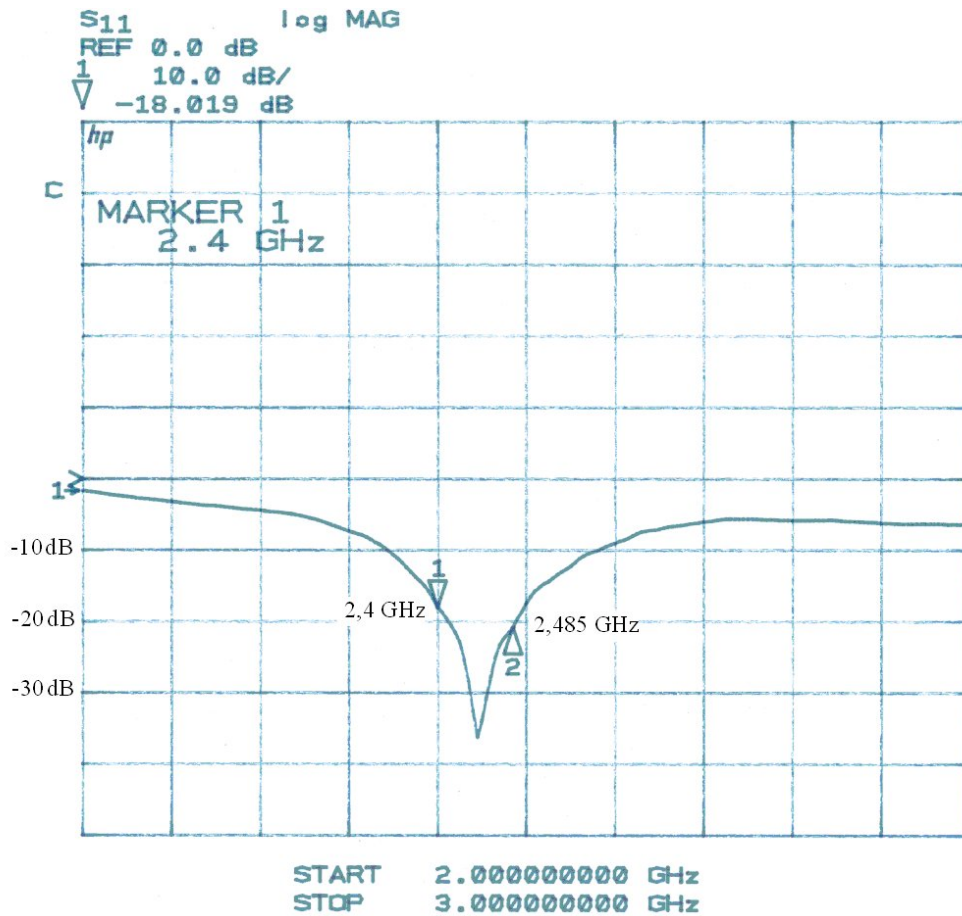
Prilagojenost anten (RL) za področje WLAN sem meril z analizatorjem vezij. Najbolje je prilagojen okrogli valovodni lijak, nato mu sledita oba biquada, še vedno dovolj dobro prilagoditev pa mi je uspelo doseči tudi z valovnim vodnikom. Rezultati meritev so podani na spodnjih slikah.

Slika 3.1 prikazuje prilagoditveno slabljenje okroglega valovodnega lijaka. Kot je razvidno iz slike je najslabša točka $-19,2$ dB, celotno ostalo področje pa je daleč pod -20 dB.



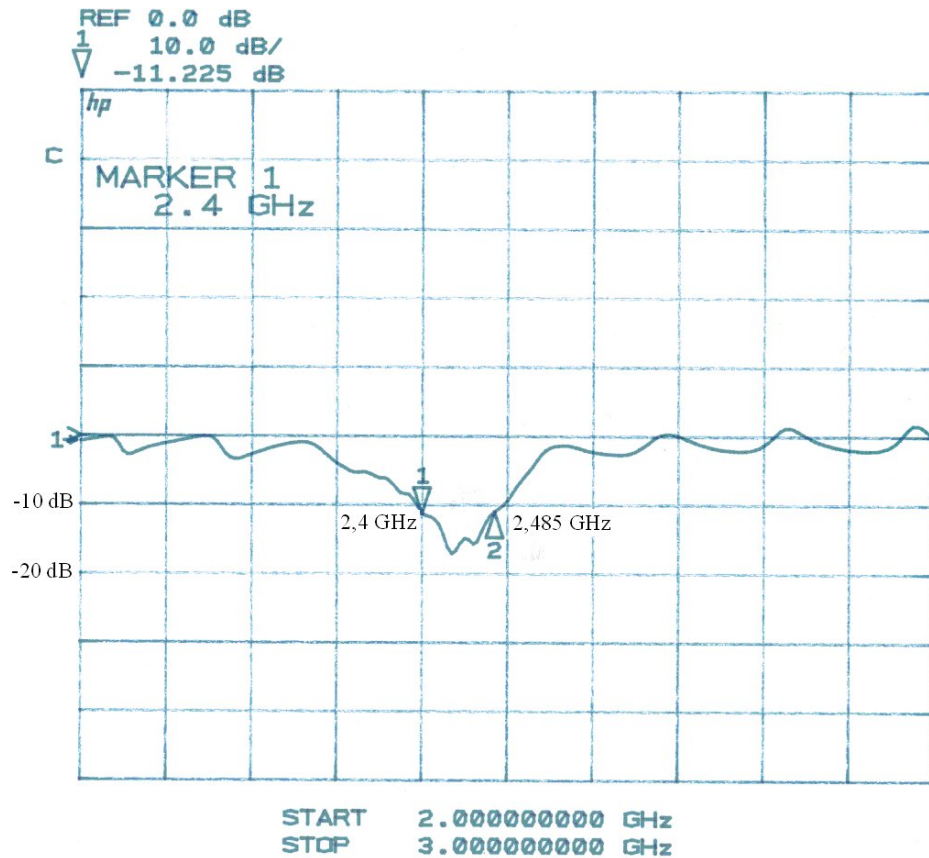
Slika 3.1: Prilagoditveno slabljenje okroglega valovodnega vodnika.

Na sliki 3.2 je prikazano prilagoditveno slabljenje Biquad antene. Prilagoditev obeh biquadov je skoraj identična, zato bo tu predstavljena le ena. Kot je razvidno iz slike, je biquad v primerjavi z okroglim valovodnim lijakom zelo ozkopasoven. Najboljše je antena prilagojena na sredini območja, najslabša točka pa je pri 2,4 GHz, kjer prilagoditveno slabljenje znaša okrog -18 dB.



Slika 3.2: Prilagoditveno slabljenje biquad antene.

Kot zadnji je predstavljen valovni vodnik. Z vsemi popravki, ki so bili opisani zgoraj, mi ga še vedno ni uspelo prilagoditi tako dobro kot preostale tri antene. Dosega pa zadovoljivo prilagoditev, saj je prilagoditveno slabljenje čez celotno področje WLAN manjše od -11 dB. To je tudi prikazano grafično na sliki 3.3.



Slika 3.3: Prilagoditveno slabljenje valovnega vodnika.

3.2 Meritev dobitkov in faznega središča okroglega valovodnega lijaka in biquada

3.2.1 Fazno središče antene

Fazno središče antene je bilo izmerjeno po postopku opisanem v prvem poglavju (1.10).

- **Biquad:** Fazno središče ima na koncu, kjer je nameščen glavni element.
- **Okrogel vajvodni lijak:** Fazno središče ima 38 mm od zadnje kovinske plošče.
- **Valovni vodnik:** Ker je sestavljen iz dipolov, vemo da bo fazno središče na sredini med režami.

3.2.2 Meritev dobitka

Dobitek smo merili po metodi kjer dobitok izračunamo iz slabljenja v radijski zvezi. Merili smo s tremi različnimi antenami, katerih dobitkov nismo poznali. Izmerili smo dobitke za vse tri antene na treh različnih frekvencah (na sredini področja 2,445 GHz ter na robih 2,4 GHz in 2,485 GHz). Rezultati, ki so bili izmerjeni so podani spodaj.

Biquad-Biquad			
Frekvenca [Ghz]	Oddajna moč [dBm]	Sprejeta moč [dBm]	Razdalja [cm]
2,4	-21,17	-44,0	160
2,445	-20,83	-43,83	160
2,485	-21,33	-44,9	160

Tabela 3.1: Biquad-Biquad.

Biquad(1)-Okrogel valovodni lijak			
Frekvenca [Ghz]	Oddajna moč [dBm]	Sprejeta moč [dBm]	Razdalja [cm]
2,4	-21,17	-47,17	159
2,445	-20,83	-46,83	159
2,485	-21,33	-47,17	159

Tabela 3.2: Biquad(1)-Okrogel valovodni lijak.

Biquad(2)-Okrogel valovodni lijak			
Frekvenca [Ghz]	Oddajna moč [dBm]	Sprejeta moč [dBm]	Razdalja [cm]
2,4	-21,17	-47,33	159
2,445	-20,83	-46,83	159
2,485	-21,33	-47,36	159

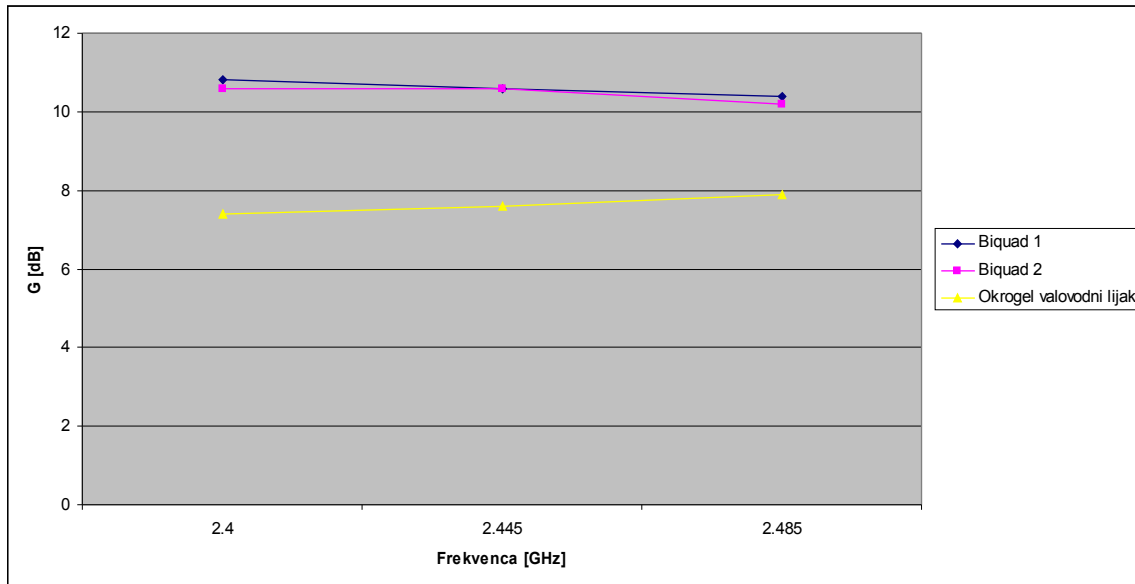
Tabela 3.3: Biquad(2)-Okrogel valovodni lijak.

Iz zgornjih podatkov lahko izračunamo dobitke vseh treh anten na vseh treh frekvencah. Podani so v spodnji tabeli.

Frekvenca [GHz]	$G_{\text{Bikvad 1}}$ [dBi]	$G_{\text{Bikvad 2}}$ [dBi]	$G_{\text{Okrogel val. lij.}}$ [dBi]
2,4	10,8	10,6	7,4
2,445	10,6	10,6	7,6
2,485	10,4	10,2	7,9

Tabela 3.4: Izračunani dobitki vseh treh anten.

Izračunani dobitki, so predstavljeni tudi grafično na sliki 3.4.

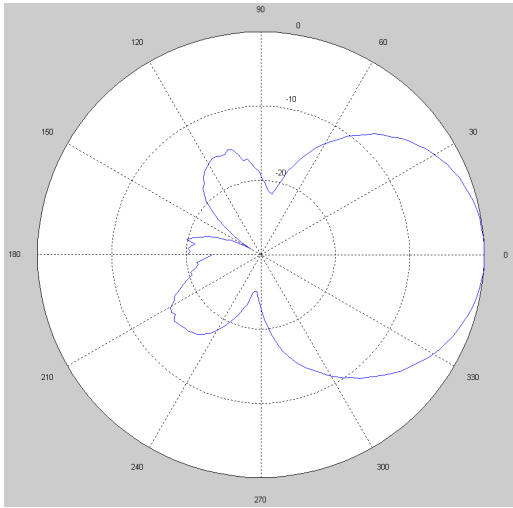


Slika 3.4: Dobitki anten predstavljeni grafično.

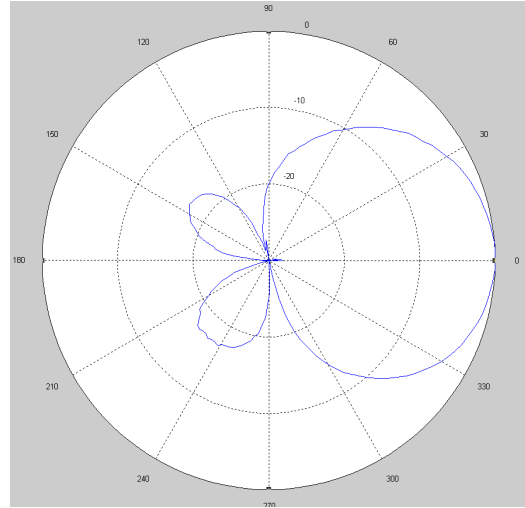
Kot je razvidno iz slike, se pri okroglem valvodnem lijaku zgodi z dobitkom kar sem opisal že prej. Smernost in dobitok lijaka se z naraščanjem izmer oziroma višanjem frekvence počasi višata. Z višanjem frekvence (oziroma večanjem premera lijaka) se začnejo pojavljati tudi višji valvodni rodovi, ki kazijo delovanje antene.

3.2.3 Meritev smernega diagrama

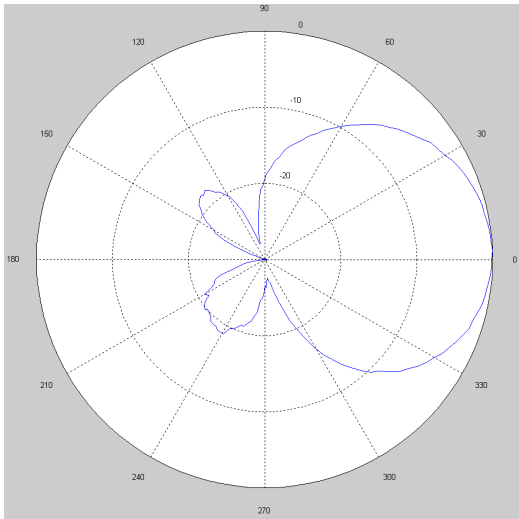
Pri smernem diagramu je najbolj pomembno, da se antena vrti okrog faznega središča, ki smo ga prej izmerili. Na spodnjih slikah so prikazani smerni diagrami za obe anteni pri vseh treh frekvencah. Za biquad so smerni diagrami podani v dinamiki 30 dB za E ravnino in 40 dB za H ravnino. Za okrogel valvodni lijak so vsi diagrami podani v dinamiki 20 dB.



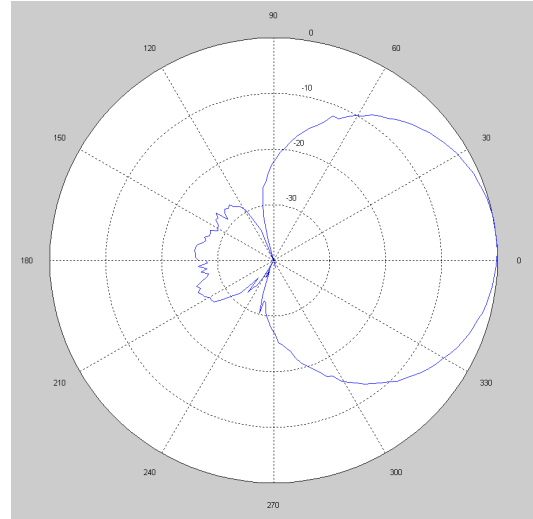
Slika 3.5: Biquad E ravnina – 2400 MHz.



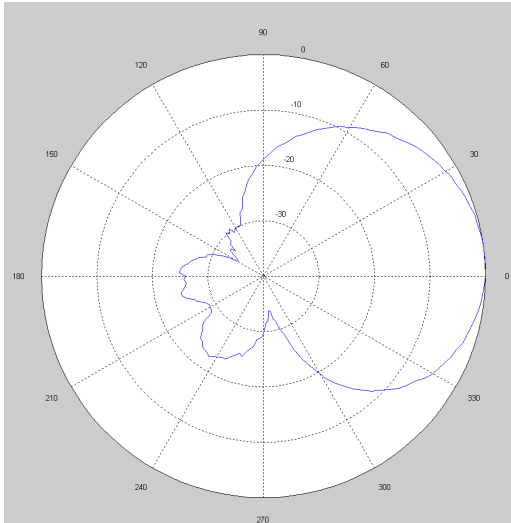
Slika 3.6: Biquad E ravnina – 2445 MHz.



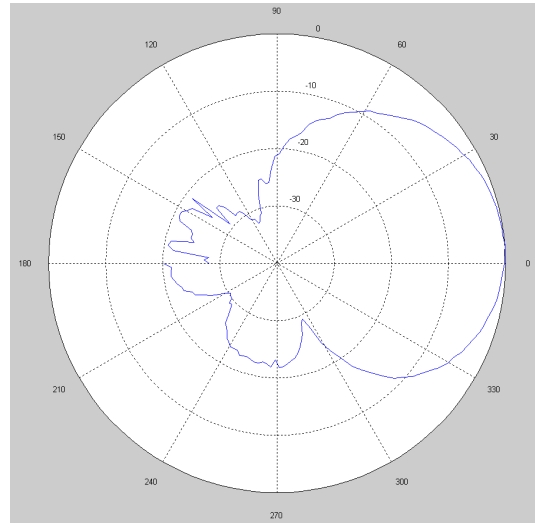
Slika 3.7: Biquad E ravnina – 2485 MHz.



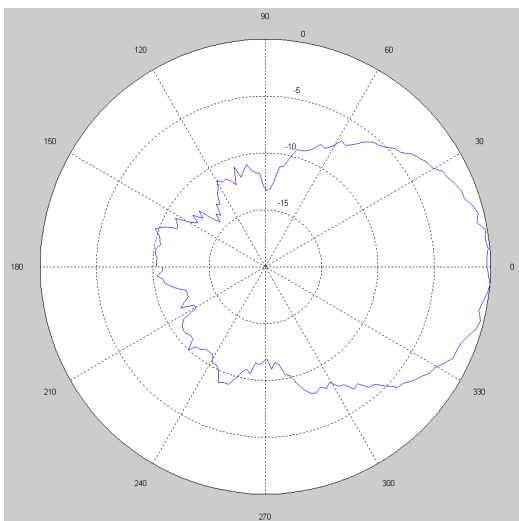
Slika 3.8: Biquad H ravnina – 2400 MHz.



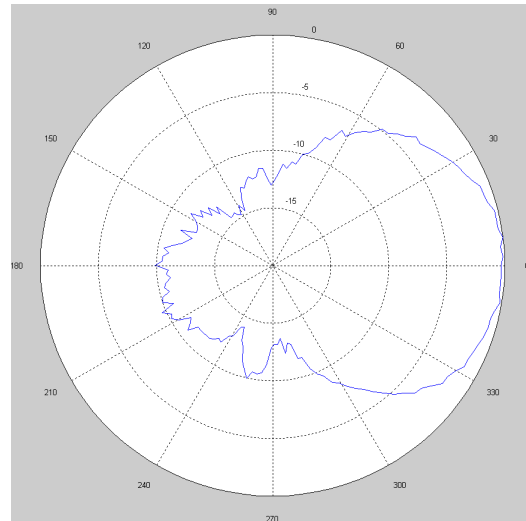
Slika 3.9: Biquad H ravnina – 2445 MHz.



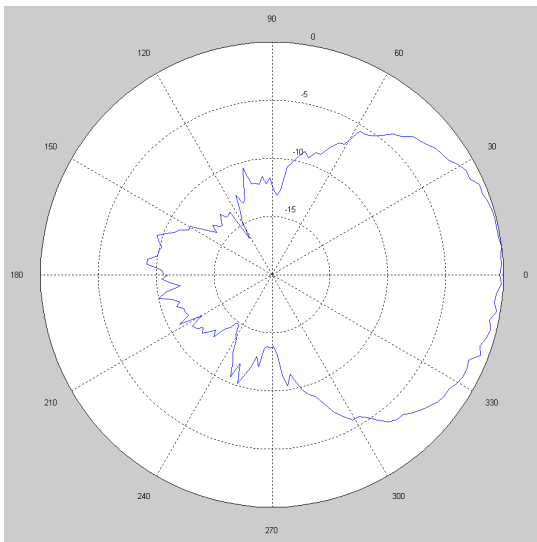
Slika 3.10: Biquad H ravnina – 2485 MHz.



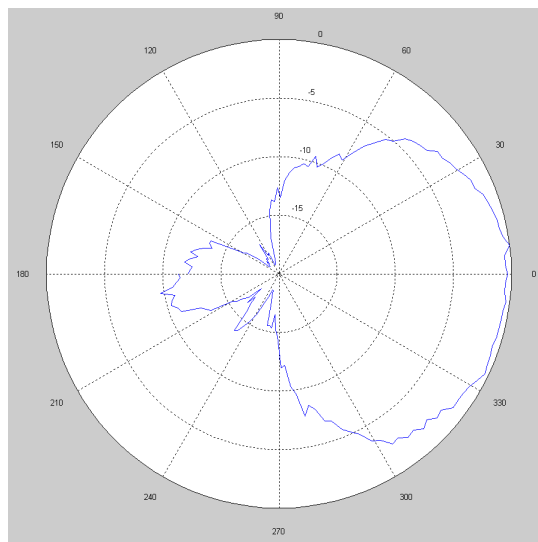
Slika 3.11: Okrogel val. lijak E ravnina– 2400 MHz.



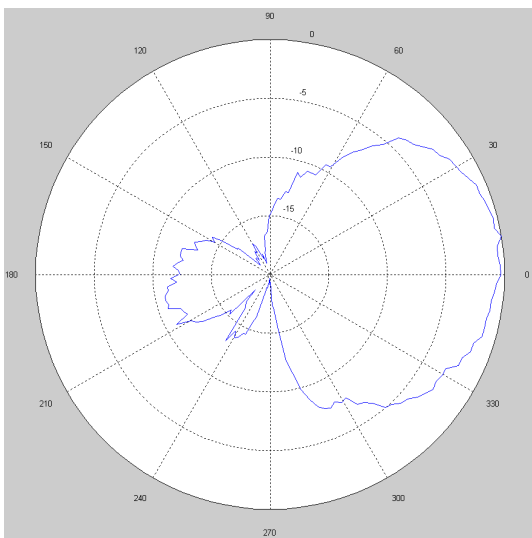
Slika 3.12: Okrogel val. lijak E ravnina- 2445 MHz.



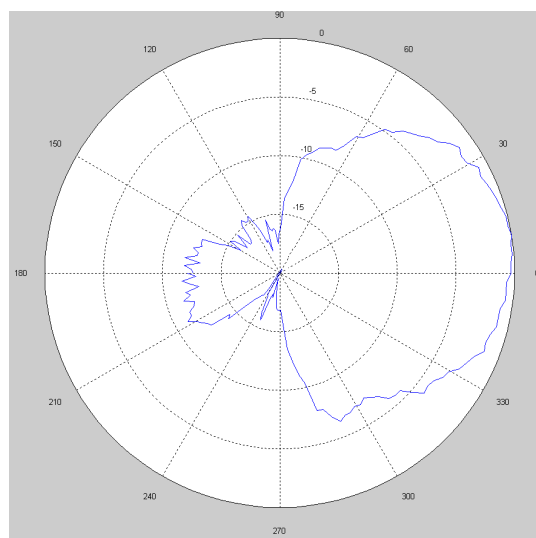
Slika 3.13: Okrogel val. lijak E ravnina-
2485 MHz.



Slika 3.14: Okrogel val. lijak H ravnin-
2400 MHz.



Slika 3.15: Okrogel val. lijak H ravnina-
2445 MHz.



Slika 3.16: Okrogel val. lijak H ravnina-
2485 MHz.

Na spodnjih slikah je prikazano še merilno mesto, na katerem smo merili fazno središče, dobitke in smerne diagrame.



Slika 3.17: Sprejemna antena – Okrogel valovodni lijak.



Slika 3.18: Oddajna antena – Biquad.



Slika 3.19: Sprejemna antena – Biquad.

3.3 Meritev dobitkov biquada, okroglega valovodnega lijaka in valovnega vodnika, ter meritev smernih diagramov valovnega vodnika.

Ker je potrebno pri merjenju smernega diagrama, ter dobitkov anten zagotoviti Fraunhoferjevo razdaljo, je bilo potrebno valovni vodnik meriti na strehi fakultete.

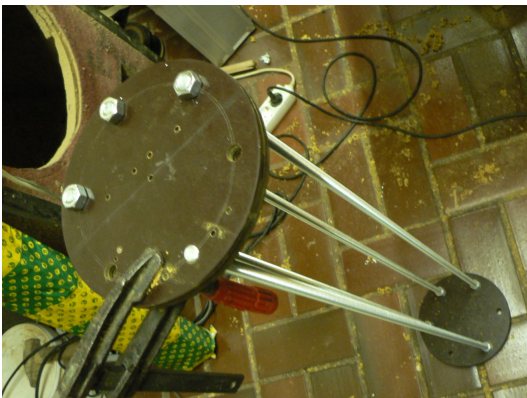
Anteno je bilo potrebno namestiti na drog vrtiljaka, za kar sem moral izdelati posebno srtojalo, ki se je točno prilegalo nastavku na vrtiljaku. Antena se je morala vrteti v krogu, v središču tega kroga pa je moralo biti središče zunanjskega dela profila, kjer so izdobljene reže (fazno središče antene). To pomeni, da je bilo potrebno anteno izmakniti s centra ravno za toliko, da je središče rež prišlo v središče kroga. Izdelal sem stojala za meritev obeh polarizacij. Nekaj slik izdelave je prikazanih v nadaljevanju.



Slika 3.20: Osnovne stranice iz stabilita.



Slika 3.21: Nosilec na anteni.



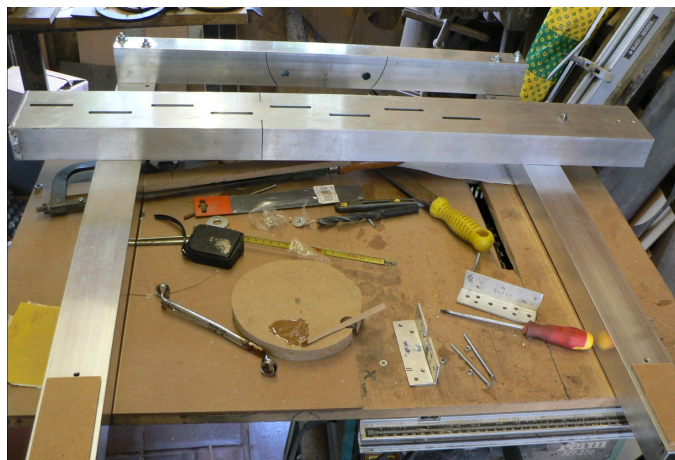
Slika 3.22: Izdelava stojala za meritev horizontalne polarizacije.



Slika 3.23: Izdelava stojala za meritev vertikalne polarizacije.



Slika 3.24: Končano stojalo.



Slika 3.25: Prikaz stojala za meritev vertikalne polarizacije skupaj z anteno.



Slika 3.26: Končano stojalo za meritev horizontalne polarizacije.



Slika 3.27: Prikaz obeh stojal skupaj z anteno.

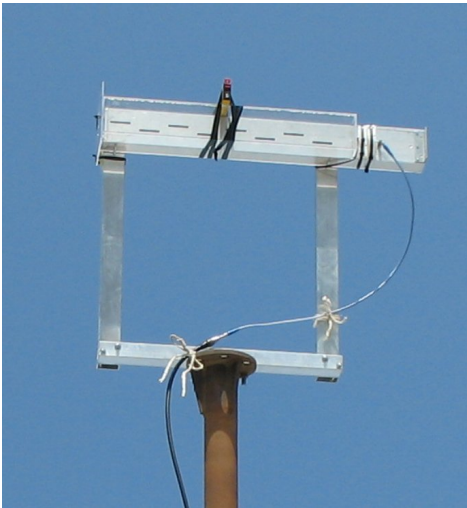
Izmerili smo smerne diagrame ter dobitke valovnega vodnika na frekvencah: 2,4 GHz, 2,44 GHz, ter 2,480 GHz. Na inštrumentu se je bilo potrebno nastaviti začetno, ter končno frekvenco in korak, nato pa je sam izmeril smerne diagrame v eni meritvi za vse frekvence. Žal smo imeli na 2,445 GHz močno motnjo, ki je onemogočala pravilno meritev na tej frekvenci, zato je bilo potrebno izbrati višjo ali nižjo frekvenco za sredino. Če bi izbrali za sredino frekvenco 2,45 GHz, bi bila s tem avtomatično izbrana zgornja meja 2,5 GHz, na kateri pa antena ni več tako dobro prilagojena. V ta namen smo izbrali za srednjo frekvenco 2,440 GHz, ter s tem zgornjo frekvenco, ki je 3 MHz nižja od zgornje frekvence WLAN (2,480 GHz).

Da bi lahko izračunali dobitke valovnega vodnika, je bilo potrebno poznati dobitke še dveh drugih anten, ki delujejo na tem frekvenčnem področju. Izbrali smo antene, ki sem jih izdelal: biquad in okrogli valovodni lijak. Ker njihovih dobitkov nismo poznali na 2,44 GHz, ter 2,48 GHz, smo jih še enkrat izmerili.

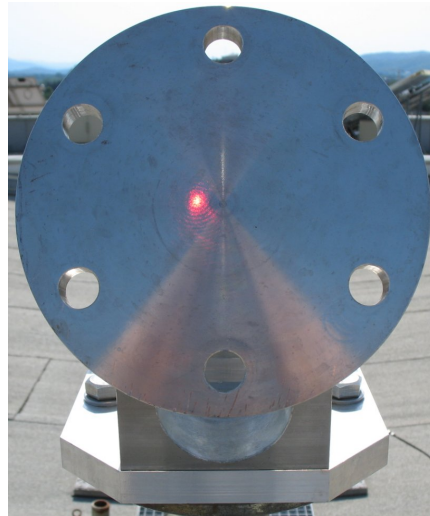
Pred vsemi meritvami je bilo najprej potrebno dobiti razdaljo, ki je večja od 7 m (Fraunhofer). To smo storili tako, da smo najprej dvignili drog na vrtiljaku, nato pa smo stojalo za žarilec premikali nazaj ter z laserskim merilnikom razdalje merili razdaljo. Da nebi bili čisto na robu Fraunhoferjevega področja, smo anteni razmaknili približno 12 m.

3.3.1 Meritev dobitka anten

Najprej smo namestili valovni vodnik na stojalo, ki sem ga izdelal, nanj pa pritrdili laser. Z laserjem smo zadeli točno na podstavek, kjer je bila postavljena druga antena (žarilec). Tako smo res vedeli, da sta anteni dovolj dobro usmerjeni druga proti drugi. Zapisali smo si koordinate, ter valovni vodnik ponovno spustili na tla, da smo iz njega lahko odstranili laser.



Slika 3.28: Laser na valovnem vodniku.



Slika 3.29: Laserski žarek na stojalu žarilca.

Nato smo izmerili vsako anteno z vsako in slabljenje samega kabla. Program nam je sam izračunal dobitke za vse tri antene pri vseh treh frekvencah. Slike iz meritev so podane spodaj.



Slika 2.30: Meritev okroglega val. Lijaka.



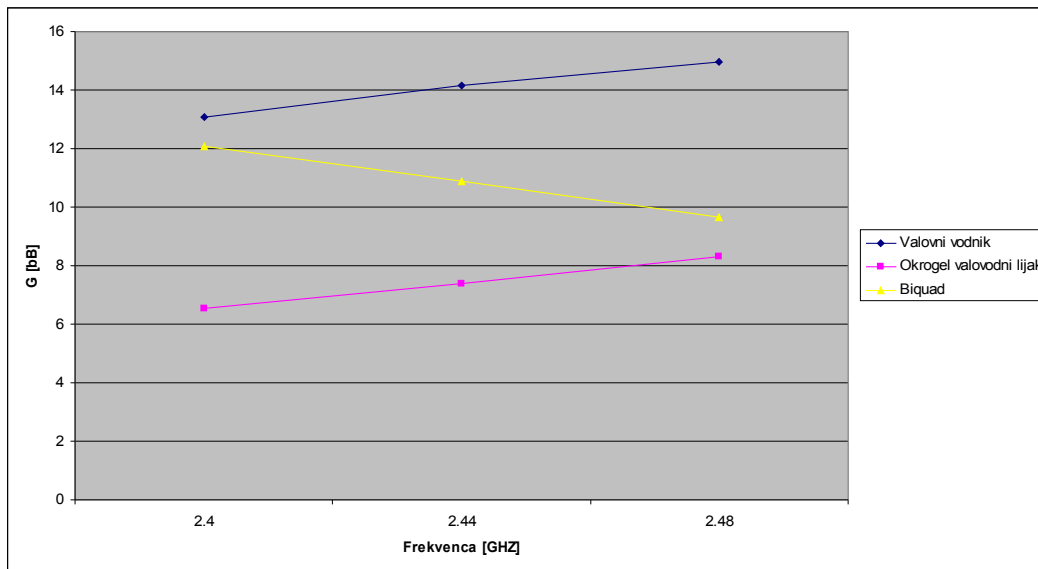
Slika 2.31: Biquad na stojalu.

Dobljeni rezultati so podani v spodnji tabeli.

Frekvenca [GHz]	$G_{\text{val. vodnik}}$ [dBi]	G_{biquad1} [dBi]	$G_{\text{okr.val. lijak}}$ [dBi]
2,4	13,08	12,06	6,53
2,44	14,16	10,87	7,38
2,48	14,95	9,66	8,32

Tabela 3.5: Dobitki anten izmerjeni na strehi fakultete.

Rezultati so prikazani tudi grafično na sliki 3.32.

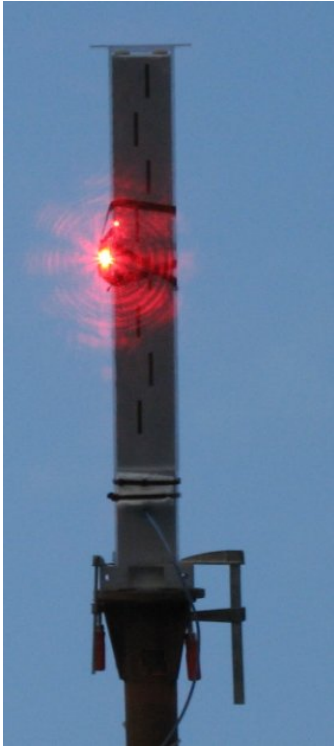


Slika 3.32: Grafični prikaz dobitkov anten.

3.3.2 Merjenje smernih diagramov valovnega vodnika

Za meritev smernih diagramov smo uporabili okrogli valovodni lijak, kot žarilec na stojalu, sprejemna antena pa je bil valovni vodnik, katerega smo dvignili na stojalu v zrak, da nebi prišlo do odbojev. Za meritev smo si sposodili poseben inštrument, kateri je bil sposoben izmeriti smerne diagrame na več frekvencah hkrati, pri eni sami meritvi. Isto kot pri merjenju dobitka, smo tudi tu imeli motnjo pri 2,445 GHz, zato smo meritve opravili pri 2,4 GHz, 2,440 GHz in pri 2,480 GHz.

Za vertikalno polarizacijo smo že pri merjenju dobitka usmerili anteno z laserjem tako, da je bila usmerjena točno v žarilec. Za horizontalno polarizacijo pa je bilo potrebno valovni vodnik obrniti, ter z laserjem še enkrat anteno usmeriti proti stojalu, kjer je bil žarilec. Ker smo laser namestili ob rob valovnega vodnika, se je morala pika laserje pojaviti na stojalu, vendar zamaknjena za 7 cm od centra. To prikazujejo slike 3.33 in 3.34.



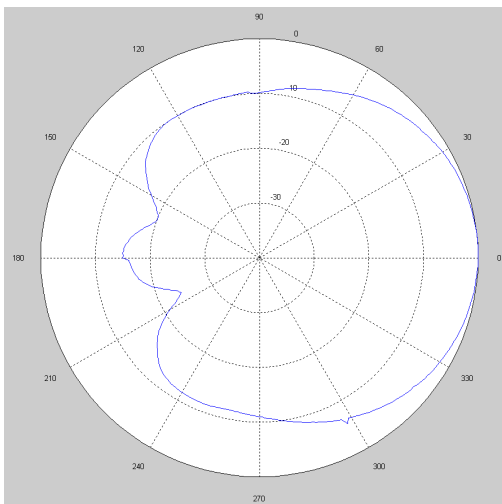
Slika 3.33: Laser na valovnem vodniku.



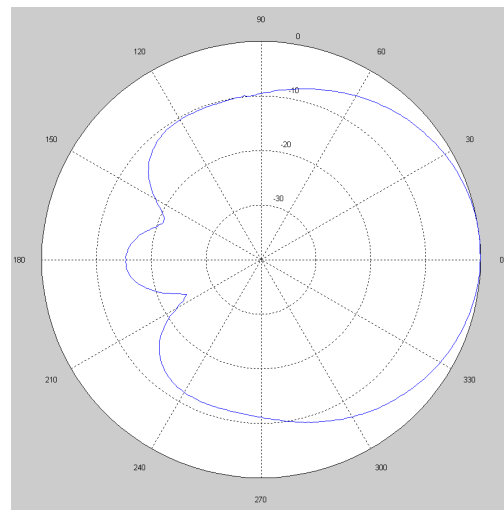
Slika 3.34: Laserski žarek na stojalu.

Ko smo spet z laserjem zadeli stojalo na katerega smo nato pritrdili žarilec, smo si zapisali koordinate. Nato smo valovni vodnik spustili nazaj na tla in iz njega odstranili laser, da nebi vplival na meritev. Na stojalo smo spet namestili žarilec, ter ponovili meritev smerne diagrama še za horizontalno polarizacijo.

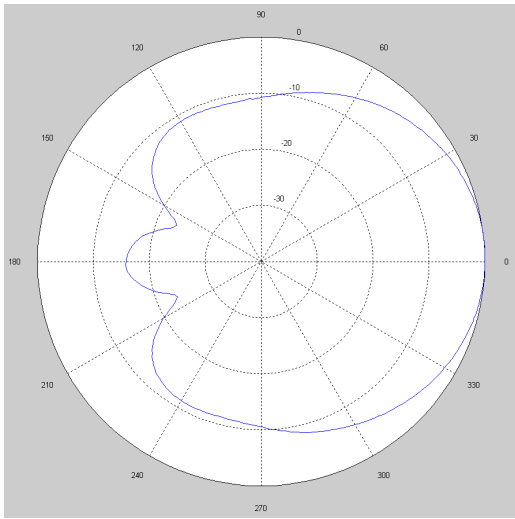
Izmerjeni rezultati so prikazani na spodnjih slikah. Vsi diagrami so prikazani v dinamiki 40 dB.



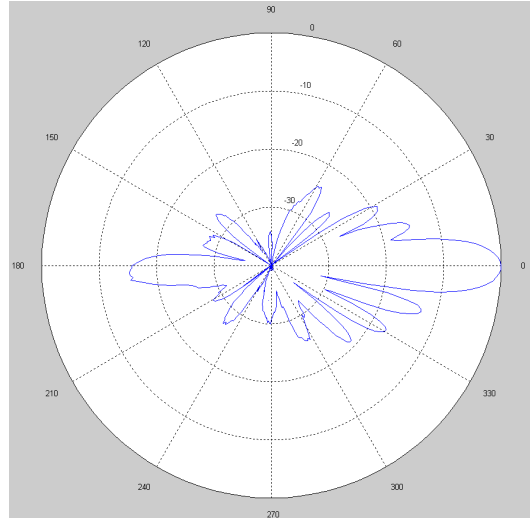
Slika 3.35: Valovni vodnik E-ravnina-2400 MHz.



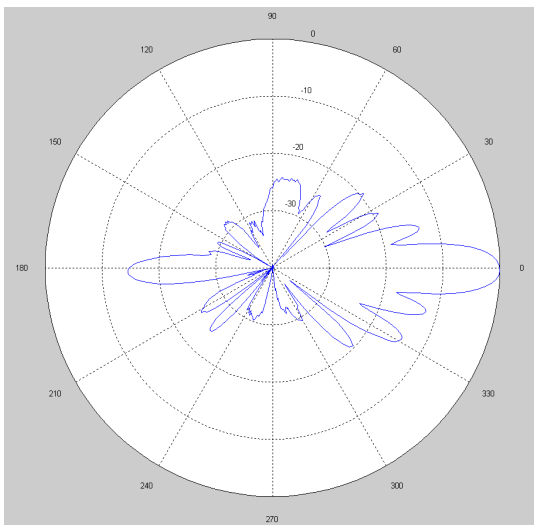
Slika 3.36: Valovni vodnik E-ravnina-2440 MHz.



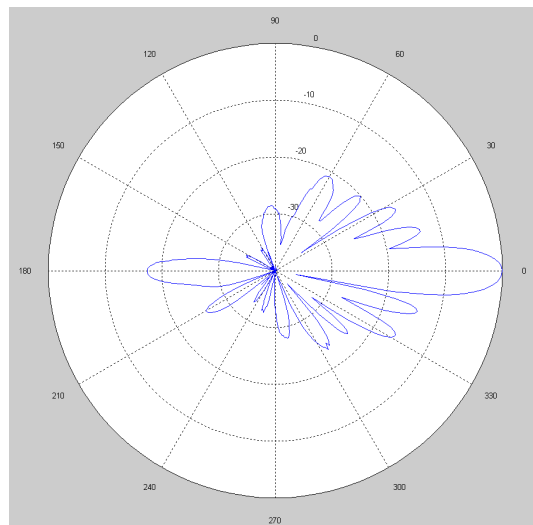
Slika 3.37: Valovni vodnik E-ravnina-2400 MHz.



Slika 3.38: Valovni vodnik H-ravnina-2400 MHz.



Slika 3.39: Valovni vodnik H-ravnina-2440 MHz.



Slika 3.40: Valovni vodnik H-ravnina-2480 MHz.

Na spodnjih slikah je prikazanih še nekaj slik iz merilnega mesta.



Slika 3.41: Valobni vodnik dvignjen na vrtiljaku z laserjem.



Slika 3.42: Antena na vrtiljaku slikana od spodaj.



Slika 3.43: Usmerjanje valovnega vodnika proti žarilcu s pomočjo laserja.



Slika 3.44: Uporabljeni inštrumenti.

4. Slovar uporabljenih kratic

- **WLAN** - Brežično lokalno omrežje (**W**ireless **L**ocal **A**rea **N**etwork).
- **SWR** – Odnos stojnih valov (**S**tanding **W**ave **R**atio).
- **VSWR** – Napetostno razmerje stojnih valov (**V**oltage **S**tanding **W**ave **R**atio).
- **RL** - Prilagoditveno slabljenje (**R**eturn **L**oss).
- **D** – Smernost (**D**irectivity).
- **G** – Dobitek (**G**ain).

5. Seznam gradiva

- [1] M. Vidmar, *Sevanje in razširjanje – Laboratorijske vaje*, Založba FE in FRI, 1998
- [2] M. Vidmar, *Na sneg in led odporni lonci za 23cm in 13cm*, RTV klub Murska Sobota 1999
- [3] J. Mlakar, *Elektromagnetno valovanje*, Založba FE in FRI, 2002
- [4] R. Vilhar, *Dvojne reže v pravokotnem valovodu - antene s krožnim diagramom v azimutni ravnini in horizontalno polarizacijo*, RTV klub Murska Sobota 1999
- [5] B. Shelly, J. Morin, S. Nelson, D. Pingree, J. Costa, J. Shea, *The arrel antenna book*, The American Radio Relay League, Inc., 1997
- [6] T. Milligan, *Modern antenna design*, R.R. Donnelly & Sons Company, 1985
- [7] http://www.w1ghz.org/antbook/ch7_part1.pdf
- [8] http://www.w1ghz.org/antbook/ch7_part3.pdf
- [9] <http://martybugs.net/wireless/biquad/>
- [10] [http://en.wikipedia.org/wiki/Antenna_\(radio\)#Gain](http://en.wikipedia.org/wiki/Antenna_(radio)#Gain)
- [11] <http://en.wikipedia.org/wiki/VSWR>
- [12] http://en.wikipedia.org/wiki/Radiation_resistance
- [13] http://antena.fe.uni-lj.si/~lso/gradivo/SK/8p_sk.pdf
- [14] <http://www.maxstream.net/support/knowledgebase/article.php?kb=146>
- [15] <http://www.hamradio.si/~s51kq/pdf/ris2005.pdf>
- [16] <http://www.arrl.org/tis/info/pdf/q1106037.pdf>
- [17] <http://lea.hamradio.si/~s56kpn/Radioamaterstvo/J%20antena/Sem%20ANTENE.pdf>
- [18] <http://www.ycars.org/EFRA/Module%20C/AntLoop.htm>
- [19] <http://members.iinet.net.au/~clark/FreeNet/Waveguide/WaveguideCalculator.zip>
- [20] <http://www.antentop.org/004/files/tr004.pdf>

Izjava

Izjavljam, da sem diplomsko delo izdelal samostojno, pod vodstvom mentorja, prof.dr. Matjaža Vidmarja, univ. dipl. ing. el.. Izkazano pomoč drugih sodelavcev sem v celoti navedel v zahvali.

Adam Raspor