



# MIKROVALNO INŽENJERSTVO PROJEKT

Male helikoidalne antene  
za frekvencije 433MHz i 868MHz

Dorijan Sablić-Nemec  
Lea Mrakovčić  
Matko Glučina  
Igor Virag

Rijeka, 2020.

# Male helikoidalne antene za frekvencije 433MHz i 868MHz

Dorijan Sablić-Nemec, Lea Mrakovčić, Matko Glučina, Igor Virag

Sveučilište u Rijeci, Tehnički Fakultet Rijeka

## 1. Uvod

Cilj ovog rada je dizajnirati dvije male omnidirekionalne helikoidalne antene za komunikaciju na frekvencijama 433MHz i 868MHz. Ovakve antene pogodne su za komunikaciju između više upravljačkih jedinica kada brzina i količina prenesenih podataka nisu velike a potrebno je jednostavno izvesti relativno velik domet i stabilnu komunikaciju. Često se koriste u Arduino i Raspberry Pi projektima raznih namjena, uglavnom za komunikaciju sa senzorskim i upravljačkim jedinicama poput bežično upravljivih releja, atmosferskih senzora i sl..

### Geometrija heliksa

Helikoidalnu antenu karakteriziraju dimenzije promjera, visina, kut namatanja ili razmak između namota te broj namota.

Sve veličine mogu se promatrati kao apsolutne ili u relaciji sa valnom duljinom.

$D$  – promjer

$H, A$  – ukupna aksijalna dužina

$S = \frac{H}{N}$  – razmak između zavoja

$N$  – broj zavoja

$C = \pi * D$  – opseg

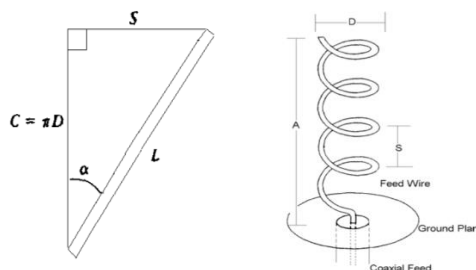
$L = \sqrt{(S)^2 + (C)^2}$  – ukupna duljina jednog namota

$\alpha$  - kut namatanja

Izračun ukupne duljine cijele žice računa se prema relaciji:

$$L_A = \sqrt{\left(\frac{H}{N}\right)^2 + (\pi * D)^2} * N$$

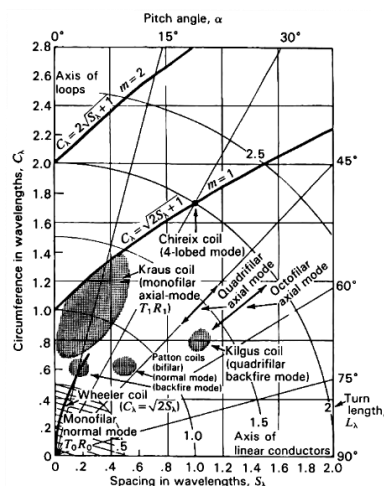
[1]



Slika 1.1 – Geometrija helikoidalne antene

### Režimi rada helikoidalnih anteni

Helikoidalnom antenom moguće je postići nekoliko karakterističnih oblika zračenja, režimi rada uvjetovani su dimenzijama antene. Polarizacija vala je kružna ili eliptična što također zavisi o dimenzijama antene.



Slika 1.2 – Režimi rada helikoidalne antene u  
zavisnosti o električnim dimenzijama opsega i razmaka  
između namota. [1]

### Axial mode zračenje (AMHA)

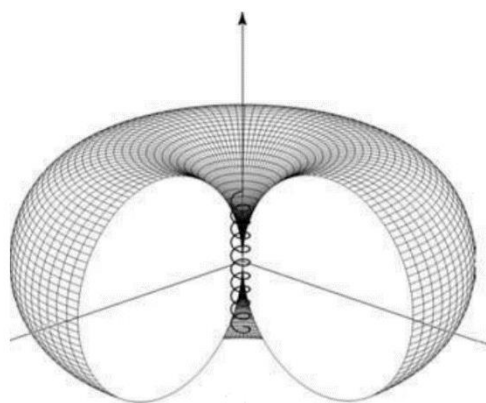
U aksijalnom režimu rada, zračenje je usmjereno duž osi antene a polarizacija je kružna ili približno kružna. Ovaj režim rada postiže se dimenzioniranjem antene gdje je opseg jednog namota približno četvrtini valne duljine te kut namatanja između 12 i 15°. Ovaj režim rada karakterističan je po jednoj dominantnoj latici zračenja usmjerenoj duž osi antene uz nekolicinu nedominantnih sporednih latica.



Slika 1.3 – Axial mode zračenje [2]

### Normal mode zračenje (NMHA)

Normalni režim rada postiže se kada je antena električno vrlo malena, dimenzija mnogo manjih od  $\lambda$ . U ovom režimu rada antena zrači u smjeru normale na os antene, karakteriziraju je dvije dominantne laticice u oba smjera osi normale bez sporednih latica. Ovaj režim rada pogodan je kada je potrebna omnidirekionalna antena. Jedna od negativnih karakteristika je vrlo uzak frekvencijski pojas te niska efikasnost. Polarizacija antene zavisi o dimenzijama te je uglavnom eliptična.

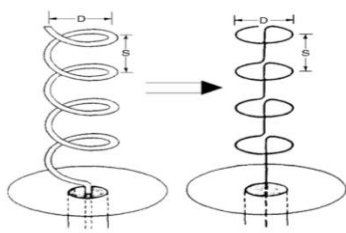


Slika 1.4 – Normal mode zračenje [2]

## 2. Helikoidalna antena kao kombinacija dipola i malih petlji

NMHA odnosno normal mode helicoidalnu antenu moguće je modelirati kao seriju malih petlji i kratkih dipolnih antena.

Prednosti koje ovako izvedena helicoidalna antena u normalnom modu daje su veća sloboda namještanja veličine koja je potrebna kako bi se postigla samorezontantna struktura i veći faktor pojačanja kad je postavljena na reflektirajuću metalnu površinu.



Slika 2.1 – Helikoidalna antena kao serija dipola i malih petlji [3]

Struja spirale je podijeljena na takozvanu “ravnu” struju i na struju petlje koje korespondiraju električnoj struji izvora malog dipola i magnetskoj struji izvora male petlje.

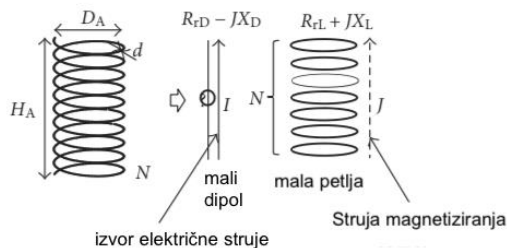
Antene sačinjene od malog dipola i malih petlji imaju ulaznu impedanciju koja odgovara sljedećem zapisu:

$$Z_D = R_{rD} - jX_D, \quad Z_L = R_{rL} - jX_L \quad [3]$$

Gdje su:

$R_{rD}$  – otpor zračenja malog dipola

$R_{rL}$  – otpor zračenja male petlje



Slika 2.2 – Komponente impedancije male helikoidalne antene [3]

Zajedno, navedeni izrazi, označavaju otpor zračenja antene.

Samorezonancija NMHA antene postiže se pažljivim odabirom sljedećih veličina:

$H_A$  – visina antene

$D_A$  – promjer antene

$N$  – broj zavoja

Duljina kratkog dipola jednaka je razmaku između zavoja spirale, dok je promjer petlje jednak promjeru spirale. Budući da su dimenzije spirale mnogo manje od valne duljine, uzorak dalekog polja nije ovisan o broju namota. Moguće je izračunati ukupno daleko polje spirale u normalnom modu kombiniranjem polja male petlje i kratkog dipola spojenih u nizu. Pri tome se rezultat za električno polje izražava kao

$$E_\phi = \eta \cdot \frac{k^2 ID^2}{16r} e^{-jkr} \cdot \sin \theta \hat{\phi}$$

$$E_\theta = jk\eta \cdot \frac{IS}{4\pi r} e^{-jkr} \cdot \sin \theta \hat{\theta}$$

Iz prethodno navedenih formula za električno polje moguće je izračunati aksijalni omjer na sljedeći način:

$$AR = \left| \frac{E_\theta}{E_\phi} \right| = \frac{2S\lambda}{\pi^2 D^2}$$

U normalnom modu helix, ako je zadovoljen uvjet aksijalnog omjera  $AR=1$ , bit će kružno polariziran.

Uvjet aksijalnog omjera poprimat će vrijednost jedan samo ako su promjer spirale i razmak između zavoja u odnosu kako je navedeno u sljedećoj formuli:

$$C = \sqrt{2S\lambda}$$

Polarizacija normalnog moda jednaka je u svim smjerovima osim duž z osi, gdje je električno polje jednako nuli.

Iz prije navedenih formula moguće je dokazati da se maksimalno zračenje javlja pri  $\theta=90^\circ$  te se stoga može reći da je zračenje helikoidne antene u ravnini koja je normala prema osi heliksa.

### 3. Parametriranje male helikoidalne antene za ugađanje rezonantne frekvencije

Ukupna impedancija ovakve helikoidalne antene kombinacija je kompleksnih impedancija malog dipola  $R_{rD} - jX_D$  i više malih petlji  $R_{rL} + jX_L$  koji tvore ovu antenu, te realnog otpora gubitaka u materijalu od kojeg je antena sačinjena  $R_l$ . [3]

Impedancija na ulazu antene opisuje se jednadžbom:

$$Z_{in} = R_{rD} + R_{rL} + R_l + j(X_L - X_D) \quad [3]$$

$X_L$  predstavlja reaktanciju malih petlji, dok  $X_D$  predstavlja reaktanciju malog dipola. Za postizanje rezonancije na određenoj

frekvenciji ove dvije komponente moraju biti izjednačene kako bi eliminirale jedna drugu. Izrazi za ove reaktancije su:

$$X_D = \frac{279\lambda H_A}{N\pi (0.92H_A + D_A)^2}$$

$$X_L = \frac{600\pi \times 19.7ND_A^2}{\lambda (9D_A + 20H_A)}$$

[3]

Izjednačavanjem izraza dolazimo do relacije:

$$\frac{279\lambda H_A}{N\pi (0.92H_A + D_A)^2} = \frac{600\pi \times 19.7ND_A^2}{\lambda (9D_A + 20H_A)}$$

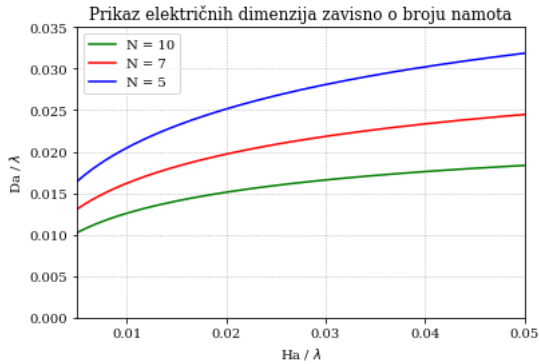
[3]

Normalizacijom izraza te izražavanjem visine i duljine antene u relaciji sa valnom duljinom dobiva se izraz pogodan za daljnje računanje.

$$\begin{aligned} & \frac{279 \frac{H_A}{\lambda}}{N\pi \left(0.92 \frac{H_A}{\lambda} + \frac{D_A}{\lambda}\right)^2} \\ &= \frac{600\pi \times 19.7N \left(\frac{D_A}{\lambda}\right)^2}{\left(9 \frac{D_A}{\lambda} + 20 \frac{H_A}{\lambda}\right)} \end{aligned} \quad [3]$$

Uz poznatu vrijednost broja namota  $N$  te jednu od vrijednosti  $\frac{D_A}{\lambda}$  ili  $\frac{H_A}{\lambda}$  uz rješavanje gornje jednačbe dobiva se druga, nepoznata vrijednost.

Rješavanjem ove jednačbe te proračunima za više vrijednosti  $\frac{D_A}{\lambda}$  i  $N$  simboličkim i numeričkim metodama u Python okruženju dolazi se do grafičkog prikaza zanimljivog za daljnje proučavanje. U analizi su obuhvaćene dimenzije antene do  $H_A = 0.05\lambda$  i  $D_A = 0.035\lambda$ .



Slika 3.1 – Prikaz električnih dimenzija zavisno o broju namota

Povećanje broja namota ne povećava samo fizičke dimenzije antene, već antena postaje i električno veća, što je vidljivo iz slike 5.1, gdje za isti dijametar antene uz povećanje broja namota moramo povećati i relativnu duljinu antene kako bi zadržali svojstvo samorezonancije. Za isti broj namota, povećanje dijametara antene znatno povećava zahtjeve za visinom antene, iz čega se da zaključiti da je uvjet ispravnog rada ovakve antene da bude fizički, a i električno duguljastog cilindričnog oblika.

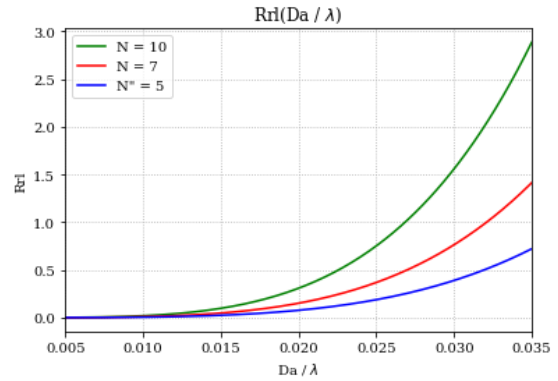
Ulazni otpor NMHA izražava se sljedećom jednačbom:

$$R_A = R_{rD} + R_{rL} + R_l \quad [3]$$

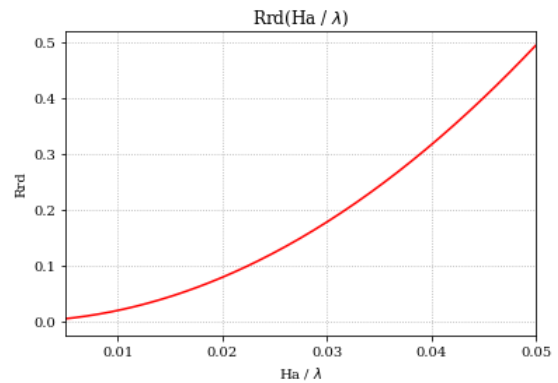
gdje komponente otpora, efikasnost antene i omjer antene ovise o gore navedenim strukturnim parametrima:

$$\begin{aligned} R_{rD} &= 20\pi^2 \left(\frac{H_A}{\lambda}\right)^2 \\ R_{rL} &= 320\pi^6 \left(\frac{D_A}{2\lambda}\right)^4 N^2 \\ R_l &= \alpha \frac{L_t}{d} \sqrt{\frac{120}{\sigma\lambda}} N^2 \\ \eta &= \frac{R_{rD} + R_{rL}}{R_{rD} + R_{rL} + R_l} \end{aligned} \quad [3]$$

Numeričkim metodama dolazi se do prikaza relacija otpora  $R_{rD}$  o  $\frac{H_A}{\lambda}$  te  $R_{rL}$  o  $\frac{D_A}{\lambda}$  i  $N$ .



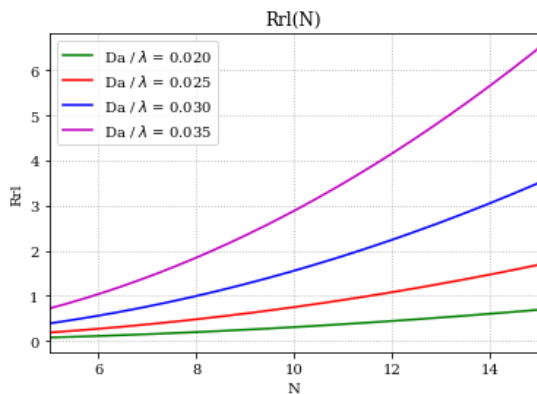
Slika 3.2 – Prikaz promjene otpora  $R_{rL}$  u relaciji s  $D_A/\lambda$  za više vrijednosti  $N$



Slika 3.3 - Prikaz promjene otpora  $R_{rD}$  u relaciji s  $H_A/\lambda$

Iz grafova je vidljivo da povećanjem dimenzija antene raste otpor zračenja, koji je vrlo bitna karakteristika glede učinkovitosti antene. Za konstantan broj namota, uz povećanje dijametara antene znatno raste

otpor  $R_{rL}$ , samo povećanje dijametra uvjetuje da će doći i do povećanja duljine antene ukoliko pratimo krivulju iz prethodnog grafa, što znači ukoliko je antena fizički i električno veća otpor zračenja će biti znatno veći. Otpor  $R_{rL}$  nije linearno zavisn o  $\frac{D_A}{\lambda}$  već ima značajan rast između  $D_A = 0.025\lambda$  i  $0.035\lambda$ . Povećanje broja namota znatno mijenja strminu krivulje otpora  $R_{rL}$  u zavisnosti o  $\frac{D_A}{\lambda}$ . Što znači da za ugađanje otpora zračenja pri konstantnom dijametri antene možemo manipulacijom broja namota te duljine antene dobiti željenu vrijednost. Gledano u relaciji sa fizičkim dimenzijama, za frekvenciju  $f = 433\text{MHz}$  te 10 namotaja, povećanje dijametra antene s  $0.020\lambda$  na  $0.035\lambda$ , što iznosi 175% početne vrijednosti daje jedva  $2\Omega$  veći otpor, što je postotni skok od gotovo 250%, ali i dalje električno gledano neznatan.



Slika 3.4 – Prikaz promjene  $R_{rL}$  u zavisnosti o broju namota

Iz ovakvog prikaza vidljivo je da pri konstantnom dijametri antene, koji uvjetuje strminu krivulje imamo gotovo linearnu

zavisnost otpora  $R_{rL}$  i broja namota  $N$ . Iz ovakvog prikaza da se naslutiti da će broj namota uvjetovati axial ratio, no ukoliko se povećanjem broja namota uz konstantan kut namatanja poveća i duljina antene  $\frac{H_A}{\lambda}$  axial ratio ostati će konstantan, no mijenjati će se ukupni otpor zračenja, radi povećanja ukupne duljine žice i otpor gubitaka te samim time i efikasnost antene.

Daljnja analiza električnih karakteristika antene biti će izvršena simulacijama putem MATLAB Antenna Toolbox alata te FEKO simulacijskog okruženja.

### Parametri NMHA za rezonantnu frekvenciju 433MHz

Počevši od definiranja dijametra antene  $\frac{D_A}{\lambda} = 0.02$  što na frekvenciji 433MHz predstavlja  $D_A = 13.847226698\text{ mm}$ , uz broj namotaja  $N = 7$  numeričkim metodama putem gore dobivenog izraza za rezonanciju izračunava se potrebna vrijednost  $H_A$ .

Dobivene vrijednosti su:

$$H_A = 0.0211643607953911\lambda$$

$$H_A = 14.6533850926022\text{ mm}$$

### Parametri NMHA za rezonantnu frekvenciju 868 MHz

Kao i u gornjem postupku, definiranjem dijametra antene  $\frac{D_A}{\lambda} = 0.02$  što na frekvenciji 868MHz predstavlja  $D_A = 6.90766\text{ mm}$ , uz broj namotaja  $N = 7$  numeričkim metodama putem gore dobivenog izraza za rezonanciju izračunava se potrebna vrijednost  $H_A$ .

$$H_A = 0.0211643607953911\lambda$$

$$H_A = 7.30981042459457\text{ mm}$$

## 4. Simulacija anteni

Simulacija anteni gore dobivenih parametara biti će izvršena u Matlab-u uz podršku Antenna Toolbox paketa te u FEKO (CADFEKO, POSTFEKO) okruženju. Očekivano je da rezultati budu gotovo identični, iako Matlab-ov Antenna Toolbox ima nešto drugačiji pristup proračunima glede helikoidalnih anteni, ne promatra vodič antene okruglog oblika već ga svodi na plosnati oblik (*eng. strip*) stoga su moguća neka neznatna odstupanja u rezultatima. Svakako FEKO se uzima kao točniji u ovom konkretnom slučaju. Što se procesa simuliranja tiče pristupi su dosta drugačiji, u Matlab analizi antena se parametrira isključivo u programskom kodu, dok je u FEKO-u potrebno modelirati antenu u 3D CAD okruženju CADFEKO. Sam postupak modeliranja se može automatizirati za električno identične antene kao što je slučaj gore, ukoliko se visina, dijametar i kut namatanja antene izraze u relaciji s valnom duljinom, promjenom vrijednosti varijable frekvencije sam 3D model će se promijeniti. Simulacija u Matlab i FEKO okruženju će biti podešena na slobodan prostor bez *ground plane-a*. Za napomenuti je da Matlab nije u mogućnosti simulirati vrlo malene helikoidalne antene, stoga antenu za frekvenciju 868MHz ovih dimenzija nije moguće analizirati putem Matlab-a već samo putem FEKO.

### Simulacija NMHA za rezonantnu frekvenciju 433MHz u FEKO okruženju

Definirane su varijable

```
alpha = deg( arctan((H / N) /
(pi * D)) )
c0     = 1/sqrt(eps0*mu0)
D      = Dn * lambda
Dn     = 0.02
eps0   = 8.85418781761e-12
f      = 433e6
H      = Hn * lambda
Hn     = 0.02116436
lambda = (c0/f) * 1e3
mu0    = pi*4e-7
N      = 7
pi     = 3.14159265358979323846
zf0    = sqrt(mu0/eps0)
```

A helikoidalni CAD model je definiran kao

*Origin of helix axis (C)*

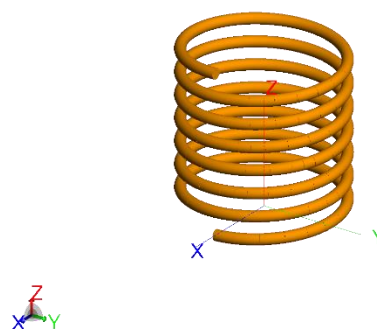
$N = -0.5 * H$

(Pomak sredine antene u iskodište koordinatnog sustava)

Radius (R) =  $0.5 * D$

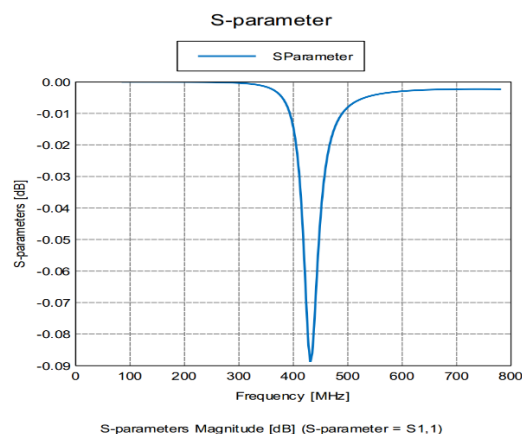
Height (H) = H

Pitch angle (A) = alpha

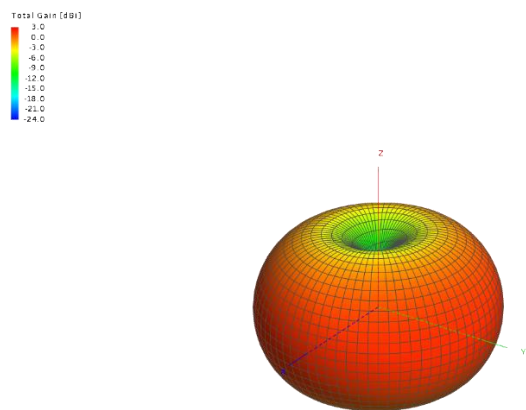


Slika 4.1 – 3D model antene 433MHz kreiran iz gore navedenih parametara

Analizom 3D modela na frekvencijama oko frekvencije 433MHz dobiveni su sljedeći grafički prikazi:



Slika 4.2 – Grafički prikaz S-Parametara S11 oko centralne frekvencije 433MHz u FEKO

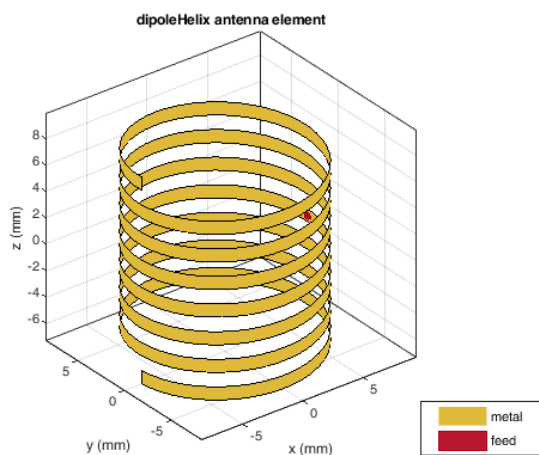


Slika 4.3 – Far Field analiza antene na frekvenciji 433MHz u FEKO

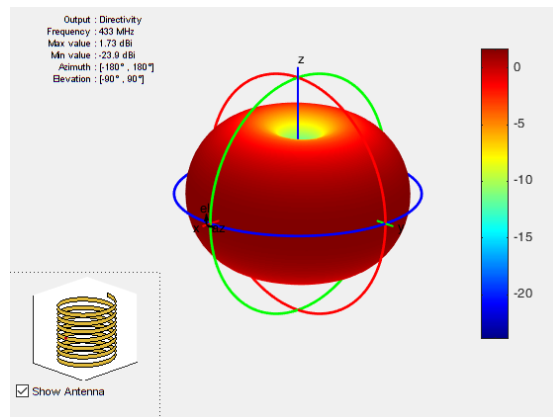
Što se zračenja tiče ono je točno onakvo kakvo treba biti kod NMHA antene, omnidirekcionalno, no iz S-Parametara vidljivo je da je potrebno prilagođenje impedancije antene na impedanciju mreže pošto nije ni blizu željenih  $50\Omega$ , no to je bilo i za očekivati.

#### Simulacija NMHA za rezonantnu frekvenciju 433MHz u Matlab okruženju

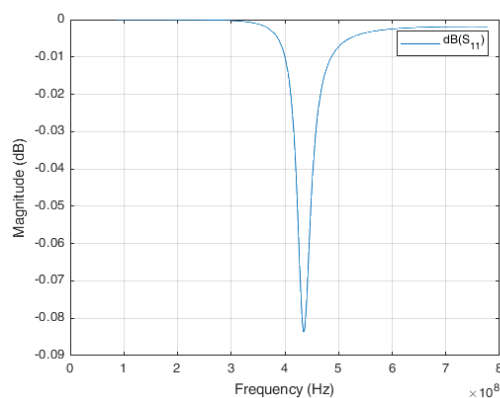
Za gore definirane parametre Matlab je uz pozivanje funkcije `dipoleHelix(...)` generirao helikoidalnu antenu svojom karakterističnom metodom, uz plosnate vodiče. Sama analiza izvršena je jednostavnim pozivanjem funkcija iz Antenna Toolbox paketa.



Slika 4.4 – 3D model antene u Matlab-u, s plosnatim vodičem



Slika 4.5 – Far Field analiza antene na frekvenciji 433MHz u Matlab-u



Slika 4.6 – Grafički prikaz S-Parametara  $S_{11}$  oko centralne frekvencije 433MHz u Matlab-u

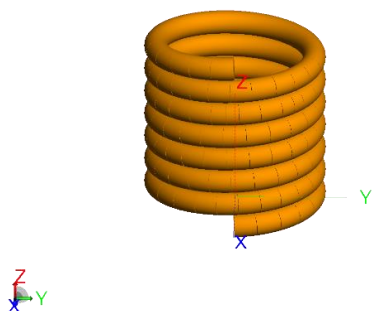
Analiza u Matlab-u potvrđuje analizu putem FEKO okruženja, rezultati su gotovo identični, izuzev 3D modela.



## Simulacija NMHA za rezonantnu frekvenciju 868 MHz

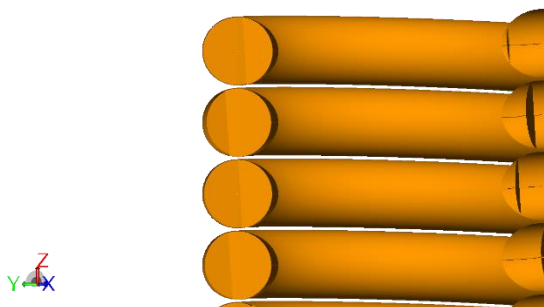
Sve varijable u CADFEKO su ostale identične kao i kod antene za 433MHz, izuzev frekvencije koja je sada:

$$f = 868\text{e}6$$



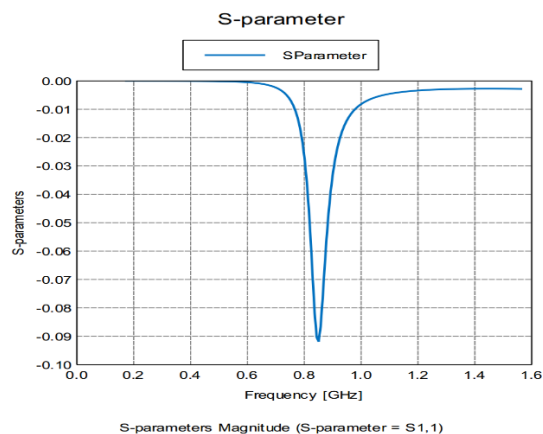
Slika 4.7 – 3D model antene za 868MHz kreiran iz gore navedenih parametara

Jedan od mogućih problema pri izradi antene je izuzetno mali razmak između namota antene, što je vidljivo u slici 6.8..

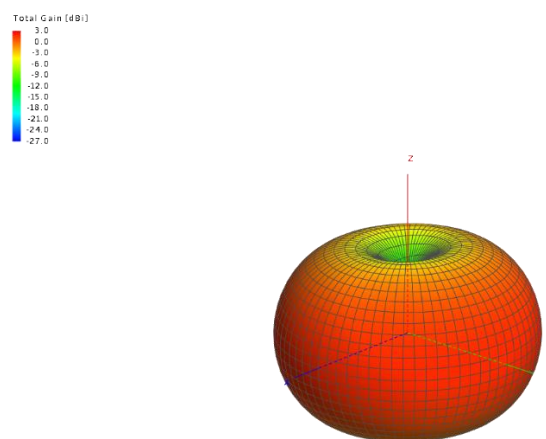


Slika 4.8 – Presjek 3D modela antene za 868MHz

Analizom 3D modela na frekvencijama oko frekvencije 433MHz dobiveni su sljedeći grafički prikazi:



Slika 4.9 – Grafički prikaz S-Parametara S11 oko centralne frekvencije 868MHz u FEKO



Slika 4.10 – Far Field analiza antene na frekvenciji 868MHz u FEKO

Iz analize je jasno da antene imaju gotovo identične performanse te značajke, jedina razlika je rezonantna frekvencija te vrijednosti duljine i dijametra.

## 5. Izrada anteni

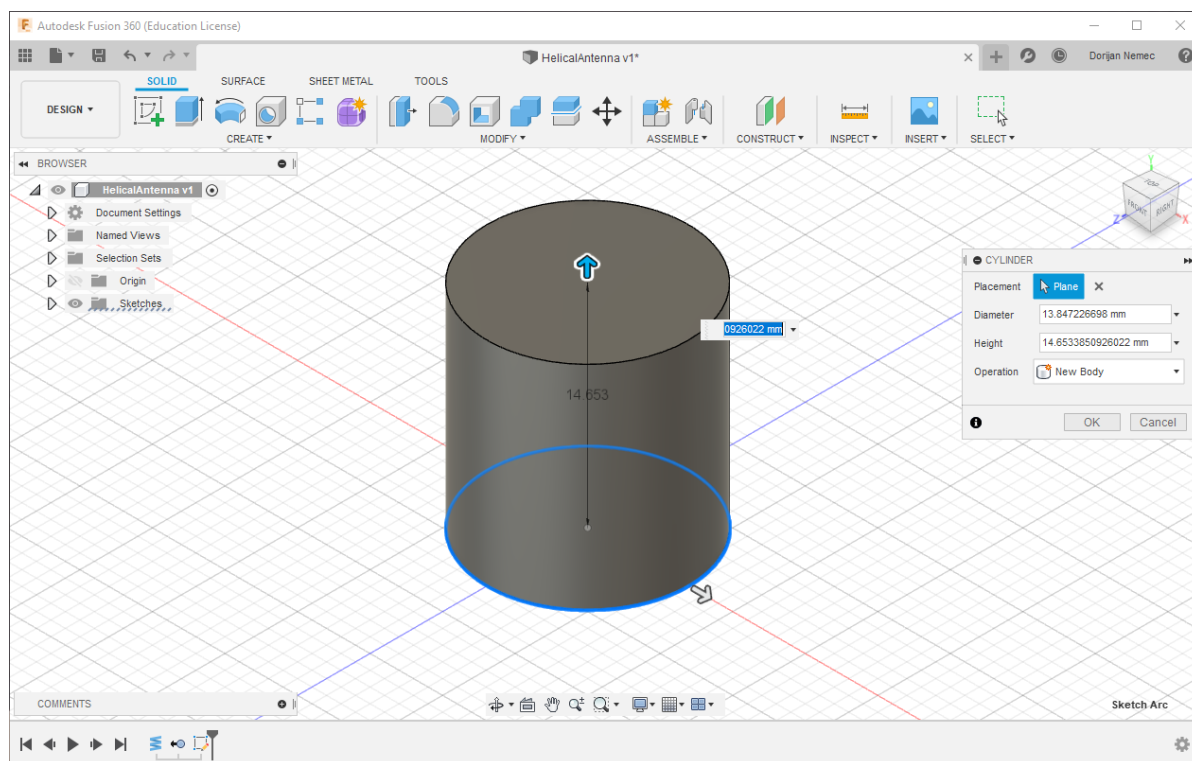
Kako je preciznost izrade ovako malenih anteni vrlo bitna, nije moguće postići dovoljno preciznu izradu namatanjem antene „na ruke“ već je pogodnije izraditi ležište za žicu u plastici te na taj način namotati antenu. Danas već sveprisutnom tehnikom 3D ispisa moguće je vrlo brzo izraditi 3D model putem kreiranja cilindra, oduzimanja helikoidalnog oblika iz kreiranog cilindra te potom ispisivanja tog modela na pisaču razumnih performansi. Za kreiranje modela u ovom slučaju korišten je program Autodesk Fusion360 te je model printan na pisaču Prusa i3 MK3S, PLA plastikom. Ovakvo kućište antene može poslužiti i kao ambalaža kako se antena nebi iskrivila pri prenošenju i rukovanju s njom.

Ne-aditivirani PLA ima neznatan uticaj na zračenje antene, što se može utvrditi i

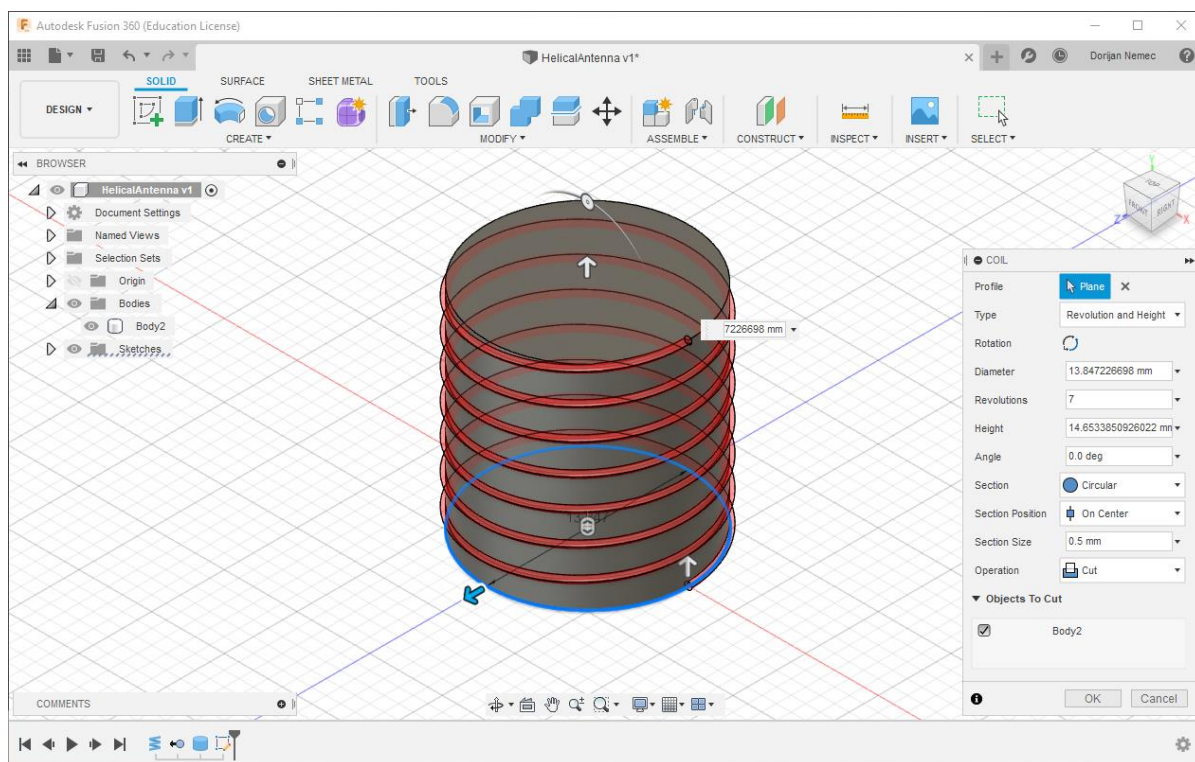
simulacijom u FEKO. Dielektrična konstanta ovog materijala je 2.6699 te je tangens gubitaka 0.0050. [4]

Uz podešenje 3D ispisa sa niskom popunjenošću modela uticaj ovog dielektrika na svojstva zračenja antene je daleko manji nego ukoliko se naruši oblik i dimenzije antene, što je fundamentalna karakteristika te je iznimno bitno da parametri antene budu što bliži onima dobivenim proračunima i simulacijama.

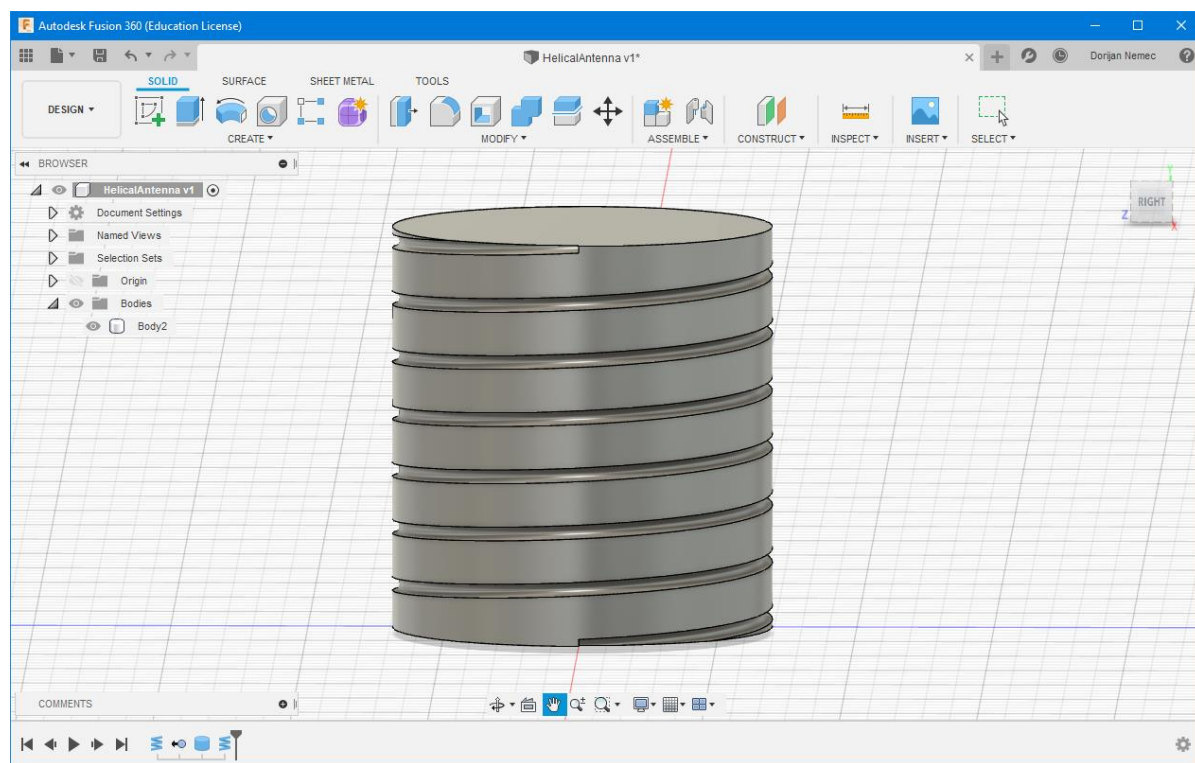
Na ulaz antene biti će zalemljen pozlaćeni muški SMA konektor, zato što ovaj tip konektora nije namijenjen izravnom spajanju na antenski element; sam spoj namota i SMA konektora biti će izvedenim kratkim izvodom 50 ohmskog koaksijalnog kabela, bez opleta uzemljenja.



Slika 5.1 – Generiranje cilindričnog tijela s parametrima dijametra i visine antene

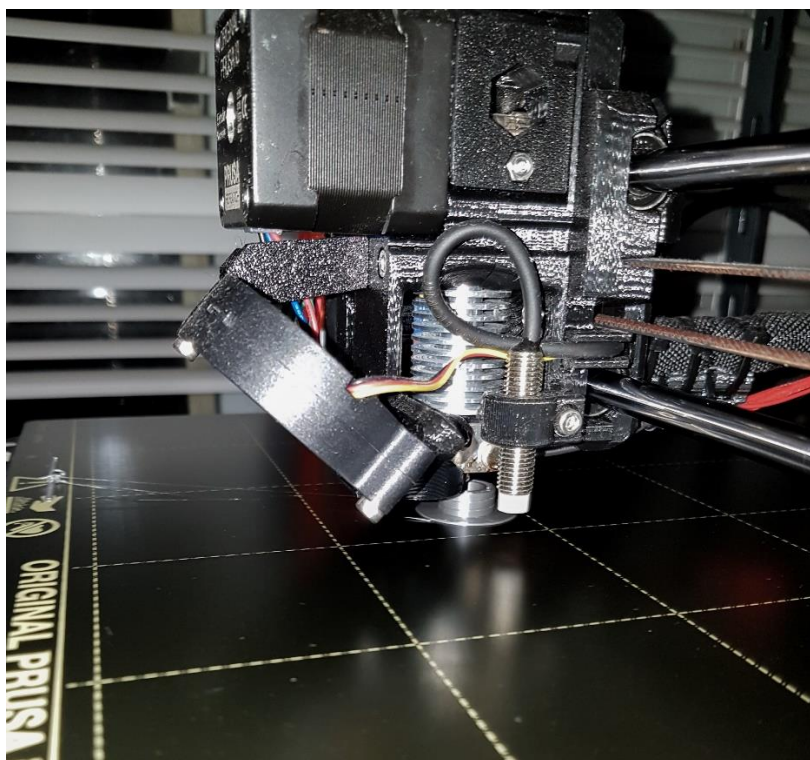


*Slika 5.2 – Generiranje helikoidalnog tijela s parametrima dijametra, visine i broja namota antene te oduzimanje od cilindričnog tijela*

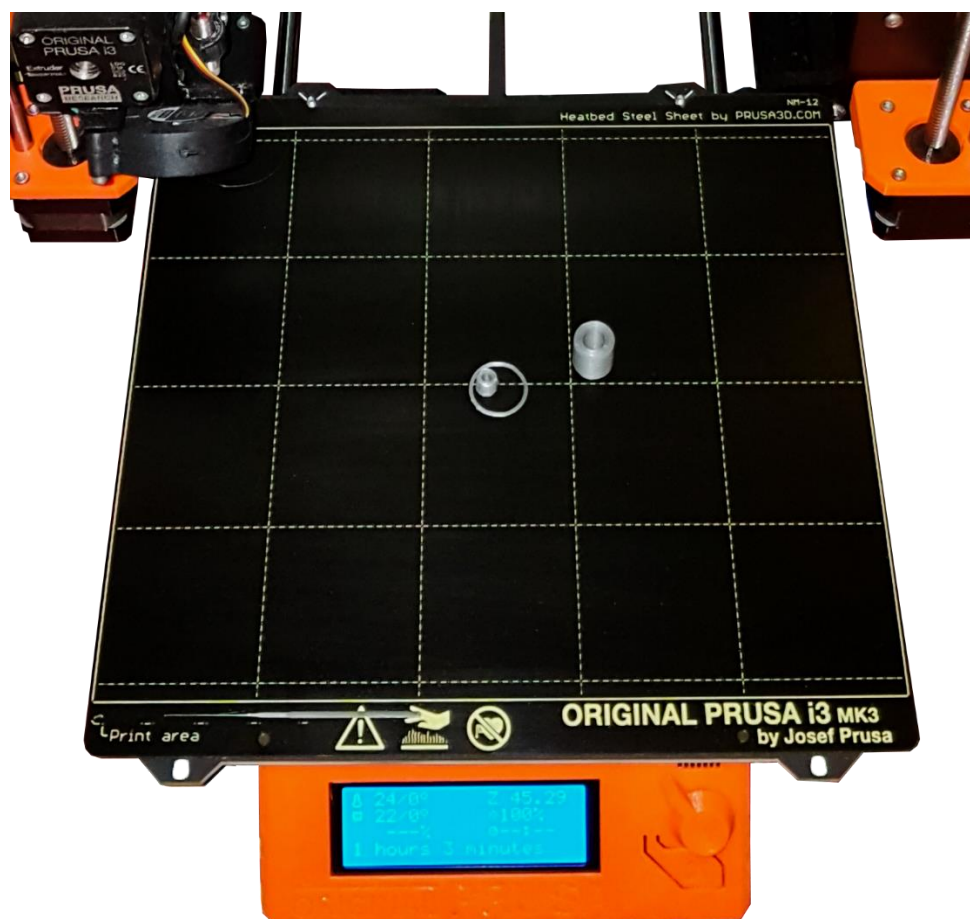


*Slika 5.3 – Krajnji rezultat modeliranja antene za frekvenciju 433MHz u AutoDesk Fusion360*

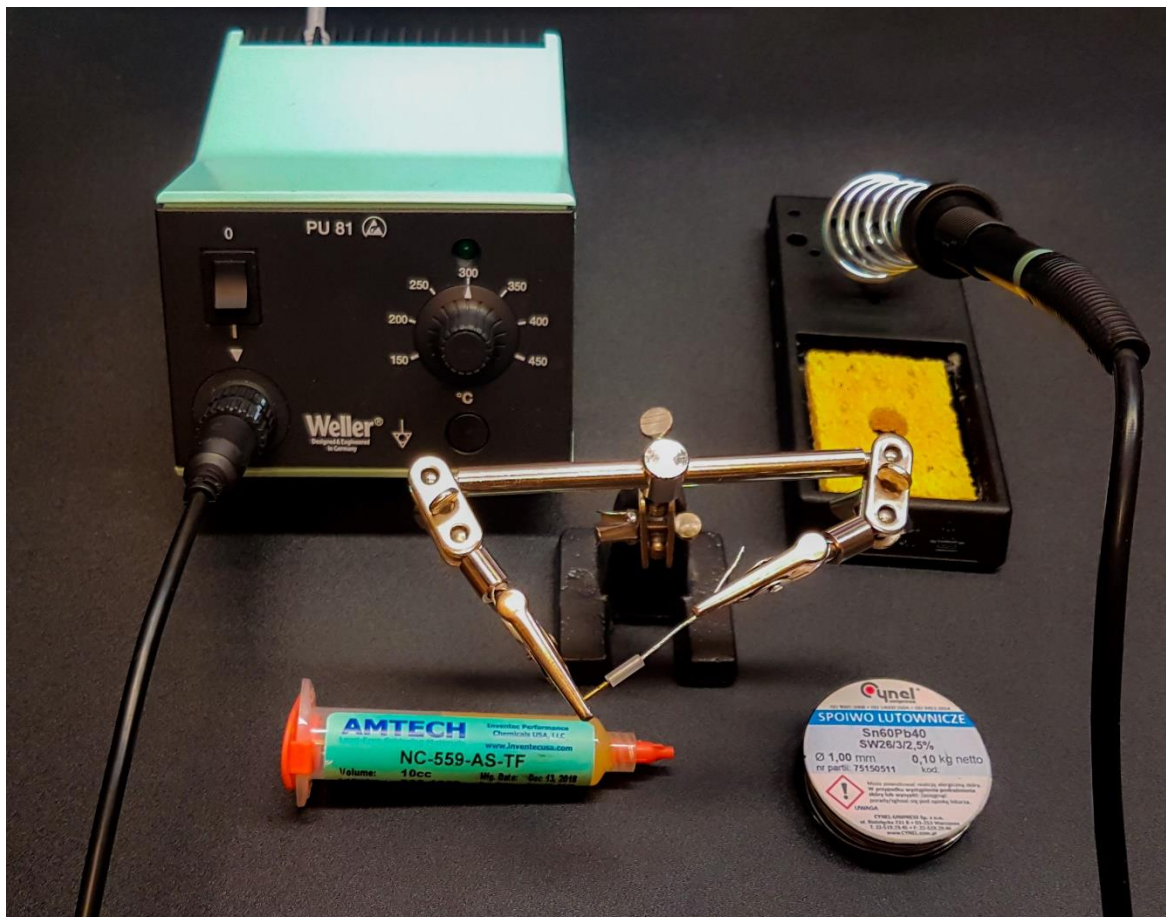




*Slika 5.4 – 3D ispis kućišta antene*



*Slika 5.5 – Završetak 3D ispisa kućišta*



*Slika 5.6 – Alat za izradu antene (Lemilica Weller WSP81, Lemna žica 1.00mm Sn60Pb40, Flux Amtech NC-559-AS-TF, Štipaljke za pripomoč)*



*Slika 5.7 – Priprema SMA konektora*

### Izrada NMHA za frekvenciju 433MHz

Parametri 433MHz antene dobiveni numeričkom analizom su:

$$N = 7$$

$$D_{A\ 433MHz} = 13.85\ mm$$

$$H_{A\ 433MHz} = 14.65\ mm$$

Greška u izradi iznosi:

$$\Delta D_{A\ 433MHz} \approx +0.08\ mm \approx 0.57\%$$

$$\Delta H_{A\ 433MHz} \approx +0.22\ mm \approx 1.5\%$$

Radi bržeg printanja model je modificiran te je sredina šuplja. Ovo ne narušava strukturu kućišta a uvelike ubrzava proces izrade.

Za lakšu izradu te precizno postavljanje SMA konektora na sredinu duljine žice potrebno je izračunati ukupnu duljinu žice prema izrazu:

$$L_{A\ 433MHz} = \sqrt{\left(\frac{H_{A\ 433MHz}}{N}\right)^2 + (\pi * D_A)^2} * N$$

[1]

$$L_{A\ 433MHz} = 304.85\ mm$$

Precizno mjerenje ukupne duljine vodiča u potpunosti će eliminirati grešku visine  $H_A$ .



Slika 5.8 – Krajnji proizvod, antena za frekvenciju 433MHz

### Izrada NMHA za frekvenciju 868MHz

Parametri 868MHz antene dobiveni numeričkom analizom su:

$$N = 7$$

$$D_{A\ 868MHz} = 6.9\ mm$$

$$H_{A\ 868MHz} = 7.31\ mm$$

Greška u izradi iznosi:

$$\Delta D_{A\ 868MHz} \approx +0.29\ mm \approx 4.2\%$$

$$\Delta H_{A\ 868MHz} \approx +0.29\ mm \approx 3.96\%$$

Prema izrazu za ukupnu duljinu ona iznosi:

$$L_{A\ 868MHz} = 152.11\ mm$$



Slika 5.9 – Krajnji proizvod, antena za frekvenciju 868MHz

## 6. Literatura

- [1] Kraus, J. D.: „Antennas, 2nd ed.“, McGraw-Hill Book Company, United States of America, 1988.
- [2] Rahim, T.: „Theory of Helix Antenna.“, School of Electronic and information, Xian China, 2015.
- [3] Tien Dung, D., et. al.: „Investigating Equations Used to Design a Very Small Normal-Mode Helical Antenna in Free Space“, Hindawi International Journal of Antennas and Propagation, 2018.
- [4] Veselý, P.; Horynová, E.; Tichý T.; Šefl O.: „Study of electrical properties of 3D printed objects“, Czech Technical University, Prague, 2018.