

Čas 6: Yagi antena sa dielektričnim omotačem. Antene u obliku zračćih otvora.

P01. Projektovati *yagi* antenu na centralnog učestanosti $f_0 = 2,4\text{GHz}$ (IMS opseg). Početne dimenzije antene su:

- Dužina reflektora je $H_{ref} = 0,6\lambda_g$.
- Dužina direktora je $H_{dir} = 0,4\lambda_g$.
- Dužina napojnog dipola je $H_{arm} = 0,5\lambda_g$.
- Rastojanje od napajnog dipola do reflektora, kao i rastojanje od napajnog dipola do prvog direktora je $d_1 = 0,25\lambda_g$.
- Međusobno rastojanje direktora je $d = 0,35\lambda_g$.
- Poluprečnik žice je $R_{wire} = 0,01\lambda_g$, gde $\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$ predstavlja talasnu dužinu u dielektriku, a λ_0 predstavlja talasnu dužinu u vakuumu.
- Broj direktora je $N = 12$.

Yagi antena se nalazi u cilindričnom dielektriku bez gubitaka, poluprečnika $R_{cir} = 0,4\lambda_g$ i relativne permitivnosti $\epsilon_r = 4,2$. *Yagi* antena i cilindrični dielektrik su koaksijalni. Početak dielektričnog cilindra (donji bazis) udaljen je $d_1 = 0,25\lambda_g$ od reflektora, a kraj dielektričnog cilindra (gornji bazis) $d_1 = 0,25\lambda_g$ od poslednjeg direktora, tako da se direktor i svi reflektori nalaze uronjeni u dielektrik. Kružni poprečni presek dielektričnog cilindra geometrijski je aproksimiran sa 4 segmenata po četvrtini obima, a prilikom modelovanja dielektričnog cilindra treba koristiti *BoR* i *Circle* objekte.

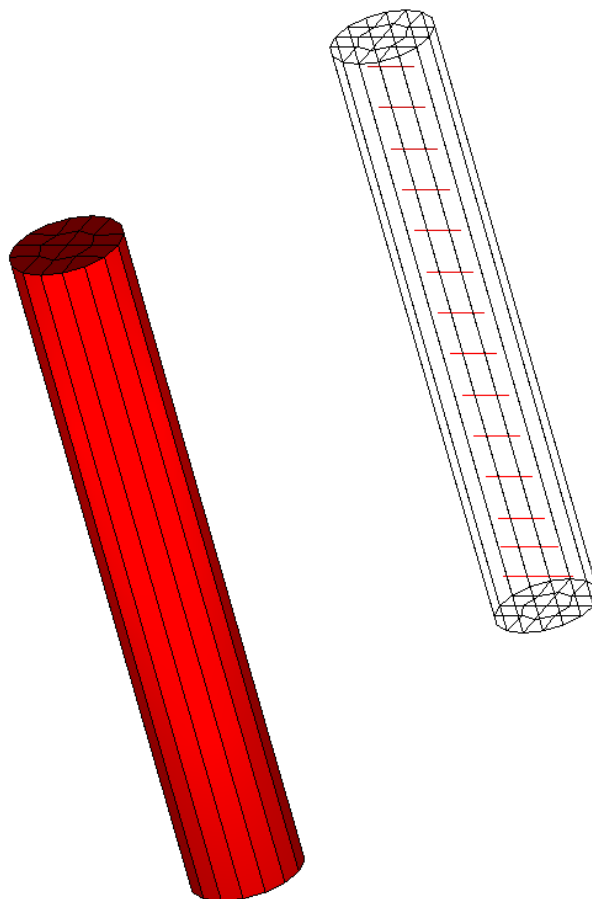
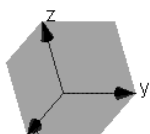
a.) Prikazati 3D dijagram zračenja *yagi* antene na centralnoj učestanosti.

b.) Izvršiti optimizaciju dimenzija antene tako da antena ima maksimalnu usmerenost u pravcu glavnog zračenja. U procesu optimizacije menjati parametre H_{ref} , H_{dir} , H_{arm} , d_1 i d u opsegu od $\pm 20\%$ od početnih vrednosti.

Optimizovani model snimiti kao novi projekat. Uporedno prikazati 2D dijagram zračenja (za presek koji sadrži osu *yagi* antene i presek upravan na osu *yagi* antene) optimizovane i početne *yagi* antene.

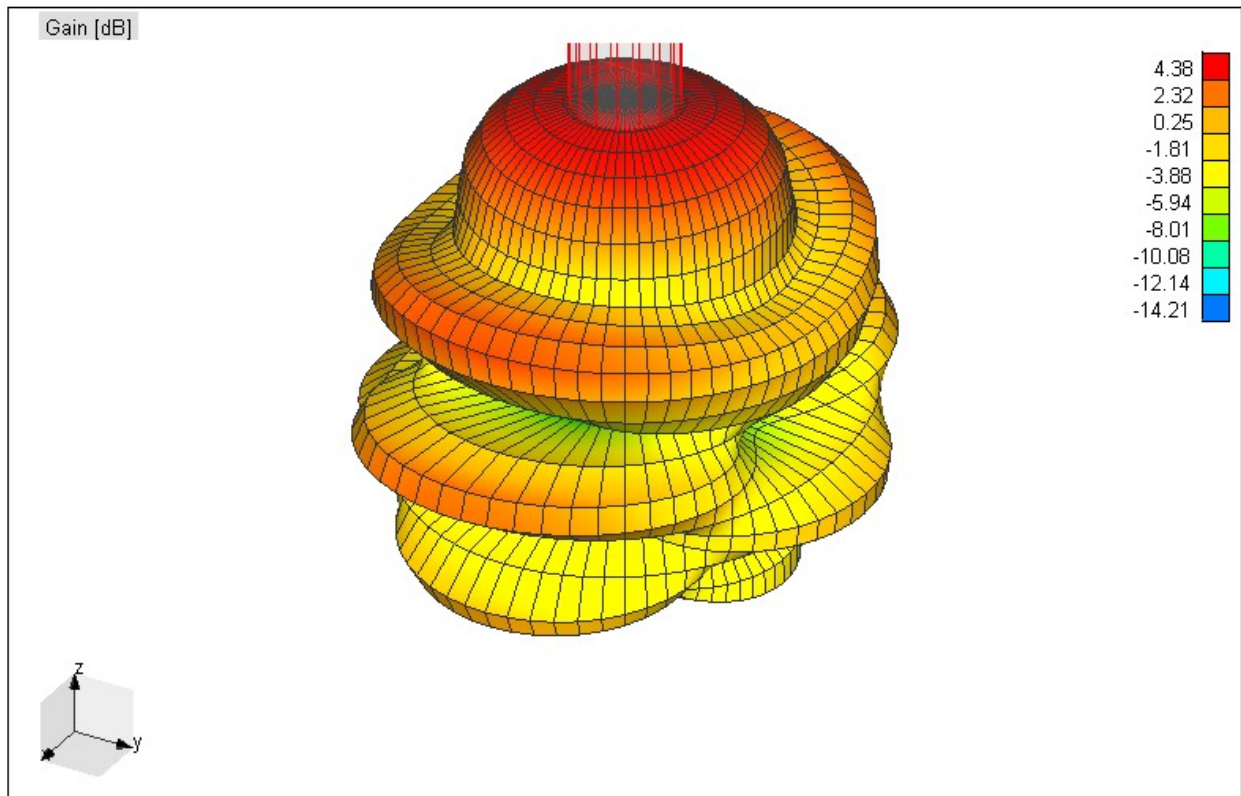
WIPL-D model *yagi* antene prikazan je na slici 1(a). Na slici 1(a) prikazane su i početne brojne vrednosti dimenzija *yagi* antene.

		Symbol
1	2.4	$f_0=2.4$
2	4.2	$\epsilon_r=4.2$
3	125	$\lambda=300/f_0$
4	60.9938	$\lambda G=\lambda/(\epsilon_r^{0.5})$
5	18.2981	$H_{ref}=0.6*\lambda G^{0.5}$
6	12.1988	$H_{dir}=0.4*\lambda G^{0.5}$
7	15.2484	$H_{arm}=0.5*\lambda G^{0.5}$
8	15.2484	$d_1=0.25*\lambda G$
9	21.3478	$d=0.35*\lambda G$
10	0.609937	$R_{wire}=0.01*\lambda G$
11	24.3975	$R_{cir}=0.4*\lambda G$
12	12	$n=12$
13	11	$copy=n-1$
14	-30.4969	$pocetak=-d_1^2$
15	265.323	$kraj=copy*d+2*d_1$



Slika 1(a).

Usmerenost početne *yagi* antene u pravcu maksimalnog zračenja je 4,38 dBi . 3D dijagram zračenja prikazan je na slici 1(b).

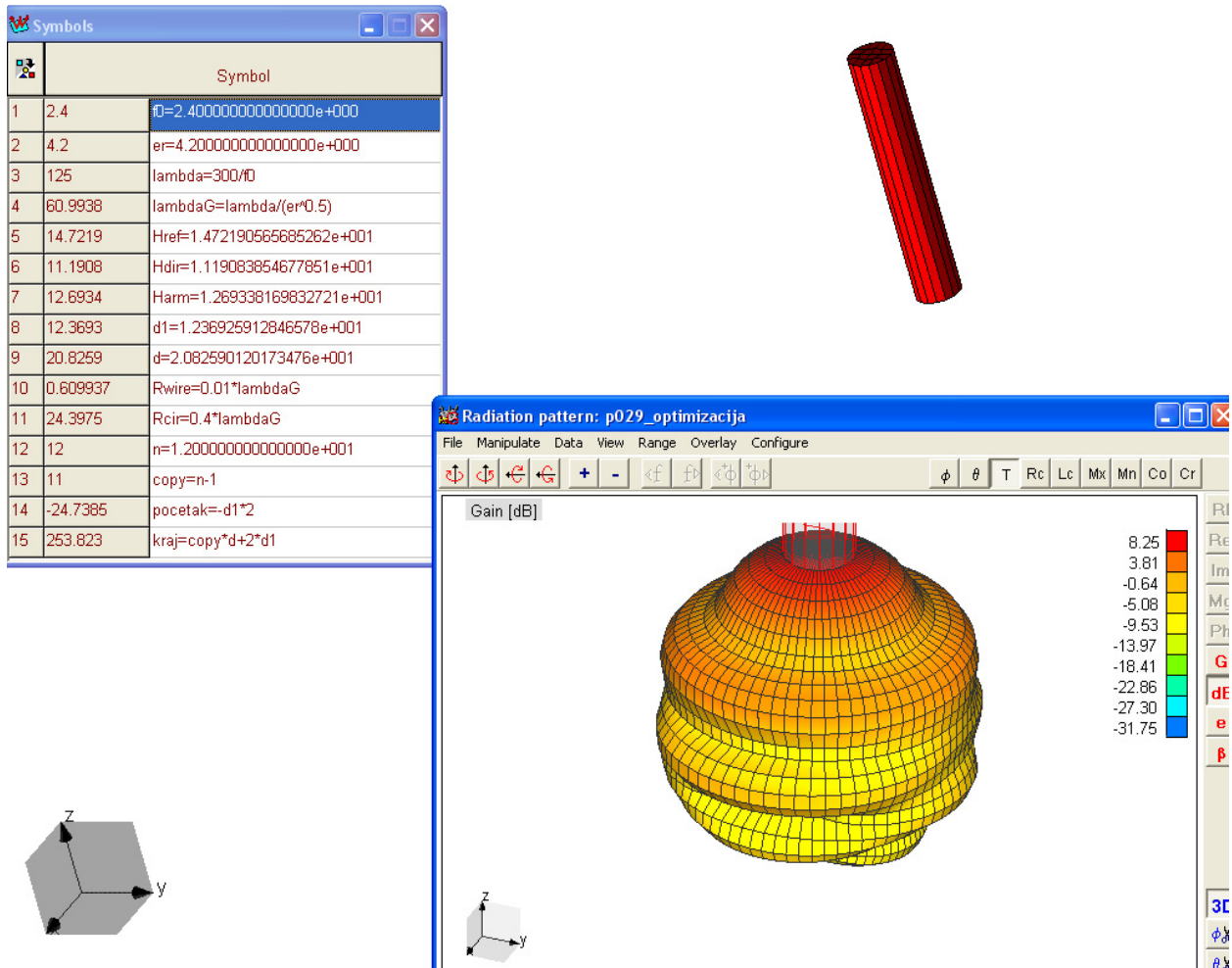


Slika 1(b).

Napomena:

U cilju povećanja tačnosti simulacije prilikom optimizacije, iako se simulira na jednoj učestanosti (2,4GHz), za gornju učestanost simulacije staviti nešto veću brojnu vrednost (3,5GHz).

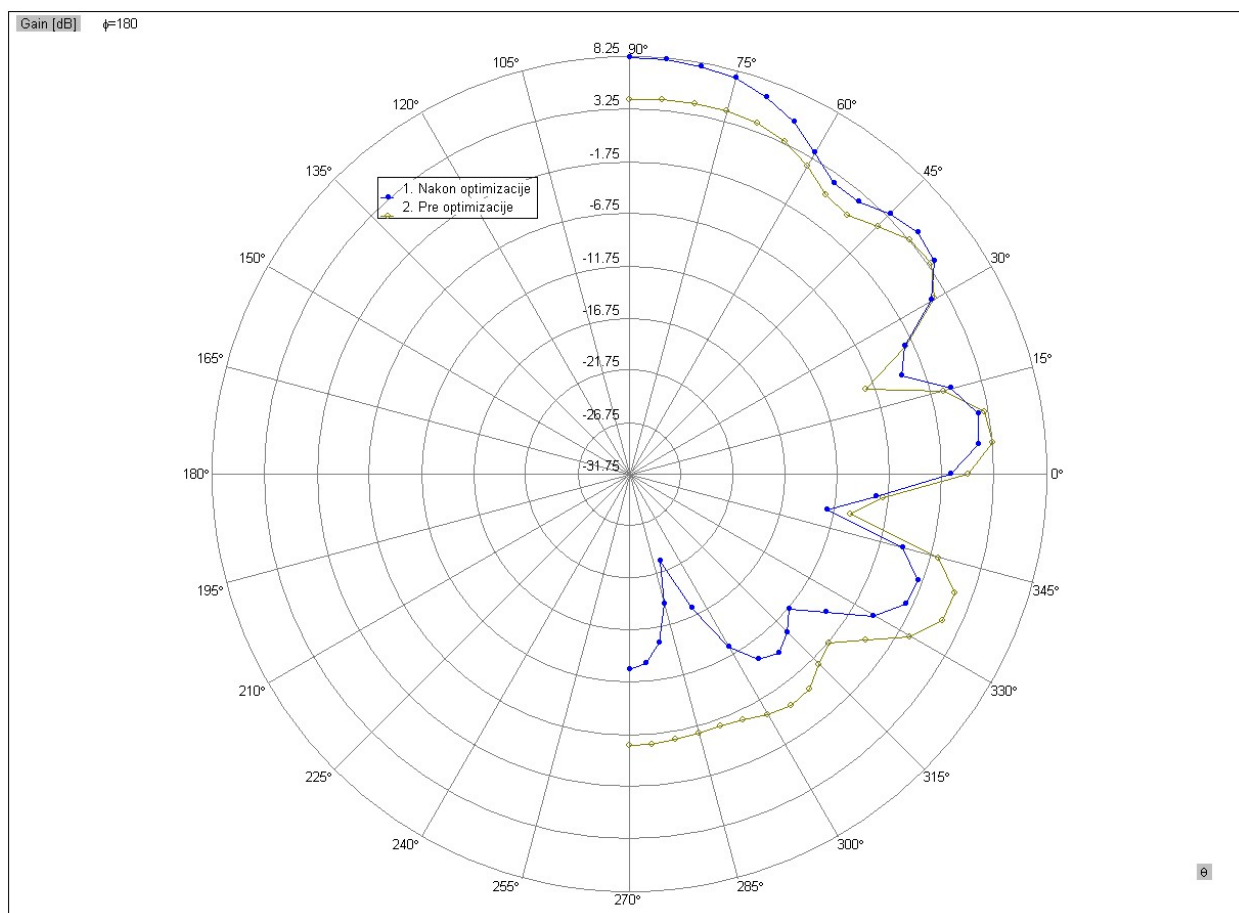
WIPL-D optimizovani model *yagi* antene prikazan je na slici 1(c). Na slici 1(c) prikazane su i optimizovane brojne vrednosti dimenzija *yagi* antene.



Slika 1(c).

Optimizacijom usmerenost antene je povećana sa 4,38 dBi na 8,25 dBi.

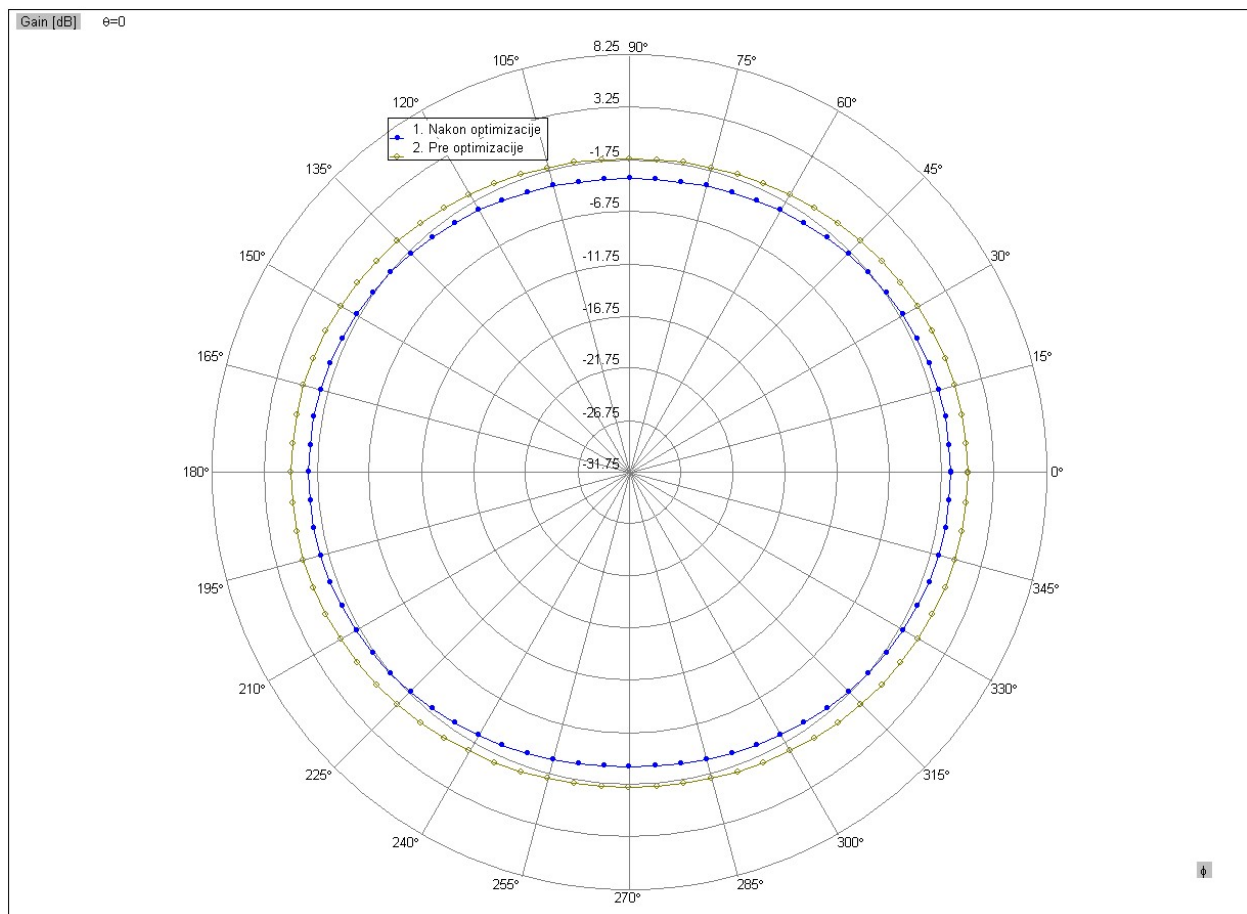
Uporedni 2D dijagram zračenja za presek koji sadrži osu optimizovane i početne *yagi* antene prikazan je na slici 1(d).



Slika 1(d).

Uporedni 2D dijagram zračenja za presek upravan na osu optimizovane i početne *yagi* antene prikazan je na slici 1(e).

Primititi smanjenje usmerenosti optimizovane antene u ravni upravnoj na osu antene, što je direktna posledica povećanja usmerenosti antene u drugoj ravni (slika 1(d)).

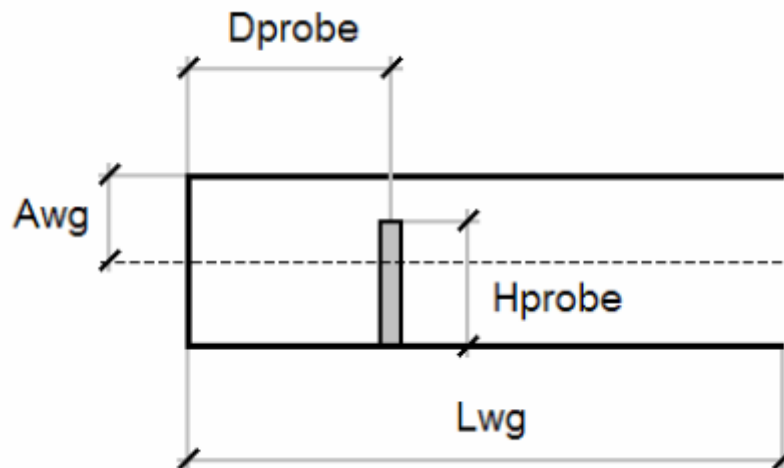


Slika 1(e).

Projektovanje cilindričnih levak antena (projektovanje *horn* antene) sa napojnim talasovodom (*feeder-om*) i potiskivanjem zračenja unazad (*choke-om*).

Projektovanje cilindričnog talasovoda za napajanje *horn* antene (projektovanje *feeder-a*):

Osnovni presek cilindričnog talasovoda kojim se vrši napajanje *horn* antene prikazan je na slici 2(a). Dimenzijama označenim na slici 2(a) *feeder* je potpuno (jednoznačno) definisan.



Slika 2(a).

Osnovni (prvi) mod propagacije talasa kroz cilindrični talasovod je TE_{11} . Sledeći mod je TM_{10} . Granične učestanosti modova TE_{11} i TM_{10} su

$$f_{cTE_{11}} = 0,293 \frac{c_0}{Avg} \text{ i } f_{cTM_{10}} = 0,383 \frac{c_0}{Avg},$$

gde je c_0 brzina prostiranja svetlosti u vakuumu, a Avg je poluprečnik cilindričnog talasovoda. Za centralnu (radnu) učestanost (f_0) obično se uzima srednja geometrijska vrednost graničnih učestanosti modova TE_{11} i TM_{10} ,

$$f_0 = \sqrt{f_{cTE_{11}} f_{cTM_{10}}} = 0,335 \frac{c_0}{Avg}.$$

Nakon jednostavnih algebarskih manipulacija, dobija se da je poluprečnik cilindričnog talasovoda za zadatu radnu učestanost određen formulom

$$Avg[\text{mm}] = \frac{100}{f_0[\text{GHz}]}.$$

Na centralnoj (radnoj) učestanosti (f_0) talasna dužina u slobodnom prostoru λ_0 i talasna dužina u talasovodu $\lambda_{TE_{11}}$ određene su sledećim formulama.

$$\lambda_0 = \frac{c_0}{f_0}, \lambda_0[\text{mm}] = \frac{300}{f_0[\text{GHz}]} \text{ i}$$
$$\lambda_{TE_{11}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{c TE_{11}}}{f_0}\right)^2}}, \lambda_{TE_{11}}[\text{mm}] = \frac{619}{f_0[\text{GHz}]}$$

Dužina talasovoda (Lwg) izabrana je tako da se svi viši modovi koji se formiraju oko svakog diskontinuiteta u talasovodu (u našem slučaju sonde za napajanje) dovoljno potisnu (evanescentni modovi) na putu do otvora talasovoda.

$$Lwg = 3\lambda_{TE_{11}} / 4.$$

Položaj sonde ($Dprobe$) direktno određuje ulazni koeficijent refleksije. Položaj sonde je (teorijski, kada se zanemaruje uticaj sonde na raspodelu polja u talasovodu) određen formulom

$$Dprobe = \lambda_{TE_{11}} / 4.$$

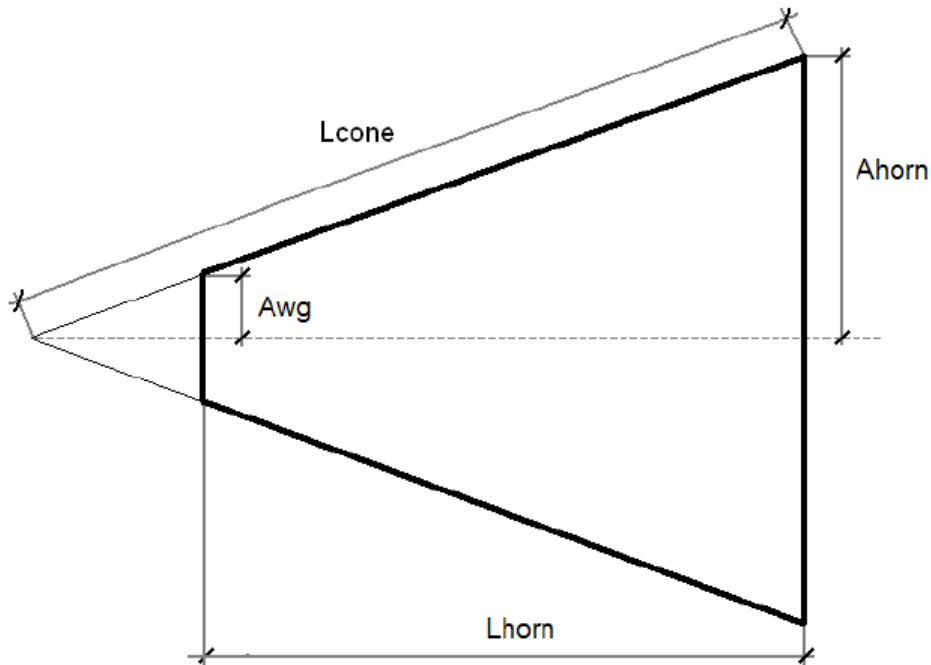
Dužina sonde jednaka je dužini kraka polutalasnog dipola u **vakuumu**.

$$Hprobe = \lambda_0 / 4.$$

Prethodnim formulama dimenzije napojnog kružnog talasovoda su u potpunosti određene.

Projektovanje cilindrične levak antene (*horn* antene).

Horn antena je u potpunosti geometrijski određena parametrima L_{horn} i A_{horn} . Osni presek *horn* antene prikazan je na slici 2(b).



Slika 2(b).

Polazeći od 10dB-ske širine glavnog snopa zračenja (BW), moguće je odrediti poluprečnik otvora *horn* antene pomoću formule $BW[^\circ] = 66^\circ \frac{\lambda_0}{A_{horn}}$, odakle sledi da je za zadatu 10dB-sku širinu glavnog snopa zračenja (BW) poluprečnik otvora *horn* antene (A_{horn}) određen formulom

$$A_{horn} = \frac{66^\circ}{BW^\circ} \lambda_0.$$

Minimalna dužina izvodnice *horn* antene (da bi antena efikasno zračila) može se proračunati pomoću formule

$$(L_{cone})_{min} [mm] = \frac{A_{horn}^2 [mm^2]}{0,7 \lambda_0 [mm]}.$$

Odgovarajuća minimalna dužina *horn* antene (da bi antena efikasno zračila) može se jednostavno odrediti elementarnom geometrijom. Minimalna dužina *horn* antene određena je formulom

$$(L_{horn})_{min} = \sqrt{\left[\left(1 - \frac{A_{wg}}{A_{horn}}\right) (L_{cone})_{min} \right]^2 - (A_{horn} - A_{wg})^2}.$$

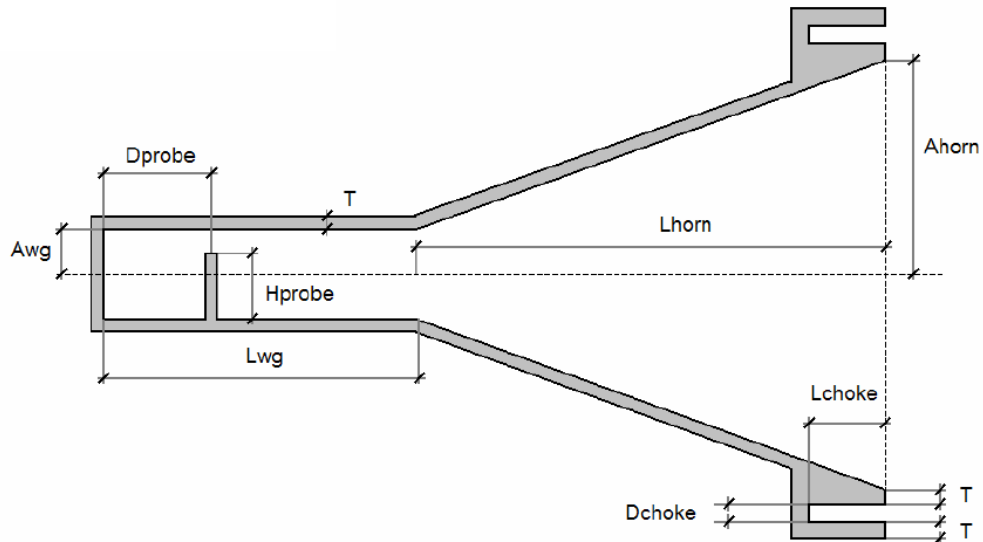
Stvarna dužina *horn* antene je proizvod minimalne dužine *horn* antene i parametra C (parametar dužine *horn* antene)

$$L_{horn} = C \cdot (L_{horn})_{min},$$

gde je za *single mode horn* antene parametar C između 1,25 i 1,5, dok je kod *dual mode horn* antena parametar C između 2,5 i 3.

Potiskivanje zračenja unazad (*choke-om*).

Kako bi se potisnulo zračenje antene unazad, *horn* anteni je dodat *choke*. Izgled kompletne *horn* antene sa *choke-om* i cilindričnim talasovodom za napajanje prikazan je na slici 2(c).



Slika 2(c).

Dužina *choke*-a data je formulom:

$$L_{choke} = \lambda_0 / 4,$$

dok je debljina *choke*-a, D_{choke} , jednaka debljini metala (T) od koga je antena napravljena.

P02. Projektovati *single mode* cilindričnu (*horn*) antenu na centralnoj učestanosti $f_0 = 3,5\text{GHz}$. U cilju smanjenja ukupnog broja nepoznatih, gde god je to moguće, koristiti ravni simetrije/antisimetrije.

Poluprečnik žice monopola za napajanje je $R_{wire} = 0,01\lambda_0$ a debljina metala od koga je napravljena antena je $T = 0,05\lambda_0$, gde λ_0 predstavlja talasnu dužinu u vakuumu. 10dB-ska širina glavnog snopa zračenja je $BW = 30^\circ$. Parametar dužine *horn* antene je $C = 1,25$.

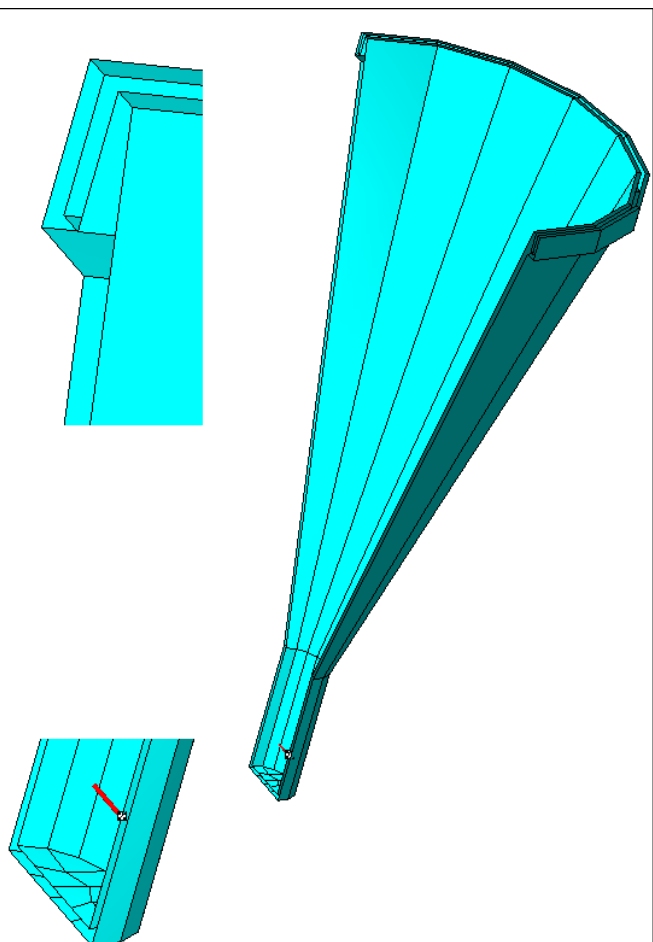
Kružni poprečni presek geometrijski je aproksimiran sa 4 segmenata po četvrtini obima.

Za proračun dimenzija *horn* antene koristiti prethodne formule.

a.) Prikazati 3D dijagram zračenja na centralnoj učestanosti.

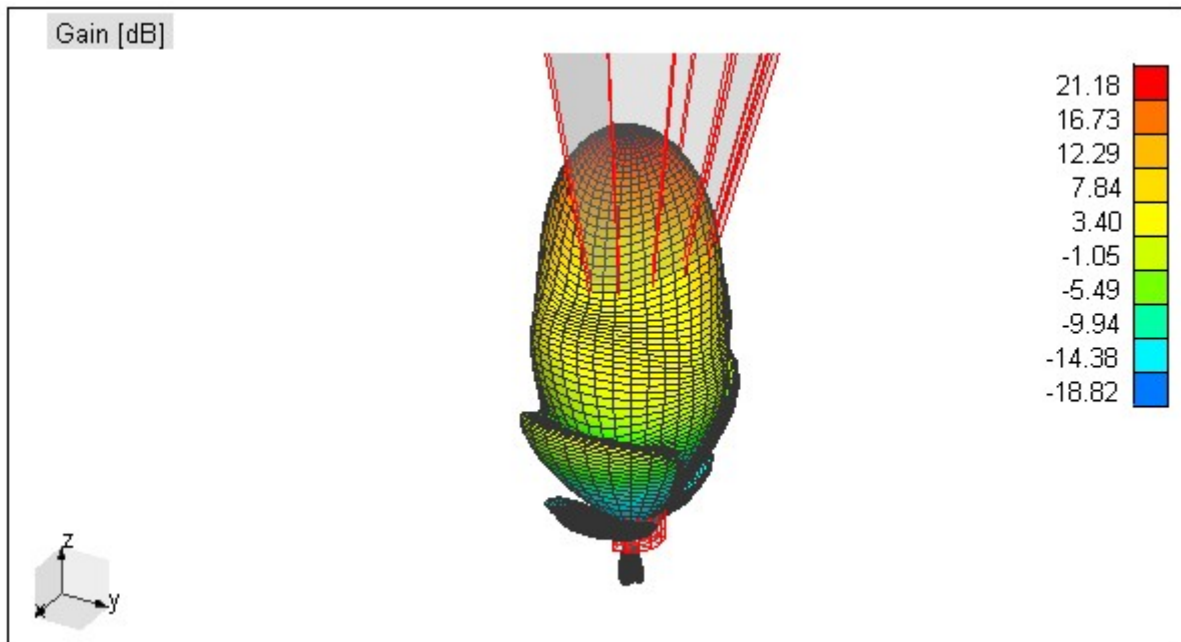
b.) Sa 2D dijagrama zračenja u ravni koja sadrži osu monopola i pravac glavnog zračenja antene (na slici 2(d) presek $\phi = 0$) odrediti 10dB-sku širinu glavnog snopa zračenja, i uporediti je sa teorijskih $BW = 30^\circ$.

		Symbol
1	3.5	f0=3.5
2	85.7143	lambda=300/f0
3	176.857	lambdaTE=619/f0
4	28.5714	Awg=100/f0
5	132.643	Lwg=0.75*lambdaTE
6	44.2143	Dprobe=0.25*lambdaTE
7	21.4286	Hprobe=0.25*lambda
8	30	BW=30
9	4.28571	T=0.05*lambda
10	0.857143	Rwire=0.01*lambda
11	188.571	Ahorn=66/BW*lambda
12	592.653	LconeMIN=(Ahorn^2)/(0.7*lambda)
13	502.857	pom=(1-Awg/Ahorn)*LconeMIN
14	476.724	LhornMIN=(pom^2-(Ahorn-Awg)^2)*0.5
15	1.25	C=1.25
16	595.904	Lhorn=C*LhornMIN
17	32.8571	Awg2=Awg+T
18	21.4286	Lchoke=0.25*lambda
19	0	z1=0
20	132.643	z2=z1+Lwg
21	728.547	z3=z2+Lhorn
22	707.119	z4=z3-Lchoke
23	702.833	z5=z4-T
24	-4.28571	z6=-T
25	192.857	r1=Ahorn+T
26	197.143	r2=Ahorn+2*T
27	201.429	r3=Ahorn+3*T
28	28.5714	x1=Awg
29	7.14286	x2=x1-Hprobe



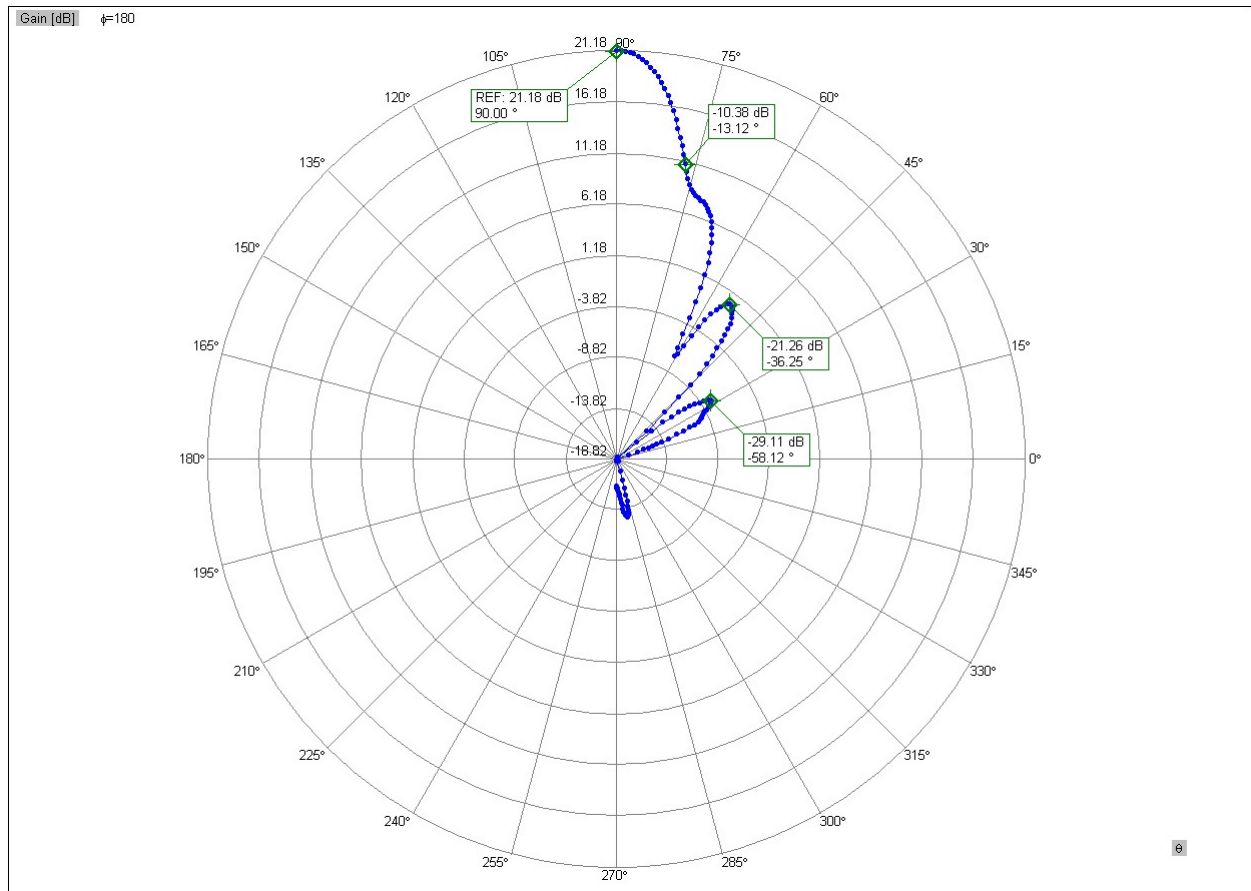
Slika 2(d).

3D dijagram zračenja *horn* antene na centralnoj učestanosti prikazan je na slici 2(e).



Slika 2(e).

2D dijagram zračenja *horn* antene na centralnoj učestanosti za presek $\phi = 0$ prikazan je na slici 2(f).



Slika 2(f).

Sa slike 2(f) vidi se da se brojna vrednost za širinu glavnog loba dosta dobro poklapa sa teorijskih $BW = 30^\circ$. Treba uočiti da je potiskivanje prvog bočnog loba veće od 21dB. Takođe se vidi da je odnos napred-nazad vrlo dobar što je postignuto upotrebom *choke*-a.