

## 6. Žične antene

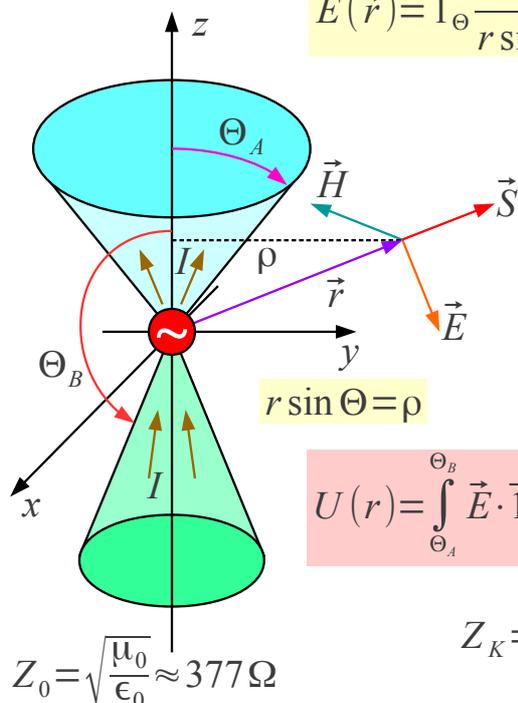
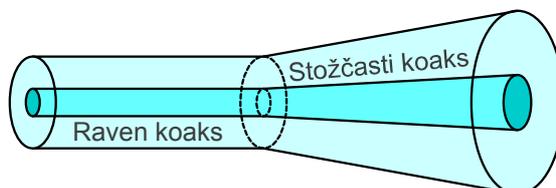
Konec 19. stoletja je tehnika omogočala izdelavo učinkovitih oddajnikov in doseganje velikega dometa radijske zveze le pri razmeroma nizkih frekvencah  $f < 100 \text{ kHz}$ . Izvirni Hertzovi poskusi so delovali na previsokih frekvencah, da bi bili praktično uporabni. V področju dolgih valov  $\lambda > 3 \text{ km}$  so vse naprave majhne v primerjavi z valovno dolžino. Tokovni element  $h \ll \lambda$  je kot točkasti električni dipol (Teslov transformator) silno neučinkovita antena. Podobno je majhna zanka  $\sqrt{A} \ll \lambda$  kot točkasti magnetni dipol (okvirna antena) silno neučinkovita antena.

Guglielmo Marconi je s številnimi poskusi našel ceneno rešitev za učinkovito anteno v obliki zelo dolge in tanke žice, ki jo je dvigoval nad tla celo s pomočjo balona ali zmaja. Antene v obliki dolge in tanke žice ostajajo pomembne tudi danes. Kako izdelati anteno z dobrim sevalnim izkoristkom  $\eta \rightarrow 1$ , si najlažje ogledamo na stožčastemvodu, kjer ima elektromagnetno polje razmeroma preprosto analitsko rešitev:

Stožčasti vod

$C [V] \equiv \text{konstanta}$

$$\vec{E}(\vec{r}) = \vec{1}_\Theta \frac{C}{r \sin \Theta} e^{\mp jkr}$$



$$\vec{H}(\vec{r}) = \frac{j}{\omega \mu} \text{rot } \vec{E}(\vec{r}) = \pm \vec{1}_\Phi \frac{C/Z_0}{r \sin \Theta} e^{\mp jkr}$$

$$\vec{S}(\vec{r}) = \frac{1}{2} \vec{E} \times \vec{H}^* = \pm \vec{1}_r \frac{|C|^2}{2 Z_0} \left( \frac{1}{r \sin \Theta} \right)^2$$

$$I(r) = \int_0^{2\pi} \vec{H} \cdot \vec{1}_\Phi r \sin \Theta d\Phi = \pm \frac{2\pi C}{Z_0} e^{\mp jkr}$$

$$U(r) = \int_{\Theta_A}^{\Theta_B} \vec{E} \cdot \vec{1}_\Theta r d\Theta = C e^{\mp jkr} \int_{\Theta_A}^{\Theta_B} \frac{d\Theta}{\sin \Theta} = C e^{\mp jkr} \ln \left( \frac{\text{tg}(\Theta_B/2)}{\text{tg}(\Theta_A/2)} \right)$$

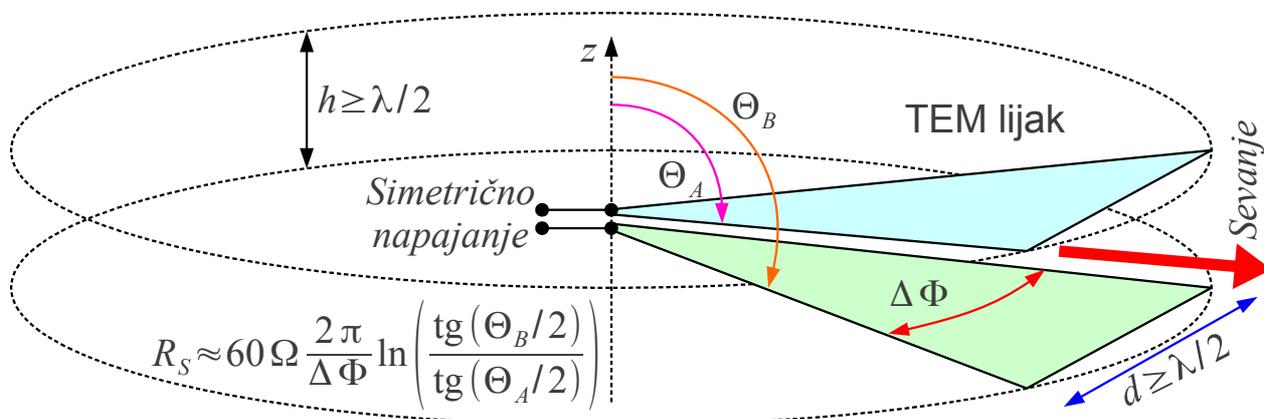
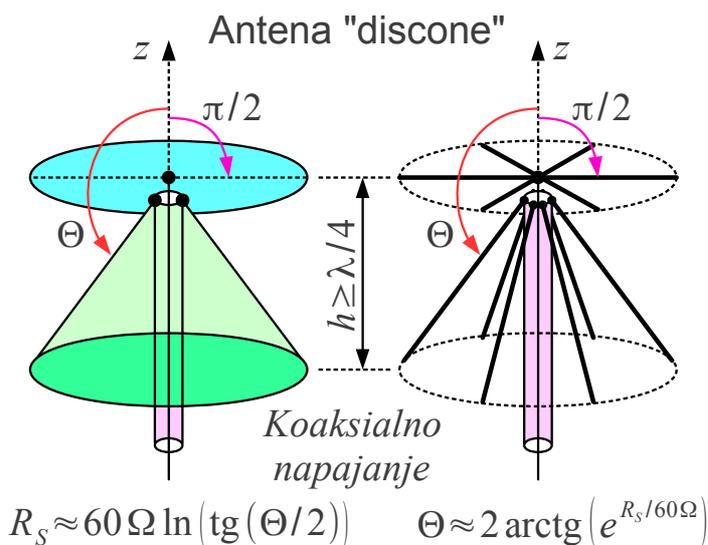
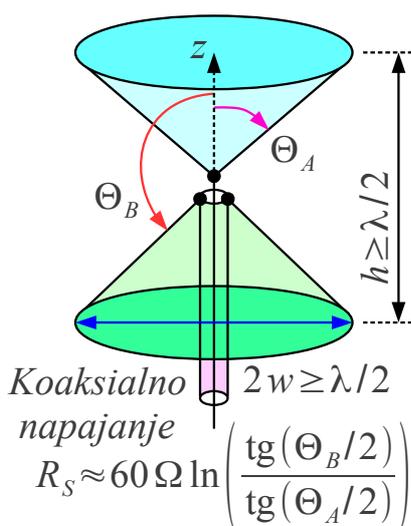
$$Z_K = \pm \frac{U}{I} = \frac{Z_0}{2\pi} \ln \left( \frac{\text{tg}(\Theta_B/2)}{\text{tg}(\Theta_A/2)} \right) \approx 60 \Omega \ln \left( \frac{\text{tg}(\Theta_B/2)}{\text{tg}(\Theta_A/2)} \right)$$

$$P = \int_{\Theta_A}^{\Theta_B} \int_0^{2\pi} \vec{S} \cdot \vec{1}_r r^2 \sin \Theta d\Theta d\Phi = \frac{U I^*}{2} = \pm \frac{\pi |C|^2}{Z_0} \ln \left( \frac{\text{tg}(\Theta_B/2)}{\text{tg}(\Theta_A/2)} \right)$$

Stožčasti vod je lahko stožčasti koaksialni kabel, kjer sta oba, žila in oklop, plašča dveh vgnezenih stožcev. Točna rešitev Maxwellovih enačb  $\vec{E}(\vec{r}) = \vec{1}_\Theta C e^{\mp jkr} / (r \sin \Theta)$  opisuje oba valova, v smeri odpiranja stožcev  $e^{-jkr}$  in v smeri krčenja stožcev  $e^{+jkr}$ . Kot antena je najbolj uporaben široko odprt stožčasti vod  $\Theta_A \leq \pi/2$  in  $\Theta_B > \pi/2$ , kjer se valovanje iz generatorja v koordinatnem izhodišču širi v prostor med stožcema na obe strani ravnine  $xy$ .

Točna rešitev Maxwellovih enačb zahteva dva neskončno velika kovinska stožca, kar ni izvedljivo. Pri končno velikih stožcih dobimo zelo podobno elektromagnetno polje v primeru, ko sta premer  $2w \gg \lambda$  in višina naprave  $h \gg \lambda$  dosti večja od valovne dolžine. Učinek odbojev na odrezanih robovih stožcev je takrat zanemarljiv. Bikonična antena (Sergei Alexander Schelkunoff 1941) je povsem uporabna že pri frekvenci, ko premer  $2w \geq \lambda/2$  in višina  $h \geq \lambda/2$  presežeta polovico valovne dolžine:

Bikonična antena



Od vseh bikoničnih anten ima najmanjše izmere v primerjavi z valovno

dolžino antena "discone" (iz angleških izrazov: disc+cone, Armig G. Kandoian 1943), kjer z uporabo dveh med sabo zelo različnih stožcev, ploščatega diska in srednje vitkega stožca, še dodatno zmanjšamo učinek odbojev na odrezanih robovih. Oba disk in stožec lahko izdelamo tudi iz kovinskih palčk, saj poznamo smer toka. Gornja frekvenčna meja "discone" v teoriji ni omejena, v praksi je odvisna od natančnosti izdelave napajalne točke.

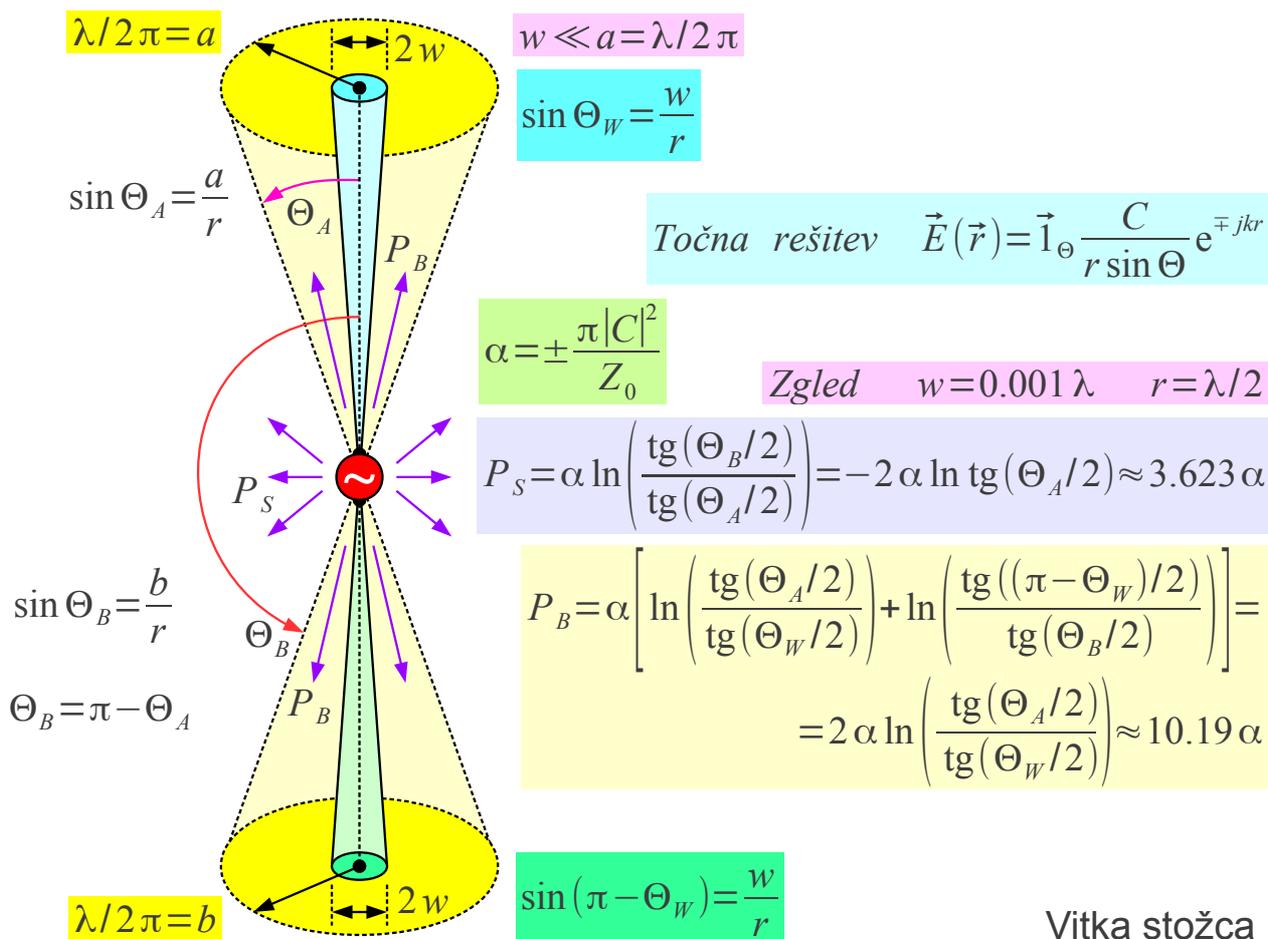
Sevalna upornost bikonične antene in antene "discone" je običajno zelo blizu karakteristični impedanci pripadajočega stožčastega voda. Sevalni izkoristek  $\eta \approx 1$  je blizu enote, saj je v anteni malo izgub in je sevalna upornost prilagojena karakteristični impedanci razpoložljivih koaksialnih kablov. Smerni diagram "discone" se pri nizkih frekvencah kaj dosti ne razlikuje od točkastega električnega dipola, bistvena razlika med obema je v sevalnem izkoristku!

Pri višjih frekvencah oziroma večjih izmerah bikonične antene  $2w, h \gg \lambda$  se valovanje usmerja v prostor med stožcema  $\Theta_A \leq \Theta \leq \Theta_B$ . Dodatno lahko valovanje usmerimo še v ravnini  $xy$  tako, da izdelamo le izseka obeh stožcev za pokrivanje izbranega območja zemljepisne dolžine  $\Delta\Phi < 2\pi$ . Pripadajočo anteno imenujemo TEM lijak. Če je TEM lijak dovolj velik in se dovolj blago odpira, lahko poleg odličnega sevalnega izkoristka  $\eta \approx 1$  doseže tudi visoko smernost  $D \gg 1$ .

TEM lijak je antena, ki pokriva širok frekvenčni pas, ima odličen sevalni izkoristek in ga lahko načrtujemo za visoko smernost. Pomanjkljivost TEM in drugih lijakov so potrebne izmere antene. Drugačne antene lahko dosežejo podobne lastnosti z manjšimi izmerami za nižjo ceno. Več o lijakih sledi v pripadajočem poglavju. TEM lijak se danes večinoma uporablja kot merilna antena pri preverjanju elektromagnetne združljivosti (EMC).

S stožčastim dvovodom lahko ponazorimo tudi anteno iz tanke žice s polmerom v velikostnem razredu tisočinke valovne dolžine  $w \approx 0.001\lambda$  ali celo še manj. Tanko žico ponazarjata dva zelo vitka stožca, med katera je priključen generator. V neposredni bližini tanke žice  $\rho = r \sin\Theta < \lambda/2\pi$  je bližnje elektromagnetno polje dosti močnejše od sevanja. Ne glede na dolžino žice odboj na odrezanem koncu tanke žice ni zanemarljiv, pač pa ima zelo velik učinek na obnašanje antene iz tanke žice.

Velikostni razred pojavov lahko ocenimo iz pretoka moči v stožčastem vodu višine  $h = 2r = \lambda$ , kjer polmer stožcev dosega  $w = 0.001\lambda$ . Moč  $P_B$  v področju bližnjega polja v neposredni bližini vitkih stožcev je skoraj trikrat večja od sevanje moči  $P_S$  v vsem ostalem prostoru:



Odrezani konec tanke žice se torej obnaša kot odprte sponke voda z odbojnostjo v bližini  $\Gamma \approx 1$ . Na anteni iz tanke žice torej pričakujemo stojne valove podobno kot na nezaključenem vodu. Na anteni iz tanke žice lahko vedno določimo oziroma izmerimo stojni val električnega toka  $I(s)$  kot funkcijo vzdolžne koordinate  $s$  na žici. Na odrezanem koncu tanke žice ima stojni val električnega toka vedno vozeli.

Na antenah običajno ne moremo definirati električne napetosti  $U(s)$  kot funkcijo vzdolžne koordinate  $s$  po žici, saj je v primeru sevanja vrtilčenje električnega polja  $\text{rot} \vec{E}(\vec{r}) \neq 0$  vedno različno od nič. Definicija napetosti na bikoničnem vodu  $U(r)$  velja samo na izbrani razdalji  $r = \text{konst.}$  od izhodišča in še to samo v primeru neskončno velikih stožcev. Antenska žica nima oblike stožca niti ni neskončno dolga. Na žičnih antenah zato ne moremo definirati napetosti  $U(s)$  niti ne smemo govoriti o stojnem valu napetosti, kot to žal počne marsikateri površen učbenik o antenah.

Posledica stojnih valov na tanki žici so rezonančni pojavi. Lastnosti antene iz tanke žice se lahko hitro spreminjajo s frekvenco. Od tu zmotno prepričanje, da morajo biti antene rezonančne na izbrani delovni frekvenci. Fizikalno gledano je sevanje sorazmerno samo pospešku elektrin, torej ne

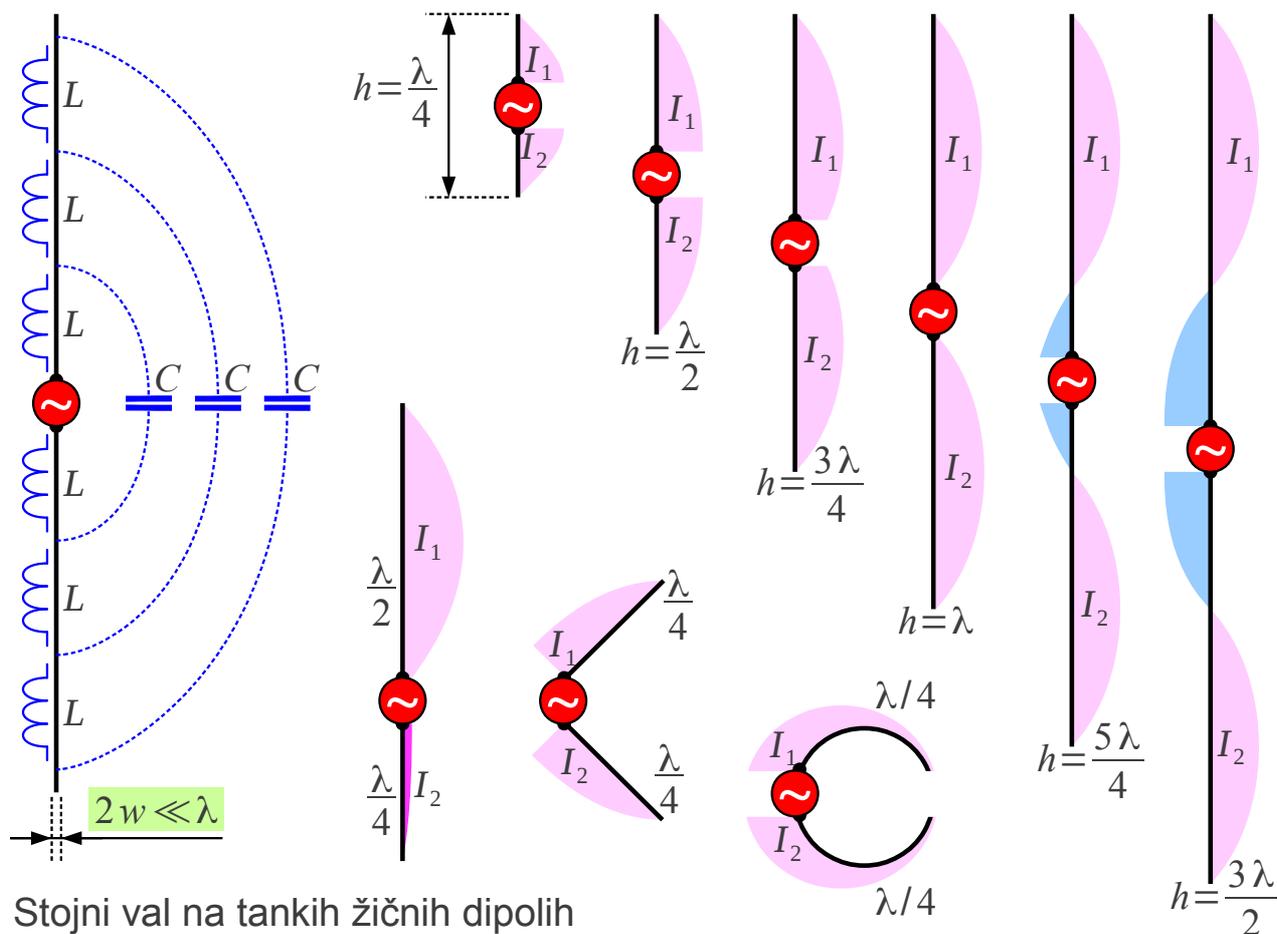
more biti rezonančen pojav. Pač pa pojavi bližnjega polja preslikajo sevalno upornost antene na različne načine. Rezonančni pojavi na tanki žici so samo nadloga bližnjega polja, ki prav nič ne pripomore k sevanju.

Divje spreminjanje impedance antene s frekvenco je samo posledica varčevanja s tanko žico! Rezonančni pojavi slabijo z uporabo debelejših vodnikov in skoraj povsem izginejo pri bikonični anteni. Impedanco antene iz tanke žice merimo v napajalni točki, kjer je razdalja med priključkoma antene dovolj majhna, da smemo zanemariti vrtnčenje električnega polja

$$\text{rot } \vec{E}(\vec{r}) \approx 0 \quad \text{in definirati napetost generatorja } U_g .$$

Učinke bližnjega polja tanke žice ponazarja porazdeljena induktivnost žice  $L$  in porazdeljena kapacitivnost  $C$  med krakoma antene. Stojni val toka opisuje izraz  $I(s) = I_{MAX} \cos(ks + \phi)$ , kjer valovno število

$k = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$  ustreza praznemu prostoru okoli žice in fazni zasuk  $\phi$  poskrbi za vozel toka na koncu žice. Kraka dipola potrebujeta dva ločena izraza  $I_1(s) = I_{1MAX} \cos(ks + \phi_1)$  in  $I_2(s) = I_{2MAX} \cos(ks + \phi_2)$  :



Na simetričnih dipolih je porazdelitev toka simetrična  $I_1(s) = I_2(-s)$ . Uporabne dolžine dipolov so med  $\lambda/2 \leq h \leq 5\lambda/4$ . Prekratki dipoli

$h < \lambda/2$  imajo zelo nizko sevalno upornost. Predolgi dipoli  $h > 5\lambda/4$  imajo neuporaben smerni diagram z več snopi.

Na dipolih s kraki različnih dolžin sta porazdelitvi  $I_1(s)$  in  $I_2(s)$  zelo različni med sabo. Primer zelo različnih krakov je J antena, kjer seva daljši krak dolžine  $\lambda/2$  kot polvalovni dipol, krajši krak  $\lambda/4$  pa služi samo zaključitvi generatorja na ugodno visoko impedanco v napajalni točki.

Porazdelitev toka na tanki žici se bistveno ne spremeni v primeru, če kraka polvalovnega dipola zasukamo (V dipol) enega proti drugemu oziroma ukrivimo enega proti drugemu. Obe opisani anteni, V dipol in polvalovni ukrivljeni dipol, sta uporabni kot neusmerjeni anteni z vodoravno polarizacijo.

Od vseh opisanih dipolov se največkrat uporablja polvalovni dipol  $h = \lambda/2$ , zato je smiselno natančno izpeljati njegovo sevano polje, izračunati sevalno upornost in smernost. Porazdelitev toka na polvalovnem dipolu iz tanke žice se poenostavi v  $I(z') = I_g \cos(kz')$ . Sevanje polvalovnega dipola izračunamo kot vsoto sevanja diferencialno kratkih tokovnih elementov v osi  $z$ :

$h = \frac{\lambda}{2}$

Poenostavitev za sevanje  $d\vec{E} \approx \vec{1}_\Theta \cdot \frac{jkZ_0}{4\pi} I(z') dz' \frac{e^{-jk|\vec{r}-\vec{r}'|}}{|\vec{r}-\vec{r}'|} \sin \Theta'$

$|\vec{r}-\vec{r}'| = \sqrt{r^2 + z'^2 - 2rz' \cos \Theta}$

$r \gg h \rightarrow |\vec{r}-\vec{r}'| \approx r - z' \cos \Theta$

Daljnje polje  $r \gg \frac{2h^2}{\lambda}$   $\vec{1}_{\Theta'} \approx \vec{1}_\Theta$

$\frac{1}{|\vec{r}-\vec{r}'|} \approx \frac{1}{r}$   $\sin \Theta' \approx \sin \Theta$

$e^{-jk|\vec{r}-\vec{r}'|} \approx e^{-jkr} e^{jkz' \cos \Theta}$

$\vec{E} = \int d\vec{E} \approx \vec{1}_\Theta \frac{jkZ_0}{4\pi} I_g \frac{e^{-jkr}}{r} \sin \Theta \int_{-\lambda/4}^{\lambda/4} \cos(kz') e^{jkz' \cos \Theta} dz'$

Stojni val toka  $I(z') = I_g \cos(kz')$

$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \approx 377 \Omega$

Polvalovni dipol

$\int_{-\lambda/4}^{\lambda/4} \cos(kz') e^{jkz' \cos \Theta} dz' = \frac{2 \cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \Theta\right)}{k \sin^2 \Theta}$

$\vec{E} \approx \vec{1}_\Theta \frac{jZ_0}{2\pi} I_g \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \Theta\right)}{\sin \Theta}$

Pri izračunu integrala upoštevamo poenostavitve v Fraunhoferjevem področju  $r \gg 2h^2/\lambda$ , torej zanemarimo spremembe amplitude posameznih prispevkov in upoštevamo samo spremembe faze. Končni rezultat za jakost polja  $\vec{E}(\vec{r})$  je neodvisen od frekvence oziroma valovne dolžine pod pogojem, da dolžino dipola prilagodimo frekvenci generatorja.

V Fraunhoferjevem področju lahko Poyntingov vektor gostote pretoka moči  $\vec{S}(\vec{r})$  izračunamo neposredno iz električnega polja. Sevano moč  $P$  izračunamo z integracijo gostote pretoka moči po krogli, ki oklepa anteno. Integral po polarni razdalji  $\Theta$  je najlažje rešiti numerično:

$$\vec{S} = \vec{1}_r \frac{|\vec{E}|^2}{2Z_0} = \vec{1}_r \frac{Z_0}{8\pi^2} |I_g|^2 \frac{1}{r^2} \left[ \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \Theta\right)}{\sin \Theta} \right]^2 \quad \int_0^{2\pi} d\Phi = 2\pi$$

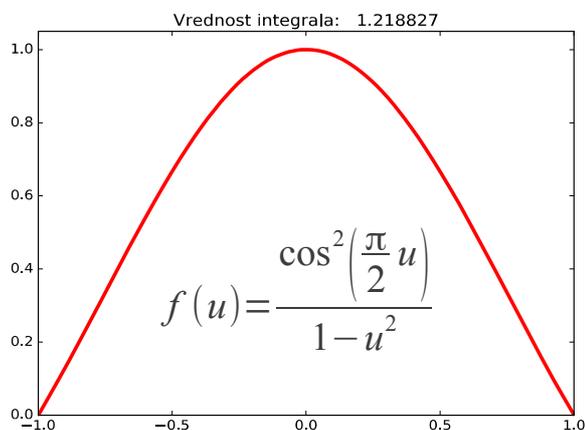
$$P = \int_0^\pi \int_0^{2\pi} \vec{S} \cdot \vec{1}_r r^2 \sin \Theta d\Theta d\Phi = \frac{Z_0}{4\pi} |I_g|^2 \int_0^\pi \left[ \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \Theta\right)}{\sin \Theta} \right]^2 \sin \Theta d\Theta$$

$$I_{\lambda/2} = \int_0^\pi \left[ \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \Theta\right)}{\sin \Theta} \right]^2 \sin \Theta d\Theta = \int_{-1}^1 \frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2} u\right)}{1-u^2} du \approx 1.218827$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \approx 377 \Omega \approx 120 \pi \Omega$$

$$R_S = \frac{2P}{|I_g|^2} = \frac{Z_0}{2\pi} I_{\lambda/2} \approx 60 \Omega I_{\lambda/2} \approx 73.1 \Omega$$

Upornost polvalovnega dipola



Integracija sevane moči daje zelo ugodno vrednost sevalne upornosti okoli  $R_S \approx 73.1 \Omega$ . Reaktivna komponenta impedance je v hrbtu stojnega vala toka zelo majhna in jo lahko popolnoma izničimo z manjšimi popravki dolžine dipola. Impedanca polvalovnega dipola je skoraj popolnoma delovna in je hkrati v velikostnem razredu običajnih karakterističnih impedanc visokofrekvenčnih prenosnih vodov. Upornost žice dipola je običajno za dva velikostna razreda manjša od sevalne upornosti, kar daje odličen sevalni izkoristek več kot  $\eta > 0.99$ .

Čeprav zapis izgleda precej drugače, se smerni diagram polvalovnega dipola (modra krivulja) kaj dosti ne razlikuje od kratkega tokovnega elementa (rdeča krivulja):

$$h = \frac{\lambda}{2} \rightarrow F(\Theta, \Phi) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \Theta\right)}{\sin \Theta}$$

$$D = \frac{4\pi \left| F(\Theta_{MAX}, \Phi_{MAX}) \right|^2}{\iint_{4\pi} |F(\Theta, \Phi)|^2 d\Omega}$$

$$F(\Theta_{MAX} = \pi/2) = 1$$

$$D = \frac{4\pi}{\int_0^\pi \int_0^{2\pi} \left[ \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \Theta\right)}{\sin \Theta} \right]^2 \sin \Theta d\Theta d\Phi}$$

$$D = \frac{4\pi}{2\pi I_{\lambda/2}} = \frac{2}{1.218827} = 1.640922$$

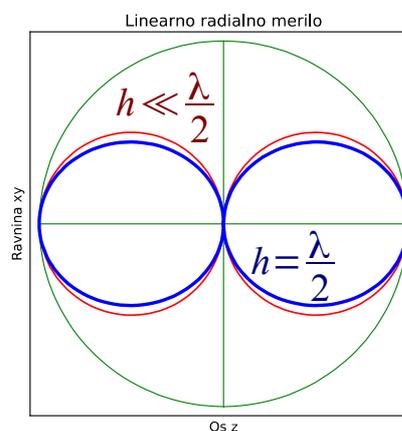
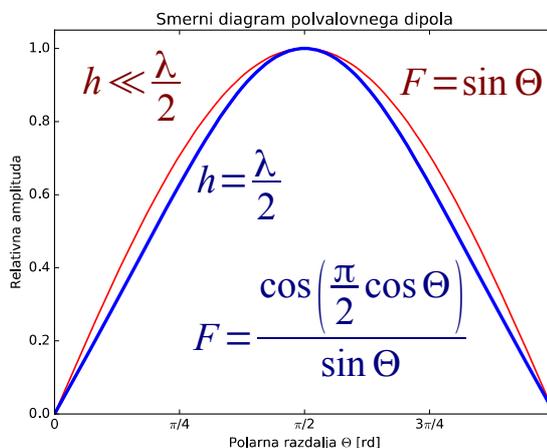
$$D_{\text{dBi}} = 10 \log_{10} 1.640922 = 2.150879 \text{dBi}$$

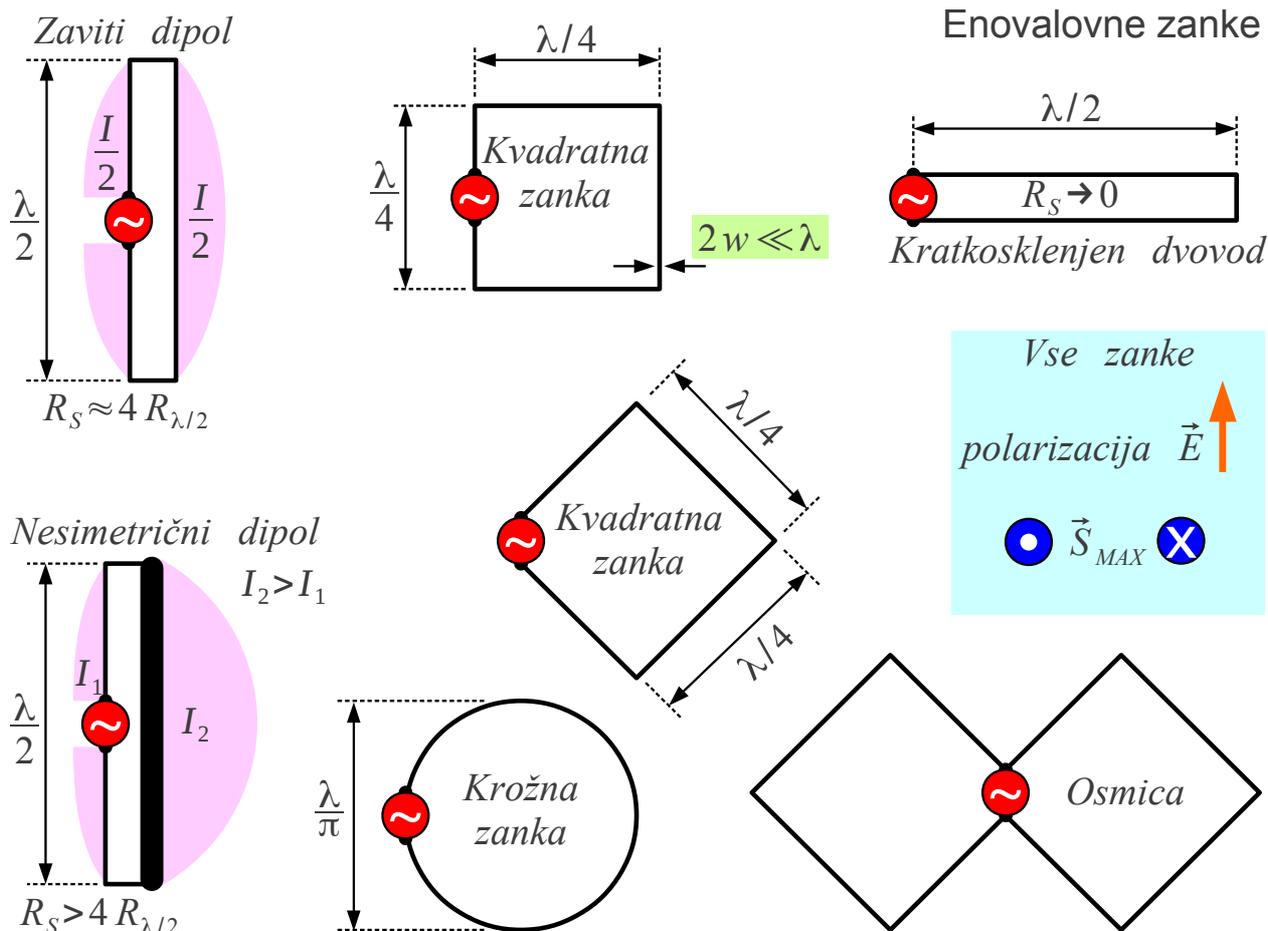
Smernost polvalovnega dipola

Izračun smernost polvalovnega dipola vsebuje enak integral kot izračun sevalne upornosti. Smernost polvalovnega dipola znaša  $D = 1.64$  oziroma  $D_{\text{dBi}} = 2.15 \text{dBi}$ . Dobitek polvalovnega dipola je približno enak smernosti  $G \approx D$ , saj je sevalni izkoristek praktičnih polvalovnih dipolov blizu enote.

Polvalovni dipol je preprosta, praktično izvedljiva antena z znano smernostjo in dobitkom. Smernosti in dobitke drugih anten zato pogosto navajamo tudi v merskih enotah [dBd], to je decibeli glede na polvalovni dipol. Smernosti in dobitke preračunamo  $D_{\text{dBd}} = D_{\text{dBi}} - 2.15 \text{dB}$  oziroma  $G_{\text{dBd}} = G_{\text{dBi}} - 2.15 \text{dB}$ .

Iz dveh polvalovnih dipolov lahko sestavimo enovalovno zanko. Oblika enovalovne zanke ima manjši vpliv na smerni diagram antene in zelo velik vpliv na sevalno upornost antene:





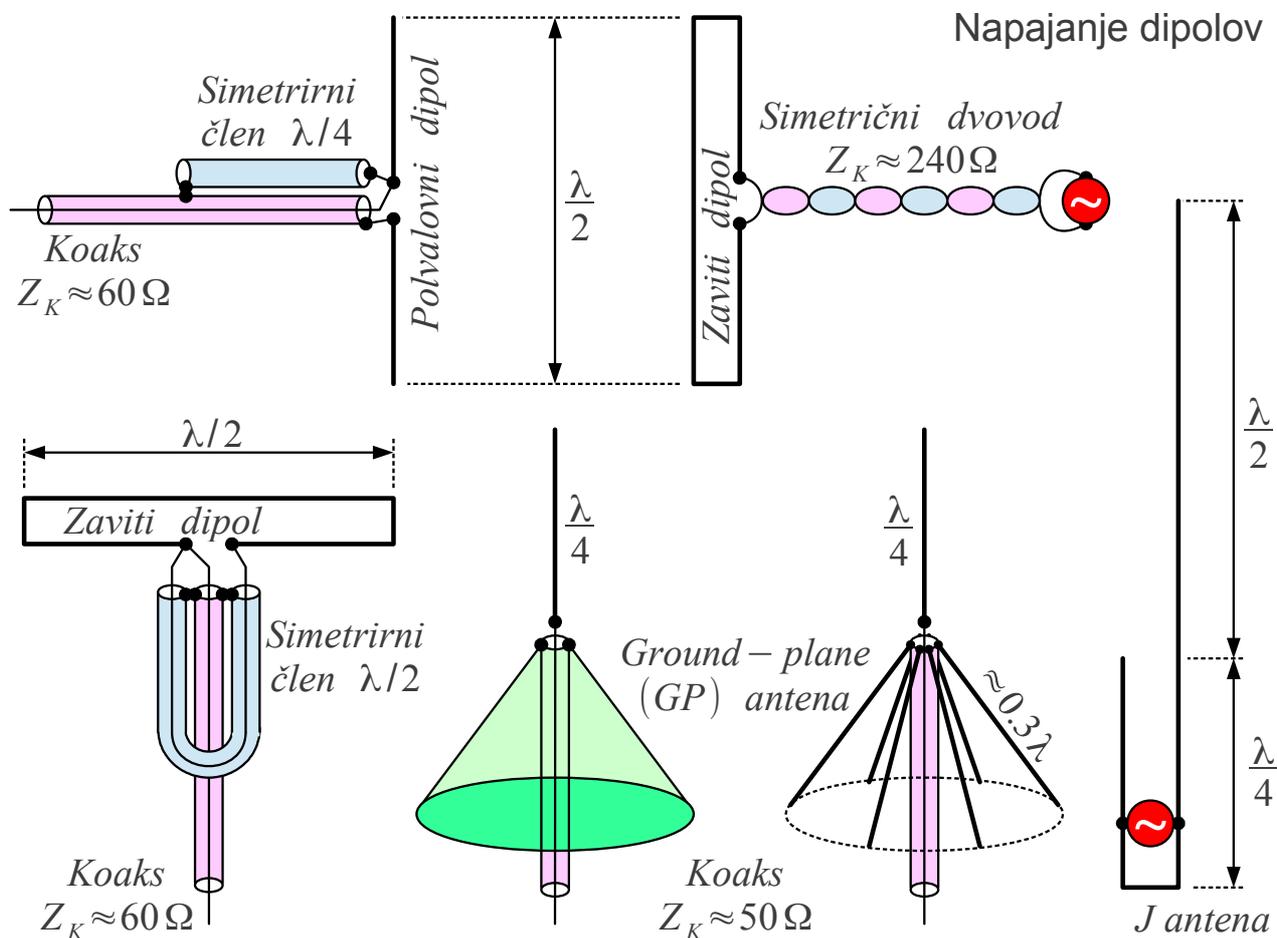
Zaviti dipol je sestavljen iz dveh polvalovnih dipolov na majhni medsebojni razdalji, ki sta vezana vzporedno na obeh koncih. Smerni diagram zavitega dipola je enak smernemu diagramu polvalovnega dipola. Ker je tok skozi napajani krak zavitega dipola polovičen, je sevalna upornost  $R_S = 4 R_{\lambda/2}$  štirikratna upornost polvalovnega dipola. Sevalno upornost zavitega dipola lahko še dodatno povečamo z nesimetrično izvedbo.

Kvadratne, krožne zanke in zanke drugih oblik dosegajo malenkost večjo smernost od polvalovnega dipola in nekoliko nižjo sevalno upornost v velikostnem razredu  $R_S \approx 100 \Omega$ . Skupina dveh kvadratnih zank poimenovana osmica je praktično uporabna antena z večjo smernostjo ter ugodno sevalno upornostjo. S tlačanjem zanke v smeri električnega polja sevalna upornost upada in gre proti nič  $R_S \rightarrow 0$  v primeru kratkosklenjenega dvovoda.

Visokofrekvenčni generator oziroma breme ni vedno vgrajeno v samo anteno. Pogosto moramo od oddajnika do antene napeljati daljši vod, prav tako od antene do sprejemnika. Napajalni vod moramo napeljati tako, da ne moti polja antene.

Dipoli najpogosteje zahtevajo simetrično napajanje. Koaksialni vod ni

simetričen, žila se razlikuje od oklopa. Koaksialni kabel moramo priključiti na simetrični dipol preko primerne simetričnega člena (angleško: BALanced-to-UNbalanced ali skrajšano "balun"):



Simetrirni člen  $\lambda/4$  je najpreprostejši. Karakteristična impedanca koaksialnega kabla  $Z_K \approx R_S$  se dobro prilagaja impedanci polvalovnega dipola. Simetrijo dosežemo s slepim kablom, samo oklop dolžine  $\lambda/4$ , ki ga pri dipolu vežemo na žilo koaksialnega kabla, oba oklopa pa vežemo skupaj na drugem koncu. Kratek stik se v dvovodu iz obeh oklopov dolžine  $\lambda/4$  preslika v odprte sponke na priključkih dipola. Valovna dolžina v dvovodu iz obeh oklopov  $\lambda = \lambda_0 = c_0/f$  ustreza vmesnemu praznemu prostoru.

Simetrirni člen  $\lambda/2$  uporablja dodaten koaksialni kabel dolžine  $\lambda/2$  za obračanje faze. Izhodna napetost se dvakrat poveča. Izhodna impedanca se štirikrat poveča. Primerna antena z  $R_S \approx 4Z_K$  je zaviti dipol. Koaksialni kabel za obračanje faze je sicer obremenjen z  $R_S/2$ , ampak zaradi dolžine  $\lambda/2$  se njegova karakteristična impedanca lahko razlikuje od bremena. Pri dolžini kabla za obračanje faze  $\lambda/2 = v/(2f)$  moramo

upoštevati hitrost razširjanja valovanja v dielektriku kabla  $v = c_0 / \sqrt{\epsilon_r}$  !

Zaviti dipol lahko napajamo tudi s simetričnim dvovodom s karakteristično impedanco v velikostnem razredu  $Z_K \approx 240 \Omega$  . Neželjeno sevanje dvovoda zadušimo tako, da žici prepletamo med sabo. Sevanje sosednjih zankic dvovoda se tedaj odšteva med sabo. V vseh opisanih primerih napeljemo napajalni vod pod pravim kotom glede na dipol, da ne motimo sevanja dipola.

Vgradnja polvalovnega dipola pogosto zahteva napajanje s koaksialnim kablom v osi dipola. Pri bikonični anteni se da napeljati koaksialni kabel skozi enega od stožcev, da ne moti sevanja antene. Priljubljena praktična izvedba je križanec med polvalovnim dipolom in anteno "discone" poimenovan "ground-plane" antena ali na kratko GP antena. Tudi pri GP anteni je plašč stožca lahko izdelan iz kovinskih palčk. Koaksialni kabel najmanj moti sevanje antene, ko dolžina palčk stožca nekoliko presega četrtino valovne dolžine oziroma znaša okoli  $l_{palčka} \approx 0.3 \lambda$  .

Končno lahko polvalovni dipol napajamo na koncu namesto v sredini. Sevalna uprnost je na koncu dipola zelo visoka in drugo sponko generatorja je treba nekam priključiti. Praktična rešitev je J antena (Hans Beggerow 1909). S stališča sevanja je J antena nesimetrični dipol z gornjim krakom dolžine  $\lambda/2$  in spodnjim krakom dolžine  $\lambda/4$  . Seva večinoma gornji krak, saj je v spodnjem kraku tok dosti manjši. Spodnji krak je izdelan kot kratkosklenjen dvovod, da visoko impedanco antene preslika na impedanco generatorja v velikostnem razredu  $R_g \approx 50 \Omega \dots 70 \Omega$  .

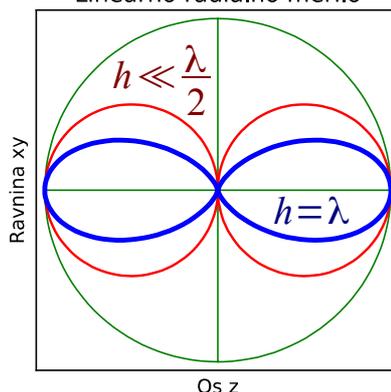
Dva na koncu napajanja polvalovna dipola sestavljata simetrični enovalovni dipol  $h = \lambda$  . Sevanje enovalovnega dipola preprosto izračunamo iz sevanja polvalovnega dipola  $\vec{E}_{\lambda/2}$  in vezave dveh takih dipolov enega nad drugim v bočno skupino. Skupina dveh sofazno napajanih virov na razdalji  $\lambda/2$  v osi  $z$  dodaja smerni diagram skupine  $F_S(\Theta, \Phi) = 2 \cos((\pi/2) \cos \Theta)$  . Izpeljava slednjega sledi v poglavju o skupinah.

Smerni diagram simetričnega enovalovnega dipola  $h = \lambda$  je nekoliko ožji od polvalovnega dipola  $h = \lambda/2$  oziroma kratkega dipola  $h \ll \lambda/2$  . Enovalovni dipol ima nekoliko večjo smernost  $D \approx 2.41$  oziroma  $D_{\text{dBi}} \approx 3.82 \text{dBi}$  :

Stojni val toka  
 $I(z') = I_{MAX} |\sin(kz')|$

$$\vec{E} = \vec{E}_{\lambda/2} 2 \cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \Theta\right)$$

Linearno radialno merilo



$h = \lambda$

$$\vec{E} \approx \vec{1}_\Theta \frac{jZ_0}{\pi} I_{MAX} \frac{e^{-jkr} \cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cos \Theta\right)}{r \sin \Theta}$$

$I_{MAX} \gg I_g$

$$F(\Theta, \Phi) = \frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cos \Theta\right)}{\sin \Theta}$$

$I_g$

$$I_\lambda = \int_0^\pi \left[ \frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cos \Theta\right)}{\sin \Theta} \right]^2 \sin \Theta d\Theta \approx 0.829532$$

$I_{MAX}$

$$D = \frac{2}{I_\lambda} \approx 2.41$$

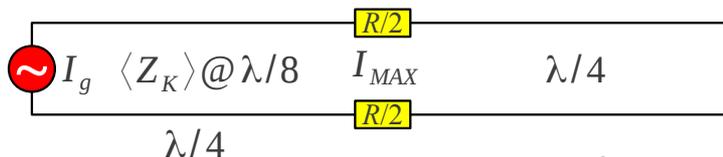
$$D_{dBi} = 10 \log_{10} \frac{2}{I_\lambda} \approx 3.82 \text{dBi}$$

Tanka žica  $w = 0.001 \lambda$

$$\Theta_A = \pi - \Theta_B \approx \frac{w}{\lambda/8}$$

$$P = \frac{Z_0}{\pi} |I_{MAX}|^2 I_\lambda$$

$$R = \frac{2P}{|I_{MAX}|^2} = \frac{2Z_0}{\pi} I_\lambda \approx 199 \Omega$$



$$Z_K \approx 120 \Omega \ln \frac{\lambda}{4w} \approx 663 \Omega$$

$$R_S = \frac{Z_K^2}{R} \approx 2.2 \text{k} \Omega$$

Enovalovni dipol

Napajanje simetričnega enovalovnega dipola v minimumu toka  $I(z')$  pomeni razmeroma visoko impedanco. Sevalno upornost enovalovnega dipola ocenimo iz sevalne upornosti  $R(I_{MAX}) \approx 199 \Omega$  z generatorjem v hrbtu toka in invertiranje slednje na četrtvalovnem vodju  $R_S = Z_K^2 / R$ . Dober približek povprečne karakteristične impedance žičnega dipola  $\langle Z_K \rangle$  je karakteristična impedanca stožčastega voda, izračunana sredi četrtvalovnega voda pri  $r = \lambda/8$ .

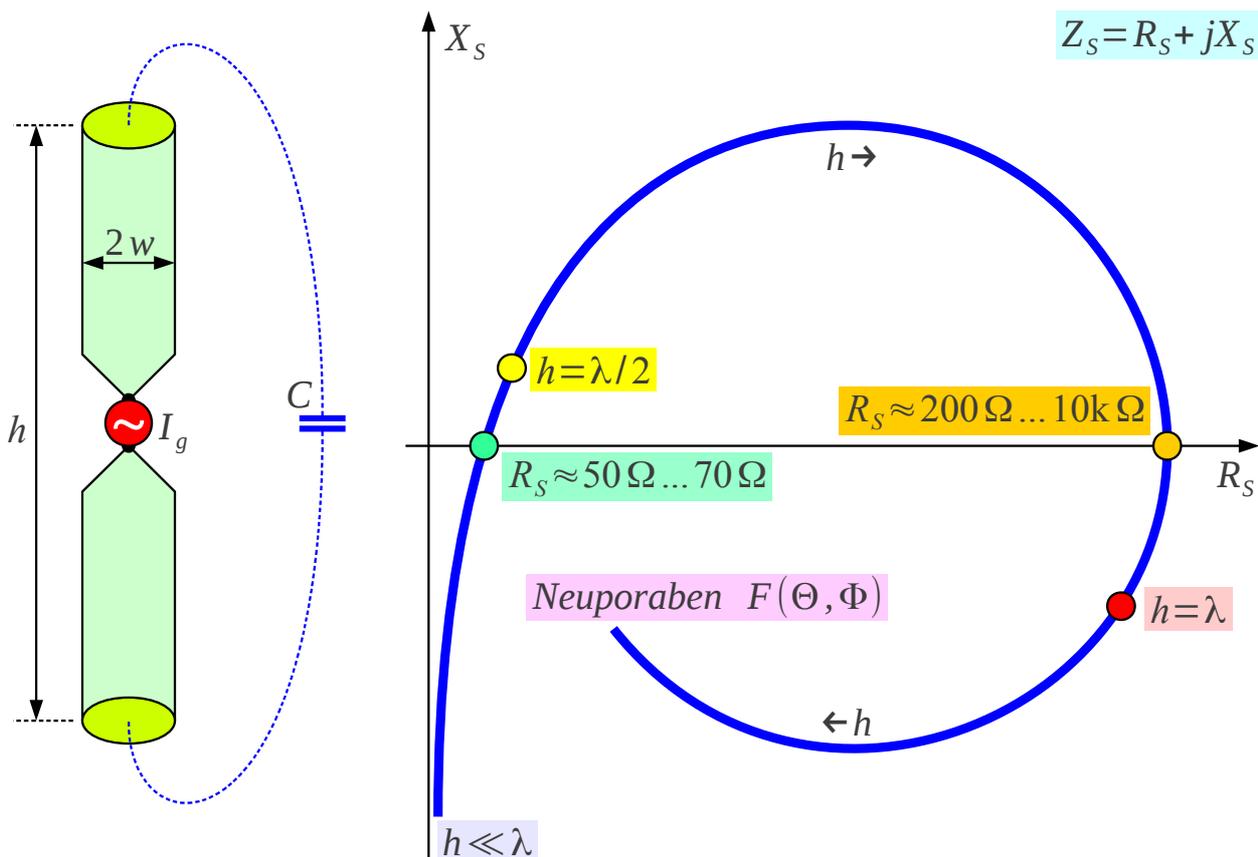
Enovalovni dipol iz tanke žice s polmerom  $w = 0.001 \lambda$  ponazorimo z dvema vitkima stožcema. Karakteristična impedanca stožčastega dvovoda dosega  $Z_K \approx 663 \Omega$  pri  $r = \lambda/8$ . Sevalna upornost se preslika v

$R_S \approx (663 \Omega)^2 / 199 \Omega \approx 2.2 \text{k} \Omega$  v napajalni točki sredi enovalovnega dipola. Praktično je tako visoka impedanca močno odvisna tudi od natančne izvedbe priključkov generatorja!

Heinrich Hertz je v svojih poskusih uporabljal polvalovni dipol  $h = \lambda/2$  v oddajniku, kjer je z električno iskro kratko-sklenil kondenzator iz naelektrenih krakov, torej nizka impedanca generatorja. V sprejemniku je Hertz uporabljal enovalovni dipol  $h = \lambda$ , da je na iskrišču dosegel čim višjo

električno poljsko jakost za preboj, torej visoka impedanca bremena.

Pri dipolih iz žice neznanemarljivega polmera  $w \neq 0$  ne smemo zanemariti kapacitivnosti  $C$  med odrezanima koncema dipola. Zaradi slednje bo impedanca polvalovnega oziroma enovalovnega dipola povsem delovna pri dolžinah dipolov, ki so nekoliko krajše od  $h < \lambda/2$  oziroma  $h < \lambda$  :



Impedanca debelega dipola

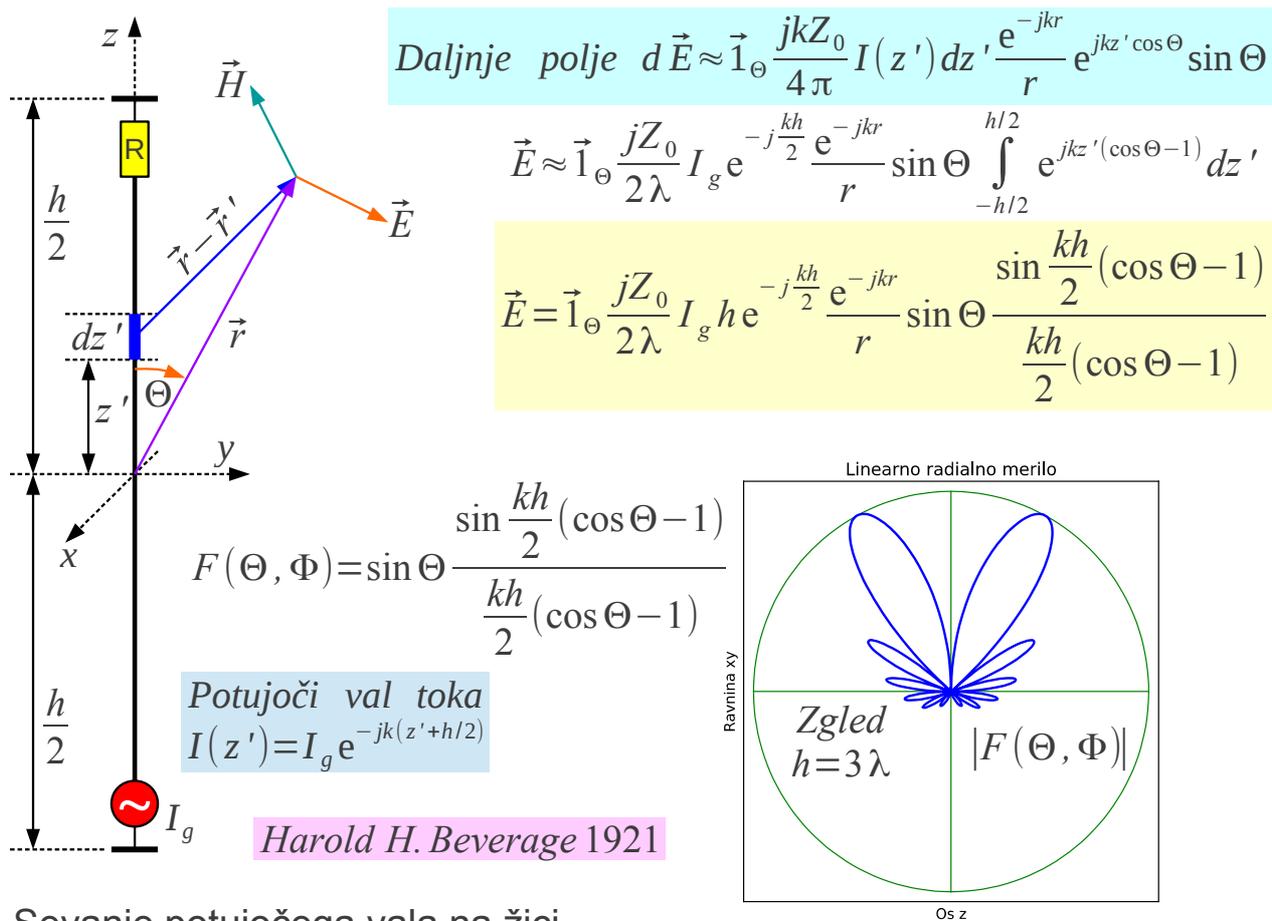
Sevalna upornost skrajšanih dipolov bo nekoliko nižja od sevalne upornosti polvalovnega oziroma enovalovnega dipola. Samo neskončno tanki polvalovni dipol dosega  $R_s \approx 73.1 \Omega$ . Nekoliko krajši dipol iz tanke žice dosega  $R_s \approx 70 \Omega$ . Še krajši dipol iz kovinskih cevi dosega  $R_s \approx 60 \Omega$ . GP antena dosega komaj  $R_s \approx 50 \Omega$ . V praksi so razlike v sevalni upornosti različnih polvalovnih dipolov nepomembne v primerjavi z jalovim delom impedance, ko isto anteno uporabljamo v širšem frekvenčnem pasu.

Pri enovalovnem dipolu ima polmer žice  $w$  zelo velik učinek na karakteristično impedanco  $Z_K$  in z njo povezanim invertiranjem sevalne upornosti  $R_s = Z_K^2 / R$ . Enovalovni dipol iz debelih kovinskih cevi ima

sevalno upornost manjšo od  $R_s < 600 \Omega$ . Jalovi del impedance ima pri enovalovnem dipolu manjšo vlogo, kar pomeni, da lahko isto anteno uporabljamo v širšem frekvenčnem pasu. Preprosto povedano, večja antena je običajno manj občutljiva na rezonančne pojave!

Na zelo dolgi žici se večina moči valovanja izseva, še preden pride val do konca žice. Učinek odboja na koncu žice je tedaj zelo majhen. Smerni diagram tokovnega elementa  $\sin \Theta$  preprečuje, da bi dolga žica sevala v svoji osi. Potujoči val na žici tedaj seva v kolobar okoli osi žice. Interferenca posameznih prispevkov vzdolž žice oža kolobar sevanja pri daljšanju žice.

Odbiti val na dolgi žici lahko dodatno zadušimo z zaključnim uporom na koncu žice. Drugo sponko upora ozemljimo. Ozemljimo tudi drugo sponko generatorja. Smerni diagram dolge žice se kaj dosti ne razlikuje od smernega diagrama potujočega vala toka konstantne amplitude, ko bi usihanje vala zaradi sevanja zanemarili:

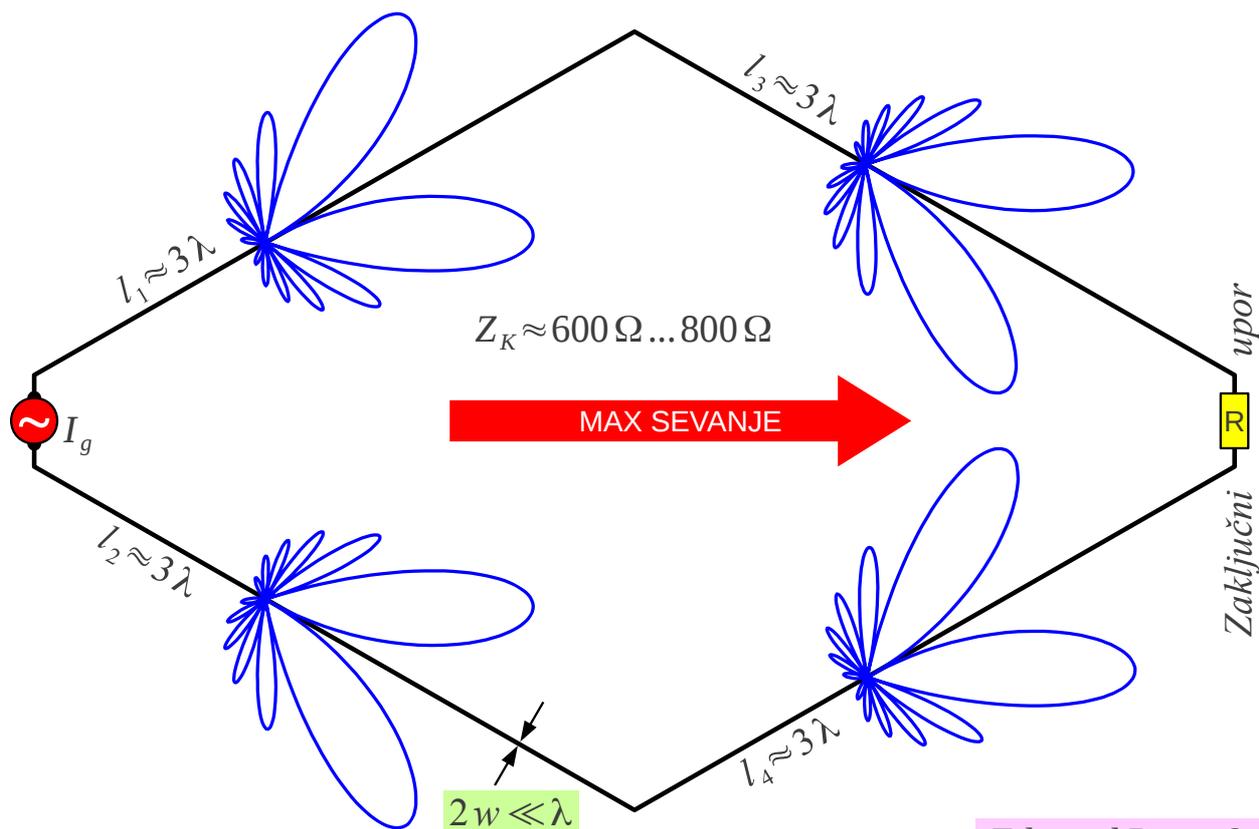


Sevanje potujočega vala na žici

Ozemljitev druge sponke generatorja in zaključnega upora zahteva vodoravno postavitve žice na določeni višini nad tlemi. Izgubi moči v zaključnem uporu je treba dodati še izgube v zemlji. Dolga žica je uporabna kot sprejemna antena v področju srednjih valov  $\lambda \approx 300m$ , kjer naravni

šum za več velikostnih razredov presega šum sprejemnika in sevalni izkoristek sprejemne antene ni pomemben.

Več svobode pri postavljanju antene omogoča romb, sestavljen iz štirih dolgih žic. Generator in zaključni upor sta vezana med kraka romba antene, da ozemljitev ni potrebna. Kot odprtja romba načrtujemo tako, da se sevanje vseh štirih krakov sešteva v smeri zaključnega upora:



Romb antena

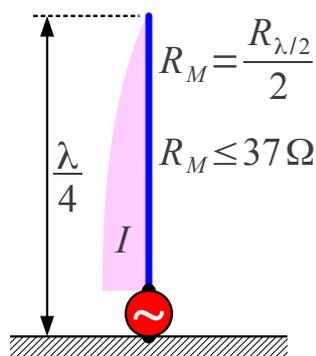
Edmond Bruce & Harald Friis 1931

Sevalni izkoristek romba se da izboljšati z nižanjem karakteristične impedance dvovoda. V ta namen krake romba izdelamo iz več vzporednih žic. Poleg izgub v zaključnem uporu romb seva dosti moči tudi v številne stranske snope. Končno zahteva romb ogromno prostora za določeno smernost  $D$  oziroma dobitek  $G$ , zato ima romb antena danes predvsem zgodovinski pomen.

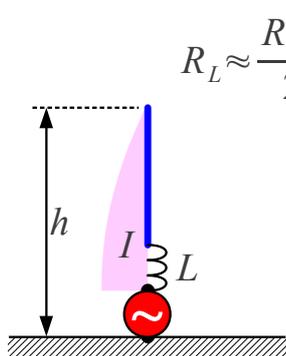
V enaindvajsetem stoletju ima načrtovalec antene povsem drugačno nalogo. Običajno je treba izdelati čim manjšo anteno. Ponekod je takšna zahteva tehnično povsem upravičena, na primer ko antena povečuje zračni upor in kazi aerodinamiko letala. Manjša antena lahko pomeni manjši, lažji in predvsem cenejši izdelek. Največkrat pa gre za objestnost sodobnih oblikovalcev, ki smatrajo anteno za najgrši del izdelka.

Na izdelku z vgrajeno anteno si običajno ne moremo privoščiti niti polvalovnega dipola. Generator preprosto priključimo med kovinski izdelek in polovico dipola, imenovano monopol. V dovolj velikem kovinskem izdelku se monopol zrcali kot v prevodni ravnini. Sevalna upornost četrtvalovnega monopola  $R_M \approx R_{\lambda/2}/2$  je povsem razumljivo enaka polovici sevalne upornosti polvalovnega dipola:

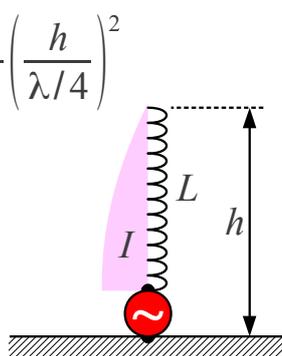
$\lambda/4$  monopol nad prevodno ravnino



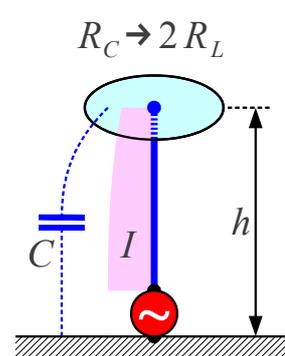
Koncentrirana tuljava



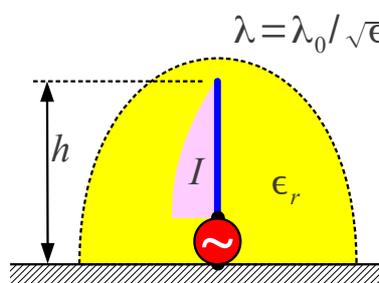
Porazdeljena tuljava



Kapacitivni klobuk

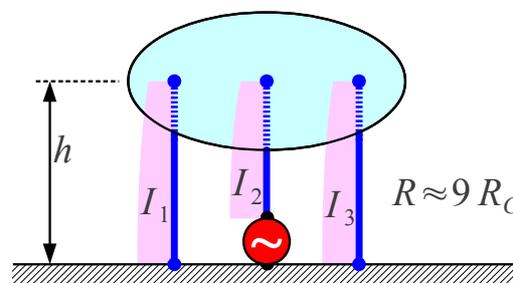


Monopol v dielektriku



Skrajšane antene

Kapacitivni klobuk s transformacijo impedance



Pogosto je celo četrtvalovni monopol prevelik oziroma preveč okoren v praktičnem izdelku. Dodatno krajšanje monopola jasno vodi v neučinkovito anteno, saj sevalna upornost  $R_s \approx \alpha h^2$  kratke antene  $h < \lambda/4$  upada sorazmerno kvadratu njene dolžine. Poleg sevalne upornosti je nujno upoštevati še upornost različnih izgubnih snovi v okolici antene, saj izdelek ni neskončno prevodna kovinska plošča. Upornost človeške roke, ki drži prenosni izdelek, je v istem velikostnem razredu kot sevalna upornost četrtvalovnega monopola.

Reaktivni del impedance skrajšanega monopola je kapacitiven. Kompenziramo ga z zaporedno tuljavo. Slednja je lahko koncentriran gradnik tik ob generatorju ali pa porazdeljena induktivnost vzdolž monopola. Slednja je največkrat izdelana kot kovinska vijačnica, zalita v gumijast repek, ki štrli iz

izdelka. Zaradi dodatnih upornosti jeklene (kožni pojav v feromagnetiku!) vijačnice in roke uporabnika izdelka skupna impedanca antene

$Z \approx Z_K = 50 \Omega$  ostaja v velikostnem razredu karakteristične impedance koaksialnega kabla.

Ker se upornost roke uporabnika spreminja v širokem razponu, kakršnakoli dodatna prilagoditev impedance gumijastega repka ni smiselna. Pač pa sevalni izkoristek gumijastega repka  $\eta \approx \alpha' h^2$  upada sorazmerno kvadratu njegove dolžine. Radijski domet naprave je skoraj točno sorazmeren dolžini gumijastega repka. Krajšanje repka hitro privede do neuporabnega dometa naprave.

Kompensacija reaktivnega dela impedance skrajšanega monopola je bolj učinkovita s kapacitivnim klobukom. Kapacitivni klobuk je sicer uporabljal že Nikola Tesla na vrhu njegovega slovitega transformatorja, vendar s povsem drugačnim namenom preprečevanja električnih prebojev. Kapacitivni klobuk daje bolj konstantno porazdelitev toka na monopolu, kar lahko podvoji sevalno upornost  $R_C \rightarrow 2 R_L$  v primerjavi z zaporedno tuljavo.

Podobna rešitev kapacitivnemu klubuku je vgradnja skrajšanega monopola v primerno velik kos dielektrika. Dielektrik  $\epsilon_r > 1$  skrči valovno dolžino in povečuje sevanje monopola. Skrajšane antene so pogosto izdelane na oziroma v kosu keramike z  $\epsilon_r \approx 10$ .

Kapacitivni klobuk je sicer lahko nerodno velik, ampak hkrati omogoča zelo učinkovito transformacijo impedance, podobno transformaciji v zavitem dipolu. Če kapacitivni klobuk povežemo z  $N = 3$  tremi žicami, od katerih je samo ena napeljana do generatorja, ostali dve pa neposredno do kovinske ravnine, se sevalna upornost antene transformira sorazmerno kvadratu števila žic  $R \approx N^2 R_C = 9 R_C$  kar devetkrat.

V praktični izvedbi preostale vodnike uporabimo kot mehanske nosilce za kapacitivni klobuk. Z izbiro števila in med sabo različnih prečnih izmer vodnikov lahko kapacitivni klobuk neposredno prilagodimo na  $Z_K = 50 \Omega$  standardnega koaksialnega kabla. Če pod klobukom zagotovimo dobro prevodno ravnino, bo sevalni izkoristek takšne antene zelo visok  $\eta \rightarrow 1$ . Končno lahko monopol s kapacitivnim klobukom vgradimo v kovinsko skodelico, napolnjeno z dielektrikom, da je zunanja sevalna ploskev takšne antene povsem ravna za uporabo na nadzvočnem letalu.