

Izračun smernosti iz dveh rezov smerne diagrama

Matjaž Vidmar, S53MV

Povzetek

Večina meritev smerne diagrama anten $F(\Theta, \Phi)$ je omejena na dva značilna reza, največkrat v ravninah električnega polja \vec{E} in magnetnega polja \vec{H} . Neprimerna izbira ravnin rezov in neprimerna obdelava sicer zelo natančno izmerjenih podatkov dajeta v nekaterih primerih sicer preprostih anten zelo velike pogreške smernosti. Pri sektorskih antenah s pahljačastim snopom napaka pogosto presega -3dB . V tem članku zato predlagam drugačno obdelavo podatkov, ki daje točnejše rezultate za smernost. Predlagana obdelava je najprej teoretsko izpeljana in nato računsko preverjena na različnih praktičnih zgledih.

1. Opis naloge izračuna smernosti

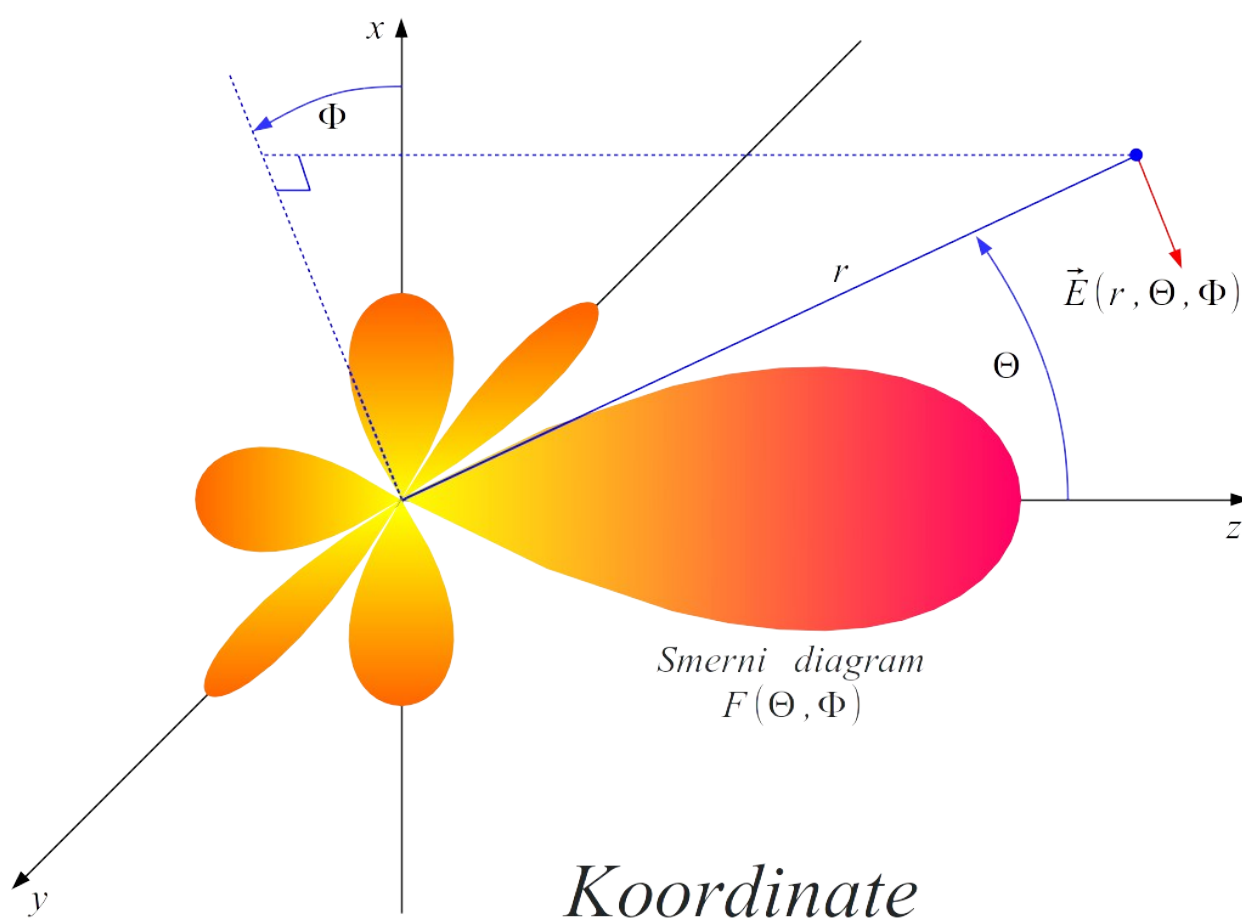
Končnega uporabnika antene zanima predvsem dobitok G (gain), mogoče še smerni diagram v neželjene smeri. Razvijalca antene zanimata tako smernost D (directivity) kot sevalni izkoristek η (efficiency), ki oba nastopata v dobitku $G = D \cdot \eta$. Smernost D izračunamo iz izmerjenega (amplitudnega) smerne diagrama $F(\Theta, \Phi)$. Ker je slednji funkcija dveh kotov Θ in Φ , ga lahko izmerimo samo v končnem številu rezov.

Smernost antene D je neimenovano razmerje (1) med maksimalno gostoto moči sevanja $|\vec{S}(r=R, \Theta_{MAX}, \Phi_{MAX})|$ v določeni smeri in povprečno gostoto moči sevanja $\langle |\vec{S}(r=R, \Theta, \Phi)| \rangle$ v vseh smereh:

$$\begin{aligned} D &= \frac{|\vec{S}(r=R, \Theta_{MAX}, \Phi_{MAX})|}{\langle |\vec{S}(r=R, \Theta, \Phi)| \rangle} = \frac{|F(\Theta_{MAX}, \Phi_{MAX})|^2}{\langle |F(\Theta, \Phi)|^2 \rangle} = \\ &= \frac{4\pi |F(\Theta_{MAX}, \Phi_{MAX})|^2}{\oint_{4\pi} |F(\Theta, \Phi)|^2 d\Omega} = \frac{4\pi |F(\Theta_{MAX}, \Phi_{MAX})|^2}{\int_0^\pi \int_0^{2\pi} |F(\Theta, \Phi)|^2 \sin\Theta d\Theta d\Phi} \end{aligned} \quad (1)$$

kjer je $F(\Theta, \Phi)$ amplitudni smerni diagram antene, ki ni nujno normiran, saj za slednje poskrbi imenovalec. Smernost se pogosto navaja v logaritemskih enotah $D_{\text{dBi}} = 10 \log_{10} D$.

Ker lahko anteno naenkrat vrtimo samo po eni osi, potrebujemo zelo veliko število meritev za poljubno funkcijo dveh spremenljivk $F(\Theta, \Phi)$ oziroma $|F(\Theta, \Phi)|$. Glede na izvedbo merjene antene je smiselno izmeriti izbrano število N značilnih prerezov smernega diagrama.



Slika 1 – Orientacija koordinatnega sistema za smerni diagram antene.

Koordinatni sistem običajno zasukamo tako, da kaže os z v smeri največjega sevanja glavnega snopa smernega diagrama antene. Opisana izbira pomeni $\Theta_{\text{MAX}} = 0$ pri poljubnem Φ_{MAX} . Anteno nato sukamo po polarnem kotu Θ , da izmerimo prerez smernega diagrama pri izbrani zemljepisni dolžini Φ_j .

N značilnih prerezov smernega diagrama po poldnevnikih izmerimo pri N skrbno izbranih zemljepisnih dolžinah $\Phi_1, \Phi_2, \Phi_3 \dots \Phi_N$. Približek integracije smernega diagrama (2) se tedaj glasi:

$$\oint\limits_{4\pi} |F(\Theta, \Phi)|^2 d\Omega \approx \frac{2\pi}{N} \sum_{j=1}^N \int_0^\pi |F(\Theta, \Phi_j)|^2 \sin \Theta d\Theta \quad (2)$$

Praktična izvedba opisane meritve vsebuje nerodnost. Meritev naj bi vsakokrat začenjala pri $\Theta_{MAX}=0$, pri tem pa ne vemo povsem natančno, kje sploh je maksimum sevanja glavnega snopa neznane antene, ki mogoče nima simetrične oblike, zagotovo pa ima antena končne tolerance izdelave.

Natančnejša je meritev v območju $-\pi \leq \Theta \leq \pi$, kjer se vedno zapeljemo preko celotnega glavnega snopa smernega diagrama antene. Povrhu na ta način izmerimo dva prereza smernega diagrama antene $|F(\Theta, \Phi_j)|$ in $|F(\Theta, \Phi_j+\pi)|$ z eno samo meritvijo! N meritev tedaj daje $2N$ prerezov smernega diagrama. Približek integracije smernega diagrama (3) postane:

$$\oint\limits_{4\pi} |F(\Theta, \Phi)|^2 d\Omega \approx \frac{\pi}{N} \sum_{j=1}^N \int_{-\pi}^\pi |F(\Theta, \Phi_j)|^2 \sin |\Theta| d\Theta \quad (3)$$

Za vsak par prerezov pri izbrani zemljepisni dolžini Φ_j ter pripadajoči $\Phi_j+\pi$ lahko izračunamo grob približek smernosti oziroma delno smernost D_j , kot da bi bil smerni diagram rotacijsko simetričen okoli osi z :

$$D_j = \frac{4 |F(\Theta_{MAX}=0, \Phi_{MAX}=\Phi_j)|^2}{\int_{-\pi}^\pi |F(\Theta, \Phi_j)|^2 \sin |\Theta| d\Theta} \quad (4)$$

N meritev pri $\Phi_1, \Phi_2, \Phi_3 \dots \Phi_N$ daje delne smernosti $D_1, D_2, D_3 \dots D_N$. Približku integracije vseh prerezov smernega diagrama je povsem enakovreden izračun natančnejše smernosti iz vseh izmerjenih delnih smernosti po izrazu (5):

$$D \approx \frac{N}{\frac{1}{D_1} + \frac{1}{D_2} + \frac{1}{D_3} + \dots + \frac{1}{D_N}} = \frac{N}{\sum_{j=1}^N \frac{1}{D_j}} = \frac{1}{\langle 1/D_j \rangle} \quad (5)$$

Večina preprostih meritev anten vključuje samo $N=2$ med sabo pravokotna para prerezov $\Phi_1=\Phi_E$ in $\Phi_2=\Phi_H=\Phi_E+\pi/2$, ki ustrezata sukanju merjene antene v ravnini električnega polja \vec{E} oziroma magnetnega polja \vec{H} . Izmerjena reza smernega diagrama $F(\Theta, \Phi_E)$ in

$F(\Theta, \Phi_H)$ sodita v običajno dokumentacijo vsake antene.

Iz izmerjenih rezov smernega diagrama $F(\Theta, \Phi_E)$ in $F(\Theta, \Phi_H)$ lahko določimo smernost antene na različne načine z različno stopnjo natančnosti. Najpreprostejši je Krausov približek, ki privzame, da antena seva v prostorski kot Ω enak produktu obeh širin -3dB glavnega snopa, α_E v ravnini Φ_E in α_H v ravnini Φ_H po enačbi (6):

$$D = \frac{4\pi}{\Omega} \approx \frac{4\pi}{\alpha_E[\text{rd}]\alpha_H[\text{rd}]} \approx \frac{41253(^{\circ})^2}{\alpha_E[^{\circ}]\alpha_H[^{\circ}]} \quad (6)$$

Krausov približek (6) daje prevelik rezultat za smernost, če ima smerni diagram antene velike stranske snope. Pogrešek (6) je v velikostnem razredu $+3\text{dB}$ za stranske snope anten Yagi-Uda.

Enačba (5) dobi v primeru meritve $N=2$ med sabo pravokotnih rezov $F(\Theta, \Phi_E)$ in $F(\Theta, \Phi_H)$ obliko (7):

$$D = \frac{2}{\frac{1}{D_E} + \frac{1}{D_H}} \quad (7)$$

Enačba (7) daje zelo točen rezultat v primeru, ko je smerni diagram merjene antene v grobem rotacijsko simetričen $\alpha_E \approx \alpha_H$, na primer za dolge $l \geq 3\lambda$ antene Yagi-Uda. Enačba (7) daje premajhen rezultat za smernost, če ima antena smerni diagram sploščen v pahljačo, ko se α_E in α_H zelo razlikujeta med sabo. Čeprav oba reza $F(\Theta, \Phi_E)$ in $F(\Theta, \Phi_H)$ zajemata vse stranske snope antene, pogrešek (7) pogosto presega -3dB v primeru pahljačastega glavnega snopa običajne sektorske antene mobilne telefonije.

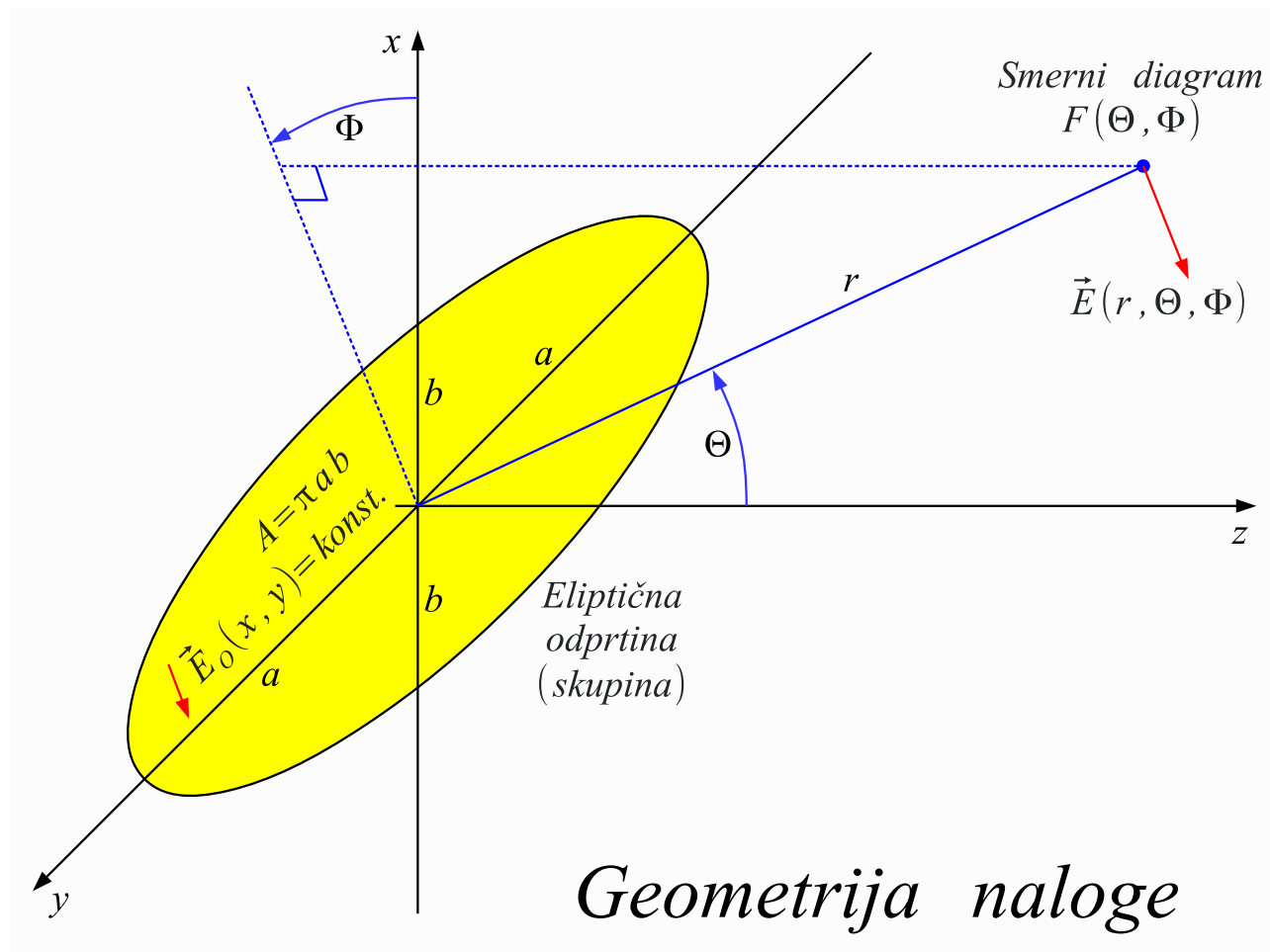
Preprost protiukrep je znatno $N \gg 2$ povečanje števila izmerjenih rezov $F(\Theta, \Phi_j)$ smernega diagrama. Povrhu bi bilo treba meriti na dveh med sabo pravokotnih polarizacijah, saj stranski snopi nimajo vedno enake polarizacije kot glavni snop sevanja antene.

Ko oba reza $F(\Theta, \Phi_E)$ in $F(\Theta, \Phi_H)$ zajemata vse stranske snope antene, zagotovo vsebujeta vse potrebne informacije za izračun smernosti antene. Težava je v enačbi (7), ki ne vsebuje primerne interpolacije za povečanje števila $N \gg 2$ rezov smernega diagrama v enačbah (3) oziroma (5).

V strokovni literaturi zasledimo še številne druge približke. Namig za točnejši izračun smernosti je v Krausovem približku (6), ki vsebuje zmnožek podatkov obeh med sabo pravokotnih rezov $F(\Theta, \Phi_E)$ in $F(\Theta, \Phi_H)$ namesto vsote v okrnjeni enačbi (7).

2. Predlagani postopek izračuna smernosti

Antenska odprtina naj ima obliko elipse s polosema a in b , kar zelo dobro predstavlja številne smotrno načrtovane antene. Za kakršnokoli računsko obravnavo ali meritev je smiselno postaviti odprtino v ravnino xy in poravnati osi elipse z osema x in y . Maksimum sevanja antene naj bo v smeri osi z oziroma $\Theta_{MAX}=0$:



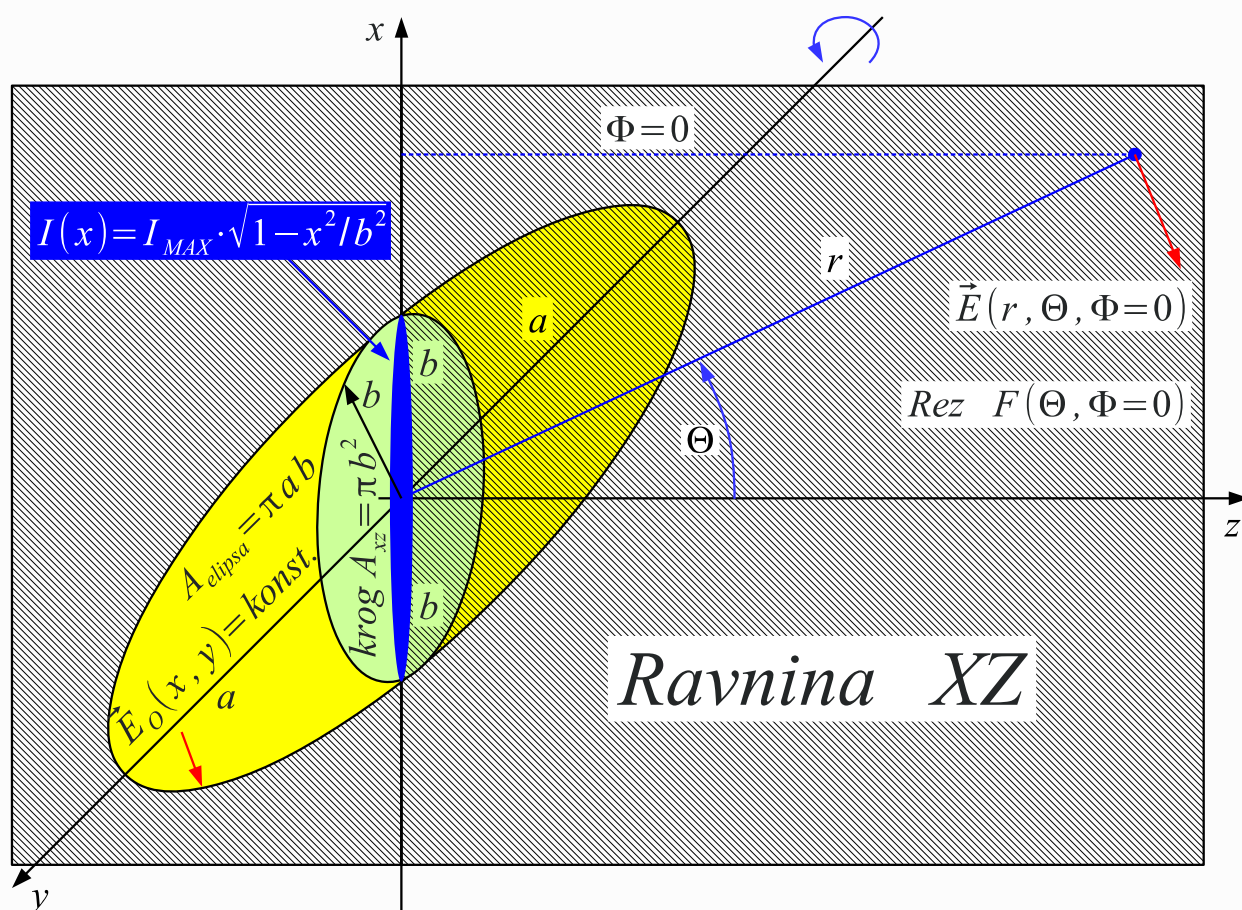
Slika 2 – Predlagana geometrija naloge.

Površina $A_{elipsa} = \pi a b$ eliptične odprtine naj bo enakomerno in sofazno osvetljena $\vec{E}_o(x, y) = konst.$ za največjo smernost (8) v smeri osi z :

$$D = \frac{4\pi \left| \iint_{A_{elipsa}} E_o(x, y) dA \right|^2}{\lambda^2 \iint_{A_{elipsa}} |E_o(x, y)|^2 dA} = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot A_{elipsa} = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot \pi a b \quad (8)$$

Ne glede na polarizacijo antene, reza meritev smernega diagrama izberemo glede na obliko odprtine oziroma pričakovano obliko smernega diagrama v ravninah xz in yz .

Pri meritvi reza xz vrtimo merjeno anteno okoli osi y , da izmerimo rez $F(\Theta, \Phi=0)$. Iz reza $F(\Theta, \Phi=0)$ ne moremo izvedeti, kakšna je porazdelitev virov sevanja pravokotno na ravnino xz oziroma v smeri osi vrtenja y . Enakomerno osvetljena eliptična odprtina z enako polosjo b ampak s poljubno veliko polosjo a oziroma daljica dolžine $2b$ in eliptično porazdelitvijo virov sevanja $I(x) = I_{MAX} \cdot \sqrt{1 - x^2/b^2}$ oziroma enakomerno osvetljen krog s polmerom b so vsi projekcija iste elipse in dajejo enak rez $F(\Theta, \Phi=0)$:



Slika 3 – Rez v ravnini XZ ($\Phi=0$).

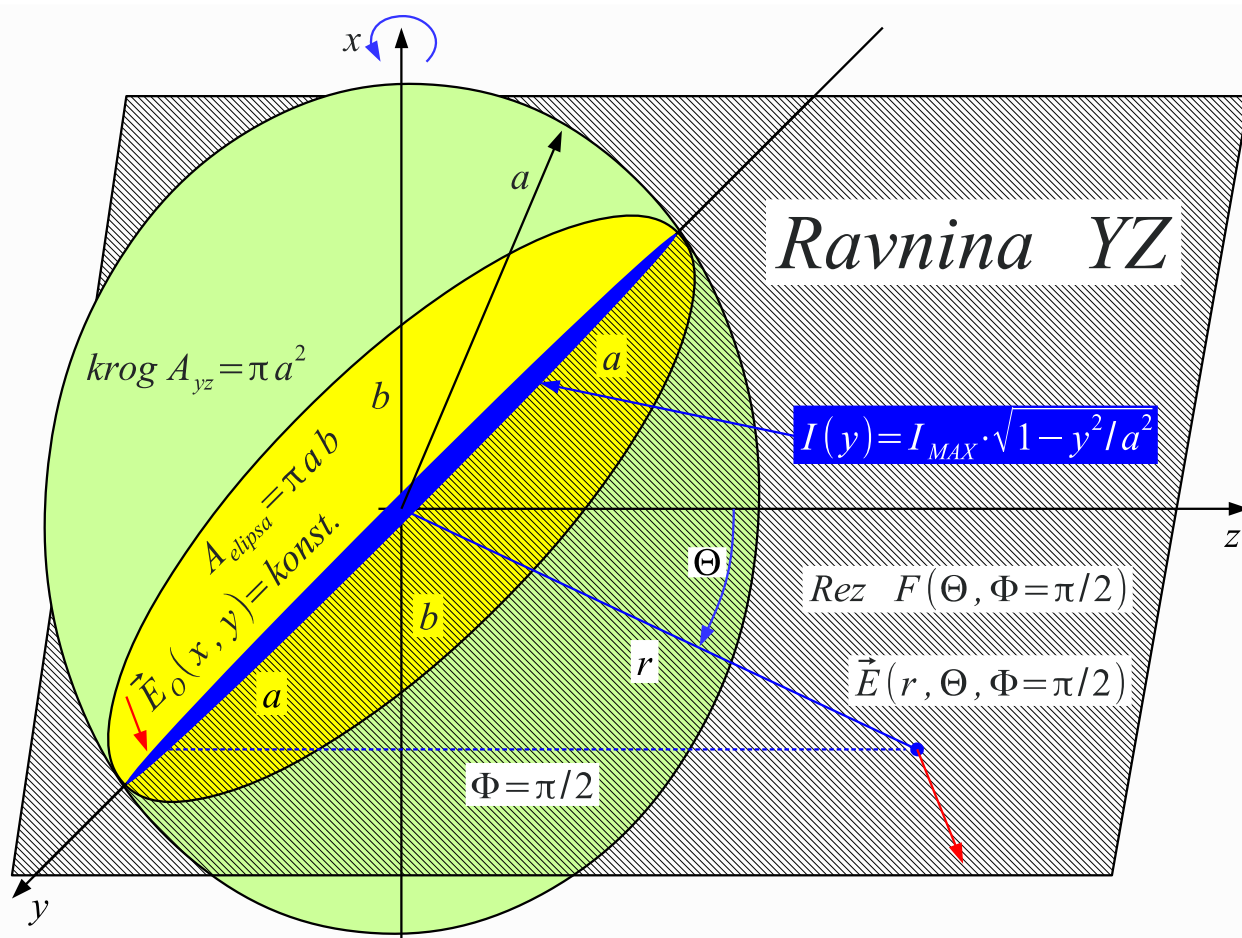
Rez $F(\Theta, \Phi=0)$ je najlažje izračunati iz izraza (9) za enakomerno osvetljen krog s polmerom b :

$$F(\Theta, \Phi=0) = \frac{2J_1\left(\frac{\pi b}{2\lambda} \sin \Theta\right)}{\frac{\pi b}{2\lambda} \sin \Theta} \cdot \frac{1 + \cos \Theta}{2} \quad (9)$$

Izračun delne smernosti D_{xz} (4) privzame krožno-simetrično sevanje okoli osi z enakomerno osvetljene krožne odprtine s polmerom b . Namesto komplicirane integracije valjnih funkcij v $F(\Theta, \Phi=0)$ je sicer bolj preprosto izračunati delno smernost D_{xz} (10) neposredno iz površine $A_{xz} = \pi b^2$ enakomerno osvetljene krožne odprtine s polmerom b :

$$D_{xz} = \frac{4\pi \left| \iint_{A_{xz}} E_o(x, y) dA \right|^2}{\lambda^2 \iint_{A_{xz}} |E_o(x, y)|^2 dA} = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot A_{xz} = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot \pi b^2 \quad (10)$$

Pri meritvi reza yz vrtimo merjeno anteno okoli osi x , da izmerimo rez $F(\Theta, \Phi=\pi/2)$. Iz reza $F(\Theta, \Phi=\pi/2)$ ne moremo izvesti, kakšna je porazdelitev virov sevanja pravokotno na ravnino yz oziroma v smeri osi vrtenja x . Enakomerno osvetljena eliptična odprtina z enako polosjo a ampak s poljubno veliko polosjo b oziroma daljica dolžine $2a$ in eliptično porazdelitvijo virov sevanja $I(y) = I_{MAX} \cdot \sqrt{1 - y^2/a^2}$ oziroma enakomerno osvetljen krog s polmerom a so vsi projekcija iste elipse in dajejo enak rez $F(\Theta, \Phi=\pi/2)$:



Slika 4 – Rez v ravnini YZ ($\Phi = \pi/2$).

Rez $F(\Theta, \Phi = \pi/2)$ je najlažje izračunati iz izraza (11) za enakomerno osvetljen krog s polmerom a :

$$F(\Theta, \Phi = \pi/2) = \frac{2 J_1\left(\frac{\pi a}{2\lambda} \sin \Theta\right)}{\frac{\pi a}{2\lambda} \sin \Theta} \cdot \frac{1 + \cos \Theta}{2} \quad (11)$$

Izračun delne smernosti D_{yz} (4) privzame krožno-simetrično sevanje okoli osi z enakomerno osvetljene krožne odprtine s polmerom a . Namesto komplicirane integracije valjnih funkcij v $F(\Theta, \Phi = \pi/2)$ je sicer bolj preprosto izračunati delno smernost D_{yz} (12) neposredno iz površine $A_{yz} = \pi a^2$ enakomerno osvetljene krožne odprtine s polmerom a :

$$D_{yz} = \frac{4\pi \left| \iint_{A_{yz}} E_o(x, y) dA \right|^2}{\lambda^2 \iint_{A_{yz}} |E_o(x, y)|^2 dA} = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot A_{yz} = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot \pi a^2 \quad (12)$$

Postopek izračuna (13) smernosti D iz delnih smernosti dveh pravokotnih rezov D_{xz} in D_{yz} je za privzeti primer enakomerno osvetljene eliptične krožne odprtine silno preprost:

$$D = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot \pi a b = \sqrt{\left(\frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot \pi b^2 \right) \cdot \left(\frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot \pi a^2 \right)} = \sqrt{D_{xz} \cdot D_{yz}} \quad (13)$$

Smernost D je preprosto geometrijska sredina delnih smernosti dveh pravokotnih rezov D_{xz} in D_{yz} oziroma aritmetična sredina delnih smernosti v logaritemskih enotah [dBi] (14):

$$\log D = \frac{1}{2} [\log D_{xz} + \log D_{yz}] = \langle \log D_j \rangle \quad (14)$$

3. Ocena razlik med izračuni smernosti

Izračun smernosti iz povprečja obratnih vrednosti delnih smernosti $\langle 1/D_j \rangle$ (5) oziroma (7) daje v primeru velikega števila rezov $N \gg 2$ zelo točen rezultat za poljuben smerni diagram $F(\Theta, \Phi)$. Žal je rezultat lahko silno netočen za samo $N=2$ med sabo pravokotna reza.

Izračunu smernosti iz geometrijske sredine delnih smernosti oziroma povprečja logaritmov $\langle \log D_j \rangle$ (13) oziroma (14) zadoščata $N=2$ med sabo pravokotna reza za večino smiselno načrtovanih anten. Postopek $\langle 1/D_j \rangle$ daje vedno manjšo oziroma kvečjemu enako smernost kot postopek $\langle \log D_j \rangle$.

Razlika med opisanima postopkoma (15) je odvisna od oblike smerne diagrama $F(\Theta, \Phi)$:

$$\Delta D_{[\text{dBi}]} = 10 \log_{10} \frac{\frac{2}{\frac{1}{D_{xz}} + \frac{1}{D_{yz}}}}{\sqrt{D_{xz} \cdot D_{yz}}} \leq 0 \quad (15)$$

Razliko $\Delta D_{[\text{dBi}]}$ (15) je smiselno opisati (17) kot funkcijo osnega razmerja $R=b/a$ elipse (16) oziroma razmerja delnih smernosti D_{xz}/D_{yz} oziroma (približno) razmerja -3dB širin glavnega lista sevanja antene α_{xz}/α_{yz} :

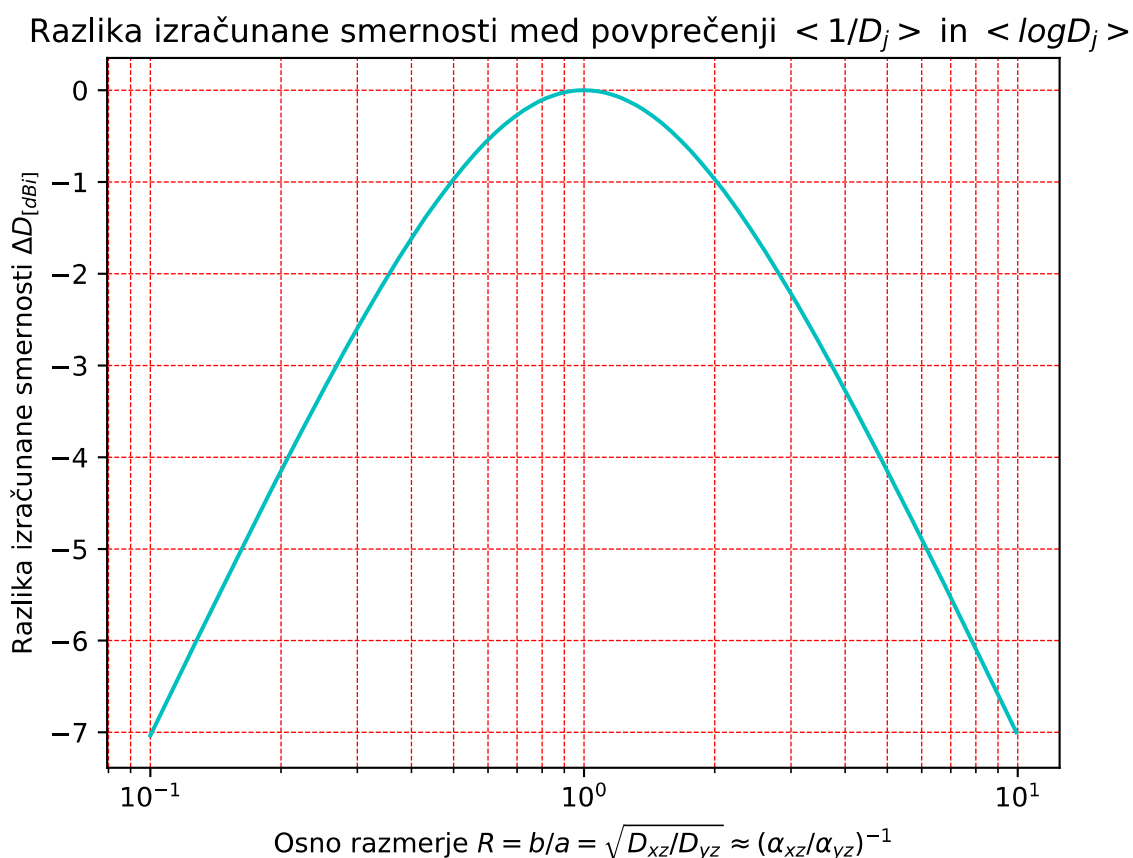
$$R = \frac{b}{a} = \sqrt{\frac{D_{xz}}{D_{yz}}} \approx \left(\frac{\alpha_{xz}}{\alpha_{yz}} \right)^{-1} \quad (16)$$

Izračun osnega razmerja R oziroma R_{dB} iz razmerja -3dB širin snopa α_{xz}/α_{yz} je lahko zelo nenatančen zaradi stranskih snopov sevanja antene. Uporaben je kvečjemu takrat, ko nimamo drugih podatkov.

$$\Delta D_{[\text{dBi}]} = 10 \log_{10} \frac{\frac{2}{\frac{D_{yz}}{D_{xz}} + 1}}{\sqrt{\frac{D_{xz}}{D_{yz}}}} = 10 \log_{10} \frac{2R}{1+R^2} \leq 0 \quad (17)$$

Glede na definicijo (15) je razlika izračunanih smernosti po opisanih postopkih $\langle 1/D_j \rangle$ oziroma $\langle \log D_j \rangle$ vedno negativna v logaritemskih enotah oziroma je kvocient manjši od enote v linearnih enotah.

Pozor! Vsi izračuni so vezani na izbiro rezov xz in yz glede na polosi elipse a in b antenske odprtine oziroma drugačne značilnosti gradnje antene. Polarizacija antene pri tem ne igra nobene vloge.

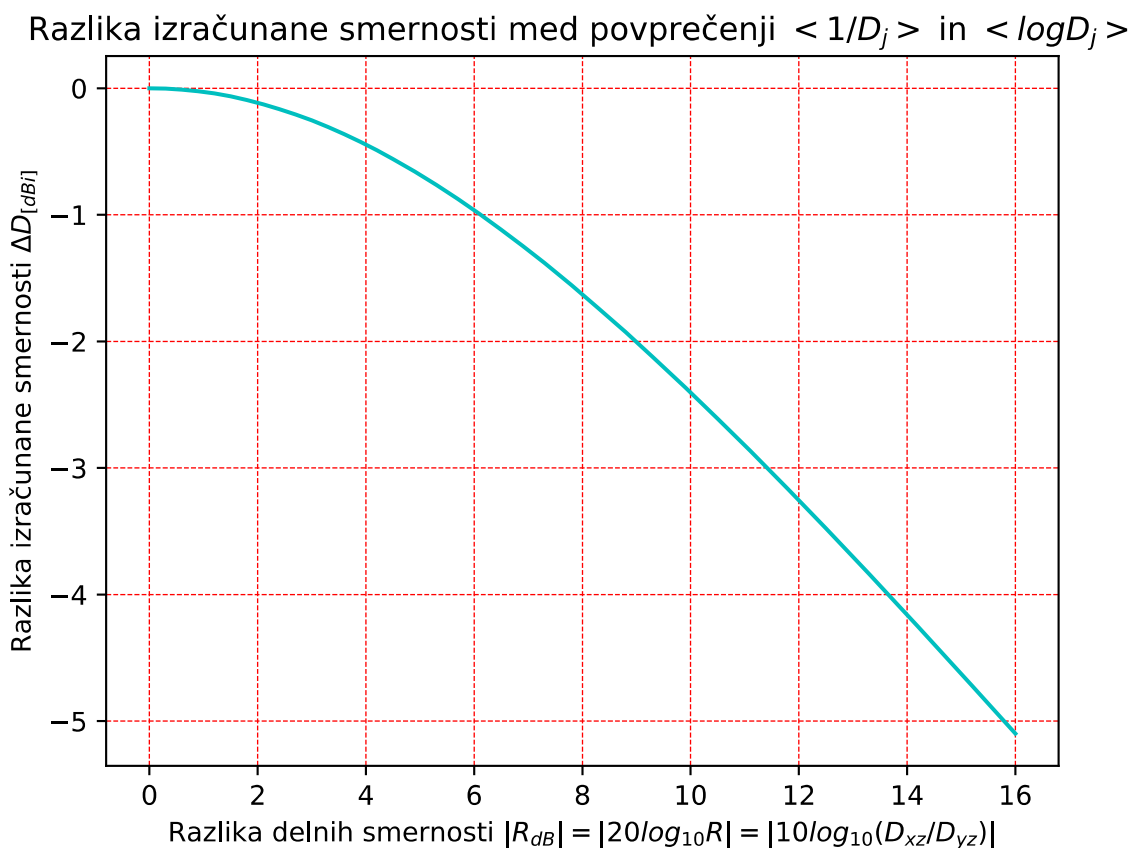


Slika 5 – Razlika izračunane smernosti v odvisnosti od osnega razmerja.

Končno lahko osno razmerje zapišemo v logaritemskih enotah (18), kar ustreza razliki delnih smernosti v logaritemskih enotah:

$$R_{\text{dB}} = 20 \log_{10} \left(\frac{b}{a} \right) = 10 \log_{10} \left(\frac{D_{xz}}{D_{yz}} \right) \approx -20 \log_{10} \left(\frac{\alpha_{xz}}{\alpha_{yz}} \right) \quad (18)$$

Razlika izračunane smernosti $\Delta D[\text{dBi}]$ je neodvisna od predznaka osnega razmerja R_{dB} v logaritemskih enotah:



Slika 6 – Razlika izračunane smernosti v odvisnosti od R_{dB} .

Skupine linearno-polariziranih anten so pogosto grajene v smeri električnega polja \vec{E} oziroma magnetnega polja \vec{H} v glavnem listu smernega diagrama antene. Samo v tem primeru je smiselno meriti oba reza smernega diagrama v ravninah \vec{E} in \vec{H} .

Sektorske antene mobilne telefonije so pogosto grajene za obe linearni polarizaciji pod kotom $\pm 45^\circ$ glede na pokončno os skupine. Pri sektorski anteni je smiselno izbrati oba reza meritev glede na značilne osi skupine. Meritev v ravninah \vec{E} niti \vec{H} je v tem primeru nesmiselna.

Izbira rezov je mogoče razumljivejša v primeru krožne polarizacije, kjer ne moremo določiti ravnin \vec{E} niti \vec{H} .

Polarizacija antene je običajno skladna z zahtevo samo v glavnem snopu sevanja antene. Stranski snopi antene, nesimetrično napajanje (gama) in tokovi v kovinskih nosilcih gradnikov antene lahko sevajo tudi z drugačno polarizacijo. Meritve vsakega reza smernega diagrama $F(\Theta, \Phi_j)$ je za res natančne meritve nujno opraviti na dveh med sabo pravokotnih polarizacijah.

4. Primerjava približkov na rezultatih meritev

4.1. Cigara

Obnašanje različnih izračunov smernosti je najlažje prikazati na praktičnih zgledih značilnih anten. Preprost zgled je dolga antena Yagi-Uda, na primer 33-elementna cigara DiskYagi dolžine skoraj $l=6\lambda$:



Slika 7 – Cigara 6λ za 2400MHz.

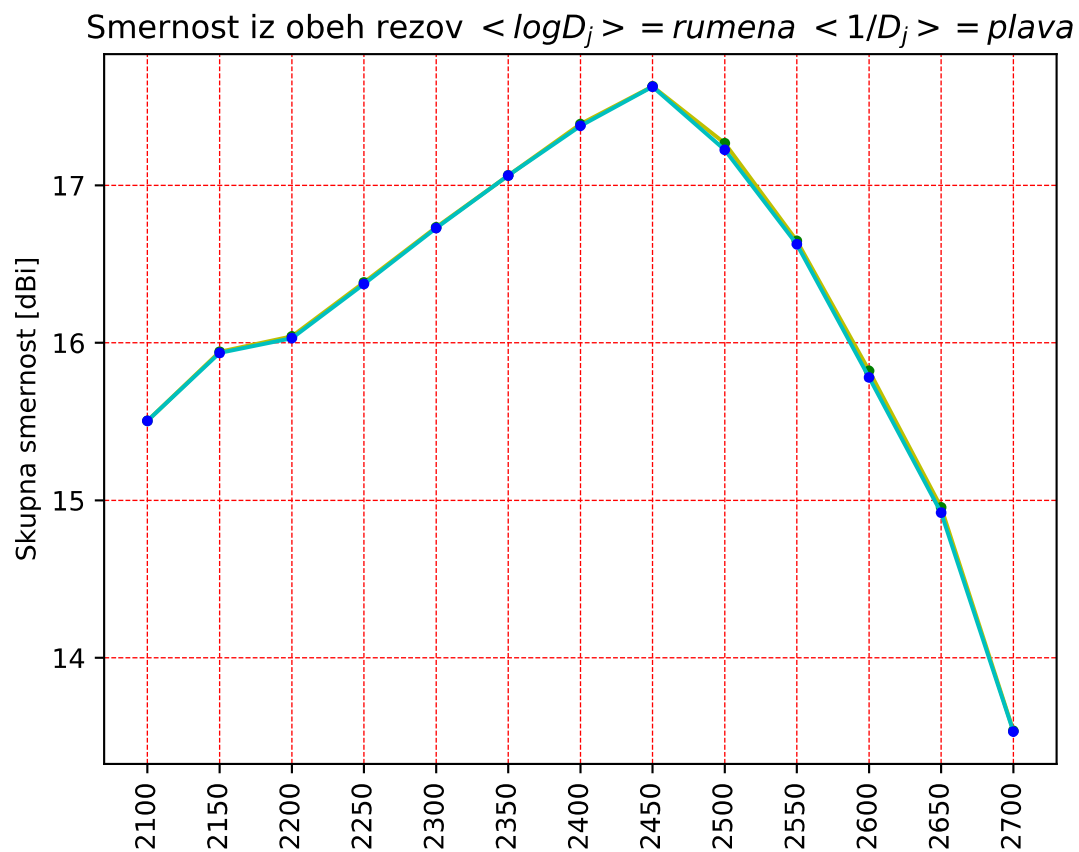
Takšna dolga antena ima skoraj rotacijsko simetrični smerni diagram: $\alpha_E=23.6^\circ$ in $\alpha_H=22.8^\circ$ oziroma $R_\alpha \approx -0.3\text{dB}$ pri nazivni frekvenci $f=2400\text{MHz}$. Krausov približek daje smernost $D_K \approx 18.85\text{dBi}$, kar je približno $\Delta D_K \approx 1.46\text{dB}$ preveč:

Rez: E2100MHz	26.90°	15.53dBi	Rez: H2100MHz	27.40°	15.48dBi	<logD>	15.50dBi	<1/D>	15.50dBi
Rez: E2150MHz	26.00°	16.19dBi	Rez: H2150MHz	27.10°	15.70dBi	<logD>	15.94dBi	<1/D>	15.94dBi
Rez: E2200MHz	25.00°	16.35dBi	Rez: H2200MHz	26.20°	15.73dBi	<logD>	16.04dBi	<1/D>	16.03dBi
Rez: E2250MHz	24.80°	16.67dBi	Rez: H2250MHz	25.70°	16.10dBi	<logD>	16.38dBi	<1/D>	16.37dBi
Rez: E2300MHz	25.00°	16.95dBi	Rez: H2300MHz	25.10°	16.51dBi	<logD>	16.73dBi	<1/D>	16.73dBi
Rez: E2350MHz	24.60°	17.16dBi	Rez: H2350MHz	23.90°	16.96dBi	<logD>	17.06dBi	<1/D>	17.06dBi
Rez: E2400MHz	23.60°	17.70dBi	Rez: H2400MHz	22.80°	17.08dBi	<logD>	17.39dBi	<1/D>	17.38dBi
Rez: E2450MHz	22.60°	17.78dBi	Rez: H2450MHz	21.50°	17.48dBi	<logD>	17.63dBi	<1/D>	17.63dBi
Rez: E2500MHz	22.10°	17.87dBi	Rez: H2500MHz	21.60°	16.66dBi	<logD>	17.27dBi	<1/D>	17.23dBi
Rez: E2550MHz	21.60°	17.07dBi	Rez: H2550MHz	20.20°	16.22dBi	<logD>	16.65dBi	<1/D>	16.63dBi
Rez: E2600MHz	20.80°	16.42dBi	Rez: H2600MHz	19.80°	15.22dBi	<logD>	15.82dBi	<1/D>	15.78dBi
Rez: E2650MHz	20.00°	15.49dBi	Rez: H2650MHz	18.50°	14.42dBi	<logD>	14.95dBi	<1/D>	14.92dBi
Rez: E2700MHz	21.00°	13.75dBi	Rez: H2700MHz	18.00°	13.32dBi	<logD>	13.54dBi	<1/D>	13.53dBi

Slika 8 – Izmerjene veličine cigare 6λ .

Razlika med izmerjenima približkoma $D_E=17.70\text{dBi}$ in $D_H=17.08\text{dBi}$ je $R_D \approx 0.62\text{dB}$ pri nazivni frekvenci $f=2400\text{MHz}$ je zelo majhna. Povprečenje smernosti iz obeh rezov v ravninah \vec{E} in \vec{H} daje skoraj enak rezultat ne glede na algoritem računanja $\langle 1/D_j \rangle$ ali $\langle \log D_j \rangle$ v celotnem frekvenčnem pasu $f=2100\dots 2700\text{MHz}$.

Odstopanja R_α oziroma R_D so dosti manjša od šuma meritev, stranskih snopov antene in odbojev:



Slika 9 – Skupna smernost cigare 6λ .

4.2. SBFA

Nekoliko zahtevnejši primer je SBFA (Short Back-Fire Antenna) z velikim reflektorjem premera $2r = 2.3\lambda$ s podobno smernostjo pri isti nazivni frekvenci $f = 2400\text{MHz}$:



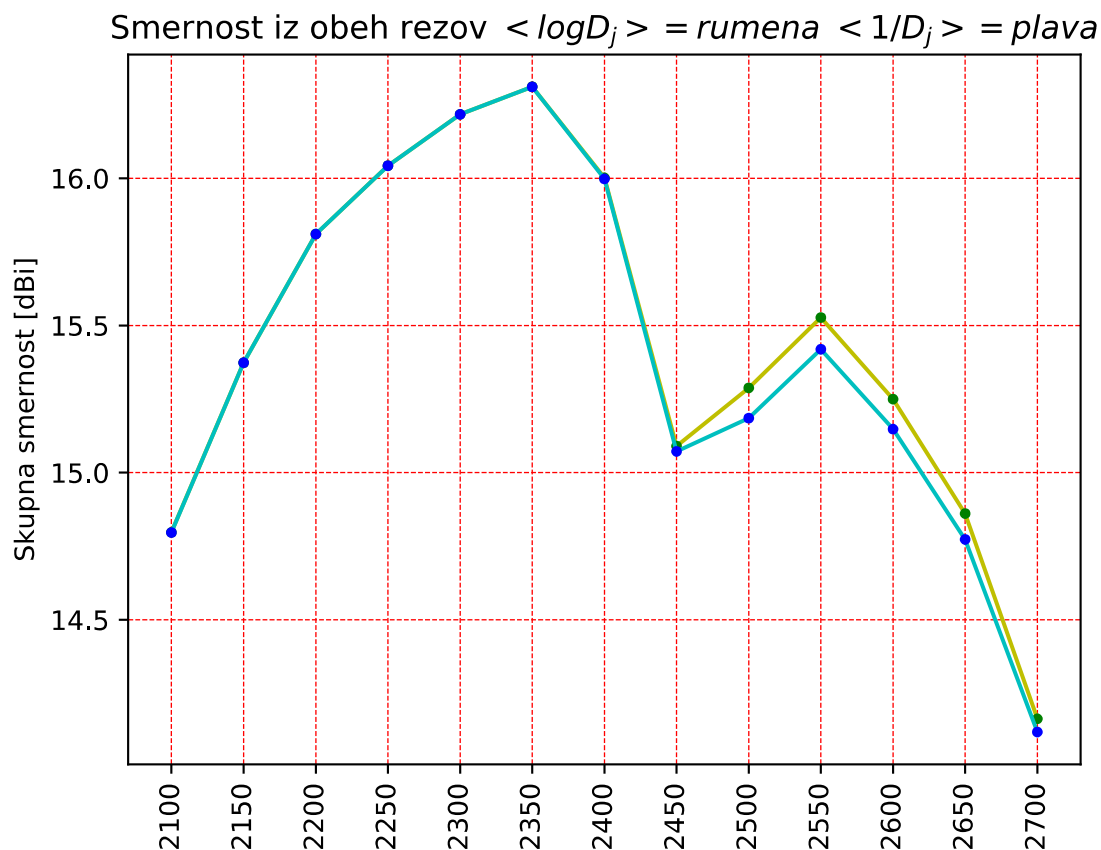
Slika 10 – SBFA za 2400MHz.

SBFA je znana po tem, da ima nizke stranske snope in odličen izkoristek osvetlitve odprtine. Glavni snop je za podobno smernost širši: $\alpha_E = 26.3^\circ$ in $\alpha_H = 22.4^\circ$ oziroma $R_\alpha \approx -1.4\text{dB}$ pri nazivni frekvenci $f = 2400\text{MHz}$. Krausov približek daje smernost $D_K \approx 18.45\text{dBi}$, kar je približno $\Delta D_K \approx 2.45\text{dB}$ preveč:

Rez: E2100MHz	29.60°	14.87dBi	Rez: H2100MHz	28.10°	14.73dBi	<logD>	14.80dBi	<1/D>	14.80dBi
Rez: E2150MHz	31.20°	15.37dBi	Rez: H2150MHz	27.60°	15.38dBi	<logD>	15.37dBi	<1/D>	15.37dBi
Rez: E2200MHz	30.30°	15.73dBi	Rez: H2200MHz	26.80°	15.89dBi	<logD>	15.81dBi	<1/D>	15.81dBi
Rez: E2250MHz	30.40°	16.06dBi	Rez: H2250MHz	26.50°	16.02dBi	<logD>	16.04dBi	<1/D>	16.04dBi
Rez: E2300MHz	29.40°	16.22dBi	Rez: H2300MHz	25.50°	16.21dBi	<logD>	16.22dBi	<1/D>	16.22dBi
Rez: E2350MHz	28.30°	16.37dBi	Rez: H2350MHz	24.20°	16.26dBi	<logD>	16.31dBi	<1/D>	16.31dBi
Rez: E2400MHz	26.30°	16.18dBi	Rez: H2400MHz	22.40°	15.82dBi	<logD>	16.00dBi	<1/D>	16.00dBi
Rez: E2450MHz	23.60°	14.70dBi	Rez: H2450MHz	22.60°	15.49dBi	<logD>	15.09dBi	<1/D>	15.07dBi
Rez: E2500MHz	26.30°	14.34dBi	Rez: H2500MHz	22.60°	16.24dBi	<logD>	15.29dBi	<1/D>	15.19dBi
Rez: E2550MHz	25.60°	14.56dBi	Rez: H2550MHz	21.00°	16.50dBi	<logD>	15.53dBi	<1/D>	15.42dBi
Rez: E2600MHz	25.70°	14.30dBi	Rez: H2600MHz	20.90°	16.20dBi	<logD>	15.25dBi	<1/D>	15.15dBi
Rez: E2650MHz	24.60°	13.99dBi	Rez: H2650MHz	19.30°	15.74dBi	<logD>	14.86dBi	<1/D>	14.77dBi
Rez: E2700MHz	24.10°	13.54dBi	Rez: H2700MHz	19.20°	14.79dBi	<logD>	14.16dBi	<1/D>	14.12dBi

Slika 11 – Izmerjene veličine SBFA.

Razlika med izmerjenima približkoma $D_E = 16.18\text{dBi}$ in $D_H = 15.82\text{dBi}$ oziroma $R_D \approx 0.36\text{dB}$ je pri nazivni frekvenci $f = 2400\text{MHz}$ zelo majhna. Povprečenje smernosti iz obeh rezov v ravninah \vec{E} in \vec{H} daje skoraj enak rezultat ne glede na algoritem računanja $\langle 1/D_j \rangle$ ali $\langle \log D_j \rangle$. Nad $f > 2500\text{MHz}$ se v rezonatorju SBFA vzpostavijo višji rodovi, ki kvarijo smerni diagram. Kljub temu so razlike med algoritmoma računanja $\langle 1/D_j \rangle$ ali $\langle \log D_j \rangle$ v velikostnem razredu $\Delta D_{\text{dBi}} \approx 0.1\text{dB}$ oziroma še vedno manj od ponovljivosti meritev:



Slika 12 – Skupna smernost SBFA.

4.3. HB9CV

Rotacijsko simetrijo kratkih anten Yagi-Uda kvari smerni diagram samih dipolov, ki sestavljajo anteno. Najbolj se to pozna pri najkrajši skupini dveh polvalovni dipolov, imenovani po svojem izumitelju Rudolfu Baumgartnerju HB9CV (1954), na medsebojni razdalji komaj $l=\lambda/8$ in napajanih skoraj v protifazi za največjo smernost:



Slika 13 – HB9CV za 435MHz.

HB9CV ima zelo širok in močno nesimetričen smerni diagram:

$\alpha_E = 66.7^\circ$ in $\alpha_H = 125.8^\circ$ pri nazivni frekvenci $f = 435\text{MHz}$.

Krausov približek daje smernost $D_K \approx 6.91\text{dBi}$, kar je samo

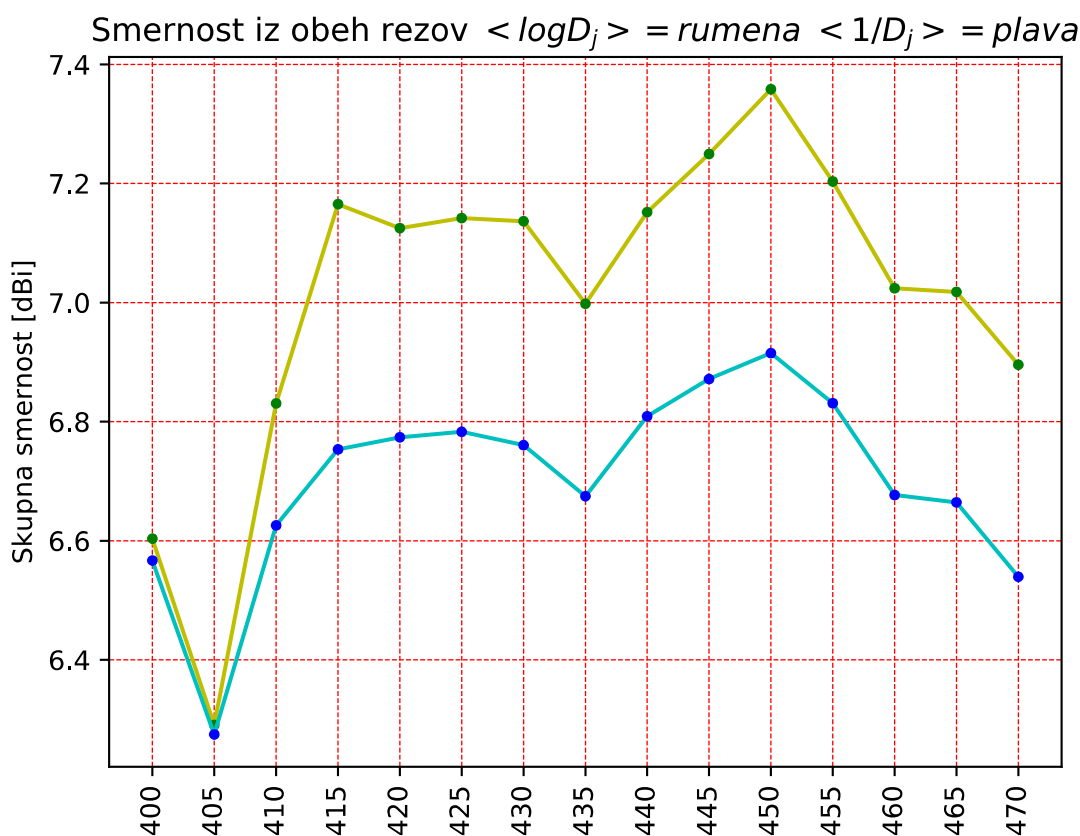
$\Delta D_K \approx -0.08\text{dB}$ premalo. Pri tako velikih širinah -3dB niti Krausov niti številni drugi približki $R_\alpha \approx 5.5\text{dB}$ ne veljajo več:

Rez: E400MHz	69.20°	7.17dBi	Rez: H400MHz	100.10°	6.04dBi	<logD>	6.60dBi	<1/D>	6.57dBi
Rez: E405MHz	67.80°	6.66dBi	Rez: H405MHz	98.50°	5.92dBi	<logD>	6.29dBi	<1/D>	6.27dBi
Rez: E410MHz	63.50°	8.17dBi	Rez: H410MHz	123.80°	5.49dBi	<logD>	6.83dBi	<1/D>	6.63dBi
Rez: E415MHz	62.60°	9.09dBi	Rez: H415MHz	128.60°	5.24dBi	<logD>	7.17dBi	<1/D>	6.75dBi
Rez: E420MHz	65.30°	8.90dBi	Rez: H420MHz	125.30°	5.35dBi	<logD>	7.12dBi	<1/D>	6.77dBi
Rez: E425MHz	63.40°	8.93dBi	Rez: H425MHz	123.80°	5.35dBi	<logD>	7.14dBi	<1/D>	6.78dBi
Rez: E430MHz	65.40°	8.97dBi	Rez: H430MHz	125.60°	5.30dBi	<logD>	7.14dBi	<1/D>	6.76dBi
Rez: E435MHz	66.70°	8.69dBi	Rez: H435MHz	125.80°	5.30dBi	<logD>	7.00dBi	<1/D>	6.67dBi
Rez: E440MHz	66.50°	8.90dBi	Rez: H440MHz	123.60°	5.40dBi	<logD>	7.15dBi	<1/D>	6.81dBi
Rez: E445MHz	65.20°	9.09dBi	Rez: H445MHz	122.90°	5.41dBi	<logD>	7.25dBi	<1/D>	6.87dBi
Rez: E450MHz	64.50°	9.35dBi	Rez: H450MHz	123.50°	5.36dBi	<logD>	7.36dBi	<1/D>	6.91dBi
Rez: E455MHz	65.10°	9.03dBi	Rez: H455MHz	123.00°	5.38dBi	<logD>	7.20dBi	<1/D>	6.83dBi
Rez: E460MHz	66.20°	8.78dBi	Rez: H460MHz	122.20°	5.26dBi	<logD>	7.02dBi	<1/D>	6.68dBi
Rez: E465MHz	65.30°	8.79dBi	Rez: H465MHz	118.80°	5.24dBi	<logD>	7.02dBi	<1/D>	6.66dBi
Rez: E470MHz	65.40°	8.68dBi	Rez: H470MHz	121.30°	5.11dBi	<logD>	6.90dBi	<1/D>	6.54dBi

Slika 14 – Izmerjene veličine HB9CV.

Razlika med izmerjenima približkoma $D_E=8.69\text{dBi}$ in $D_H=5.30\text{dBi}$ pri nazivni frekvenci $f=435\text{MHz}$ znaša $R_D\approx 2.4\text{dB}$. Povprečenje smernosti iz obeh rezov v ravninah \vec{E} in \vec{H} daje vse do $\Delta D\approx 0.4\text{dB}$ razlike v prid algoritmu povprečenja $\langle \log D_j \rangle$ glede na $\langle 1/D_j \rangle$ v skoraj celotnem pasu meritev $f=400 \dots 470\text{MHz}$, kar zelo dobro ustreza enačbi (15) oziroma pripadajočim objavljenim grafom.

Elektromagnetna simulacija antene s programom NEC2 potrjuje rezultat povprečenja $\langle \log D_j \rangle$. Razlika med povprečenji $\langle \log D_j \rangle$ in $\langle 1/D_j \rangle$ je v vsakem primeru večja od ponovljivosti meritev:



Slika 15 – Skupna smernost HB9CV.

4.4. Sektorska antena

Najzahtevnejša je meritev oziroma izračun smernosti anten s snopom sevanja v obliki zelo sploščene in široke pahljače. Sektorske antene s sploščenim snopom sevanja v obliki pahljače se uporabljajo v mobilni telefoniji, v radiodifuziji in povsod tam, kjer se želi pokrivanje večjega števila uporabnikov v eni ravnini. Na spodnji sliki je prikazana skupina osmih kvadratnih krpic v ravnini \vec{E} . Antena je torej namenjena delovanju s pokončno polarizacijo, da širok snop v vodoravni ravnini \vec{H} pokrije dosti uporabnikov:



Slika 16 – Sektorska antena 8 krpic za 3400MHz.

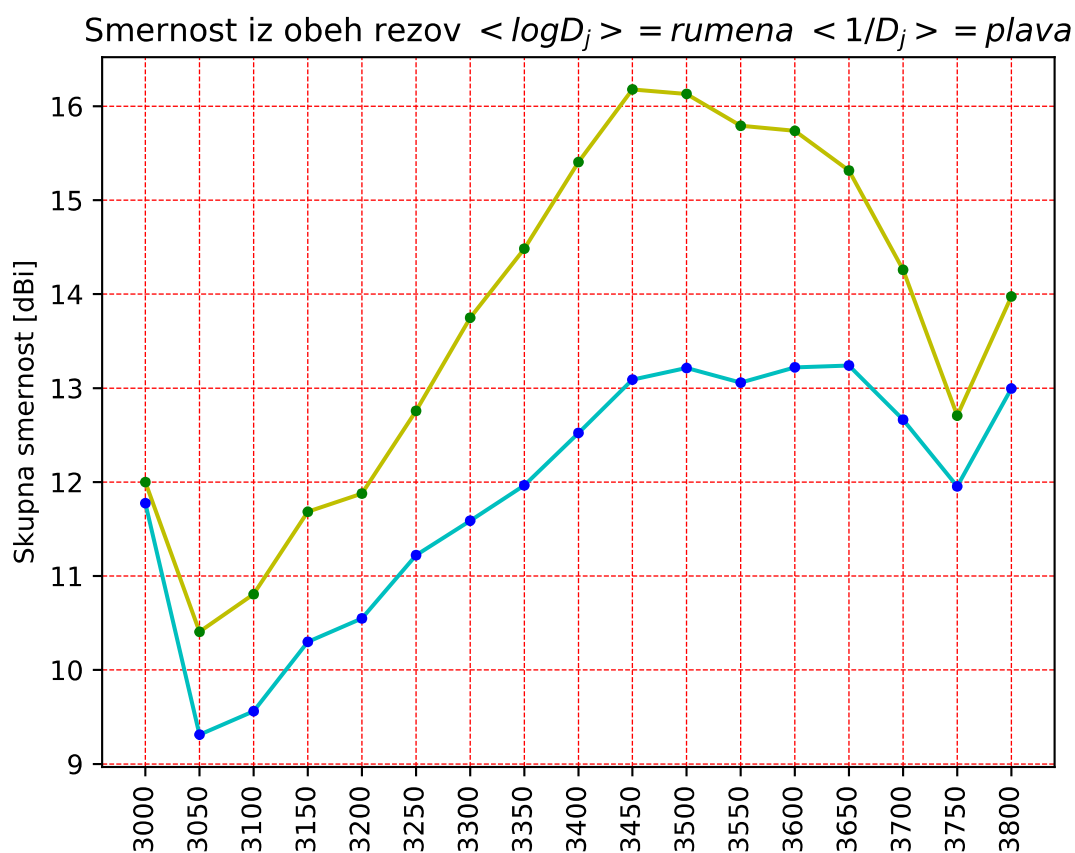
Pahljača sevanja prikazane skupine je zelo nesimetrična: $\alpha_E = 7.5^\circ$ v ravnini \vec{E} in $\alpha_H = 65.2^\circ$ v ravnini \vec{H} oziroma $R_\alpha \approx 18.8\text{dB}$ pri nazivni frekvenci $f = 3400\text{MHz}$. Krausov približek daje smernost $D_K \approx 19.26\text{dBi}$, kar je približno $\Delta D_K \approx 3.85\text{dB}$ preveč:

Rez: E3000MHz	7.30°	13.41dBi	Rez: H3000MHz	43.30°	10.59dBi	<logD>	12.00dBi	<1/D>	11.78dBi
Rez: E3050MHz	7.40°	13.62dBi	Rez: H3050MHz	91.40°	7.19dBi	<logD>	10.41dBi	<1/D>	9.31dBi
Rez: E3100MHz	7.30°	14.25dBi	Rez: H3100MHz	89.30°	7.36dBi	<logD>	10.81dBi	<1/D>	9.56dBi
Rez: E3150MHz	6.80°	15.34dBi	Rez: H3150MHz	84.80°	8.03dBi	<logD>	11.68dBi	<1/D>	10.30dBi
Rez: E3200MHz	7.20°	15.45dBi	Rez: H3200MHz	81.10°	8.30dBi	<logD>	11.88dBi	<1/D>	10.55dBi
Rez: E3250MHz	6.50°	16.63dBi	Rez: H3250MHz	74.80°	8.89dBi	<logD>	12.76dBi	<1/D>	11.22dBi
Rez: E3300MHz	7.00°	18.45dBi	Rez: H3300MHz	73.10°	9.05dBi	<logD>	13.75dBi	<1/D>	11.59dBi
Rez: E3350MHz	7.30°	19.62dBi	Rez: H3350MHz	70.40°	9.34dBi	<logD>	14.48dBi	<1/D>	11.97dBi
Rez: E3400MHz	7.50°	20.98dBi	Rez: H3400MHz	65.20°	9.83dBi	<logD>	15.41dBi	<1/D>	12.52dBi
Rez: E3450MHz	7.80°	21.99dBi	Rez: H3450MHz	61.10°	10.37dBi	<logD>	16.18dBi	<1/D>	13.09dBi
Rez: E3500MHz	7.90°	21.74dBi	Rez: H3500MHz	59.80°	10.52dBi	<logD>	16.13dBi	<1/D>	13.21dBi
Rez: E3550MHz	8.00°	21.19dBi	Rez: H3550MHz	60.00°	10.40dBi	<logD>	15.79dBi	<1/D>	13.06dBi
Rez: E3600MHz	7.90°	20.87dBi	Rez: H3600MHz	58.40°	10.60dBi	<logD>	15.74dBi	<1/D>	13.22dBi
Rez: E3650MHz	7.20°	19.90dBi	Rez: H3650MHz	57.20°	10.73dBi	<logD>	15.32dBi	<1/D>	13.24dBi
Rez: E3700MHz	7.00°	18.21dBi	Rez: H3700MHz	60.80°	10.31dBi	<logD>	14.26dBi	<1/D>	12.66dBi
Rez: E3750MHz	7.00°	15.34dBi	Rez: H3750MHz	61.60°	10.08dBi	<logD>	12.71dBi	<1/D>	11.95dBi
Rez: E3800MHz	7.40°	17.00dBi	Rez: H3800MHz	47.60°	10.95dBi	<logD>	13.97dBi	<1/D>	12.99dBi

Slika 17 – Izmerjene veličine sektorske antene.

Nesimetrija je razvidna tudi iz približkov za smernost. Razlika med izmerjenima približkoma $D_E = 20.98\text{dBi}$ in $D_H = 9.83\text{dBi}$ pri nazivni frekvenci $f = 3400\text{MHz}$ znaša $R_D \approx 11.15\text{dB}$. Pri tako nesimetričnem snopu sevanja povprečenje $\langle 1/D_j \rangle$ ne daje več smiselnih rezultatov, saj

daje za $\Delta D \approx -3\text{dB}$ nižjo smernost od povprečenja $\langle \log D_j \rangle$:



Slika 18 – Skupne smernosti sektorske antene.

Smernost $D \approx 16\text{dBi}$ oziroma podoben dobiček potrjujejo primerjalne meritve z drugimi znanimi antenami. Predlagani postopek $\langle \log D_j \rangle$ oziroma geometrijske sredine med izmerjenima približkoma D_E in D_H torej daje v vseh prikazanih primerih povsem sprejemljiv in uporaben rezultat. Obratno je pogrešek postopka $\langle 1/D_j \rangle$ popolnoma nesprejemljiv za antene s pahljačastim snopom.

5. Zaključek

V članku sta prikazana dva različna postopka izračuna smernosti D iz več $j=1,2 \dots N$ izmerjenih rezov $F(\Theta, \Phi_j)$ smernega diagrama. Oba postopka sta preverjena na izmerjenih rezih smernih diagramov različnih anten.

Postopek povprečenja obratnih vrednosti izmerjenih približkov smernosti v posameznih ravninah $\langle 1/D_j \rangle$ (5) je matematično preprosto utemeljen. Postopek daje poljubno natančen rezultat za smernost D pod pogojem, da je število izmerjenih rezov N zadosti veliko. Čeprav $N=2$ reza popolnoma opisujeta smerni diagram večine anten, je točnost rezultatov po postopku $\langle 1/D_j \rangle$ vprašljiva.

Postopek $\langle 1/D_j \rangle$ daje iz $N=2$ dveh rezov (7) silno natančen rezultat pri rotacijsko simetričnih smernih diagramih. Pri marsikateri usmerjeni anteni z enim samim ozkim snopom (pencil beam) daje postopek $\langle 1/D_j \rangle$ iz $N=2$ dveh rezov (7) uporaben rezultat s pogreškom v velikostnem razredu $\sim 0.2\text{dB}$ oziroma primerljivim ponovljivosti meritev. Pri antenah s pahljačastim snopom (fan beam) daje postopek $\langle 1/D_j \rangle$ iz $N=2$ dveh rezov (7) prenizko smernost v velikostnem razredu -3dB , kar v večini primerov ni sprejemljivo.

Enakomerno osvetljene odprtine različnih oblik so pogosto dober približek resničnih naprav tako v optiki kot v radiu. Najbolj znan in uporaben primer je enakomerno osvetljena krožna odprtina.

Postopek geometrijske sredine (13) $N=2$ dveh rezov oziroma $\langle \log D_j \rangle$ (14) je izpeljan samo za enakomerno osvetljeno eliptično odprtino, ko vsaka os elipse leži v enem rezu smernega diagrama. V praktičnih meritvah se je postopek $\langle \log D_j \rangle$ izkazal zelo natančen pri najrazličnejših merjencih, v vsakem primeru natančnejši od ponovljivosti meritve.

* * * * *