

5. Meritve anten

Gradnike brezvrvične zveze: oddajnik, sprejemnik in pripadajoče antene, običajno načrtujemo tako, da bo zveza delovala pri največjem zahtevanem dometu r_{MAX} . Na manjših razdaljah $r < r_{MAX}$ od največjega zahtevanega dometa zveze si lahko privoščimo celo znižanje moči oddajnika oziroma moramo zmanjšati občutljivost sprejemnika. Na manjših razdaljah preprosto skušamo uporabljati iste, nespremenjene antene.

Antene skoraj vedno načrtujemo za največji domet zveze, torej jih ostrimo (fokusiramo) v neskončnost. Nižje slabljenje razširjanja valovanja na manjših razdaljah prinese dosti večje povečanje sprejetega signala od izgube ostrenja (fokusa) anten. Na zelo majhnih razdaljah pogosto pride celo do izpada zveze zaradi prekrmljenja sprejemnika s premočnim signalom.

Resnična radijska zveza vsebuje veliko spremenljivk, še posebno v primeru ovir na poti radijskih valov. Večine spremenljivk ne poznamo zadosti dobro, da bi v resnični zvezi lahko natančno preizkušali oddajnike, sprejemnike in antene. Radijski oddajniki in sprejemniki imajo priključke za vodeno elektromagnetno valovanje, torej jih lahko preizkušamo in umerjamo z običajnimi elektronskimi merilnimi inštrumenti v poljubno majhnem laboratoriju.

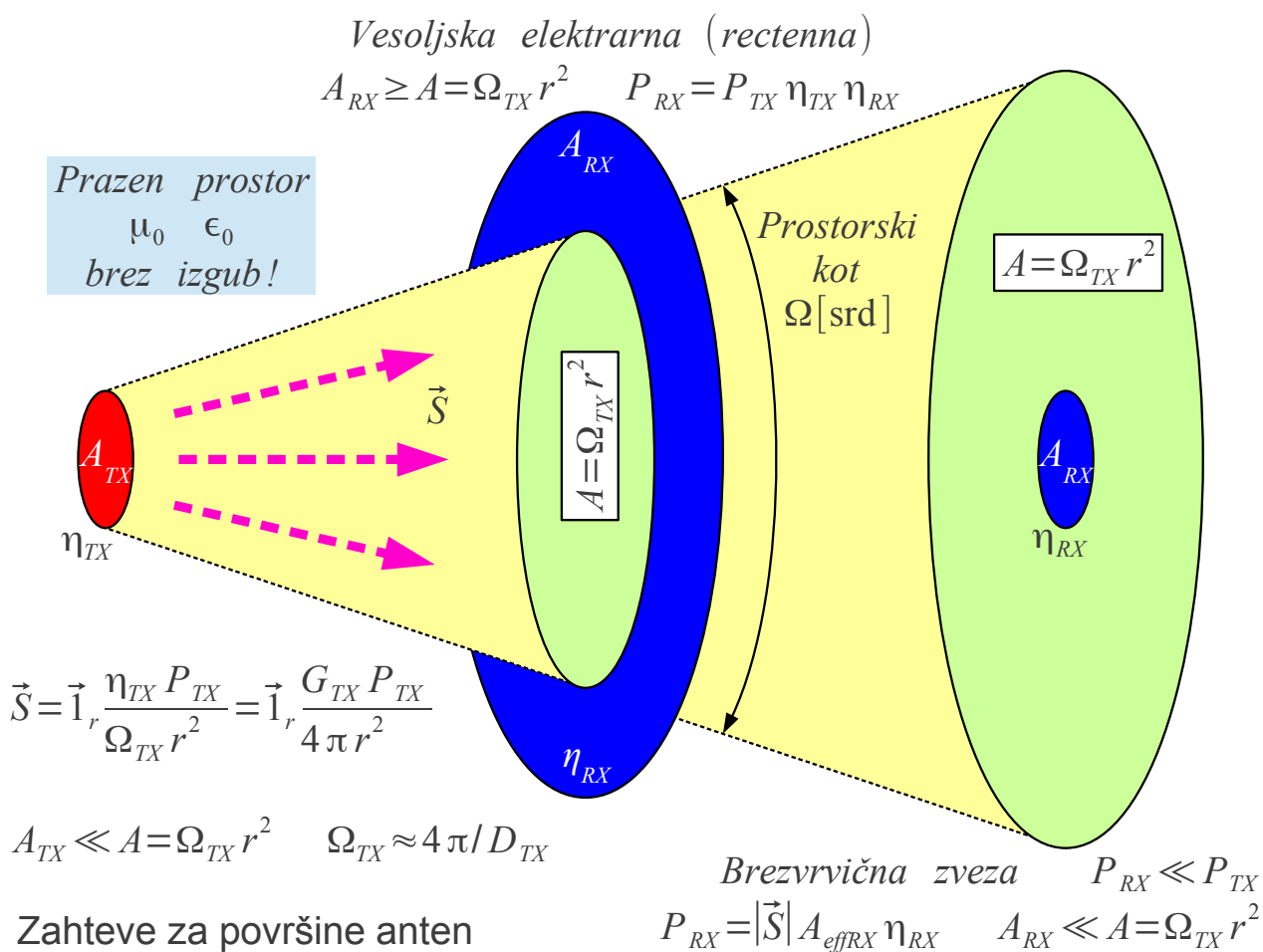
Antene v vsakem primeru sevajo v prostor oziroma od tam sprejemajo elektromagnetno sevanje. Meritev anten zahteva poleg primernih merilnih inštrumentov tudi zadosti prostora za razširjanje elektromagnetnega valovanja. Anten običajno ne moremo preizkušati pri največjem zahtevanem dometu zveze r_{MAX} , ker nimamo tako velikega laboratorija, kaj šele, da bi v njemu zadosti natančno poznali pojave pri razširjanju valovanja, kot so razna slabljenja, sipanja, ukloni in odboji valovanja.

Razdaljo merilne radijske zveze, na kateri merimo lastnosti neznane antene, moramo skrbno izbrati. Bližnjemu polju se izognemo na dovolj veliki razdalji $r \gg \lambda/2\pi$. Povrhu se na premajhni razdalji antena obnaša drugače, saj resnična zveza zahteva ostrenje (fokusiranje) v neskončnost. Na preveliki razdalji bo težje ovrednotiti oziroma izločiti neželjene pojave razširjanja valovanja: slabljenja, sipanja, uklone in odboje.

V prejšnjem poglavju je bilo razloženo, da antene za različne vrste brezvrvičnih zvez načrtujemo na različne načine. Pri brezvrvičnem prenosu električne energije želimo s sprejemnikom ujeti skoraj vso moč oddajnika, kar

zahteva sprejemno anteno $A_{RX} \geq A = \Omega_{TX} r^2$ večjo od preseka snopa oddajnika. Izgubo moči predstavljajo kvečjemu izgube v oddajni anteni $\eta_{TX} < 1$ in v sprejemni anteni $\eta_{RX} < 1$.

Pri brezvrvičnem prenosu informacije običajno uporabljamo manjše in cenejše antene, saj si lahko privoščimo $P_{RX} \ll P_{TX}$. Antena za sprejem informacije je običajno dosti manjša $A_{RX} \ll A = \Omega_{TX} r^2$ od preseka snopa oddajnika:



Friisova enačba za domet radijske zveze velja na dovolj veliki razdalji od oddajnika, kjer gostota sevane moči $\vec{S} = \vec{1}_r P_{sevana} / 4\pi r^2$ upada s kvadratom razdalje. Na dovolj veliki razdalji je presek snopa sevanja $A = \Omega_{TX} r^2 \gg A_{TX}$ dosti večji od oddajne antene. V primeru koherentne oddaje lahko izračunamo pogoj za razdaljo iz velikosti oddajne antene:

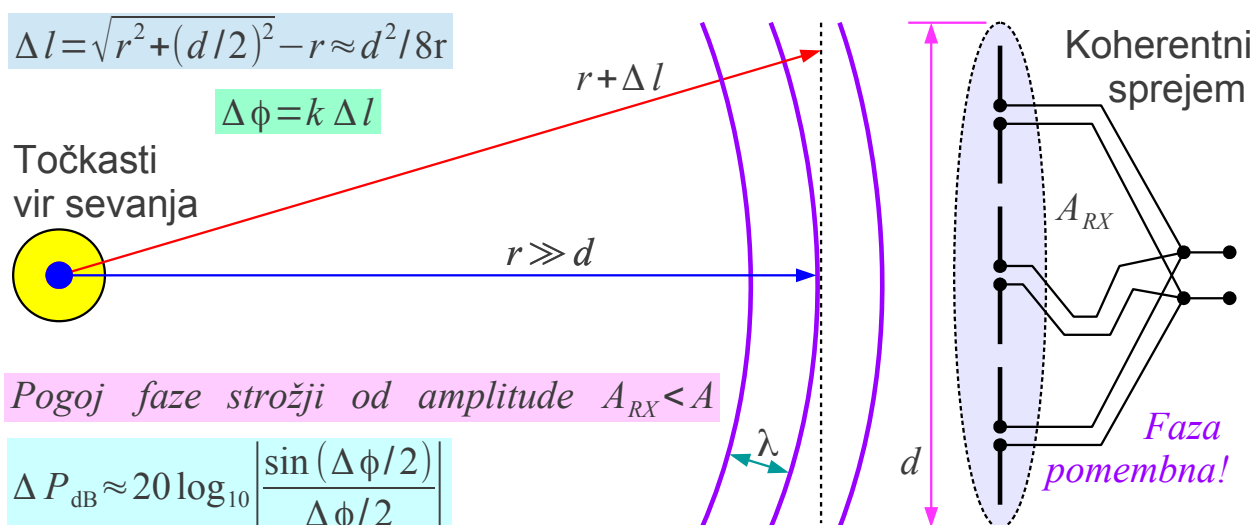
$$D_{TX} = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_{effTX} \Rightarrow \Omega_{TX} = \frac{4\pi}{D_{TX}} = \frac{\lambda^2}{A_{effTX}} \Rightarrow A = \Omega_{TX} r^2 = \frac{\lambda^2 r^2}{A_{effTX}}$$

$$A_{TX} \gg A = \frac{\lambda^2 r^2}{A_{effTX}} \approx \frac{\lambda^2 r^2}{A_{TX}} \rightarrow r \gg \frac{A_{TX}}{\lambda}$$

V majhni sprejemni anteni $A_{RX} \ll A = \Omega_{TX} r^2$ je v primerjavi s presekom snopa oddajnika sprejeta moč preprosto $P_{RX} = |\vec{S}| A_{effRX} \eta_{RX}$. V primeru koherentne oddaje in koherentnega sprejema velja preprosta recipročnost: oddajno anteno in sprejemno anteno smemo zamenjati med sabo. V tem primeru mora veljati oboje:

$$r \gg \frac{A_{TX}}{\lambda} \quad \text{in} \quad r \gg \frac{A_{RX}}{\lambda}$$

V primeru koherentnega sprejema lahko določimo natančnejšo mejo iz napake faze. Koherentna sprejemna antena je ostrena v neskončnost, torej prirejena za sprejem ravnih valovnih front. Na premajhni razdalji r ukrivljenost valovnih front povzroči napako faze. Napaka faze znižuje kazalčno vsoto prispevkov v sprejemni anteni:



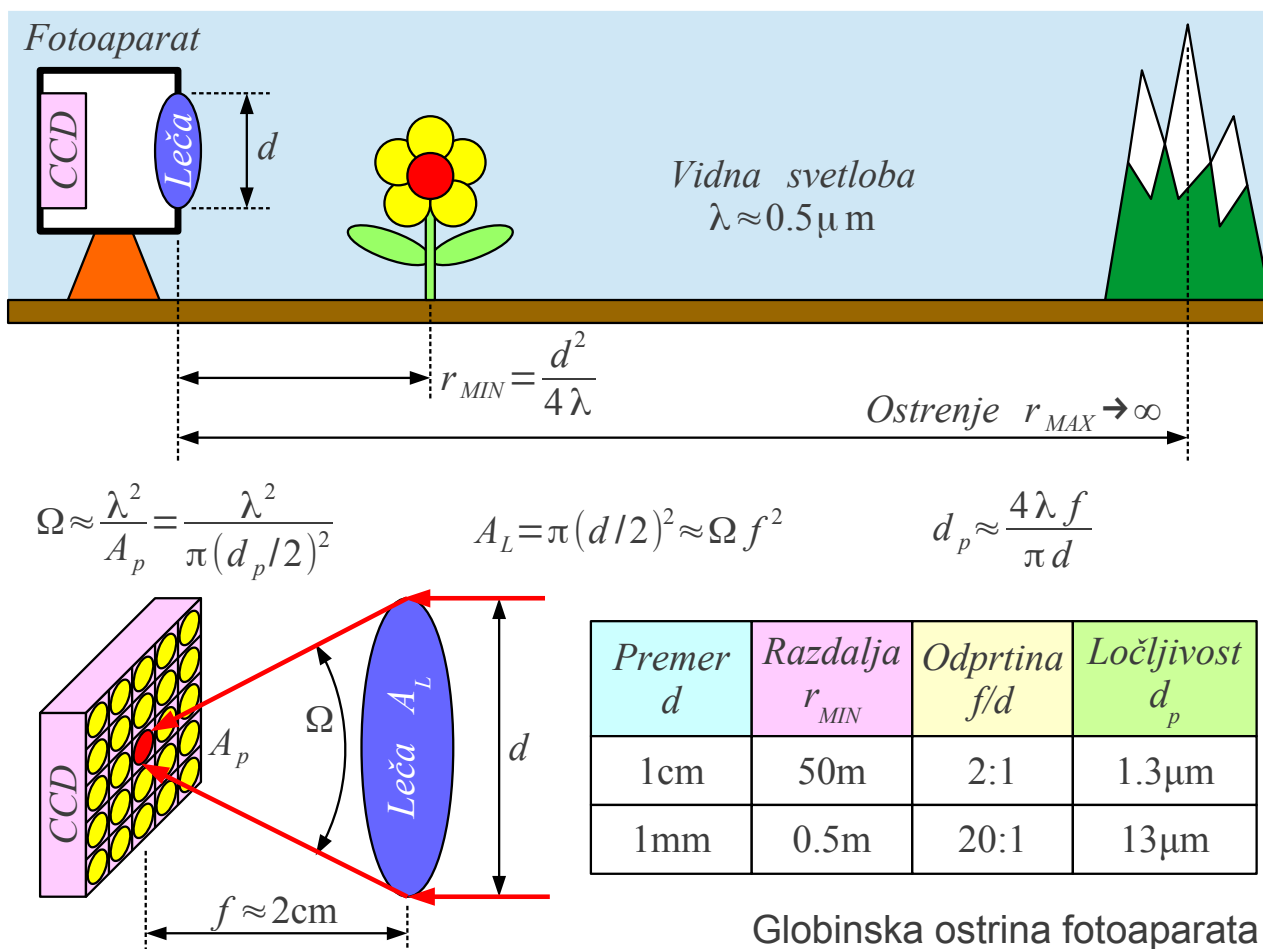
Δl	$\Delta \phi [\text{rd}]$	$\Delta P [\text{dB}]$	$r \geq$	Uporaba
$\lambda/2$	π	-3.922	$d^2/4\lambda$	Globinska ostrina fotoaparata
$\lambda/4$	$\pi/2$	-0.912	$d^2/2\lambda$	Lord Rayleigh 1891
$\lambda/8$	$\pi/4$	-0.224	d^2/λ	
$\lambda/16$	$\pi/8$	-0.056	$2d^2/\lambda$	Meritve radijskih signalov

Fraunhoferjev pogoj (Rayleighjeva razdalja)

Pojav, ki ga je najprej opisal Lord Rayleigh leta 1891, pri meritvah anten običajno imenujemo Fraunhoferjev pogoj. V tabeli je izračunano relativno

znižanje sprejete moči $\Delta P[\text{dB}]$ iz odstopanja faze na robu enakomerno vzbujane sprejemne odprtine krožne oblike premera d . Fotoapararat je natančno takšna koherentna sprejemna antena za svetlobne frekvence. Leča objektiva poskrbi, da se vsi prispevki seštejejo sofazno na enem samem slikovnem elementu (pixel) CCD tipala.

V primeru izračuna globinske ostrine fotoapararata dopuščamo razmeroma velik upad moči $\Delta P \approx 4\text{dB}$. Pri nastavitvi ostrenja fotoapararata v neskončnost dobimo ostro sliko vse do razdalje $r \geq r_{\text{MIN}} = d^2/4\lambda$:



Veliko globinsko ostrino dobimo z majhno odprtino objektiva premera komaj $d = 1\text{mm}$ (objektiv "pinhole"). Majhna odprtina omogoča celo fiksni fokus fotoapararata na razdaljo $r_0 = d^2/4\lambda = 50\text{cm}$, ki daje ostro sliko v območju $r_0/2 = 25\text{cm} < r < \infty$. Majhna odprtina objektiva žal dobro deluje samo podnevi na prostem, saj zbere zelo malo vpadne svetlobe.

Z večanjem premera objektiva se področje globinske ostrine hitro krči. Leča premera $d = 1\text{cm}$ daje ostro sliko šele od $r_{\text{MIN}} = d^2/4\lambda = 50\text{m}$ naprej, ko je fotoapararat ostren v neskončnost. Kje je potem smisel velikih

objektivov, ko je že leča premera $d = 1\text{ cm}$ komaj uporabna?

Razloga za velike odprtine sta dva: velik objektiv zbere več vpadne svetlobe in sliko na CCD tipalu ostri z večjo ločljivostjo. "Pinhole" premera $d = 1\text{ mm}$ z goriščnico $f = 2\text{ cm}$ zbere svetlobo točkastega vira v svetlo liso premera $d_p = 13\text{ }\mu\text{ m}$ na površini CCD tipala. Leča desetkrat večjega premera $d = 1\text{ cm}$ z enako goriščnico $f = 2\text{ cm}$ zbere svetlobo točkastega vira v svetlo liso desetkrat manjšega premera $d_p = 1.3\text{ }\mu\text{ m}$.

Če uporabimo isto CCD tipalo slabše ločljivosti $d_p \approx 13\text{ }\mu\text{ m}$, primerne za majhen objektiv, z večjimi objektivi oziroma z večjo odprtino zaslonke ločljivost fotografije omejuje tipalo! Zahteve za globinsko ostrino so v tem primeru dosti manj stroge od Rayleighjeve razdalje velikih odprtin z majhnim f/d !

Antene za radijske zveze na velike razdalje običajno ostrimo v neskončnost. Pri meritvah anten smo dosti bolj natančni kot v fotografiji. Če zahtevamo skupni pogrešek meritve pod $\Delta P < 0.1\text{ dB}$, kot Rayleighovo razdaljo oziroma Fraunhoferjev pogoj izberemo:

$$r > r_{\text{MIN}} = \frac{2d^2}{\lambda} \quad \text{kar je natančneje od} \quad r \gg \frac{\pi(d/2)^2}{\lambda} = \frac{A_{\text{TX}}}{\lambda}$$

Dodatna razlika med radijsko zvezo in fotografijo je v frekvenčni pasovni širini signalov. Fotografija deluje z belo svetlobo, ki ima zelo veliko pasovno širino $B \approx f_0$ v velikostnem razredu osrednje frekvence, kar ustreza vzdolžni koherentni dolžini $l = c_0/B \approx 1\text{ }\mu\text{ m}$. Odbiti valovi in drugi pojavi razširjanja svetlobe v fotografiji ne povzročajo interferenčnih pojavov, saj so razlike poti dosti večje od vzdolžne koherentne dolžine. Seštevajo se samo moči signalov. Medsebojna faza prispevkov je nepomembna.

V radijski zvezi uporabljamo ozkopasovne signale $B \ll f_0$ v primerjavi z osrednjo frekvenco. Vzdolžna koherentna dolžina je izredno velika $l = c_0/B \gg 10\text{ m}$. Pojavi v radijski zvezi so podobni fotografiji z ozkopasovno svetlobo laserja, kjer interferenčni pojavi povzročijo migotanje (angleško: speckle). Odboji in drugi pojavi razširjanja radijskih valov se seštevajo kot kazalci, ko so razlike poti dosti manjše od vzdolžne koherentne dolžine. Medsebojna faza prispevkov je bistvena. Vpliv motečih pojavov je drugačen in večji kot pri beli svetlobi.

Odboje in druge moteče pojave pri meritvah anten se običajno da omejiti tako, da antene merimo na najmanjši razdalji, ki jo dopušča vsota

Fraunhoferjevih pogojev za oddajno in sprejemno anteno:

$$r_{\text{merilni}} \approx \frac{2 d_{TX}^2}{\lambda} + \frac{2 d_{RX}^2}{\lambda}$$

Dobitek antene s površino $A = \pi (d/2)^2$ z dobrim sevalnim izkoristkom $\eta \approx 1$ in dobrim izkoristkom osvetlitve odprtine $\eta_o \approx 1$ znaša približno $G \approx 4 \pi A / \lambda^2 = (\pi d / \lambda)^2$. Slabljenje radijske zveze med dvema enakima antenama $d_{TX} = d_{RX} = d$ na medsebojni razdalji $r_{\text{merilni}} \approx 4 d^2 / \lambda$ znaša po Friisovi enačbi:

$$\frac{P_{TX}}{P_{RX}} = \frac{1}{G_{TX} G_{RX}} \left(\frac{4 \pi r_{\text{merilni}}}{\lambda} \right)^2 \approx \frac{1}{\left(\frac{\pi d}{\lambda} \right)^2 \left(\frac{\pi d}{\lambda} \right)^2} \left(\frac{16 \pi d^2}{\lambda^2} \right)^2 = \frac{256}{\pi^2} \approx 25.94$$

$$a_{\text{MIN}} [\text{dB}] = -10 \log_{10} \frac{P_{TX}}{P_{RX}} \approx -10 \log_{10} 25.94 \approx -14.14 \text{ dB}$$

V praktični meritvi anteni na obeh koncih merilne zveze nista nujno enaki med sabo. S stališča pogreškov odbojev in drugih motečih pojavov je sicer smiselno uporabljati podobni anteni na obeh koncih zveze. Referenčno anteno na enem koncu merilne zveze izberemo čimbolj podobno merjencu na drugem koncu.

Iz previdnosti pogosto merimo na malenkost večji razdalji od najmanjše dovoljene iz Fraunhoferjevega pogoja. Skupno slabljenje takšne merilne zveze je običajno v razponu $a_{\text{MIN}} \approx -20 \text{ dB} \dots -30 \text{ dB}$, ko sta anteni usmerjeni ena v drugo.

Pri določanju lastnosti anten moramo natančno poznati razdaljo med oddajno in sprejemno anteno. V resnični radijski zvezi je razdalja

$r \gg d_{TX}, d_{RX}$ dosti večja od izmer oddajne oziroma sprejemne antene. V resnični radijski zvezi je zato vseeno, od katere točke oddajne antene do katere točke sprejemne antene merimo razdaljo.

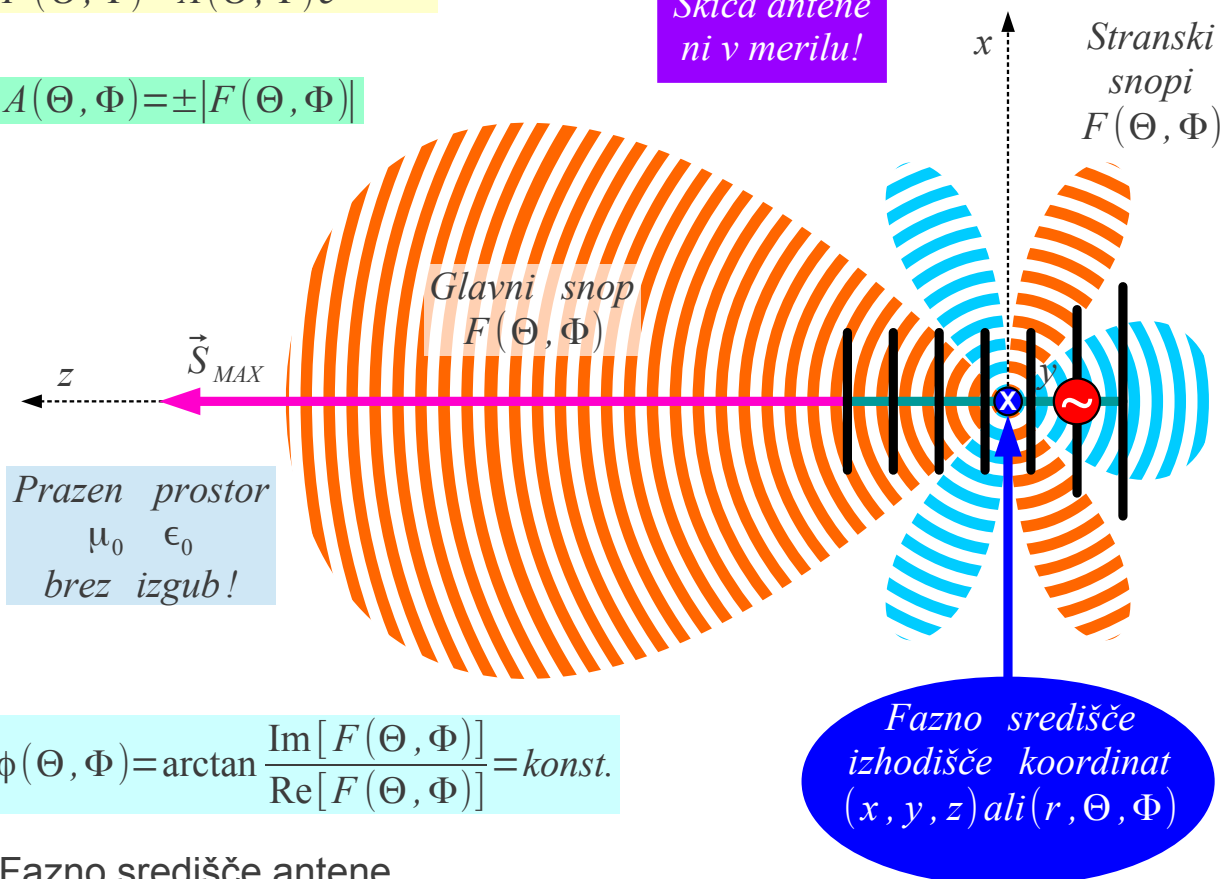
V merilni radijski zvezi je razdalja $r_{\text{merilni}} \approx d_{TX}, d_{RX}$ istega velikostnega razreda kot izmere oddajne oziroma sprejemne antene. V merilni zvezi ni vseeno, od katere točke oddajne antene do katere točke sprejemne antene merimo razdaljo. Ko merimo smerni diagram, ni vseeno, okoli katere točke vrtimo merjeno anteno.

Smerni diagram antene $F(\Theta, \Phi)$ je kompleksna funkcija, ki jo lahko razstavimo v dve realni funkciji, amplitudo $A(\Theta, \Phi)$ in fazo $\phi(\Theta, \Phi)$. Če skrbno izberemo izhodišče koordinatnega sistema, pri večini anten uspemo doseči, da se faza ne spreminja $\phi(\Theta, \Phi) = \text{konst.}$ Skrbno izbrano točko imenujemo fazno središče antene. Valovanje navidezno izhaja iz faznega središča:

$$F(\Theta, \Phi) = A(\Theta, \Phi) e^{j\phi(\Theta, \Phi)}$$

$$A(\Theta, \Phi) = \pm |F(\Theta, \Phi)|$$

Skica antene
ni v merilu!



Fazno središče antene

Antena na sliki ni narisana v merilu, pač pa je približno 16-krat prevelika v primerjavi z valovnimi frontami. Slika hoče pokazati, da fazno središče običajno ne sovпада s kakšno značilno točko antene, na primer s točko napajanja. Ko anteno vrtimo okoli faznega središča, se faza sevanega valovanja ne spreminja. Izjema so obrati faze $A(\Theta, \Phi) = \pm |F(\Theta, \Phi)|$ za pol periode v smereh ničel smerne diagrama.

Za meritev anten na majhni medsebojni razdalji $r_{\text{merilni}} \approx 4d^2/\lambda$ moramo obvezno poznati položaj faznih središč obeh anten. Razdaljo merimo od faznega središča oddajne antene do faznega središča sprejemne antene. Pri merjenju smerne diagrama merjenec obvezno vrtimo okoli njegovega faznega središča, da se razdalja do referenčne antene in z njo slabljenje praznega prostora med vrtenjem merjenca ne spreminjajo.

Če položaja faznega središča natančno ne poznamo, moramo meriti na dovolj velikih razdaljah, da nedoločenost faznega središča ne kvari rezultata meritve. Nekaterne antene sploh nimajo faznega središča. V slednjem primeru moramo meriti na še večji razdalji $r_{\text{merilni}} \gg d$, da nedoločenost faznega središča v velikostnem razredu izmer antene ne kvari rezultata meritve.

Če smernost D računamo iz izmerjenega smernega diagrama $F(\Theta, \Phi)$, moramo meriti smerni diagram dovolj natančno v dovolj velikem razponu moči $\Delta P_{\text{dB}} \gg D_{\text{dB}}$, da pravilno seštejemo sevano moč stranskih snopov antene. Za točnost meritve 1% mora biti razpon meritve moči vsaj 100-krat večji od pričakovane smernosti merjenja oziroma $\Delta P_{\text{dB}} \geq D_{\text{dB}} + 20\text{dB}$. Končno moramo pri praktični izvedbi meritev upoštevati, da je tako na prostem kot tudi v kakovostni gluhi sobi težko dušiti neželjene odboje za več kot -40dB .

V merilni radijski zvezi merimo vstavitveno slabljenje oziroma prevajalno funkcijo četveropola $S_{21} = S_{12}$ (recipročni S parametri), ki ga predstavljajo priključki oddajne in sprejemne antene. Najmanjše slabljenje v razponu $a_{\text{MIN}} \approx -20\text{dB} \dots -30\text{dB}$ z antenama usmerjenima ena v drugo ter razpon moči $\Delta P \approx 40\text{dB} \dots 50\text{dB}$ za meritev smernega diagrama skupaj zahtevata meritev slabljenja v razponu $a \approx -20\text{dB} \dots -80\text{dB}$.

Običajni komunikacijski radijski oddajniki in sprejemniki za zveze na velike razdalje v opisani meritvi niso uporabni. Komunikacijski radijski oddajniki imajo previsoko izhodno moč. Komunikacijski radijski sprejemniki ne merijo jakosti sprejetega signala dovolj natančno niti v dovolj velikem razponu moči. Končno niti komunikacijski oddajniki niti sprejemniki niso vedno dovolj oklopljeni za laboratorijske meritve, saj sami sevajo oziroma sprejemajo sevanje brez priključene antene.

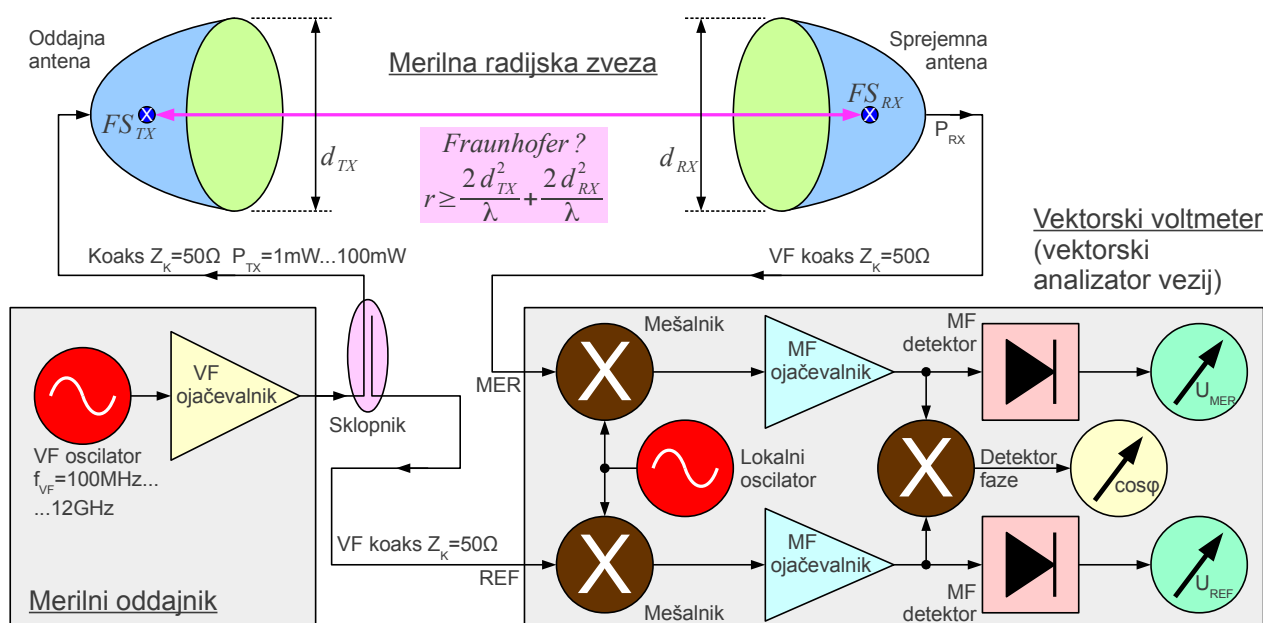
Kot antenski merilni oddajnik običajno zadošča laboratorijski visokofrekvenčni vir izhodne moči v razredu $P_{\text{TX}} \approx 10\text{mW} = +10\text{dBm}$. Laboratorijski visokofrekvenčni spektralni analizator sicer zmore dovolj velik razpon moči kot merilni sprejemnik. Natančnost merjenja moči s spektralnim analizatorjem običajno žal ne zadošča za meritve anten. Oba laboratorijski visokofrekvenčni vir in spektralni analizator sta dovolj oklopljena, da sama ne sevata oziroma ne sprejemata sevanja brez priključene antene.

Kot antenski merilni sprejemnik je najbolj uporaben vektorski (točneje kazalčni) voltmeter oziroma vektorski analizator vezij. Kazalčni merilniki zmorejo primeren razpon moči s primerno natančnostjo. Kazalčni merilniki merijo amplitudo in fazo prevajalne funkcije. S pomočjo kazalčnega merilnika

preprosto poiščemo fazno središče neznane antene.

Kazalčni merilniki so koherentni sprejemniki. Odzivajo se samo na signale, ki so natančno sinhronizirani z referenco oddajnika. Kazalčni merilniki so v primeru meritev na prostem manj občutljivi na motnje drugih oddajnikov.

Glavna pomanjkljivost kazalčnih merilnikov je zahteva po primernih visokofrekvenčnih kablh od merilnega oddajnika do oddajne antene, od sprejemne antene do merilnega sprejemnika in še referenčni vod med merilnim oddajnikom in merilnim sprejemnikom:



Slabljenje visokofrekvenčnih kablov $a_{koaks} = \alpha \sqrt{f}$ narašča sorazmerno s korenem frekvence in postane nesprejemljivo visoko na razdaljah, večjih do približno $r > 30m$. Upogibanje kabla okoli osi vrtiljaka pri merjenju smerne diagrama je nerodno, uničuje kabel in vnaša pogreške faze in amplitude. Vrteči koaksialni spoj je pravo mehansko čudo in običajno najdražji sestavni del radarja. Končno, sevanje cenениh visokofrekvenčnih kablov z redko pletenim oklopom ni zanemarljivo. Za resne meritve anten potrebujemo najmanj kable z dvojno pletenim oklopom.

Ko zaradi velike razdalje med antenama ne moremo uporabljati visokofrekvenčnega referenčnega voda, lahko merimo samo amplitudo prevajalne funkcije $|S_{21}| = |S_{12}|$. Glede na izhodno moč laboratorijskega merilnega vira pričakujemo moč v sprejemniku na drugem koncu merilne zveze v razponu $P_{RX} \approx -70dBm \dots -10dBm$.

Kot merilni sprejemnik lahko uporabimo polprevodniško "back" diodo

oziroma "zero-bias" Schottky diodo. Detektorji s polprevodniškimi diodami imajo kvadratni odziv $U_{DET} = \alpha'' P_{RX}$ pri nizkih močeh

$P_{RX} \approx -70\text{dBm} \dots -20\text{dBm}$ ter linearni odziv $U_{DET} = \alpha' \sqrt{P_{RX}}$ pri velikih močeh $P_{RX} \approx 0\text{dBm} \dots +30\text{dBm}$. Vmes je prehodno območje med obema načinoma delovanja diodnega detektorja.

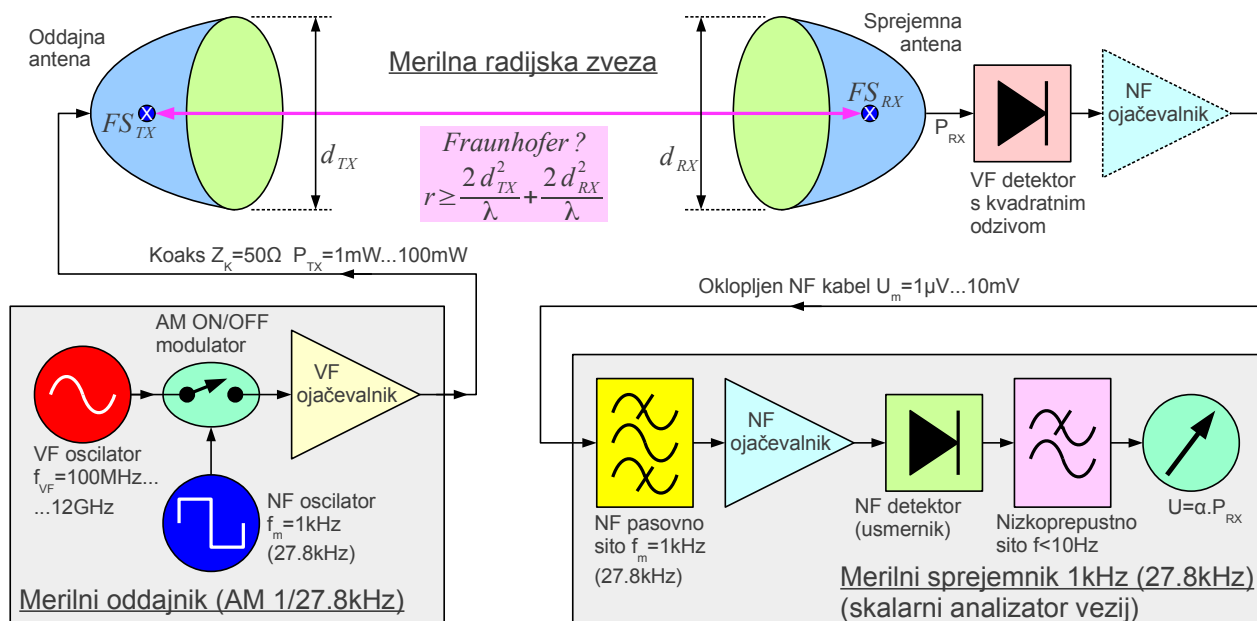
Namesto diode lahko uporabimo tudi bolometer, to je termistor, ki se mu upornost spreminja sorazmerno sproščeni toploti visokofrekvenčnega signala. Tanka nitka žarnice ali talilne varovalke je uporaben bolometer. Bolometer ima natančnejši kvadratni odziv $U_{DET} = \alpha'' P_{RX}$ od diodnih detektorjev. Bolometer je manj občutljiv od diodnega detektorja in potrebuje močnejši merilni oddajnik moči okoli $P_{TX} \approx 1\text{W} = +30\text{dBm}$.

Detektorji s kvadratnim odzivom $U_{DET} = \alpha'' P_{RX}$ dajejo na svojem izhodu zelo nizko napetost v območju mikrovoltov. Tako nizke enosmerne napetosti je težko meriti. Detektorje s kvadratnim odzivom zato običajno uporabljamo skupaj z moduliranimi merilnimi oddajniki, saj je detektirano modulacijo dosti lažje ojačati z izmeničnimi ojačevalniki.

Modulacijo merilnega oddajnika izbiramo tako, da je čimbolj različna od motilcev, ki se jim pri meritvah na prostem ne moremo izogniti. Bolometri običajno delujejo z amplitudno ON/OFF modulacijo oddajnika frekvence

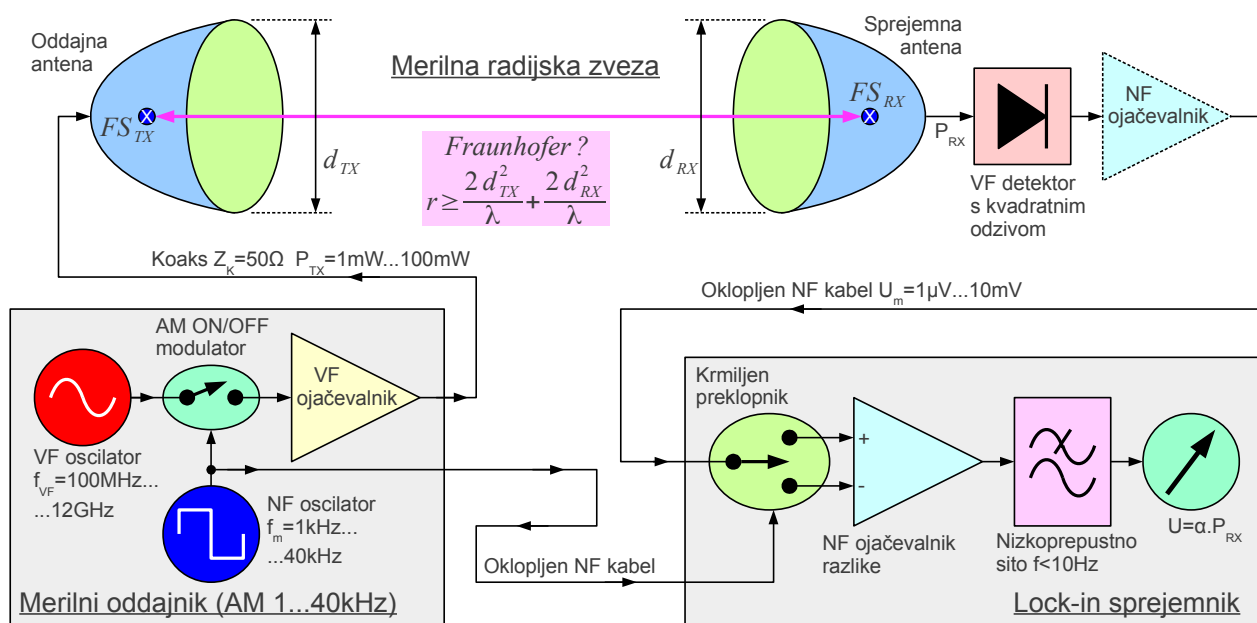
$f_m = 1\text{kHz}$. Hitrejši odziv diodnih detektorjev omogoča uporabo višjih frekvenc amplitudne ON/OFF modulacije, na primer $f_m = 27.8\text{kHz}$.

Bolometer oziroma diodni detektor je lahko opremljen že s prvo stopnjo nizkofrekvenčnega ojačevalnika. Vse skupaj je vgrajeno v majhno ohišje, da merilno glavo pritrdimo neposredno na sprejemno anteno. Od merilne glave na anteni do nizkofrekvenčnega merilnega sprejemnika zadošča tanek, gibek in cenen nizkofrekvenčni kabel:



Nizkofrekvenčni merilni sprejemnik (imenovan tudi skalarni analizator vezij) vsebuje nizkofrekvenčno pasovno sito, ki izlušči željeno modulacijo. Nizkofrekvenčnemu ojačevalniku sledi nizkofrekvenčni detektor. Iz slike ni razvidno, da je treba v končnem rezultatu upoštevati območje delovanja detektorja: kvadratni odziv, prehodno območje ali linearni odziv.

Majhne veličine v močnem ozadju šuma v fiziki pogosto merimo s tehniko lock-in. Tudi v tem primeru uporabljamo amplitudno ON/OFF modulacijo v oddajniku in detektor s kvadratnim odzivom. Lock-in sprejemnik vsebuje preklopnik namesto nizkofrekvenčnega pasovnega sita. Modulator oddajnika krmili preklopnik tako, da se pri vključenem oddajniku signal detektorja prišteva, pri izključenem oddajniku pa odšteva od povprečja na izhodu. Krmiljeni preklopnik imenujemo tudi sinhroni demodulator:



Prednost lock-in sprejemnika je višja odpornost na motnje v primerjavi s sprejemnikom z nizkofrekvenčnim sitom. Slaba lastnost lock-in sprejemnika je zahteva po dodatnem nizkofrekvenčnem vodu od merilnega oddajnika do lock-in sprejemnika. Nizkofrekvenčni vod je običajno oklopljen kabel. Možna je celo uporaba navadne telefonske parice dolžine več kot $r > 3\text{km}$.

Od vseh antenskih meritev je najpomembnejša in najzahtevnejša meritev smerne diagrama $F(\Theta, \Phi)$. Slednji je kompleksna funkcija dveh spremenljivk. Brez kazalčnih merilnikov lahko merimo samo amplitudo smerne diagrama $|F(\Theta, \Phi)|$. Amplituda smerne diagrama sicer zadošča, da iz nje natančno izračunamo smernost neznane antene:

$$D = \frac{4\pi |F(\Theta_{MAX}, \Phi_{MAX})|^2}{\oint_{4\pi} |F(\Theta, \Phi)|^2 d\Omega} = \frac{4\pi |F(\Theta_{MAX}, \Phi_{MAX})|^2}{\int_0^\pi \int_0^{2\pi} |F(\Theta, \Phi)|^2 \sin\Theta d\Theta d\Phi}$$

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 smerne diagrama.

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

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

$$\oint_{4\pi} |F(\Theta, \Phi)|^2 d\Omega \approx \frac{2\pi}{N} \int_0^\pi \left[|F(\Theta, \Phi_1)|^2 + |F(\Theta, \Phi_2)|^2 + |F(\Theta, \Phi_3)|^2 + \dots + |F(\Theta, \Phi_N)|^2 \right] \sin\Theta d\Theta$$

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 meritev je 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 postane:

$$\oint_{4\pi} |F(\Theta, \Phi)|^2 d\Omega \approx \approx \frac{\pi}{N} \int_{-\pi}^{\pi} \left[|F(\Theta, \Phi_1)|^2 + |F(\Theta, \Phi_2)|^2 + |F(\Theta, \Phi_3)|^2 + \dots + |F(\Theta, \Phi_N)|^2 \right] \sin \Theta d\Theta$$

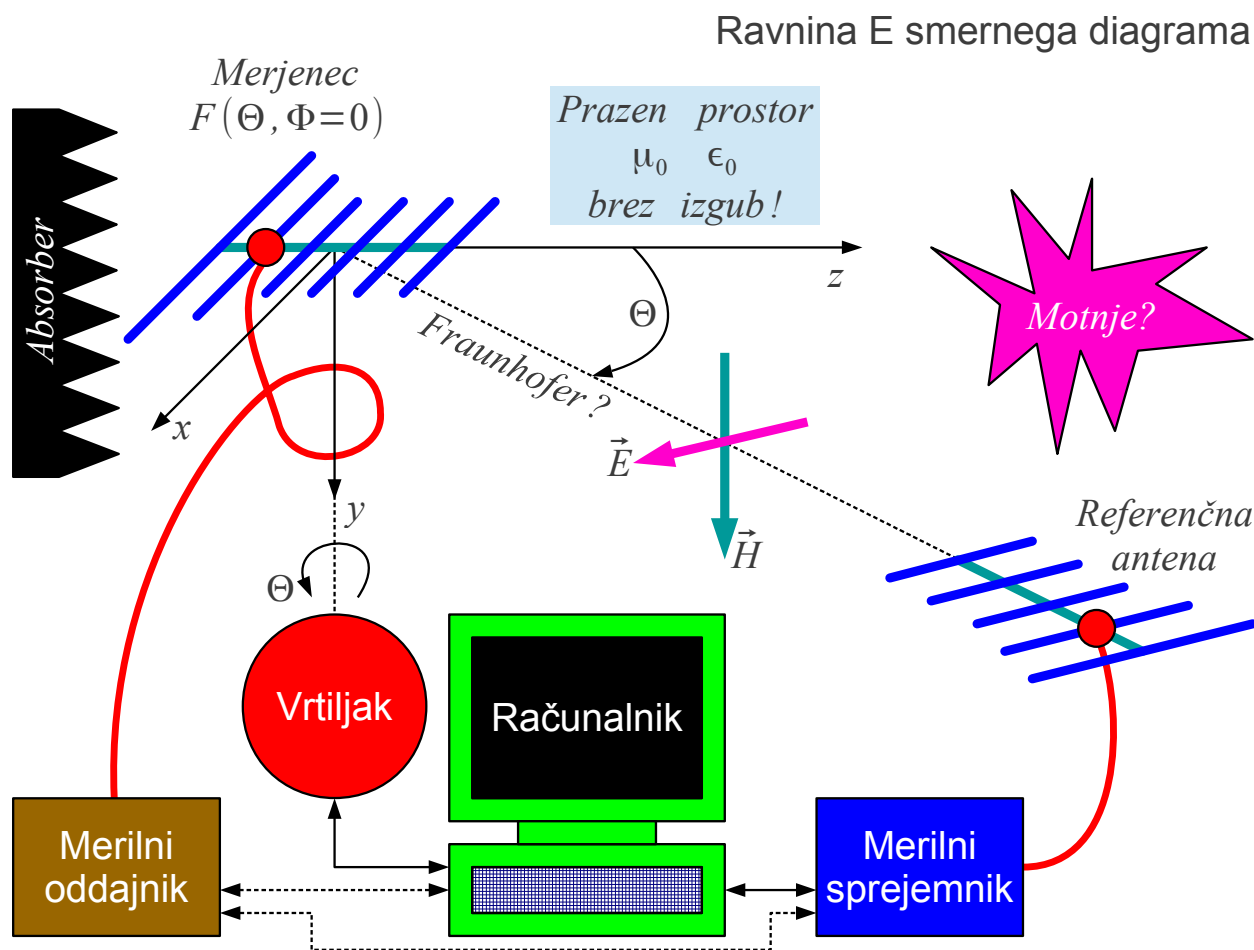
Za vsak par prerezov pri izbrani zemljepisni dolžini Φ_j ter pripadajoči $\Phi_j + \pi$ lahko izračunamo grob približek smernosti D_j , kot da bi bil smerni diagram rotacijsko simetričen okoli osi z :

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

N meritev pri $\Phi_1, \Phi_2, \Phi_3 \dots \Phi_N$ daje grobe približke smernosti $D_1, D_2, D_3 \dots D_N$. Približku integracije vseh prerezov smernega diagrama je povsem enakovreden izračun natančnejše smernosti po izrazu:

$$D = \frac{N}{\frac{1}{D_1} + \frac{1}{D_2} + \frac{1}{D_3} + \dots + \frac{1}{D_N}}$$

Za večino preprostih anten zadošča meritev smernega diagrama pri $N=2$ med sabo pravokotnih parih prerezov $\Phi_1 = \Phi_E = 0$ in $\Phi_2 = \Phi_H = \pi/2$, ki ustrezata sukanju merjene antene v ravnini električnega oziroma magnetnega polja. Meritev para prerezov smernega diagrama $F(\Theta, \Phi_E)$ in $F(\Theta, \Phi_E + \pi)$ v ravnini E je prikazana na risbi:

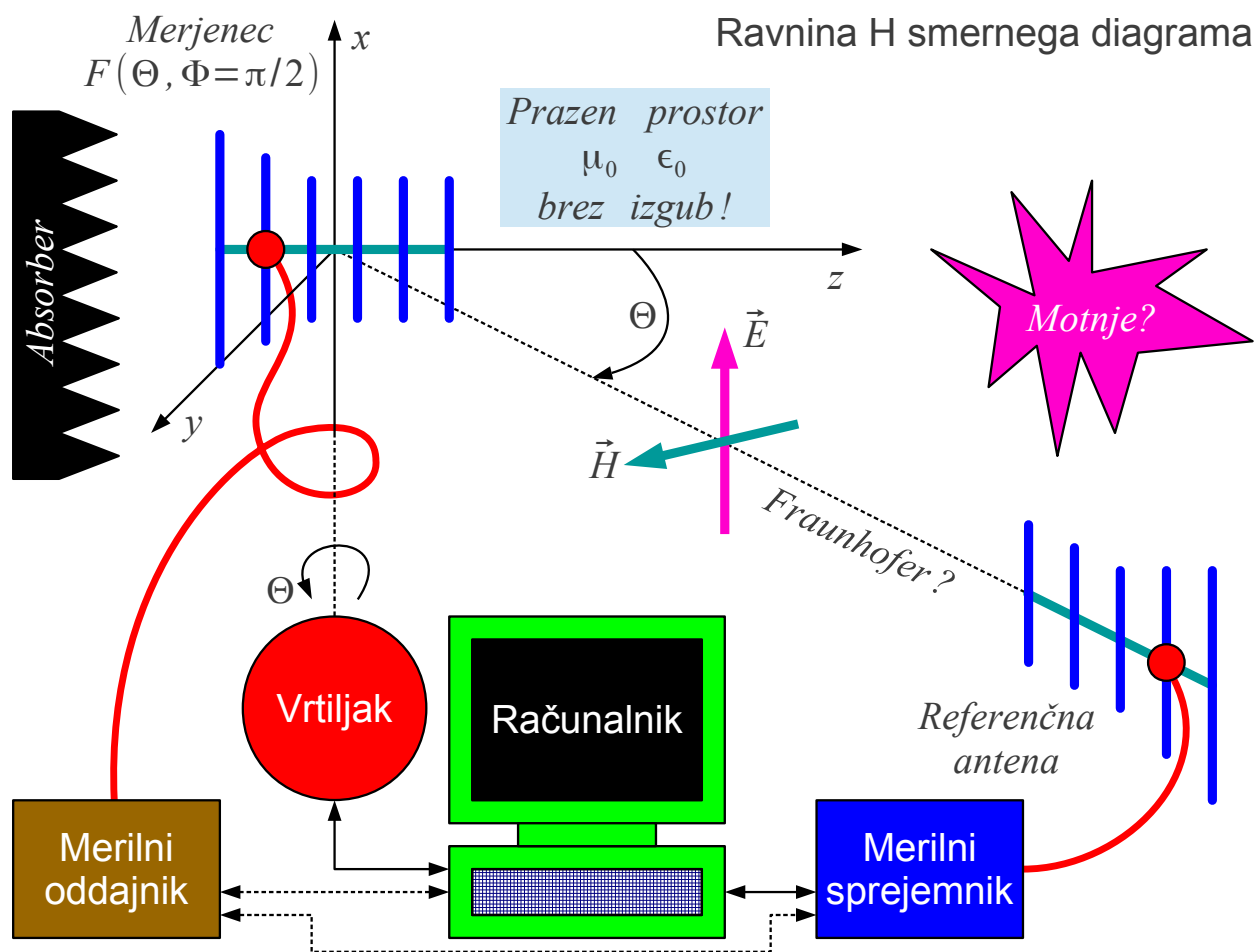


Merilna zveza je recipročna, merilni oddajnik in merilni sprejemnik smemo zamenjati med sabo. Radijskim motnjam se je lažje izogniti, če priključimo sprejemnik na referenčno anteno. Gibek nizkofrekvenčni kabel do merilne diode je sicer ugoden za merjenja na vrtljaku.

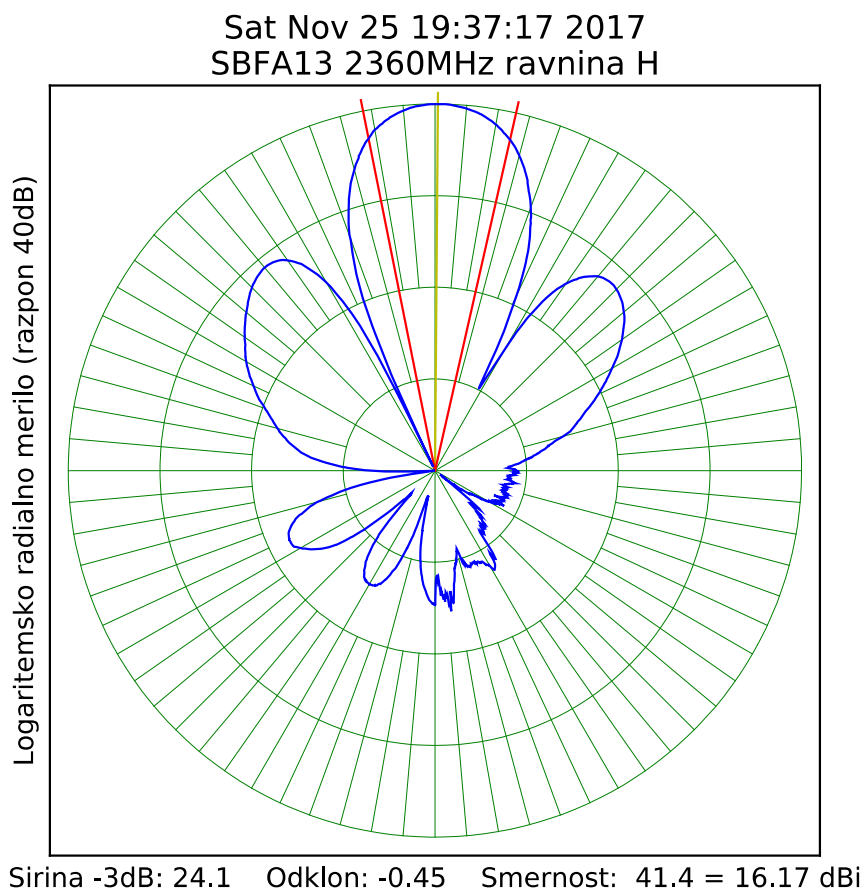
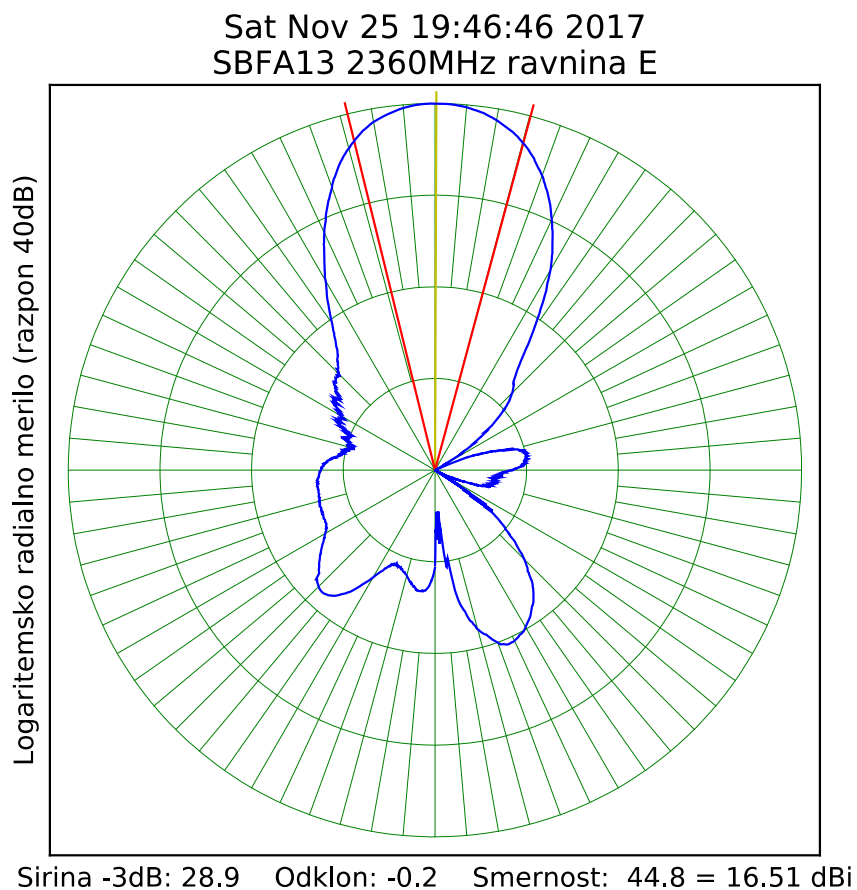
Nadležnim odbojem od tal se izognemo tako, da namestimo obe anteni na dovolj veliki višini nad tlemi. Od ostalih odbojev je najbolj nadležen odboj od predmetov za merjencem, kamor namestimo absorber.

Računalnik krmili vrtljak z merjencem in hkrati beleži podatke iz sprejemnika. Dodatno lahko računalnik nastavlja merilni oddajnik v avtomatizirani meritvi. Glede na izvedbo meritve lahko merilni oddajnik in merilni sprejemnik potrebujeta medsebojno povezavo za referenčni signal.

Za meritev para prerezov smernega diagrama $F(\Theta, \Phi_H)$ in $F(\Theta, \Phi_H + \pi)$ v ravnini H zamenjamo polarizaciji obeh anten, merjenca in referenčne:



Primer izmerjenih prerezov smernega diagrama SBFA (angleško: Short Back-Fire Antenna) v ravninah E in H je prikazan v polarnih diagramih v logaritemskem radialnem merilu z razponom 40dB :



Za SBFA je značilno, da ima razmeroma čist smerni diagram z dvema stranskima snopoma v ravnini H in skoraj brez stranskih snopov v ravnini E. Ostali snopi pod -20dB so posledica odbojev od sten in druge opreme v laboratoriju, saj absorber pri tej meritvi ni bil uporabljen. Če bi namesto logaritemskega merila narisali isti smerni diagram v linearnem radialnem merilu, bi bili ti snopi komaj vidni. Absorber za merjencem bi sicer lahko oslabil nadležne odboje iz ozadja za dodatnih -20dB .

Iz izmerjenih smernih diagramov je tudi razviden pomen meritve prerezov v celotnem območju polarne razdalje $-\pi \leq \Theta \leq \pi$. Slednji omogoča določiti odklon glavnega snopa zaradi konstrukcijskih toleranc antene oziroma napak pri meritvi. Hkrati postane meritev širine -3dB glavnega snopa α dosti bolj natančna. Nesimetrija stranskih snopov je nazorno merilo za konstrukcijske tolerance antene oziroma neželjene pojave razširjanja (odboje) pri meritvi antene.

Računalniški program samodejno popravi odklon glavnega snopa in prestavi os z koordinatnega sistema v smer maksimuma pri računanju smernosti. Izmerjeni smernosti sta $D_E = 44.8 = 16.51\text{dBi}$ v ravnini E in $D_H = 41.4 = 16.17\text{dBi}$ v ravnini H. Natančnejšo smernost izračunamo po izrazu, v katerega vstavimo obe smernosti kot neimenovana razmerja:

$$D = \frac{2}{\frac{1}{D_E} + \frac{1}{D_H}} = \frac{2}{\frac{1}{44.8} + \frac{1}{41.4}} = 43.03 \quad 10 \log_{10} 43.03 = 16.34\text{dBi}$$

Koliko lahko zaupamo izračunani smernosti, sklepamo iz opaženih neželjenih pojavov. Če so odboji v povprečju oslabljeni za

$a_{\text{odboj}} \approx -30\text{dB} = 0.001$ glede na glavni snop in je smernost v velikostnem razredu $D \approx 16\text{dBi} = 40$, pričakujemo relativno napako meritve v velikostnem razredu $D \cdot a \approx 0.04 = 4\%$ oziroma $10 \log_{10} 1.04 \approx 0.2\text{dB}$.

Ko izmerjeni smerni diagrami še niso bili dostopni v računalniški obliki, je bila integracija smernega diagrama silno zamudno opravilo, končni rezultat pa nenatančen. Razvijalci anten so se pogosto zanašali na oceno smernosti svojih izdelkov iz širine -3dB glavnega snopa α_E v ravnini E in širine -3dB glavnega snopa α_H v ravnini H.

John D. Kraus navaja v svoji odlični, zelo dobro znani knjigi *Antennas* iz leta 1950, ki je doživela kar šest izpopolnjenih ponatisov vse do leta 2001, naslednji približek za prostorski kot sevanja Ω , če privzamemo snop

sevanja pravokotnega prereza s stranicama, ki se odpirata v α_E in α_H :

$$\Omega[\text{srd}] \approx \alpha_E[\text{rd}] \alpha_H[\text{rd}]$$

Iz približka za prostorski kot sevanja sledi Krausov približek za smernost iz kotov α_E in α_H zapisanih vadianih oziroma v stopinjah:

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

Približek dokaj dobro velja, če smerni diagram antene nima pomembnih stranskih snopov. Približek daje prevelik rezultat za smernost, če ima smerni diagram antene velike stranske snope.

Ocena smernosti SBFA je nazoren zgled uporabe opisanega približka. SBFA ima izmerjeni širino -3dB glavnega snopa $\alpha_E = 28.9^\circ$ v ravnini E in širino -3dB glavnega snopa $\alpha_H = 24.1^\circ$ v ravnini H. Ocena smernosti SBFA iz izmerjenih širin -3dB glavnega snopa znaša:

$$D \approx \frac{41253^\circ{}^2}{(28.9^\circ \cdot 24.1^\circ)} = 59.23 \quad 10 \log_{10} 59.23 = 17.73 \text{dBi}$$

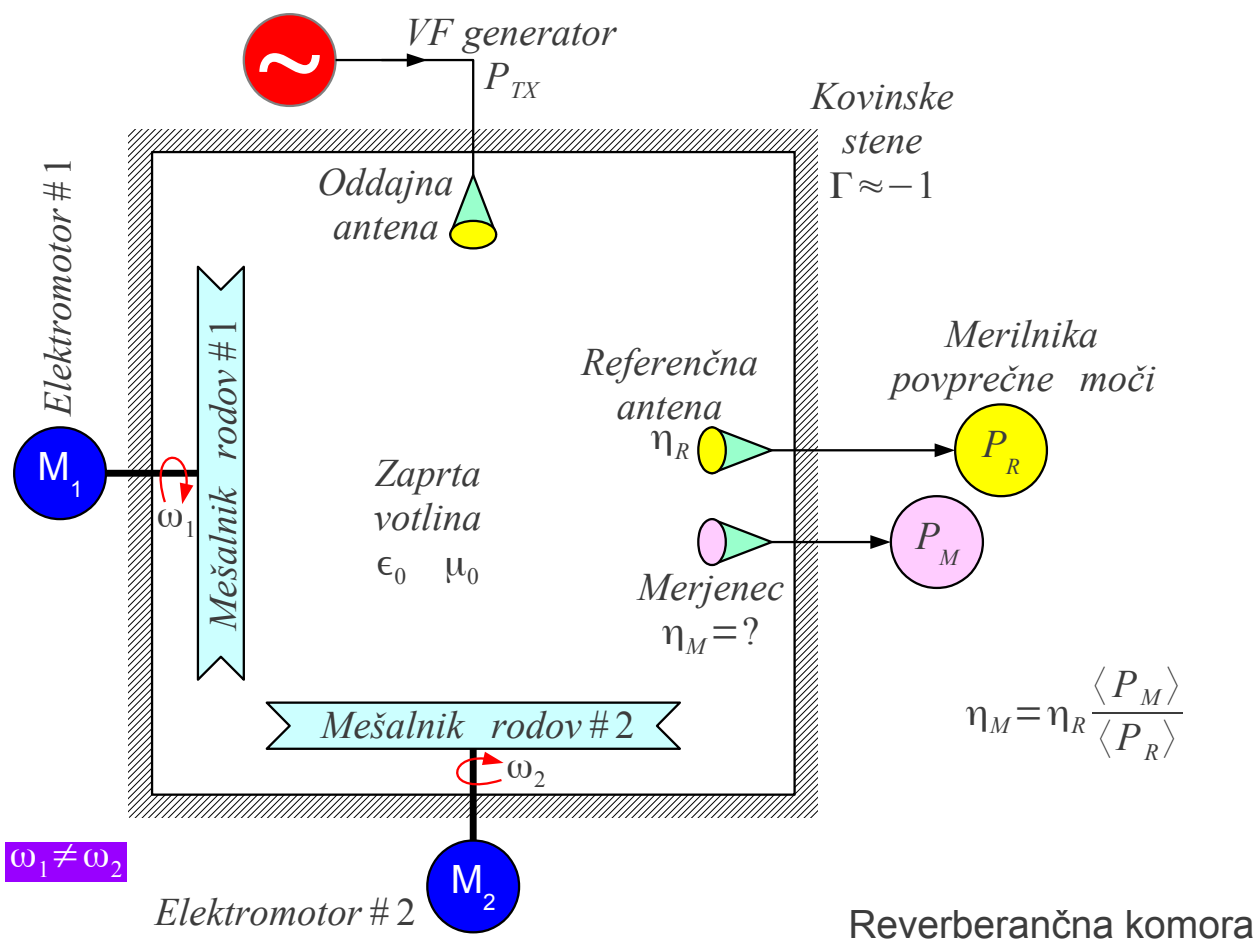
Ocena smernosti SBFA je očitno previsoka za skoraj poldrugi decibel na račun velikih stranskih snopov SBFA v ravnini H, okoli -12dB glede na glavni snop! Izmerjena smernost SBFA v ravnini H je navsezadnje manjša $D_H < D_E$ od izmerjene smernosti v ravnini E kljub $\alpha_H < \alpha_E$.

Na podobne, previsoke ocene smernosti naletimo v številnih člankih in knjigah, od najbolj uglednih znanstvenih revij do radioamaterskih priročnikov. Poleg Krausovega približka obstajajo še drugi približki, ki v nekaterih primerih dajejo točnejši rezultat, v drugih primerih pa so še manj natančni. Navedbe smernosti in dobitkov anten moramo zato obravnavati previdno in vzeti z razumevanjem pogojev, v katerih so nastale.

Uporabnika zagotovo najbolj zanima dobiček antene $G = \eta D$. Pri marsikateri sodobni anteni je sevalni izkoristek tako visok $\eta > 95\%$, da ga je sploh težko zanesljivo izmeriti s katerokoli merilno opremo. Dobitek antene G lahko sicer neposredno določimo v merilni radijski zvezi, kjer pa neželjeni odboji vnašajo še večje pogreške kot pri merjenju smernega diagrama $F(\Theta, \Phi)$.

Sam sevalni izkoristek antene η merimo v takšnem okolju, kjer

smerni diagram $F(\Theta, \Phi)$ niti polarizacija antene ne igrata nobene vloge. Primerno okolje za takšno meritev je reverberančna komora (angleško: reverberant chamber), to je velik votlini rezonator, običajno kvader $a, b, c \gg \lambda$, ki na delovni frekvenci antene podpira zelo veliko število rodov $N \gg 1$. Naključne razmere v votlini ustvarjajo eden, dva ali več mešalnikov rodov (angleško: mode stirrer), to je velikih vrtečih kovinskih odbojnikov:



V reverberančni komori merimo povprečne pretoke moči. V primeru več mešalnikov rodov dobimo bolj naključne razmere, ko mehanska vrtenja posameznih mešalnikov $\omega_1 \neq \omega_2$ niso sinhronizirana med sabo. Z večanjem smernosti D merjenja se večja tudi zahteva po številu rodov N in z njo izmere votline. Pravilno delovanje reverberančne komore lahko preverimo z merjenjem statistike amplitude in faze sprejetih signalov.

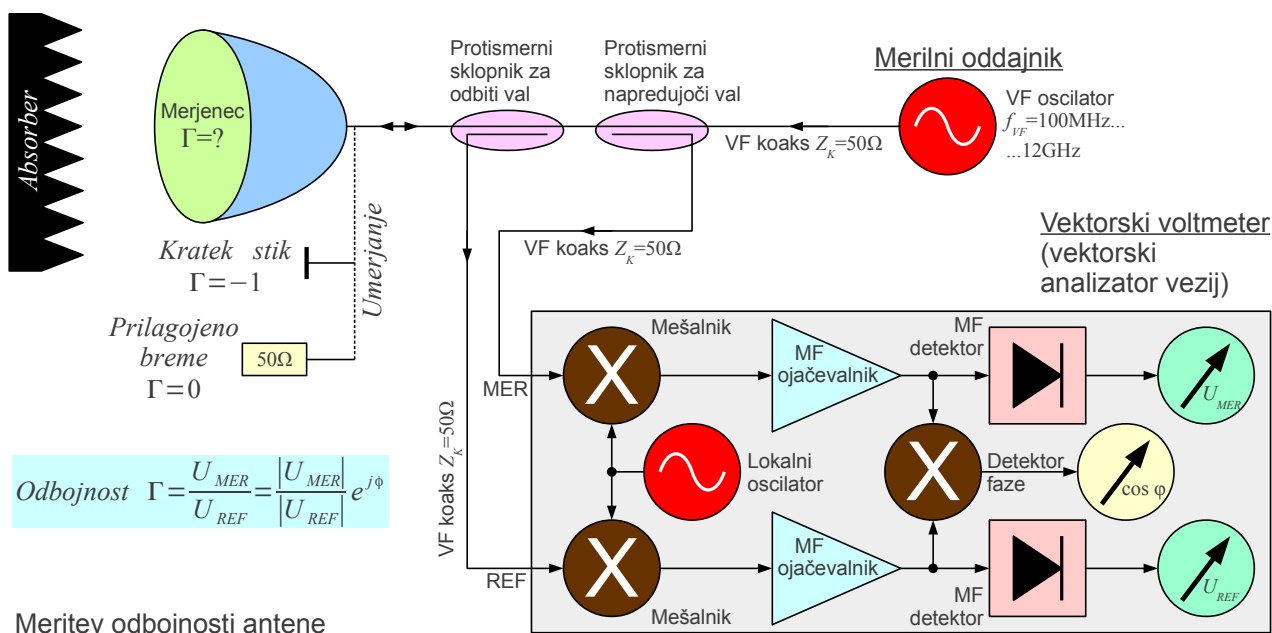
V dovolj veliki reverberančni komori se vse antene obnašajo, kot ne bi imele niti smernega diagrama $F(\Theta, \Phi)$ niti smernosti D niti polarizacije (osno razmerje Q). Edina preostala spremenljivka so sevalni izkoristki anten. Sevalni izkoristek merjenja η_M preprosto določimo iz sevalnega izkoristka referenčne antene η_R in dolgotrajnega povprečenja sprejetih

moči $\langle P_M \rangle$ in $\langle P_R \rangle$.

Končno uporabnik antene zahteva tudi smiselno prilagoditev impedance antene na izbran prenosni vod: koaksialni kabel, simetrični dvovod, kovinski valovod in podobno. Meritev impedance sodi med najpreprostejše antenske meritve. Meritev impedance ne zahteva mehanskega vrtenja niti kaj dosti prostora. Pri meritvi impedance moramo zagotoviti le to, da antena ne vidi odbojev lastnega sevanja. Med meritvijo impedance anteno usmerimo v nebo oziroma v mikrovalovni absorber za ustrezen frekvenčni pas.

Ker za visoke frekvence ni dobrih ampermetrov niti voltmetrov, pogosto merimo neko drugo veličino in končni rezultat po potrebi pretvorimo v impedanco. Na visokih frekvencah se najbolj obnese meritev odbojnosti Γ . Odbojnost Γ je neimenovano kompleksno razmerje, ki ga lahko vedno preračunamo v kompleksno impedanco $Z = R + jX$ ali obratno. Odbojnost Γ je definirana tudi v kovinskem valovodu in drugih vodih, kjer ne moremo definirati kazalcev napetosti U in toka I niti impedance $Z = U/I$.

Odbojnost merimo s primernim mostičkom oziroma s smernimi sklopniki. Oboji znajo ločiti napredujoči val od odbitega. Glede na vrsto razpoložljivega voltmetra lahko merimo samo amplitudo odbojnosti $|\Gamma|$ oziroma amplitudi in fazo s kazalčnim (vektorskim) merilnikom:



Za meritev odbojnosti Γ oziroma impedance Z zadošča oddajnik dosti manjše moči kot za meritev smernega diagrama $F(\Theta, \Phi)$. Koaksialni smerni sklopniki za radijske frekvence so običajno izdelani kot protismerni sklopniki za karakteristično impedanco $Z_K = 50\Omega$. Pri meritvi nagajajo številni povezovalni kabli, ki vnašajo fazne zasuke. Fazo meritve

odbojnosti običajno umerimo s kratkim stikom natančno na sponkah antene. S prilagojenim bremenom preverimo smernost sklopnikov.

Neprilagoditev bremena lahko izrazimo na različne načine. Kompleksna odbojnost Γ (angleško: reflection coefficient) je vsekakor najbolj osnovna veličina. Kompleksna števila vnašajo težave v meritve in v računanje, zato pogosto navajamo samo amplitudo odbojnosti kot povratno slabljenje (angleško: return loss) v logaritemskih enotah $\Gamma_{dB} = 20 \log_{10} |\Gamma|$. Stara merilna tehnika je neposredno merila valovitost ρ oziroma razmerje stojnega vala (angleško: standing-wave ratio ali SWR). Končno uporabnika antene najbolj zanima slabljenje neprilagoditve (angleško: mismatch loss) v logaritemskih enotah a_{dB} oziroma v odstotkih moči $a[\%]$:

Impedanca $Z[\Omega] = R + jX$

Karakteristična
impedanca
(dogovorjeno)
 $Z_K = 50 \Omega$

Odbojnost $\Gamma = \frac{Z - Z_K}{Z + Z_K}$

Povratno slabljenje
(Return loss)
 $\Gamma_{dB} = 20 \log_{10} |\Gamma|$

Valovitost (SWR)
 $\rho = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}$

Slabljenje neprilagoditve
(Mismatch loss)
 $a_{dB} = 10 \log_{10} (1 - |\Gamma|^2)$
 $a[\%] = (1 - |\Gamma|^2) \cdot 100\%$

Neprilagoditev bremena

Z	Γ	Γ_{dB}	ρ	a_{dB}	$a[\%]$
0Ω	-1	$0dB$	∞	$-\infty dB$	0%
1Ω	-0.96	$-0.4dB$	50	$-13.6dB$	7.7%
5.6Ω	-0.8	$-1.9dB$	9	$-4.4dB$	36%
10Ω	-0.67	$-3.5dB$	5	$-2.6dB$	56%
16.7Ω	-0.5	$-6dB$	3	$-1.3dB$	75%
25Ω	-0.33	$-9.6dB$	2	$-0.5dB$	89%
33.3Ω	-0.2	$-14dB$	1.5	$-0.2dB$	96%
50Ω	0	$-\infty dB$	1	$0dB$	100%
66.7Ω	0.2	$-14dB$	1.5	$-0.2dB$	96%
100Ω	0.33	$-9.6dB$	2	$-0.5dB$	89%
150Ω	0.5	$-6dB$	3	$-1.3dB$	75%
250Ω	0.67	$-3.5dB$	5	$-2.6dB$	56%
450Ω	0.8	$-1.9dB$	9	$-4.4dB$	36%
2500Ω	0.96	$-0.4dB$	50	$-13.6dB$	7.7%
$\infty\Omega$	1	$0dB$	∞	$-\infty dB$	0%
$j50\Omega$	j	$0dB$	∞	$-\infty dB$	0%
$-j50\Omega$	$-j$	$0dB$	∞	$-\infty dB$	0%
$(50+j50)\Omega$	$0.2+j0.4$	$-7dB$	2.6	$-1dB$	80%
$(50-j50)\Omega$	$0.2-j0.4$	$-7dB$	2.6	$-1dB$	80%

Glede na številke v razpredelnici uporabnik največkrat zahteva razmerje stojnega vala pod $\rho \leq 2$, kar je enakovredno povratnemu slabljenju približno $\Gamma_{dB} \approx -10dB$ oziroma izgubi signala $a_{dB} \approx -0.5dB$ oziroma $a \approx 90\%$. Slabljenje neprilagoditve $a_{dB} \approx -0.5dB$ je v resnični radijski zvezi zelo težko izmeriti, hkrati pa je ta zahteva silno ohlapna za sevalno upornost antene $R_{MAX} : R_{MIN} = 100\Omega : 25\Omega = 4 : 1$ pri $Z_K = 50\Omega$!

Nekoliko večji učinek na radijsko zvezo ima jalovi del impedance antene. Induktivna impedance $Z = 50 \Omega + j 50 \Omega$ oziroma kapacitivna impedance $Z = 50 \Omega - j 50 \Omega$ prinašata izgubo signala kar $a_{dB} \approx -1 \text{ dB}$ oziroma $a \approx 80 \%$. Slednje se pri ozkopasovnih antenah, kot so tankožični dipoli oziroma mikrotrakaste krpice, hitro zgodi.

Bolj komplicirane antene imajo kompliciran potek odbojnosti $\Gamma(f)$ izražen kot funkcija frekvence. Povsem jasno je frekvenca najvišje smernosti antene $f(D_{MAX}) \neq f(|\Gamma|_{MIN})$ načeloma različna od frekvence najboljše prilagoditve antene na prenosni vod. Pri daljših antenah Yagi-Uda oziroma pri SBFA se odbojnost Γ najhitreje spreminja prav v frekvenčnem pasu blizu $f(D_{MAX})$. Spremenljiva prilagoditev impedance vzbujevalnega dipola antene Yagi-Uda oziroma SBFA potrjuje, da smo dolžine ostalih palčk Yagi-Uda oziroma izmere votline SBFA pravilno načrtovali.

Ceneni merilniki impedance, odbojnosti in valovitosti ter nepoznavanje kompleksnega računa so pripeljali v nesmiselno skrajnost. Uporabnik sploh ne vpraša več za smernost antene D niti za sevalni izkoristek η , pač pa različne antene primerja med sabo samo po prilagoditvi, najpogostejše opisani z valovitostjo ρ , ker ni treba poznati kompleksnih števil.

Za takšnega uporabnika obstaja idealna antena, ki jo ostali imenujemo referenčni laboratorijski upor $R = 50 \Omega$. Če je slednji opremljen s SMA vtičnico, je lahko odlično prilagojen $\rho = 1$ oziroma $\Gamma = 0$ v frekvenčnem pasu $f = 0 \text{ Hz} \dots 26.5 \text{ GHz}$. Kot antena ima sevalni izkoristek $\eta = 0$, kar pomeni, da niti ne seva niti ne sprejema škodljivih motenj. Kaj ni to super?

Odvisnosti smernosti $D(f)$, sevalnega izkoristka $\eta(f)$ in odbojnosti $\Gamma(f)$ ali impedance $Z(f)$ od frekvence f določajo uporabno pasovno širino antene B . Impedančno prilagoditev lahko vedno popravi fiksno ali nastavljivo električno prilagodilno vezje (transformator impedance). Izgube slednjega znižujejo sevalni izkoristek η .

Smernega diagrama $F(\Theta, \Phi)$ niti smernosti D ne more popraviti električno prilagodilno vezje. Frekvenčna odvisnost smernosti $D(f)$ določa končno gornjo mejo pasovne širine B_{MAX} izbrane antene!