

4. Brezvrvična zveza

Brezvrvično zvezo skušamo izdelati tako, da sta oba oddajnik $d_{TX} \ll r$ in sprejemnik $d_{RX} \ll r$ dosti manjša od razdalje, ki jo skušamo premostiti. V nasprotnem primeru bi bila kakršnakoli vrstica zagotovo cenejša rešitev. V brezvrvični zvezi lahko uporabimo elektromagnetne pojave. Največji domet in največjo zmogljivost brezvrvične zveze omogoča uporaba elektromagnetnega sevanja.

Elektromagnetno sevanje prevladuje na velikih razdaljah $r \gg 1/k = 2\pi/\lambda$ od oddajne antene. Sevanje kakršnekoli antene v koordinatnem izhodišču krogelnega koordinatnega sistema (r, Θ, Φ) se lahko poenostavi v:

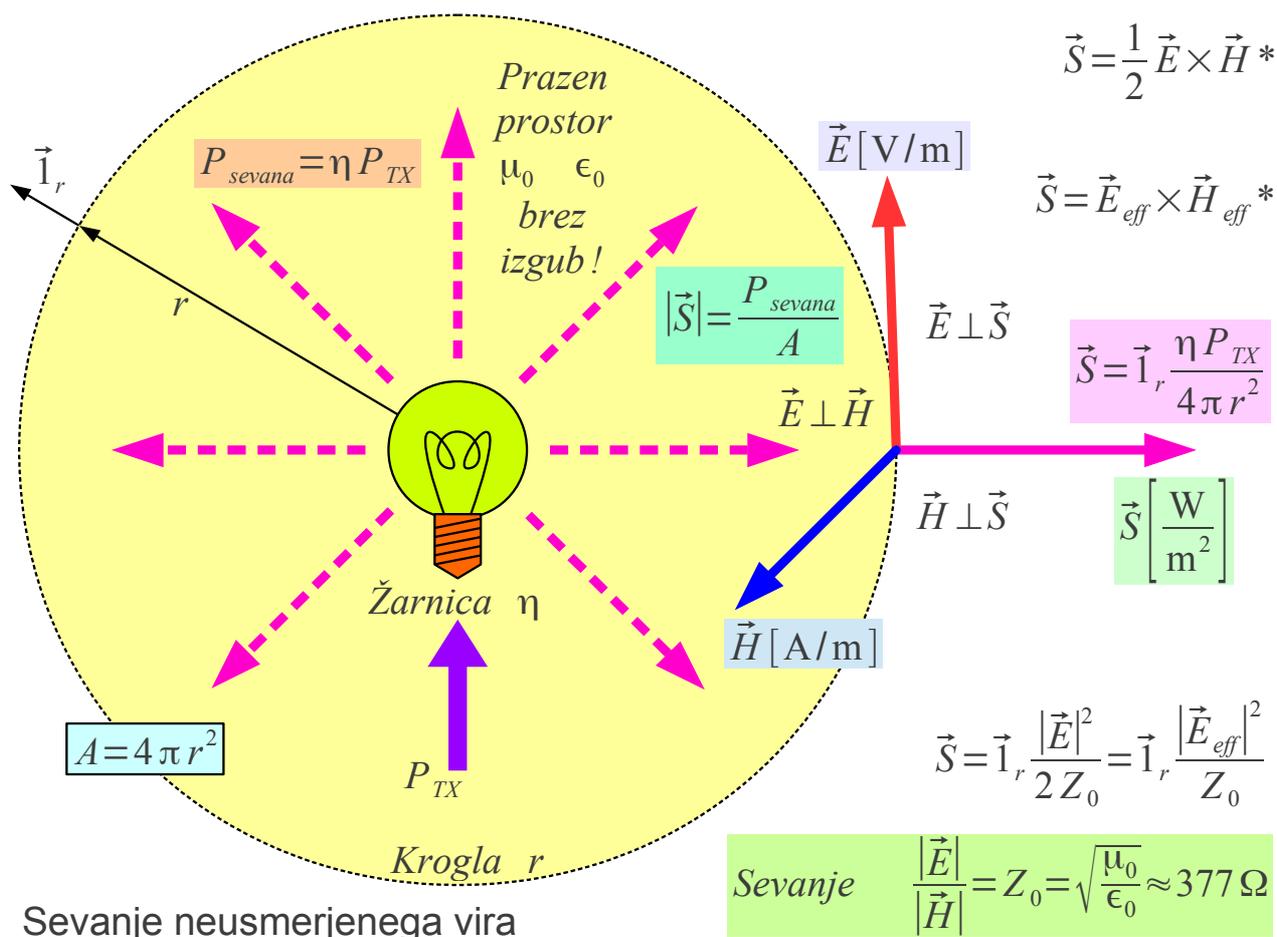
$$\vec{E}(\vec{r}) = \vec{1}_E \alpha I \frac{e^{-jkr}}{r} F(\Theta, \Phi) \qquad \vec{H}(\vec{r}) = \vec{1}_H \frac{\alpha I}{Z_0} \frac{e^{-jkr}}{r} F(\Theta, \Phi)$$

Oba električno in magnetno polje vsebujeta isto sorazmernostno konstanto α , jakost toka I v anteni in zakasnitev e^{-jkr} končne hitrosti svetlobe. Oba električno in magnetno polje upadata obratno-sorazmerno razdalji $1/r$ in sta lahko odvisna od smeri $F(\Theta, \Phi)$. Sevano električno in magnetno polje sta med sabo pravokotna vektorja $\vec{1}_E \perp \vec{1}_H$, sofazna in v točnem razmerju $|\vec{E}(\vec{r})|/|\vec{H}(\vec{r})| = Z_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0}$ valovne impedance v praznem prostoru.

Poyntingov vektor: $\vec{S}(\vec{r}) = \vec{1}_r \frac{|\alpha I|^2}{2Z_0 r^2} |F(\Theta, \Phi)|^2$ je popolnoma realen,

je pravokoten na oba $\vec{1}_r \perp \vec{1}_E$ električno in $\vec{1}_r \perp \vec{1}_H$ magnetno polje, kaže proč od oddajnika $\vec{1}_r$ v smeri potovanja valovanja in upada s kvadratom razdalje $1/r^2$. Sevana moč $P = \oiint \vec{S} \cdot \vec{1}_r dA$ se v praznem prostoru nikjer ne izgublja. Vrednost integrala po katerikoli sklenjeni ploskvi, ki zajema oddajnik, je vedno konstantna.

Za neusmerjeno anteno $F(\Theta, \Phi) = konst.$ preprosto izračunamo vektor gostote pretoka moči $\vec{S}(\vec{r}) = \vec{1}_r \eta P_{TX} / (4\pi r^2)$ iz moči oddajnika, ki se porazdeli po površini krogle z anteno v središču ob upoštevanju sevalnega izkoristka η neidealne antene (žarnice):



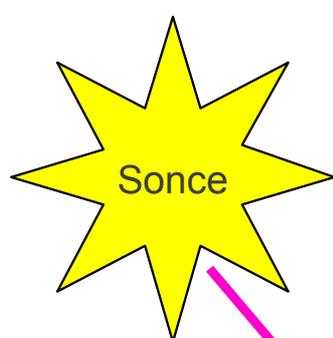
Glede na vrsto oddajne antene lahko oba vektorja električnega in magnetnega polja nihata v določeni smeri ali pa se sukata okoli smeri razširjanja. Slednji pojav imenujemo polarizacija valovanja. Polarizacija je lastnost vseh prečnih valovanj vključno z elektromagnetnim valovanjem, njegova natančna obravnava sledi v pripadajočem poglavju kasneje.

Nalogo sevanja poenostavi uporaba efektivnih veličin, saj sta velikosti efektivnih vrednosti $|\vec{E}_{eff}|$ in $|\vec{H}_{eff}|$ neodvisni od polarizacije valovanja, kar je v preprosti obravnavi silno ugodno. V primeru nihanja polja v eni sami smeri in harmonskih veličin preprosto dobimo efektivni vrednosti $\vec{E}_{eff} = \vec{E} / \sqrt{2}$ oziroma $\vec{H}_{eff} = \vec{H} / \sqrt{2}$ iz vršnih vrednosti (veličini brez indeksov).

Ob lepem jasnem dnevu dosega svetloba Sonca na površini Zemlje gostoto pretoka moči $|\vec{S}| \approx 1 \text{ kW/m}^2$. Slednja ustreza efektivni električni poljski jakosti $|\vec{E}_{eff}| \approx 614 \text{ V}_{eff}/\text{m}$. Toplotni učinek svetlobe zaznamo še pri desetkrat nižji gostoti pretoka moči $|\vec{S}| \approx 100 \text{ W/m}^2$. Stokrat nižja gostota moči $|\vec{S}| \approx 10 \text{ W/m}^2$ oziroma desetkrat nižje električno polje

$|\vec{E}| = 61 \text{ V}_{\text{eff}}/\text{m}$ od naravnega sevanja Sonca se smatra povsem varna in neškodljiva meja za neionizirajoče sevanje.

Fotoni neionizirajočega sevanja imajo dovolj majhno energijo $W = hf$, kjer je $h = 6.626 \cdot 10^{-34} \text{ Js}$ Planckova konstanta, da je sproščena toplota edini učinek elektromagnetnega sevanja. Praktično to pomeni, da so vidna svetloba in vsa elektromagnetna sevanja z valovno dolžino večjo od približno $\lambda > 400 \text{ nm}$ oziroma s frekvenco nižjo od približno $f < 750 \text{ THz}$ neionizirajoča sevanja. Zakonodajalec je predpisal mejo neionizirajočih sevanj z električno poljsko jakostjo $|\vec{E}_{\text{eff}}| \leq 6 \text{ V}_{\text{eff}}/\text{m}$, kar je desetkrat nižja poljska jakost od varne meje oziroma deset-tisočkrat nižja gostota pretoka moči $|\vec{S}| \approx 0.1 \text{ W}/\text{m}^2$ od sončne svetlobe:



Prazen prostor
 $\mu_0 \quad \epsilon_0$
brez izgub!

Učinek sevanja	Gostota pretoka moči $ \vec{S} $		Jakost polja $ \vec{E}_{\text{eff}} $
Sončna svetloba	1kW/m ²	100mW/cm ²	614V _{eff} /m
Zaznaven učinek	100W/m ²	10mW/cm ²	194V _{eff} /m
Varna meja	10W/m ²	1mW/cm ²	61V _{eff} /m
Zakonska omejitev	0.1W/m ²	10μW/cm ²	6V _{eff} /m

$$|\vec{E}| = \sqrt{2 Z_0} |\vec{S}|$$

$$|\vec{E}_{\text{eff}}| = \sqrt{Z_0} |\vec{S}|$$

$$|\vec{S}| \approx 1 \text{ kW}/\text{m}^2$$

(na površini Zemlje)

$$P_{RX} = \vec{S} \cdot \vec{1}_n A_{maček} (1 - |\Gamma|^2)$$



$$A_{maček} \approx 0.05 \text{ m}^2$$

$$P_{RX} \approx 50 \text{ W}$$

Toplotni učinki sevanja

Domači maček nima preglavic s človeškimi predpisi. Nevarni, ionizirajoči, kratkovalovni del sevanja Sonca večinoma zaustavi že ozračje Zemlje. Črni maček skoraj ne odbija $\Gamma \approx 0$ svetlobe Sonca, pač pa črna dlaka vso prispelo moč elektromagnetnega valovanja pretvori v toploto. Prispela moč je sorazmerna projekciji površine mačka na smer vpadne svetlobe. Maček torej dobro razume brezžični prenos električne energije, ko se na Soncu greje!

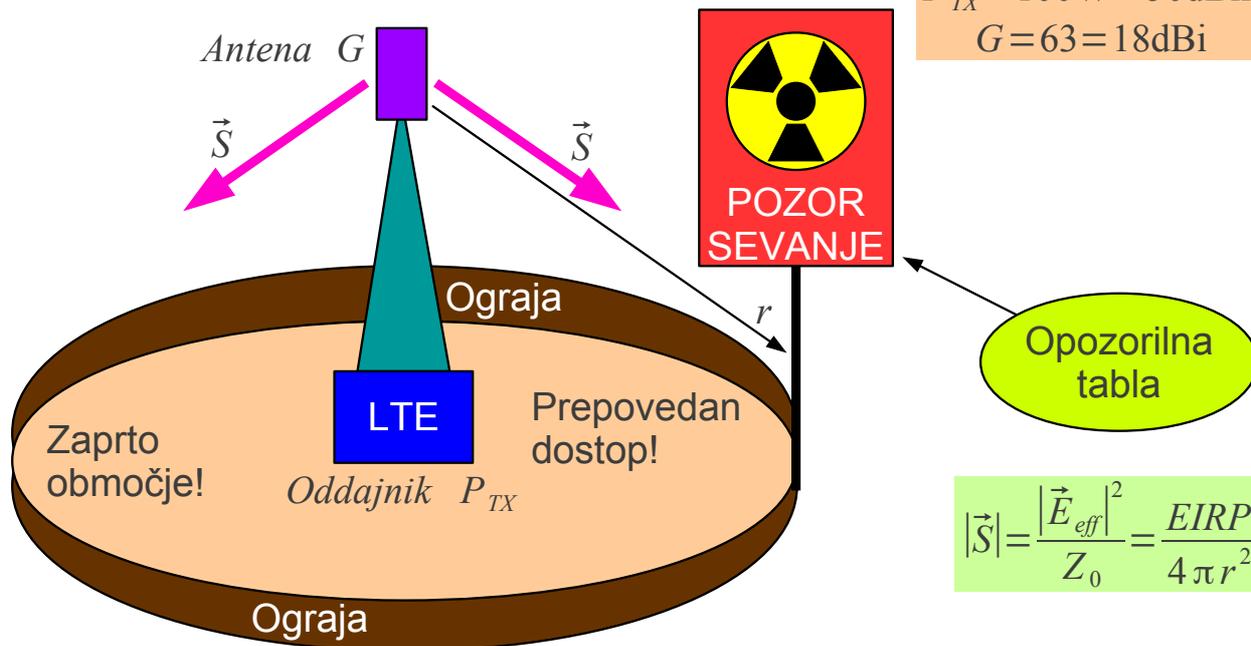
elektromagnetno valovanje v sevanje in usmerja nastalo sevanje.

Sevanje radijskega oddajnika pogosto navajamo kot efektivno izotropno sevano moč $EIRP = G P_{TX}$ (angleško: Effective Isotropic Radiated Power), to je zmnožkom dobitka antene in moči oddajnika. Vse veličine pogosto navajamo v logaritemskih merskih enotah. Neimenovana razmerja D in G pogosto navajamo v [dBi], decibelih glede na neusmerjeno (izotropno) anteno. Moč oddajnika P_{TX} in efektivno sevano moč $EIRP$ pogosto navajamo v [dBm], decibelih glede na 1mW.

Praktičen zgled je bazna postaja omrežja LTE. Izhodna moč oddajnika lahko doseže $P_{TX} = 100W = 50dBm$. Antena pokriva sektor v vodoravni ravnini in njen dobitek lahko doseže $G = 63 = 18dBi$. Efektivna sevana moč doseže $EIRP = 6.3kW = 68dBm$:

$$EIRP = 68 \text{ dBm} = 10^{(68/10)} \cdot 1 \text{ mW} = 6.3 \text{ kW}$$

Zgled
 $P_{TX} = 100W = 50dBm$
 $G = 63 = 18dBi$



$$|\vec{S}| = \frac{|\vec{E}_{eff}|^2}{Z_0} = \frac{EIRP}{4\pi r^2}$$

EU zakonodaja
 $|\vec{E}_{eff}| \leq 6 \text{ V}_{eff}/\text{m}$

$$r \geq \sqrt{\frac{Z_0 EIRP}{4\pi |\vec{E}_{eff}|^2}} = 72.5 \text{ m}$$

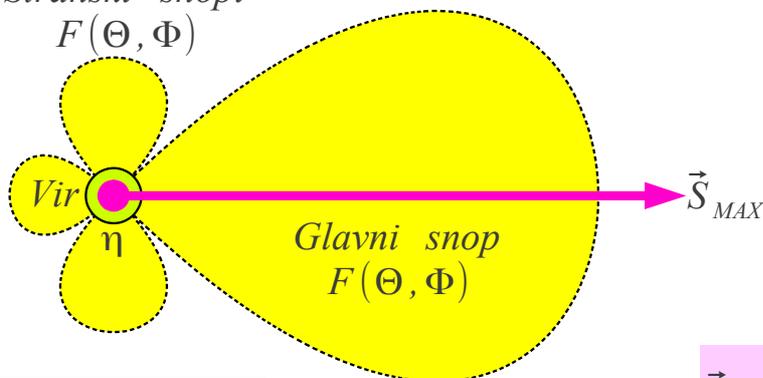
Ograja okoli vira sevanja

Iz podatkov o moči oddajnika in dobitku antene lahko izračunamo razdaljo $r = 72.5\text{m}$, pri kateri efektivna električna poljska jakost doseže mejo $|\vec{E}_{eff}| = 6\text{V}_{eff}/\text{m}$. Slednja je mišljena kot varna meja za ljudi ter druga živa bitja in hkrati upošteva elektromagnetno združljivost drugih elektronskih naprav za domačo uporabo, ki v premočnem polju oddajnika ne bi mogle

pravilno delovati. Javnosti je smiselno preprečiti dostop na izračunani razdalji $r = 72.5\text{m}$ od antene s primerno ograjo in postaviti opozorilne table.

Antena, ki seva samo v stožec s ploskim temenom v prostorski kot Ω in nikamor drugam, je sicer privlačen zgled za razlago, je pa v praksi težko izvedljiv. Sevano polje večine resničnih anten opisujeta polarizacija $\vec{1}_E$ in smerni diagram sevanja $F(\Theta, \Phi) \neq \text{konst.}$ Slednji opisuje spreminjanje amplitude in faze sevanega polja glede na smer v prostoru. Smerni diagram $F(\Theta, \Phi)$ resnične antene ima več snopov. Teme glavnega snopa običajno ni plosko, $F(\Theta, \Phi)$ je razgibana funkcija:

Stranski snopi
 $F(\Theta, \Phi)$



Prazen prostor
 $\mu_0 \quad \epsilon_0$
brez izgub!

$$\vec{E}(\vec{r}) = \vec{1}_E \alpha I \frac{e^{-jkr}}{r} F(\Theta, \Phi)$$

$$F(\Theta, \Phi) \equiv \text{smerni diagram}$$

$$\vec{S} = \vec{1}_r \frac{|\vec{E}|^2}{2Z_0}$$

$$\vec{S}(\vec{r}) = \vec{1}_r \frac{|\alpha I|^2}{2Z_0 r^2} |F(\Theta, \Phi)|^2$$

$$\vec{S}_{MAX} = \vec{1}_r \frac{|\alpha I|^2}{2Z_0 r^2} |F(\Theta_{MAX}, \Phi_{MAX})|^2$$

$$P_{sevana} = \oint\!\!\!\oint_{4\pi} \vec{S}(\vec{r}) \cdot \vec{1}_r r^2 d\Omega = \frac{|\alpha I|^2}{2Z_0} \oint\!\!\!\oint_{4\pi} |F(\Theta, \Phi)|^2 d\Omega$$

$$D = \frac{|\vec{S}_{MAX}|}{\left(\frac{P_{sevana}}{4\pi r^2}\right)} = \frac{\frac{|\alpha I|^2}{2Z_0 r^2} |F(\Theta_{MAX}, \Phi_{MAX})|^2}{\frac{1}{4\pi r^2} \frac{|\alpha I|^2}{2Z_0} \oint\!\!\!\oint_{4\pi} |F(\Theta, \Phi)|^2 d\Omega}$$

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

Smernost oddajne antene

$$d\Omega = \sin\Theta d\Theta d\Phi$$

Smernost antene s poljubnim smernim diagramom $F(\Theta, \Phi)$ izračunamo tako, da gostoto pretoka moči $\vec{S}(\Theta_{MAX}, \Phi_{MAX})$ v smeri največjega sevanja delimo z gostoto pretoka moči neusmerjene antene $P_{SEVANA}/4\pi r^2$ enake sevane moči v isti točki opazovanja. Sevano moč dobimo s seštevanjem (integracijo) gostote pretoka moči $\vec{S}(\Theta, \Phi)$ v vseh smereh.

Rezultat izpeljave takoj preizkusimo na zgledu Teslovega

transformatorja oziroma okvirne antene, ki imata oba smerni diagram $F(\Theta, \Phi) = \sin \Theta$ in največje sevanje v ravnini xy oziroma pri $\Theta_{MAX} = \pi/2$:

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

$$= \frac{4\pi |\sin(\pi/2)|^2}{2\pi \int_0^\pi (1 - \cos^2 \Theta) \sin \Theta d\Theta} = \frac{2}{\int_{-1}^1 (1 - u^2) du} = \frac{2}{4/3} = 1.5 = 1.76 \text{dBi}$$

Čeprav smernost preprostih anten ni velika, je nekoliko večja $D = 1.5 > 1$ od enote. Pravo neusmerjeno anteno, ki bi sevala popolnoma enako $F(\Theta, \Phi) = konst.$ v vse smeri prostora, je sploh težko izdelati! Dobitek Teslovega transformatorja oziroma okvirne antene je zelo majhen $G = \eta D \ll 1$ zaradi slabega sevalnega izkoristka.

Smerni diagram antene lahko zapišemo na različne načine:

Smerni diagram (kompleksna skalarna funkcija): $F(\Theta, \Phi)$

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

Amplitudni smerni diagram: $A(\Theta, \Phi) = \pm |F(\Theta, \Phi)|$ (običajno +)

Fazni smerni diagram: $\phi(\Theta, \Phi) = \arctan \frac{\text{Im}[F(\Theta, \Phi)]}{\text{Re}[F(\Theta, \Phi)]}$ (kvadrant?)

Normirani smerni diagram: $F_N(\Theta, \Phi) = \frac{F(\Theta, \Phi)}{F(\Theta_{MAX}, \Phi_{MAX})}$

Močnostni smerni diagram: $|F(\Theta, \Phi)|^2$

Logaritemski smerni diagram: $F_{\text{dB}}(\Theta, \Phi) = 20 \log_{10} \left| \frac{F(\Theta, \Phi)}{F(\Theta_{MAX}, \Phi_{MAX})} \right|$

Smernost v poljubni smeri: $D(\Theta, \Phi) = \frac{4\pi |F(\Theta, \Phi)|^2}{\oiint_{4\pi} |F(\Theta', \Phi')|^2 d\Omega'}$

Smerni diagram $F(\Theta, \Phi)$ je kompleksna skalarna funkcija, torej ne vsebuje polarizacije. Smerni diagram je neimenovano razmerje, torej nima

merskih enot. Kompleksno funkcijo $F(\Theta, \Phi)$ lahko zapišemo z realnima funkcijama amplitude $A(\Theta, \Phi)$ in faze $\phi(\Theta, \Phi)$. Čeprav je strogo gledano edino $A(\Theta, \Phi)$ amplitudni smerni diagram, pogosto imenujemo kar $F(\Theta, \Phi)$ amplitudni smerni diagram, da ga razlikujemo od močnostnega smernega diagrama.

Smerni diagram običajno ni normiran. Na primer, $F_1(\Theta, \Phi) = \sin \Theta$, $F_2(\Theta, \Phi) = j 3.14 \sin \Theta$ in $F_3(\Theta, \Phi) = 16547 \sin \Theta$ so trije enakovredni smerni diagrami. Nekatere izpeljave se poenostavijo, nekatere druge pa zapletejo v primeru uporabe normiranega smernega diagrama, ki ima maksimum $F_N(\Theta_{MAX}, \Phi_{MAX}) = 1$ vedno enak enoti.

Močnostni smerni diagram $|F(\Theta, \Phi)|^2$ pogosto uporabljamo tam, kjer faze ne moremo meriti, na primer v optiki. Močnostni smerni diagram nastopa v predstavljenem izračunu smernosti. V močnostnem smernem diagramu se izgubi informacija o fazi sevanega polja.

Smerni diagram pogosto merimo in izrišemo v logaritemskem merilu $F_{dB}(\Theta, \Phi)$ v decibelih. Tudi tu se informacija o fazi izgubi. Logaritemski smerni diagram je običajno normiran $F_{dB}(\Theta_{MAX}, \Phi_{MAX}) = 0\text{dB}$.

Končno lahko definiramo smernost antene $D(\Theta, \Phi)$ v poljubni smeri. Drugače povedano gre za močnostni smerni diagram normiran na tak način, da opisuje smernost antene. Informacija o fazi se tudi tu izgubi. Običajna definicija smernosti pomeni $D = D(\Theta_{MAX}, \Phi_{MAX})$ v tem primeru.

Nalogo načrtovanja antene najbolje opisuje definicija dobitka antene $G = \eta D$. Antena mora imeti dober sevalni izkoristek in zahtevani smerni diagram $F(\Theta, \Phi)$, ki določa smernost antene. Heinrich Hertz je dosegel oboje: polvalovni odprti rezonator učinkovito seva elektromagnetno valovanje, ki ga je Hertz usmeril z valjnim paraboličnim zrcalom. Oboje je bilo nujno potrebno za uspeh Hertzovih poskusov s silno neobčutljivim sprejemnikom (iskriščem).

Pogoj za dober sevalni izkoristek $\eta = P_{SEVANA} / P_{TX}$ je zapisan že v izrazih za sevano moč tokovnega elementa oziroma zanke. Sevana moč tokovnega elementa narašča sorazmerno kvadratu dolžine žice

$P_{SEVANA} = C_{ŽICA} (h/\lambda)^2$, sevana moč zanke pa sorazmerno kvadratu površine zanke $P_{SEVANA} = C_{ZANKA} (A'/\lambda^2)^2$. Obe enačbi sicer veljata le za kratke žice $h \ll \lambda$ in majhne zanke $A' \ll \lambda^2$, ampak jasno kažeta na to,

da dober sevalni izkoristek zahteva izmere antene, ki so vsaj primerljive z valovno dolžino.

Delovanje zbiralnega zrcala opišemo z dodatnimi viri sevanja v samem zrcalu. Ko sevanje osnovnega izvora osvetli kovinsko površino zrcala, v slednji požene ploskovni električni tok \vec{K} , ki zadosti prestopnim pogojem električnega in magnetnega polja na površini dobrega prevodnika. Ploskovni tok \vec{K} v zrcalu je izmenični električni tok, ki seva. Osvetljeno zrcalo se obnaša kot množica novih virov sevanja. Obliko zbiralnega zrcala izbiramo tako, da se kazalci posameznih prispevkov sevanja seštevajo sofazno v željeni smeri.

Prispevki množice virov sevanja se lahko seštevajo na različne načine. Če vse vire napajamo z enim samim izmeničnim generatorjem, je faza posameznih virov natančno določena. Skupno sevanje koherentne oddaje je kazalčna vsota prispevkov posameznih virov. Če so izmere koherentne skupine virov $\sqrt{A_{TX}} \geq \lambda$ primerljive oziroma večje od valovne dolžine, je kazalčna vsota odvisna od izbrane smeri. V določeni smeri se kazalci seštevajo sofazno, v drugih smereh se kazalci med sabo odštevajo. Koherentna skupina virov ima lahko kompliciran smerni diagram $F(\Theta, \Phi)$.

Obratno, če vsak posamezni vir napajamo s svojim lastnim izmeničnim generatorjem in slednji med sabo niso sinhronizirani, pač pa se malenkost razlikujejo v frekvenci, medsebojna faza posameznih virov ni določena. Skupno sevanje nekoherentne oddaje je preprosto vsota sevane moči posameznih virov. Niti pri veliki skupini nekoherentnih virov $\sqrt{A_{TX}} \geq \lambda$ ne opazimo nobenih interferenčnih pojavov. Smerni diagram nekoherentne skupine je popolnoma enak smernemu diagramu posameznega vira.

Praktični zgledi vključujejo obe vrsti skupin virov. Toplotno sevanje elektromagnetnega valovanja (žarnica z nitko) oziroma svetleče diode (LED) so zgledi nekoherentnih virov sevanja. Več virov sicer več seva, ampak smer sevanja se ne spremeni. V nekoherentni skupini ostaja razmerje med gostoto pretoka moči $\vec{S}_{MAX} / P_{TX} = konst.$ in močjo oddajnika nespremenjeno. Nekoherentna skupina prav nič ne povečuje smernosti $D_{SKUPINE} \approx D_{VIRA}$.

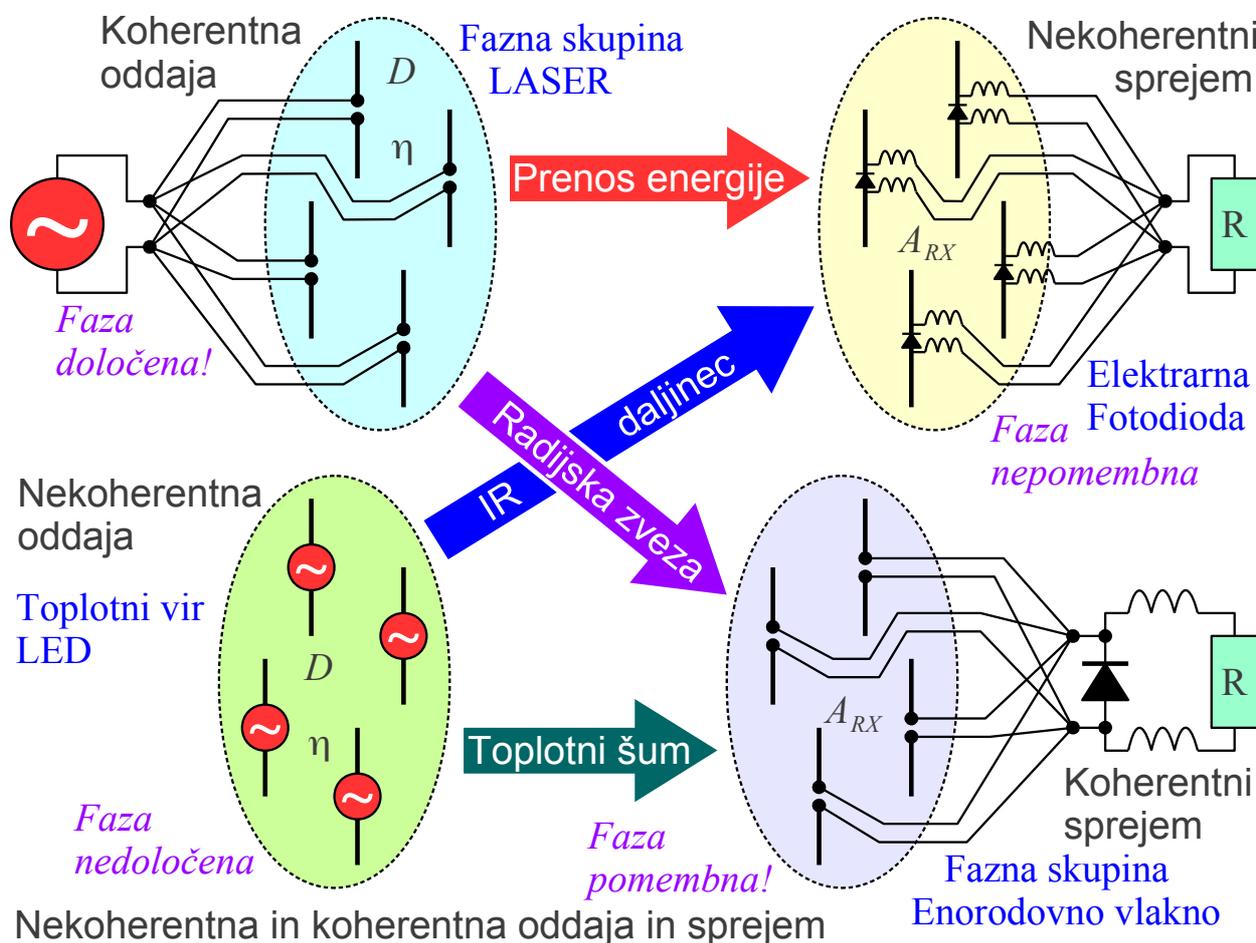
Fazne skupine radijskih anten oziroma LASERji, ki nihajo na enem samem rodu, so zgledi koherentnih skupin virov sevanja. V koherentni skupini N virov lahko dosežemo sofazno seštevanje kazalcev posameznih prispevkov polja v izbrani smeri. Električno polje skupine v izbrani smeri dosega $\vec{E}_{SKUPINE} = N \vec{E}_{VIRA}$. Gostota pretoka moči v izbrani smeri gre s kvadratom polja $\vec{S}_{SKUPINE} = N^2 \vec{S}_{VIRA}$, torej s kvadratom števila virov N

koherentne skupine.

Ko so razdalje med posameznimi viri dovolj velike, da so medsebojni vplivi med viri zanemarljivi, narašča moč skupine $P_{SKUPINE} = N P_{VIRA}$ sorazmerno številu virov N . Smernost skupine N koherentnih virov na dovolj velikih medsebojnih razdaljah znaša:

$$D_{SKUPINE} = \frac{|\vec{S}_{SKUPINE}|}{P_{SKUPINE}} / \frac{|\vec{S}_{VIRA}|}{P_{VIRA}} D_{VIRA} = \frac{N^2}{N} D_{VIRA} = N D_{VIRA}$$

Koherentna skupina velikega števila virov na dovolj velikih medsebojnih razdaljah lahko doseže visoko smernost in kompliciran smerni diagram:



Nekaj zelo podobnega se dogaja tudi na sprejemni strani brezvrvične zveze. Sprejemno anteno lahko gradimo kot nekoherentno ali pa kot koherentno skupino sprejemnikov valovanja.

V nekoherentni skupini sprejemnikov vsebuje vsak sprejemnik svoj lastni usmernik. Na bremenu se seštejejo enosmerni tokovi vseh usmernikov. Nekoherentna skupina enako dobro sprejema katerokoli valovanje iz poljubne

smeri, saj medsebojne faze posameznih sprejemnikov niso pomembne. Podatek o medsebojni fazi se izgubi v usmernikih.

V koherentni skupini sprejemnikov vse posamezne sprejemnike povežemo na en sam skupni usmernik. Slednji dobi kazalčno vsoto posameznih prispevkov. Povsem enakovreden primer je en sam mali sprejemnik z usmernikom v gorišču zbiralne leče ali zbiralnega zrcala. V koherentni skupini sprejemnikov je faza prispevkov pomembna.

Če so izmere koherentne skupine sprejemnikov $\sqrt{A_{RX}} \geq \lambda$ primerljive oziroma večje od valovne dolžine, je kazalčna vsota odvisna od smeri prihoda valovanja. Iz določene smeri se kazalci seštevajo sofazno, iz drugih smeri se kazalci med sabo odštevajo. Tedaj smemo tudi v primeru sprejemnika uvesti pojem smernega diagrama $F(\Theta', \Phi')$, običajno zapisan s koordinatami (r', Θ', Φ') s sprejemnikom v koordinatnem izhodišču. V primeru koherentnega sprejema je $F(\Theta', \Phi')$ lahko zelo kompliciran.

Praktični zgledi vključujejo obe vrsti skupin sprejemnikov. Nekoherentni sprejem uporabljamo za brezvrvični prenos energije s poljem številnih malih sprejemnih anten, kjer ima vsaka svoj lastni usmernik (angleško: rectifier+antenna="rectenna"). Fotodioda je povsem enakovreden zgled na svetlobnih frekvencah.

Koherentni sprejem vključuje poleg zbiralnih leč in zbiralnih zrcal tudi fazne skupine anten. Primer koherentnega sprejema v optiki je vstop svetlobe v enorodovno svetlobno vlakno. Sklopni izkoristek nekoherentnega vira (LED) v jedro enorodovnega vlakna je izredno slab!

Koherentna oddaja in koherentni sprejem imata skupno lastnost zapisano v obratnem vrstnem redu. Smernost koherentne oddajne antene D_{TX} zahteva določeno velikost oddajne antene A_{TX} . Velikost koherentne sprejemne antene A_{RX} določa smerni diagram sprejemne antene $F(\Theta', \Phi')$, iz katerega lahko izračunamo smernost D_{RX} , čeprav za slednjo veličino še nimamo definicije.

Fizikalni zakoni razširjanja valovanja dajejo točno povezavo med smernostjo D in velikostjo A katerekoli koherentne antene, oddajne ali sprejemne, za katerokoli vrsto valovanja, vzdolžno ali prečno. V primeru velikih smernosti $D \gg 1$ se povezava glasi:

$$D = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_{eff} = \frac{4\pi}{\lambda^2} \eta_0 A$$

Zvočnik z membrano efektivne površine A_{eff} ima povsem določeno smernost D za vzdolžno zvočno valovanje. Zvočnik se obnaša recipročno: isti smerni diagram $F(\Theta, \Phi)$ dobimo tudi takrat, ko zvočnik uporabljamo kot mikrofona. Stroga izpeljava opisanega fizikalnega zakona za antene sledi v poglavju o elektromagnetnem Huygensovem izvoru.

Efektivna površina antene $A_{eff} = \eta_0 A$ je povezana z dejansko površino antene preko izkoristka osvetlitve odprtine. Slednji je enak enoti $\eta_0 = 1$, ko je vsa površina antene enakomerno in sofazno osvetljena oziroma ko vsi deli membrane zvočnika nihajo sofazno z enako amplitudo.

Izkoristka osvetlitve odprtine η_0 ne smemo zamenjati s sevalnim izkoristkom η , to sta dva zelo različna pojma! Izkoristek osvetlitve η_0 pove, kako dobro antena izkorišča svojo velikost A za doseganje smernosti, pri tem pa se prav nič moči valovanja ne pretvarja v toploto. Sevalni izkoristek η pove, kolikšen delež privedene električne moči se pretvori v sevanje oddajne antene, preostala moč pa se pretvarja v toploto v ohmski upornosti antene oziroma vezja za prilagoditev impedance.

V praksi srečamo vse štiri možne kombinacije koherentne/nekoherentne oddaje in koherentnega/nekoherentnega sprejema. Ne koherentno oddajo in nekoherenten sprejem se pogosto uporablja v preprostih optičnih zvezah: oddajnik je svetleča dioda (LED), sprejemnik pa PIN fotodioda. Oba imata izredno veliko površino $A_{TX} \approx A_{RX} \approx 1 \text{ mm}^2 \approx 10^6 \lambda^2$ v primerjavi z valovno dolžino. Kljub temu je sevanje LED neusmerjeno, sprejem fotodiode IR daljinca je prav tako neusmerjen.

Koherentno oddajo in nekoherenten sprejem je smiselno uporabiti v primeru prenosa električne energije. Ker se na Zemlji Sonce pogosto skriva za oblake, ponoči pa celo za obzorje, bi bilo bolj učinkovito postaviti fotovoltaično elektrarno v vesolje. V geostacionarni tirnici Sonce le redko zaide v senco Zemlje ob enakonočjih in še to se zgodi samo okoli polnoči, ko je poraba električne energije na Zemlji na pripadajoči zemljepisni dolžini majhna.

Stalno in zanesljivo električno energijo iz vesolja lahko pripeljemo na zemljo s pomočjo takšnih radijskih valov, kjer je vpliv zemeljskega ozračja najmanjši. Smiselna izbira je frekvenca okoli $f \approx 2.4 \text{ GHz}$ oziroma valovna dolžina $\lambda \approx 12.5 \text{ cm}$, kjer povrh znamo izdelati oddajnike in sprejemnike z visokim izkoristkom. Razmeroma velika valovna dolžina zahteva velike antene tako za oddajnik kot tudi za sprejemnik.

Predlog iz sedemdesetih let 20. stoletja, ko je bila vesoljska tekma na vrhuncu, opisuje vesoljsko elektrarno moči $P \approx 1 \text{ GW}$, ki bi potrebovala

približno $A_{PV} \approx 5\text{km}^2$ fotovoltaičnih panelov. Sorazmerna oddajna antena bi imela efektivno površino $A_{effTX} \approx 1\text{km}^2$. Na razdalji $r \approx 40000\text{km}$ se sevanje oddajne antene razširi na površino $A = 25\text{km}^2$:

Vesoljska elektrarna

$$A_{PV} \approx 5\text{km}^2$$

$$P \approx 1\text{GW}$$

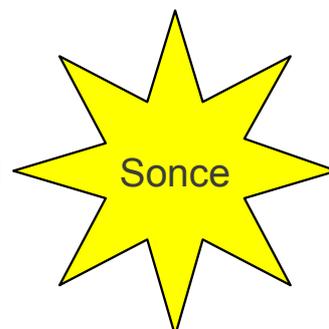
$$A_{effTX} \approx 1\text{km}^2$$

Koherentna oddaja



$$r' \approx 150 \cdot 10^6 \text{ km}$$

SVETLOBA $\sim 0.5\mu\text{m}$



Prazen prostor
 $\mu_0 \quad \epsilon_0$
brez izgub!

$$f \approx 2.4\text{GHz}$$

$$\lambda = \frac{c_0}{f} \approx 12.5\text{cm}$$

$$\Omega = \frac{4\pi}{D_{TX}} = \frac{\lambda^2}{A_{effTX}} \approx 1.56 \cdot 10^{-8} \text{ srd}$$

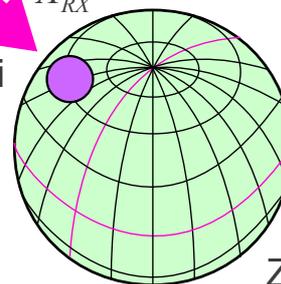
$$A_{RX} \geq A = \Omega r^2 \approx 25\text{km}^2$$

$$r \approx 40000\text{km}$$

Rectenna

A_{RX}

Nekoherentni sprejem



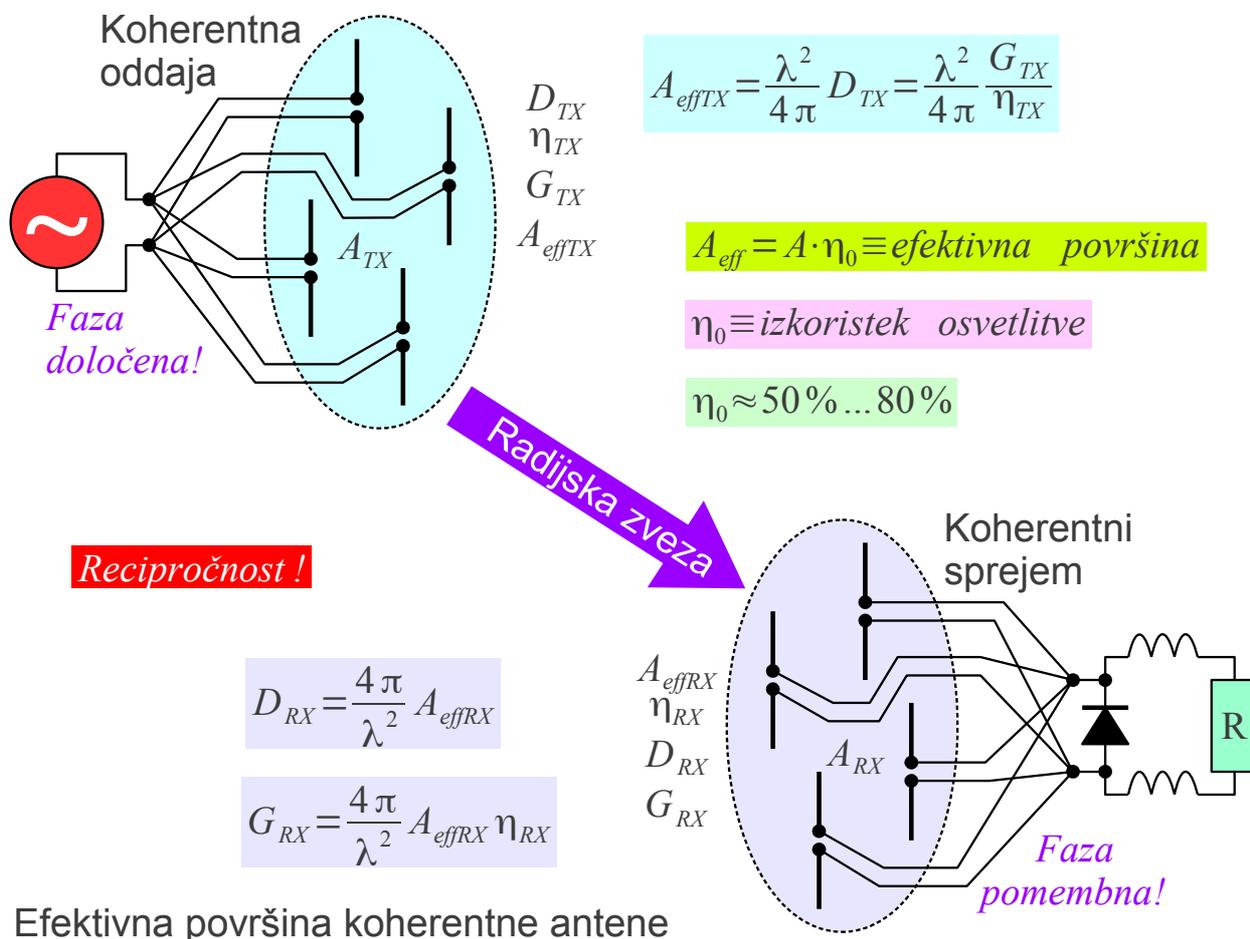
Zemlja

Na Zemlji je smiselno zgraditi nekoherentni sprejemnik z nekoliko večjo površino $A_{RX} \geq A$, da ujame skoraj vso moč oddajnika. Nekoherentni sprejemnik sprejema mikrovalovno energijo iz poljubne smeri. Neusmerjen sprejemnik ne zahteva nobenega nastavljanja, ko tirnica vesoljske elektrarne odstopa od nazivne. Neusmerjen sprejemnik hkrati omogoča sprejem energije več vesoljskih elektrarn na različnih mestih na nebu. Nadgradnja je preprosta, ko se v sistem doda nova elektrarna na drugačnem mestu v vesolju.

Domet brezvrvične zveze za prenos informacije omejujejo toplotni šum in motnje. Toplotno sevanje je po definiciji nekoherentna oddaja. Večje število motilcev običajno ni sinhronizirano med sabo, zato se skupaj obnašajo kot nekoherentni oddajnik. Toplotni šum in motnje torej obravnavamo kot nekoherentno oddajo in koherentni sprejem.

V brezvrvični zvezi za prenos informacije je pogosto zaželen usmerjen

sprejem, da se izognemo toplotnemu šumu in drugim motnjam iz drugih smeri. V radijski zvezi najpogosteje uporabljamo koherentno oddajo in koherenten sprejem. Recipročnost sicer velja v vseh opisanih primerih brezvrvičnih zvez, ampak jo je najlažje pokazati prav pri koherentni oddaji in koherentnem sprejemu:



Z večanjem smernosti oddajne antene in sprejemne antene se povečuje moč sprejetega signala P_{RX} . Pogosto se pri tem raven toplotnega šuma in motenj bistveno ne spreminja, saj so motilci več ali manj enakomerno razporejeni po smereh prihoda signalov. V nekaterih primerih se z usmerjenim sprejemom celo izognemo določenim motilcem oziroma znižamo raven toplotnega šuma.

Gostoto pretoka moči $\vec{S} = \vec{1}_r P_{TX} G_{TX} / 4\pi r^2$ izračunamo iz moči oddajnika, dobitka oddajne antene in razdalje. Sprejeto moč $P_{RX} = |\vec{S}| A_{effRX} \eta_{RX}$ dobimo iz gostote moči, velikosti sprejemne antene in njenega izkoristka. Opisana preprosta izpeljava velja za katerokoli brezvrvično zvezo v praznem prostoru brez ovir, s koherentno ali nekoherentno oddajo in s koherentnim ali nekoherentnim sprejemom:

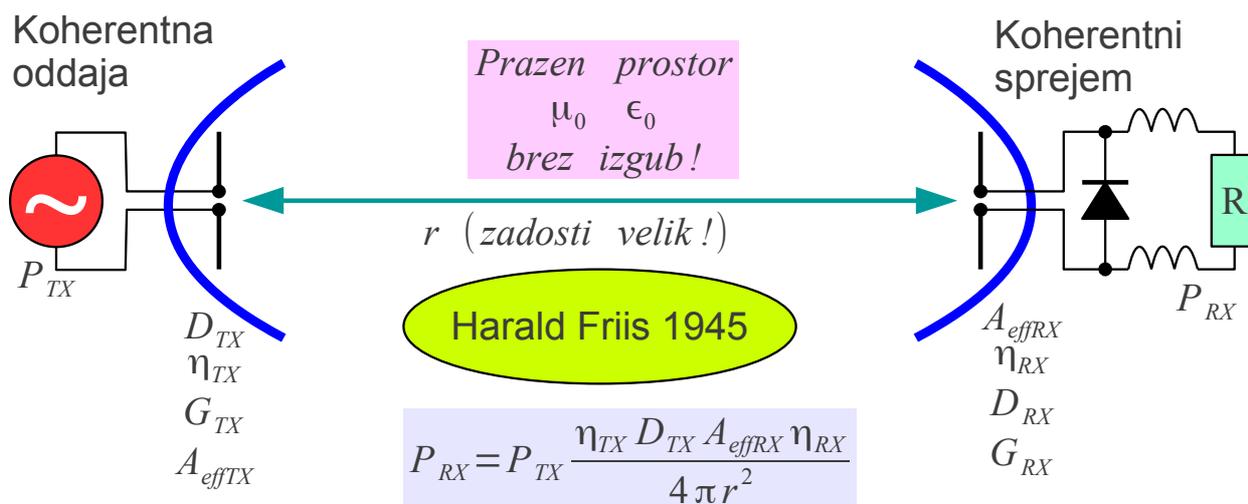
$$P_{RX} = P_{TX} \frac{G_{TX} A_{effRX} \eta_{RX}}{4 \pi r^2}$$

Edina omejitev za veljavnost izraza je dovolj velika razdalja, da se na mestu sprejema valovanje oddajnika razširi na dosti večjo površino

$$A = \Omega r^2 \gg A_{TX}, A_{RX} \text{ od velikosti oddajne oziroma sprejemne antene.}$$

Praktično to pomeni $P_{RX} \ll P_{TX}$, izraz torej ne velja za vesoljsko elektrarno! V zvezi s koherentno oddajo in koherentnim sprejemom recipročnost dodatno zahteva, da pogoj $A = \Omega r^2 \gg A_{TX}, A_{RX}$ velja tudi v primeru, ko oddajno in sprejemno anteno zamenjamo med sabo!

V zvezi s koherentno oddajo in koherentnim sprejemom lahko Friisovo enačbo zapišemo na različne načine: samo z dobitkoma G_{TX} in G_{RX} obeh anten ali pa samo z efektivnima površinama A_{effTX} in A_{effRX} obeh anten:



Zapis z dobitki anten: $P_{RX} = P_{TX} G_{TX} G_{RX} \left(\frac{\lambda}{4 \pi r} \right)^2$

Recipročnost!

Zapis s površinami anten: $P_{RX} = P_{TX} \frac{\eta_{TX} A_{effTX} A_{effRX} \eta_{RX}}{\lambda^2 r^2}$

Friisova enačba za domet koherentne zveze

Friisova enačba ne daje preprostega odgovora, katera frekvenca oziroma valovna dolžina bi bila za radijsko zvezo najprimernejša. Zapisana z dobitkom oddajne antene G_{TX} in velikostjo sprejemne antene A_{effRX} je

neodvisna od valovne dolžine, primer gretja mačka na Soncu. Zapisana z dobitkoma obeh anten G_{TX} in G_{RX} je sprejeta moč sorazmerna kvadratu valovne dolžine. Zapisana s površinama obeh anten A_{effTX} in A_{effRX} je sprejeta moč obratno sorazmerna kvadratu valovne dolžine.

V radijski zvezi točka-točka si lahko privoščimo poljubno visoko smernost anten na obeh koncih zveze. Omejitev predstavlja velikost anten. Friisova enačba z efektivnima površinama A_{effTX} in A_{effRX} obeh anten predlaga uporabo čim manjših valovnih dolžin oziroma čim višjih frekvenc v praznem prostoru. Zahteve po usmerjanju anten, naravne ovire in slabljenje ozračja omejujejo najvišjo uporabno frekvenco.

V mobilni radijski zvezi je smernost anten D_{TX} in D_{RX} na obeh koncih zveze omejena. Friisova enačba z dobitkoma G_{TX} in G_{RX} obeh anten predlaga uporabo čim večjih valovnih dolžin oziroma čim nižjih frekvenc. Zahteve po pasovni širini $B \ll f$ in sprejemljivih sevalnih izkoristkih η_{TX} in η_{RX} anten dopustnih izmer omejujejo najnižjo uporabno frekvenco.

V radiodifuzni zvezi en oddajnik napaja množico sprejemnikov. Zemljepisno pokrivanje določa smerni diagram oddajnika $F(\Theta, \Phi)$. Na drugem koncu zveze je omejena velikost sprejemnih anten A_{effRX} . V odsotnosti drugih zahtev: pasovna širina $B \ll f$, slabljenje ozračja in ovir, Friisova enačba za radiodifuzno zvezo ni odvisna od valovne dolžine.

Veličine v Friisovi enačbi pogosto pišemo v logaritemskih enotah. Moči izražamo v decibelih glede na miliwatt [dBm] ali glede na watt [dBW] ali celo glede na mikrovolt [dBμV_{eff}] (pri kateri $Z_K = ?$). Smernosti in dobitke anten izražamo v decibelih glede na izotropni vir [dBi] ali glede na polvalovni dipol [dBd].

V logaritemskih merskih enotah seštevanje decibelov nadomešča množenje, odštevanje decibelov pa deljenje v Friisovi enačbi. Logaritemske merske enote pripeljejo tudi kakšno novo definicijo, na primer slabljenje praznega prostora (angleško: free-space propagation loss) a [dB] :

$$P[\text{dBm}] = 10 \log_{10}(P/1\text{mW}) = P[\text{dBW}] + 30\text{dB}$$

dBm \equiv dB glede na 1mW

$$P[\text{dBW}] = 10 \log_{10}(P/1\text{W}) = P[\text{dBm}] - 30\text{dB}$$

dBW \equiv dB glede na 1W

$$D[\text{dBi}] = 10 \log_{10} D$$

$$G[\text{dBi}] = 10 \log_{10} G$$

dBi \equiv dB glede na neusmerjen (izotropni) vir

$$D[\text{dBd}] = D[\text{dBi}] - 2.15 \text{ dB}$$

$$G[\text{dBd}] = G[\text{dBi}] - 2.15 \text{ dB}$$

dBd \equiv dB glede na polvalovni dipol

$$P_{RX}[\text{dBm}] = P_{TX}[\text{dBm}] + G_{TX}[\text{dBi}] + G_{RX}[\text{dBi}] + 20 \log_{10} \lambda[\text{m}] - 20 \log_{10} r[\text{m}] - 21.98 \text{ dB}$$

$$20 \log_{10}(4\pi) = 21.98 \text{ dB}$$

Friisova enačba

$$P_{RX} = P_{TX} G_{TX} G_{RX} \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2$$

Slabljenje praznega prostora

$$a[\text{dB}] = 20 \log_{10} \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)$$

$$P_{RX}[\text{dBm}] = P_{TX}[\text{dBm}] + G_{TX}[\text{dBi}] + G_{RX}[\text{dBi}] - 20 \log_{10} f[\text{MHz}] - 20 \log_{10} r[\text{m}] + 27.55 \text{ dB}$$

Logaritemske merske enote

$$\lambda[\text{m}] \approx 299.7 / f[\text{MHz}] \quad (\text{zrak } n=1.0003)$$

Resnici na ljubo je treba povedati, da logaritemske merske enote najpogosteje privedejo nepopisno zmešnjavo v poročila meritev, članke, učbenike, standarde in predpise, saj pisci pogosto sploh ne navajajo uporabljenih merskih enot. Čeprav so logaritemske merske enote silno priljubljene v praksi, ta učbenik skuša uporabljati neimenovana razmerja oziroma moči v [W] v izogibanje zmešnjavi z decibeli z neznano osnovo oziroma z napetostmi na neznan karakteristični impedanci, kjerkoli je to možno.

* * * * *