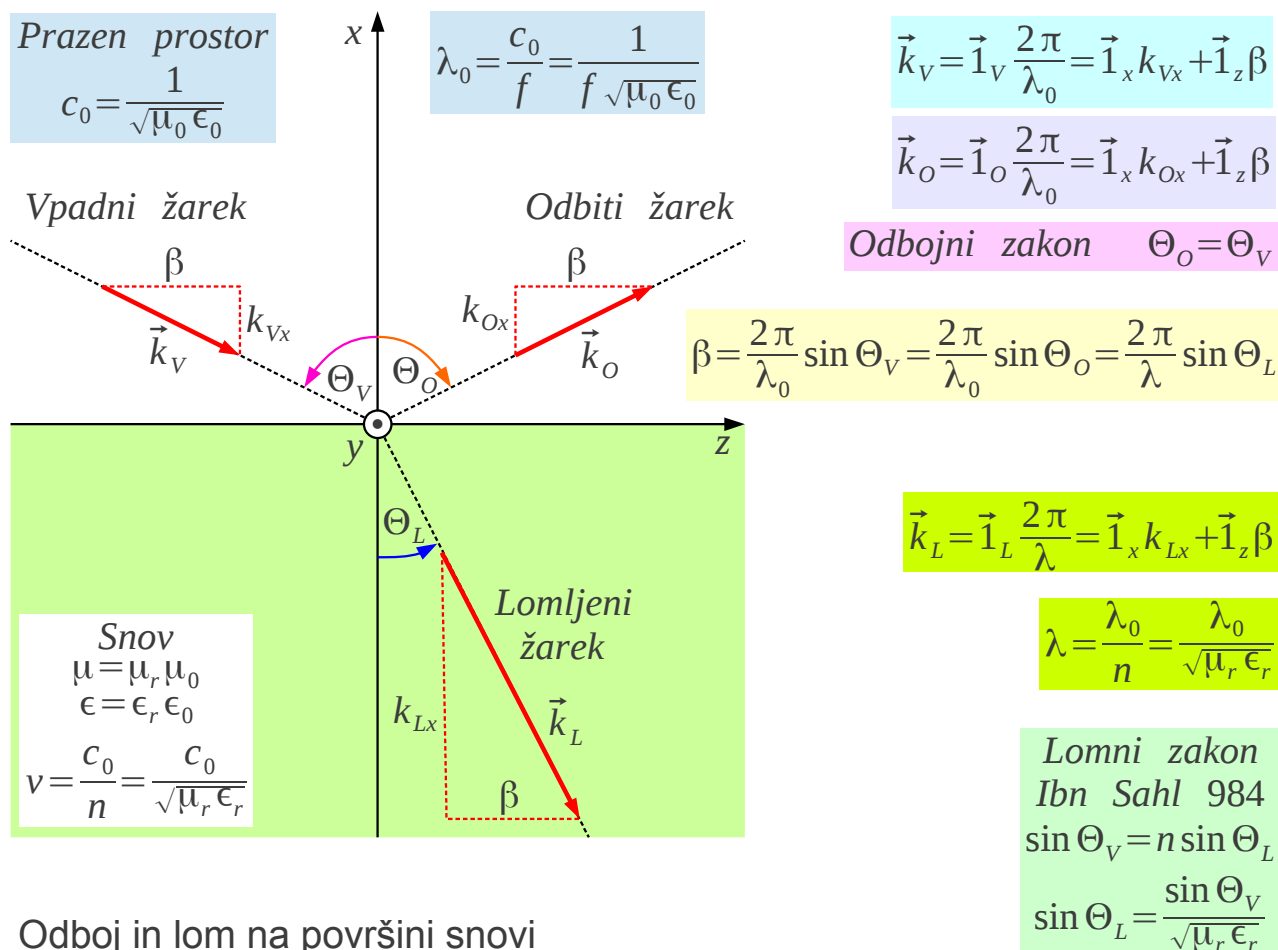


15. Odboj valovanja

Odboj valovanja ima v radijski zvezi najrazličnejše vloge. Odboj lahko oslabi oziroma popači koristen radijski signal. Odboj od zrcala na vrhu hriba pomaga premagati uklonsko slabljenje ovire. Odboj radijskih valov od letala je merjena veličina radarja.

Valovanje se različno odbija od predmetov, ki so dosti manjši $d \ll \lambda$ oziroma dosti večji $d \gg \lambda$ od valovne dolžine. Odbojnost površine različnih predmetov se spreminja v širokem razponu od $|\Gamma| \ll 1$ vse do $|\Gamma| \approx 1$. Glede na hrapavost in obliko površine je odboj lahko zrcalen oziroma razpršen, kar opisuje Rayleighjevo merilo za hrapavost.

V vseh omenjenih primerih radijsko valovanje vpada iz praznega prostora na površino snovi. Zrak se pogosto obnaša skoraj kot prazen prostor, več o tem v poglavju o ozračju. Snov je lahko dielektrik, prevodnik oziroma feromagnetik. Električno prevodnost snovi lahko v enačbah natančno opisuje kompleksna relativna dielektričnost ϵ_r . Vpadni žarek valovanja se na površini snovi delno odbije nazaj v prazen prostor in delno lomi v snov:



Odboj in lom na površini snovi

Vpadni, odbiti in lomljeni žarek opisujejo pripadajoči valovni vektorji \vec{k}_V , \vec{k}_O in \vec{k}_L . Če naj bo fizikalni pojav v vseh točkah površine snovi enak, morajo biti komponente vseh treh valovnih vektorjev, ki so vzporedne s površino snovi, med sabo enake. Vzporedno komponento valovnega vektorja v smeri osi z se pogosto označuje z $\beta = \vec{1}_z \cdot \vec{k}_V = \vec{1}_z \cdot \vec{k}_O = \vec{1}_z \cdot \vec{k}_L$.

Iz enakosti vzdolžnih komponent neposredno sledi odbojni zakon $\Theta_O = \Theta_V$, koda vpadnega in odbitega žarka sta med sabo enaka. Perzijski matematik Ibn Sahl je davnega leta 984 na dvoru kalifata v Bagdadu izpeljal povsem pravilen lomni zakon $\sin \Theta_V = n \sin \Theta_L$, kjer lomni količnik $n = c_0/v$ predstavlja razmerje med hitrostma svetlobe v praznem prostoru in v snovi. Odbojni in lomni zakon oba veljata za katerokoli vrsto valovanja, vzdolžnega ali prečnega.

Delitev moči vpadnega žarka na odbiti žarek in lomljeni žarek ter medsebojne faze vseh treh žarkov so odvisne od vrste valovanja. Pri prečnih valovanjih so razmerja moči in medsebojne faze dodatno odvisne od polarizacije vpadnega valovanja. Étienne-Louis Malus je leta 1809 prav iz odvisnosti jakosti odboja in loma od polarizacije odkril, da je svetloba prečno (transverzalno) valovanje.

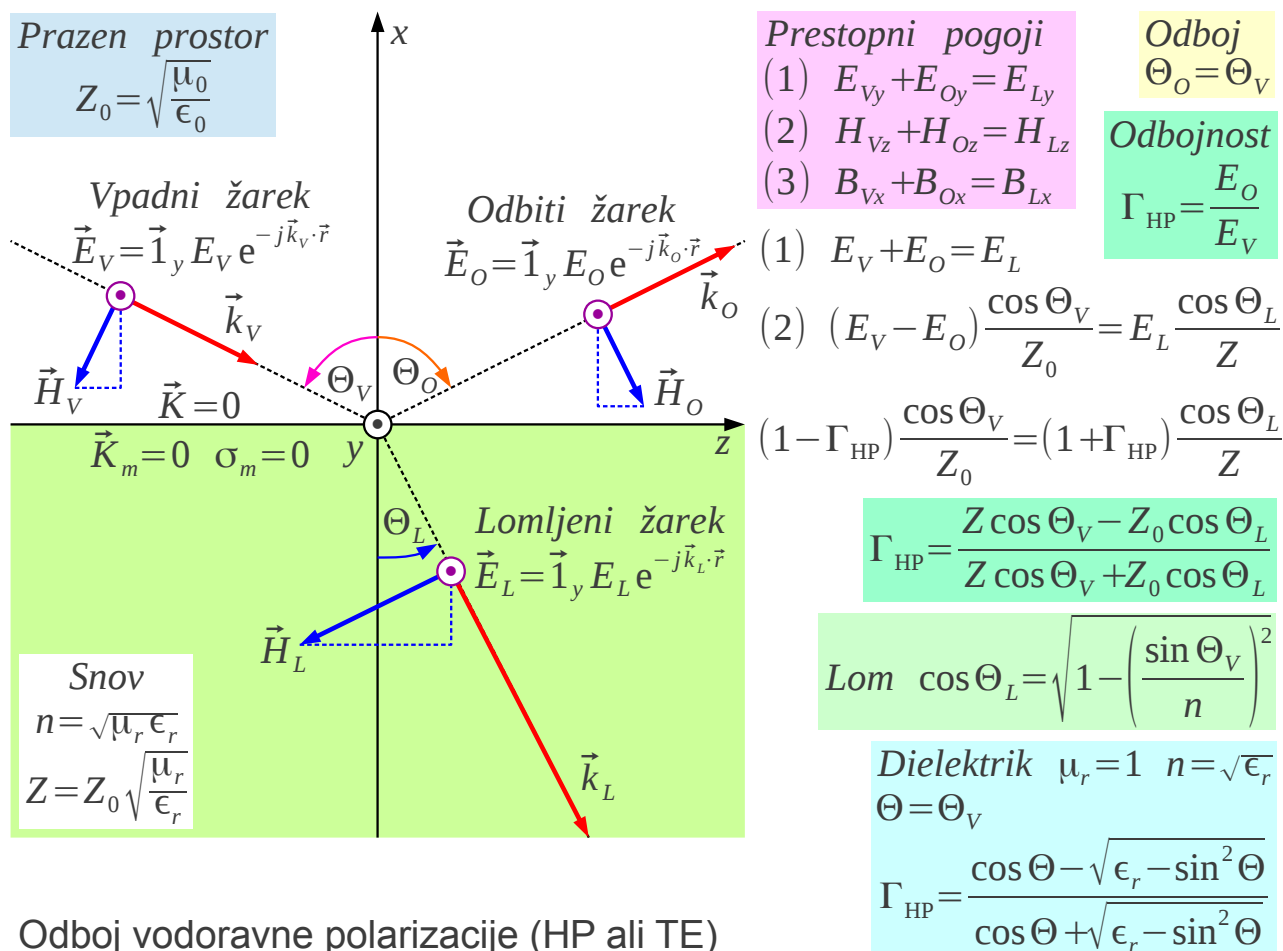
Pri elektromagnetnem oziroma kateremkoli drugem prečnem valovanju popolnoma zadošča obravnava dveh nazornih primerov. TE oziroma transverzalno-električni val ima električno polje vzporedno površini snovi. TM oziroma transverzalno-magnetni val ima magnetno polje vzporedno površini snovi. Povsem jasno sta pri pravokotnem vpadu $\Theta_V = 0$ valovanja na površino snovi oba primera med sabo enaka.

Radijski valovi se najpogosteje odbijajo od vodoravne površine tal. TE val v primeru odboja od tal pomeni vodoravno premo polarizacijo ali HP. TM val v primeru odboja od tal pomeni pokončno premo polarizacijo ali VP. V obeh primerih nalogo delitve moči in medsebojne faze rešujemo tako, da polja vseh treh žarkov razstavimo v komponente in vsilimo prestopne pogoje za električno in magnetno polje na površini snovi.

V primeru vodoravne polarizacije imajo električna polja $\vec{E}_i = \vec{1}_y E_i e^{-j\vec{k}_i \cdot \vec{r}}$ vpadnega, odbitega in lomljenega žarka samo vzporedno komponento s površino tal v smeri $\vec{1}_y$. Pripadajoča magnetna polja vseh treh žarkov imajo obe komponenti, vzporedno in pravokotno.

Prestopni pogoji zahtevajo (1) zvezen prestop (vzporednega)

električnega polja E_y v odsotnosti površinskih magnetnih tokov $\vec{K}_m = 0$,
 (2) zvezen prestop vzporedne komponente magnetnega polja H_z v
 odsotnosti površinskih tokov $\vec{K} = 0$ in (3) zvezen prestop pravokotne
 komponente gostote magnetnega pretoka B_x v odsotnosti magnetnih
 nabojev $\sigma_m = 0$ na površini:

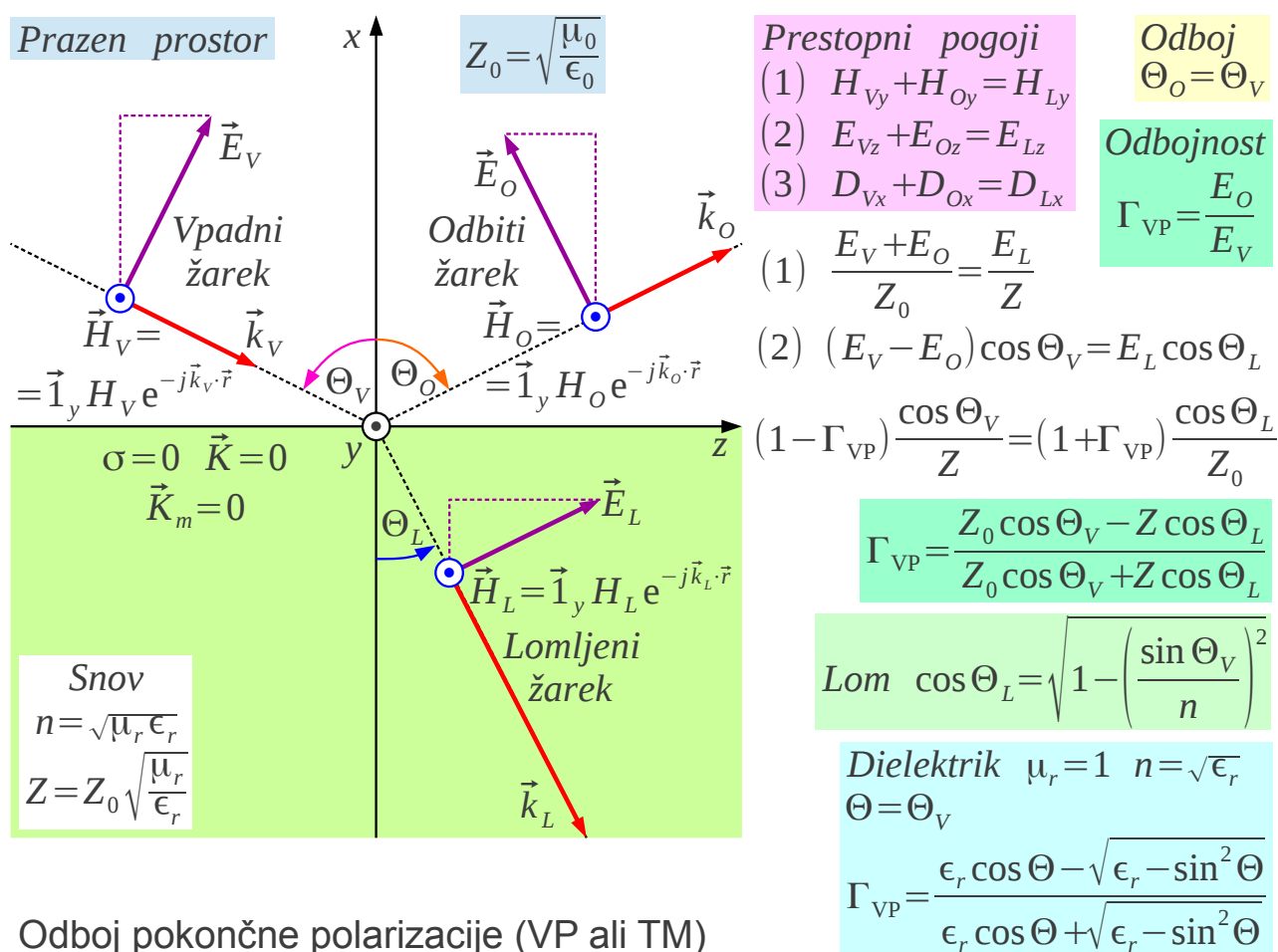


Prestopni pogoj (3) je linearno odvisen od ostalih dveh prestopnih pogojev. Prestopna pogoja (1) in (2) zapišemo z električnimi polji. Polje lomljenega žarka E_L izločimo iz enačb, da pridemo do najzanimivejše veličine, odbojnosti $\Gamma_{HP} = E_o / E_v$. Odbojnost je funkcija valovnih impedanc snovi Z in praznega prostora Z_0 ter smeri vpadnega žarka Θ_v in lomljenega žarka Θ_L . Slednjega izračunamo preko lomnega zakona.

Pokončna polarizacija je dualni zgled vodoravni polarizaciji. Vlogi električnega in magnetnega polja se zamenjata. V primeru pokončne polarizacije imajo magnetna polja $\vec{H}_i = \vec{1}_y H_i e^{-j \vec{k}_i \cdot \vec{r}}$ vpadnega, odbitega in lomljenega žarka samo vzporedno komponento s površino tal v smeri $\vec{1}_y$. Pripadajoča električna polja vseh treh žarkov imajo obe komponenti,

vzporedno in pravokotno.

Prestopni pogoji zahtevajo (1) zvezen prestop (vzporednega) magnetnega polja H_y v odsotnosti površinskih tokov $\vec{K}=0$, (2) zvezen prestop vzporedne komponente magnetnega polja E_z v odsotnosti površinskih magnetnih tokov $\vec{K}_m=0$ in (3) zvezen prestop pravokotne komponente gostote električnega pretoka D_x v odsotnosti električnih nabojev $\sigma=0$ na površini:



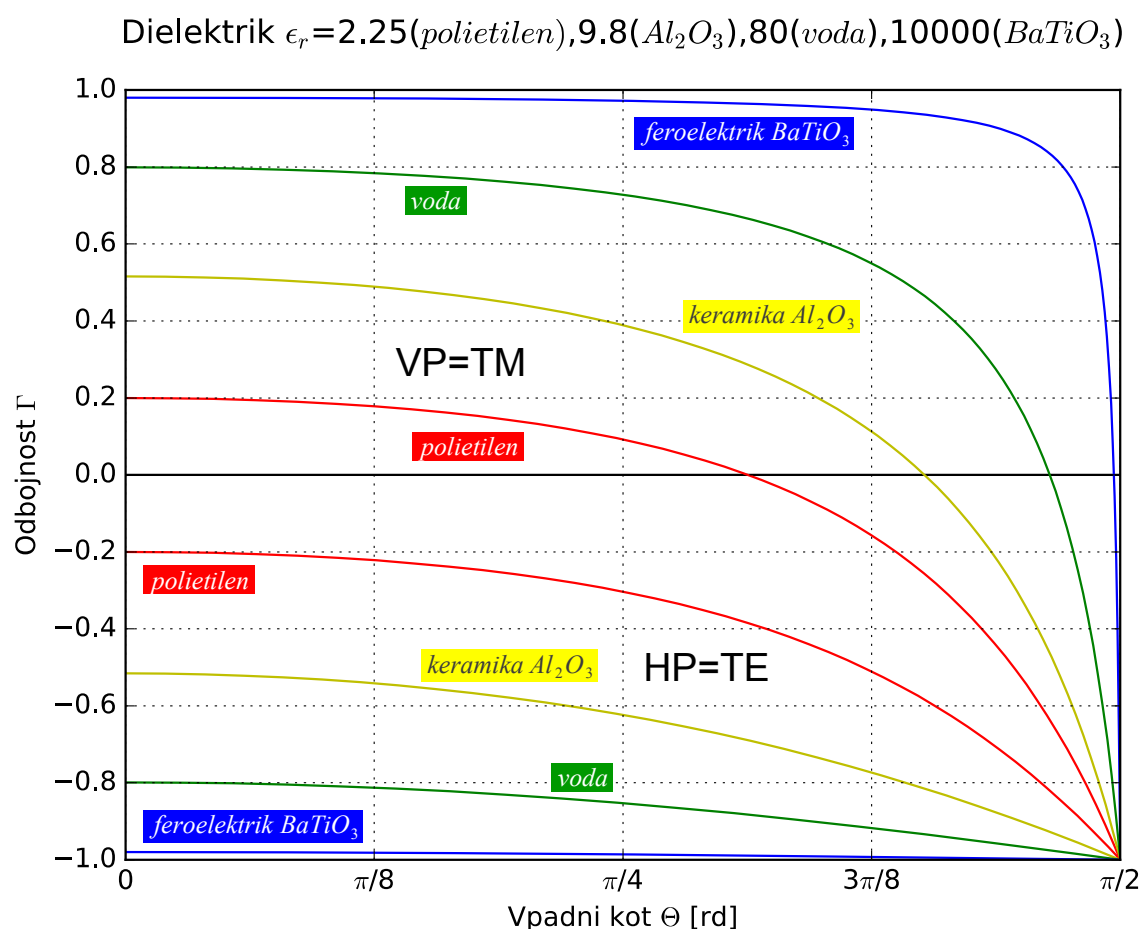
Prestopni pogoj (3) je linearno odvisen od ostalih dveh prestopnih pogojev. Prestopna pogoja (1) in (2) zapišemo z električnimi polji. Polje lomljenega žarka E_L izločimo iz enačb, da pridemo do najzanimivejše veličine, odbojnosti $\Gamma_{vp} = E_o / E_v$. Dualnost med sabo zamenja vlogi valovnih impedanc praznega prostora in snovi $Z \longleftrightarrow Z_0$. Vlogi smeri vpadnega žarka Θ_v in lomljenega žarka Θ_L останeta enaki.

Zelo pomemben praktični primer je odboj elektromagnetnega valovanja na površini dielektrikov, ki nimajo feromagnetnih lastnosti $\mu = \mu_0$ oziroma

$\mu_r = 1$. Lomni količnik takšnih snovi $n = \sqrt{\epsilon_r}$ popolnoma opisuje relativna dielektričnost. Izraza za odbojnosti Γ_{HP} in Γ_{VP} na površini takšne snovi se poenostavita v Fresnelovi odbojnosti za obe polarizaciji (Augustin-Jean Fresnel 1823).

Dualnost v Fresnelovih odbojnostih Γ_{HP} in Γ_{VP} ni neposredno razvidna zaradi lastnosti snovi, dielektrika $\epsilon_r \neq 1$, ki ni feromagnetik

$\mu_r = 1$. Pomen Fresnelovih izrazov za Γ_{HP} in Γ_{VP} najbolje prikaže zgled odbojnosti za obe polarizaciji in vse možne vpadne kote na površino nekaj značilnih snovi:



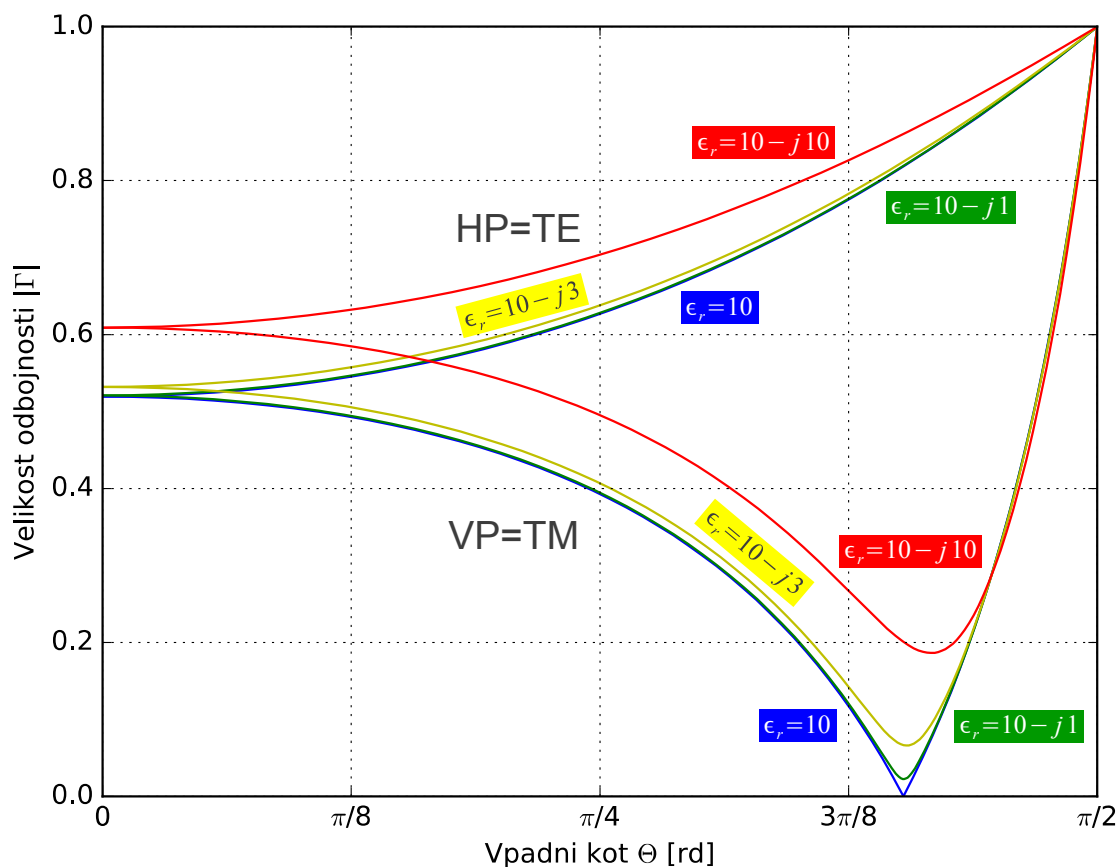
Odbojnosti brezizgubnih snovi sta realni števili v mejah $-1 \leq \Gamma_{HP} \leq 1$ in $-1 \leq \Gamma_{VP} \leq 1$. Odbojnost za vodoravno polarizacijo je pri vpadu na površino gostejše snovi $\epsilon_r > 1$ vedno negativna. Predznak odbojnosti za pokončno polarizacijo je odvisen od izbire koordinatnega sistema in zapisa smeri polja. Odbojnost za pokončno polarizacijo menja predznak pri Brewsterjevem kotu $\Gamma_{VP}(\Theta_B) = 0$ (David Brewster 1815):

$$\Theta_B = \arctan n = \arctan \sqrt{\epsilon_r}$$

Snov z izredno visoko dielektričnostjo $\epsilon_r \gg 1$, na primer feroelektrična keramika $BaTiO_3$, se za valovanje obnaša podobno kot kovina. Iz grafa sklepamo, da sta odbojnosti dobrega prevodnika vedno $\Gamma_{HP} \approx -1$ in $\Gamma_{VP} \approx 1$ ne glede na vpadni kot Θ . Razliko v predznakah, bolj točno pozitiven predznak $\Gamma_{VP} \approx 1$ hitro razloži primer pravokotnega vpada $\Theta = 0$. V izbranem koordinatnem sistemu in zapisu smeri električnega polja kažeta smernika vpadnega in odbitega električnega polja v nasprotnih smereh $\vec{1}_{EV} = -\vec{1}_{EO}$! Pri pravokotnem vpadu $\Theta = 0$ sicer ne moremo ločiti med vodoravno in pokončno polarizacijo, saj sta električni polji obeh vzporedni s površino snovi. Odbojnost pri skoraj pravokotnem vpadu $\Theta \approx 0$ na površino kovine preprosto zapišemo $\Gamma \approx -1$.

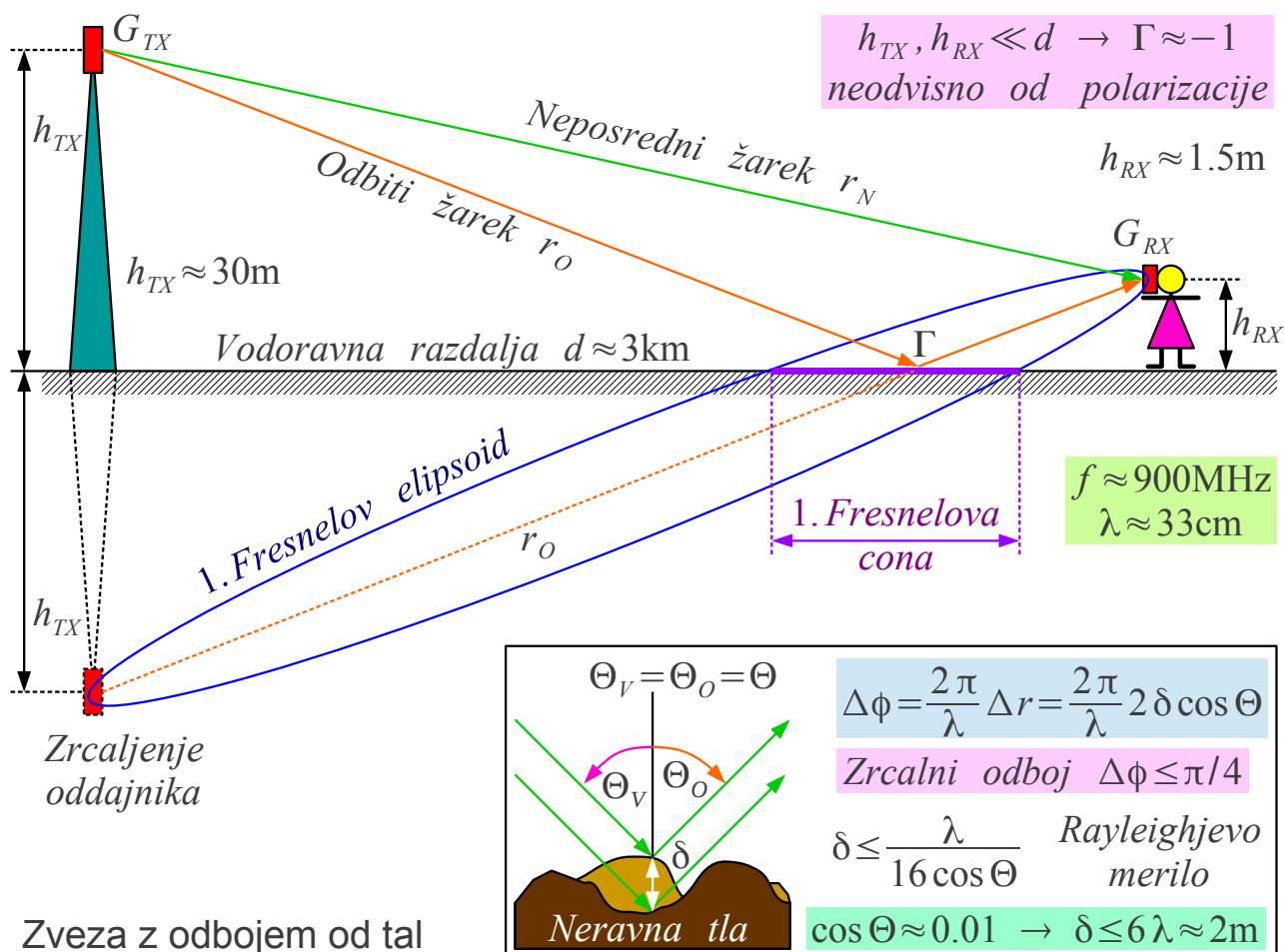
Tla se obnašajo kot slab prevodnik za nizke frekvence pod $f < 1\text{MHz}$ oziroma kot dielektrik z izgubami za visoke frekvence nad $f > 100\text{MHz}$. Relativna dielektričnost tal se giblje v razponu $10 < \epsilon_r < 80$ glede na vsebnost vode. Prevodnost snovi γ opisuje kompleksna relativna dielektričnost $\epsilon_r = \epsilon_r' + \gamma / (j \omega \epsilon_0) = \epsilon_r' - j \epsilon_r''$, ki daje kompleksni lomni količnik $n = n' - j n''$ in kompleksni odbojnosti Γ_{HP} in Γ_{VP} :

Dielektrik z izgubami $\epsilon_r = 10, 10-j1, 10-j3, 10-j10$



Na risbi sta prikazani le velikosti (amplitudi) odbojnosti $|\Gamma_{HP}|$ in $|\Gamma_{VP}|$ brez faze. Odvisnost kompleksnih odbojnosti $\Gamma_{HP}(\Theta)$ in $\Gamma_{VP}(\Theta)$ od vpadnega kota se kaj dosti ne razlikuje od brezizgubnega primera. Najbolj opazna razlika je pri Brewsterjevem kotu, kjer velikost odbojnosti za pokončno polarizacijo $|\Gamma_{VP}(\Theta_B)| > 0$ ne doseže ničle, pač pa le minimum.

Odboj radijskih valov od tal ima pogosto zelo velik učinek na radijsko zvezo kljub temu, da prvi Fresnelov elipsoid neposrednega žarka med oddajnikom in sprejemnikom sploh ni oviran. Oddajnik na stolpu višine $h_{TX} \approx 30\text{m}$ nad tlemi niti sprejemnik v rokah pešca $h_{RX} \approx 1.5\text{m}$ nimata dovolj usmerjenih anten, da bi lahko ločila med neposrednim in odbitim žarkom na vodoravni razdalji $d \approx 3\text{km}$:

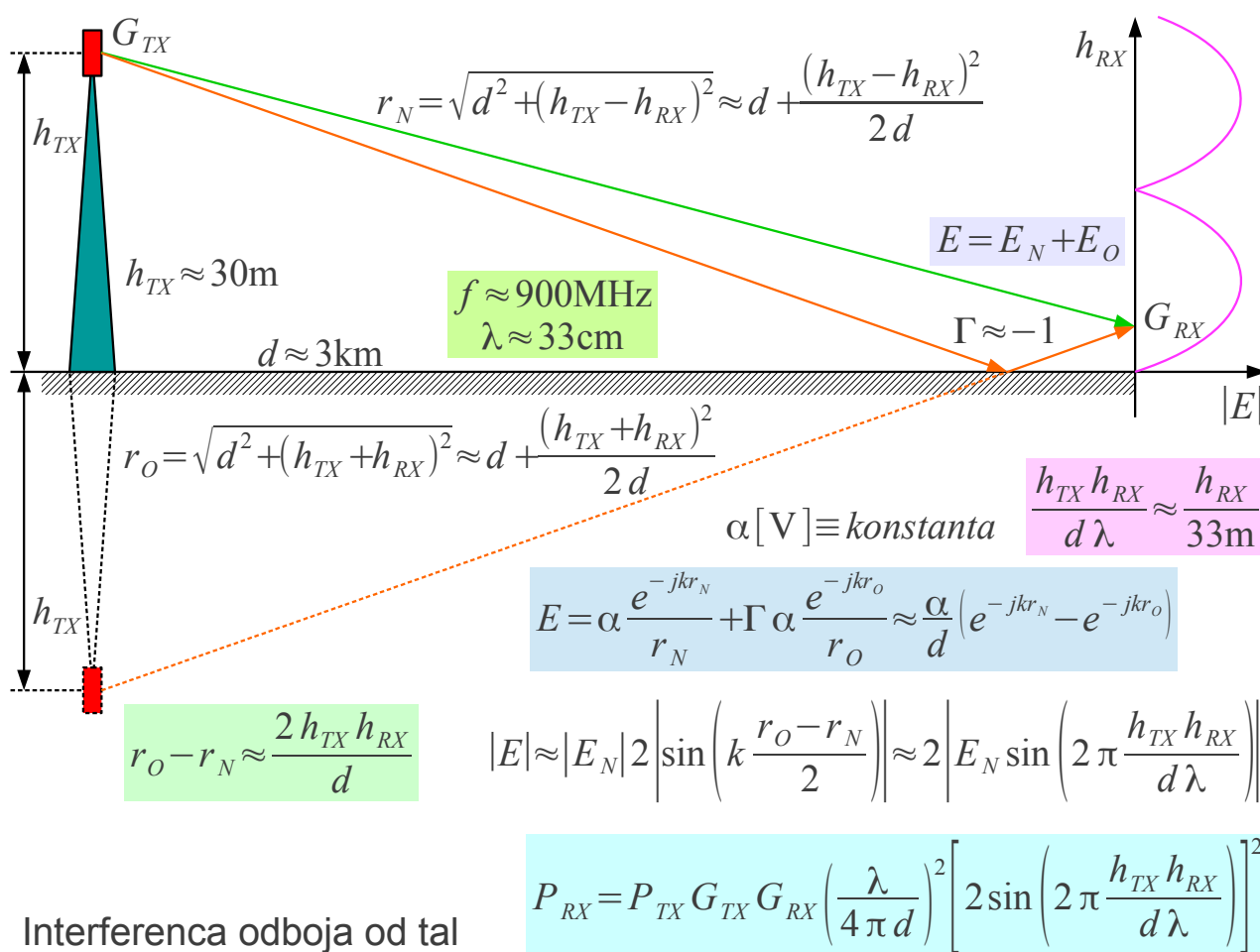


Valovanje potrebuje za odboj od tal najmanj prvo Fresnelovo cono, ki je presek ravnine tal in prvega Fresnelovega elipsoida do zrcalne slike oddajnika. V opisanem primeru $d \gg h_{TX}, h_{RX}$ je prva Fresnelova cona podolgovata in zelo velika.

Rayleighjevo merilo za zrcalni odboj je hrapavost tal, ki ne presega odstopanja faze za $\Delta\phi \leq \pi/4$ (slabljenje odboja $a \approx -0.22\text{dB}$). V opisanem primeru je vpad zelo položen $\cos\Theta \approx 0.01$, kar pri valovni dolžini telefona $\lambda \approx 33\text{cm}$ pomeni hrapavost manjšo od $\delta \leq 2\text{m}$. Hrapavost ulice ali travnika je najmanj za en velikostni razred manjša, torej je odboj zrcalen!

Pri zelo položenem vpadu $\cos\Theta \approx 0.01$ na površino dielektrika z izgubami, tla pri $f \approx 900\text{MHz}$, sta obe odbojnosti približno enaki

$\Gamma_{\text{HP}} \approx -1$ in $\Gamma_{\text{VP}} \approx -1$. Odboj od tal je pri zelo položenem vpadu skoraj neodvisen od polarizacije $\Gamma_{\text{VP}} \approx \Gamma_{\text{HP}}$. Interferenca vpadnega in odbitega žarka daje vzorec z globokimi minimumi in maksimumi, ki dosegajo dvakratno vrednost polja neposrednega žarka v neoviranem prostoru:



V številnih praktičnih primerih sta oba, oddajnik in sprejemnik, razmeroma nizko nad tlemi in velja $(h_{TX} h_{RX}) / (d \lambda) \ll 1$. Interferenca med neposrednim in odbitim žarkom je v tem primeru uničujoča. Slabljenje radijske zveze se s približkom $\sin u \approx u \ll 1$ v opisanem primeru poenostavi v:

$$P_{RX} = P_{TX} G_{TX} G_{RX} \frac{h_{TX}^2 h_{RX}^2}{d^4}$$

Slabljenje radijske zveze z odbojem od tal torej upada s četrto potenco razdalje neodvisno od frekvence oziroma valovne dolžine! Praktične meritve slabljenja radijske zveze v mestnem okolju potrjujejo opisano izpeljavo z eksponentom $3 \leq N \leq 5$ v izrazu:

$$P_{RX} = P_{TX} G_{TX} G_{RX} \alpha(\lambda) h_{TX}^2 h_{RX}^2 d^{-N}$$

kjer konstanta $\alpha(\lambda)$ dopušča določeno odvisnost od valovne dolžine.

Uničujoča interferenca odboja od tal zelo zmanjšuje domet radijske zveze. Zgled $P_{TX} = 1\text{W}$, $P_{RX} = -106\text{dBm} \approx 2.5 \cdot 10^{-14}\text{W}$ (GSM telefon) in $G_{TX} = G_{RX} = 1$ daje v opisanem okolju $h_{TX} = 30\text{m}$ in $h_{RX} = 1.5\text{m}$ domet:

$$d = \sqrt[4]{\frac{P_{TX}}{P_{RX}} G_{TX} G_{RX} h_{TX}^2 h_{RX}^2} \approx 16.9\text{km}$$

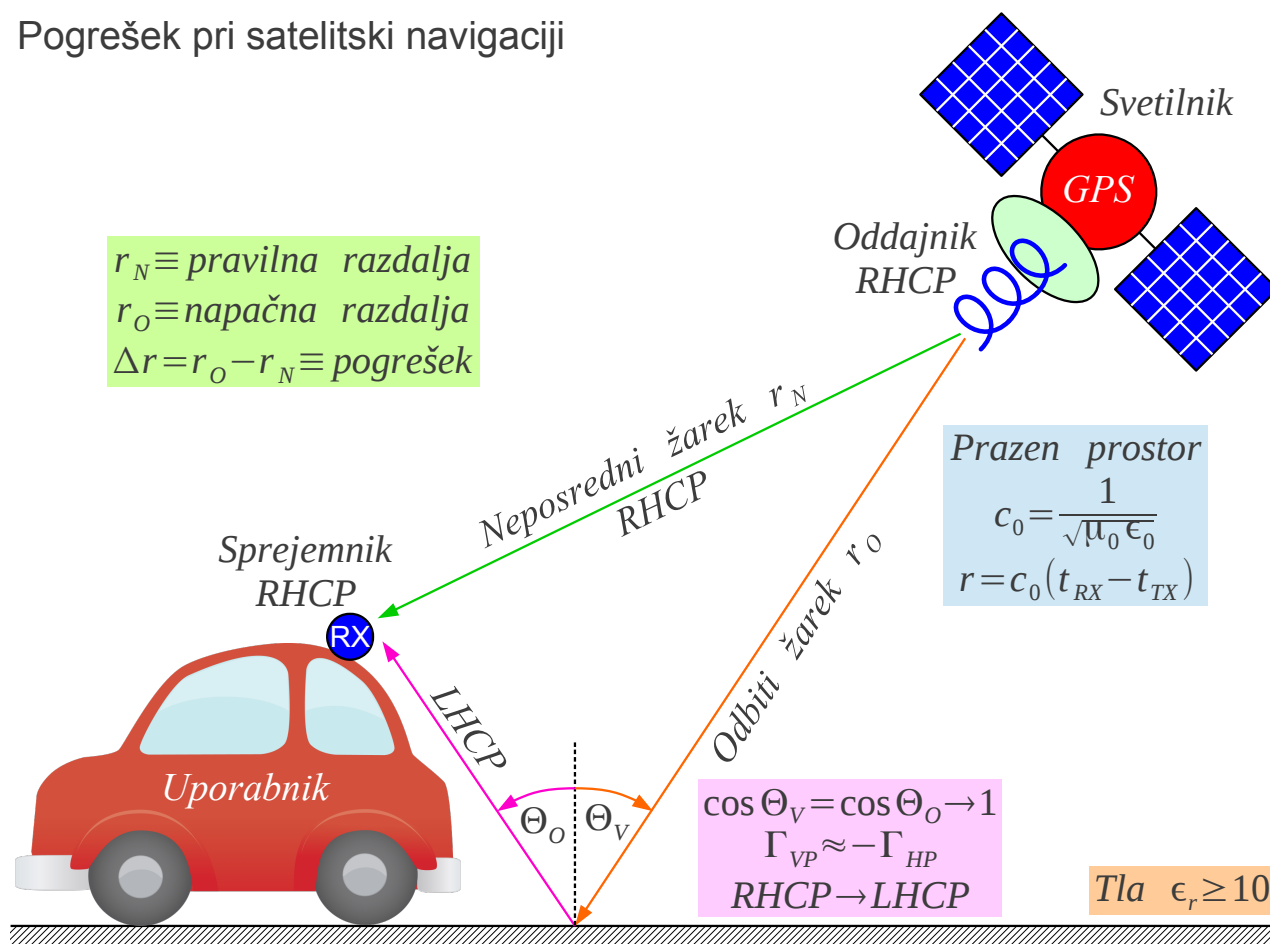
Zaradi ukrivljenosti površine Zemlje bi bil domet resnične zveze z odbojem od tal še nekoliko manjši. V popolnoma praznem prostoru brez odboja od tal bi ista radijska oprema pri $\lambda \approx 33\text{cm}$ dosegla domet po Friisovi enačbi:

$$d = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{P_{TX}}{P_{RX}} G_{TX} G_{RX}} \approx 166\text{km}$$

Zmanjšanje dometa radijske zveze zaradi odboja od tal ni nujno škodljiv pojav. Hitrejša upadanje moči signala z d^{-4} pomeni manj motenj oddaljenim uporabnikom, ki ponovno uporabljajo isti frekvenčni kanal v drugi radijski zvezi. Opisano zmanjšanje dometa bistveno poveča spektralno učinkovitost in skupno zmogljivost omrežja brezvrvičnih telefonov.

Odboj od tal je vedno škodljiv pojav pri satelitski navigaciji. Uporabnik satelitske navigacije izračuna svoj položaj iz izmerjenih razdalj do svetilnikov na nebu. Razdalje določi iz izmerjenih časov potovanja radijskih signalov od svetilnikov v vesolju do uporabnika. Pravilno razdaljo r_N od svetilnika do uporabnika daje neposredni žarek. Katerikoli odbiti žarek gre po daljši poti r_O in vnaša v rezultat meritve nezanemarljiv pogrešek $\Delta r = r_O - r_N$:

Pogrešek pri satelitski navigaciji



Pogreški meritev razdalj do različnih svetilnikov se med sabo seštevajo. Vsota pogreškov je lahko tako velika, da navidezno prestavi vozilo uporabnika na sosednji vozni pas ali celo na vzporedno cesto.

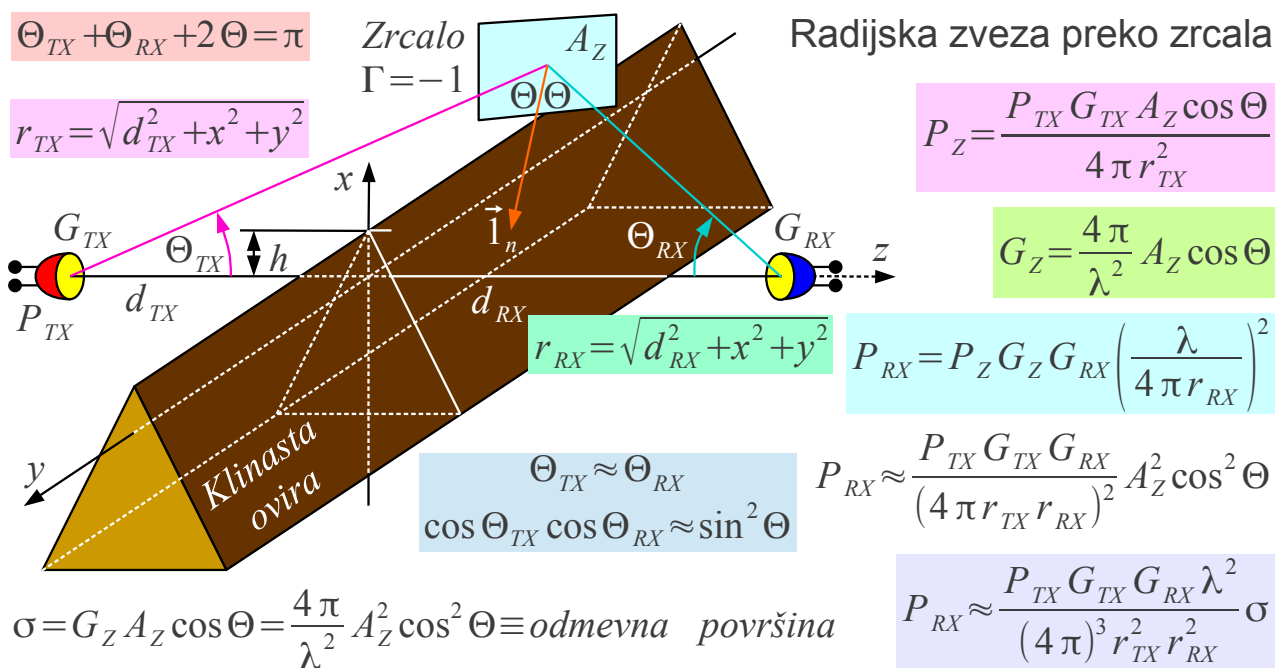
Radijsko valovanje svetilnikov visoko na nebu vпада pod strmim kotom $\cos \Theta_V \rightarrow 1$ na tla. Odbojnosti tal sta tedaj enako veliki, a imata različne predznake $\Gamma_{VP} \approx -\Gamma_{HP}$. Svetilnik namenoma oddaja desno-krožno polarizirano valovanje (RHCP). Zaradi različnih predznakov odbojnosti tal krožna polarizacija menja smer pri odboju. Odbiti žarek doseže uporabnika kot levo-krožno polarizirano valovanje (LHCP).

Neposredni in odbiti žarek imata na mestu sprejema nasprotni krožni polarizaciji. Uporabnik lahko s kakovostno desno-krožno polarizirano sprejemno anteno $Q_{RX} \rightarrow 0$ izlušči samo neposredni žarek in hkrati močno zaduši odbiti žarek. Kakovostna sprejemna antena s čisto polarizacijo omogoča majhne pogreške kljub temu, da ni usmerjena zaradi sočasnega sprejema signalov več svetilnikov iz različnih smeri.

Žal opisani postopek izločanja odbojev ni uporaben v zemeljskih

radijskih zvezah. Pri položenem vpadu $\cos \Theta_V \rightarrow 0$ radijskih valov na površino dielektrika sta odbojnosti med sabo enaki $\Gamma_{VP} \approx \Gamma_{HP}$. Odbojnosti ostajata nasprotno enaki $\Gamma_{VP} \approx -\Gamma_{HP}$ ne glede na vpadni kot edino pri odboju od dobrega prevodnika, na primer, če tla v okolici sprejemnika prekrijemo s kovinsko mrežo ali pločevino...

Ravno kovinsko zrcalo $|\Gamma| \approx 1$ lahko podobno kot uklanjalnik ali prizma pomaga premagati uklonsko slabljenje ovire v radijski zvezi. Ravno zrcalo sprejme od oddajnika moč, ki je sorazmerna projekciji njegove površine $A' = A_Z \cos \Theta$ in to moč odbija proti sprejemniku kot odprtina s smernostjo oziroma dobitkom $D_Z = G_Z = (4\pi/\lambda^2) A_Z \cos \Theta$. Učinkovitost velikega zrcala $A_Z \gg \lambda^2$ opisuje zmnožek obeh, to je odmevna površina zrcala $\sigma = (4\pi/\lambda^2) A_Z^2 \cos^2 \Theta$ (angleško: RCS ali Radar Cross Section):



Primerjava	Smer	Odmevna površina	Pogoji uporabe
Uklanjalnik	$\Theta_{TX} \neq \Theta_{RX}$	$\sigma = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_U^2 \cos \Theta_{TX} \cos \Theta_{RX} / \pi^2$	$x, y \ll d_{TX}, d_{RX}$
Zrcalo	$\Theta_V = \Theta_O = \Theta$	$\sigma = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_Z^2 \cos^2 \Theta$	$x, y \approx d_{TX}, d_{RX}$

Najpomembnejša praktična razlika med ravnim zrcalom in uklanjalnikom je v vpadnem kotu. Ploskev zrcala mora biti postavljena skoraj pod pravim kotom glede na ploskev uklanjalnika ali dielektrične prizme. Projekcije ploskev zrcala in uklanjalnika imajo zato nasprotujoče zahteve.

Projekcija ploskve je najbolj učinkovita, ko uklanjalnik postavimo v bližino zveznice oddajnik-sprejemnik $x, y \ll d_{TX}, d_{RX}$ in greta

$\cos \Theta_{TX} \rightarrow 1$ ter $\cos \Theta_{RX} \rightarrow 1$. Prizmo moramo načrtovati za kot odklona žarka, uklanjalnik za kot odklona in valovno dolžino. Uklanjalnik oziroma prizmo nato na vrhu hriba nastavljamo samo še po eni osi. Kota $\Theta_{TX} \neq \Theta_{RX}$ sta lahko med sabo različna, čeprav je projekcija najbolj učinkovita pri $\Theta_{TX} \approx \Theta_{RX}$. Uklanjalnik izgublja $1/\pi^2$ ali skoraj -10dB zaradi polovičnega senčenja polja in seštevanja kazalcev po loku.

Projekcija ploskve je najbolj učinkovita, ko ravno zrcalo postavimo proč od zveznice oddajnik-sprejemnik $x, y \approx d_{TX}, d_{RX}$ ali celo za oddajnik oziroma za sprejemnik, da gre $\cos \Theta \rightarrow 1$. Odbojni kot je nujno enak vpadnemu kotu $\Theta_O = \Theta_V = \Theta$. Zrcalo moramo zato natančno nastavljati po dveh oseh! Zrcalo je širokopasovno in odbija vse valovne dolžine.

Primerjava med učinkovitostma zrcala in uklanjalnika ni preprosta. Ravno zrcalo načeloma dopušča več izbire pri iskanju ustreznega zemljišča na vrhu gorskega grebena za njegovo postavitve. Isto zrcalo lahko uporabimo v katerikoli zvezi na katerikoli frekvenci brez ponovnega načrtovanja in preračunavanja. Nezanemarljiva slaba stran zrcala je, da zahteva zamudno in drago nastavljanje po dveh oseh! Vsota radijskih poti do zrcala $r_{TX} + r_{RX} > d_{TX} + d_{RX}$ je lahko občutno daljša od zveznice oddajnik-sprejemnik.

Iz cenovnih razlogov sta zrcalo $A_Z \ll A_1 = \pi \rho_1^2$ oziroma uklanjalnik $A_U \ll A_1 = \pi \rho_1^2$ običajno dosti manjša od površine prve Fresnelove cone. Najučinkovitejša oblika zrcala je v tem primeru ravno zrcalo. Odprtini uklanjalnika oziroma zrcala tedaj izpolnjujeta Fraunhoferjev pogoj

$d_{TX}, d_{RX} > 2 A_U / \lambda, 2 A_Z / \lambda$. V obeh primerih zrcala in uklanjalnika gre za zaporedno vezavo dveh radijskih zvez, od oddajnika do naprave na vrhu grebena in od tam do sprejemnika. Sprejeta moč zato upada s četrto potenco razdalje $P_{RX} = \alpha r_{TX}^{-2} r_{RX}^{-2}$.

Radijsko zvezo preko zrcala oziroma uklanjalnika lahko zapišemo tudi kot eno samo zvezo, ki premošča razdaljo $r_{TX} + r_{RX}$ in jo dodatno prizadene slabljenje a majhnega zrcala oziroma majhnega uklanjalnika:

$$P_{RX} = P_{TX} G_{TX} G_{RX} \left[\frac{\lambda}{4 \pi (r_{TX} + r_{RX})} \right]^2 a \leftarrow a = \frac{\sigma}{4 \pi} \left[\frac{r_{TX} + r_{RX}}{r_{TX} r_{RX}} \right]^2$$

Dodatno slabljenje majhnega zrcala lahko izrazimo s površino prve krožne Fresnelove cone $A_1 = \pi \rho_1^2$ na mestu zrcala:

$$A_1 = \pi \rho_1^2 = \pi \lambda \frac{r_{TX} r_{RX}}{r_{TX} + r_{RX}} \rightarrow a_{dB} = 20 \log_{10} \frac{A_Z \cos \Theta}{\rho_1^2} = 20 \log_{10} \frac{A_Z \cos \Theta}{A_1 / \pi}$$

Praktični zgled $f = 10\text{GHz}$, $\lambda = 3\text{cm}$, $r_{TX} = 20\text{km}$ in $r_{RX} = 10\text{km}$ daje polmer prve Fresnelove cone $\rho_1 = 14.1\text{m}$ s površino $A_1 = 628\text{m}^2$. Zrcalo s površino $A_Z = 10\text{m}^2$ vnaša pri strmем vpadu $\cos \Theta \approx 1$ dodatno slabljenje $a_Z \approx -26\text{dB}$. Dodatno slabljenje enako velikega uklanjalnika $A_U = 10\text{m}^2$ bi pri istih podatkih zveze doseglo $a_U \approx a_Z - 10\text{dB} \approx -36\text{dB}$ zaradi polovičnega senčenja polja in seštevanja kazalcev po loku.

Slaba lastnost ravnega zrcala oziroma uklanjalnika je, da odbija oziroma odklanja valovanje v eno samo smer. Preko enega ravnega zrcala oziroma uklanjalnika zato ni možno vzpostaviti več radijskih zvez v različne smeri. Povrhu je treba za eno samo zvezo natančno nastaviti smer zrcala v dveh oseh oziroma primerno preračunati uklanjalnik.

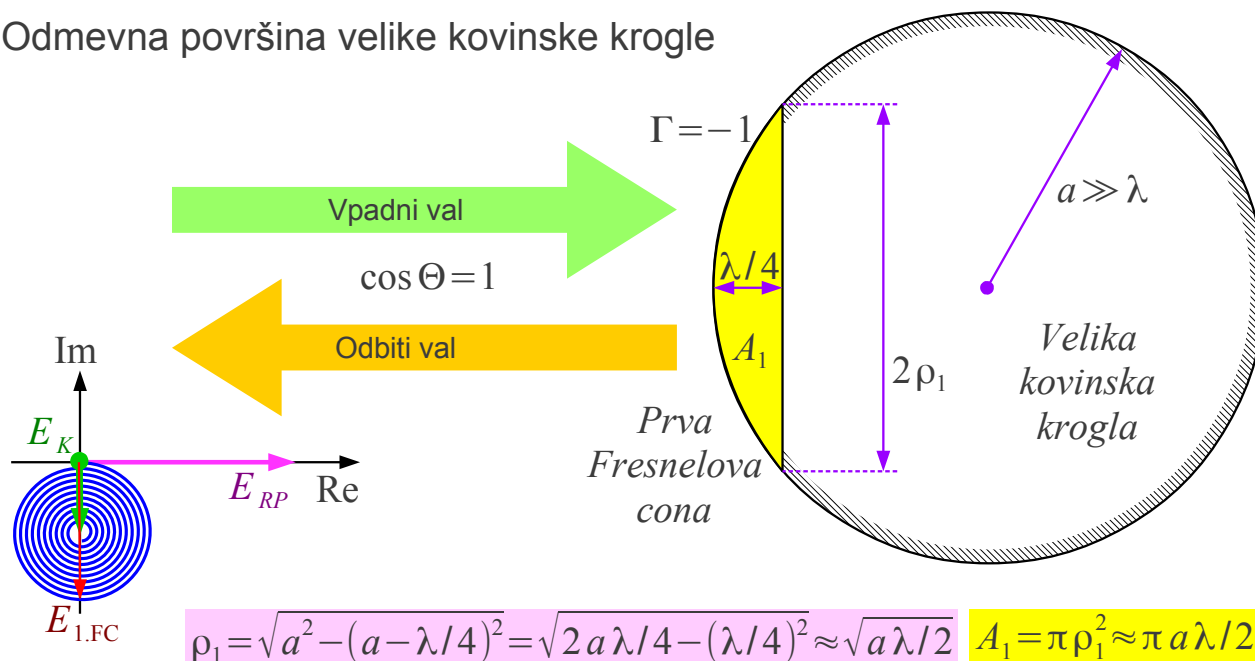
Velika kovinska krogla s polmerom $a \gg \lambda$ vpadno elektromagnetno valovanje odbije enakomerno v vse smeri v poln prostorski kot $\Omega = 4\pi$. Velika kovinska krogla v vesolju bi omogočala radijske zveze med poljubnima točkama na vidnem delu Zemeljske oble.

Leta 1960 je bil izstreljen balon Echo 1 v tirnico na višini $h \approx 1600\text{km}$ nad površino Zemlje, ki se je v vesolju napihnil na premer $2a \approx 30.5\text{m}$. Leta 1964 je bil izstreljen njegov naslednik Echo 2 v tirnico na višini $h \approx 1200\text{km}$ nad površino Zemlje, ki se je v vesolju napihnil na premer $2a \approx 41.1\text{m}$. Od Sonca osvetljena zrcalna okovinjena površina obeh balonov Echo 1 in Echo 2 je bila na Zemlji dobro vidna s prostim očesom. Zaradi majhnega razmerja masa/površina je Echo 1 čez osem let zgorel v vrhnjih plasteh ozračja, Echo 2 v nižji začetni tirnici pa že čez pet let.

Oba balona Echo 1 in Echo 2 sta potrebovala razmeroma velike antene oddajnikov in sprejemnikov na Zemlji že za preprosto telefonsko zvezo, ker sta prejeta moč radijskega signala oddala v vse smeri. Pasivne balone v vesolju so na področju telekomunikacij prekosili učinkovitejši aktivni sateliti. Pasivna kovinska krogla oziroma okovinjen balon v vesolju danes ostaja merilni pripomoček za umerjanje radarjev in za geodetske meritve.

Odmevna površina velike kovinske krogle je pomemben gradnik za razumevanje odmevnih površin predmetov kompliciranih oblik, na primer letala. Odboj na veliki kovinski krogli računamo preko Fresnelovih con. Najpomembnejšo napako faze daje ukrivljena površina krogle. Prva Fresnelova cona je krogelna kapica višine $\lambda/4$. S Pitagorovim izrekom določimo polmer prve Fresnelove cone $\rho_1 \approx \sqrt{a\lambda/2}$:

Odmevna površina velike kovinske krogle



$$\rho_1 = \sqrt{a^2 - (a - \lambda/4)^2} = \sqrt{2a\lambda/4 - (\lambda/4)^2} \approx \sqrt{a\lambda/2} \quad A_1 = \pi \rho_1^2 \approx \pi a\lambda/2$$

$$\text{Ravna plošča } A_1 \rightarrow \sigma_{RP} = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_1^2 \approx \frac{4\pi}{\lambda^2} (\pi a\lambda/2)^2 = \pi^3 a^2$$

$$\text{Prva Fresnelova cona } A_1 \rightarrow E_{1,FC} = -j \left(\frac{2}{\pi} \right) E_{RP} \rightarrow \sigma_{1,FC} = \left(\frac{2}{\pi} \right)^2 \sigma_{RP} \approx 4\pi a^2$$

$$\text{Velika kovinska krogla} \rightarrow E_K = \frac{1}{2} E_{1,FC} \rightarrow \sigma_K = \frac{1}{4} \sigma_{1,FC} \approx \pi a^2$$

Ravna kovinska plošča s površino prve Fresnelove cone $A_1 = \pi \rho_1^2$ bi dosegla odmevno površino $\sigma_{RP} \approx \pi^3 a^2$. Krogelna kapica daje kot prva Fresnelova cona za faktor $2/\pi$ šibkejše polje. Odbito polje celotne krogle je vsota velikega števila Fresnelovih con, torej polovično polje prve cone. Skupni faktor je $1/\pi$ za polje oziroma $1/\pi^2$ za moč.

Odmevna površina velike prevodne krogle $\sigma_K = \pi a^2$ je torej enaka preseku krogle. Opisana izpeljava je povsem skladna z razlago

$\sigma_K = G_K A_K$. Odboj od površine kovinske krogle je popolnoma neusmerjen, torej sta smernost in dobitok krogle $D_K = G_K = 1$ enaka enoti. Krogla sprejme moč oddajnika sorazmerno svojemu preseku $A_K = \pi a^2$.

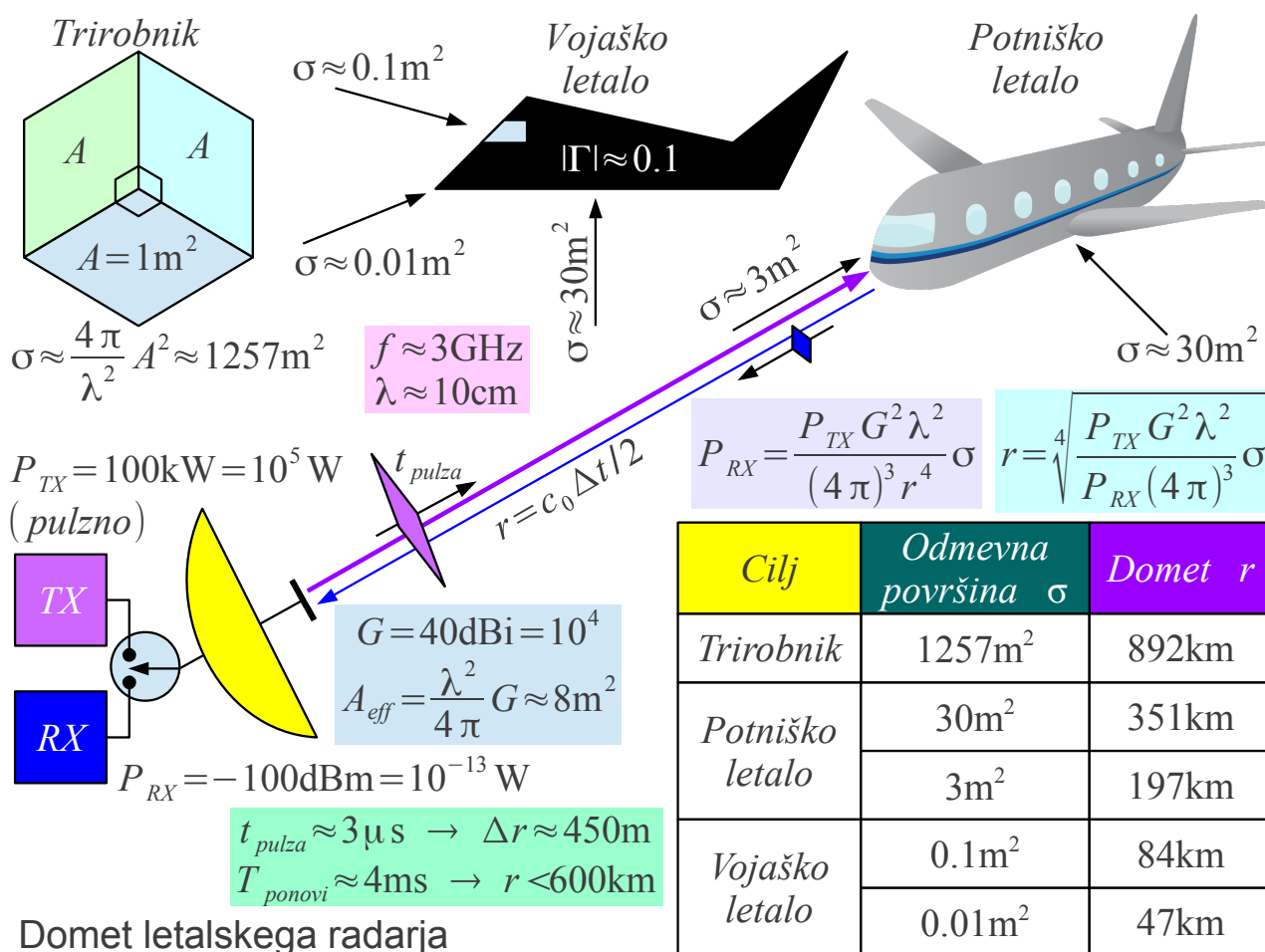
Odmevno površino predmeta poljubne oblike skušamo določiti preko primerjave s prevodno kroglo oziroma ugotavljanja Fresnelovih con pri odboju. Čelna odmevna površina potniškega letala je v razredu $\sigma \approx 3\text{m}^2$, kar bi ustrezalo kovinski krogli, vgrajeni v nos letala. Bočna odmevna površina potniškega letala je za en velikostni razred večja $\sigma \approx 30\text{m}^2$, saj se prva Fresnelova cona razteza po večjem delu trupa.

Odmevno površino vojaškega letala skušajo razvijalci zmanjšati na dva načina: z obliko letala in s premazi, ki vpijajo radarske signale. Valovna impedanca premazov z drobcami feromagnetikov $\mu_r \gg 1$ se približa praznemu prostoru $Z \rightarrow Z_0$. Odbojnost površine letala se v ozkem frekvenčnem področju lahko zniža pod $|\Gamma| \approx 0.1$, kar odbija manj kot $|\Gamma|^2 \approx 0.01 = 1\% = -20\text{dB}$ vpadne moči.

Oblika letala brez pokončnih zaobljenih površin je pri podzvočnih hitrostih aerodinamično neugodna, a omogoča zmanjšanje čelne odmevne površine v območje $\sigma \approx 0.01\text{m}^2 \dots 0.1\text{m}^2$. Kljub vsem opisanim ukrepom ostaja vojaško letalo ranljivo od spodaj, kjer se odmevna površina komaj kaj zmanjša na $\sigma \approx 30\text{m}^2$. Ukrepi razvijalcev vojaških letal postanejo neučinkoviti proti radarjem na nizkih frekvencah, kjer postanejo izmere letala $a \approx \lambda$ primerljive z valovno dolžino. V Miejevem področju $a \approx \lambda$ ima odmevna površina $\sigma(f)$ rezonančno odvisnost od frekvence s številnimi maksimumi in minimumi.

Ravno zrcalo ima sicer veliko odmevno površino $\sigma = (4\pi/\lambda^2) A^2$, a ga moramo natančno usmeriti. Trirobnik (angleško: trihedral corner reflector) je sestavljen iz treh ravnih zrcal pod pravim kotom. Vsako zrcalo menja predznak pripadajoče komponente valovnega vektorja v smeri normale na površino. Vsa tri zrcala skupaj odbijejo vpadno valovanje natančno nazaj proti izvoru. Trirobnik iz treh kvadratov s površino A v povprečju dosega odmevno površino ravne kovinske plošče, v najugodnejši smeri celo trikrat več kot en sam kvadrat A .

Vojaki nameščajo trirobnike na leteče tarče, da z njimi simulirajo odmev od veliko večjih resničnih letal. Trirobniki na jamborih jadrnic in drugih manjših manjših plovil zagotavljajo dobro vidljivost slednjih na pomorskih radarjih $\lambda \approx 3\text{cm}$ in tako bistveno prispevajo k varnosti pomorskega prometa. Trirobnik v optiki pogosto imenujemo mačke oko. Prometni znaki, označbe na vozišču in avtomobilske registrske tablice so premazani z barvo, ki vsebuje množico drobnih trirobnikov, da odbijajo vpadno svetlobo nazaj proti izvoru.



Preprost radar, ki uporablja isto anteno za oddajo in sprejem, imenujemo monostatični radar. V izogibanju presluhu med močnim oddajnikom in občutljivim sprejemnikom pulzni radar oddaja le kratek čas impulza $t_{\text{pulza}} < T_{\text{ponovi}}/1000$. Odmev od cilja se vrne zakasnen, ko je oddajnik že ugasnjen, antena pa povezana na sprejemnik.

Vršna moč oddajnika $P_{TX} = 100 \text{ kW}$ pomeni povprečno moč manjšo od $\langle P_{TX} \rangle < 100 \text{ W}$. Letalski radar običajno dela v frekvenčnem pasu $f \approx 3 \text{ GHz}$ oziroma $\lambda \approx 10 \text{ cm}$. Občutljivost sprejemnika $P_{RX} \approx -100 \text{ dBm}$ določata toplotni šum in pasovna širina $\Delta f \approx 1/t_{\text{pulza}}$.

Pulzni radar določa oddaljenost cilja z meritvijo časa potovanja radijskega signala do tarče in nazaj. Ločljivost merjenja oddaljenosti cilja je določena s trajanjem impulza $\Delta r \approx c_0 t_{\text{pulza}}/2$. Največji domet pulznega radarja je za eno-veljavno meritev določen s periodo ponavljanja impulzov $r \leq c_0 T_{\text{ponovi}}/2$. Ločljivost meritve smeri cilja je določena s smernim diagramom antene $F(\Theta, \Phi)$.

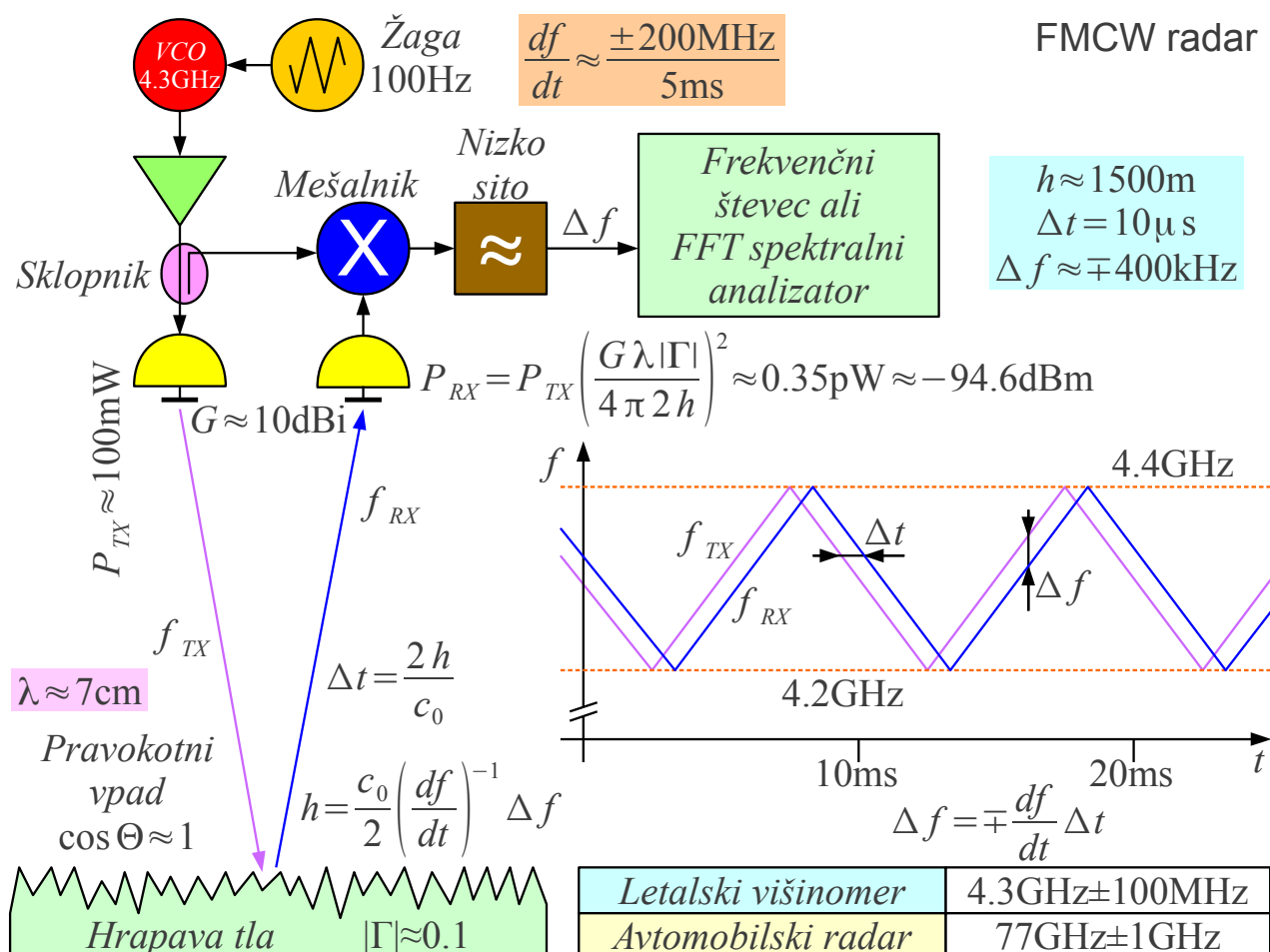
Domet monostatičnega letalskega radarja upada $P_{RX} = \alpha r^{-4}$ s četrto

potenco razdalje za cilje $a \ll \rho_1 \approx \sqrt{\lambda r/2}$, ki so dosti manjši od prve Fresnelove cone. Za potniška letala je dolet radarja omejen z ukrivljenostjo Zemlje. Vojaška letala na takšnem radarju niso nevidna, le dolet radarja je manjši. Letalski radar iz opisanega zgleada lahko zazna cilje z veliko odmevno površino, na primer trirobnik $A = 1\text{m}^2$, celo v vesolju.

Pulzni radar ni učinkovita rešitev za radar kratkega dosega z visoko ločljivostjo, kar zahteva izredno kratke impulze visoke vršne moči in hiter preklap oddaja/sprejem. Pri radarju kratkega dosega je razmerje oddane in sprejete moči P_{TX}/P_{RX} za kar nekaj velikostnih razredov manj zahtevno. Za preprečevanje presluha med oddajnikom in sprejemnikom zadoščata ločeni anteni (bistatični radar).

Oddajnik radarja kratkega dosega deluje neprekinjeno (angleško: CW ali Continuous Wave) in je frekvenčno moduliran (FM) s trikotno žago. Sprejeti signal je zakasnen, razlika frekvenc sprejema in oddaje

$\Delta f = f_{RX} - f_{TX}$ je natančno sorazmerna oddaljenosti cilja. FMCW radar se praktično uporablja kot letalski višinomer v frekvenčnem pasu $f \approx 4.3\text{GHz}$ oziroma kot avtomobilski radar v frekvenčnem pasu $f \approx 77\text{GHz}$:



Cilj višinomerja so tla pod letalom, ki so zagotovo dosti večja $a \gg \rho_1 \approx \sqrt{\lambda h/2}$ od prve Fresnelove cone. Domet višinomerja zato upada samo s kvadratom višine $P_{RX} = \alpha h^{-2}$ in dosega $h_{MAX} \approx 1500\text{m}$. Pri pristajanju v pogojih slabe vidljivosti je podatek višinomerja najpomembnejši na višini $h \approx 60\text{m}$ tik pred pristajalno stezo, kjer polmer prve Fresnelove cone dosega $\rho_1 \approx 1.45\text{m}$.

Zaradi skoraj pravokotnega vpada $\cos \Theta \approx 1$ signala višinomerja Rayleighjevo merilo za zrcalni odboj pogosto ni izpolnjeno z izjemo gladine širokih rek, jezer in morja. Odboj od dreves v gozdu je razpršen in zelo šibek. Raven travnik daje šibek $|\Gamma| \approx 0.1$ a uporaben, delno-zrcalen odboj. Zelo velik, raven in očiščen travnik pred pristajalno stezo (med Vodiciami in Spodnjim Brnikom) je sestavni del letališča, brez katerega pristanek v pogojih slabe vidljivosti (megla v Ljubljani) ni možen.

Dobitek anten višinomerja na krovu letala je omejen na $G_{TX} = G_{RX} \approx 10\text{dBi}$, da velika širina snopa omogoča pravilno delovanje višinomerja tudi pri nagibu letala v poljubno smer. Izredno moteč pojav za višinomer so zgradbe, ki skupaj z ravnimi dvorišči tvorijo trirobnike bočno od poti letala. Neželjeni trirobniki lahko dajejo močnejši odmev od tal tik pod letalom ter napačno višino, ki je vedno previsoka.

Kakovosten višinomer zato obdela razliko frekvenc Δf z nizkofrekvenčnim FFT spektralnim analizatorjem, saj resnična višina letala nad tlemi vedno ustreza najnižji spektralni komponenti. Nizkofrekvenčni FFT spektralni analizator vsebuje tudi avtomobilski radar, da loči med različno oddaljenimi cilji.

Ločljivost FMCW radarja $\Delta h \approx c_0 / (2 \Delta f_{koleb})$ določa koleb frekvence oddajnika. Ločljivost letalskega višinomerja je lahko celo nekajkrat boljša od $\Delta h \leq 0.75\text{m}$ pri kolebu $\Delta f_{koleb} = 200\text{MHz}$ in zrcalnem odboju od tal. Ločljivost avtomobilskega radarja je v velikostnem razredu $\Delta r \approx 7.5\text{cm}$ pri kolebu $\Delta f_{koleb} = 2\text{GHz}$.

Ker je frekvenčni koleb FMCW radarja $\Delta f_{koleb} \gg \Delta f$ kar za nekaj velikostnih razredov večji od pričakovane razlike frekvenc, je FMCW radar zelo odporen na motnje. Na krovu letala običajno hkrati delujeta dva višinomerja v istem frekvenčnem pasu, ki se razlikujeta le v frekvenci kolebanja trikotne žage v velikostnem razredu $f_{\text{žaga}} \approx 100\text{Hz}$. Podobno ni pričakovati motenj med številnimi avtomobilskimi radarji v istem frekvenčnem pasu $f \approx 77\text{GHz}$, saj kolebanje frekvenc različnih oddajnikov med sabo ni

sinhronizirano.

S tehniko frekvenčnega kolebanja, bolj točno frekvenčnega žvižga (angleško: frequency chirp) se da izboljšati tudi ločljivost pulznega radarja brez oženja impulza in brez višanja vršne moči oddajnika na

$\Delta r = c_0 / (2 \Delta f_{\text{žvižg}})$. Frekvenčni žvižg oziroma drugačno fazno modulacijo vstavlja radar znotraj trajanja vsakega impulza. Frekvenčnega žvižga ne smemo zamenjati s frekvenčnim skakanjem vojaških radarjev, ki zaporedne impulze oddajajo na različnih frekvencah v izogibanju motilcem sovražnika.

Ko se oddajnik, sprejemnik oziroma predmet, od katerega se valovanje odbija, medsebojno premikajo, pričakujemo Dopplerjev pomik frekvence. Dopplerjev pomik izpeljemo za oddajnik frekvence ω v točki \vec{r}_{TX} , ki se premika s hitrostjo \vec{v}_{TX} . Sprejemnik v točki \vec{r}_{RX} se premika s hitrostjo \vec{v}_{RX} . Zaradi premikanja sprejemnik zazna frekvenco $\omega' = \omega + \Delta\omega$:

$\vec{E}_{RX} = \text{Re} \left[\vec{E}_0 e^{-jkr} e^{j\omega t} \right] \quad \vec{E}_0 \equiv \text{konstanta} \quad r = |\vec{r}_{TX} - \vec{r}_{RX}|$

$\frac{dr}{dt} = \frac{d}{dt} |\vec{r}_{TX} - \vec{r}_{RX}| = \frac{d}{dt} [\vec{l}_r \cdot (\vec{r}_{TX} - \vec{r}_{RX})] = (\vec{r}_{TX} - \vec{r}_{RX}) \cdot \frac{d\vec{l}_r}{dt} + \vec{l}_r \cdot \frac{d}{dt} (\vec{r}_{TX} - \vec{r}_{RX})$

$\vec{l}_r \perp \frac{d\vec{l}_r}{dt} \rightarrow (\vec{r}_{TX} - \vec{r}_{RX}) \cdot \frac{d\vec{l}_r}{dt} = 0$

$\frac{dr}{dt} = \vec{l}_r \cdot (\vec{v}_{TX} - \vec{v}_{RX}) = \vec{l}_r \cdot \Delta \vec{v} = \Delta v_r$

$r \approx r_0 + \frac{dr}{dt} (t - t_0) + \dots$

$\vec{E}_{RX} \approx \text{Re} \left[\vec{E}_0 e^{-jk \left[r_0 + \frac{dr}{dt} (t - t_0) \right]} e^{j\omega t} \right] = \text{Re} \left[\vec{E}_0 e^{-jk \left(r_0 - \frac{dr}{dt} t_0 \right)} e^{j \left(\omega - k \frac{dr}{dt} \right) t} \right]$

$\omega' \approx \omega - k \frac{dr}{dt} = \omega - \frac{\omega}{c_0} \frac{dr}{dt}$

$\Delta\omega = \omega' - \omega \approx -\frac{\omega}{c_0} \frac{dr}{dt} = -\frac{\omega}{c_0} \frac{(\vec{r}_{TX} - \vec{r}_{RX}) \cdot (\vec{v}_{TX} - \vec{v}_{RX})}{|\vec{r}_{TX} - \vec{r}_{RX}|}$

Dopplerjev pomik

Albert Einstein je leta 1905 končno pravilno razložil najbolj znani neuspeli poskus iz fizike, ko sta Albert A. Michelson in Edward W. Morley leta 1887 s silno natančnim interferometrom zamen iskala "eter" oziroma snov, po kateri naj bi potovala svetloba po teoriji tedanjih fizikov. Posebna teorija

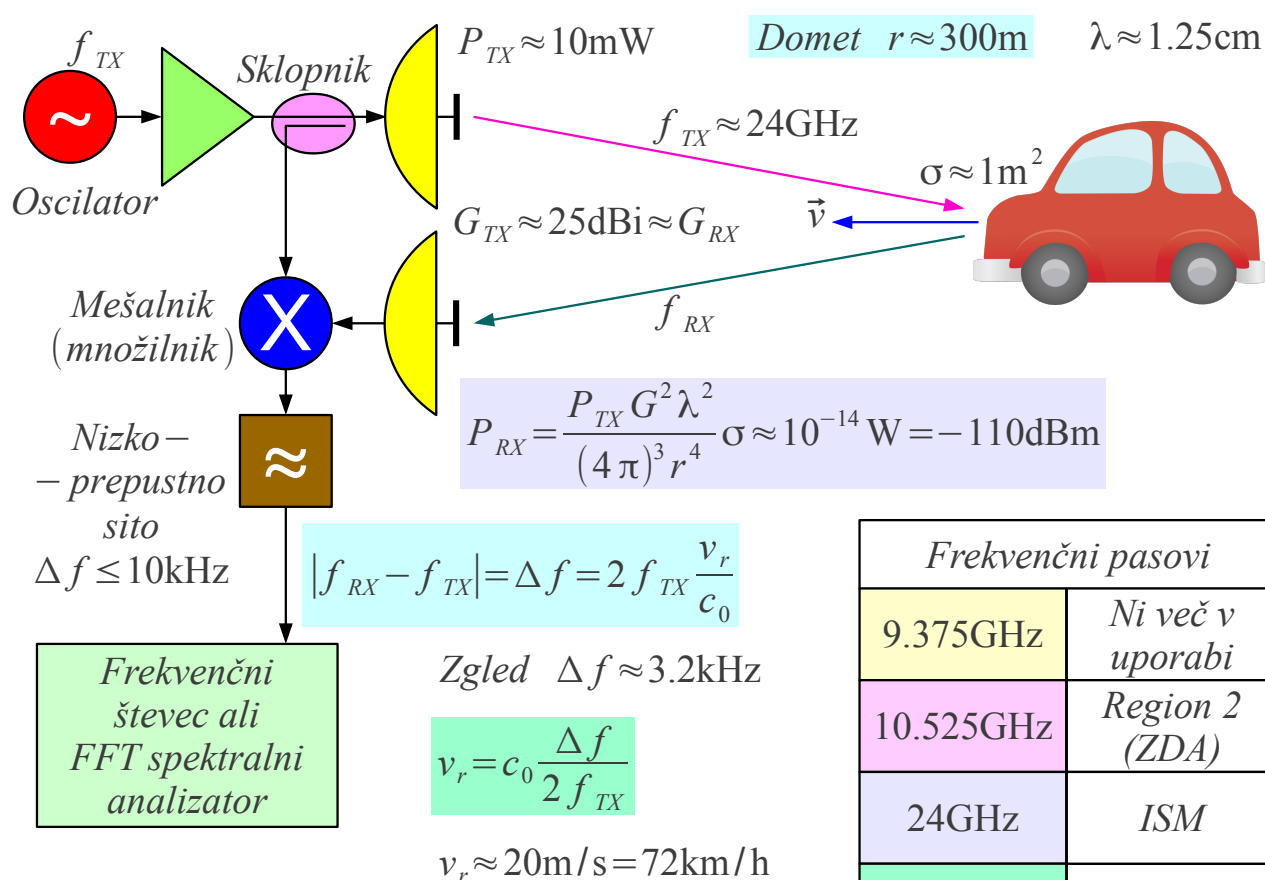
relativnosti zahteva, da sta v praznem prostoru faza oziroma frekvenca sprejema neodvisna od izbire koordinatnega sistema, pač pa le od razdalje med sprejemnikom in oddajnikom $r = |\vec{r}_{TX} - \vec{r}_{RX}|$ oziroma njenega časovnega odvoda dr/dt . Dopplerjev pomik frekvenca znaša

$\Delta\omega = -(\omega/c_0)dr/dt$ oziroma $\Delta f = -(f/c_0)dr/dt$. Frekvenca se zviša pri približevanju sprejemnika k oddajniku ter zniža pri oddaljevanju sprejemnika od oddajnika.

Hitrost vozil oziroma premikanje oseb in predmetov zaznavamo s preprostim Dopplerjevim radarjem, ki vsebuje nemoduliran (CW) oddajnik majhne moči $P_{TX} \approx 10\text{mW}$ in dve razmeroma majhni anteni

$G_{TX} = G_{RX} \leq 25\text{dBi}$. Glede na skromne zahteve radijske zveze presluh med oddajno in sprejemno anteno ni hudo moteč. Preprost CW Dopplerjev radar lahko deluje tudi z eno samo skupno anteno za oddajo in sprejem.

Ker gre radijski signal do cilja in se od tam vrača nazaj v sprejemnik, radar opazi dvakraten Dopplerjev pomik $\Delta f = 2 f_{TX} v_r / c_0$, ki je sorazmeren dvakratni radialni komponenti hitrosti cilja $v_r = \vec{1}_r \cdot \vec{v}$:



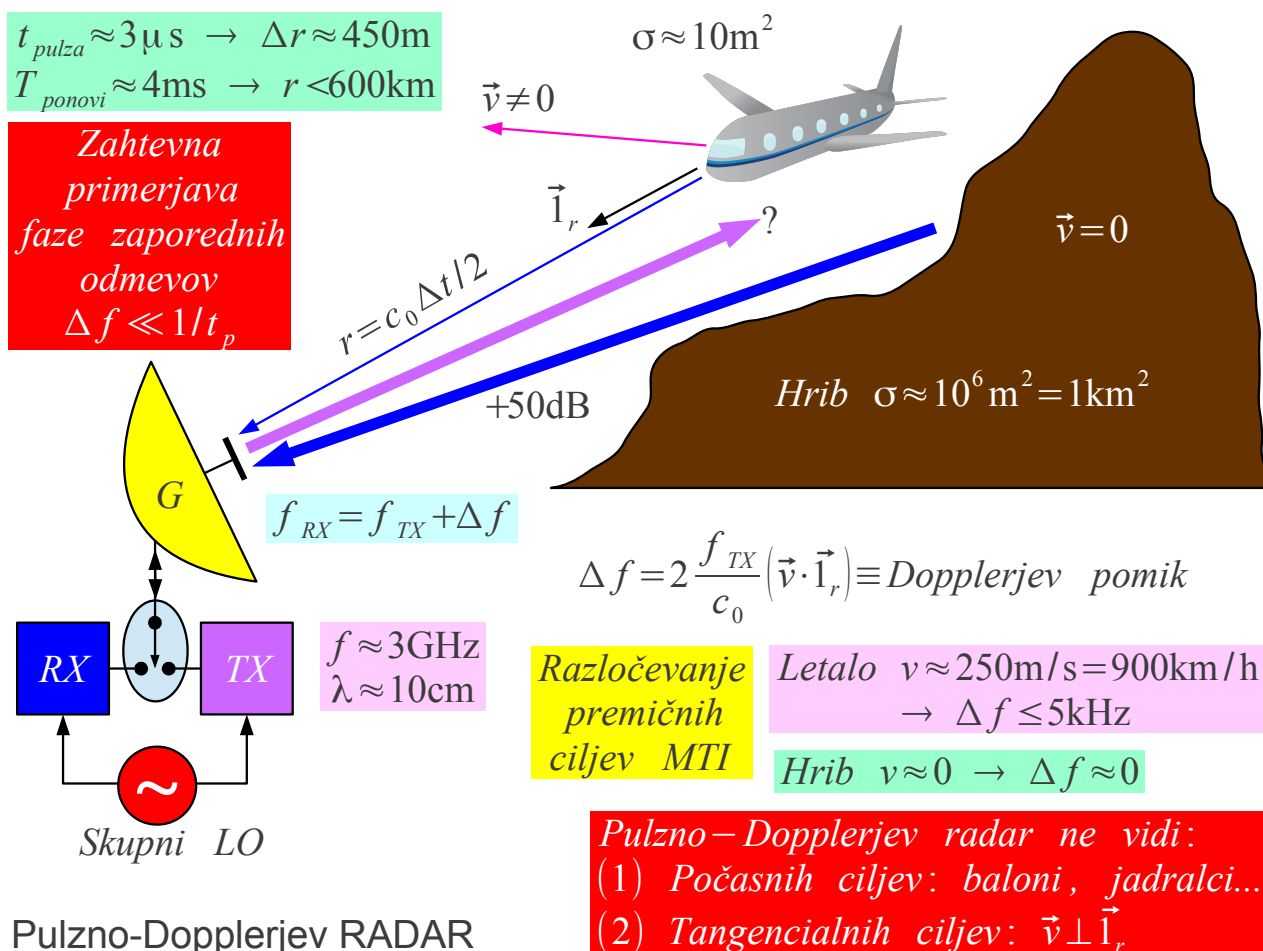
CW Dopplerjev radar

Podobno kot v FMCW radarju višinomerja tudi v merilniku hitrosti s CW

Dopplerjevem radarjem dobimo merjeno veličino, razliko frekvenc Δf s pomočjo mešalnika (električni množilnik). Z uporabo dveh mešalnikov v kvadraturi, ki delujeta s fazno razliko $\Delta\phi = \pi/2$, lahko celo ugotovimo predznak razlike frekvenc Δf oziroma ločimo med cilji, ki se približujejo oziroma oddaljujejo od radarja. Nizkofrekvenčni FFT spektralni analizator omogoča ločiti med sabo cilje, ki se premikajo z različnimi hitrostmi glede na radar.

Policijski merilniki hitrosti so nekoč delovali na frekvenci $f \approx 9.375\text{GHz}$, danes pa omogočajo natančnejše meritve v licenčnem pasu $f \approx 34\text{GHz}$. Prometni znaki z opozorilniki prekoračitve dovoljene hitrosti delujejo v nelicenčnem pasu $f \approx 24\text{GHz}$. Ameriški radarski detektor nas v Evropi zanesljivo pripelje do vrat veleblagovnice ali bencinske črpalke, ki se samodejno odpirajo z detektorjem gibanja na frekvenci $f \approx 10.525\text{GHz}$, izdelanim za ameriško tržišče...

Sodoben letalski radar izkorišča Dopplerjev pojav v drugačen namen. Radarska antena omejene smernosti težko opazi potniško letalo s povprečno odmevno površino $\sigma \approx 10\text{m}^2$, ki ima v ozadju hrib s pet velikostnih razredov večjo odmevno površino $\sigma \approx 10^6\text{m}^2$:



Pulzno-Dopplerjev RADAR

Meritev Dopplerjevega pomika v pulzno-Dopplerjevem radarju ni preprosta. Dopplerjev pomik je dosti manjši $\Delta f \ll 1/t_{\text{pulza}}$ od spektralne širine radarskega impulza in hkrati večji $\Delta f > 1/T_{\text{ponovi}}$ od frekvence ponavljanja impulzov. Radar potrebuje zahtevno primerjavo faze zaporednih odmevov. Za meritev faze mora biti oddajnik radarja natančno sinhroniziran s sprejemnikom s pomočjo skupnega lokalnega oscilatorja.

Kljub velikim tehnološkim dosežkom radarjev glede na magnetron iz druge svetovne vojne, ki je danes končal v gospodinjski mikrovalovni pečici, sodobni letalski pulzno-Dopplerjev radar z MTI (angleško: Moving-Target Indicator) ne zazna ciljev, ki se premikajo tangencialno $\vec{v} \perp \vec{r}$ glede na radar. Pulzno-Dopplerjev radar ne zazna počasnih ciljev, kot so baloni ali jadralna letala. Pri majhnih in počasnih zrakoplovih pulzno-Dopplerjev radar zazna le vrteče dele, kot sta propeler športnega letala ali rotor helikopterja.

Radar, ki zazna odboj valovanja od pasivnega cilja, imenuje civilna kontrola letenja tudi primarni radar. Primarni radar je pogosto neugoden za uporabo, ker ne zazna tangencialnih ciljev. Vremenski pojavi, veter in dež povečujejo motnje mirujočega ozadja (angleško: clutter). Primarni radar niti ne more določiti, za katero letalo sploh gre. Omejena smernost radarske antene niti ne more določiti višine letala z zahtevano natančnostjo.

Civilna kontrola letenja večinoma uporablja sekundarni radar. Sekundarni radar pošilja vprašanja na frekvenci $f = 1030\text{MHz}$. Aktivni odzivnik na krovu letala odgovarja na frekvenci $f = 1090\text{MHz}$ s predpisano zakasnitvijo $\Delta t = 3\mu\text{s}$ v načinih "A" ali "C" oziroma $\Delta t = 128\mu\text{s}$ v načinu "S".

Sekundarni radar se je razvil iz odzivnika lasten-tuj (angleško: IFF ali Identification Friend or Foe). Glavni namen IFF je preprečiti, da protiletalska obramba sestrelj lastna letala. Zavezniški IFF mode "3", ki ga sile osi med drugo svetovno vojno niso znale razvozlati, natančno odgovarja načinu delovanja "A" sodobnega sekundarnega radarja.

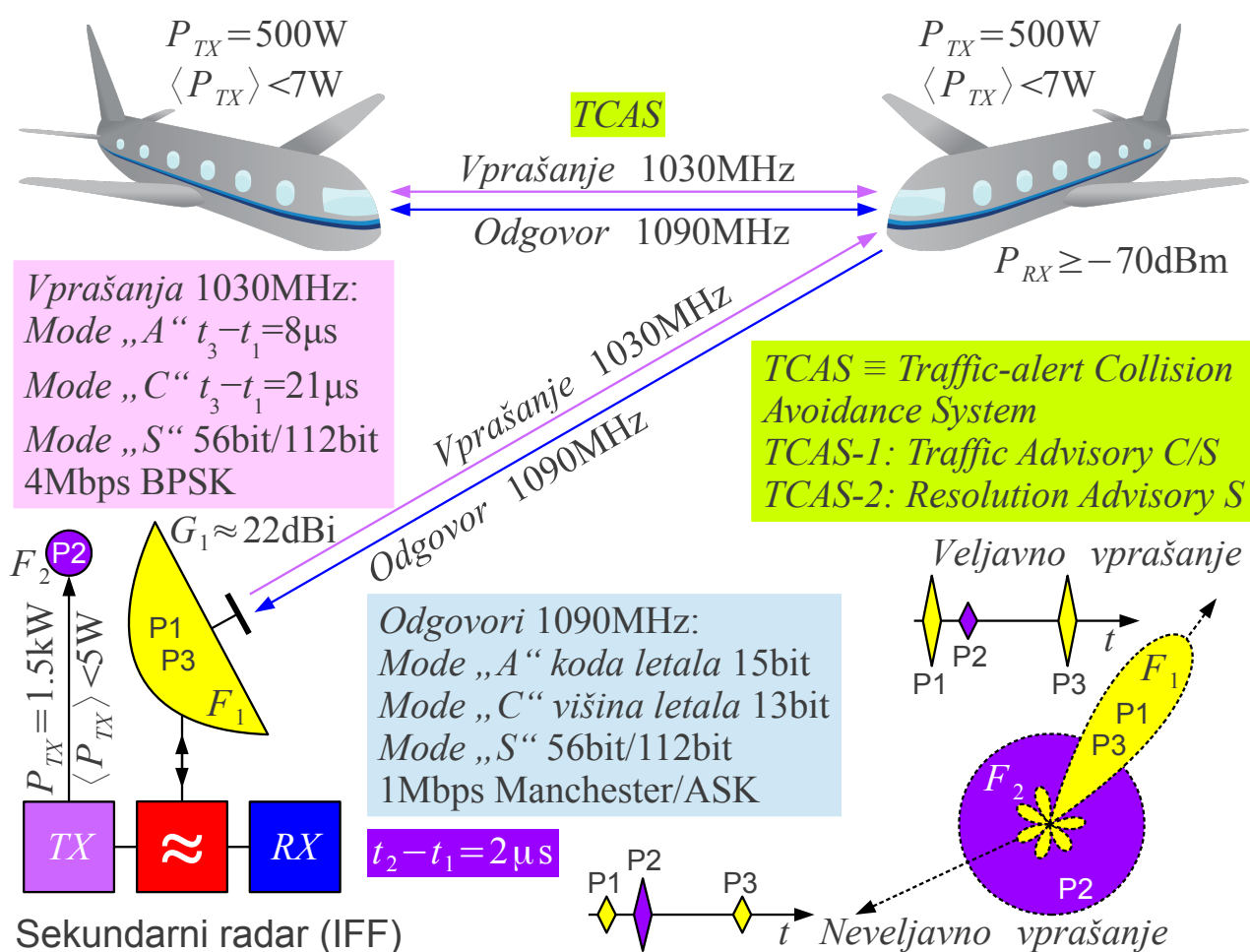
Sekundarni radar uporablja dve preprosti radijski zvezi v praznem prostoru. Radarska antena na tleh ima dobitok $G \approx 22\text{dBi}$ ali manj. Odzivnik na krovu letala je opremljen z neusmerjeno anteno, monopolom nad kovinsko površino letala. Kljub majhnim močem oddajnikov radarja in odzivnika deluje sekundarni radar z veliko rezervo $P_{RX} \geq -70\text{dBm}$ do vseh letal nad obzorjem.

Sekundarni radar lahko pošilja različna vprašanja in dobi nazaj različne

odgovore. Vprašanje mode "A" sestavljata dva impulza P1 in P3 dolžine $t_{pulza} = 0.8 \mu s$ z medsebojno zakasnitvijo $t_3 - t_1 = 8 \mu s$. Odgovor "A" vsebuje dva impulza za sinhronizacijo, do 12 impulzov za oznako letala (angleško: squawk code) in še en impulz za dodatno identifikacijo letala. Vsi impulzi odgovora so dolžine $t_{pulza} = 0.45 \mu s$ na medsebojnih razdaljah, ki so celoštevilski mnogokratnik $\Delta t = N \cdot 1.45 \mu s$.

Vprašanje "C" vsebuje dva impulza P1 in P3 z medsebojno zakasnitvijo $t_3 - t_1 = 21 \mu s$. Odgovor "C" vsebuje dva impulza za sinhronizacijo in do 11 impulzov za tlačno višino letala z ločljivostjo $\Delta h = 100 \text{ čevljev} \approx 30.48 \text{ m}$. Sekundarni radar torej sam po sebi s svojo majhno anteno ne zna izmeriti višine letala, pač pa se zanaša na podatek tlačnega višinomerja na krovu letala.

Novejši mode "S" (MIT Lincoln Labs 1975) omogoča dvosmerni podatkovni promet med radarjem in letalom. Podatkovni okvirji mode "S" vsebine 56 ali 112 bitov lahko naslavlja določeno letalo, kar naj bi povečalo zmogljivost enega radarja na 900 letal v primerjavi z nadzorom 400 letal mode "A" ali "C":



Sekundarni radar je dovolj majhen, da ne predstavlja večjega bremena na krovu potniškega letala. Sekundarni radar TCAS (angleško: Traffic-alert Collision Avoidance System) ima zelo majhno anteno, električno nastavljivo skupino štirih monopolov, ki je z upoštevanjem neželenih odbojev od strukture letala sposobna ugotoviti azimut cilja s točnostjo $|\Delta\alpha| \leq 30^\circ$. Manjšo anteno na krovu letala upravičuje smiselni domet TCAS, ki je za en velikostni razred manjši od dometa sekundarnega radarja na tleh.

TCAS-1 pošilja vprašanja mode "C" in se zanaša na tlačno višino, s katero mu odgovarja odzivnik cilja. TCAS-1 opozori pilota z govornim sporočilom "Traffic Advisory", ki vsebuje izmerjeno oddaljenost cilja iz zakasnitve odgovora, približen azimut cilja in posredovano tlačno višino. Glede na nenatančnost določanja azimuta smeri se letala vedno izogibajo med sabo po tlačni višini.

TCAS-2 dodatno uporabi podatkovni protokol mode "S", da se z drugim letalom samodejno dogovori, kaj storiti v primeru nevarnosti trčenja. TCAS-2 s svojo odločitvijo opozori pilota obeh letal z govornim sporočilom "Resolution Advisory" kako ravnati, da se izogneta trčenju. Sporočilo "Resolution Advisory" ima po veljavnih letalskih predpisih višjo prioriteto od ukaza kontrole letenja.

Ne glede na način delovanja sekundarnega radarja "A", "C" ali "S" odzivnik na krovu letala ne more ločiti med vprašanjem glavnega snopa antene F_1 oddaljenega radarja in vprašanjem stranskega snopa F_1 bližnjega radarja. Odgovor letala na neveljavno vprašanje pomeni zelo velike motnje v sistemu. Kot protiukrep radar na tleh oziroma TCAS na krovu letala oddaja dodatni impulz P2 oziroma SLS (angleško: Side-Lobe Suppression) na neusmerjeno anteno F_2 na isti frekvenci $f = 1030\text{MHz}$ z zakasnitvijo $t_2 - t_1 = 2\mu\text{s}$ glede na impulz P1.

Odzivnik odgovarja samo na vprašanja, kjer je sprejeti impulz P1 močnejši od sprejetega impulza P2. Vprašanja, kjer jakost sprejema impulza P2 presega jakost sprejema impulza P1, so neveljavna. V načinu "S" se impulz SLS oddaja na neusmerjeno anteno F_2 hkrati s sinhronizacijskim vzorcem podatkovnega okvirja na usmerjeni anteni F_1 . Sinhronizacija okvirja mode "S" je uspešna samo v primeru, ko je namerna motnja z neusmerjene antene F_2 dovolj oslabljen, torej samo v glavnem snopu usmerjene antene F_1 .