

**Univerza v Ljubljani
Fakulteta za elektrotehniko
Laboratorij za sevanje in optiko**

Radijske komunikacije

Laboratorijske vaje

**Tomaž Korošec
Leon Pavlovič
Matjaž Vidmar**

Ljubljana, 2014

Kazalo vsebine:

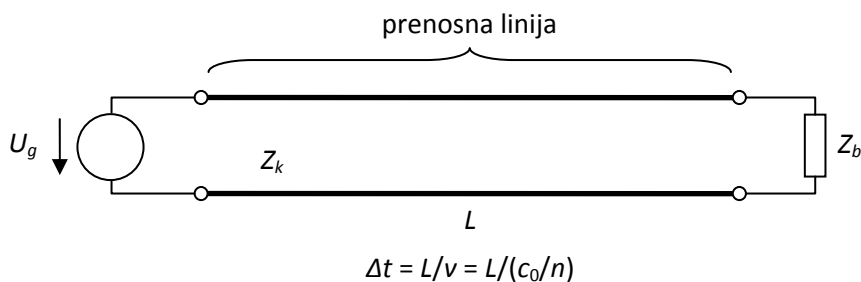
Vaja 1.	Zvonjenje kabla	5
Vaja 2.	Stojni val	9
Vaja 3.	Frekvenčna odvisnost slabljenja in faznega zasuka kabla	11
Vaja 4.	Sevanje izotropnega vira	14
Vaja 5.	Bližnje in daljnje polje tokovne zankice	16
Vaja 6.	Meritve visokofrekvenčnih signalov s spektralnim analizatorjem	20
Vaja 7.	Merjenje smernega diagrama in računanje smernosti	25
Vaja 8.	Neposredno merjenje dobitka antene	28
Vaja 9.	Merjenje odbojnosti antene z mostičnim reflektometrom	31
Vaja 10.	Določanje faznega središča antene	35
Vaja 11.	Porazdelitev električnega toka na monopolu	38
Vaja 12.	Porazdelitev polja na odprtini piramidnega lijaka	43
Vaja 13.	Določanje gorišča zrcala iz kvadratne napake faze	47
Vaja 14.	Merjenje smernega diagrama skupine dveh enakih anten	51
Vaja 15.	Povprečni pretoki moči v reverberančni komori	55
Vaja 16.	Fazni potek vzbujanja elementov Yagi antene	58
Vaja 17.	Medsebojna impedanca dveh polvalovnih dipolov	62
Vaja 18.	Interferenca valov nad ravno površino	66
Vaja 19.	Ugotavljanje polarizacije antene in osnega razmerja	70
Vaja 20.	Fresnelove cone in difraktorji	74
Vaja 21.	Merjenje uklonskega slabljenja klinaste ovire	77
Vaja 22.	Opazovanje mejne frekvence ionosfere	81
Vaja 23.	Merjenje šumne temperature antene	86
Vaja 24.	Meritev šumnega števila ojačevalnika	90
Vaja 25.	Umerjanje toplotnega izvora šuma	95
Vaja 26.	Meritev razmerja signal/šum pri AM in FM	99
Vaja 27.	Popačenje analognih signalov pri številskem prenosu	104
Vaja 28.	Meritev presečne točke IMD tretjega reda	108
Vaja 29.	Merjenje pogostosti napak v radijski zvezi	113
Vaja 30.	Popačenje prenosne funkcije radijskega kanala	119

VAJA 1. Zvonjenje kabla

1.1. Odboji in zvonjenje prenosne linije

Pri velikih dolžinah vodnikov, ko električno vezje ni zanemarljivo majhno, pojavi v vezju niso trenutni, ampak potrebujejo določen čas. Najenostavnejši primer je generator napetosti povezan s poljubnim bremenom preko prenosne linije določene neznanemarljive dolžine (Slika 1.1). V tem primeru generator ne ve, kaj je na koncu prenosne linije (kakšno breme) in koliko je linija dolga, dokler signal ne prepotuje do konca linije in nazaj (čas $2\Delta t$).

V času $t < 2\Delta t$ generator kot svoje breme čuti le linijo oz. njeno karakteristično impedanco Z_k . Šele po preteku časa $2\Delta t$ generator na svojem izhodu čuti impedanco dejanskega bremena Z_b .



Slika 1.1: Primer dolge prenosne linije

Če je impedanca bremena enaka karakteristični impedanci linije Z_k , se ves signal porabi na bremenu, nič signala se ne vrne nazaj do generatorja in slednji ne bo nikoli izvedel, kaj in na kakšni razdalji je dejansko priklopljeno – generator ne bo ločil med bremenom z impedanco Z_k na razdalji 5m ali med neskončno dolgo nezaključeno linijo.

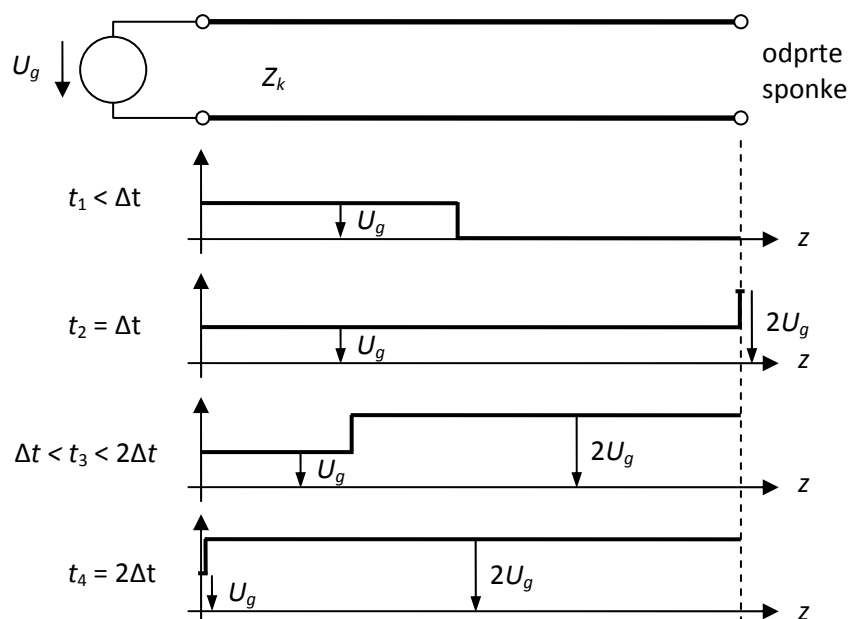
Če impedanca bremena ni enaka karakteristični impedanci linije Z_k , se del signala od bremena odbije nazaj na linijo in potuje v nasprotni smeri, od bremena proti generatorju. Odbojnost bremena z impedanco $Z = Z_b$ zaključenega na linijo s karakteristično impedanco Z_k je enaka

$$\Gamma = \frac{Z - Z_k}{Z + Z_k}. \quad (1.1)$$

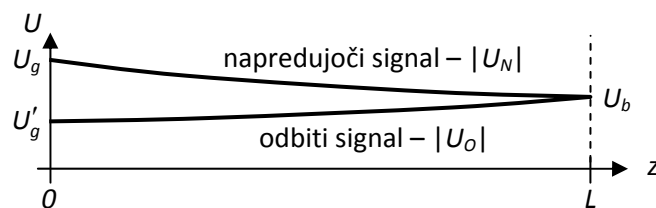
Absolutna vrednost odbojnosti pasivnega bremena je vedno manjša ali enaka 1 ($|\Gamma| \leq 1$), saj se moč na bremenu kvečjemu porabi. Odbojnost je neke vrste merilo za upornost, s tem, da gre za bistveno širši pojem. Odbojnost lahko namreč definiramo ne le pri električnem vezju, temveč tudi pri kateremkoli drugem fizikalnem pojavu, kot so elektromagnetno valovanje v praznem prostoru (vključno s svetlobnim valovanjem), zvočno valovanje idr.

Podobne razmere kot na bremenu veljajo tudi na strani generatorja, ko povratni signal doseže generator. Če impedanca generatorja ni enaka karakteristični impedanci linije, se povratni signal zopet odbije na impedanci generatorja. Odbojnost lahko zopet izračunamo po enačbi (1.1), pri čemer je $Z = Z_g$. Signal lahko tako potuje od enega konca linije do drugega in se pri tem večkrat odbije od obeh koncev. To se odraža v nihanju napetosti signala na obeh koncih linije, čemur pravimo zvonjenje.

Primer poteka napetosti signala na prenosni liniji zaradi odbojev ob različnih časovnih trenutkih prikazuje Slika 1.2. Slika prikazuje razmere ob idealnih pogojih, ko prenosna linija nima izgub. Pri praktičnih prenosnih vodih imamo opravka tudi z izgubami (npr. izgube v bakru pri koaksialnem kablu), zaradi katerih napetost ob prehodu od enega konca linije do drugega nekoliko upade. Vpliv izgub in njihovo relacijo prikazuje Slika 1.3.



Slika 1.2: Potek napetosti signala vzdolž prenosne linije v različnih zaporednih trenutkih pri kratkem stiku na strani generatorja in odprtih sponkah na strani bremena



$$a[\text{dB}] = 10 \log \frac{P_b}{P_g} = 10 \log \frac{U_b^2}{U_g^2} = 10 \log \frac{|U_N(L)|^2}{|U_N(0)|^2}$$

Slika 1.3: Vpliv izgub pri potovanju signala vzdolž prenosne linije

1.2. Seznam potrebnih pripomočkov

Za izvedbo vaje potrebujemo:

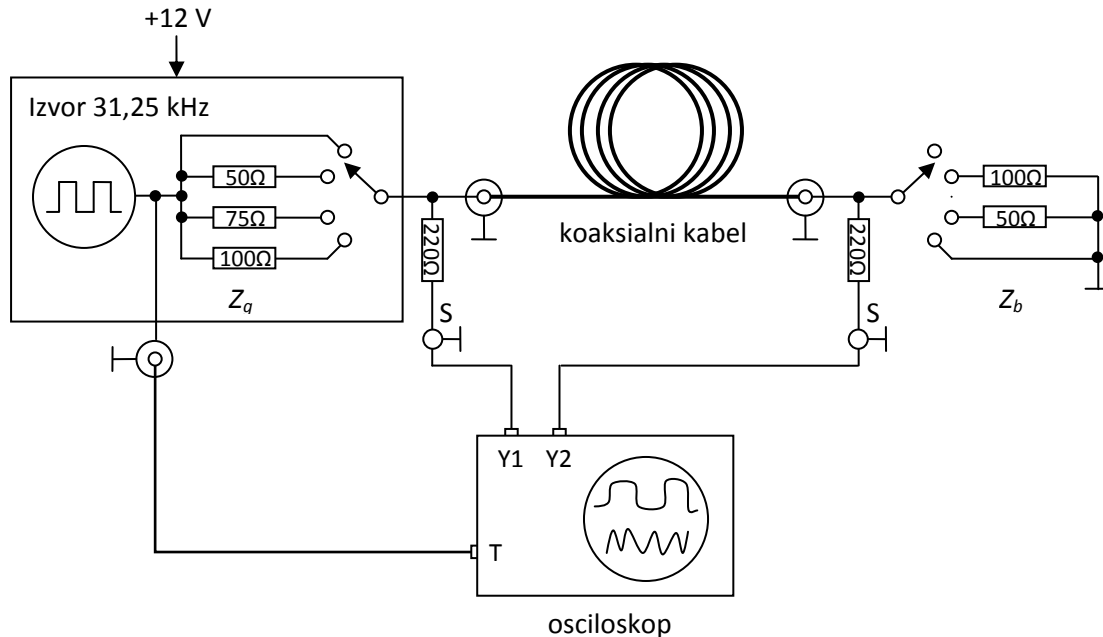
- Izvor pravokotnega signala s frekvenco okrog 30 kHz in nizko izhodno upornostjo ter dodatnimi preklopnimi upori.
- Napajalnik za izvor pravokotnega signala.
- Koaksialni kabel neznane dolžine nekaj deset metrov.
- Zaključno breme s preklopnimi upori različnih upornosti.
- Osciloskop.
- Priključne kable za vse povezave.

Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov je prikazana na Sliki 1.4.

1.3. Obrazložitev in opis poteka vaje

Za opazovanje pojava zvonjenja kabla moramo uporabiti kabel zadostne dolžine, da ja čas prehoda od enega konca do drugega zlahka merljiv z dostopnimi instrumenti in so učinki zvonjenja dobro vidni. Pri vaji uporabimo koaksialni kabel dolžine nekaj deset metrov. Pojav

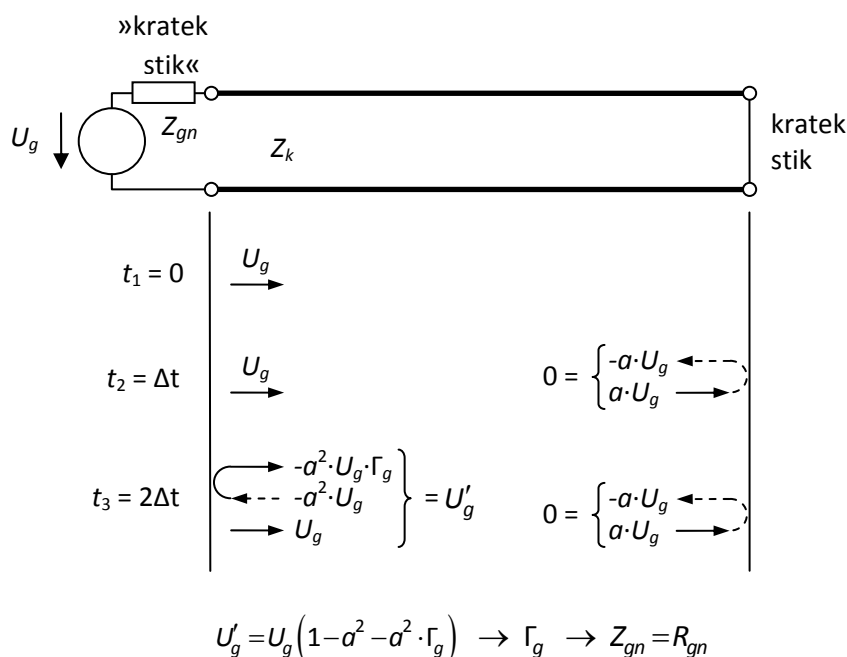
najlažje opazujemo na zaporedju impulzov zadostnega trajanja, da pojav zvonjenja v času enega impulza že izzveni. Pri izbrani dolžini kabla je smiselna frekvenca ponavljanja impulzov okrog 30 kHz. Kot izvor impulzov uporabimo generator s frekvenco 31,25 kHz in nizko izhodno impedanco, ki približno ustreza kratkemu stiku generatorja. Zaporedno z generatorjem lahko vključimo različne upore z upornostjo oz. impedanco $Z = Z_g$, ki dajejo v kombinaciji s kablom karakteristične impedance $Z_k = 50 \Omega$ različne odbojnosti generatorja po enačbi (1.1). Na izhod generatorja je priključen koaksialni kabel, na koncu zaključen z različnimi bremenski upori, med katerimi preklapljamemo z ustreznim stikalom.



Slika 1.4: Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov

Del signala na vhodu in izhodu kabla vodimo na osciloskop preko visoko-ohmskih sond, ki neznatno vplivajo na delovanje zveze, vplivajo pa lahko na samo prikazano sliko na zaslonu osciloskopa. Tudi na povezovalnih kablích sond osciloskopa namreč prav tako prihaja do odbojev signala, kar se na končni sliki na zaslonu osciloskopa opazi kot kratko zvonjenje ob prehodnih pojavih impulzov (na začetku in koncu impulzov). Z namenom zadužitve zvonjenja sond so le-te priključene na opazovane točke zveze preko zaporednih 220-ohmskih uporov, kot je prikazano na Sliki 1.4. Pri izvedbi vaje si oglejemo vpliv zvonjenja sond, tako da te priklopimo neposredno na opazovane točke zveze, za končno meritev pa sonde povežemo preko zaporednih uporov.

Z vklapljanjem različnih upornosti na strani generatorja in bremena vzpostavimo različne razmere odbojnosti na posameznih koncih zveze in s tem različni rezultat zvonjenja kabla. Iz časovnih potekov lahko razberemo različne značilne podatke naše zveze. Iz zakasnitev odbojev lahko razberemo točno dolžino uporabljenega koaksialnega kabla. Iz upada napetostnega nivoja iz vhoda na izhod kabla pri 50-ohmskem bremenu lahko ugotovimo izgube kabla α . Iz spreminjanja nivojev napetosti na strani generatorja pri kratko sklenjenem izhodu iz generatorja in neustrežno zaključenem koncu kabla pa lahko ugotovimo notranjo upornost generatorja Z_{gn} , ki ni idealnih 0Ω . Pri tem moramo upoštevati tudi izračunane izgube kabla α . V pomoč pri izračunu odbojnosti Γ_g in z njo povezane notranje upornosti generatorja Z_{gn} je prikaz na Sliki 1.5.



Slika 1.5: Prikaz napredujočih in odbitih napetostnih signalov ob različnih časovnih trenutkih na strani generatorja in bremena pri kratkem stiku na strani generatorja in bremena

1.4. Prikaz značilnih rezultatov

Kot značilne rezultate vaje si na zaslonu osciloskopa ogledamo časovne poteke signala na začetku in koncu koaksialnega kabla pri različnih kombinacijah zaporedne upornosti generatorja (kratek stik – K.S., 50 Ω , 75 Ω , 100 Ω) in upornosti bremena (kratek stik – K.S., 50 Ω , 100 Ω , odprte sponke – O.S.). Nekaj tipičnih prikazov na osciloskopu tudi prerišemo ter pomerimo značilne nivoje napetosti v različnih časovnih trenutkih na enem, drugem ali obeh signalih. Odčitamo tudi zakasnitev kabla.

Iz odčitanih vrednosti izračunamo točno dolžino uporabljenega koaksialnega kabla, izgube kabla ter notranjo upornost generatorja.

Za vse uporabljene upornosti generatorja in bremena tudi izračunamo pripadajoče vrednosti odbojnosti.

1.5. Vprašanja in naloge vaje

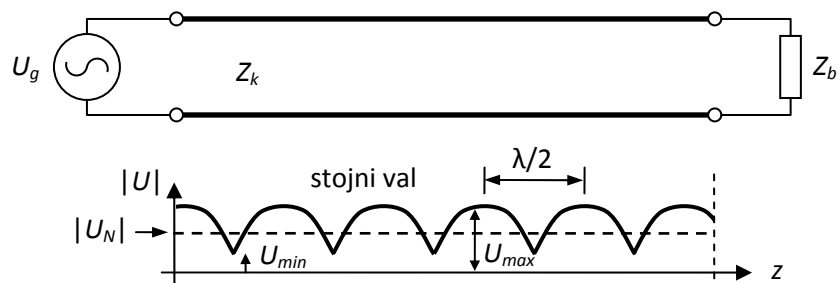
1. Za vse uporabljene upornosti generatorja in bremena izračunaj pripadajoče vrednosti odbojnosti.
2. Oglej si časovni potek napetosti na generatorju in bremenu pri različnih vrednostih impedance generatorja (Z_g) in bremena (Z_b). Skiciraj nekaj tipičnih slik iz zaslona osciloskopa in odčitaj pripadajoče značilne nivoje napetosti.
3. Izračunaj točno dolžino uporabljenega kabla iz zakasnitev odbojev.
4. Izračunaj izgube kabla iz padca nivoja napetosti od generatorja do bremena.
5. Izračunaj odbojnost in notranjo impedanco generatorja pri ničelnem uporu (kratek stik) na izhodu generatorja.

VAJA 2. Stojni val

2.1. Stojni val na prenosni liniji

Tako kot pri enosmernih signalih pridejo tudi pri izmeničnih signalih na dolgih prenosnih linijah do izraza odboji od koncev linije, zaradi česar je potrebna drugačna obravnava problemov kot v primeru kratkih prenosnih linij. Pri izmeničnih signalih pride vpliv odbojev do izraza predvsem pri dolžinah linij, ki so mnogo večje od valovne dolžine prenašanega signala ($L \gg \lambda$). Tedaj imamo zaradi odbojev na liniji prisotna dva signala enake frekvence, ki se širita v nasprotnih smereh – napredujoči in odbiti signal. Signala se, odvisno od njune amplitude in faze, na določenih mestih linije seštejeta, na drugih pa odštejeta.

Ovojnica tako seštetega signala tvori t.i. stojni val (*angl. standing wave*), ki ima vzdolž linije fiksno razporejene minimume (ničle stojnega vala) in maksimume amplitude (hrbte stojnega vala). Tako kot izvorni signal je tudi stojni val periodične oblike, pri čemer je razdalja med sosednjimi minimumi oz. maksimumi pol valovne dolžine izvirnega signala. Razmere prikazuje Slika 2.1.



Slika 2.1: Primer stojnega vala na prenosnem vodju

Nivo maksimumov in minimumov stojnega vala je odvisen od amplitud napredujočega in odbitega vala oz. posledično od odbojnosti bremena. Razmerje med maksimumi in minimumi stojnega vala imenujemo razmerje stojnega vala (*angl. standing wave ratio – SWR*) ali tudi valovitost ρ :

$$SWR = \rho = \frac{|U_{\max}|}{|U_{\min}|}. \quad (2.1)$$

Valovitost je neločljivo povezana z odbojnostjo Γ preko enačbe:

$$\rho = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}. \quad (2.2)$$

Pri vaji bomo opazovali obliko stojnega vala na liniji pri različnih priključenih bremenih.

2.2. Seznam potrebnih pripomočkov

Za izvedbo vaje potrebujemo:

- Izvor izmeničnega signala s frekvenco okrog 3 GHz z možnostjo amplitudne modulacije 1 kHz.
- Koaksialni merilni vod.
- Operacijski ojačevalnik z ojačenje $G = 10$ s pripadajočim napajalnikom.
- Izmenični voltmeter za efektivno vrednost.
- Različna zaključitvena bremena.

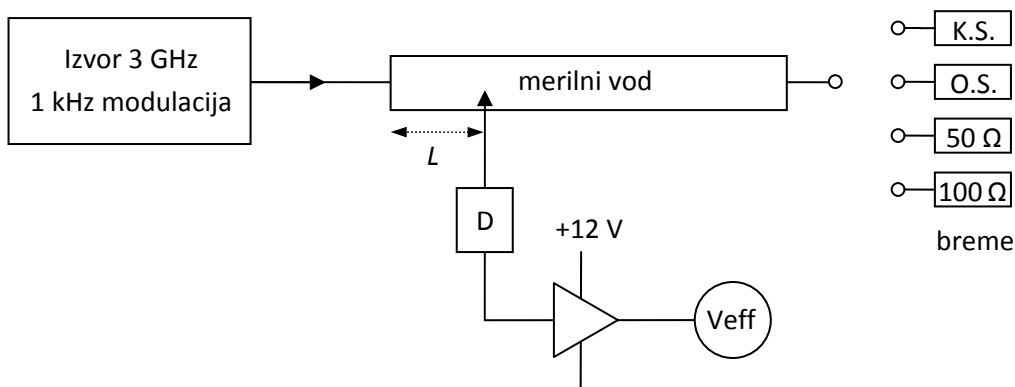
- Priključne kable za vse povezave.

Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov je prikazana na Sliki 2.2.

2.3. Obrazložitev in opis poteka vaje

Za opazovanje pojava stojnega vala na liniji mora biti linija dovolj dolga v primerjavi z valovno dolžino signala, da maksimumi in minimumi pridejo do izraza. Pri vaji kot prenosno linijo uporabimo zračni koaksialni vod dolžine 45 cm, vanj pa iz visokofrekvenčnega (VF) generatorja pošljemo signal frekvenca 3 GHz (valovna dolžina 10 cm). Frekvenca signala je dovolj velika, da se na uporabljeni liniji vzpostavi kar nekaj minimumov in maksimumov stojnega vala. Za opazovanje pojava tako zadostuje meritev jakosti signala že na krajšem delu celotne linije.

VF izvor amplitudno moduliramo s pravokotnim signalom frekvenca 1 kHz, da lahko signal detektiramo z usmerniško diodo ter izmerimo z voltmetrom, ki zna meriti efektivno vrednost izmenične napetosti modulatorskega signala. Šibki signal 1 kHz iz sonde na merilnem vodu lahko pred detekcijo še dodatno ojačamo z operacijskim ojačevalnikom z ojačanjem $G = 10$. Ker ima sprejemna dioda kvadratični odziv, dejansko izmerimo kvadrat amplitude stojnega vala v merjeni točki na vodu. Da dobimo dejansko amplitudo, moramo izmerjeno efektivno napetost še koreniti.



Slika 2.2: Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov

2.4. Prikaz značilnih rezultatov

Pri vaji izmerimo vzorce stojnega vala za različna bremena na koncu merilne linije – odprte sponke (O.S.), kratek stik (K.S.), 50-ohmsko breme ter 100-ohmsko breme.

Za vsak primer pomerimo jakost signala v nekaj zaporednih točkah vzdolž merilne linije, tako da zajamemo vsaj dva maksimuma in minimuma stojnega vala. Vse izmerjene vzorce stojnega vala vrišemo v graf.

Za vsa uporabljena zaključitvena bremena izračunamo teoretično pričakovano valovitost oz. razmerje stojnega vala ρ ter dejansko valovitost dobljeno na osnovi izmerjenih rezultatov, ob upoštevanju, da je karakteristična impedanca merilnega voda $Z_k = 50 \Omega$.

2.5. Vprašanja in naloge vaje

1. Izmeri poteke stojnega vala na merilnem vodu pri različnih impedancah zaključitvenega bremena - kratek stik, odprte sponke, 50 Ω , 100 Ω .

VAJA 3. Frekvenčna odvisnost slabljenja in faznega zasuka kabla

3.1. Slabljenje in fazni zasuk kabla

V koaksialnem kablu se srečujemo z dvema vrstama izgub. To so izgube v dielektriku (zaradi nečistoč v dielektričnem materialu) in izgube v vodniku (zaradi končne prevodnosti kovine, npr. bakra). Izgube v dielektriku lahko z ustreznim tehnološkim postopkom izdelave dielektrika znatno zmanjšamo, na izgube v vodniku pa lahko nekoliko vplivamo le z izbiro materialov z višjo prevodnostjo, pri čemer pa smo omejeni s samimi naravnimi lastnostmi. Zato izgube v vodniku predstavljajo glavni omejevalni faktor pri prenosu signala prek kabla.

Izgubna upornost kovine je podana kot

$$R = \frac{\rho L}{A}, \quad (3.1)$$

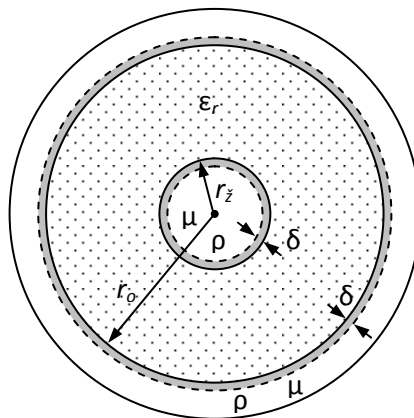
pri čemer je ρ specifična upornost kovine, L dolžina vodnika in A presek vodnika, po katerem teče tok. Iz izgubne upornosti izhaja relacija za vrednost izgub, ki so običajno podane v logaritemskih enotah (decibeli – dB). Splošna enačba za izgube v vodniku (v decibelih) je podana kot

$$\alpha[\text{dB}] = \frac{10}{\ln 10} \frac{\rho L}{Z_k A}. \quad (3.2)$$

Pri enosmernih signalih je presek A enak kar fizičnemu preseku celotnega vodnika, npr. žile ali oklopa koaksialnega kabla.

Pri višjih frekvencah izgube v vodniku naraščajo kot posledica kožnega pojava (*angl. skin effect*) v kovini, zaradi katerega večina toka teče le po tanki plasti na površini kovine, kot prikazuje Slika 3.1. Na ta način se namreč upornost kovine poveča. Debeleni plasti pri kožnem pojavu pravimo vdorna globina δ in je podana kot

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu}}; \quad \omega = 2\pi f. \quad (3.3)$$



Slika 3.1: Ponazoritev kožnega pojava v koaksialnem kablu (tok teče le plasti debeline δ)

Izgubna upornost kovine je tedaj podana kot

$$R = \frac{\rho L}{A} = \frac{\rho L}{o \cdot \delta} = \frac{L}{o} \sqrt{\frac{\omega\mu\rho}{2}} = \alpha\sqrt{f}. \quad (3.4)$$

Pri tem je o obseg vodnika (žile oz. oklopa), μ permeabilnost kovine, f frekvenca signala, ω krožna frekvenca, α pa sorazmernostna konstanta.

Pri visokih frekvencah ($f \neq 0$) tako za vrednost izgub (ob dodatnem upoštevanju relacije za karakteristično impedanco koaksialnega kabla Z_k) dobimo naslednjo relacijo:

$$\alpha[\text{dB}] = \frac{10}{\ln 10} \frac{\sqrt{\epsilon_r} L}{Z_0} \sqrt{\frac{\omega \rho \mu}{2}} \frac{1}{\ln \frac{r_o}{r_z}} + \frac{1}{r_o} \quad (3.5)$$

Izgube v kovini torej naraščajo s korenem frekvence, medtem ko izgube v dielektriku naraščajo linearno s frekvenco. Izgube vodnika se še dodatno povečajo, če je ta iz feromagnetnega materiala ($\mu > \mu_0$). Iz zadnje enačbe (3.5) je razvidno, da lahko na slabljenje kabla vplivamo z izbiro ustreznih dimenzij žile (r_z) in oklopa (r_o).

Koaksialni kabel s svojo dolžino povzroči tudi določen fazni zasuk signala φ . Ta je odvisen od frekvence signala f , dolžine kabla L in hitrosti potovanja signala po kablu c po enačbi

$$\varphi = -kL = -(\omega / c)L; \quad \omega = 2\pi f. \quad (3.6)$$

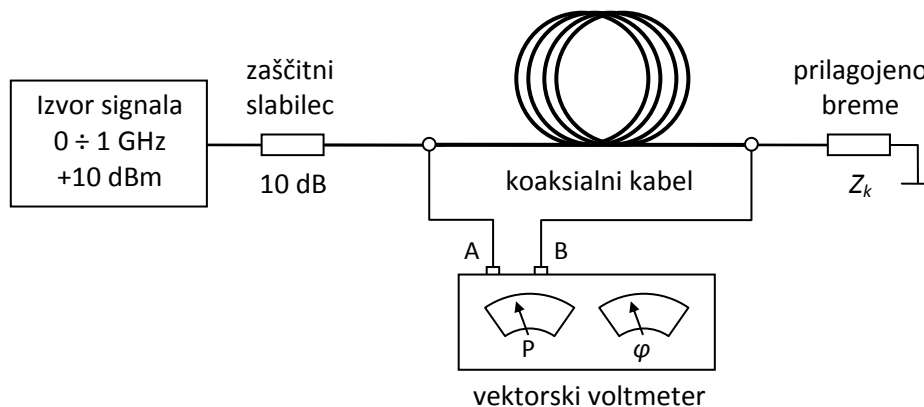
Tako dobljen fazni zasuk je podan v radianih (rad).

3.2. Seznam potrebnih pripomočkov

Za izvedbo vaje potrebujemo:

- Izvor izmeničnega signala v frekvenčnem področju 0 do 1 GHz z izhodno močjo do 0 dBm (1 mW) na 50-ohmskem bremenu.
- Vektorski voltmeter za dano frekvenčno področje.
- Koaksialni kabel neznane dolžine nekaj deset metrov.
- Ustrezen slabilec signala.
- Zaključno prilagojeno breme.

Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov je prikazana na Sliki 3.2.



Slika 3.2: Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov

3.3. Obrazložitev in opis poteka vaje

Meritve izvedemo v frekvenčnem pasu od 0 do 1 GHz, za kar potrebujemo ustrezen generator izmeničnega signala z nastavljivo frekvenco. Vhodna moč v kabel naj bo 0 dBm. Pri tem med generator in kabel vstavimo še ustrezen zaščitni slabilec signala, da ob morebitni maksimalni izhodni moči generatorja ne moremo prekrmiti vektorskega voltmetra. Nastavljena izhodna moč generatorja naj bo tako za uporabljen slabilec večja od 0 dBm. Signal vodimo na koaksialni kabel, ki naj bo na drugem koncu zaključen s prilagojenim bremenom, da na kablu nimamo odbojev.

Za meritve slabljenja kabla in faze zakasnitve bomo uporabili vektorski voltmeter. S slednjim izmerimo moč signala na vhodu in na izhodu iz kabla, razmerje obeh vrednosti pa

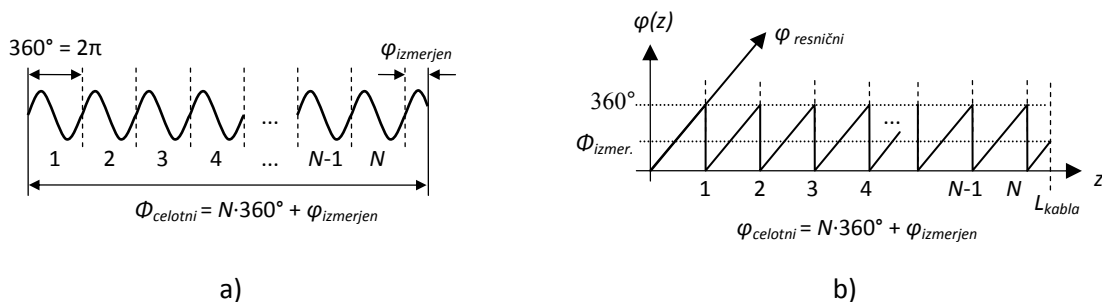
predstavlja slabljenje kabla. Pri tem se moč običajno podaja in meri v logaritemskih enotah (dBm), slabljenje pa posledično podajamo v decibelih in je kar razlika moči v dBm. Relacije so sledeče:

$$\text{Moč:} \quad P[\text{dBm}] = 10 \log \frac{P[\text{W}]}{1\text{mW}}, \quad (3.7)$$

$$\text{Slabljenje:} \quad a = \frac{P_{izh}}{P_{vh}} \rightarrow a[\text{dB}] = 10 \log(a) = 10 \log \left(\frac{P_{izh}}{P_{vh}} \right) = P_{izh}[\text{dBm}] - P_{vh}[\text{dBm}]. \quad (3.8)$$

Vektorski voltmeter poleg moči signalov meri tudi fazno razliko med obema signaloma, torej fazni zasuk kabla, pri čemer prikaže fazo le od 0° do 360° (oziroma od -180° do 180°). Pri tem predstavlja izmerjena faza na instrumentu le fazni preostanek, ki pri dani frekvenci prekorači celo število period signala. Dejanski fazni zasuk dobimo tako, da frekvenco signala postopoma povečujemo od najnižje navzgor ter pri tem štejemo celo število period, za katere se faza spremeni. Pri meritvi lahko celo število period preštejemo le za določeno frekvenčno razliko oz. korak Δf , od tu naprej pa nadaljujemo z višanjem frekvence z enakim korakom, pri čemer se število celih period linearno prišteva in lahko merimo le še preostanek faze. Tako znaša celotni fazni zasuk kabla $\varphi_{celotni} = N \cdot 360^\circ + \varphi_{izmerjen}$.

Zgled preskokov faze na vektorskem voltmetru prikazuje Slika 3.3.



Slika 3.3: Prikaz razlike med izmerjenim faznim zasukom z vektorskim voltmetrom in dejanskim (celotnim) faznim zasukom: a) ponazoritev na signalu, b) ponazoritev na faznem diagramu

Iz znane dejanske fazne razlike med dvema signaloma različnih frekvenc ter znane hitrosti potovanja signala po kablu lahko s pomočjo enačbe (3.5) izračunamo dolžino kabla. Pri tem moramo izmerjeno fazo v stopinjah najprej pretvoriti v radiane.

3.4. Prikaz značilnih rezultatov

Kot značilna rezultata vaje izmerimo slabljenje in celotni fazni zasuk kabla pri različnih frekvencah v frekvenčnem pasu od 0 do 1 GHz ter izmerjene rezultate prikažemo na grafu. Pri meritvah faze moramo biti previdni na preskoke merilnika faze, saj je območje omejeno na 360° . Zato začnemo meriti fazo pri najnižji frekvenci in opazujemo spremembe faze z majhnimi spremembami frekvence vira. Ko ugotovimo spremembe faze na določen frekvenčni korak, lahko začnemo meriti fazo z večjim frekvenčnim korakom in upoštevamo preskoke faze na merilniku. Iz fazne razlike med dvema znanima frekvencama signalov in hitrosti potovanja signala po kablu izračunamo dolžino uporabljenega kabla.

3.5. Vprašanja in naloge vaje

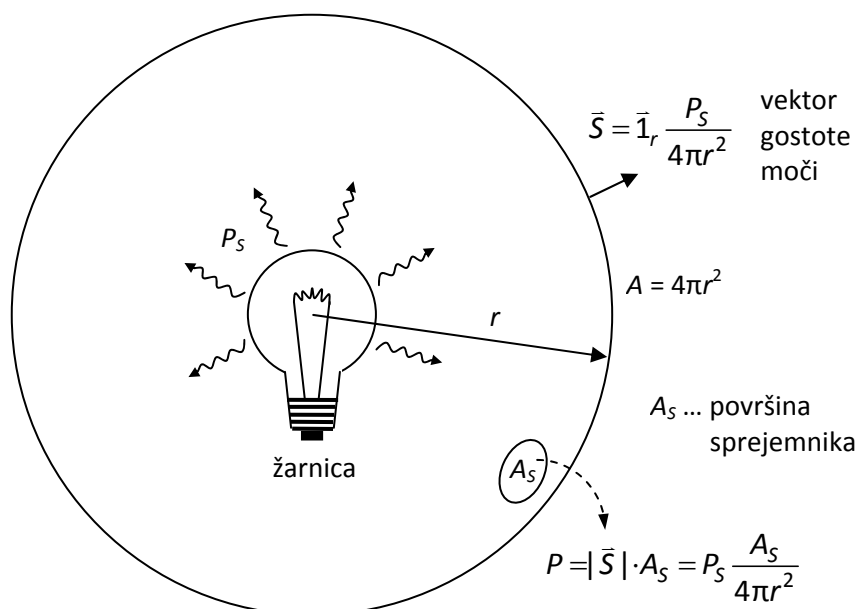
1. Izmeri odvisnost slabljenja in faznega zasuka koaksialnega kabla od frekvence signala.
2. Iz znanih frekvenc in faznih zasukov izračunaj dolžino uporabljenega kabla.

VAJA 4. Sevanje izotropnega vira

4.1. Nastanek elektromagnetnega sevanja in izotropni vir

Do pojava elektromagnetnega sevanja pride pri pospešenem gibanju naelektrenih delcev v prostoru. Pospešeno gibanje elektronov nastopa pri izmeničnih električnih signalih. Sevanje pa je tembolj izrazito, čim višje so frekvence izmeničnega vira, ki pospešuje naelektrene delce. Pri sevanju v praznem prostoru se sevana moč enakomerno razširja v vse strani tridimenzionalnega prostora, zaradi česar gostota izsevane moči upada s kvadratom razdalje ($1/r^2$).

Izotropni vir seva enakomerno v vse smeri prostora, zaradi česar je gostota moči na določeni razdalji v vseh smereh enaka. Primer izotropnega vira je tudi žarnica, ki seva elektromagnetno valovanje v svetlobnem spektru. Sprejeta moč na razdalji r je odvisna od velikosti površine sprejemnika, ki prestreže izsevano valovanje. Razmere in relacije prikazuje Slika 4.1.



Slika 4.1: Sevanje žarnice kot izotropnega vira

4.2. Seznam potrebnih pripomočkov

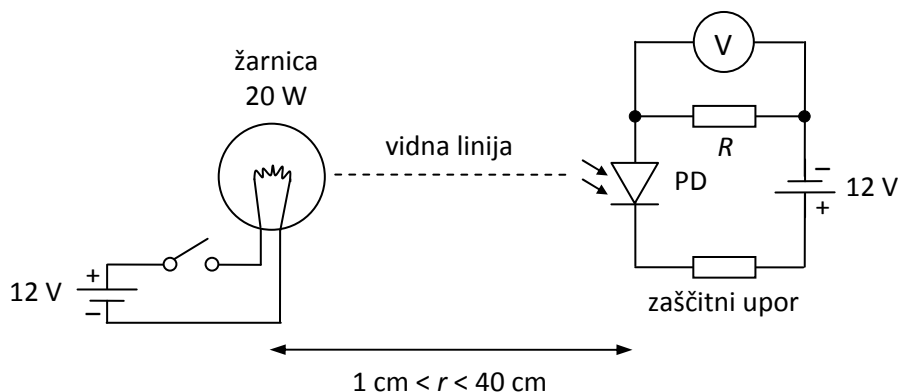
Za izvedbo vaje potrebujemo:

- Izotropni vir svetlobe – žarnica 12V, 20W.
- Sprejemnik s fotodiodo z zaporednim uporom za meritev toka in zaporednim zaščitnim uporom.
- Ustrezni napajalnik za žarnico in sprejemnik.
- Digitalni voltmeter.
- Stojala na vodilu za žarnico in sprejemnik.
- Priključne kable za vse povezave.

Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov je prikazana na Sliki 4.2.

4.3. Obrazložitev in opis poteka vaje

Kot izotropni vir uporabimo volframovo žarnico, ki seva svetlobno valovanje. Uporabimo žarnico moči 20 W, da je na razdalji nekaj 10 cm od vira še zadostna moč izsevane svetlobe, da jo lahko ustrezno detektiramo. Kot sprejemnik svetlobe uporabimo fotodiodo BPW34, ki ima kvadratičen odziv. To pomeni, da je tok fotodiode sorazmeren sprejeti svetlobni moči. Tok fotodiode merimo posredno preko meritve napetosti na zaporednem uporu. Poleg zaporednega upora za meritev napetosti je v tokokrog fotodiode, ki je napajana z napetostjo +12 V, dobro vezati še zaščitni upor, ki zaščiti diodo pred morebitnim kratkim stikom, ki ga lahko nehote povzročimo na merilnem uporu. Vezje fotodiode je prikazano na Sliki 4.2.



Slika 4.2: Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov

4.4. Prikaz značilnih rezultatov

Pri vaji izmerimo tok fotodiode preko meritve napetosti na zaporednem uporu znane upornosti pri različnih razdaljah r med žarnico kot izotropnim virom sevanja in fotodiodo kot sprejemnikom. Na ta način izmerimo odvisnost sprejete sevane moči od razdalje od vira. Pri tem izmerimo tudi tok fotodiode pri ugasnjeni žarnici, ki je posledica svetlobe okolice. S tem ocenimo vpliv okolice na rezultate meritve.

Dobljene rezultate izrišemo na graf, in sicer enkrat v linearnem merilu za tok, drugič pa na logaritemsko skalo.

4.5. Vprašanja in naloge vaje

1. Izmeri odvisnost sevane moči izotropnega izvora od razdalje od izvora.
2. Izmeri tudi vpliv svetlobe okolice na sprejem fotodiode.

VAJA 5. Bližnje in daljnje polje tokovne zankice

5.1. Polje tokovne zankice

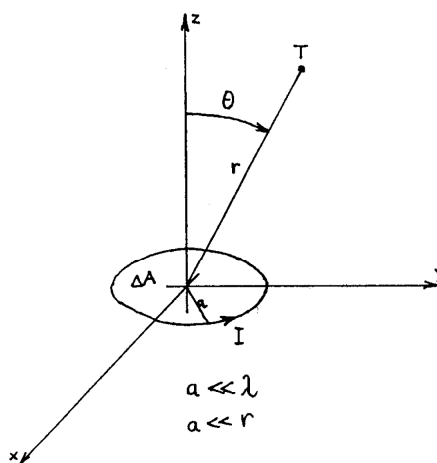
Odnose med bližnjim in daljnjim poljem si najlažje ogledamo na primeru polja najenostavnejših izvorov: tokovnega elementa in njemu dualnega izvora tokovne zankice. Ker je tokovna zankica tehnično lažje izvedljiva od tokovnega elementa, si za praktični poizkus izberemo tokovno zankico.

Električno in magnetno polje tokovne zankice sta podana kot:

$$\vec{E} = \bar{1}_\phi \frac{\omega\mu}{j} \frac{I\Delta A}{4\pi} \frac{e^{-jkr}}{r} \left(jk + \frac{1}{r} \right) \sin\theta, \quad (5.1)$$

$$\vec{H} = \frac{I\Delta A}{4\pi} \frac{e^{-jkr}}{r} \left[\bar{1}_r \left(\frac{2jk}{r} + \frac{2}{r^2} \right) \cos\theta + \bar{1}_\theta \left(-k^2 + \frac{jk}{r} + \frac{1}{r^2} \right) \sin\theta \right]. \quad (5.2)$$

Izrazi so izpeljani za majhno zankico: dimenzije zankice morajo biti majhne v primerjavi z valovno dolžino, zankica pa mora biti tudi dosti manjša od oddaljenosti od točke, kjer merimo polje. Dimenzije zankice in pripadajoč koordinatni sistem sta prikazana na Sliki 5.1.



Slika 5.1: Tokovna zankica v krogelnem koordinatnem sistemu

Izrazi za električno in magnetno polje vsebujejo več členov, ki z oddaljenostjo različno hitro upadajo. Členi, ki upadajo s tretjo potenco oddaljenosti od zankice, predstavljajo statično magnetno polje zankice (magnetnega dipola). Ti členi ne dependirajo od frekvence in v izrazu za električno polje jih ni, ker magnetni dipol nima statičnega električnega polja.

Členi, ki upadajo linearno z razdaljo, predstavljajo sevano polje zankice. V razdalji večji od nekaj valovnih dolžin ti členi povsem prevladajo in so hkrati edini, ki prispevajo k pretoku delovne moči.

Za meritev potrebujemo še sondo za polje. Najlažje je meriti magnetno polje in to s še eno enako zankico. Inducirana napetost v drugi zankici je odvisna od medsebojne orientacije zankic. Najbolj zanimiva primera sta, ko se zankici nahajata v isti ravnini (samo theta komponenta polja) in ko se zankici nahajata na isti osi (samo radialna komponenta polja). Inducirana napetost za ta dva primera je podana z enačbama (5.3) in (5.4).

Zankice v isti ravnini:

$$U_2 = \frac{j\omega\mu I_1 \Delta A_1 \Delta A_2}{4\pi} \frac{e^{-jkr}}{r} \left(-k^2 + \frac{jk}{r} + \frac{1}{r^2} \right), \quad (5.3)$$

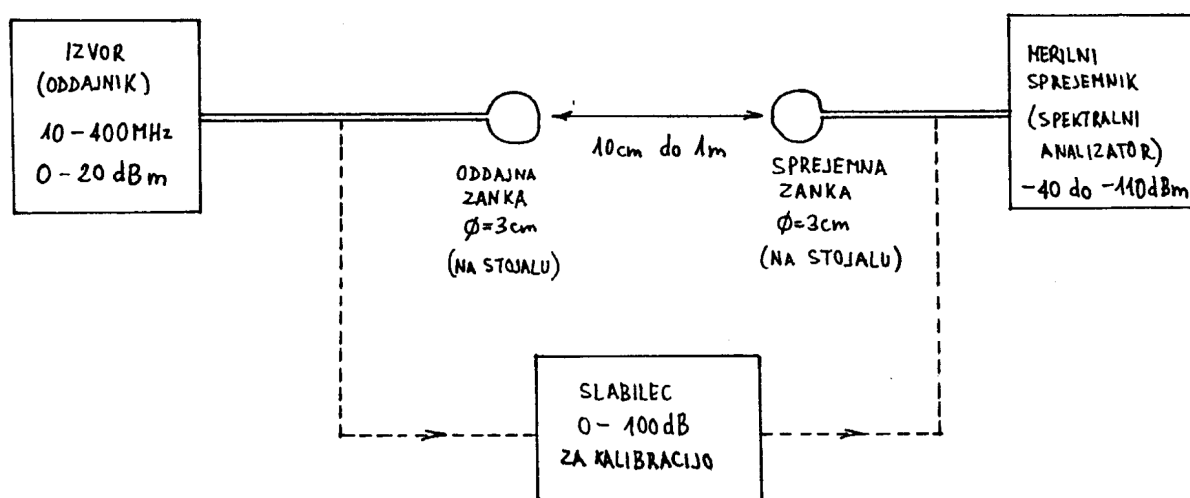
Zankice z isto osjo:
$$U_2 = \frac{j\omega\mu I_1 \Delta A_1 \Delta A_2}{4\pi} \frac{e^{-jkr}}{r} \left(\frac{2jk}{r} + \frac{2}{r^2} \right), \quad (5.4)$$

5.2. Seznam potrebnih pripomočkov

Za izvedbo vaje potrebujemo:

- Izvor (oddajnik) v frekvenčnem področju od 10 MHz do 400 MHz, z izhodno močjo do 20 dBm (100 mW) na 50-ohmskem bremenu.
- Občutljiv merilni sprejemnik, še najboljše spektralni analizator, za merjenje jakosti signalov v danem frekvenčnem območju v razponu od približno -40 dBm do -110 dBm.
- Dve zankici, premera okoli 3cm, na stojalih, s priključnimi kablji.
- Nastavljiv slabilec za kalibracijo merilnega sistema, do 100 dB v korakih po 10 dB.

Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov je prikazana na Sliki 5.2.



Slika 5.2: Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov

5.3. Obrazložitev in opis poteka vaje

Pri meritvi polja moramo v oddajni zankici vsiliti želeni tok in izmeriti inducirano napetost v sprejemni zankici. Pri tem impedanca zankice ni dobro poznana, vemo le, da je pri nizkih frekvencah majhna. Pri najvišji frekvenci meritve znaša premer zankice 1/30 valovne dolžine, obseg pa 1/10 valovne dolžine. Impedanca zankice je zato vedno dosti manjša od karakteristične impedance 50 Ω, za katero so izdelani vsi merilni inštrumenti. Zato upoštevamo oddajno zankico kot kratkostično breme, sprejemno zankico pa kot generator z majhno notranjo impedanco pri računanju slabljenja med zankicama. Za boljšo točnost lahko vstavimo med izvor in oddajno zankico oziroma med sprejemnik in sprejemno zankico še dodaten slabilec (okoli 10 dB). Običajno sicer take slabilce merilni izvori in merilni sprejemniki že vsebujejo.

Glede na majhno razpoložljivo moč izvora (do 100 mW) potrebujemo občutljiv sprejemnik. Za vajo je najprimernejši spektralni analizator oziroma kakšen drug selektivni sprejemnik (da izločimo motnje ostalih oddajnikov) z občutljivostjo med -90 in -120 dBm. Sprejemnik kalibriramo tako, da njegov vhod priključimo preko merilnega slabilca naravnost na izvor.

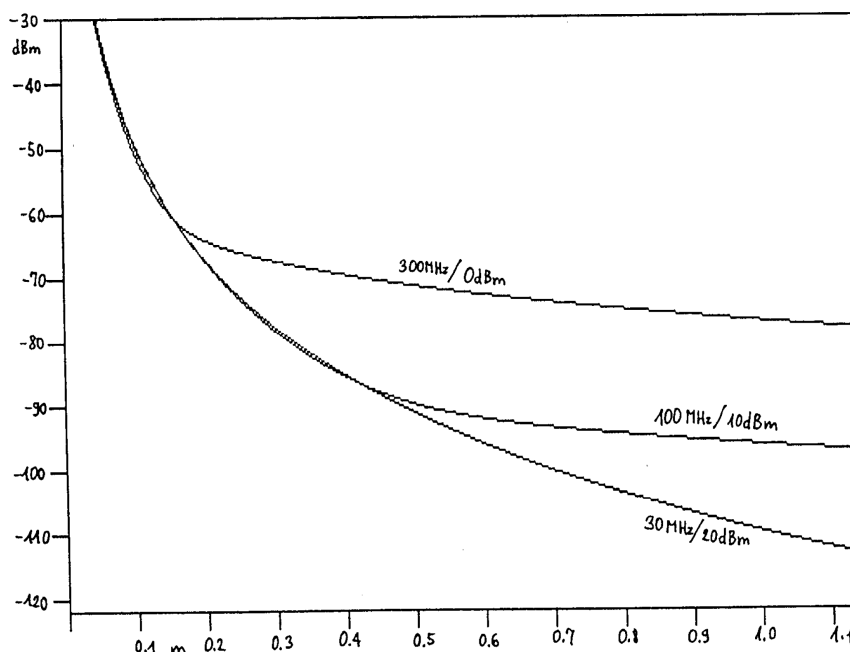
Vajo izpeljemo za obe komponenti magnetnega polja: pri meritvi radialne komponente sta zankici v isti osi, pri meritvi theta komponente pa sta zankici v isti ravnini. Hkrati še preverimo z obračanjem zankice, ali ima polje še kakšno drugo komponento, kar nam da

oceno za napako pri meritvi. Za vsako komponento polja (orientacijo zankic) izmerimo potek naraščanja slabljenja pri treh različnih frekvencah. Seveda je treba po nastavljanju izvora in ugaševanju sprejemnika spet kalibrirati sistem z merilnim slabilcem.

5.4. Prikaz značilnih rezultatov

Najbolj zanimiv rezultat opisane vaje je opazovanje prehoda med bližnjim in daljnim poljem tokovne zankice. Zato meritev opravimo na treh frekvencah: 300 MHz, 100 MHz in 30 MHz, kar ustreza valovnim dolžinam 1 m, 3 m in 10 m. Prehod med bližnjim in daljnim poljem bo opazen na razdaljah, ki ustrezajo obratni vrednosti valovne konstante k , se pravi valovne dolžine deljene z 2π .

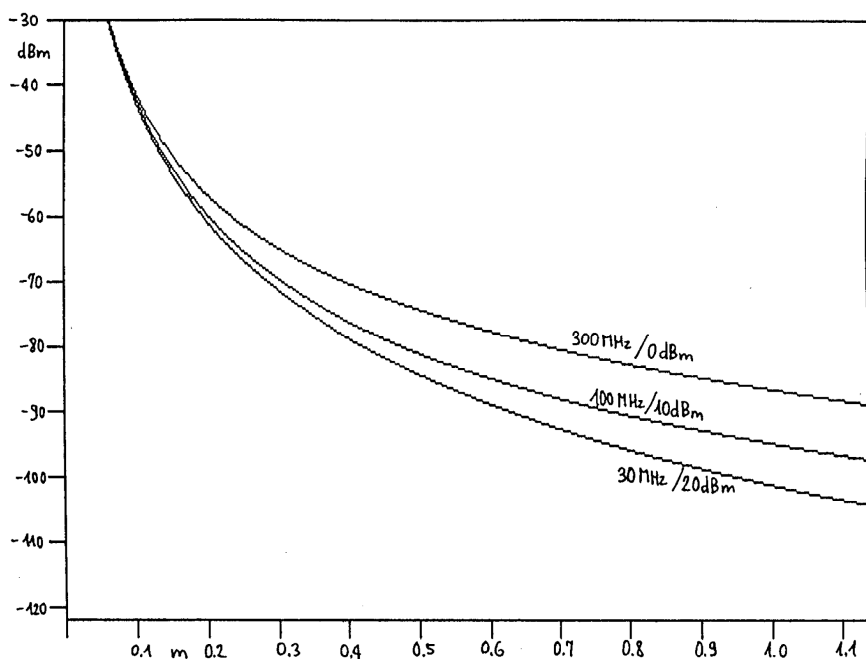
Na Sliki 5.3 je prikazan teoretski rezultat za zankice v isti ravnini, se pravi za theta komponento polja. Theta komponenta nastopa v bližnjem in daljnem polju, zato na diagramu lahko opazimo prehod, ko začne polje počasneje upadati. V diagramih na Sliki 5.3 je na nižjih frekvencah ustrezno povečana moč oddajnika, da lahko naravnost primerjamo rezultat: na 100 MHz je moč oddajnika 10-krat večja (približno trikrat večji tok v zankici) in na 30 MHz je moč oddajnika 100-krat večja (10-krat večji tok v zankici).



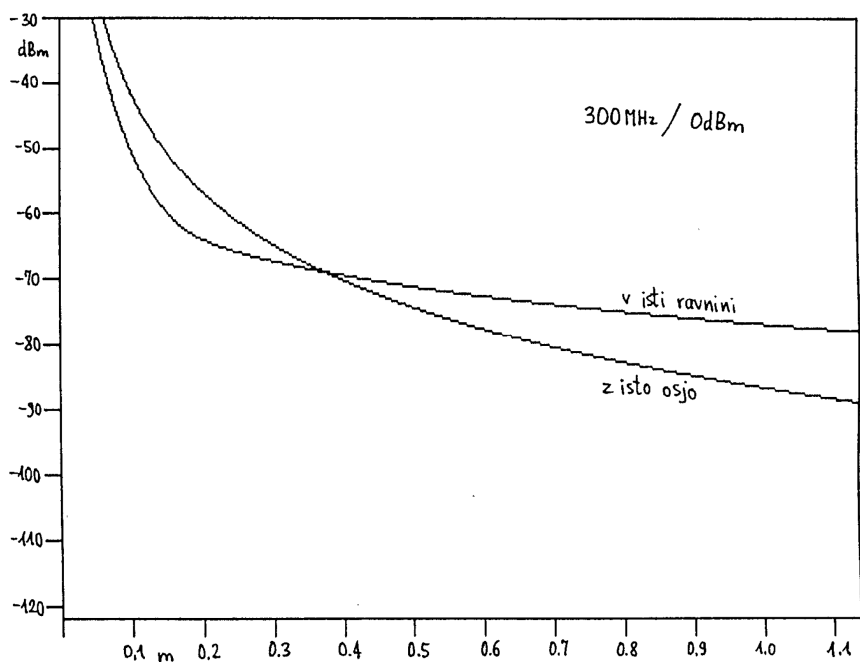
Slika 5.3: Slabljenje med zankicama v isti ravnini

Na Sliki 5.4 je prikazan teoretski rezultat za zankice z isto osjo, se pravi za radialno komponento polja. Radialna komponenta ne daje daljnega (sevanega) polja, zato med meritvami na različnih frekvencah ni tako velikih razlik in ni prehoda v daljne polje. Vsi diagrami so risani v logaritemski skali za amplitudo (dBm), da lažje prikažemo signale v zelo velikem razponu. Taka skala tudi ustreza tisti, ki jo imamo na razpolago na spektralnem analizatorju.

Na Sliki 5.5 je končno prikazana primerjava med obema komponentama magnetnega polja tokovne zankice za najvišjo frekvenco (300 MHz): theta komponenta je v bližnjem polju sicer manjša od radialne, zato pa počasneje upada in prevlada v daljnem polju.



Slika 5.4: Slabljenje med zankicama z isto osjo



Slika 5.5: Primerjava med različnimi orientacijami

5.5. Vprašanja in naloge vaje

1. Izmeri slabljenje med zankicama v isti ravnini (meritev theta komponente magnetnega polja) pri treh različnih frekvencah.
2. Izmeri slabljenje med zankicama z isto osjo (meritev radialne komponente magnetnega polja) pri treh različnih frekvencah.
3. Z obračanjem zankice preveri, če ima polje še kakšno drugo komponento.
4. Pri katerih razdaljah je opazen prehod med bližnjim in daljnim poljem in pri kateri komponenti polja?
5. Izriši primerjavo med obema komponentama magnetnega polja tokovne zankice za frekvenco 300 MHz.

VAJA 6. Meritve visokofrekvenčnih signalov s spektralnim analizatorjem

6.1. Visokofrekvenčni spektralni analizator

Pri meritvah visokofrekvenčnih signalov imamo pogosto opraviti z množico signalov. Meritev vsote vseh signalov običajno ni zanimiva, navadno želimo meriti jakost, frekvenco itd vsakega signala posebej. Merjeni signal ni nujno najmočnejši signal, lahko je več kot milijonkrat šibkejši od drugih prisotnih signalov.

Glede na to, da so lastnosti sevanja anten in razširjanja radijskih valov vezane na frekvenco, je osnovna razdelitev radiofrekvenčnega spektra frekvenčni multipleks. Ustrezen merilnik je torej selektivni sprejemnik, ki vsebuje frekvenčna sita, da lahko razloči med različnimi, istočasno prisotnimi signali. Takšen merilni sprejemnik je tudi tehnično izvedljiv in omogoča zelo velik razpon jakosti merjenih signalov: razmerje med merjenim signalom in neželenimi istočasno prisotnimi signali (dinamika merilnika) lahko preseže 100 dB.

Meritve v časovnem prostoru (osciloskop) je neustrezna že zaradi premajhne dinamike takšnega načina meritve. Na zaslonu osciloskopa ne moremo opaziti signala, ki ima amplitudo manjšo od 1% največjega prisotnega signala, kar pomeni dinamiko komaj 40dB. Meritev v frekvenčnem prostoru je smiselna tudi zato, ker se večina pojavov v radijskih zvezah lažje opazuje v frekvenčnem prostoru.

Selektivni merilni sprejemnik, ki sam preiskuje želeno frekvenčno področje in izpisuje izmerjeni frekvenčni spekter na zaslonu katodne cevi, imenujemo panoramski sprejemnik ali spektralni analizator. Panoramski sprejemnik ima običajno boljšo občutljivost (nižje šumno število), a manjšo dinamiko in pokriva ožje frekvenčno področje od spektralnega analizatorja. Spektralni analizator omogoča tudi širši razpon nastavljanja ločljivosti glede na zahteve meritve in čas, potreben za izvedbo meritve.

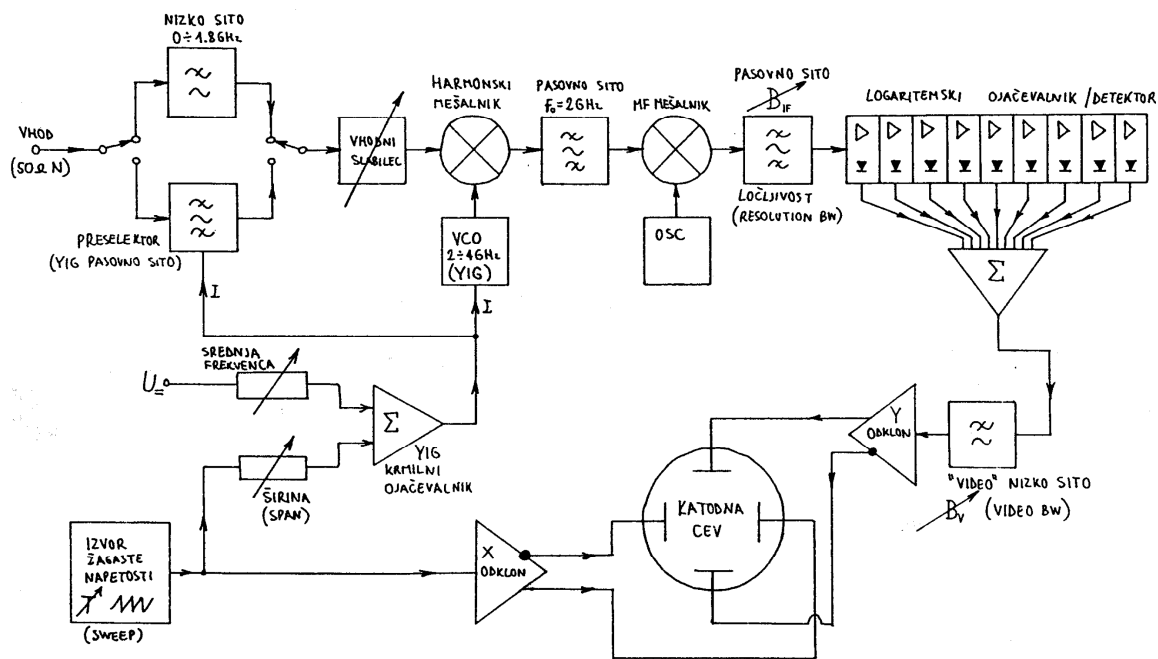
Blokovni načrt tehnične izvedbe visokofrekvenčnega spektralnega analizatorja je prikazan na Sliki 6.1. Spektralni analizator je izdelan kot sprejemnik z mešanjem s precej visoko prvo medfrekvenco 2 GHz (novejši merilniki 1...5 GHz). Za meritve na frekvencah nižjih od vrednosti medfrekvence tako zadošča že nizko sito na vhodu za dušenje vseh neželenih produktov mešanja. Le za meritve v mikrovalovnem frekvenčnem področju sprejemnik uporablja za dušenje neželenih produktov mešanja električno nastavljivo pasovno sito na vhodu.

Električno nastavljivo pasovno sito kot tudi električno nastavljivi oscilator (VCO) za prvo mešanje običajno uporabljajo YIG (Yttrium-Iron-Garnet) resonatorje. YIG je mikrovalovni feritni material, ki ima v homogenem enosmernem magnetnem polju zelo izraženo resonanco v mikrovalovnem frekvenčnem področju, resonančna frekvenca pa je premo sorazmerna jakosti enosmernega magnetnega polja. YIG ferit se brusi v kroglico premera okoli 1mm, ki se vstavi med podkvi elektromagneta.

Cenejši spektralni analizatorji za nižje frekvence oziroma ožja frekvenčna področja lahko uporabljajo tudi sita in oscilatorje z običajnimi nihajnimi krogi, ki jih uglašujemo z varikap (varaktorskimi) diodami. Slaba stran varikap diod je nizka kvaliteta nihajnih krogov, torej slabša selektivnost sit in večji fazni šum oscilatorjev glede na YIG izvedbe.

Pasovnemu situ prve medfrekvence 2 GHz sledi dodatno mešanje na nižjo drugo ali celo tretjo medfrekvenco, kjer je lažje izdelati vsa potrebna pasovna sita za različne ločljivosti merilnika. Sitom sledi logaritemski ojačevalnik z detektorjem, ki daje na izhodu napetost sorazmerno logaritmu vhodne moči. Izhodni signal gre še skozi "video" nizko sito. Video sito

uporabljamo za točne meritve povprečne vrednosti naključnih signalov, na primer toplotnega šuma.



Slika 6.1: Blokveni načrt visokofrekvenčnega spektralnega analizatorja

S preiskovanjem želenega frekvenčnega področja upravlja izvor žagaste napetosti, ki krmili električno nastavljeni oscilator ter vodoravni odklon žarka na katodni cevi. Merilnik seveda omogoča nastavljanje širine frekvenčnega področja kot tudi srednje frekvence. Frekvenco žagaste napetosti oziroma periodo ponavljanja meritev spremenimo le v slučaju zelo počasnih meritev z zelo ozkim medfrekvenčnim sitom.

Nizkofrekvenčni spektralni analizatorji so lahko izdelani tudi kot FFT analizatorji. Vhodni signal vzorčijo v časovnem prostoru z A/D pretvornikom, za pretvorbo v frekvenčni prostor pa poskrbi diskretna Fourier-jeva transformacija v obliki FFT algoritma na računalniku. Meritev s FFT spektralnim analizatorjem je bistveno hitrejša od panoramskega sprejemnika, žal pa frekvenčni pas in dinamično področje močno omejujejo razpoložljivi A/D pretvorniki.

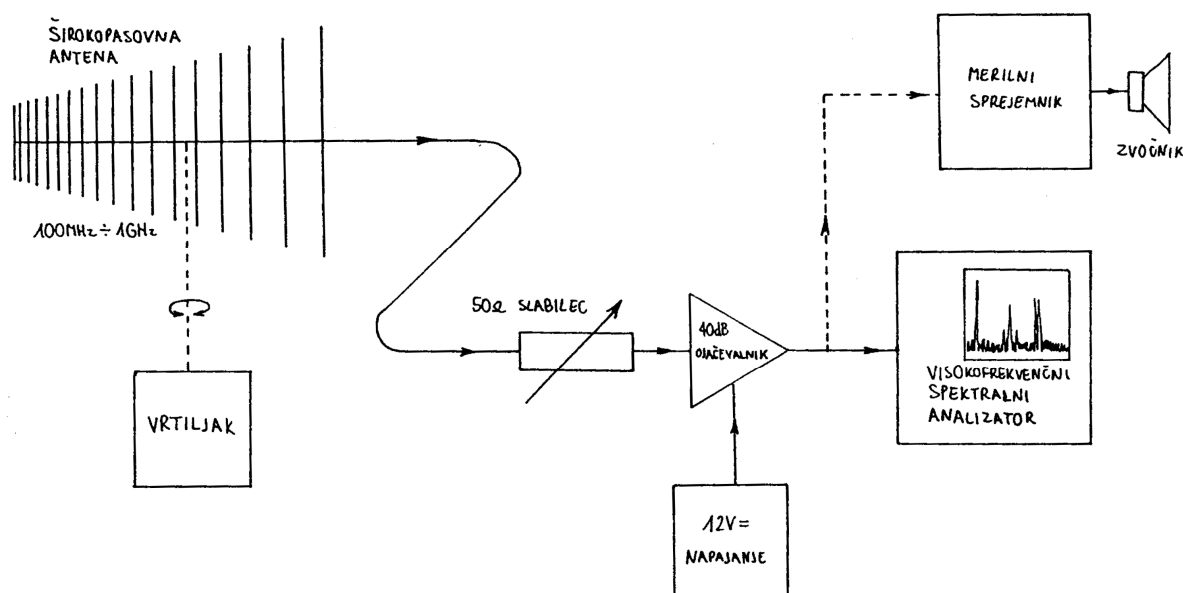
Seveda je možna kombinacija obeh merilnikov: panoramski sprejemnik v visokofrekvenčni glavi in FFT v medfrekvenci, kar skupno daje hitro in točno meritev v zelo širokem razponu pasovnih širin in jakosti signalov. Za večino visokofrekvenčnih meritev sicer zadošča spektralni analizator v obliki panoramskega sprejemnika.

6.2. Seznam potrebnih pripomočkov

Za izvedbo vaje potrebujemo:

- Log-periodično anteno za področje 100 MHz – 1 GHz na vrtiljaku.
- 50-ohmski nastavljeni kalibrirani slabilec.
- Malošumni širokopasovni ojačevalnik 40 dB / 1 GHz.
- Napajalnik za malošumni ojačevalnik.
- Visokofrekvenčni spektralni analizator 0 – 1,8 GHz s priborom nizkoprepustnih in pasovnih sit.
- Sprejemnik z demodulatorjem in zvočnikom (če ni vgrajen v sam spektralni analizator).
- Priključne kable za vse povezave.

Razporeditev in vezava merilnih instrumentov je prikazana na Sliki 6.2.



Slika 6.2: Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov

6.3. Obrazložitev in opis poteka vaje

Spektralni analizator je običajno načrtovan kot merilnik s čimvečjo dinamiko, to je razmerjem med najmanjšim in največjim merjenim signalom. Pri tem določa spodnjo mejo toplotni šum sprejemnika, gornjo mejo pa pojav nelinearnih popačenj v sprejemniku. Obe meji določa mešalnik na vhodu s svojim šumnim številom in intermodulacijskim popačenjem.

Sodobni spektralni analizatorji dosegajo dinamiko 100 dB v odvisnosti od pasovne širine medfrekvenčnega sita, šumno število pa znaša 15 – 20 dB pri mešanju z osnovno frekvenco oscilatorja oziroma 30 – 40 dB pri mešanju z višjimi harmoniki oscilatorja v harmonskem mešalniku. Spektralni analizator sam po sebi zato ni ravno najbolj občutljiv sprejemnik, še posebno v mikrovalovnem področju ne.

Pri meritvah radijskih signalov, ki jih ujame sprejemna antena daleč proč od oddajnikov, si zato pomagamo s širokopasovnim ojačevalnikom. Z dodatnim ojačevalnikom izboljšamo šumno število, a omejimo dinamiko spektralnega analizatorja. Med ojačevalnik in anteno dodamo še nastavljivi slabilec, da preprečimo prekrmljenje ojačevalnika s premočnimi signali.

6.4. Prikaz značilnih rezultatov

Za vajo si s pomočjo spektralnega analizatorja oglejmo uporabo frekvenčnega področja 100 MHz do 1 GHz in značilne vrste signalov, ki jih srečamo v tem frekvenčnem področju. Za vsak signal izberemo primerno ločljivost in primerno širino frekvenčnega področja, ki ga preiskuje spektralni analizator.

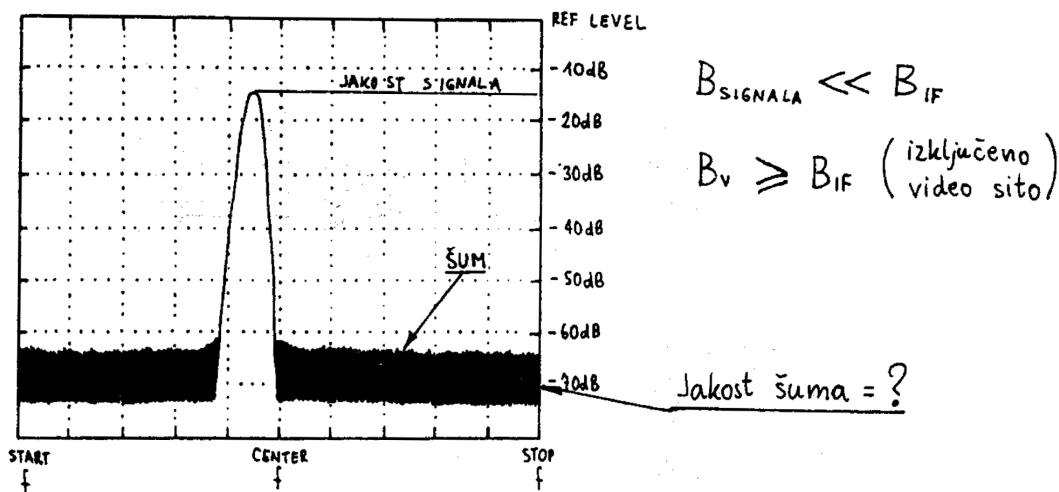
Iz slike na zaslonu potem skušamo razbrati pasovno širino posameznih signalov ter moč, ki jo dobimo na sponkah antene. Z nastavljivim slabilcem preverimo, da so merjeni signali resnični signali in ne slučajno proizvod intermodulacijskega popačenja v ojačevalniku ali spektralnem analizatorju.

Pri merjenju jakosti signalov moramo upoštevati tudi način povprečenja v samem spektralnem analizatorju. Pri meritvi ozkopasovnih (sinusnih) signalov, kjer je $B_{\text{signala}} \ll B_{\text{IF}}$ spektralnega analizatorja, lahko jakost signala neposredno odčitamo na zaslonu, kot je to prikazano na Sliki 6.3. Video sita v tem slučaju ne potrebujemo, ker povprečenje ni potrebno.

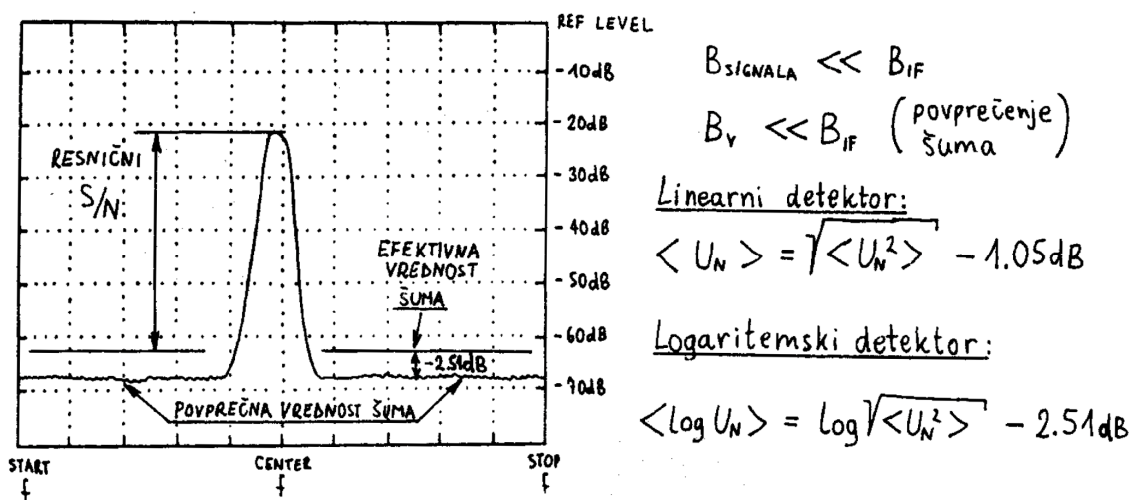
Povprečenje potrebujemo pri meritvi jakosti šuma oziroma jakosti širokopasovnih signalov. Povprečenje vključimo z video sitom, ki je ožje od medfrekvenčnega sita ($B_V \ll B_{IF}$). Pri uporabi povprečenja moramo poznati delovanje detektorja v spektralnem analizatorju, saj povprečje moči ni enako povprečju amplitud in oboje ni enako logaritemskemu (decibelskemu) povprečju, kot je to prikazano na Sliki 6.4.

Če upoštevamo Rayleigh-jevo porazdelitev amplitude šuma, ugotovimo, da v slučaju linearnega detektorja izmerimo jakost šuma, ki je za -1,05 dB nižja od povprečne moči šuma. V slučaju logaritemskega detektorja (ki ga uporablja večina spektralnih analizatorjev) je razlika še večja, saj je logaritemsko povprečje za -2,51 dB nižje od povprečne moči šuma. Pri meritvi razmerja signal/šum moramo zato upoštevati teh -2,51 dB kot tudi razliko med pasovno širino spektralnega analizatorja in pasovno širino sprejemnika, ki mu je signal namenjen.

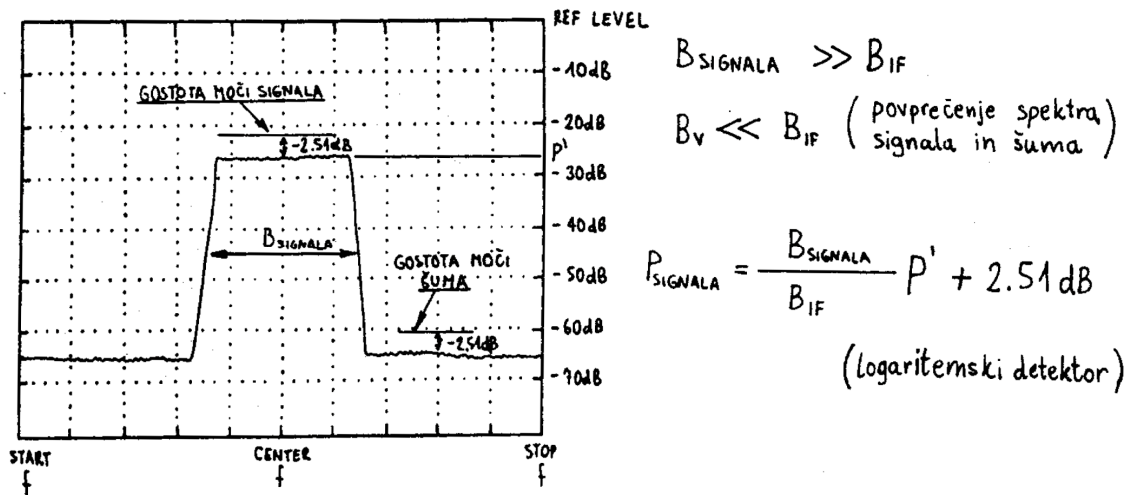
Končno, jakost širokopasovnih signalov merimo na povsem enak način kot jakost šuma. Tudi tu upoštevamo približno Rayleigh-jevo porazdelitev amplitude šuma znotraj pasovne širine spektralnega analizatorja, kar daje faktor -2,51 dB. Ker pri širokopasovnem signalu izmerimo le gostoto moči signala na enoto frekvenčnega spektra, moramo končni rezultat pomnožiti z (efektivno) pasovno širino signala (glej Sliko 6.5).



Slika 6.3: Meritev jakosti ozkopasovnih (sinusnih) signalov



Slika 6.4: Meritev jakosti šuma in razmerja signal/šum



Slika 6.5: Meritev jakosti širokopasovnih signalov

6.5. Vprašanja in naloge vaje

1. Skiciraj postavitev merilnih pripomočkov v sprejemni verigi od antene do spektralnega analizatorja in označi vrednost slabljenja oz. ojačenja posameznih delov verige.
2. S pomočjo spektralnega analizatorja si oglej uporabo frekvenčnega področja od 100 MHz do 1 GHz.
3. Skiciraj nekaj tipičnih signalov, pri čemer na sliki označiš frekvenčno področje na x osi.
4. Odčitaj moč signala in šuma za primer enega ozkopasovnega signala in enega širokopasovnega signala. Odčitane vrednosti preračunaj na dejanske vrednosti na točki pred nastavljivim slabilnikom upoštevajoč pasovno širino signalov in povprečenje spektralnega analizatorja.
5. Z nastavljivim slabilcem preveri, da niso merjeni signali slučajno proizvod intermodulacijskega popačenja.

VAJA 7. Merjenje smernega diagrama in računanje smernosti

7.1. Računanje smernosti iz izmerjenega smernega diagrama

Smernost (*directivity* – D) antene je definirana kot razmerje med gostoto sevane moči v željeni smeri in celotno sevano močjo v vseh smereh. Da je rezultat neimenovano število (čisto razmerje), ga je treba pomnožiti še s polnim prostorskim kotom (4π steradianov), kot podajata enačbi (7.1) in (7.2).

$$D = \frac{4\pi |F(\theta_{\max}, \phi_{\max})|^2}{\int_{4\pi} |F(\theta, \phi)|^2 d\Omega}; \quad d\Omega = \sin\theta d\theta d\phi \quad (7.1)$$

$$D = \frac{4\pi |F(\theta_{\max}, \phi_{\max})|^2}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi |F(\theta, \phi)|^2 \sin\theta d\theta d\phi} \quad (7.2)$$

Celotno sevano moč dobimo z integracijo kvadrata absolutne vrednosti amplitudnega smernega diagrama $F(\theta, \phi)$ v vseh smereh: za vse θ in za vse ϕ . Kvadrat absolutne vrednosti amplitude smernega diagrama je sorazmeren z gostoto moči na enoto prostorskega kota, sorazmernostni faktor pa se pri računanju smernosti v razmerju krajša.

Pri resničnih meritvah si seveda ne moremo privoščiti, da bi izmerili smerni diagram prav v vseh možnih smereh, ker bi taka meritev trajala neskončno dolgo. Smerni diagram v resnici izmerimo v določenem dovolj velikem številu točk (smeri).

Pri merjenju smernega diagrama anteno običajno vrtimo po eni osi in tako dobimo en sam prerez smernega diagrama. Če je smerni diagram antene rotacijsko simetričen, lahko iz podatkov enega samega prereza zadosti dobro izračunamo celotno sevano moč.

Če smerni diagram antene ni rotacijsko simetričen, je treba izmeriti več prerezov smernega diagrama. Integral sevane moči je v tem primeru seštevek moči, ki jih dobimo iz posameznih prerezov. Če iz vsakega prereza najprej izračunamo smernost, potem lahko končni rezultat dobimo tudi kot povprečje obratnih vrednosti smernosti za posamezne prereze, ker nastopa celotna moč v imenovalcu razmerja za smernost, kot podaja spodnja enačba:

$$D = \frac{n}{\frac{1}{D_1} + \frac{1}{D_2} + \dots + \frac{1}{D_n}} \quad (7.3)$$

Pri večini anten običajno zadošča meritev dveh prerezov smernega diagrama. Ravnini prerezov postavimo pod pravim kotom ter ju zasučemo tako, da prereza ustrezata značilnim prerezom, ki jih poznamo iz načina delovanja (geometrije) antene. Iz načina delovanja antene potem lahko sklepamo, kakšen je smerni diagram še v ostalih smereh.

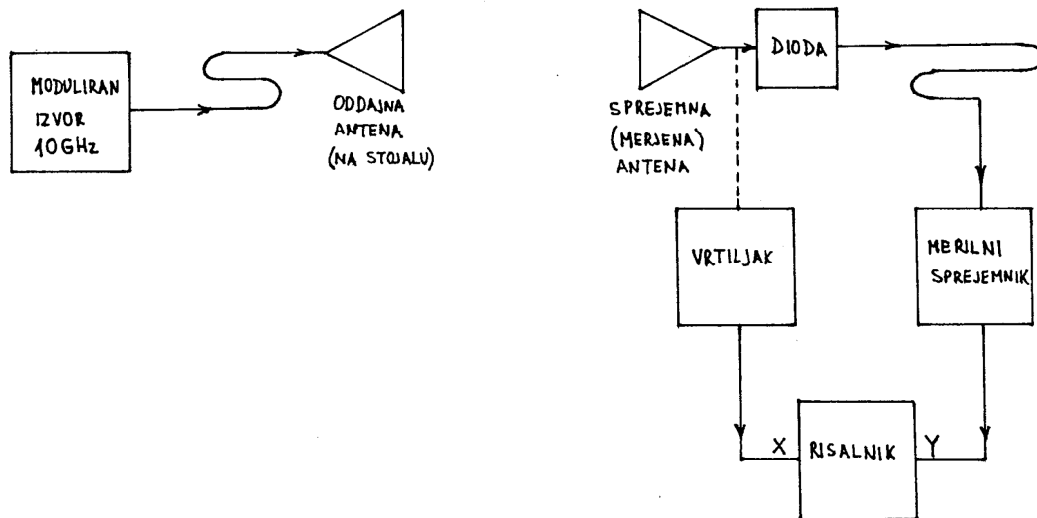
7.2. Seznam potrebnih pripomočkov

Za izvedbo vaje potrebujemo:

- Izvor (oddajnik) v frekvenčnem področju 10 GHz, z izhodno močjo do 10 dBm (10 mW) in možnostjo amplitudne modulacije z 1 kHz (27 kHz) pravokotnim signalom.
- Dve anteni za 10 GHz (korugirana lijaka).
- Merilno diodo za 10 GHz.
- Merilni sprejemnik (1 kHz ali 27 kHz) z risalnikom.
- Vrtiljak za eno anteno in nepremični podstavek za drugo.
- Nekaj plošč absorberja.

- Priključne kable za vse povezave.

Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov je prikazana na Sliki 7.1.



Slika 7.1: Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov

7.3. Obrazložitev in opis poteka vaje

Pri izvedbi vaje moramo najprej pomisliti na zahteve meritve in na omejitve merilnih inštrumentov. Pri meritvi smernega diagrama zahtevamo, da anteni nahajata na dovolj veliki razdalji, v področju daljnega polja. Zahtevo moramo upoštevati za obe anteni, ki ju uporabljamo pri meritvi!

Ker meritve ne moremo opraviti v povsem praznem prostoru, bojo rezultat meritve smernega diagrama v glavnem motili odbiti valovi od predmetov v bližnji okolici. Zato je treba ustrezno namestiti plošče iz snovi, ki vpija radijske valove dane frekvence.

Glavna omejitev merilnih inštrumentov je občutljivost sprejemnika (diode). Zato moramo ustrezno nastaviti izhodno moč oddajnika, da bomo diodo uporabljali v pravilnem režimu delovanja.

Pri merjeni anteni moramo najprej določiti ali poiskati smer, v katero največ seva. Pri uporabljenih lijakah bo to smer naravnost naprej, pravokotno na odprtino lijaka. Koordinatni sistem si obrnemo tako, da tej smeri ustreza os Z.

Določiti moramo tudi prereze, v katerih bomo merili smerni diagram. Za lijake dane oblike in dimenzij zadoščata dva prereza pod pravim kotom. Izberemo ju tako, da eden ustreza ravnini električnega polja, drugi pa je nanjo pravokoten. Prereza ustrezata dvema ravninama s konstantnim ϕ v našem koordinatnem sistemu, anteno pa vrtimo po kotu Θ .

Anteno običajno zavrtimo v enem prerezu za polni kot (360°). Na ta način preverimo, če smo res zadeli maksimum smernega diagrama, če so stranski snopi simetrični in koliko motijo meritve odboji.

Meritev ponovimo v drugem prerezu, oba izmerjena diagrama pa še jasno označimo, za katero orientacijo antene sta bila izmerjena. Pri merjenju drugega prereza ne smemo pozabiti na polarizacijo oddajne antene na drugi strani radijske zveze!

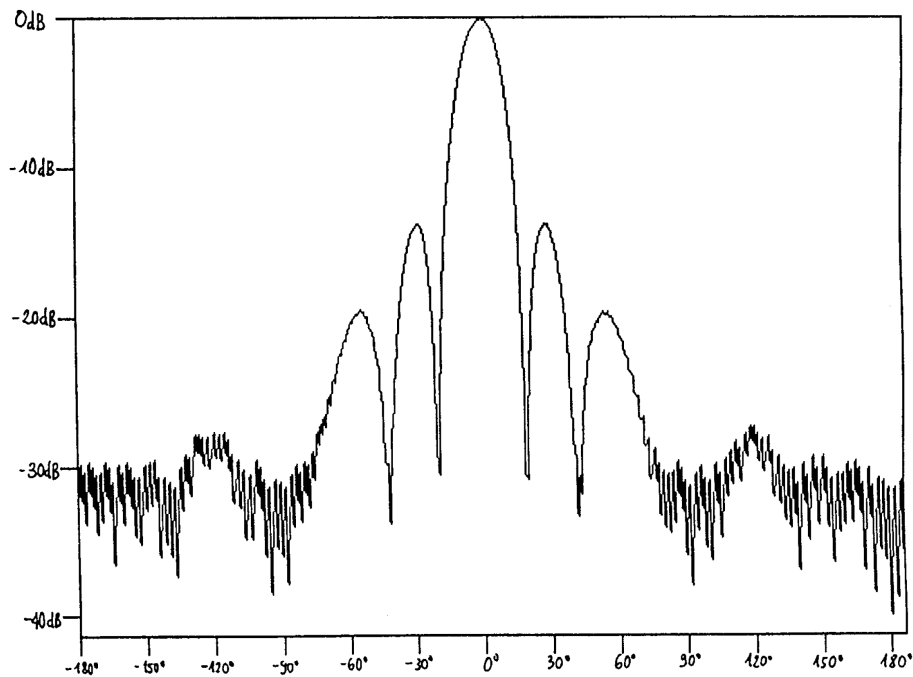
Integracijo smernega diagrama je najlažje opraviti z računalnikom, ki hkrati zajema podatke pri meritvi. V slučaju ročne integracije je treba paziti na vrsto uporabljenih skal na narisnem smernem diagramu. Amplitudna skala je ponavadi logaritemska (v dB), koti pa so podani v stopinjah.

Pri integraciji ne smemo pozabiti na člen $\sin(\Theta)$! Grafično bi problem lahko rešili tako, da bi smerni diagram narisali z amplitudno skalo v linearnih enotah za moč, smer pa bi podali kot kosinus kota Θ . Vrednost integrala je v tem slučaju sorazmerna ploščini lika pod krivuljo.

7.4. Prikaz značilnih rezultatov

Primer izmerjenega smerne diagrama je prikazan na Sliki 7.2. Amplitudna skala je logaritemska in je izražena v dB. Na Sliki 7.2 vidimo tudi motilne pojave: mejo občutljivosti (šum) merilnega sprejemnika in (majhen) vpliv odbitih valov.

Za ročno integracijo smerne diagrama je priporočljivo razširjeno izrisati vsaj osrednji del diagrama. Smernost za prikazani smerni diagram, izračunana z računalnikom, znaša 93 oziroma 19,7 dB.



Slika 7.2: Primer izmerjenega smerne diagrama

7.5. Vprašanja in naloge vaje

1. Izmeri smerni diagram antene za obe orientaciji antene.
2. Izvedi integracijo smerne diagrama.
3. Izračunaj smernost dveh anten.

VAJA 8. Neposredno merjenje dobitka antene

8.1. Slabljenje radijske zveze v praznem prostoru

Dobitek antene lahko merimo na več načinov. Najpreprostejši način je neposredni izračun dobitka antene iz izmerjenega slabljenja v znani radijski zvezi v (skoraj) praznem prostoru. Dobitek antene lahko izračunamo iz izmerjenega slabljenja radijske zveze, ko imamo na obeh koncih zveze sicer neznani, ampak med sabo enaki anteni. Ko pa poznamo dobitek ene od anten, lahko na drugem koncu radijske zveze merimo dobitek poljubne antene.

Definicija dobitka antene že vključuje vrsto stranskih pojavov. Dobitek sam že vključuje električni izkoristek antene, ki je sicer pri večini anten blizu enote. Dobitek vključuje tudi izgube zaradi drugih pojavov, na primer neprilagoditve impedance antene na oddajnik ali sprejemnik. Pri merjenju slabljenja radijske zveze sodelujejo vsi ti pojavi na enak način kot v definiciji dobitka, zato je izračun dobitka iz rezultata meritve slabljenja zelo preprost.

Slabljenje radijske zveze v praznem prostoru je podano kot:

$$\frac{P_S}{P_O} = \frac{G_O A_S \eta_S}{4\pi R^2} = \frac{G_O G_S \lambda^2}{(4\pi R)^2} = \frac{A_O \eta_O A_S \eta_S}{R^2 \lambda^2}. \quad (8.1)$$

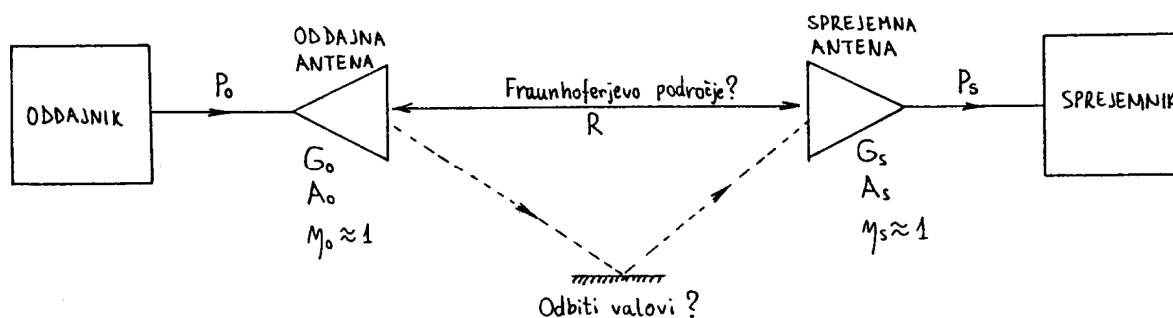
Pri tem so G , A in η dobitek, površina in izkoristek antene, λ valovna dolžina valovanja, R pa medsebojna razdalja med antenama, kot prikazuje Slika 8.1. V enačbi (8.1) je upoštevana relacija med dobitkom, izkoristkom in površino antene:

$$G = \eta D = \eta A \frac{4\pi}{\lambda^2}. \quad (8.2)$$

Pri meritvi slabljenja moramo zagotoviti le to, da sta anteni dovolj razmaknjeni med sabo, da se nahajata v Fraunhoferjevem področju. Največji motilni vpliv pri tem predstavljajo odbiti valovi, saj anten praktično ne moremo meriti v povsem praznem prostoru.

Na manjših razdaljah lahko odbite valove zadušimo s kosi mikrovalovnega absorberja na najbolj izpostavljenih točkah. Ko postanejo razdalje zaradi zahteve po Fraunhoferjevem področju večje od nekaj deset metrov, se odbitim valovom ne moremo več izogniti. V tem slučaju je treba pri meritvi vsaj oceniti vpliv odbitih valov.

Vpliv odbitih valov enostavno ocenimo tako, da eno od anten malenkostno premikamo v ravnini, ki je pravokotna na smer proti drugi anteni. Pri tem se razdalja med antenama bistveno ne spreminja, spreminja pa se medsebojna faza med neposrednim valom in odbitimi valovi. Jakost sprejetega signala je vsota kazalcev neposrednega in odbitih valov in s spreminjanjem medsebojne faze hitro niha.



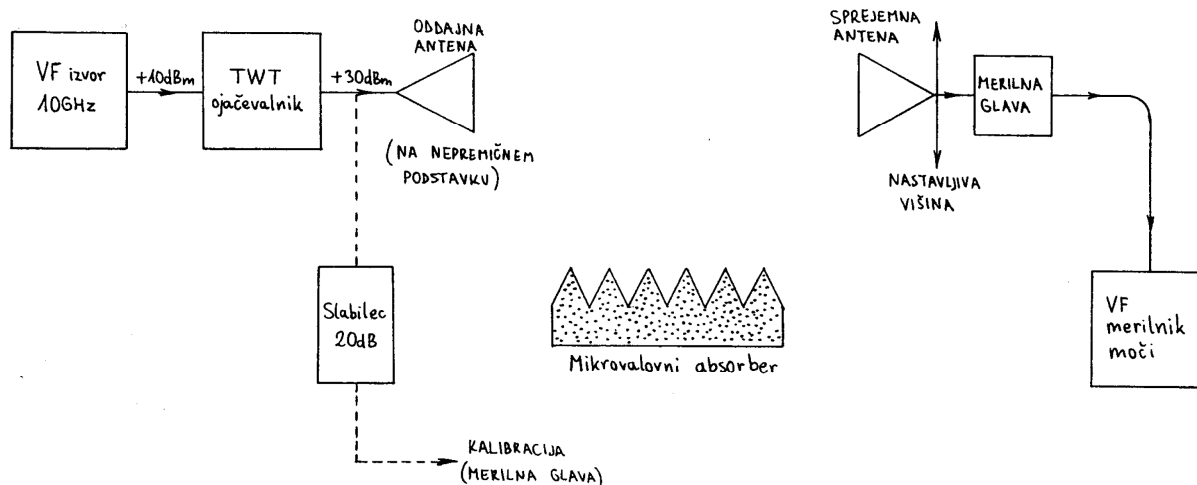
Slika 8.1: Slabljenje med antenama v (skoraj) praznem prostoru

8.2. Seznam potrebnih pripomočkov

Za izvedbo vaje potrebujemo:

- Izvor (oddajnik) v frekvenčnem področju 10 GHz, z izhodno močjo do 10 dBm (10 mW), brez modulacije.
- Ojačevalnik za 10 GHz z izhodno močjo 20...30 dBm (0.1...1 W).
- Močnostni 20 dB slabilec, za kalibracijo sistema.
- Več anten za 10 GHz, od teh dva enaka piramidna lijaka.
- Merilnik moči za 10 GHz.
- Nastavljiva podstavka za obe anteni.
- Nekaj plošč absorberja.
- Priključne kable za vse povezave.

Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov je prikazana na Sliki 8.2.



Slika 8.2: Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov

8.3. Obrazložitev in opis poteka vaje

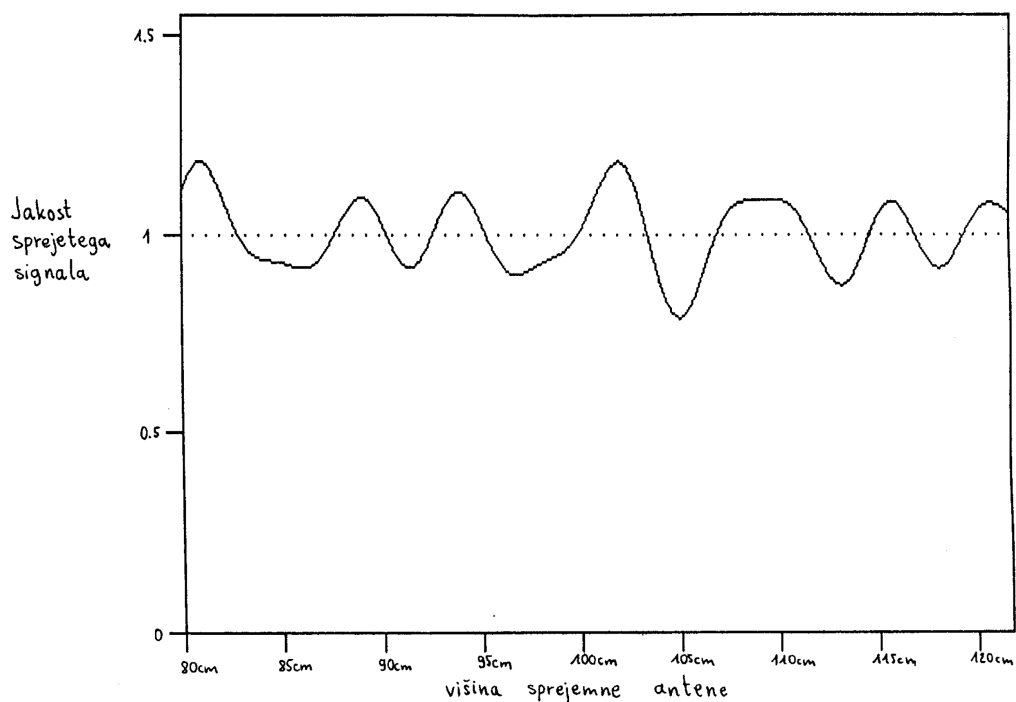
Pri izvedbi vaje moramo najprej pomisliti na zahteve meritve in na omejitve merilnih inštrumentov. Pri meritvi slabljenja radijske zveze zahtevamo, da se anteni nahajata na dovolj veliki razdalji, v področju daljnega polja. Zahtevo upoštevamo za obe anteni, ki ju uporabljamo pri meritvi! Ker meritve ne moremo opraviti v povsem praznem prostoru, bojo rezultat meritve slabljenja radijske zveze motili odbiti valovi od predmetov v bližnji okolici. Zato je treba ustrezno namestiti plošče iz snovi, ki vpija radijske valove dane frekvence.

Glavna omejitev merilnih inštrumentov je občutljivost sprejemnika (merilnika moči). Za takšen sprejemnik potrebujemo nekoliko močnejši merilni oddajnik tudi na majhnih razdaljah. Ker znaša izhodna moč laboratorijskega izvora komaj 10 mW (10 dBm), mu po potrebi dodamo močnostni ojačevalnik z elektronko na potujoče valove (*Travelling Wave Tube*) oziroma polprevodniški ojačevalnik z močjo do 1 W (30 dBm). Pri uporabi močnostnega ojačevalnika pazimo, da je izhod ojačevalnika vedno zaključen na prilagojeno breme, ko je ojačevalnik vključen.

Merilni sistem najprej umerimo tako, da naravnost izmerimo moč celotnega oddajnika. To storimo tako, da priključimo glavo merilnika moči na izhod oddajnika preko slabilca, ki zniža moč oddajnika na vrednost, primerno za merilnik.

Nato postavimo na oba podstavka dve enaki anteni (pravokotna lijaka). Pri merjenih antenah določimo smer, v katero največ sevata. Pri uporabljenih lijakih bo to smer naravnost naprej, pravokotno na odprtino lijaka. Pazimo tudi, da imata oba lijaka isto polarizacijo.

Ker pričakujemo najmočnejše odbite valove od tal in stropa sobe, eno od anten (najlažje sprejemno anteno) premikamo na podstavku gor in dol za nekaj valovnih dolžin in opazujemo jakost sprejetega polja. Ko sprejemamo več odbitih valov hkrati, niha jakost sprejetega polja skoraj povsem naključno, kot je to prikazano na Sliki 8.3. Iz večjega števila meritev potem določimo srednjo vrednost sprejemanega polja, ki jo uporabimo v računu.



Slika 8.3: Vpliv odbitih valov na jakost sprejetega signala

8.4. Prikaz značilnih rezultatov

Ko določimo dobitke uporabljenih (enakih) pravokotnih lijakov, lahko eno od anten zamenjamo z drugačno anteno in celoten postopek ponovimo, vključno z ugotavljanjem vpliva odbitih valov. Pri računanju seveda upoštevamo prej izračunani dobitke piramidnega lijaka, ki ga imamo zdaj samo na enem koncu radijske zveze. Pozor! Pri zamenjavi oddajne antene je treba izključiti celoten oddajnik, zato rajši menjamo sprejemno anteno! Nekatere vrste anten, na primer špirale, vsebujejo izgubne snovi ter ne zdržijo velike moči oddajnika, zato jih uporabljamo izključno na sprejemni strani.

Za vajo izmerimo še dobitke korugiranega lijaka in antene z dielektrično lečo za dano frekvenčno področje ter rezultat primerjamo z rezultati drugih merilnih metod.

8.5. Vprašanja in naloge vaje

1. Oцени vpliv odbitih valov.
2. Izmeri dobitke enakih pravokotnih lijakov.
3. Izmeri dobitke korugiranega lijaka.
4. Izmeri dobitke antene z dielektrično lečo.

VAJA 9. Merjenje odbojnosti antene z mostičnim reflektometrom

9.1. Merjenje odbojnosti z mostičnim reflektometrom

Z višanjem frekvence v področje radijskih valov postaja meritev impedance vse bolj nerodna, saj je potrebno upoštevati med drugim tudi parazitne kapacitivnosti in induktivnosti priključkov merilnika. Pri še višjih frekvencah, v mikrovalovnem področju, imamo med merilnikom in merjencem vedno kos visokofrekvenčnega voda, ki predstavlja porazdeljeno induktivnost in kapacitivnost. Ne glede na način delovanja merilnika sledi sami meritvi zamudno preračunavanje izmerjene vrednosti v točno impedanco merjenca. Končno, v milimetrskem mikrovalovnem področju in naprej v optiki uporabljamo kot prenosne vode izključno valovode, na katerih ne moremo meriti tokov in napetosti, niti definirati impedance.

V radijskem frekvenčnem področju, v mikrovalovih in v optiki zato uporabljamo drugačne veličine za opisovanje lastnosti bremena. Najbolj uporabna veličina je odbojnost bremena. Odbojnost definiramo glede na uporabljeni prenosni vod – žični dvovod, koaksialni kabel, kovinski valovod ali optično vlakno. Na vseh vrstah vodov, kjer lahko enoveljavno določimo tok in napetost, obstaja tudi obojestranska enoveljavna povezava med odbojnostjo in impedanco bremena. Odbojnost označimo s črko Γ in je z impedanco bremena povezana prek enačbe

$$\Gamma = \frac{Z - Z_k}{Z + Z_k}; \quad 0 < |\Gamma| < 1. \quad (9.1)$$

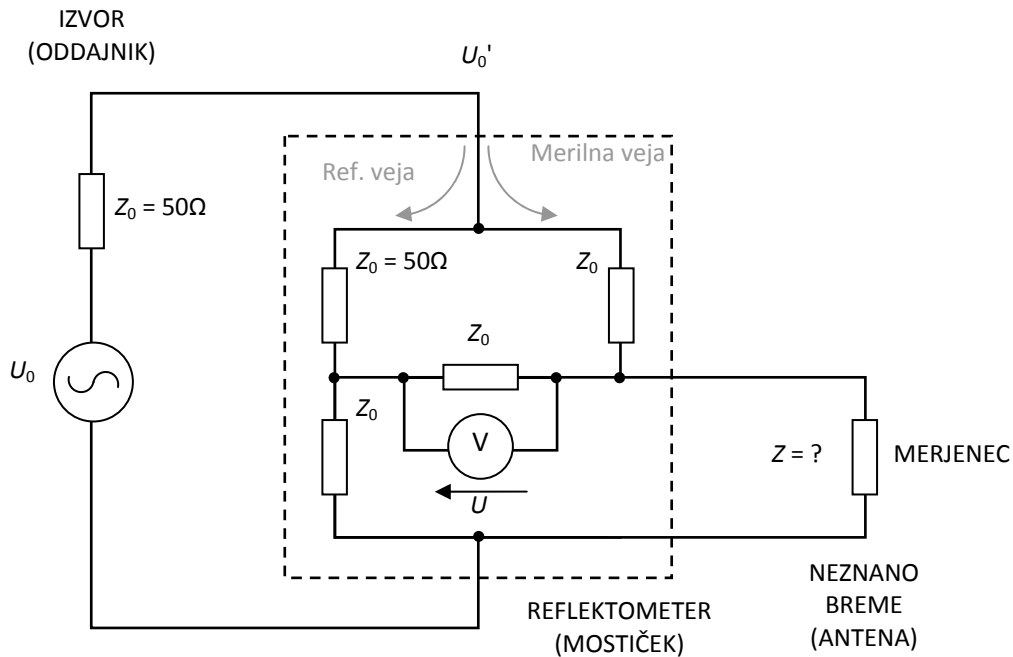
Pri tem je Z impedanca bremena, Z_k pa referenčna impedanca (običajno 50Ω). Odbojnost je torej definirana glede na neko referenčno impedanco. Je neimenovano kompleksno število, njena velikost (absolutna vrednost) pa je med 0 in 1. Pri tem pomeni $|\Gamma| = 0$ popolnoma prilagojeno breme, $|\Gamma| = 1$ pa popolnoma neprilagojeno breme (kratek stik ali odprte sponke – impedanca 0Ω ali ∞).

Odbojnost predstavlja razmerje med amplitudama napredujočega in odbitega vala na visokofrekvenčnem vodu. Velikost odbojnosti pogosto podajamo v logaritemskih enotah, decibelih (dB), pri čemer je relacija med linearno in logaritemsko odbojnostjo sledeča:

$$|\Gamma|[\text{dB}] = 20 \log |\Gamma|; \quad |\Gamma|[\text{dB}] \leq 0 \text{ dB} \quad (9.2)$$

Odbojnost lahko merimo na več različnih načinov – z merilnim vodom z utorom in sondo, s smernim sklopnikom ali pa z mostičkom. Če uporabimo mostiček ter na eno vejo priključimo referenčno breme, na drugo pa neznanu breme, imamo opravka z mostičnim reflektometrom. Mostični reflektometer temelji na principu Wheatstone-ovega mostiča (*angl. Wheatstone bridge*). Princip delovanja mostičnega reflektometra prikazuje Slika 9.1. Vhodni signal iz generatorja razdelimo na dve simetrični veji, na eno povežemo znano referenčno breme (50Ω), na drugo pa neznanu merjenec. Zaradi razlike impedanc referenčnega in neznanega bremena se med njima pojavi napetostna razlika, ki je premosorazmerna absolutni vrednosti odbojnosti $|\Gamma|$ neznanega bremena, kot ponazarja enačba (9.4), ki se nanaša na Sliko 9.1. Na ta način lahko torej enostavno merimo velikost odbojnosti.

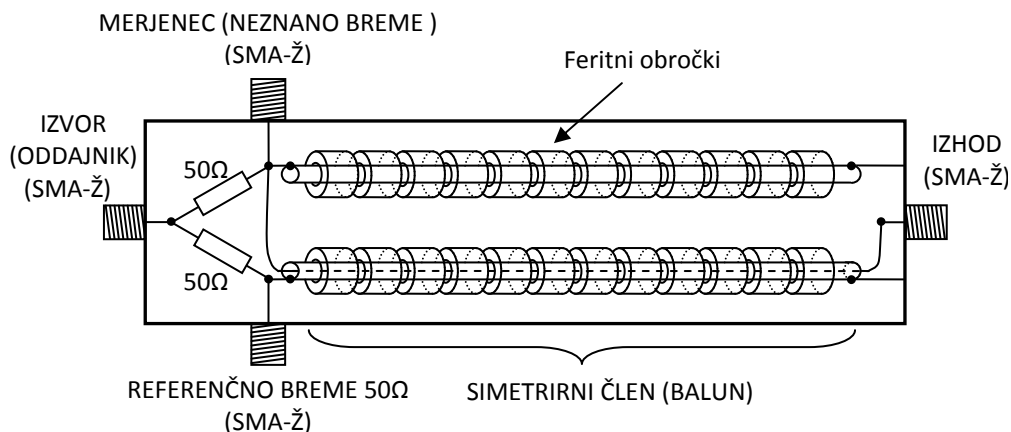
$$U = \frac{U_0}{8} \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} = \frac{U_0}{8} |\Gamma|; \quad Z_0 = 50 \Omega \quad (9.3)$$



Slika 9.1: Princip delovanja mostičnega reflektometra

Sposobnost mostičnega reflektometra, da razlikuje med obema vejama mostička, imenujemo smernost (*angl. directivity*). Smernost je enaka odbojnosti, ki nam jo pokaže mostični reflektometer, ko na obe veji mostička priključimo enaki bremenoma (npr. $50\ \Omega$). Smernost določa točnost meritve z reflektometrom – rezultat meritve velikosti odbojnosti lahko odstopa navzgor ali navzdol natančno za vrednost smernosti.

Pri mostičnem reflektometru je smernost neposredno povezana s simetrijo vezja. Za detekcijo napetostne razlike med priključenima bremenoma lahko uporabimo simetrični člen ali t.i. BALUN (*angl. BALAnced-UNbalanced transformer*) ali pa diodni usmernik s pripadajočima prikazovalnikoma. Pri izvedbi z diodo potrebujemo za prikaz odbojnosti enosmerni voltmeter, saj dioda usmeri razliko visokofrekvenčnih signalov obeh vej mostička. Izvedba s simetrikom pa potrebuje visokofrekvenčni merilnik (ponavadi spektralni analizator ali pa merilnik moči). Načrt mostičnega reflektometra s simetrikom prikazuje Slika 9.2. Simetrični člen poskrbi za preslikavo simetričnega izhoda iz obeh vej mostička na asimetrični izhod vezja (koaksialni konektor) z impedančno preslikavo 1:1.



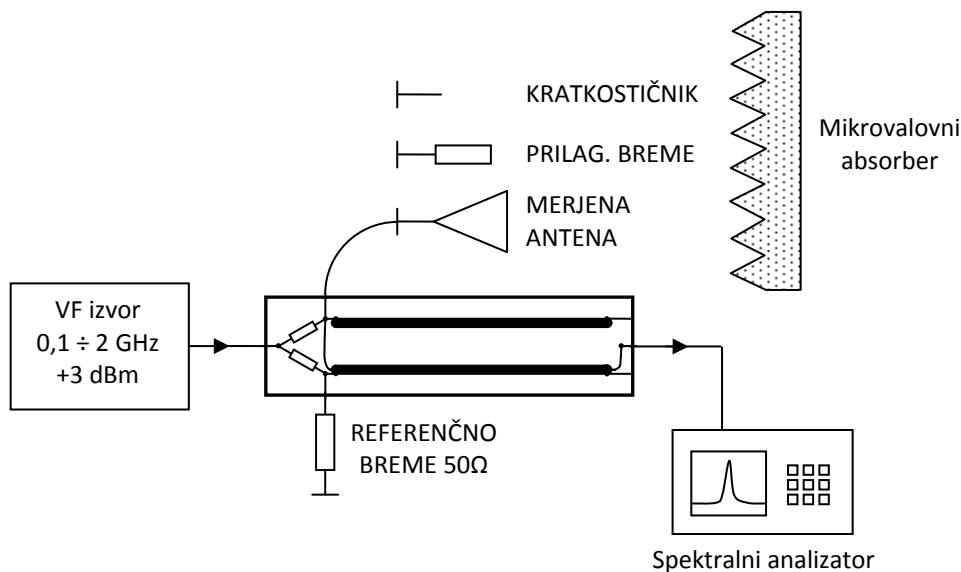
Slika 9.2: Načrt mostičnega reflektometra

9.2. Seznam potrebnih pripomočkov

Za izvedbo vaje potrebujemo:

- Izvor v frekvenčnem področju 100 MHz do 2 GHz izhodne moči +3 dBm.
- Mostični reflektometer s simetričnim členom.
- Visokofrekvenčni spektralni analizator.
- Merjenec – TEM lijakasto anteno.
- Prilagojeno koaksialno breme in koaksialni kratek stik.
- Ploščo mikrovalovnega absorberja.
- Priključne kable za vse povezave.

Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov je prikazana na Sliki 9.3.



Slika 9.3: Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov

9.3. Obrazložitev in opis poteka vaje

Pri vaji merimo odbojnost bremena preko meritve izhodne moči signala iz mostička na spektralnem analizatorju ob znani moči vhodnega signala. Kot je razvidno iz enačbe (9.3), je izhodna napetost sorazmerna amplitudi odbojnosti $|\Gamma|$, od nje pa se razlikuje za faktor $U_0/8$. Če merimo moči (in ne napetosti) in upoštevamo napetost na sponkah oddajnika $U_0' = U_0/2$ ter odbojnost izrazimo v logaritmskih enotah (dB), dobimo naslednjo relacijo:

$$|\Gamma| [\text{dB}] = 10 \log \left[\left(\frac{4 \cdot U}{U_0'} \right)^2 \right] = 10 \log \left(16 \cdot \frac{P}{P_0} \right) = P [\text{dBm}] - P_0 [\text{dBm}] + 10 \log(16) \quad (9.4)$$

$$|\Gamma| [\text{dB}] \approx P [\text{dBm}] - P_0 [\text{dBm}] + 12 \text{dB}$$

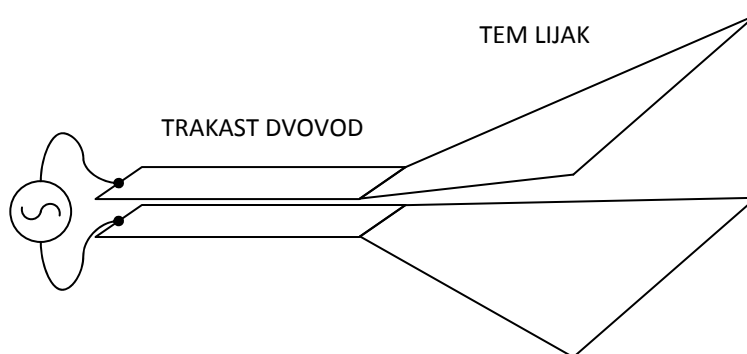
Odbojnost merjenca je tako za okrog 12 dB večja od izmerjene razlike izhodne in vhodne moči signala. Pri tem se je še potrebno zavedati, da preko meritve moči ne moremo izmeriti tudi predznaka odbojnosti, torej ali je impedanca neznanega bremena večja ali manjša od referenčne impedance, ampak le absolutno vrednost.

Meritev najprej izvedemo za kratkostično breme, ki ima po teoriji absolutno vrednost odbojnosti $|\Gamma|$ enako 1 oz. 0 dB. Pri tem preverimo, če je odbojnost konstantna preko celotnega opazovanega frekvenčnega pasu 100 MHz do 2 GHz in če drži relacija med odbojnostjo in izmerjeno močjo po enačbi (9.4). Na spektralnem analizatorju si po potrebi

prilagodimo skalo tako, da bo nivo izhodne moči iz mostičnega reflektometra pri kratkostičnem bremenu predstavljal "ničlo" za meritev odbojnosti $|\Gamma|$.

V drugem delu meritve priključimo na merilni izhod mostička prilagojeno koaksialno breme (50Ω), ki nam predstavlja idealno prilagoditev ($|\Gamma| = 0 = -\infty \text{ dB}$). Izmerjena vrednost odbojnosti nam v tem primeru predstavlja smernost samega mostička, ki nam omejuje merilno točnost.

V zadnjem delu vaje pomerimo še odbojnost neznane antene – TEM lijaka. TEM lijak je preprosta oblika antene, pri kateri visokofrekvenčni signal vodimo po trakastem dvovodu, ki se na koncu razpre v "pahljačo". Skico TEM lijakaste antene prikazuje Slika 9.4. Ker tako anteno običajno napajamo preko koaksialnega priključka je potreben še prilagoditveni člen (BALUN) iz asimetričnega koaksialnega priključka na simetričen trakasti dvovod.



Slika 9.4: Načrt TEM lijakaste antene

9.4. Prikaz značilnih rezultatov

Pri vaji izmerimo odbojnost kratkega stika, prilagojenega bremena in neznane antene v frekvenčnem pasu 100 MHz do 2 GHz. Glede na vrsto uporabljene antene (TEM lijak) bo izmerjena odbojnost zelo visoka na nizkih frekvencah, pod določeno mejno frekvenco. Na gornjem koncu frekvenčnega področja pa bo odbojnost razmeroma nizka, saj je antena izdelana za to frekvenčno področje.

Izmerjene frekvenčne poteke odbojnosti za vse tri merjence tudi narišemo na graf.

9.5. Vprašanja in naloge vaje

1. Na osnovi meritve izhodne moči iz mostičnega reflektometra izmeri odbojnost kratkostičnika v pasu od 100MHz do 2GHz.
2. Izmeri odbojnost prilagojenega bremena v pasu od 100MHz do 2GHz.
3. Izmeri odbojnost TEM lijakaste antene v pasu od 100MHz do 2GHz.

VAJA 10. Določanje faznega središča antene

10.1. Amplitudni in fazni smerni diagram antene

Smerni diagram antene je v splošnem kompleksna funkcija, ki jo lahko zapišemo kot produkt amplitudnega smernega diagrama in faznega smernega diagrama:

$$F(\theta, \phi) = A(\theta, \phi) \cdot e^{j\varphi(\theta, \phi)} \quad (10.1)$$

$F(\theta, \phi)$... smerni diagram

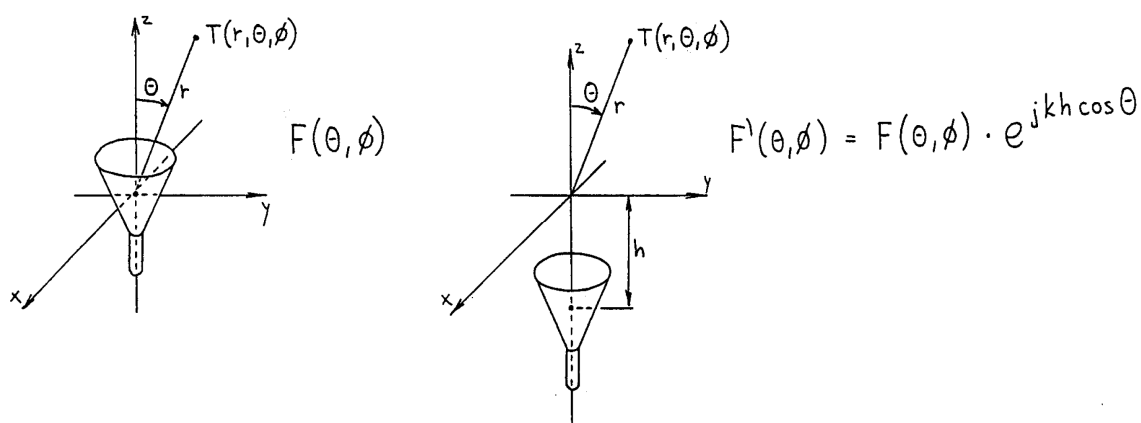
$A(\theta, \phi) = |F(\theta, \phi)|$... amplitudni smerni diagram

$\varphi(\theta, \phi)$... fazni smerni diagram

V večini slučajev nas pri antenah zanima edino amplituda smernega diagrama. Ko se nahaja sprejemna antena daleč proč od oddajne antene, v Fraunhoferjevem področju, se anteni "vidita" pod zelo majhnim zornim kotom. Fazni smerni diagram anten zato takrat ne povzroča interference, ki bi vplivala na jakost sprejetega signala. Razen tega se faza sprejetega signala izredno hitro spreminja z razdaljo med antenama in te spremembe so dosti večje od faznega smernega diagrama anten.

Fazni smerni diagram antene postane zanimiv, ko izkoriščamo sevanje antene v velikem prostorskem kotu, na primer za osvetlitev zrcala. Da deluje zrcalo kot odprtina z želenim smernim diagramom, morajo biti vse točke zrcala osvetljene ne samo s pravilno amplitudo pač pa tudi s pravilno fazo signala. Primarni izvor oziroma žarilec, ki ga vgradimo v gorišče zrcala, mora imeti zato predpisana oba, amplitudni smerni diagram in fazni smerni diagram.

Fazni smerni diagram antene je seveda odvisen od tega, kako si izberemo koordinatni sistem in kam postavimo anteno. Če na primer anteno premaknemo po osi Z, kot je to prikazano na Sliki 10.1, se fazni smerni diagram spremeni za dodatni člen, ki vsebuje odmik antene od središča koordinatnega sistema. Najenostavnejši slučaj bi bil povsem realen smerni diagram antene, ki se mu faza v različnih smereh ne spreminja. Če s premikanjem antene v koordinatnem sistemu lahko najdemo takšno točko, jo imenujemo fazno središče antene.



Slika 10.1: Učinek premika antene po osi Z na fazo smernega diagrama

Vse antene nimajo faznega središča. Na primer, krogelno zrcalo ne zbere vpadnih žarkov v eni sami točki, pač pa v daljici. Če takšno zrcalo uporabljamo kot anteno za satelitske komunikacije ali v radioastronomiji, potem potrebujemo primarni izvor, ki se mu navidezna točka sevanja pomika po daljici gorišča zrcala. Pri takšnem primarnem izvoru seveda ne moremo definirati faznega središča.

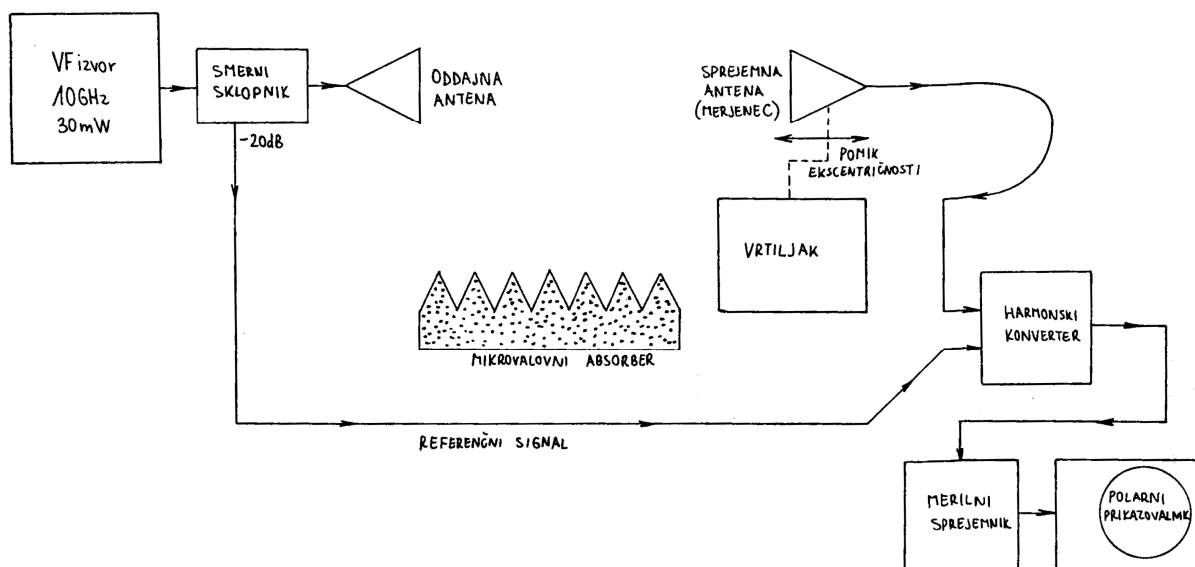
Najbolj razširjeno zrcalo je parabolično zrcalo, ki ima točkasto gorišče in zato zahteva žarilec, ki ima fazno središče. Pri sestavljanju antene moramo namestiti žarilec natančno tako, da fazno središče žarilca sovpade z goriščem paraboličnega zrcala. Točka faznega središča je zato pomemben podatek žarilca, ki ga moramo izračunati ali izmeriti.

10.2. Seznam potrebnih pripomočkov

Za izvedbo vaje potrebujemo:

- Izvor (oddajnik) v frekvenčnem področju 10 GHz z izhodno močjo 15 dBm (30 mW).
- -20 dB koaksialni smerni sklopnik.
- Oddajno anteno na svojem podstavku.
- Antene (merjence) za 10 GHz frekvenčno področje.
- Vrtiljak s podstavkom z nastavljivo ekscentričnostjo.
- Harmonski konverter, merilni sprejemnik in polarni prikazovalnik iz merilnega kompleta analizatorja vezij.
- Nekaj plošč absorberja.
- Priključne kable za vse povezave.

Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov je prikazana na Sliki 10.2.



Slika 10.2: Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov

10.3. Obrazložitev in opis poteka vaje

Določanje točke faznega središča antene pomeni določanje treh koordinat točke, okoli katere lahko vrtimo anteno in se pri tem faza sprejemanega (ali oddanega) polja ne spreminja. Pri večini anten je dve koordinati faznega središča razmeroma enostavno uganiti – pri rotacijsko simetrični anteni bo na primer fazno središče prav gotovo ležalo na osi antene. Anteno bomo zato premikali le v smeri neznane koordinate faznega središča in iskali točko, okoli katere lahko vrtimo anteno brez sprememb faze signala.

Pri vaji želimo meriti predvsem fazo sprejetega signala. Amplitudo preverimo le zato, da zagotovimo meritev v glavnem snopu antene. Amplitudo in fazo najlažje merimo s kvocientnim merilnikom iz kompleta analizatorja vezij. Kvocientni merilnik meri razmerje amplitud in razliko v fazi med dvema vhodoma. Na referenčni vhod merilnika pripeljemo del signala izvora po kablu, na merilni vhod pa signal iz merjene antene.

Za meritev potrebujemo še poljubno oddajno anteno. Oddajno anteno nastavimo na primerni razdalji, da sta anteni v Fraunhoferjevem področju. Pri postavljanju pazimo, da imata obe anteni enako polarizacijo. Po potrebi namestimo enega ali več kosov absorberja, saj odbiti valovi zelo motijo meritev faze.

Sprejemno (merjeno) anteno namestimo na ekscentrično držalo na vrtiljaku. Pri nameščanju merjenca pazimo, da os merjenca natančno prebada os vrtenja podstavka. Na ta način z ekscentričnostjo premikamo anteno le še po neznani koordinati lege faznega središča. Pred meritvijo faze tudi na hitro pomerimo celoten smerni diagram merjenca in določimo glavni snop. Iskanje faznega središča je seveda smiselno le v območju glavnega snopa antene, saj se ničlah (minimumih) med stranskimi snopi faza zelo hitro spreminja in stranskih snopov običajno ne uporabljamo za osvetlitev zrcala.

10.4. Prikaz značilnih rezultatov

Fazno središče iščemo tako, da poskusimo različne ekscentričnosti in anteno vrtimo le v območju glavnega snopa. Iščemo tisto ekscentričnost, ki bo dala najmanjše spreminjanje faze v glavnem snopu. Os vrtenja podstavka antene tedaj prebada fazno središče antene. Najdeni položaj natančno izmerimo glede na značilne točke antene.

Ker so merjene antene lijaki, se bo fazno središče nahajalo nekje v notranjosti lijaka. Za poznejšo uporabo je predvsem zanimiv podatek, kako globoko se nahaja fazno središče glede na prednjo odprtino lijaka. Rezultat meritve prikažemo tako, da skiciramo anteno in kotiramo izmerjeni položaj faznega središča. Meritev seveda ponovimo za več različnih lijakov oziroma drugih anten.

10.5. Vprašanja in naloge vaje

1. Za različne antene določi, kako globoko od sprednjega roba antene se nahaja fazno središče.
2. Antene in položaj faznega središča tudi skiciraj.

VAJA 11. Porazdelitev električnega toka na monopolu

11.1. Porazdelitev električnega toka na tankožičnih antenah

Porazdelitev električnega toka, njegove amplitude in faze, po kovinski strukturi antene, je eden osnovnih problemov, ki jih moramo rešiti pri obravnavi anten. Iz porazdelitve toka na anteni lahko izračunamo vse zanimive parametre antene – smerni diagram antene, impedanco antene in izgube zaradi končne upornosti vodnikov, ki sestavljajo anteno.

Porazdelitev toka na anteni lahko izračunamo. Za vse praktične primere je potreben numerični račun, saj se z analitskimi metodami da rešiti le najenostavnejše primere. Porazdelitev toka po površini antene lahko tudi izmerimo, vendar so takšne meritve zelo zahtevne in praktično zelo težko izvedljive z zahtevano mero natančnosti.

Od različnih vrst anten je najlažje določiti porazdelitev toka na tankožičnih antenah, sestavljenih iz ene ali več žic zelo majhnega prereza glede na valovno dolžino. Pri takšnih antenah upravičeno smatramo, da tečejo tokovi izključno v vzdolžni smeri žic. Kakršenkoli prečni tok po žicah bi v vsakem slučaju imel zelo majhen vpliv na lastnosti antene.

Pri tankožičnih antenah je zaradi majhnega prereza žice v bližini same žice izredno močno bližnje polje, sevano polje je tu v primerjavi z bližnjim skoraj zanemarljivo. Zato bo na porazdelitev toka po tanki žici vplivalo v glavnem bližnje polje. Ker je bližnje polje po obliki enako statičnemu polju, na tankožičnih antenah upravičeno pričakujemo podobne valovne pojave kot na prenosnih vodih.

Pri žičnih antenah, ki imajo odprte, nezaključene konce žic, potemtakem pričakujemo pojav stojnega vala, saj se napredujoči val na žici na odprtem koncu popolnoma odbije. Na koncu antene si zato pričakujemo vozle toka, po žici sami se potem vrstijo hrbti in vozli toka. Ker se žica obnaša kot TEM vod, razdalje med vozli oziroma hrbti ustrezajo polovici valovne dolžine v praznem prostoru.

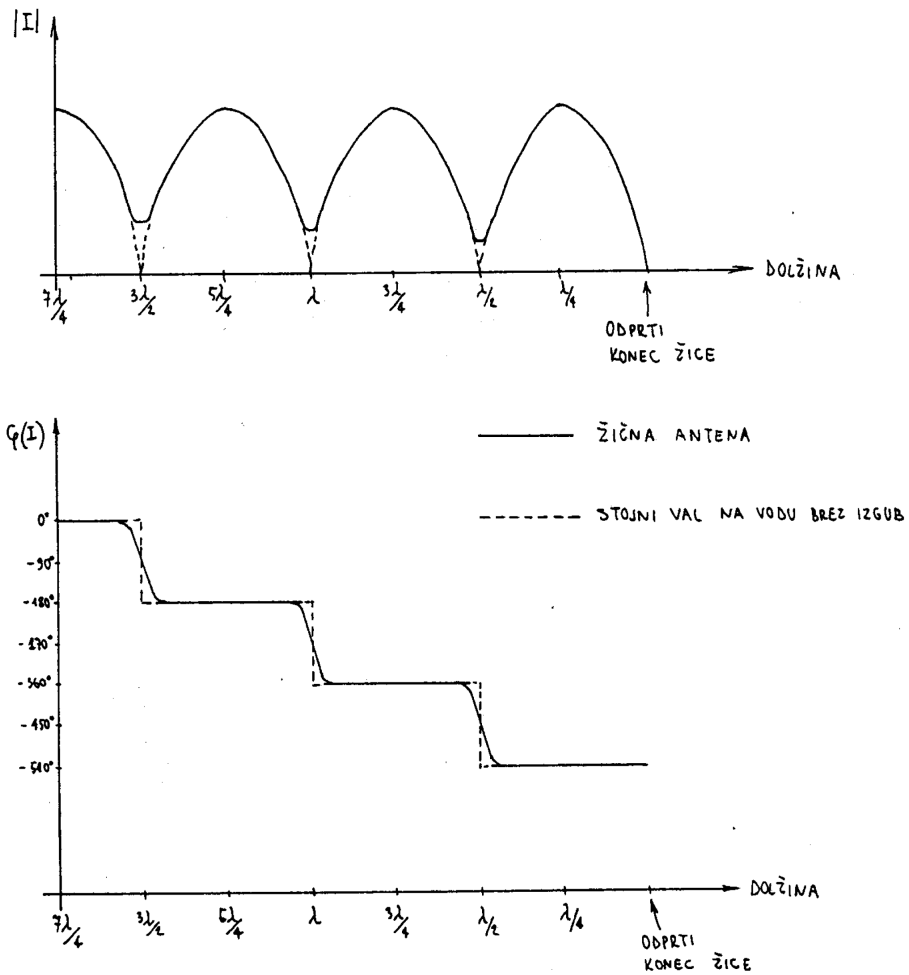
Ker pa nimamo brezizgubnega TEM voda, pač pa anteno, ki nekaj dovedene električne moči tudi izseva, vozli toka niso točno enaki nič, pač pa tu absolutna vrednost toka doseže minimum, faza pa je za 90 stopinj premaknjena glede na fazo toka v hrbtu (glej Sliko 11.1). Minimumi toka so seveda tembolj globoki, čim tanjša je žica, saj je tanjša žica bolj podobna prenosnemu vodu.

11.2. Seznam potrebnih pripomočkov

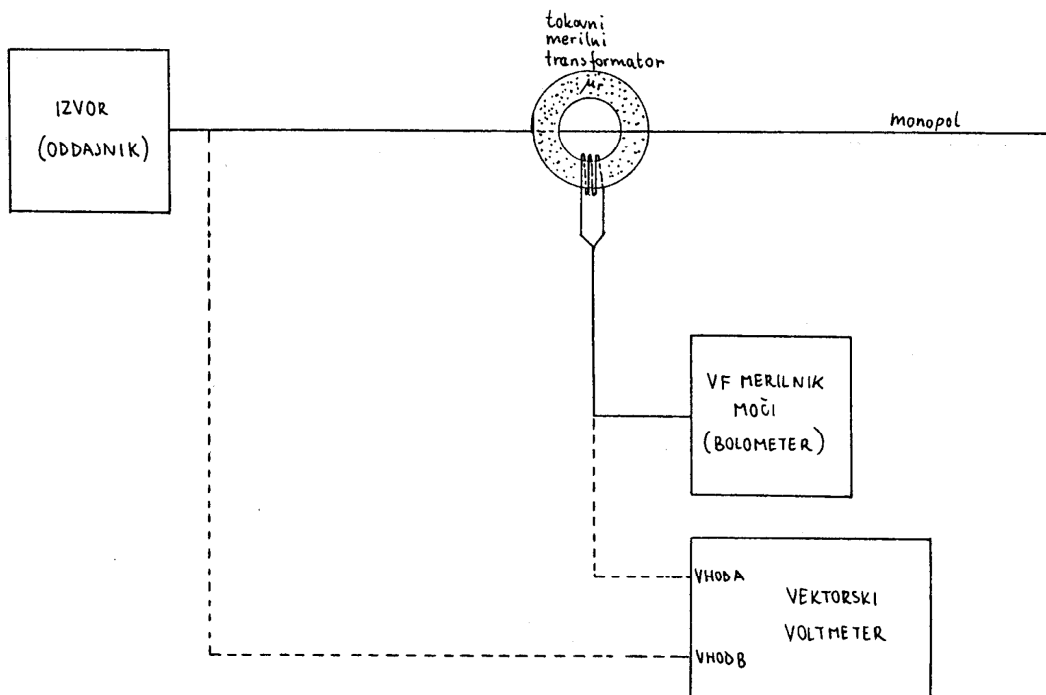
Za izvedbo vaje potrebujemo:

- Izvor (oddajnik) v frekvenčnem področju od 50 MHz do 500 MHz, z izhodno močjo do 20 dBm (100 mW) na 50-ohmskem bremenu.
- Merjeno anteno – monopol – to je palico dolžine okoli 1,5 m z ustreznim visokofrekvenčnim priključkom.
- Tokovni merilni transformator za visokofrekvenčni tok na anteni, z jedrom iz feritnih obročkov in priključnim kablom, oklopljenim s feritnimi obročki, da ne motimo električnega polja merjene antene.
- Visokofrekvenčni merilnik moči – bolometer – z območjem od -30 dBm (1 μ W) do 10 dBm (10 mW).
- Vektorski voltmeter za dano frekvenčno območje.

Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov je prikazana na Sliki 11.2.



Slika 11.1: Porazdelitev amplitude in faze toka na žični anteni



Slika 11.2: Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov

11.3. Obrazložitev in opis poteka vaje

Zaradi enostavnosti izvedbe vaje si izberemo najenostavnejšo možno anteno, to je monopol. Monopol napajamo na enem koncu z generatorjem tako, da eno sponko generatorja priključimo na monopol. Drugo sponko generatorja je treba tudi nekam priključiti, da monopol sploh lahko napajamo. Praktično izkoristimo ohišje generatorja in napajalni priključni vod kot protiutež monopolu tako, da srednji kontakt koaksialne vtičnice priključimo na monopol, oklop koaksialne vtičnice pa pustimo nepovezan. V tem slučaju seveda sestavljajo celotno anteno monopol, ohišje generatorja in vse ostale žice, priključene na generator. Če so vse ostale žice zadosti oddaljene od monopola, sklepamo, da ne bojo preveč vplivale na porazdelitev toka na samem monopolu.

Izhodna impedanca generatorja je običajno 50Ω , vhodna impedanca opisane antene, se pravi monopola in protiuteži iz ohišja generatorja, pa je zelo spremenljiva. Zato se vsiljeni tok na priključku monopola zelo spreminja s frekvenco, kljub konstantni izhodni moči generatorja na standardnem 50-ohmskem bremenu.

Uporabljena sonda za tok (tokovni merilni transformator) ima seveda celo vrsto pomanjkljivosti. Vsak merilnik toka odžira del moči iz vezja in ga tako moti. Uporabljena sonda vstavlja dodatno impedanco vezano zaporedno z žico merjenega monopola. Pri meritvah na antenah pa se pojavi še problem dovodnih žic do merilnika, saj te motijo električno polje antene. Zato je koaksialni kabel do merilnega transformatorja "oblečen" s feritnimi obročki (z visoko relativno permeabilnostjo), ki bistveno povečajo impedanco žice in tako zmanjšajo motenje polja merjene antene.

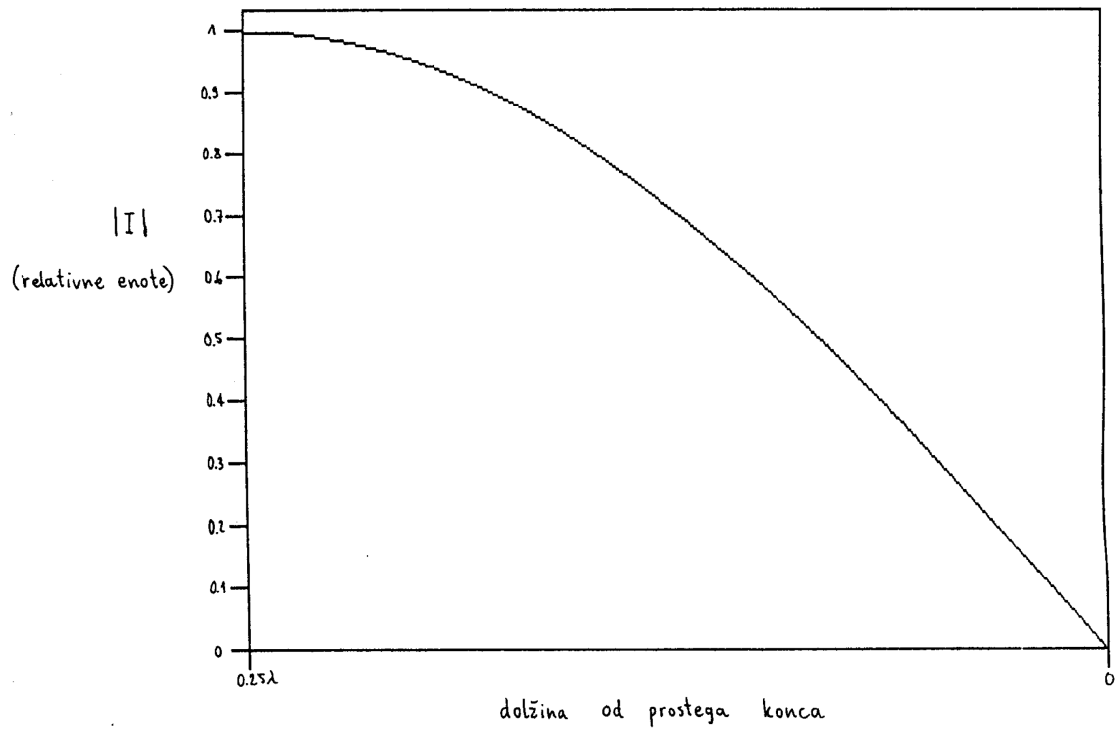
Če imamo na razpolago tudi vektorski voltmeter, ga priključimo in uporabimo za meritev faze. Vajo v vsakem slučaju izpeljemo za vsaj tri različne frekvence. Rezultat porazdelitve toka na anteni narišemo v relativnem merilu tako, da za vsako frekvenco diagram normiramo na maksimalno vrednost toka pri dani frekvenci. Absolutna vrednost maksimumov toka se sicer s frekvenco spreminja, ker se spreminja dovedena moč v monopol zaradi sprememb impedance, pa tudi tokovni merilni transformator ni idealen. Ker lahko absolutno vrednost toka izračunamo iz impedance antene in moči generatorja, ta meritev tu ni zanimiva, zanima nas le relativna porazdelitev toka.

11.4. Prikaz značilnih rezultatov

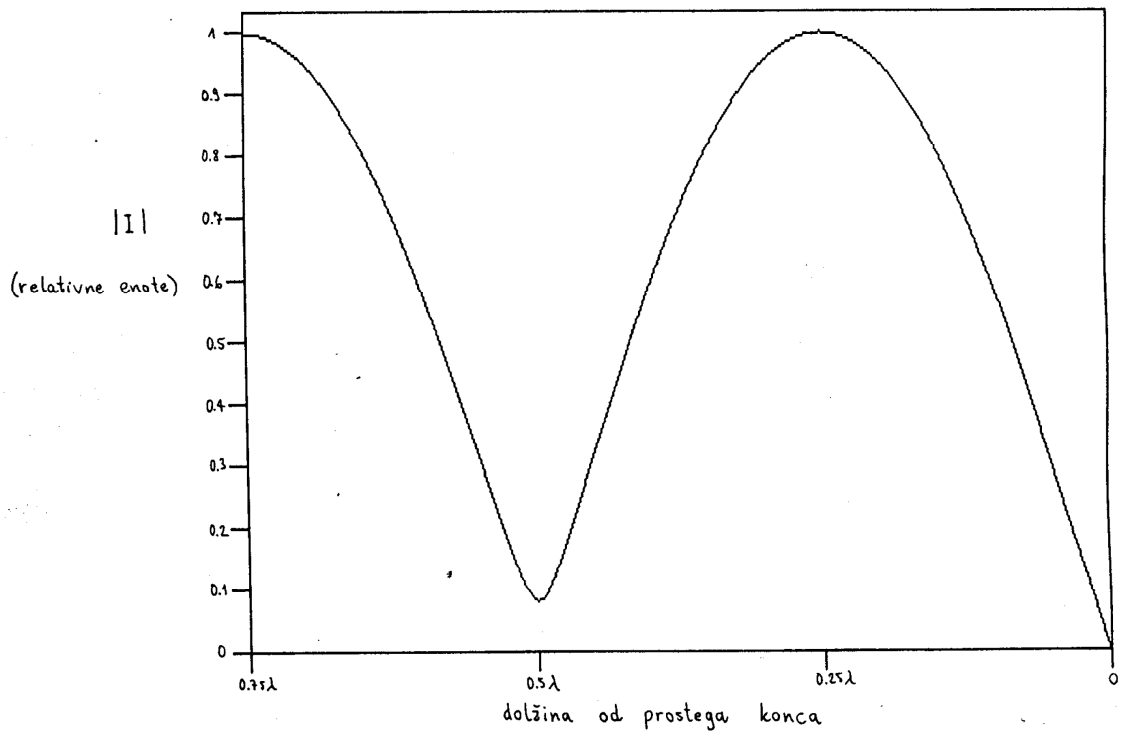
Vajo izvedemo na treh različnih frekvencah. Najnižjo frekvenco izberemo tako, da je dolžina monopola približno enaka četrta valovne dolžine (Slika 11.3). Srednjo frekvenco izberemo tako, da je dolžina monopola približno tri četrta valovne dolžine (Slika 11.4). Končno, najvišjo frekvenco izberemo tako, da je monopol dolg več valovnih dolžin (Slika 11.5). Posebno pazimo na položaj in globino minimumov!

11.5. Vprašanja in naloge vaje

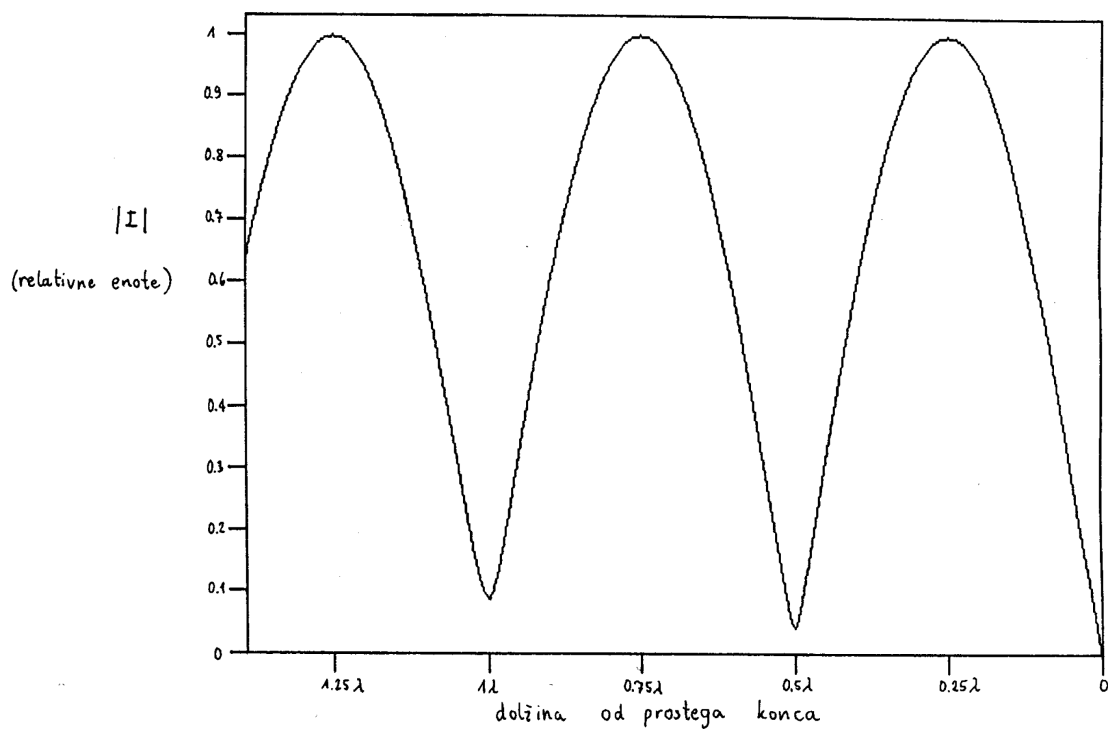
1. Izračunaj frekvence, ki ustrezajo valovnim dolžinam, ko je dolžina monopola enaka četrtni valovne dolžine, trem četrtninam valovne dolžine in 1,5 valovne dolžine.
2. Izmeri porazdelitev amplitude električnega toka na monopolu pri treh različnih frekvencah.
3. Izmeri porazdelitev faze električnega toka na monopolu pri treh različnih frekvencah.



Slika 11.3: Porazdelitev toka na monopolu dolžine $0,25 \lambda$



Slika 11.4: Porazdelitev toka na monopolu dolžine $0,75\lambda$



Slika 11.5: Porazdelitev toka na monopolu dolžine $1,39\lambda$

VAJA 12. Porazdelitev polja na odprtini piramidnega lijaka

12.1. Porazdelitev polja na odprtinah

Porazdelitev polja na odprtini je eden osnovnih podatkov o odprtini, iz katerega lahko izračunamo vse zanimive lastnosti antene. Podatek o porazdelitvi polja mora seveda zajemati amplitudo, fazo in polarizacijo polja v vsaki točki odprtine. Porazdelitev polja na odprtini lahko izračunamo, če poznamo način vzbujanja odprtine.

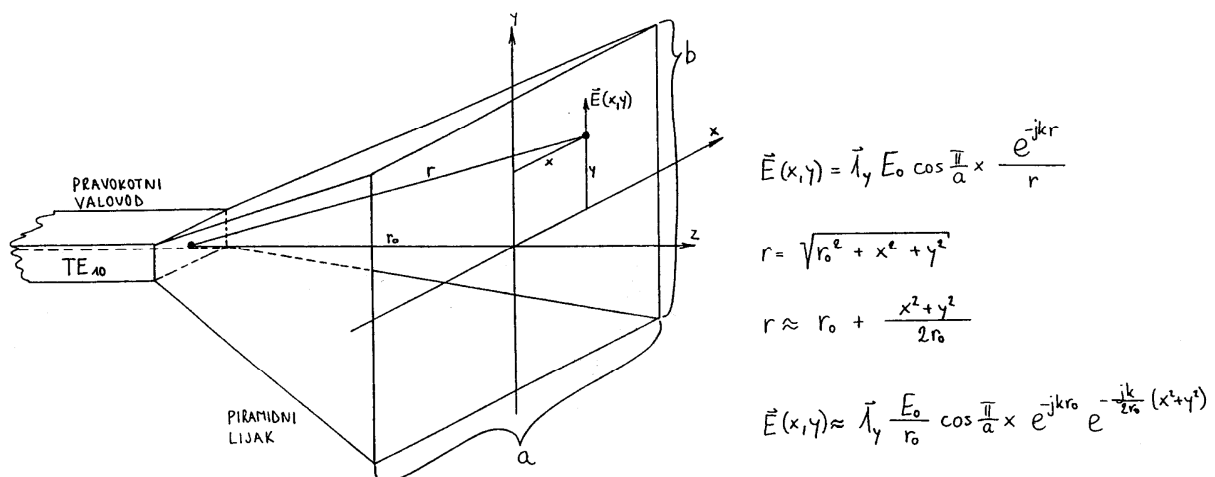
Porazdelitev polja na odprtini lahko tudi izmerimo s primerno sondo. Če je odprtina velika več valovnih dolžin, lahko uporabimo kot sondo kar manjšo anteno. Sondo potem premikamo po celotni površini odprtine ter merimo fazo in amplitudo sprejetega signala. Sondo po potrebi zavrtimo, če merimo tudi polarizacijo polja.

Med najenostavnejše odprtine spadajo lijaki. Lijaki so razširjeni konci valovodov stožčaste (okrogli valovod) ali piramidne oblike (pravokotni valovod). Če je prehod iz valovoda v lijak dovolj položen, se v lijaku ne vzbudijo višji valovodni rodovi in je slika polja na odprtini lijaka kar povečana slika polja v valovodu.

Piramidni lijak je prikazan na Sliki 12.1. Piramidni lijak vzbuja s pravokotnim valovodom primernih dimenzij, da se pri dani frekvenci po njem širi samo najnižji rod TE_{10} . Na odprtini lijaka potem pričakujemo povečano sliko polja v valovodu, z nekaj izjemami:

- (1) Piramidni lijak se lahko različno hitro širi v obeh smereh, se pravi stranici odprtine a in b nista nujno v istem razmerju kot stranici pravokotnega valovoda. Slika polja v valovodu se širi po vsaki koordinatni osi neodvisno od širjenja po drugi osi.
- (2) Na odprtini lijaka dobimo fazno napako, ker je pot do srednje točke odprtine krajša kot pot do roba lijaka. V prvem približku je fazna napaka sorazmerna kvadratu oddaljenosti od središča odprtine.
- (3) Gostota ploskovnih tokov v stenah lijaka sicer upada, ko se lijak širi, vendar preostali tokovi potem nadaljujejo pot po zunanji steni lijaka in motijo delovanje odprtine.

Obravnava napake zaradi preostalih ploskovnih tokov v stenah lijaka je težavna in postane pri velikih lijakih nepomembna, zato se za vajo omejimo na merjenje povečane slike polja v valovodu in na merjenje napake kvadratne faze na odprtini.



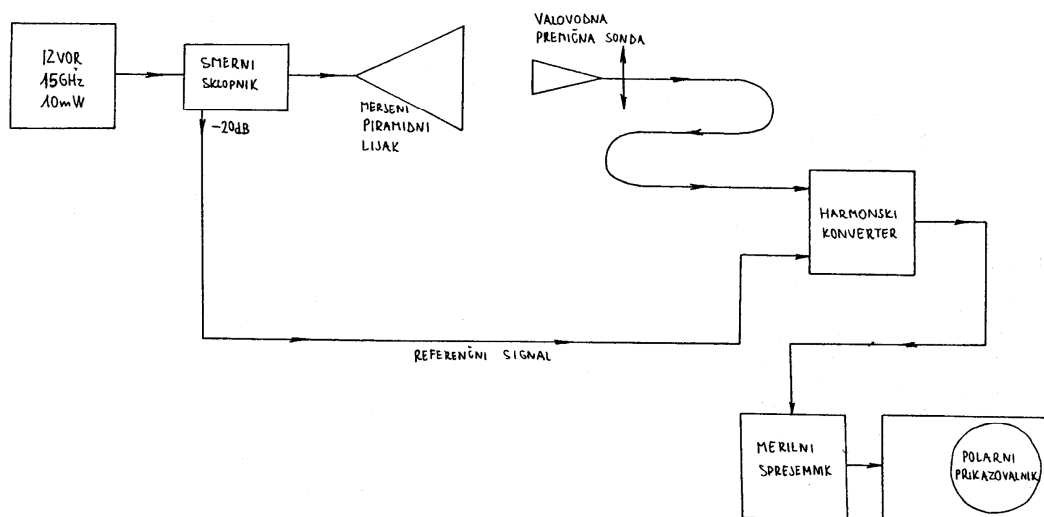
Slika 12.1: Porazdelitev polja na odprtini piramidnega lijaka

12.2. Seznam potrebnih pripomočkov

Za izvedbo vaje potrebujemo:

- Izvor (oddajnik) v frekvenčnem področju 15 GHz, z izhodno močjo do 10 dBm (10 mW).
- Smerni sklopnik -20 dB.
- Piramidni lijak za 15 GHz, na podstavku.
- Sondo – odprti valovod s preходом na koaksialni priključek.
- Vektorski merilni sprejemnik s harmonskim konverterjem in polarnim prikazovalnikom.
- Priključne kable za vse povezave.

Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov je prikazana na Sliki 12.2.



Slika 12.2: Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov

12.3. Obrazložitev in opis poteka vaje

Pri vaji želimo meriti amplitudo in fazo polja na odprtini. Amplitudo in fazo najlažje merimo s kvocientnim merilnikom iz kompleta analizatorja vezij. Kvocientni merilnik meri razmerje amplitud in razliko v fazi med dvema vhodoma. Na referenčni vhod merilnika pripeljemo del signala izvora po kablu, na merilni vhod pa signal s sonde za polje.

Merilni sistem najprej preizkusimo sredi odprtine, kjer je polje najmočnejše. Pred tem preverimo jakost signala v referenčnem kanalu, da je v predpisanih mejah za kvocientni merilnik, ter frekvenčno območje fazno-sklenjene zanke harmonskega konverterja. Ojačenje merilnega kanala nastavimo tako, da je točka na robu zaslona, fazo pa nastavimo na željeni začetek. Fokusiranje katodne cevi nalašč malo pokvarimo, da dobimo svetlo točko večjih dimenzij in tako ne poškodujemo zaslona katodne cevi.

Ker je meritev faze zelo odvisna od majhnih premikov, moramo zelo natančno premikati merilno sondo – odprti konec valovoda. V ta namen vgradimo v piramidni lijak kos stiropora in na odprtini lijaka nanj zalepimo milimetrski papir. Sondo potem premikamo tako, da se ravno dotika milimetrskega papirja, iz katerega odčitamo prečni koordinati x in y .

Pri meritvi se moramo tudi potruditi, da čimmanj motimo polje na odprtini. Tam naj bo zato le odprtina sonde, roke in kovinske predmete pa držimo čimdlje od odprtine. Sondo seveda držimo z roko na drugem koncu.

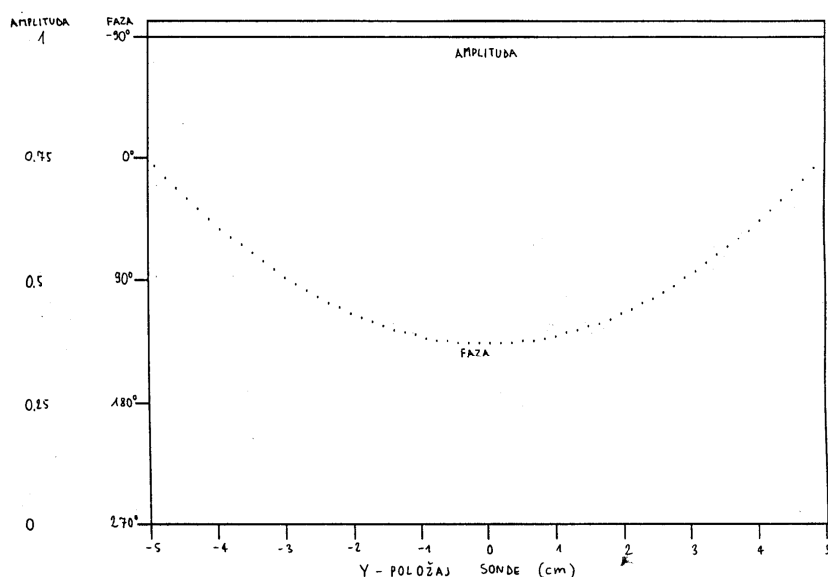
Za vajo zadošča, da izmerimo porazdelitev polja po obeh koordinatnih oseh x in y . Polje v ostalih točkah odprtine le preverimo. Prav tako preverimo polarizacijo, z obračanjem sonde.

Na koncu preizkusimo še upadanje polja na robovih odprtine, kar nam da velikostni razred vpliva preostalih ploskovnih tokov.

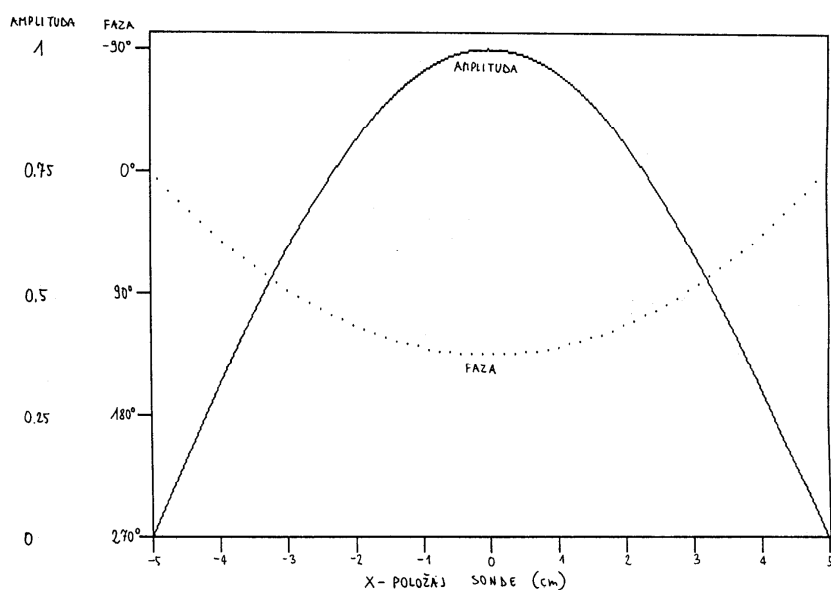
12.4. Prikaz značilnih rezultatov

Na Slikah 12.3 in 12.4 je prikazana idealna porazdelitev polja na piramidnem lijaku kvadratnega prereza s stranico 10 cm. Da se izognemo dvoumnim oznakam koordinat, označimo koordinatne osi in ustrezne ravnine glede na komponente polja. Porazdelitev v E ravnini je prikazana na Sliki 12.3 ter porazdelitev v H ravnini na Sliki 12.4.

Pri resnični meritvi bo prišlo do odstopanj predvsem pri meritvi v E ravnini. Tu naj bi polje na robu odprtine skokovito upadlo na nič, zaradi končnih dimenzij odprtine sonde in preostalih ploskovnih tokov pa bo izmerjeni rezultat malo drugačen ob robovih. V H ravnini obeh omenjenih težav ni, saj polje samo po sebi upada na nič in tudi vzdolžnih ploskovnih tokov ni v odgovarjajočih stenah valovoda.



Slika 12.3: Porazdelitev polja na odprtini piramidnega lijaka v E ravnini



Slika 12.4: Porazdelitev polja na odprtini piramidnega lijaka v H ravnini

12.5. Vprašanja in naloge vaje

1. Izmeri in nariši porazdelitev polja na odprtini piramidnega lijaka po obeh koordinatnih oseh "x" in "y".
2. Preveri tudi polje v ostalih točkah odprtine.
3. Z obračanjem sonde preveri polarizacijo polja.

VAJA 13. Določanje gorišča zrcala iz kvadratne napake faze

13.1. Učinki faznih napak pri vzbujanju odprtine

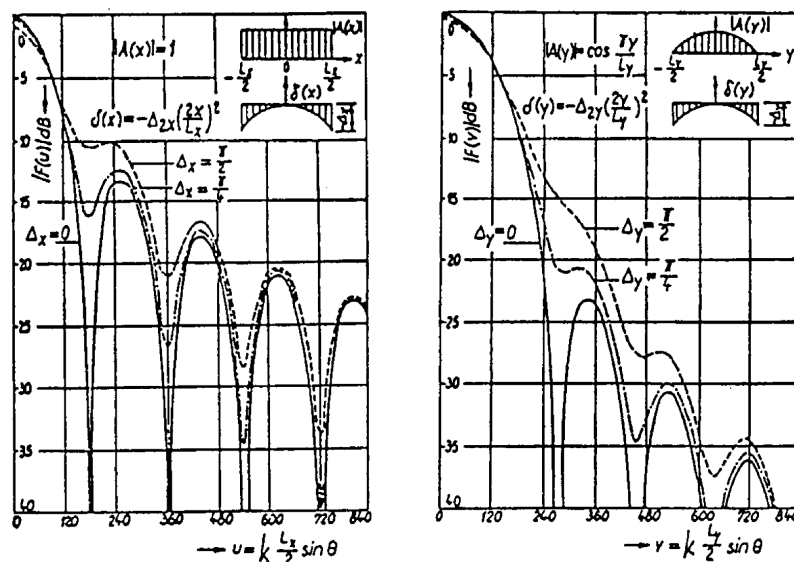
Pri odprtinah največkrat želimo doseči največji možen dobitek pri danih (omejenih) izmerah, teži in ceni antene. Največji dobitek omogoča enakomerno in sofazno vzbujana odprtina. Pri resnični anteni pride seveda do napak zaradi končnih toleranc izdelave antene.

Napake se najprej pokažejo kot napačna faza vzbujanja odprtine. V primerjavi s fazo so napake v jakosti vzbujanja običajno zanemarljive. V slučaju zrcalne antene pomeni napačna faza napačno obliko zrcala. Odstopanje od želene oblike tedaj primerjamo z valovno dolžino, kar je lahko dosti manj od premera ali drugih izmer zrcala.

Napake faze so lahko povsem naključno razporejene po površini odprtine. Dosti bolj pogost slučaj pa je takšna napaka faze, ki se pokorava točno določeni matematični zakonitosti zaradi načina vzbujanja odprtine oziroma zaradi znane napake pri izdelavi antene. V piramidnih in stožčastih lijakih je na primer napaka faze premosorazmerna kvadratu oddaljenosti od osi lijaka.

Najbolj nedolžen učinek ima linearna napaka faze, to je napaka, ki je premosorazmerna odklonu od osi odprtine. Takšna napaka prinaša ustrezen odklon celotnega smernega diagrama antene, kar je običajno enostavno upoštevati pri uporabi antene. V slučaju neposredno vzbujanega paraboličnega zrcala povzroči linearno napako faze majhen prečni odklon žarilca iz osi zrcala, glavni snop odprtine pa se odkloni za enak kot v nasprotno smer.

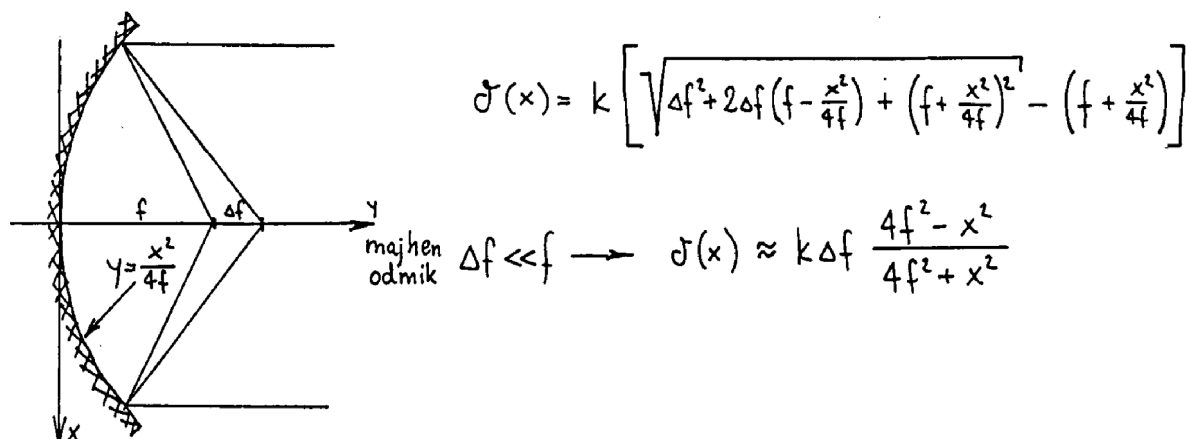
Kvadratna napaka faze učinkuje na obliko smernega diagrama in na dobitek antene. Majhna kvadratna napaka faze najprej popači smerni diagram, kot je to prikazano na Sliki 13.1 za enakomerno in kosinusno vzbujano odprtino. Prva ničla smernega diagrama ob glavnem snopu postaja vse bolj plitva in nazadnje celo izgine, vse to pa se zgodi, še preden se dobitek antene bistveno zmanjša. Šele velike fazne napake prinesejo občutno zmanjšanje dobitka antene (jakosti glavnega snopa).



Slika 13.1: Smerni diagram odprtine z enakomernim/kosinusnim vzbujanjem in kvadratno napako faze

V slučaju neposredno vzbujanega paraboličnega zrcala majhen vzdolžni odklon žarilca povzroči fazno napako, ki je funkcija kvadrata oddaljenosti od osi zrcala x , kot je to prikazano na Sliki 13.2. Pri plitvih zrcalih ($x \ll f$) je fazna napaka skoraj povsem premosorazmerna

kvadratu oddaljenosti od osi zrcala, pri globokih zrcalih pa moramo upoštevati še višje sode potence oddaljenosti od osi zrcala. Skupni učinek je tudi v slučaju višjih sodih potenc podoben.

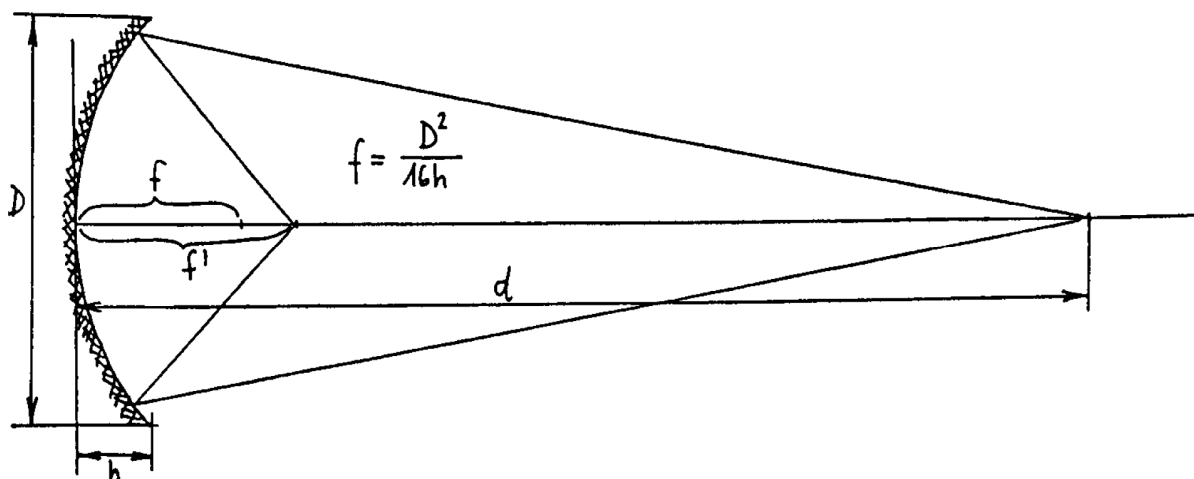


Slika 13.2: Napaka faze vzbujanja pri vzdolžnem odmiku iz gorišča zrcala

Navidezen vzdolžni odmik žarilca paraboličnega zrcala dobimo tudi takrat, ko anteno merimo ali uporabljamo na premajhnih razdaljah, ko ni izpolnjen Fraunhoferjev pogoj za daljno polje. Navidezen odmik gorišča zrcala preprosto izračunamo s pomočjo zakonitosti geometrijske optike zrcala, kot prikazuje Slika 13.3 in podaja enačba (13.1).

$$d < \frac{2D^2}{\lambda} \Rightarrow \frac{1}{f'} = \frac{1}{f} - \frac{1}{d} \quad (13.1)$$

Izraz iz geometrijske optike lahko seveda uporabimo tudi v obratni smeri in izračunamo, kam moramo pri meritvi na premajhni razdalji premakniti žarilec zrcala, da dobimo smiselne rezultate meritve.



Slika 13.3: Odmik gorišča pri meritvi antene na premajhni razdalji ($d < 2D^2/\lambda$)

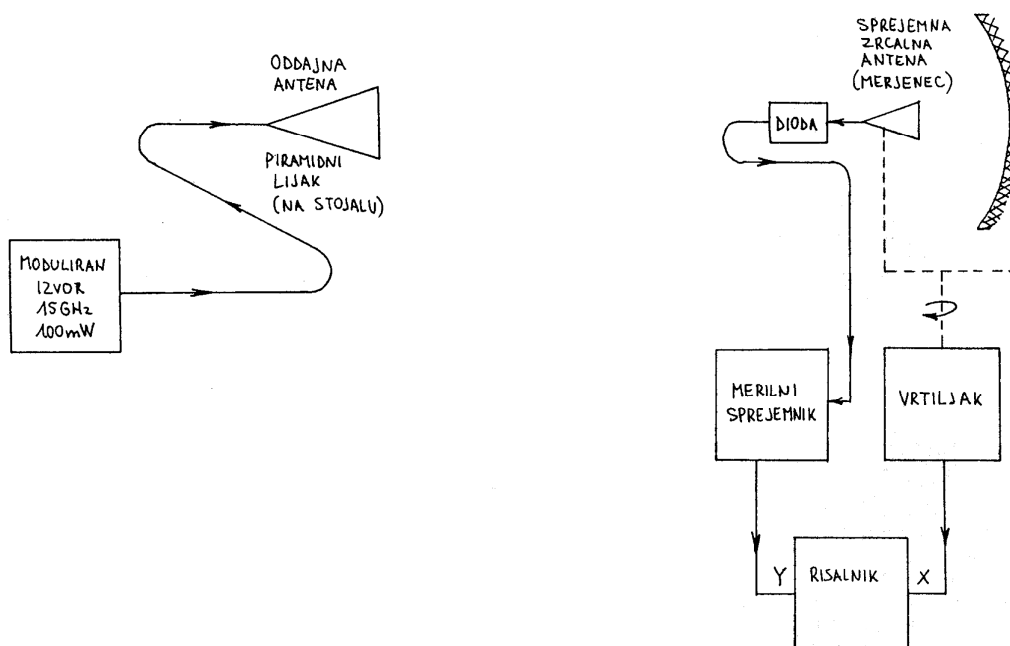
Učinek kvadratne napake faze koristno uporabimo pri iskanju gorišča zrcala. Goriščno razdaljo zrcala lahko sicer preprosto izračunamo iz geometrije zrcala, vendar običajno ne poznamo točnega položaja faznega središča žarilca. Žarilec zato najprej nastavimo za največji dobitek antene. Nato izmerimo smerni diagram antene in preverimo globino prvih ničel ob glavnem snopu. Z majhnimi vzdolžnimi premiki žarilca skušamo nato izboljšati globino ničel, saj je ta podatek dosti bolj občutljiv pokazatelj gorišča od dobitka antene.

13.2. Seznam potrebnih pripomočkov

Za izvedbo vaje potrebujemo:

- Izvor (oddajnik) v frekvenčnem področju 15 GHz, z izhodno močjo do 20 dBm (100 mW) in možnostjo amplitudne modulacije z 1 kHz (27 kHz) pravokotnim signalom.
- Oddajno anteno za 15 GHz (valvodni lijak).
- Merjeno anteno, parabolično zrcalo vzbujano s pomičnim valvodnim lijakom za nastavljanje gorišča.
- Merilno diodo za 15 GHz.
- Merilni sprejemnik (1 kHz ali 27 kHz) z risalnikom.
- Vrtiljak za eno anteno in nepremični podstavek za drugo.
- Nekaj plošč absorberja.
- Priključne kable za vse povezave.

Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov je prikazana na Sliki 13.4.



Slika 13.4: Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov

13.3. Obrazložitev in opis poteka vaje

Pri izvedbi vaje moramo najprej pomisliti na zahteve meritve in na omejitve merilnih inštrumentov. Pri meritvi smernega diagrama zahtevamo, da se anteni nahajata na dovolj veliki razdalji, v področju daljnega polja. Ker te zahteve ne moremo izpolniti v zaprtem prostoru, bo treba upoštevati napako v končnem rezultatu in ustrezno preračunati izmerjeno goriščno razdaljo zrcala.

Ker meritve ne moremo opraviti v povsem praznem prostoru, bojo rezultat meritve smernega diagrama v glavnem motili odbiti valovi od predmetov v bližnji okolici. Zato je treba ustrezno namestiti plošče iz snovi, ki vpija radijske valove dane frekvence, t.i. mikrovalovne absorberje. Glavna omejitev merilnih inštrumentov je občutljivost sprejemnika (diode). Moduliranemu merilnemu izvoru zato dodamo močnostni ojačevalnik.

Pri merjeni anteni (zrcalu) nato v grobem nastavimo žarilec, valvodni lijak, tako, da se nahaja odprtina lijaka v gorišču zrcala, ki ga izračunamo iz geometrije zrcala. Pri tem nismo

upoštevali dveh izvorov napak – točnega položaja faznega središča lijaka in premika gorišča zrcala zaradi preblizu postavljene oddajne antene.

Smerni diagram merimo v eni sami ravnini, ker imamo pri vaji le enodimenzijsko parabolično zrcalo. Rotacijsko simetrična parabolična zrcala bi seveda pomerili v vsaj dveh pravokotnih ravninah, ker lahko na ta način odkrijemo (dokaj pogosto) napako pri izdelavi zrcala, ko rob zrcala ni krog pač pa osmica.

Ker je glavni snop zrcalne antene ponavadi zelo ozek, zadošča meritev smernega diagrama v območju ± 45 stopinj od smeri glavnega snopa. Temu ustrezno nastavimo risalnik, da dobimo razširjeno sliko okolice glavnega snopa. Hitrost vrtiljaka nastavimo ustrezno počasi, ker pri tej vaji merimo globino zelo ostrih ničel smernega diagrama.

Najboljši položaj žarilca nato poiščemo tako, da izmerimo več smernih diagramov za različne razdalje žarilca od zrcala. Žarilec premikamo v majhnih korakih v velikostnem razredu osmine valovne dolžine. Najboljši položaj žarilca je tisti, ki daje najgloblje prve ničle ob glavnem snopu smernega diagrama.

13.4. Prikaz značilnih rezultatov

V rezultatu naloge moramo najprej navesti izmere uporabljenega zrcala in žarilca. Nato izmerimo tri smerne diagrame – za najugodnejšo najdeno razdaljo med žarilcem in zrcalom ter za razdalji, ki sta za četrto valovne dolžine manjši oziroma večji od najugodnejše razdalje. Razdalje podamo kot oddaljenost odprtine lijaka od središča zrcala.

Končno izračunamo pravi položaj žarilca z upoštevanjem končne razdalje do oddajne antene.

13.5. Vprašanja in naloge vaje

1. Kolikšne so izmere uporabljenega zrcala in žarilca?
2. Nariši smerni diagram za najugodnejšo najdeno razdaljo med žarilcem in zrcalom.
3. Nariši še smerna diagrama, ko sta razdalji med žarilcem in zrcalom za četrto valovne dolžine manjši oziroma večji od najugodnejše razdalje.
4. Koliko znaša prava razdalja med odprtino lijaka in središčem zrcala za neskončno oddaljeno oddajno anteno?

VAJA 14. Merjenje smernega diagrama skupine dveh enakih anten

14.1. Sestavljanje anten v skupino

Antene sestavljamo v skupine iz več razlogov – da bi dobili zaželeni smerni diagram oziroma smernost in dobiček. Najenostavnejši slučaj je, ko sestavljamo skupino iz samih enakih anten (glej Sliko 14.1). Smerni diagram skupine je kar enak produktu smernega diagrama elementa (posamične antene) in smernega diagrama skupine idealnih izotropnih virov (enačba (14.1)), ko so izpolnjeni naslednji pogoji:

- (1) Vse posamične antene v skupini so med sabo enake – imajo enak smerni diagram.
- (2) Vse posamične antene so enako orientirane.
- (3) Vse posamične antene imajo isto polarizacijo.

$$F(\theta, \phi) = F_e(\theta, \phi) \cdot F_s(\theta, \phi); \quad (14.1)$$

$F_e(\theta, \phi)$... smerni diagram elementa (posamezne antene)

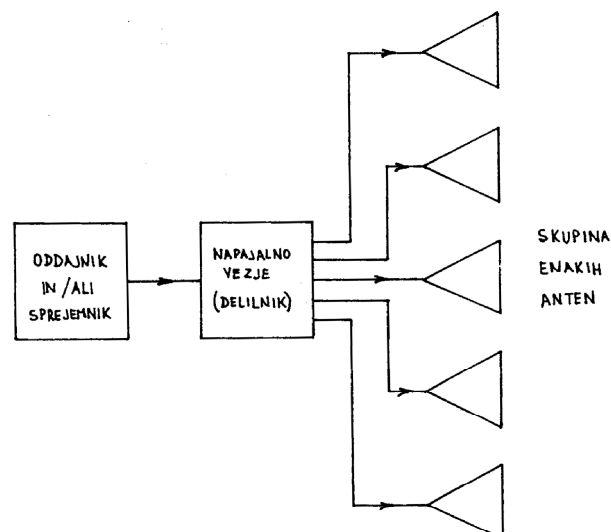
$F_s(\theta, \phi)$... smerni diagram skupine izotropnih anten

$F(\theta, \phi)$... smerni diagram skupine enakih anten (elementov)

Smerni diagram skupine idealnih izotropnih virov se da v tem slučaju dosti bolj enostavno izračunati oziroma določiti kot pa smerni diagram skupine resničnih anten. Smerni diagram skupine izotropnih virov lahko izračunamo iz njihove geometrijske razporeditve ter faze in amplitude napajanja posameznih virov.

Za praktično izvedbo antenske skupine potrebujemo razen ustreznega števila posamičnih anten in mehanske nosilne strukture tudi ustrezno napajalno vezje (delilnik), ki poskrbi, da so posamične antene napajane v zahtevani fazi in z zahtevano amplitudo signala. Pri resničnih antenskih skupinah je seveda zaželeno, da je napajalno vezje brezizgubno, oziroma, da so njegove izgube čim manjše.

Smerni diagram skupine merimo na enak način kot smerni diagram posamezne antene – izmerimo čimveč prereзов smernega diagrama. Če so vsi elementi skupine nameščeni na eni sami premici, potem je smiselno meriti tisti prerez smernega diagrama, kjer je vpliv skupine največji – ko premica leži v ravnini prereza. Prerez pod pravim kotom (ko premica prebada ravnino prereza pod pravim kotom) mora ustrezati prerezu posamičnega elementa skupine, izmerimo pa ga le za preverjanje rezultata.



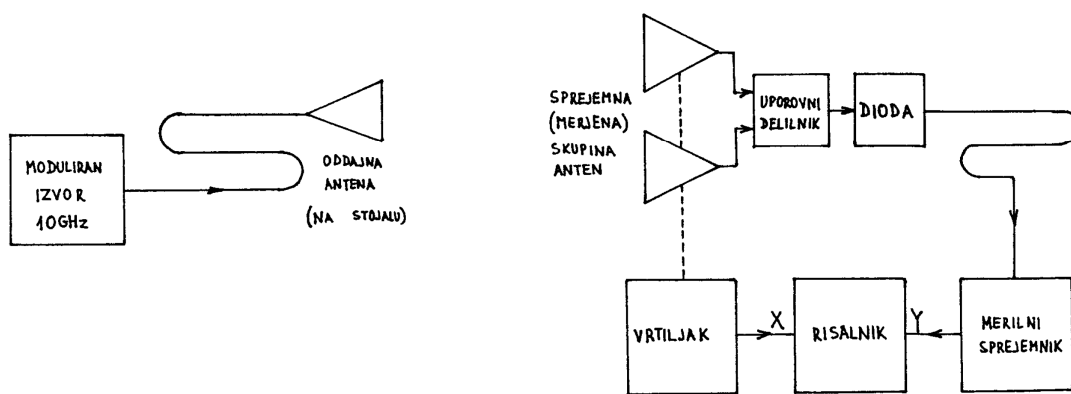
Slika 14.1: Skupina enakih anten

14.2. Seznam potrebnih pripomočkov

Za izvedbo vaje potrebujemo:

- Izvor (oddajnik) v frekvenčnem področju 10 GHz, z izhodno močjo do 15 dBm (30 mW) in možnostjo amplitudne modulacije z 1 kHz (27 kHz) pravokotnim signalom.
- Tri antene za 10 GHz (korugirane lijake).
- Podstavek z nastavljivo razdaljo za dve anteni.
- 50ohmski uporovni delilnik za dve anteni.
- Merilno diodo za 10 GHz.
- Merilni sprejemnik (1 kHz ali 27 kHz) z risalnikom.
- Vrtiljak za eno anteno in nepremični podstavek za drugo.
- Nekaj plošč absorberja.
- Priključne kable za vse povezave.

Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov je prikazana na Sliki 14.2.



Slika 14.2: Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov

14.3. Obrazložitev in opis poteka vaje

Enako kot pri meritvi smernega diagrama ene same antene moramo pri izvedbi vaje najprej pomisliti na zahteve meritve in na omejitve merilnih inštrumentov. Pri meritvi smernega diagrama zahtevamo, da se anteni nahajata na dovolj veliki razdalji, v področju daljnega polja. Zahtevo moramo upoštevati za celotno skupino, razsežnosti katere so lahko tudi precej večje od razsežnosti posamične antene!

Meritev poteka enako kot meritev smernega diagrama ene same antene. Za kasnejšo primerjavo smernih diagramov najprej izmerimo smerni diagram ene same antene in hkrati nastavimo merilne inštrumente ter preverimo prisotnost odbitih valov.

Skupino sestavimo iz dveh enakih anten. Antene povežemo z uporovnim delilnikom. Tak delilnik je izgubno vezje, izgube pa so za 3dB večje od idealnega brezizgubnega delilnika. Te dodatne izgube sicer izničijo povečanje dobitka skupine glede na eno samo anteno. Pri meritvah lahko vse dodatne izgube enostavno upoštevamo, bolj važna zahteva je točnost in frekvenčna neodvisnost delilnika. Pri resnični radijski zvezi bi seveda uporabili brezizgubni delilnik!

Uporovni delilnik nam zagotavlja, da sta anteni v skupini napajani z isto amplitudo. Če želimo napajati obe anteni tudi z isto fazo, potem morata biti tudi kabla od delilnika do obeh anten natančno enake dolžine. Napako pri dolžini kablov hitro opazimo v smernem diagramu skupine – maksimum skupine ne sovpa da z maksimumom smernega diagrama ene same antene.

Smerni diagram skupine izmerimo za tri različne razdalje med antenama in vse tri rezultate primerjamo med sabo ter s smernim diagramom ene same antene.

14.4. Prikaz značilnih rezultatov

Primer izmerjenih smernih diagramov za skupino dveh enakih anten so prikazani na Slikah 14.3, 14.4 in 14.5. Amplitudna skala je logaritemska in je izražena v decibelih (dB), prerezi smernih diagramov pa so prikazani samo v (najzanimivejšem) območju od -90° do 90° od glavnega snopa.

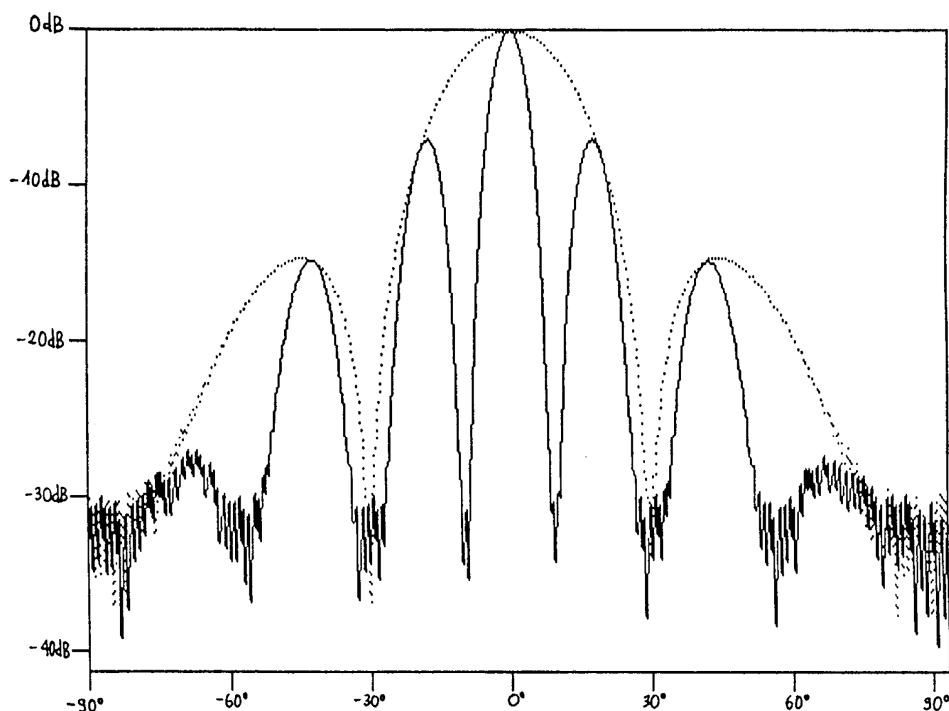
S polno črto so izrisani smerni diagrami skupin za različno razdaljo med antenama – 3, 6 oziroma 12 valovnih dolžin, s pikčasto črto pa je za primerjavo izrisan še smerni diagram ene same antene. Zaradi lažje primerjave je smerni diagram skupine oslabiljen za 3 dB.

Na vseh treh izmerjenih diagramih se lepo vidi, da je smerni diagram skupine enak produktu smerne diagrama ene same antene in smerne diagrama skupine dveh izotropnih virov. Smerni diagram skupine dveh izotropnih virov pa je enostaven interferenčni vzorec, število maksimumov in ničel pa se večja z razdaljo med antenama.

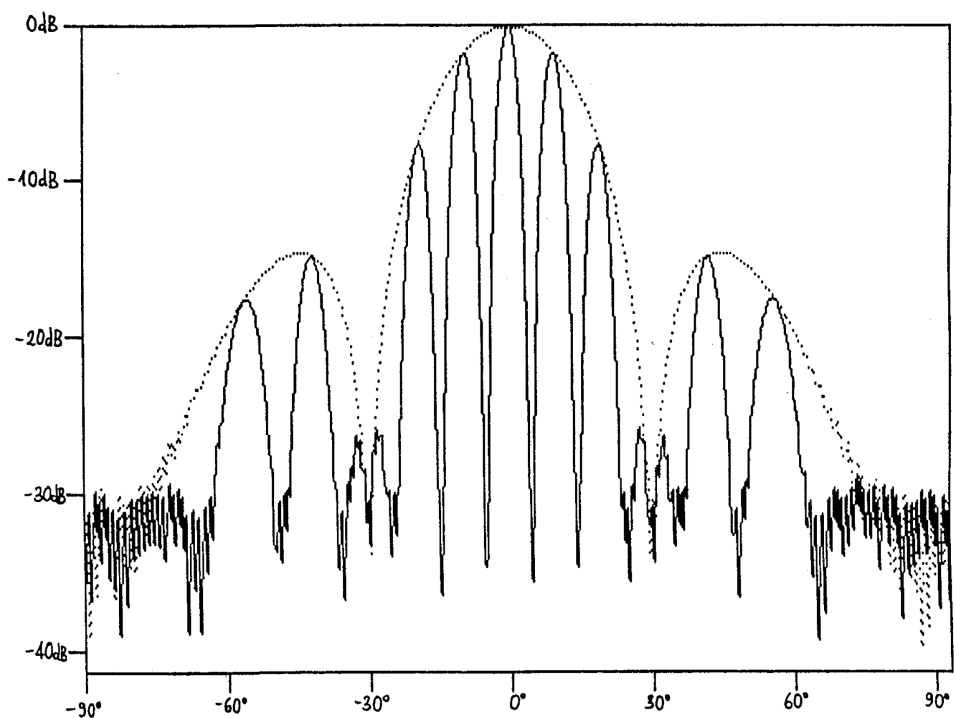
Iz izmerjenih smernih diagramov sklepamo tudi naslednje: če antene sestavljamo v skupino le zaradi povečanja dobitka (smerne), iz praktičnih razlogov ne moremo povečevati v nedogled razdalje med antenama, ker se glavni snop zelo zoži, stranski snopi postanejo skoraj enako veliki, točen položaj glavnega in stranskih snopov pa je zelo občutljiv na položaj anten in fazo napajanja.

14.5. Vprašanja in naloge vaje

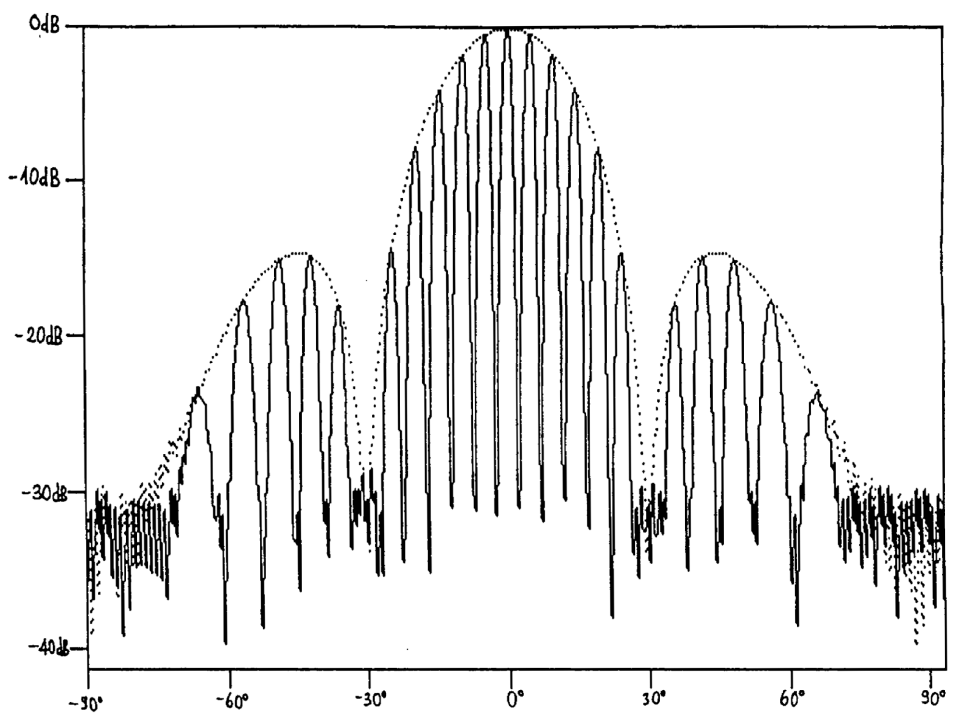
1. Izriši smerni diagram ene same antene.
2. Izriši smerni diagram skupine dveh anten pri medsebojnih razdaljah 3λ , 6λ in 12λ .



Slika 14.3: Smerni diagram skupine dveh anten razmaknjenih za 3λ



Slika 14.4: Smerni diagram skupine dveh anten razmaknjenih za 6λ



Slika 14.5: Smerni diagram skupine dveh anten razmaknjenih za 12λ

VAJA 15. Povprečni pretoki moči v reverberančni komori

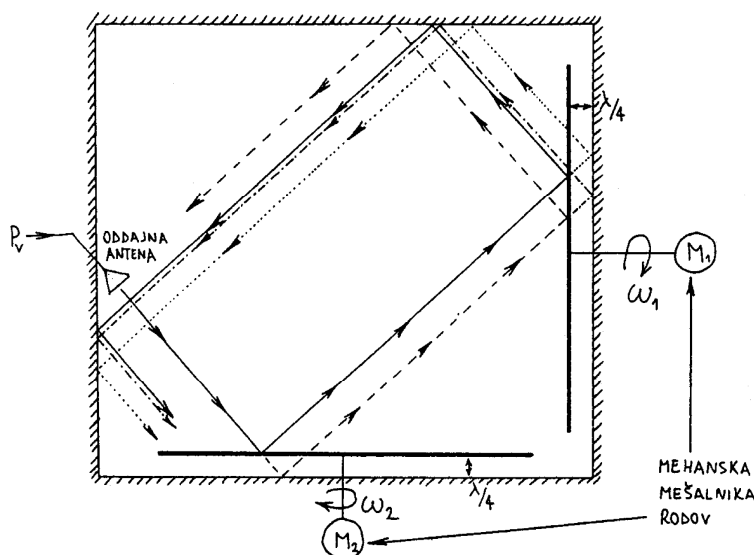
15.1. Reverberančna komora

Antene običajno želimo meriti v povsem praznem prostoru. Če meritve ne moremo izvesti v povsem praznem prostoru, si pomagamo z gluho sobo, to je sobo, katere zidovi, strop in tla so prevlečeni s snovjo, ki čimmanj odbija radijske valove dane valovne dolžine. Včasih pa je zanimiv tudi obraten slučaj – merjenje antene oziroma razširjanja valov v prostoru, čigar stene izredno dobro odbijajo radijske valove.

Prostor, ki je omejen s kovinskimi stenami, se obnaša kot votlini resonator z zelo velikim številom rodov in ustreznih resonančnih frekvenc. Rezultat meritve v takšnem prostoru se izredno hitro spreminja v odvisnosti od frekvence izvora oziroma od malenkostnih premikov anten in drugih predmetov v prostoru. Smiselni rezultat bo zato kvečjemu povprečje večjega števila meritev v določenem frekvenčnem pasu, v resonatorjih nekoliko različnih izmer ter pri majhnih premikih anten in drugih naprav znotraj prostora.

Povprečenje enostavno praktično izvedemo tako, da izdelamo prostor s stenami s spremenljivo odbojnostjo. Da zadržimo resonančne lastnosti, mora ostati velikost odbojnosti sten čim bližje enoti, spreminja naj se le faza odbojnosti. Opisano zahtevo najlažje dosežemo s podolgovatimi vrtečimi kovinskimi trakovi, vetrnicami, ki stalno spreminjajo fazo odbojnosti sten in tako mešajo rodove v resonatorju.

Opisano napravo imenujemo reverberančna komora. Razširjanje valov v reverberančni komori je prikazano na Sliki 15.1. Za dobro mešanje rodov zadoščata že dve vetrnici, ki se vrtita z različnima krožnima frekvencama. Iz slike je razvidno, da nastane že pri enem samem obhodu žarka v resonatorju večje število možnih poti glede na trenutni položaj vetrnic. Razdaljo vetrnic od stene resonatorja izberemo okoli četrta valovne dolžine, da je razlika poti obeh žarkov čim bližja polovici valovne dolžine in je učinek sukanja faze največji.

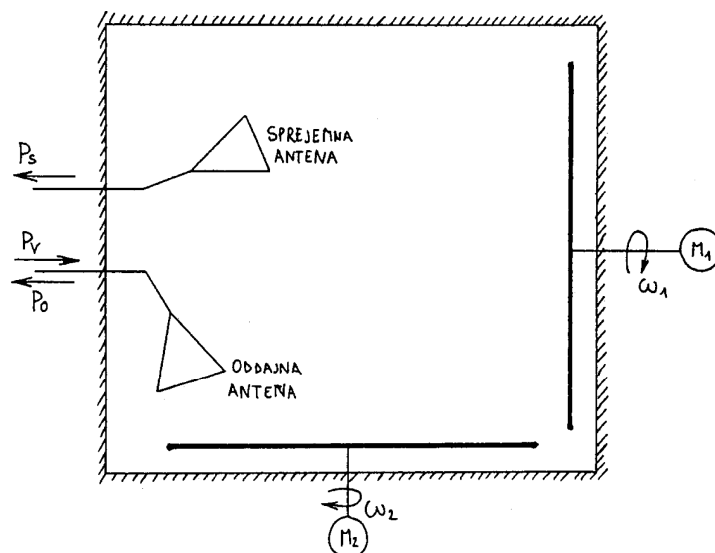


Slika 15.1: Razširjanje valov v reverberančni komori

Katerakoli antena se v reverberančni komori obnaša povsem drugače kot v praznem prostoru. Kakršnakoli definicija smernosti antene izgubi smisel, v reverberančni komori je pomemben le električni izkoristek antene. Če postavimo v reverberančno komoro dve anteni in napajamo le eno izmed njih, kot je to prikazano na Sliki 15.2, se v časovnem povprečju moč vpadnega vala P_V enakomerno razdeli na odbito moč P_o na isti anteni in na sprejeto moč P_S na drugi anteni.

Če imamo v reverberančni komori več anten in so le te primerno razmaknjene med sabo, da lahko zagotovimo ustrezno mešanje rodov, se moč v komori enakomerno razdeli med vse antene. Celoštevilski večkratnik moči dobimo le v anteno, ki lahko seva na več različnih neodvisnih načinov, na primer valovodni lijak z valovodnim priključkom, ki na uporabljeni valovni dolžini prepušča več rodov.

Praktična uporaba mikrovalovne reverberančne komore je gospodinjstva mikrovalovna pečica. Z mešanjem rodov v resonatorju mikrovalovne pečice dosežemo, da se minimumi in maksimumi stojnega vala stalno premikajo, kar zagotavlja enakomerno segrevanje jedi v celotni prostornini.



Slika 15.2: povprečni pretok moči v reverberančni komori

15.2. Seznam potrebnih pripomočkov

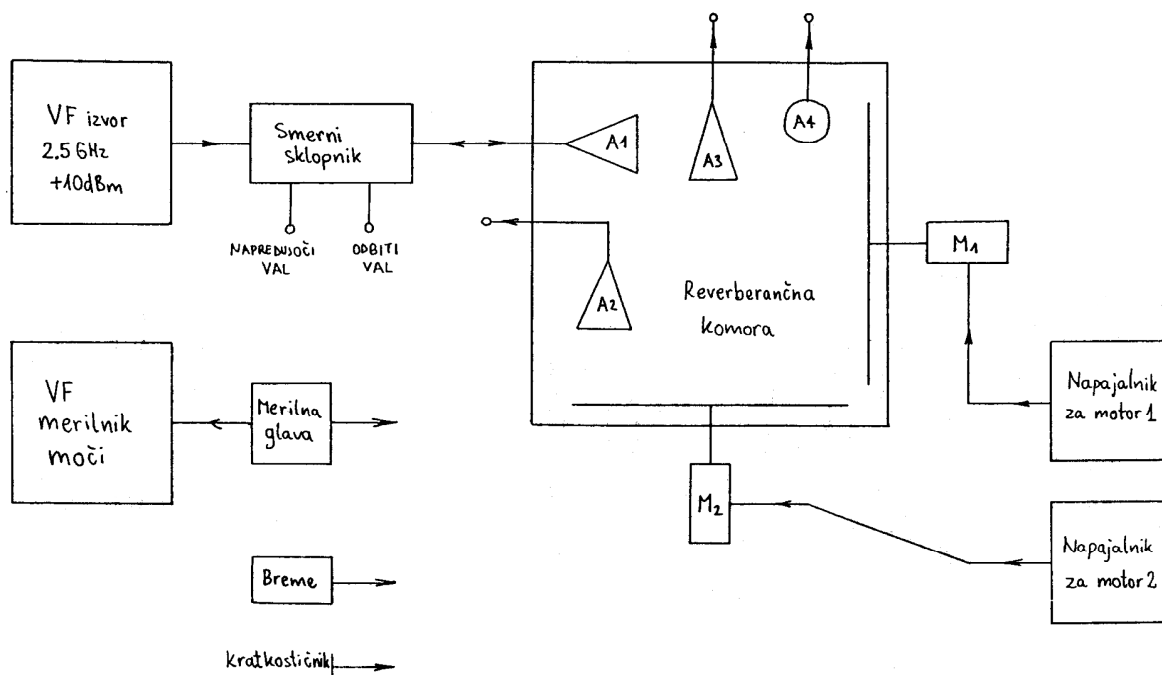
Za izvedbo vaje potrebujemo:

- Izvor (oddajnik) v frekvenčnem področju 2.5 GHz, z izhodno močjo do 10 dBm (10 mW).
- Štiri različne antene za 2.5 GHz s koaksialnimi priključki.
- Dvostranski smerni sklopnik za 2.5 GHz.
- Merilnik moči za 2.5 GHz.
- Štiri prilagojena bremena za 2.5 GHz.
- Štiri koaksialne kratkostičnike.
- Reverberančno komoro z dvema mešalnikoma rodov.
- Dva enosmerna napajalnika za elektromotorje mešalnikov rodov.
- Priključne kable za vse povezave.

Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov je prikazana na Sliki 15.3.

15.3. Obrazložitev in opis poteka vaje

Ker je odpiranje in zapiranje reverberančne komore precej zamudno delo, v komoro že takoj na začetku namestimo štiri različne antene za isto frekvenčno področje. Antene po možnosti namestimo in usmerimo tako, da se med sabo neposredno ne "vidijo", ter s tem povečamo učinkovitost mešanja rodov v komori. Komoro nato zapremo in tesno privijemo vse matice, da ne pride do "puščanja" visokofrekvenčne moči na šivih komore.



Slika 15.3: Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov

VF izvor priključimo na eno od štirih anten v komori preko smernega sklopnika, s katerim bomo opazovali napredujoči in odbiti val na anteni, ki je priključena na izvor. Smerni sklopnik izberemo zato, ker lahko z njegovo pomočjo izmerimo moči valov ne glede na trenutno fazo. Z mikrovalovnim merilnim vodom ne bi mogli na primer izmeriti prav ničesar, ker se faza odbitega vala hitro in stalno spreminja, tako da v povprečju izginejo minimumi in maksimumi stojnega vala.

VF moči merimo z merilnikom, ki ima merilno glavo z bolometrom ali termočlenom, v bistvu merilniku toplote, ki se sprošča na bremenu v glavi merilnika. Takšen merilnik je sam po sebi sposoben povprečiti vpadno visokofrekvenčno moč. Pri meritvi priključimo merilno glavo na oba priključka smernega sklopnika oziroma na eno od ostalih treh anten.

Rezultat meritve moči močno zavisi od tega, kako so zaključene preostale antene, ki niso trenutno priključene na merilnik moči. Moč se v povprečju deli enakomerno le na antene, ki so zaključene na prilagojeno breme. Antene z odprtimi sponkami oziroma kratko staknjene antene pa vpadno moč odbijajo nazaj v reverberančno komoro, kjer se le ta spet razdeli med preostale antene.

15.4. Prikaz značilnih rezultatov

Za vajo izmerimo povprečno delitev moči v obeh slučajih – ko so neuporabljene antene zaključene na prilagojeno breme ter drugič, ko so priključki neuporabljenih anten kratko staknjeni. Nato prestavimo izvor na drugo anteno in celoten poskus ponovimo. Ocenimo tudi izgube moči v komori.

15.5. Vprašanja in naloge vaje

1. Izmeri povprečno delitev moči, ko so neuporabljene antene zaključene na prilagojeno breme.
2. Izmeri povprečno delitev moči, ko so priključki neuporabljenih anten kratkostaknjeni.
3. Celoten poskus ponovi na drugi anteni.
4. Oцени izgube moči v komori.

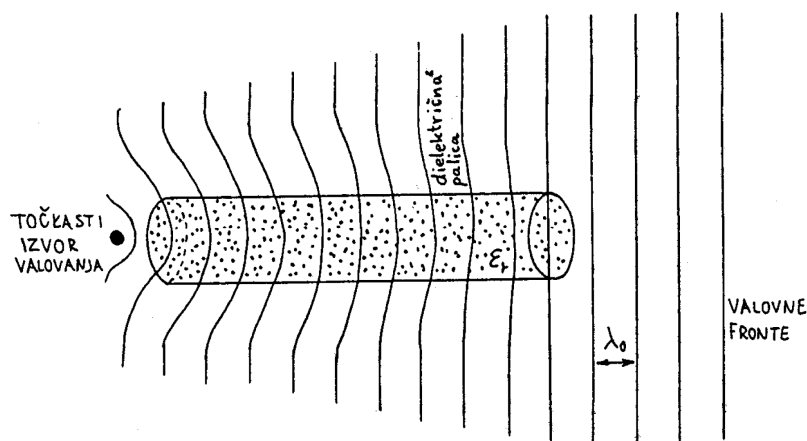
VAJA 16. Fazni potek vzbujanja elementov Yagi antene

16.1. Antenske strukture z upočasnjenim valovanjem

Smernost in dobitok antene lahko povečamo z zbiralno lečo, ki jo postavimo pred anteno. Zbiralna leča je enostavno primerno oblikovan kos dielektrika, da ukrivlja oziroma ravna valovne fronte. Osnova za delovanje dielektrične leče je v različni hitrosti razširjanja valovanja v dielektriku od hitrosti istega valovanja v praznem prostoru.

Zaradi majhne valovne dolžine si v optiki lahko privoščimo zelo velike leče glede na valovno dolžino. V področju radijskih frekvenc zaradi razmeroma velike valovne dolžine iščemo takšno konstrukcijo zbiralne leče, da bi bili potrošnja materiala, dimenzije in teža celotne antene čimmanjši. V področju radijskih frekvenc se obnese konstrukcija zbiralne leče v obliki palice iz dielektrika.

Delovanje leče v obliki dielektrične palice je prikazano na Sliki 16.1. V dielektriku je valovanje upočasnjeno glede na prazen prostor, zato je v palici manjša tudi valovna dolžina. Palica primerne dolžine lahko spremeni kroglaste valovne fronte iz točkastega izvora valovanja v ravne fronte. Seveda gre z isto palico tudi obratno – ravne valovne fronte ista palica ukrivi in zbere valovanje v eni točki.



Slika 16.1: Ravnanje / ukrivljanje valovnih front na leči v obliki palice iz dielektrika ϵ_r

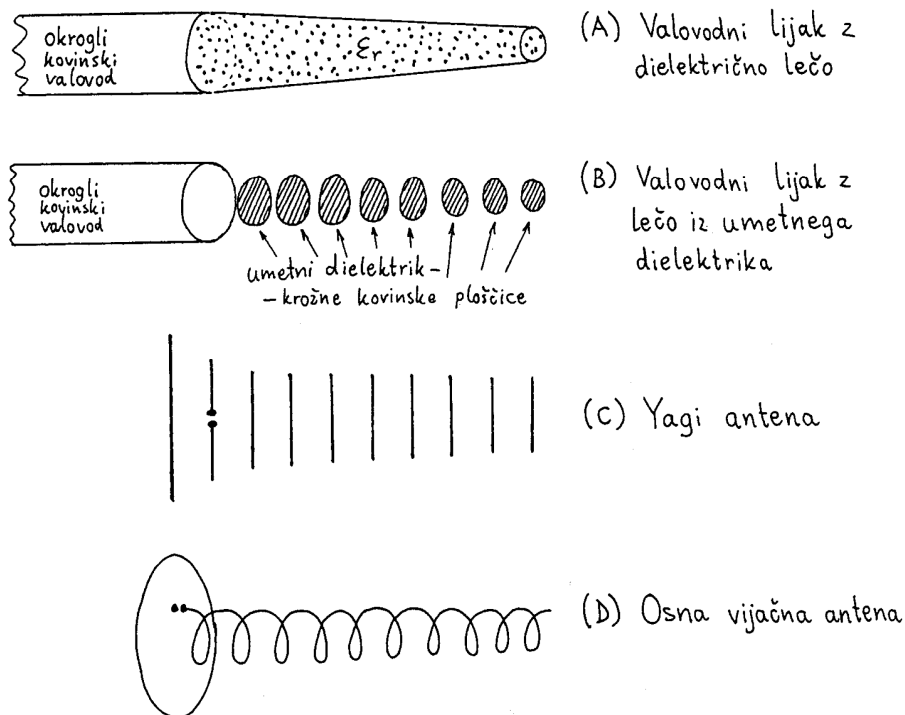
Dielektrično zbiralno lečo v obliki palice srečamo pri več različnih vrstah anten. Nekatere najbolj znane vrste anten z dielektrično lečo so prikazane na Sliki 16.2. Smernost lijaka, ki ga predstavlja odprti konec okroglega valovoda, enostavno povečamo s palico iz dielektrika, ki jo vtaknemo v odprtino lijaka (Slika 16.2.A). Učinek leče še povečamo, če optimiziramo potek faze na palici tako, da počasi manjšamo polmer palice.

Na frekvencah pod 1 GHz (valovna dolžina 30 cm) ima tudi dielektrična leča v obliki palice ogromne dimenzije in težo. Namesto resničnega dielektrika zato uporabimo na nižjih frekvencah rajši umetni dielektrik, ki ga izdelamo iz primerno oblikovanih kosov kovine (Slika 16.2.B). Če prostor zapolnimo z majhnimi osamljenimi kosi kovine, ki med sabo niso električno povezani, se dielektričnost prostora navidezno poveča – silnice električnega polja se skrajšajo natančno za del poti, ki jo zapolnjujejo kovinski kosi v prostoru.

Še večji učinek lahko dosežemo, če izkoristimo resonančne pojave. Tanke kovinske palčke dolžine le nekoliko manjše od polovice valovne dolžine izredno povečajo navidezno dielektričnost prostora, a le v dokaj ozkem frekvenčnem pasu. Yagi antena (Slika 16.2.C) zato omogoča izredno velik prihranek materiala za gradnjo dielektrične leče.

Resonančne kovinske palčke močno učinkujejo le na električno polje v smeri osi palčk. Leča Yagi antene za poljubno polarizirano valovanje potrebuje dvakratno število palčk, postavljenih pod pravim kotom. Razen palčk obstajajo tudi drugačne resonančne oblike, ki močno povečajo navidezno dielektričnost prostora v določenem frekvenčnem pasu. Žica, navita s primernim polmerom v vijačnico z ustreznim hodom, se obnaša kot dielektrična leča za desno oziroma levo krožno polarizirano valovanje (Slika 16.2.D), odvisno od smeri navijanja vijačnice.

Vse paličaste leče, bodisi z resničnim ali z navideznim umetnim dielektrikom, imenujemo s skupnim imenom strukture z upočasnjenim valovanjem (*angl. slow-wave structures*).



Slika 16.2: Antenske strukture z upočasnjenim valovanjem

16.2. Seznam potrebnih pripomočkov

Za izvedbo vaje potrebujemo:

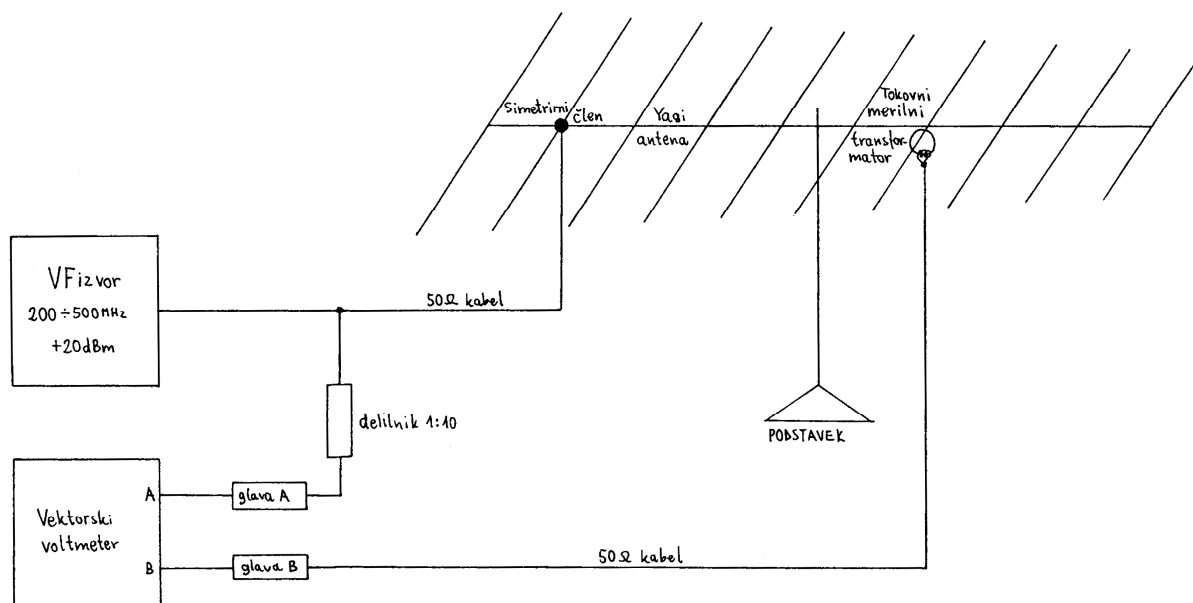
- Izvor (oddajnik) v frekvenčnem področju 200–500 MHz, z izhodno močjo do 20 dBm (100 mW).
- Dve Yagi anteni za 200 MHz in 500 MHz.
- Visokofrekvenčni tokovni merilni transformator na izoliranem držalu.
- Vektorski voltmeter s priborom sond.
- Zidarski meter.
- Podstavek za anteno in priključne kable za vse povezave.

Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov je prikazana na Sliki 16.3.

16.3. Obrazložitev in opis poteka vaje

V neposredni bližini antene je običajno zelo težko meriti električno, magnetno ali sevano polje z razumljivo mero točnosti in ponovljivosti meritve. Zato za meritev izberemo Yagi anteno in merimo tokove v posameznih palčkah antene, saj je tok v palčkah sorazmeren v amplitudi in fazi iskanemu polju na mestu palčke. Za meritev postavimo Yagi anteno na

podstavek, da je dovolj oddaljena od drugih predmetov, predvsem pa, da ni ovir v vidnem polju glavnega snopa antene.



Slika 16.3: Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov

Yagi antena je po načinu delovanja ozkopasovna antena, zato jo moramo napajati z izvorom ustrezne frekvence. Na frekvencah daleč proč od nazivne frekvence se Yagi antena obnaša povsem drugače, saj se poruši resonančni mehanizem delovanja umetnega dielektrika. VF izvor seveda priključimo na napajani dipol Yagi antene preko ustreznega simetričnega člena.

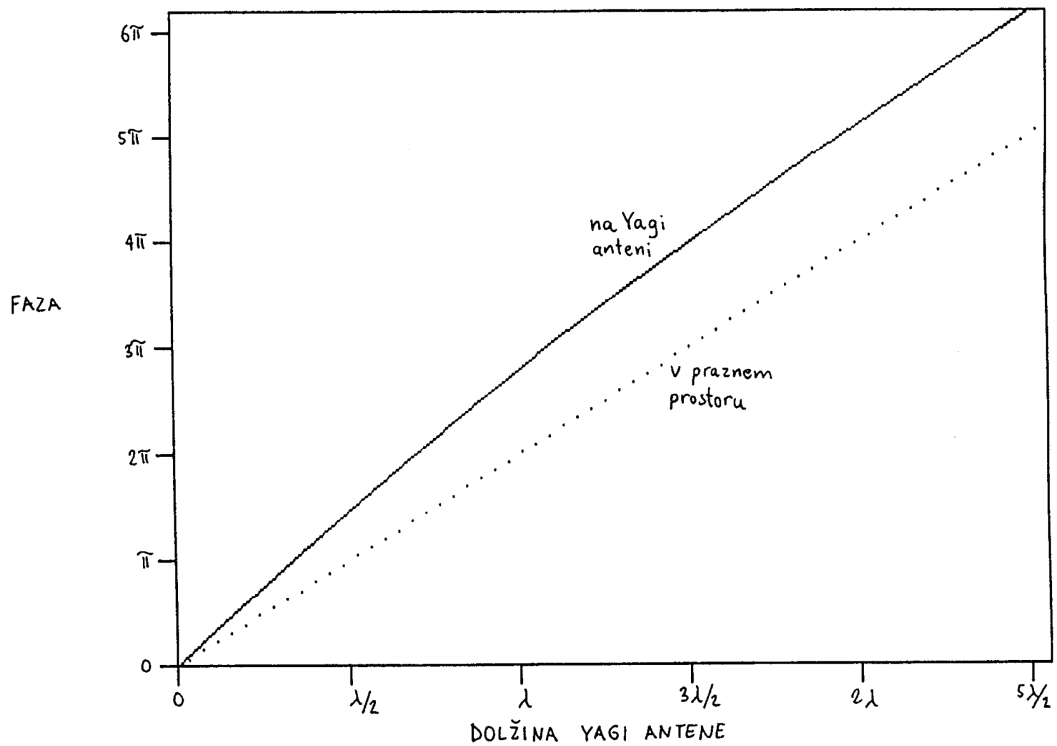
Amplitudo in fazo porazdelitve toka na palčkah merimo z vektorskim voltmetrom. Referenčni A kanal vektorskega voltmetra priključimo naravnost na izhod VF izvora preko napetostnega delilnika 1:10, da ne prekrmlimo glave vektorskega voltmetra. Pri vektorskem voltmetru nikakor ne smemo pozabiti nastaviti frekvenčnega območja (ojačenje fazno-sklenjene zanke)!

Tokovni merilni transformator ni idealna naprava. Uporabljeni merilni transformator je razmeroma točen pri frekvenci 200 MHz, pri frekvenci 500 MHz pa že močno nagaja električno polje merjene antene. Da izboljšamo točnost meritve zato natakujemo merilni transformator na vsak palčko dvakrat. Drugič ga natakujemo v obratni smeri, da se faza merjenega signala obrne za 180° . Ker se pri tem faza motenj ne obrne, dobimo točnejši rezultat kot povprečje obeh meritev, pri tem da smo drugi meritvi faze namerno dodali ali odvzeli 180° .

16.4. Prikaz značilnih rezultatov

Pri tej vaji merimo amplitudno in fazno porazdelitev vzdolž Yagi antene. Porazdelitev toka na posamični palčki je znane sinusne oblike, zato merimo tok le v maksimumu sredi palčke. Tokovni merilni transformator zato natikamo na posamezne palčke in vsakokrat pomaknemo do srednjega nosilca antene.

Za vajo izmerimo amplitudno in fazno porazdelitev na dveh različnih Yagi antenah, na vsaki anteni seveda le na njeni delovni frekvenci. Idealni potek faze na Yagi anteni je prikazan na Sliki 16.4. Pri resnični meritvi seveda lahko izmerimo tokove le na mestih, kjer se nahajajo palčke. Ker razmaki med palčkami niso enaki, je treba točne položaje palčk izmeriti z metrom.



Slika 16.4: Potek faze na Yagi anteni

Izmerjeni diagram bo seveda imel več odstopanj od idealne oblike. Faza toka bo povsem drugačna v krmiljenem dipolu in v eni ali več odbojnih palčkah za njim. Tudi na prednjem koncu antene lahko opazimo učinek odbitega vala. Končno doprinese napako tudi merilna metoda, predvsem neidealnost tokovnega merilnega transformatorja.

Rezultat meritve faze moramo tudi znati pravilno uporabiti. Merilnik faze lahko izmeri kvečjemu $\pm 180^\circ$. Večličnost rezultata moramo zato na koncu pravilno razrešiti sami.

16.5. Vprašanja in naloge vaje

1. Izmeri amplitudni in fazni potek vzbujanja elementov dveh različnih Yagi anten - za 200MHz in 500MHz.
2. Fazni potek vzbujanja tudi nariši.

VAJA 17. Medsebojna impedanca dveh polvalovnih dipolov

17.1. Medsebojni vplivi anten pri sestavljanju skupin

Pri sestavljanju enakih anten v skupino pogosto ne moremo zanemariti medsebojnih vplivov med antenami. Pri tem ne smemo spregledati dejstva, da vsaka antena sama zase deluje v nekoliko drugačnih pogojih. Bližnja okolica posamične antene ni več prazen prostor, pač pa je zapolnjena z drugimi posamičnimi antenami iz iste antenske skupine.

Vpliv ostalih sestavnih delov skupine se kaže na dva načina: vpliv ostalih posamičnih anten, ko te niso vzbujane, in vpliv ostalih posamičnih anten zaradi vzbujanja z istim izvorom. Antenske skupine običajno načrtujemo tako, da je prvi vpliv zanemarljiv, to pomeni, da nosilna kovinska struktura ene posamične antene ne dela sence drugi posamični anteni.

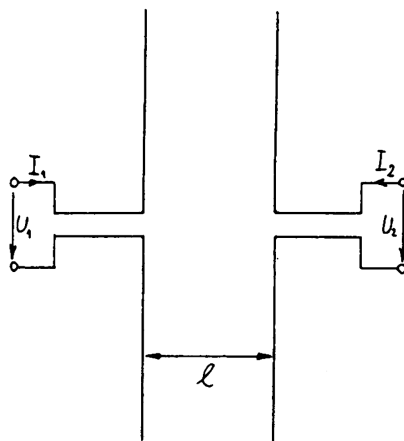
Medsebojni vpliv posamičnih anten v skupini zato običajno zapišemo z medsebojnimi impedancami oziroma z eno od matrik, s katerimi opisujemo večvhodna vezja. Skupino anten potem obravnavamo na enak način kot vezja.

Najenostavnejši primer je skupina dveh polvalovnih tankožičnih dipolov, prikazana na Sliki 17.1. Če enega od dipolov odklopimo od generatorja in pustimo njegove priključne sponke odprte, po njem tečejo le zelo majhni tokovi in je vpliv na drugi dipol zanemarljiv. Obnašanje skupine dveh dipolov zato dobro opišemo z impedančno matriko Z :

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}; \quad (17.1)$$

$$\text{Recipročnost} \Rightarrow Z_{12} = Z_{21}.$$

Pri tem sta Z_{11} in Z_{22} lastni impedanci dveh osamljenih dipolov, medsebojni vpliv pa opisujeta medsebojni impedanci Z_{12} in Z_{21} .



Slika 17.1: Definicija medsebojne impedance anten

Če sta dipola enaka, sta seveda impedanci Z_{11} in Z_{22} med sabo enaki. Zaradi recipročnosti pa sta medsebojni impedanci Z_{12} in Z_{21} med sabo vedno enaki, tudi pri dveh različnih dipolih. Medsebojna impedanca dveh dipolov (Z_{12} ali Z_{21}) je seveda funkcija medsebojne orientacije dipolov in razdalje med njima.

Skupini dveh dipolov ustreza tudi antena sestavljena iz enega dipola pred veliko kovinsko steno, kot prikazuje Slika 17.2. Impedanco in ostale lastnosti takšne antene dobimo s pomočjo zrcaljenja:

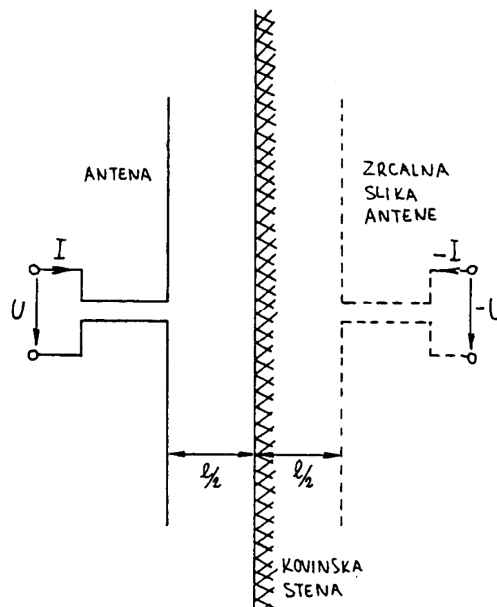
$$\begin{aligned} U_1 &= Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \\ U &= Z_{11}I + Z_{12} \cdot (-I) \end{aligned}; \quad (17.2)$$

$$Z_{vh} = \frac{U}{I} = Z_{11} - Z_{12}; \quad (17.3)$$

Zrcalni dipol se seveda napaja z obratno fazo toka, da dobimo nično polje na mestu kovinske stene.

Recipročnost velja tudi v skupini iz več anten in so zato ustrezne medsebojne impedance v obeh smereh enake. Impedance vsake posamične antene v skupini iz več enakih anten pa niso več nujno enake med sabo, ker je seštevek vplivov ostalih posamičnih anten različen za vsako posamično anteno. Napajalno vezje za skupino iz več kot dveh anten je zato lahko komplicirano!

Končno, če poznamo matriko medsebojnih impedanc antenske skupine, lahko preko enostavnega računa določimo vhodno moč v skupino in preko nje dobitok skupine. Takšen način določanja dobitka skupine je običajno enostavnejši za računanje in za praktično meritev. Na primer, dobitok bočne skupine z dvema sofazno napajanima polvalovnima dipoloma bo največji pri tisti oddaljenosti med dipoloma, ko doseže impedanca najnižjo realno vrednost, kar pomeni najnižjo vhodno moč v skupino za enako sevano polje.



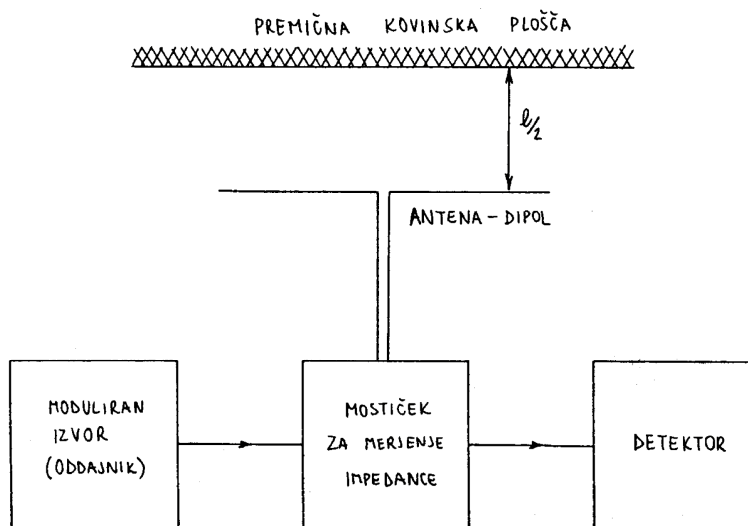
Slika 17.2: Impedanca dipola pred kovinsko steno

17.2. Seznam potrebnih pripomočkov

Za izvedbo vaje potrebujemo:

- Izvor (oddajnik) v frekvenčnem področju 400 MHz, z izhodno močjo do 10 dBm (10 mW) in možnostjo amplitudne modulacije z 1 kHz pravokotnim signalom.
- Polvalovni dipol s simetričnim vezjem, na stojalu.
- Mostiček za merjenje impedance.
- Detektor za mostiček.
- Kos aluminijeve pločevine, velikosti 1 kvadratni meter.
- Priključne kable za vse povezave.

Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov je prikazana na Sliki 17.3.



Slika 17.3: Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov

17.3. Obrazložitev in opis poteka vaje

Medsebojno impedanco med dvema polvalovnima dipoloma najlažje izmerimo z uporabo zrcaljenja. Na ta način potrebujemo za meritev en samo polvalovni dipol, ki mu merimo impedanco na priključnih sponkah. Medsebojno impedanco potem preračunamo po enačbi na Sliki 17.2.

Merjeni dipol priključimo na mostiček za merjenje impedance, če se le da preko kabla takšne dolžine, da ustreza celoštevilskemu mnogokratniku valovne dolžine na delovni frekvenci antene. Na ta način odpade vsakršno preračunavanje impedance, ki jo odčitamo na skali mostička.

Mostiček priključimo na moduliran izvor (1 kHz AM), ker modulacijo potrebuje za svoje delovanje detektor. Z mostičkom najprej izmerimo impedanco samega dipola brez kovinske plošče. Ta impedanca ustreza vrednosti Z_{11} v impedančni matriki.

Nato dipolu približamo kovinsko ploščo. Kovinska plošča bi morala biti neskončno velika. Za našo točnost meritve zadošča kovinska plošča, ki je velika nekaj valovnih dolžin. Kovinsko ploščo približujemo dipolu ter merimo razdaljo med ploščo in dipolom. Na vsaki razdalji ponovno poiščemo ravnotežje mostička ter odčitamo izmerjeno impedanco.

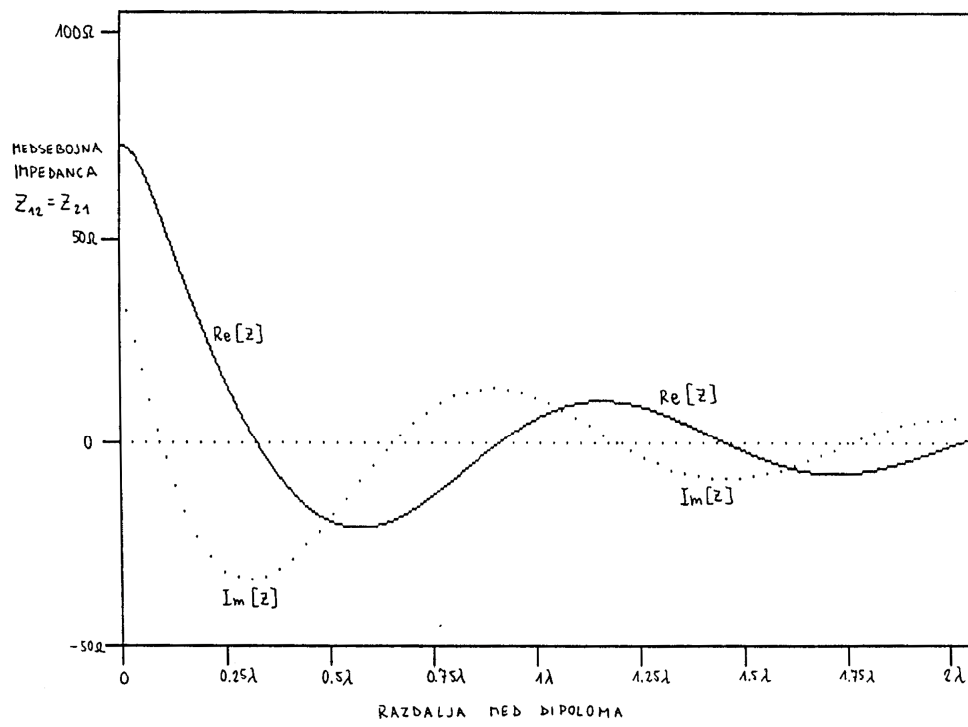
Medsebojno impedanco dobimo tako, da odštejemo od vrednosti Z_{11} izmerjeno impedanco na dani razdalji. Zaradi zrcaljenja je seveda razdalja do drugega dipola enaka dvakratni razdalji dipola od reflektorja!

17.4. Prikaz značilnih rezultatov

Idealni potek medsebojne impedance za dva vzporedna polvalovna dipola je prikazan na Sliki 17.4 kot funkcija razdalje med dipoloma. Pri resnični meritvi seveda pride do napak, predvsem zaradi končnih dimenzij kovinske plošče in netočnosti samih meritev. Od vseh netočnosti se najbolj pozna vpliv meritve Z_{11} , saj se od te vrednosti odštevajo vse ostale izmerjene vrednosti.

17.5. Vprašanja in naloge vaje

1. Izmeri medsebojno impedanco dveh polvalovnih dipolov preko zrcaljenja enega dipola.
2. Nariši graf medsebojne impedance v odvisnosti od razdalje med dipoloma.

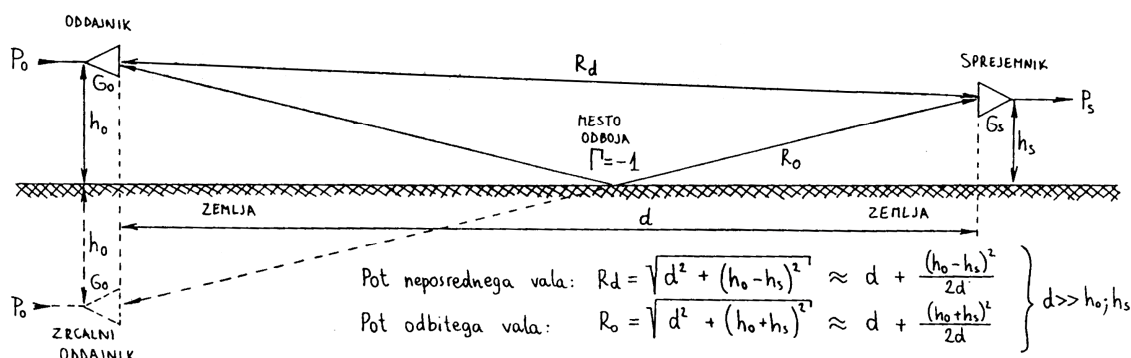


Slika 17.4: Izmerjena medsebojna impedanca med polvalovnima dipoloma

VAJA 18. Interferenca valov nad ravno površino

18.1. Radijska zveza nad zemeljsko površino

Odbiti valovi ne motijo samo antenskih meritev pač pa tudi večino resničnih radijskih zvez. V slučaju zemeljske radijske zveze je najbolj nadležen odboj od ravne zemeljske površine, ki je ponazorjen na Sliki 18.1. Odboj od zemeljske površine prinaša predvsem dodatno slabljenje v radijsko zvezo. Celotno slabljenje zveze s takšnim odbojem je zato dosti večje od slabljenja zveze na enaki razdalji v praznem prostoru.



Slika 18.1: Radijska zveza nad zemeljsko površino

V večini radijskih zvez sta višini oddajne (h_o) in sprejemne (h_s) antene dosti manjši od vodoravne razdalje med antenama d . Kot, pod katerim se radijski valovi odbijejo od zemeljske površine, je zelo majhen in to ima več posledic. Pri nizkih vpadnih kotih je odbojnost zemeljske površine skoraj enaka -1, ne glede na prevodnost tal. Vpliv neravnosti tal je majhen iz istega razloga. Ker je kot med neposrednim in odbitim žarkom majhen, neposrednega in odbitega vala običajno ne moremo ločiti s smernim diagramom sprejemne ali oddajne antene.

Električno polje na mestu sprejemne antene je kazalčna vsota neposrednega in odbitega vala:

$$E_S = E_d + E_o = \sqrt{\frac{2P_o G_o Z_o}{4\pi}} \cdot \frac{e^{-jkR_d}}{R_d} + \sqrt{\frac{2P_o G_o Z_o}{4\pi}} \cdot \Gamma \cdot \frac{e^{-jkR_o}}{R_o}. \quad (18.1)$$

Pri majhnih višinah obeh anten nad ravno zemeljsko površino je interferenca med neposrednim in odbitim valom uničujoča in znatno slabi polje na mestu sprejema. Obratno se pri velikih višinah anten prispevki neposrednega in odbitega vala lahko tudi seštejejo v fazi in dobimo zaradi odboja celo močnejše polje kot pri enako dolgi zvezi v praznem prostoru.

Končni rezultat za slabljenje takšne zveze je v obliki sprejete moči signala podan z enačbo:

$$P_S = \frac{G_S \lambda^2}{4\pi} \cdot \frac{|E_S|^2}{2Z_o} \approx \frac{P_o G_o G_S \lambda^2}{(4\pi d)^2} \cdot \left| e^{-jkR_d} - e^{-jkR_o} \right|^2$$

$$P_S \approx \frac{P_o G_o G_S \lambda^2}{(4\pi d)^2} \cdot 4 \sin^2 \left[\frac{\pi}{2d\lambda} \left((h_o + h_s)^2 - (h_o - h_s)^2 \right) \right] \quad (18.2)$$

$$P_S \approx \frac{P_o G_o G_S \lambda^2}{(4\pi d)^2} \cdot 4 \sin^2 \left(\frac{2\pi h_o h_s}{d\lambda} \right)$$

Prvi del izraza predstavlja slabljenje v praznem prostoru, drugi del pa dodatek zaradi interference. V slučaju zemeljske radijske zveze sta višini obeh anten majhni glede na razdaljo med antenama, zato je argument sinusa majhen in lahko vrednost sinusa kar

nadomestimo z argumentom. V tem slučaju ugotovimo, da raste slabljenje takšne radijske zveze s četrto potenco razdalje, v nasprotju z zvezo v praznem prostoru, kjer raste slabljenje le s kvadratom razdalje. Dodatno slabljenje zaradi interference lahko zmanjšamo le z večjo višino obeh anten nad zemeljsko površino.

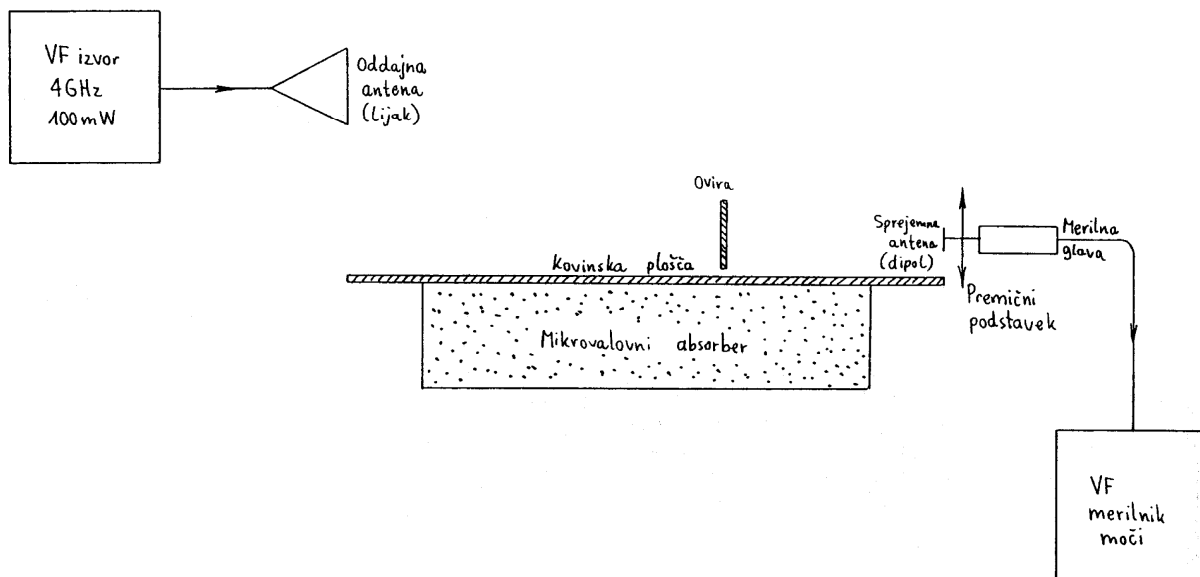
V slučaju radijske zveze zemeljske postaje z letalom ali umetnim satelitom povzroča odboj od površine tal nadležno nihanje jakosti signala. Ker so vpadni koti večji, se vplivu odbitih valov lahko izognemo z uporabo usmerjenih anten. Interferenco z odbitimi valovi omejimo tudi z uporabo krožne polarizacije, ker ima odbojnost tal pri večjih vpadnih kotih različen predznak za vertikalno oziroma horizontalno polarizacijo in zato menja smer vrtenja krožno polariziranega vala.

18.2. Seznam potrebnih pripomočkov

Za izvedbo vaje potrebujemo:

- Izvor (oddajnik) v frekvenčnem področju 1,7 – 4,2 GHz, z izhodno močjo vsaj 20 dBm (100 mW).
- Oddajno anteno (lijak) za "S" frekvenčno področje na nepremičnem podstavku.
- Sprejemno anteno (dipol) za "S" frekvenčno področje na podstavku z nastavljivo višino.
- Visokofrekvenčni merilnik moči z ustrezno glavo.
- Ravno kovinsko ploščo s površino vsaj en kvadratni meter, na ustreznem podstavku (mizi).
- Nekaj plošč ravnega mikrovalovnega absorberja.
- Kovinski trak širine 5 – 10 cm in dolžine 1 m.
- Priključne kable za vse povezave.

Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov je prikazana na Sliki 18.2.



Slika 18.2: Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov

18.3. Obrazložitev in opis poteka vaje

Pri izvedbi vaje moramo najprej pomisliti na zahteve meritve in na omejitve merilnih inštrumentov. Pri meritvi slabljenja radijske zveze zahtevamo, da se anteni nahajata na dovolj veliki razdalji, v področju daljnega polja. Zahtevo upoštevamo za obe anteni, ki ju uporabljamo pri meritvi! Pazimo tudi, da imata obe anteni enako polarizacijo. Smiselna izbira

je horizontalna (vodoravna) polarizacija, ker lahko sprejemni dipol pripeljemo tik nad površino odboja.

Ravno zemeljsko površino ponazorimo s kosom pločevine, ki ima za razliko od tal odbojnost -1 tudi za večje vpadne kote. Pločevino postavimo na kocko iz mikrovalovnega absorberja in tako zagotovimo, da se radijski valovi ne razširjajo slučajno tudi pod ploščo. Plošča mora biti tudi zadosti ravna glede na valovno dolžino oddajnika!

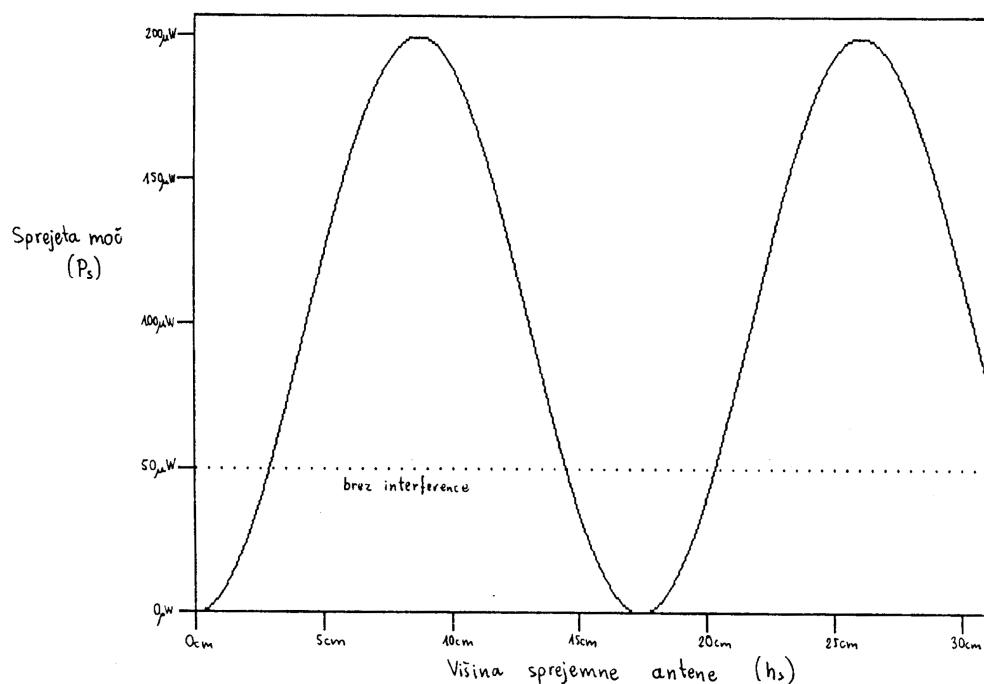
Glavna omejitev merilnih instrumentov je občutljivost merilnika moči (sprejemnika). Za takšen sprejemnik potrebujemo nekoliko močnejši merilni oddajnik tudi na majhnih razdaljah. Zato uporabimo kot oddajnik klistronski generator z izhodno močjo nekaj sto mW. Največjo izhodno moč dosežemo z nastavitvijo sklopa na resonator klistrona. Pred začetkom meritve je treba nastaviti ničlo merilnika moči, seveda pri odklopljeni sprejemni anteni!

18.4. Prikaz značilnih rezultatov

Pričakovano nihanje sprejemne moči z višino sprejemne antene nad kovinsko površino je prikazano na Sliki 18.3. Nihanje moči seveda izgine oziroma močno oslabi, če kovinsko ploščo odstranimo oziroma jo prekrijemo s kosom mikrovalovnega absorberja. Na ta način lahko tudi enostavno preverimo učinkovitost samega absorberja.

Končno postavimo na kovinsko ploščo med sprejemnik in oddajnik oviro, na primer 5 do 10 cm visok kovinski trak v celotni širini plošče. Če nam je prej interferenca zadušila sprejem, se lahko v prisotnosti ovire sprejeta moč tudi poveča. Na prvi pogled nesmiselni pojav imenujemo "ojačenje ovire" in tudi v praksi ta pojav ni prav redek – pogosto je slabljenje radijske zveze preko gorskega grebena manjše kot pa slabljenje zveze preko ravnine.

Rezultat vaje predstavimo kot diagram sprejete moči, ki je funkcija višine sprejemne antene. V rezultatu ne smemo pozabiti na višino in položaj oddajne antene, višino in položaj ovire (ko jo imamo) in točno valovno dolžino oddajnika!



Slika 18.3: Sprejeta moč kot funkcija višine sprejemne antene

18.5. Vprašanja in naloge vaje

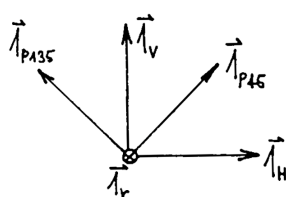
1. Izmeri moč sprejetega signala v odvisnosti od višine sprejemne antene pri odboju valovanja od vodoravne kovinske plošče.
2. Meritev ponovi ob namestitvi kovinske ovire na sredino kovinske plošče prečno na pot oddajnik-sprejemnik.

VAJA 19. Ugotavljanje polarizacije antene in osnega razmerja

19.1. Vplivi, veličine in merjenje polarizacije anten

Elektromagnetno valovanje je prečno (transverzalno) valovanje. Pri vseh prečnih valovanjih moramo za točen opis valovanja razen jakosti, frekvence in faze polja navesti tudi polarizacijo. Da lahko s polarizacijo tudi računamo, je smiselno uvesti primeren koordinatni sistem in poljubno polarizirano polje razstaviti na poznane komponente.

Pri antenah si pri določanju polarizacijskih lastnosti definiramo koordinatni sistem, kot je prikazano na Sliki 19.1. Smerni vektor vertikalne komponente $\vec{1}_V$ kaže navzgor, smerni vektor horizontalne komponente pa je tako obrnjen, da kaže njun vektorski produkt v smeri razširjanja valovanja $\vec{1}_r$, v oddajnem režimu, to je proč od antene. Na ta način je koordinatni sistem enako definiran ne glede na to, če dela antena v sprejemnem ali v oddajnem režimu.



Koordinatni sistem: $\vec{1}_V \times \vec{1}_H = \vec{1}_r$

$\vec{1}_r$ gleda proč od antene, v smeri širjenja valovanja pri oddaji

Slika 19.1: Definicije veličin

Kot zglede sta na Sliki 19.1 prikazana enotska vektorja za ortogonalni poševni polarizaciji (pod kotoma 45° in 135°). Spodnje enačbe podajajo relacije za enotske vektorje za poševno polarizacijo ter za krožno polarizacijo (levo in desno), izražene z vertikalnim in horizontalnim enotskim vektorjem.

$$\text{Enotska vektorja za poševni polarizaciji:} \quad \vec{1}_{P45} = \frac{\vec{1}_V + \vec{1}_H}{\sqrt{2}}, \quad \vec{1}_{P135} = \frac{\vec{1}_V - \vec{1}_H}{\sqrt{2}}, \quad (19.1)$$

$$\text{Enotska vektorja za krožni polarizaciji:} \quad \vec{1}_L = \frac{\vec{1}_V + j\vec{1}_H}{\sqrt{2}}, \quad \vec{1}_D = \frac{\vec{1}_V - j\vec{1}_H}{\sqrt{2}}. \quad (19.2)$$

Enačba (19.3) ponazarja razstavljanje poljubnega vektorja \vec{E} na krožne komponente, enačbi (19.4) in (19.5) pa podajata relaciji za izračun razmerja krožnih komponent in osnega razmerja antene.

$$\begin{aligned} \vec{E} &= \vec{1}_L E_L + \vec{1}_D E_D; \\ E_L &= \vec{E} \cdot \vec{1}_L^*, \quad E_D = \vec{E} \cdot \vec{1}_D^* \end{aligned} \quad (19.3)$$

$$\text{Razmerje krožnih komponent:} \quad Q = \frac{E_L}{E_D} \quad (19.4)$$

$$\text{Osno razmerje:} \quad R = \frac{|E_D| + |E_L|}{|E_D| - |E_L|} = \frac{1 + |Q|}{1 - |Q|} \quad (19.5)$$

Pri polarizaciji elektromagnetnega valovanja vedno navajamo le smer vektorja električnega polja. V področju daljnega polja antene je z vektorjem električnega polja točno določena tudi smer in velikost vektorja pripadajočega magnetnega polja.

Poljubno polarizirano valovanje izrazimo kot vsoto dveh znanih ortogonalnih komponent – vertikalne in horizontalne ali pa desne krožne in leve krožne komponente. Pri razstavljanju na komponente ne smemo pozabiti, da je kvadrat velikosti vektorja s kompleksnimi

komponentami dan s skalarnim produktom vektorja z njegovo konjugirano-kompleksno vrednostjo.

Razmerje krožnih komponent označimo s črko Q . Q je kompleksno število, ki nam povsem točno opiše polarizacijske lastnosti valovanja. Q lahko naravnost izmerimo tako, da polje sprejemamo z dvema antenama, eno desno in drugo levo polarizirano. Sprejeta signala vodimo na kvocientni merilnik, ki izmeri razmerje amplitud ter medsebojno fazo.

Ker je dobre krožno polarizirane antene težko tehnično izdelati, je lažje izmeriti osno razmerje polarizacije. Osno razmerje R (*angl. axial ratio*) je definirano kot razmerje med minimumom in maksimumom signala, ki ga dobimo pri obračanju ravnine polarizacije linearno polarizirane sprejemne antene. Osno razmerje pogosto podajamo v logaritemskih enotah (dB). Iz osnega razmerja lahko izračunamo samo velikost razmerja krožnih komponent Q , fazo bi lahko dobili iz poznavanja položaja minimuma oziroma maksimuma.

Če poznamo polarizacijo sprejemne in oddajne antene, izraženo s krožnimi razmerji Q_1 in Q_2 , potem lahko izračunamo faktor (izkoristek) prenosa moči po izrazu (19.6) glede na maksimalno moč, ki bi jo dobili, če bi polarizacijo ene od anten točno prilagodili na polarizacijo druge antene.

$$\frac{P}{P_{\max}} = \frac{|1 + Q_1 Q_2|^2}{(1 + |Q_1|^2)(1 + |Q_2|^2)}. \quad (19.6)$$

V Tabeli 19.1 so prikazani razmerje krožnih komponent, osno razmerje in faktor prenosa moči za nekaj najbolj zanimivih primerov polarizacije.

Kljub temu, da opisujejo povsem drugačen fizikalni pojav, so izrazi za računanje polarizacijskih veličin zelo podobni izrazom za računanje pojavov na prenosnem vodu. Pri tem ustreza razmerje krožnih komponent Q odbojnosti Γ na vodu, osno razmerje R pa razmerju stojnega vala p na vodu.

Tabela 19.1: Razmerje krožnih komponent Q , osno razmerje ter faktor prenosa moči

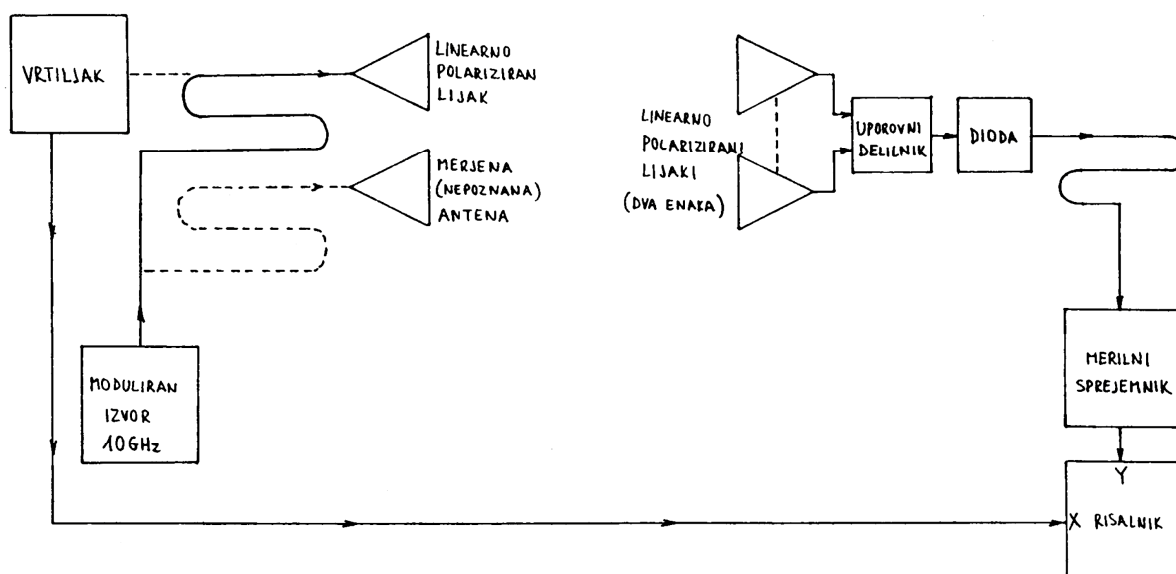
Oddajna polarizacija	Q	R	Sprejemna polarizacija					
			VP	HP	PP45	PPP135	DCP	LCP
VP	+1	∞	1	0	0,5	0,5	0,5	0,5
HP	-1	∞	0	1	0,5	0,5	0,5	0,5
PP45	-j	∞	0,5	0,5	0	1	0,5	0,5
PP135	+j	∞	0,5	0,5	1	0	0,5	0,5
DCP	0	1	0,5	0,5	0,5	0,5	1	0
LCP	∞	1	0,5	0,5	0,5	0,5	0	1

19.2. Seznam potrebnih pripomočkov

Za izvedbo vaje potrebujemo:

- Izvor (oddajnik) v frekvenčnem področju 10 GHz, z izhodno močjo do 10 dBm (10 mW) in možnostjo amplitudne modulacije z 1 kHz (27 kHz) pravokotnim signalom.
- Tri linearno polarizirane antene (korugirane lijake).
- Podstavek za dve anteni.
- Anteno s krožno/neznano polarizacijo.
- 50-ohmski uporovni delilnik za dve anteni.
- Merilno diodo za 10 GHz (ali vektorski kvocientni merilnik).

- Merilni sprejemnik (1 kHz ali 27 kHz) z risalnikom.
 - Vrtiljak za merjeno anteno.
 - Priključne kable za vse povezave.
- Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov je prikazana na Sliki 19.2.



Slika 19.2: Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov

19.3. Obrazložitev in opis poteka vaje

Meritev polarizacije (osnega razmerja) antene opravimo podobno kot meritev smernega diagrama antene, le da vrtimo anteno po vzdolžni osi (polarizacija) namesto po enem od prerezov smernega diagrama.

Za preizkus merilne opreme najprej izmerimo osno razmerje z uporabo dveh znanih anten (linearno polarizirani lijaki). Pri tej meritvi moramo dobiti globok in oster minimum, ko sta polarizaciji lijakov med sabo pravokotni.

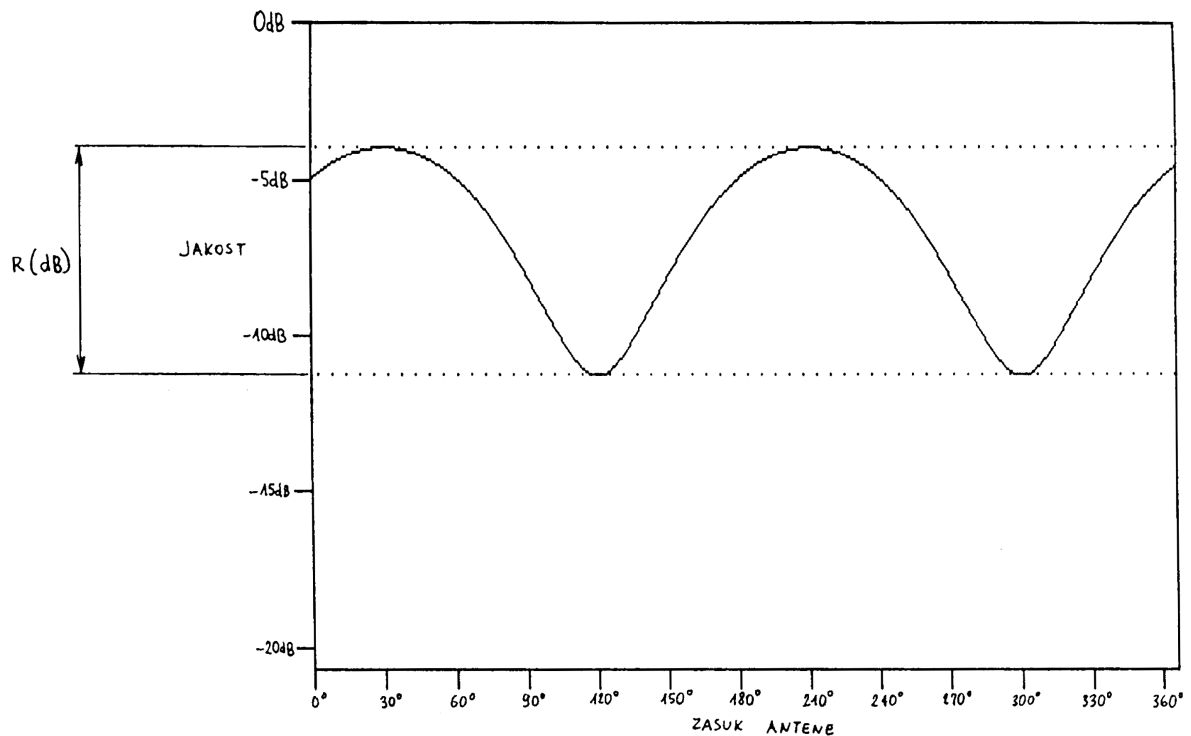
Nato eno od anten zamenjamo z neznanom (merjeno) anteno in spet izmerimo osno razmerje tako, da poiščemo minimum in maksimum pri vrtenju ene od anten po vzdolžni osi. Primer meritve osnega razmerja antene je prikazan na Sliki 19.3.

Če je neznan antena skoraj linearno polarizirana (veliko osno razmerje), potem si zabeležimo lego minimuma – polarizacija merjene antene je nanjo pravokotna, minimum pa lahko odčitamo dosti točneje kot pa maksimum.

Če je neznan antena skoraj krožno polarizirana (majhno osno razmerje), moramo razen osnega razmerja ugotoviti še, če je antena levo ali desno krožno polarizirana. V ta namen sestavimo referenčno anteno iz dveh linearno polariziranih anten, ki jih napajamo preko uporovnega delilnika, fazni zamik napajanja pa dosežemo z različno dolžino kablov oziroma z vzdolžnim zamikom med antenama. Delovanje tako sestavljene antene moramo še prej preveriti z znano (linearno polarizirano) anteno. Meritev je seveda dosti enostavnejša, če namesto uporovnega delilnika in diode razpolagamo s kvocientnim merilnikom.

Čeprav meritev polarizacije antene ni tako zahtevna kot meritev smernega diagrama, kar se odbitih valov in drugih motilnih pojavov tiče, saj delamo vedno z antenama obrnjenima z glavnima snopoma ena proti drugi, moramo vseeno paziti na omejitve merilnih inštrumentov. Ko sestavljamo želeno polarizacijo z dvema antenama, moramo držati njuno medsebojno lego karseda konstantno skozi celo meritev, ker je skupna polarizacija zelo odvisna od

medsebojne faze napajanja anten. Pri tem tudi majhne napake v dolžinah priključnih kablov in neprilagojenost anten prinašajo velike napake pri polarizaciji. Pri odbojih moramo tudi upoštevati, da se vertikalna komponenta odbija z različno fazo od horizontalne, krožno polariziran val zato pri odboju menja smer (desna v levo in obratno).



Slika 19.3: Merjenje osnega razmerja antene

19.4. Prikaz značilnih rezultatov

Vajo začnemo z merjenjem osnega razmerja znane, linearno polarizirane antene. Nato izmerimo polarizacijo neznanih anten. Končno skušamo sestaviti čimbolj krožno polarizirano anteno iz dveh linearno polariziranih anten.

Rezultat vaje predstavimo kot izpis risalnika za amplitudo osnega razmerja. Pri tem ne smemo pozabiti označiti skale (linearna, kvadratična ali logaritemska). Če razpolagamo s kvocientnim merilnikom, priložimo tudi diagram izmerjene faze.

19.5. Vprašanja in naloge vaje

1. Izmeri osno razmerje in ugotovi polarizacijo za različne antene.
2. Iz dveh linearno polariziranih anten sestavi čimbolj idealno krožno polarizirano anteno.

VAJA 20. Fresnelove cone in difraktorji

20.1. Fresnelovi elipsoidi, Fresnelove cone in difraktorji

Vsako prostorsko fizikalno valovanje potrebuje za razširjanje od izvora do sprejemne točke določen prostor. Prostor, potreben za razširjanje valovanja, opisujejo Fresnelovi elipsoidi. Fresnelovi elipsoidi so definirani kot ploskve, ki združujejo točke v prostoru, preko katerih je dolžina poti od izvora do sprejemnika za celoštevilski mnogokratnik polovice valovne dolžine večja od najkrajše možne poti. V prostoru s homogenimi snovnimi lastnostmi je najkrajša pot za valovanje ravna črta, ploskve pa imajo obliko rotacijskih elipsoidov.

Pravokotni presek Fresnelovih elipsoidov glede na smer razširjanja valovanja imenujemo Fresnelove cone. Fresnelove cone imajo obliko krožnih kolobarjev. Če predpostavimo, da je oddaljenost izvora in sprejemnika dosti večja od polmera Fresnelovih con, lahko polmere Fresnelovih con izračunamo po poenostavljenem izrazu:

$$\rho_n = \sqrt{\frac{d_1 d_2 n \lambda}{d_1 + d_2}}. \quad (20.1)$$

Izraz je še enostavnejši za polmere Fresnelovih con točno na sredini poti med izvorom in sprejemno točko, ko sta oddaljenosti enaki ($d_1 = d_2 = d$):

$$\rho_n = \sqrt{\frac{dn\lambda}{2}}. \quad (20.2)$$

Polmeri prvih deset Fresnelovih con so izračunani v Tabeli 20.1. za valovno dolžino 3 cm (frekvenca 10 GHz) in takšno razdaljo med oddajno in sprejemno anteno, da lahko opravimo nekaj poskusov tudi v zaprtem prostoru laboratorija ($d_1 = d_2 = 1$ m).

Tabela 20.1: Izračunani polmeri Fresnelovih con za $\lambda = 3$ cm ($f = 10$ GHz) in $d_1 = d_2 = 1$ m

n	ρ_n
1	12,2 cm
2	17,3 cm
3	21,2 cm
4	24,5 cm
5	25,4 cm
6	30,0 cm
7	32,4 cm
8	34,6 cm
9	36,7 cm
10	38,7 cm

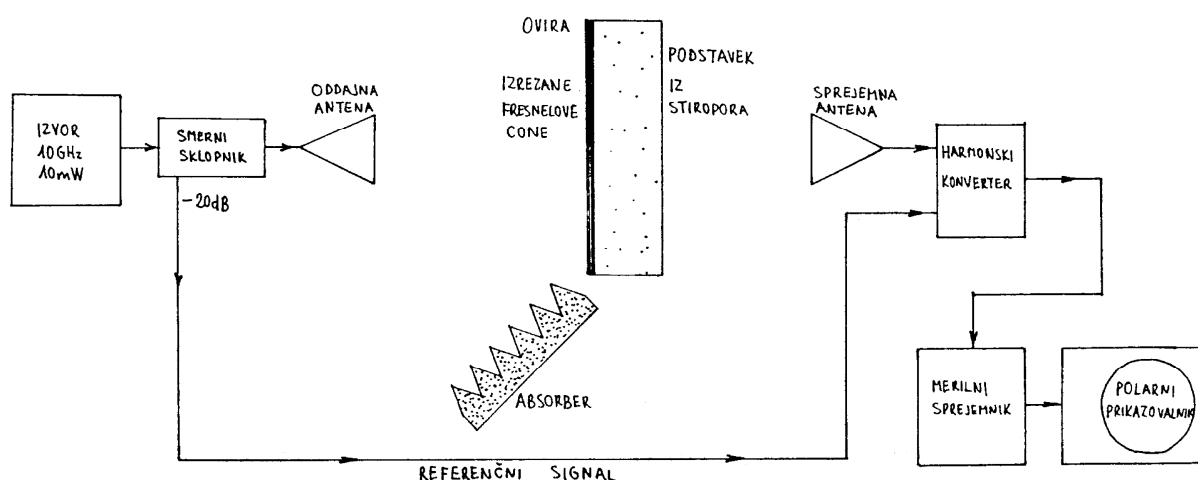
Čeprav običajno računamo Fresnelove cone zato, da bi ugotovili vpliv ovire na poti radijskih valov, lahko z zasenčenjem ustreznih Fresnelovih con tudi povečamo jakost polja na mestu sprejema. Takšno napravo imenujemo difraktor. Difraktor lahko sestavimo iz celih okroglih Fresnelovih con ali pa samo iz odsekov kolobarjev. Kratki odseki kolobarjev so pri tem že skoraj ravni trakovi. Difraktor izdelamo iz ravnih trakov takrat, ko preostali prostor ni dostopen – v slučaju resnične radijske zveze postavimo difraktor iz ravnih trakov na gorskem grebenu.

20.2. Seznam potrebnih pripomočkov

Za izvedbo vaje potrebujemo:

- Nemoduliran izvor (oddajnik) v frekvenčnem področju 10 GHz, z izhodno močjo do 10 dBm (10 mW).
- Smerni sklopnik za 10 GHz, sklop -20 dB.
- Dva korugirana lijaka za 10 GHz na nastavljivih podstavkih.
- Okrogle kovinske Fresnelove cone ter ravni trakovi na podstavku iz stiropora.
- Harmonski konverter, merilni sprejemnik in polarni prikazovalnik iz merilnega kompleta analizatorja vezij.
- Nekaj plošč absorberja.
- Priključne kable za vse povezave.

Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov je prikazana na Sliki 20.1.



Slika 20.1: Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov

20.3. Obrazložitev in opis poteka vaje

Pri vaji želimo meriti amplitudo in fazo polja na mestu sprejema. Amplitudo in fazo najlažje merimo s kvocientnim merilnikom iz kompleta analizatorja vezij. Kvocientni merilnik meri razmerje amplitud in razliko v fazi med dvema vhodoma. Na referenčni vhod merilnika pripeljemo del signala oddajnika po kablu, na merilni vhod pa signal s sprejemne antene.

Merilni sistem najprej preizkusimo brez ovire med sprejemno in oddajno anteno. Pri tem preverimo jakost signala v referenčnem kanalu, da je v predpisanih mejah za kvocientni merilnik. Ojačenje merilnega kanala nastavimo tako, da je točka na robu zaslona, fazo pa nastavimo na željeni začetek. Ker je meritev faze zelo odvisna od majhnih premikov, moramo paziti, da pri vseh nadaljnjih poskusih anten ne premikamo več.

Ovira je sestavljena iz kovinskih kolobarjev, ki po razsežnostih ustrezajo Fresnelovim conam. Kovinske kolobarje pritrdimo na nosilni kvader iz stiropora, ker je stiropor za dano frekvenčno območje popolnoma prozoren, njegov lomni količnik pa je skoraj enak lomnemu količniku zraka.

Med sprejemno in oddajno anteno postavimo oviro. Seveda morata biti razdalji od ovire do oddajne in do sprejemne antene točno izbrani, da Fresnelove cone ustrezajo kovinskim kolobarjem, središče kolobarjev pa mora biti točno na zveznici sprejemne in oddajne antene. Pri namestitvi ovire z vsemi kolobarji vstavljenimi (vsemi Fresnelovimi conami zasenčenimi)

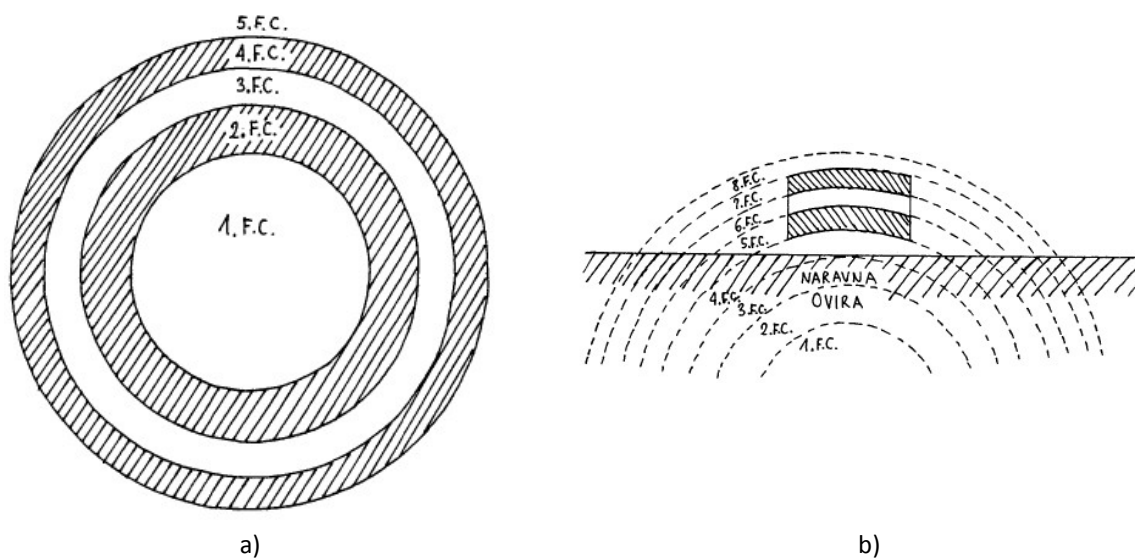
se mora sprejeto polje bistveno zmanjšati. Po potrebi namestimo še absorberje, da omejimo motilne vplive odbitih valov od različnih predmetov v sobi.

20.4. Prikaz značilnih rezultatov

Za vajo nato najprej odstranimo samo krožno oviro, ki zasenči prvo Fresnelovo cono. Sprejeto polje se mora povečati na skoraj dvakratno vrednost glede na slučaj brez ovire, faza pa mora ostati skoraj nespremenjena. Potem odstranimo drugo cono in polje mora upasti skoraj na nič. Če prvo cono ponovno zasenčimo, moramo dobiti spet dvojno polje, ampak z obratno fazo. Podobno poskusimo še s tretjo, četrto in peto cono.

Iz kolobarjev poskušamo sestaviti difraktor iz okroglih Fresnelovih con, kot je to prikazano na Sliki 20.2a. Pri tem bi en sam kolobar moral dati trikratno polje, dva kolobarja pa petkratno polje. V laboratorijskem poskusu petkratnega polja ne moremo doseči iz več razlogov: jakost polja hitro upada na zunanjih kolobarjih zaradi smernega diagrama uporabljenih anten in zaradi povečane dolžine poti. V resnični radijski zvezi so seveda Fresnelove cone dosti manjše od razdalje med antenama, zato jih vidimo pod majhnim kotom in smerni diagrami anten nimajo vpliva, dolžine poti pa so vse istega velikostnega razreda.

Nazadnje preizkusimo še učinkovitost difraktorja iz ravnih trakov. Med sprejemno in oddajno anteno postavimo klinasto oviro, ki zasenči nekaj prvih Fresnelovih con. To nam predstavlja naravno oviro, na primer gorski greben pravokoten na smer radijske zveze, kot je to prikazano na Sliki 20.2b. Na merilnem sprejemniku dobimo zelo šibko, a še zaznavno polje. Nato nad oviro postavimo kovinske trakove tako, da zasenčimo dele ustreznih Fresnelovih con in opazujemo spreminjanje jakosti polja na sprejemnem mestu.



Slika 20.2: a) Difraktor s senčenjem okroglih Fresnelovih con, b) Difraktor iz delov con – trakov

20.5. Vprašanja in naloge vaje

1. Opazuj vpliv odstranih oz. zasenčenih posameznih Fresnelovih con na amplitudo in fazo prenesenega električnega polja.
2. Opazuj vpliv odstranih oz. zasenčenih ravnih odsekov Fresnelovih con na amplitudo in fazo prenesenega električnega polja.

VAJA 21. Merjenje uklonskega slabljenja klinaste ovire

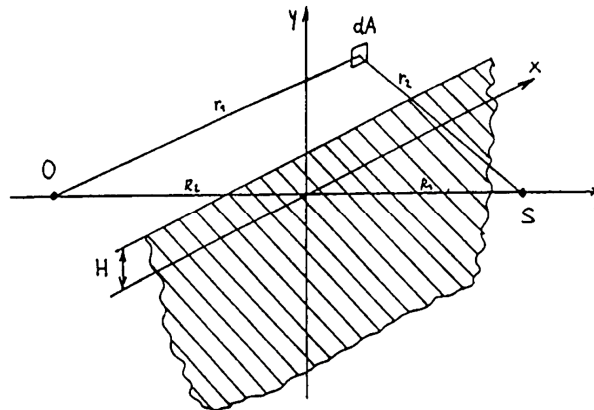
21.1. Uklonsko slabljenje naravnih ovir

Prostor, potreben za razširjanje valovanja od oddajnika do sprejemnika običajno opišemo s Fresnelovimi elipsoidi. Prečni preseki elipsoidov so krožne Fresnelove cone. Takšna predstavitev je sicer najenostavnejša za računsko obravnavo, žal pa ne ustreza naravnim oviram, na katere naleti valovanje v praktičnem primeru radijske zveze.

Resnične ovire, gorske grebene na radijski poti, najpreprosteje opišemo kot prečno klinasto oviro, kot je to prikazano na Sliki 21.1. Polje E_S v sprejemni točki izračunamo z integracijo prispevkov nezasenčene polravnine:

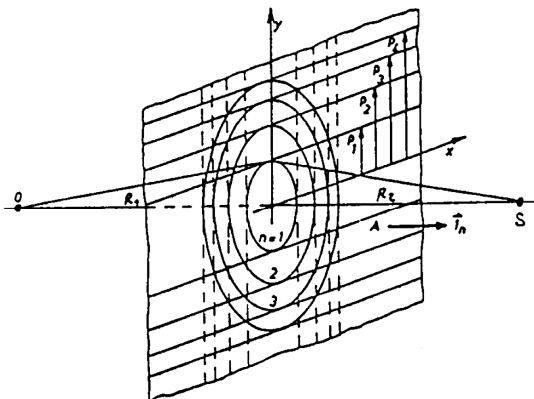
$$E_S = \alpha \int_H^{\infty} e^{-j\pi \frac{y^2}{\rho_1^2}} dy. \quad (21.1)$$

Končni rezultat je sorazmeren integralu kompleksne eksponentne funkcije kvadrata višine y . Podoben rezultat bi dobili tudi v slučaju, ko ovira seka radijsko pot pod poljubnim kotom, kar ustreza večini primerov radijskih zvez.



Slika 21.1: Uklon valovanja na prečni klinasti oviri

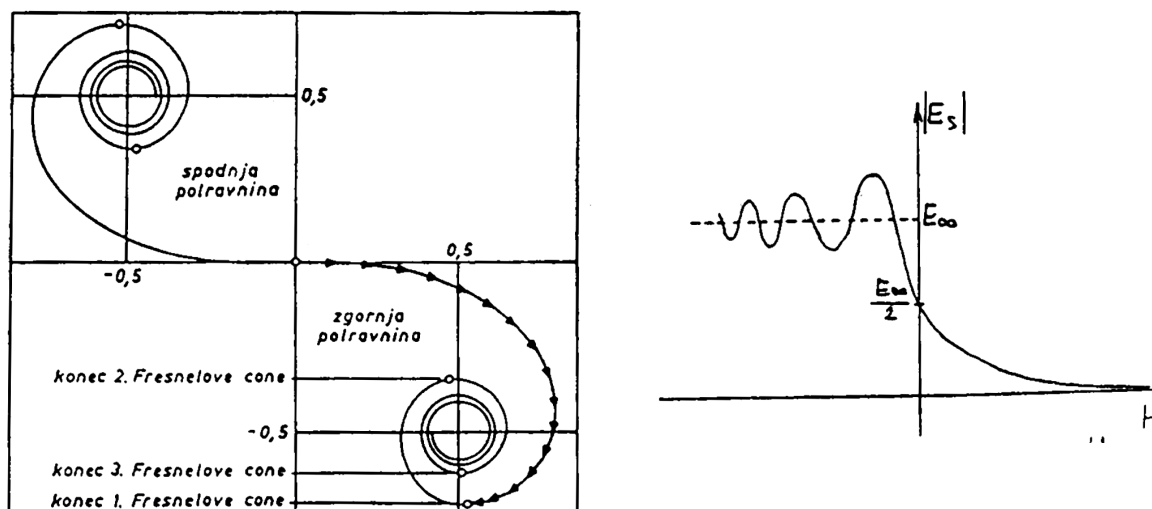
Ker omenjeni integral nima enostavne analitske rešitve, si pomagamo najprej s fizikalno razlago problema. Prostor razdelimo na Fresnelove pasove. Širine Fresnelovih pasov ustrezajo širinam krožnih Fresnelovih con, kot je to prikazano na Sliki 21.2 in podano s enačbo (21.2). Podobno kot krožne cone nam tudi pasovi opisujejo fazo posameznih prispevkov.



Slika 21.2: Fresnelovi pasovi

$$\rho_n = \sqrt{n\lambda \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}}. \quad (21.2)$$

Rešitev integrala je prikazana grafično s krivuljo "klotoido" na Sliki 21.3. Na krivulji moramo seveda pravilno izbrati začetno in končno točko glede na meje integrala. Razdelitev prostora na Fresnelove pasove nam pri tem pomaga poiskati položaje značilnih točk "klotoide" v prostoru.



Slika 21.3: Določanje uklonskega slabljenja klinaste ovire

V večini slučajev uklona nas zanima predvsem jakost sprejetega polja. Jakost polja ostaja nespremenjena oziroma neznatno niha vse dokler je prva Fresnelova cone povsem prosta. Ko se rob ovire dotakne zveznice oddajnik-sprejemnik, ovira zasenči pol prostora in jakost sprejetega polje upade na polovico vrednosti oziroma za 6 dB glede na neovirani primer.

Z nadaljnjim višanjem ovire (pozitiven H) jakost polja samo še upada. Ko je zasenčena celotna prva Fresnelova cone, jakost polja upade za 16 dB glede na neovirani primer. Za ovire višje od prve Fresnelove cone uporabimo približno rešitev integrala, ki daje enostaven izraz za določanje jakosti sprejetega polja:

$$H > \rho_1 \Rightarrow a[\text{dB}] \approx 16 + 20 \log \frac{H}{\rho_1} \quad (21.3)$$

$$H > 10\rho_1 \Rightarrow \text{odvisno od točne oblike roba ovire}$$

Čeprav se točnost matematičnega približka izboljšuje z višanjem ovire H , postaja končni rezultat računa vse bolj nezanesljiv. Pri zelo visokih ovirah, višjih od 10. Fresnelove cone, je jakost uklonjenega polja močno odvisna od točne oblike roba ovire, njegove poraščenosti ipd. Pri visokih ovirah lahko uporabimo izraz na Sliki 21.3 le kot grobo oceno jakosti sprejetega polja. Za točnejši rezultat potrebujemo veliko več podatkov o sami oviri, saj enostaven model uklona na klinasti oviri ne zadošča.

21.2. Seznam potrebnih pripomočkov

Za izvedbo vaje potrebujemo:

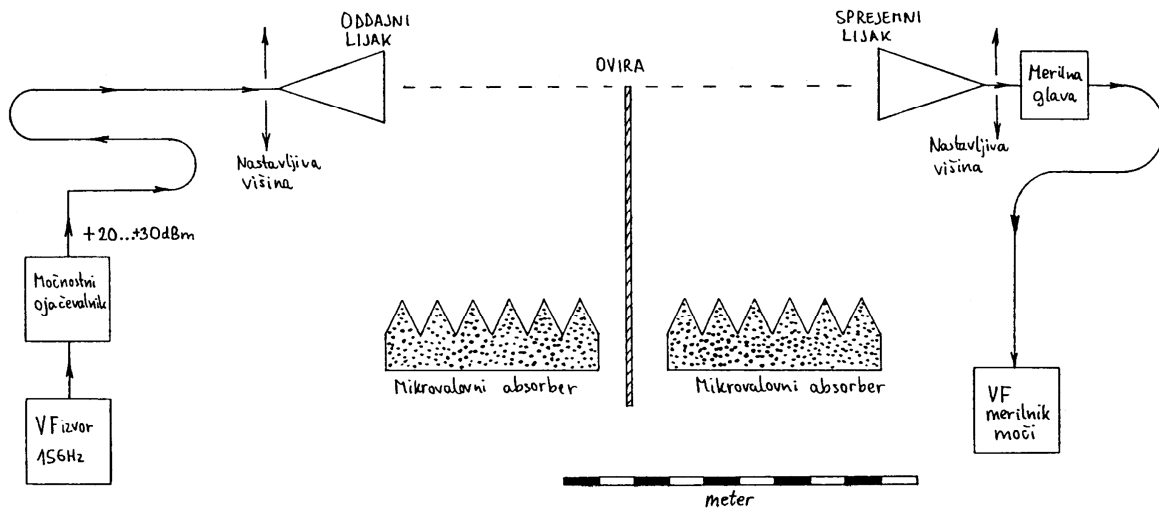
- Izvor (oddajnik) v frekvenčnem področju 15 GHz, z izhodno močjo do 10 dBm (10 mW), brez modulacije.
- Ojačevalnik za 15 GHz z izhodno močjo 20...30 dBm (0,1..1 W).

- Oviro, ravno kovinsko ploščo velikosti vsaj 1 m^2 .
- Dva enaka piramidna lijaka za 15 GHz na nastavljivih podstavkih.
- Merilnik moči s primerno (toplotno) VF glavo za 15 GHz.
- Nekaj plošč mikrovalovnega absorberja za 15 GHz.
- Zidarski meter.
- Priključne kable za vse povezave.

Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov je prikazana na Sliki 21.4.

21.3. Obrazložitev in opis poteka vaje

Pri vaji moramo v sobi laboratorija vzpostaviti radijsko zvezo na takšni razdalji in valovni dolžini, da so Fresnelove cone razmeroma majhne. Zato vajo izvedemo pri čim višji frekvenci (15 GHz ali več, kar pač dopušča merilna oprema). Kot oddajnik uporabimo nemoduliran izvor z dodatnim močnostnim ojačevalnikom (TWT ali polprevodniški), kot sprejemnik pa toplotni merilnik VF moči.



Slika 21.4: Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov

Ker sta anteni manjši in lažji od ovire, postavimo oba valovodna lijaka na podstavka z nastavljivo višino. Pri postavljanju vaje pazimo, da se nahaja ovira v Fraunhoferjevem področju obeh anten in hkrati dobimo zadosten signal za delovanje toplotne merilne glave. Merilno glavo seveda vgradimo neposredno na sprejemno anteno, da prihranimo izgube v povezovalnem kablu.

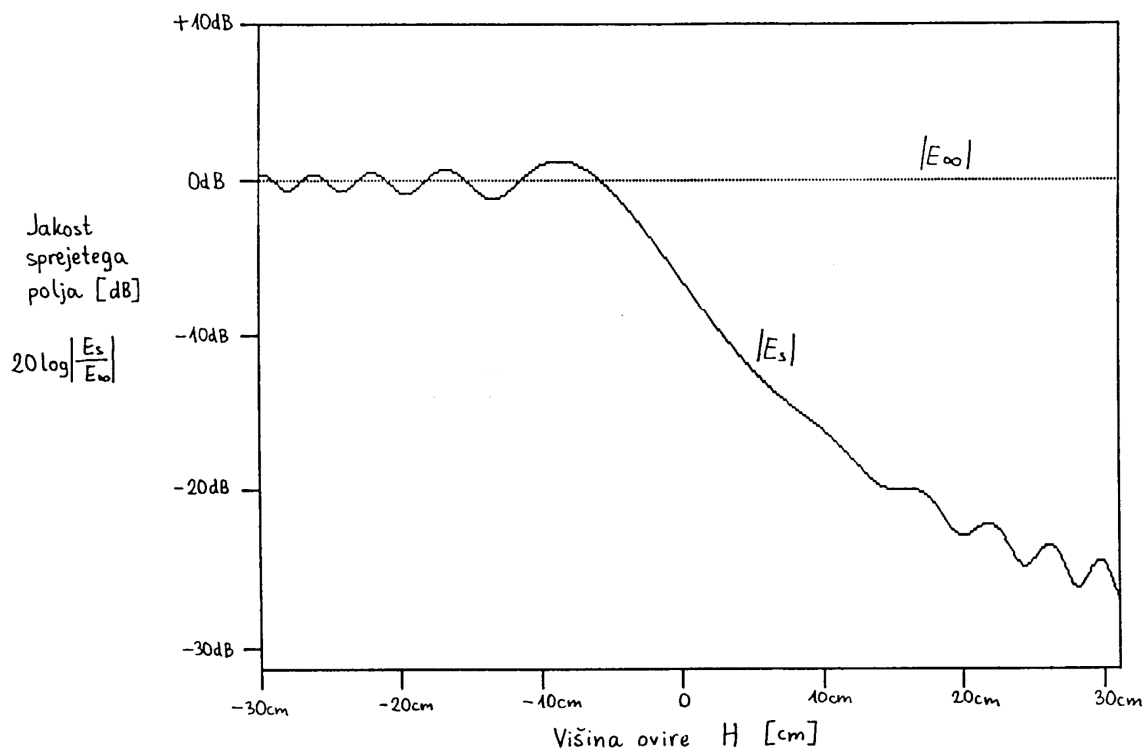
Kot oviro uporabimo raven kos aluminijske pločevine, ki ga postavimo pokonci. Neželene poti radijskih valov, odboje od tal in drugih predmetov v sobi skušamo zadržati s kosi mikrovalovnega absorberja. Pri vaji skušamo sicer ugotoviti vpliv različno visokih ovir. Ker pa je oviro težko premikati, premikamo rajši obe anteni. Točen položaj anten glede na oviro seveda sproti preverjamo z metrom.

21.4. Prikaz značilnih rezultatov

Pri vaji izmerimo in narišemo potek uklonskega slabljenja kot funkcije višine ovire H , kot je to prikazano na Sliki 21.5. Pred začetkom meritve moramo seveda izračunati velikost Fresnelovih con na uporabljeni radijski poti. V rezultatu vaje zabeležimo razdaljo med antenama, valovno dolžino in velikost prvih nekaj Fresnelovih con. Višino ovire H izrazimo v centimetrih in v enotah polmera prve Fresnelove cone.

Kljub mikrovalovnim absorberjem se pri meritvi v zaprti sobi ne moremo izogniti odbitim valovom, ki zaidejo v sprejemno anteno po drugačnih poteh. Izmerjeno uklonsko slabljenje bo zato odstopalo od matematične krivulje rešitve integrala. Največja odstopanja dobimo seveda pri velikih uklonskih slabljenjih, saj pride takrat interferenca z drugimi valovi najbolj do izraza.

Pojavi pri sobnih meritvah pa po drugi strani ustrezajo resničnim slučajem radijskih zvez preko naravnih ovir. Tudi v slučaju naravnih ovir postane točnost preprostega modela uklona na klinasti oviri vprašljiva, ko je ovira zelo visoka.



Slika 21.5: Primer izmerjenega uklonskega slabljenja klinaste ovire

21.5. Vprašanja in naloge vaje

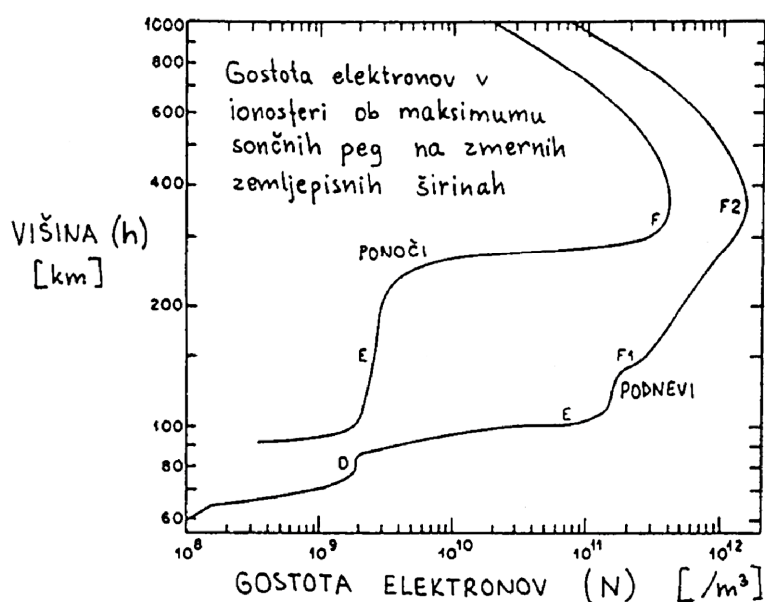
1. Izračunaj velikost nekaj prvih Fresnelovih con za izbrane razdalje sprejemne in oddajne antene do ovire.
2. Izmeri moč sprejetega signala v odvisnosti od višine ovire nad zveznico med antenama.

VAJA 22. Opazovanje mejne frekvence ionosfere

22.1. Elektromagnetne lastnosti ionosfere

Visoke plasti zemeljskega ozračja kot tudi navidezna "praznina" vesolja vsebujejo razmeroma veliko število delcev z visokimi energijami. Razen nevtralnih delcev, posamičnih atomov in molekul, so zelo pogosti tudi ionizirani delci z različnimi električnimi naboji. Medtem ko imajo električno nevtralni, močno razredčeni plini le malenkosten vpliv na relativno dielektričnost prostora, je vpliv naelektrenih delcev na elektromagnetne lastnosti prostora dosti večji.

Od vseh naelektrenih delcev imajo največji vpliv na elektromagnetne lastnosti prostora prosti elektroni, saj je pri njih razmerje naboj/masa večtisočkrat večje v primerjavi z drugimi delci. Gostoto elektronov v visokih plasteh zemeljskega ozračja, v "ionosferi", prikazuje Slika 22.1. Elektroni in drugi naelektreni delci nastanejo iz nevtralnih delcev in se lahko spet rekombinirajo nazaj v nevtralne delce. Različni hitrosti obeh pojavov, ionizacije in rekombinacije, sta vzrok nastanka ionosferskih slojev.



Slika 22.1: Plasti zemeljske ionosfere

Glavni izvor ionizacije električno nevtralnih delcev je ultravijolično sevanje Sonca. Ultravijolično sevanje Sonca je seveda močno odvisno od dogajanja na samem Soncu (število sončnih peg) in od vpadnega kota sončnih žarkov v zemeljsko ozračje, saj se ultravijolično sevanje razmeroma hitro vpije v ozračju. Ponoči glavni izvor ionizacije seveda presahne.

Rekombinacija v nevtralne delce je sorazmerna pogostnosti trkov med delci. Rekombinacija poteka zelo hitro v gostih nizkih plasteh ozračja pod 100 km višine in obratno zelo počasi na velikih višinah nad 200 km. Potek gostote elektronov se zato bistveno razlikuje med dnevom in nočjo. Podnevi ima ionosfera štiri glavne pasove: D, E, F1 in F2. Ponoči sloj D izgine takoj, sloj E tudi hitro slabi, le sloja F1 in F2 se zlijeta v enotni sloj F.

Poglavitni učinek oblaka naelektrenih delcev je navidezno znižanje dielektričnosti prostora po enačbi:

$$\epsilon_r = 1 - \frac{NQ_e^2}{\epsilon_0 \omega^2 m_e} \quad (22.1)$$

Pri tem je N gostota elektronov (v enotah m^{-3}), $Q_e = 1,6 \cdot 10^{-19}$ As naboj elektrona in $m_e = 9,1 \cdot 10^{-31}$ kg masa elektrona. V zgornji izraz lahko vpeljemo t.i. frekvenco plazme:

$$f_p = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{NQ_e^2}{\epsilon_0 m_e}} \approx \sqrt{80,8 \frac{m^3}{s^2} N} = \begin{cases} \text{maks} \sim 12 \text{ MHz podnevi} \\ \text{maks} \sim 5 \text{ MHz ponoči} \end{cases} \quad (22.2)$$

Od tu sledi izraz za dielektričnost oz. lomni količnik ionosfere:

$$n = \sqrt{\epsilon_r} = \sqrt{1 - \left(\frac{f_p}{f}\right)^2} \quad (22.3)$$

V skorajšnji odsotnosti trkov na velikih višinah se sloji F1 in F2 oziroma F obnašajo kot skoraj brezizguben dielektrik. Relativna dielektričnost in lomni količnik ionosfere sta močno odvisna od frekvence. Učinki ionosfere naraščajo z nižanjem frekvence. Pod frekvenco plazme f_p se ionosfera začne obnašati kot prevodnik (kovina).

Trki med delci so sicer elastični, vendar popolnoma naključno spremenijo smer gibanja delcev. Naelektreni delci po trčenju zato ne morejo več vrniti svoje kinetične energije elektromagnetnemu polju. Trki med delci zato vnašajo izgube, ki se kažejo v obliki specifične prevodnosti ionosfere. Vpliv trkov na dielektričnost in prevodnost podajata spodnji enačbi:

$$\epsilon_r = 1 - \frac{NQ_e^2}{\epsilon_0 (v^2 + \omega^2) m_e}; \quad v \dots \text{ frekvenca (pogostost) trkov z drugimi delci } [s^{-1}]. \quad (22.4)$$

$$v = \frac{NQ_e^2 v}{(v^2 + \omega^2) m_e} \quad (22.5)$$

Čeprav je sprememba lomnega količnika v nižjih slojih ionosfere skoraj zanemarljiva, sloja E in predvsem D močno dušita elektromagnetno valovanje.

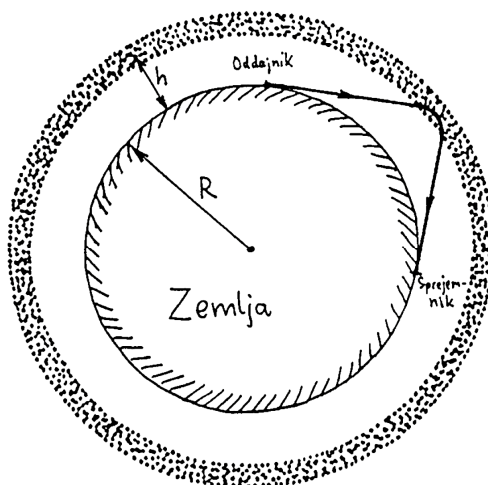
Prisotnost zemeljskega magnetnega polja povzroča žiromagnetno (ciklotronsko) resonanco s frekvenco približno 1,4 MHz. Na tej frekvenci se močno poveča slabljenje elektromagnetnega valovanja. Žiromagnetni pojav povzroči tudi neregularno dvolomnost ionosfere, ki ima različen lomni količnik za desno-krožno oziroma levo-krožno polarizirano valovanje. Končna posledica je neregularno Faraday-ovo sukanje ravnine polarizacije linearno-polariziranega valovanja. Žiromagnetno resonanco in Faraday-ov pojav opisujejo spodnje enačbe:

$$f_g = \frac{1}{2\pi} \frac{\mu_0 Q_e}{m_e} H_0 \approx 1,4 \text{ MHz} \quad \dots \text{ žiromagnetna resonanca} \quad (22.6)$$

$$H_0 \approx 40 \text{ A/m} \quad \dots \text{ zemeljsko magnetno polje}$$

$$\epsilon_r = 1 - \left(\frac{f_p}{f}\right)^2 \cdot \frac{1}{1 \pm \frac{f_g}{f}} \quad \begin{matrix} \pm \text{ leva/desna krožna polarizacija} \\ \text{(Faraday-ov pojav)} \end{matrix} \quad (22.7)$$

Čeprav je osnovni podatek ionosfere, frekvenca plazme v najgostejšem sloju, razmeroma nizka (velikostni razred 10 MHz), občutimo učinke ionosfere tudi na dosti višjih frekvencah. Najvišjo frekvenco popolnega odboja v ionosferi označimo z MUF (*angl. Maximum Usable Frequency*) in je določena s pogojem popolnega odboja valovanja od ionosfere (Slika 22.2). MUF je tako podana z enačbami (22.8). Faraday-ovo sukanje ravnine polarizacije in spremembe lomnega količnika motijo celo satelitske zveze in satelitsko radionavigacijo v mikrovalovnem frekvenčnem področju na frekvencah nad 1 GHz.



Slika 22.2: Najvišja frekvenca popolnega odboja (MUF)

$$MUF > f_p \text{ (zaradi loma ob poševnem vpadu valovanja)} \quad (22.8)$$

$$MUF = \frac{f_p}{\sqrt{1 - \left(\frac{R}{R+h}\right)^2}} \approx f_p \sqrt{\frac{R}{2h}} \approx 3f_p$$

$$MUF \approx \begin{cases} 36 \text{ MHz podnevi} \\ 15 \text{ MHz ponoči} \end{cases}$$

22.2. Seznam potrebnih pripomočkov

Za izvedbo vaje potrebujemo:

- Širokopasovno aktivno anteno (z vgrajenim visokoimpedančnim ojačevalnikom) za frekvenčno področje 1...50 MHz na primernem podstavku na odprtem prostoru (strehi).
- Napajalnik in napajalno vezje za aktivno anteno.
- Visokofrekvenčni spektralni analizator 0...1000 MHz.
- AM sprejemnik (lahko je vgrajen v spektralni analizator) za frekvenčno področje 1...50 MHz z zvočnikom.
- Računalnik s programom za izračun položaja Sonca in prikazom osvetljene zemeljske poloble.
- Priključne kable za vse povezave.

Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov je prikazana na Sliki 22.3.

22.3. Obrazložitev in opis poteka vaje

Celovito opazovanje pojavov v ionosferi je lahko zelo dolgotrajno in potrpežljivo delo. Nekateri pojavi se zgodijo poredkoma in skoraj povsem naključno, ampak v točno določenem obdobju 11-letnega cikla sončnih peg. Razen redkih izjem zelo visoke sončne aktivnosti lahko osnovne pojave v ionosferi (lom, popolni odboj, slabljenje in nrecipročno Faraday-evo sukanje polarizacije) opazujemo v obdobju enega dneva in noči.

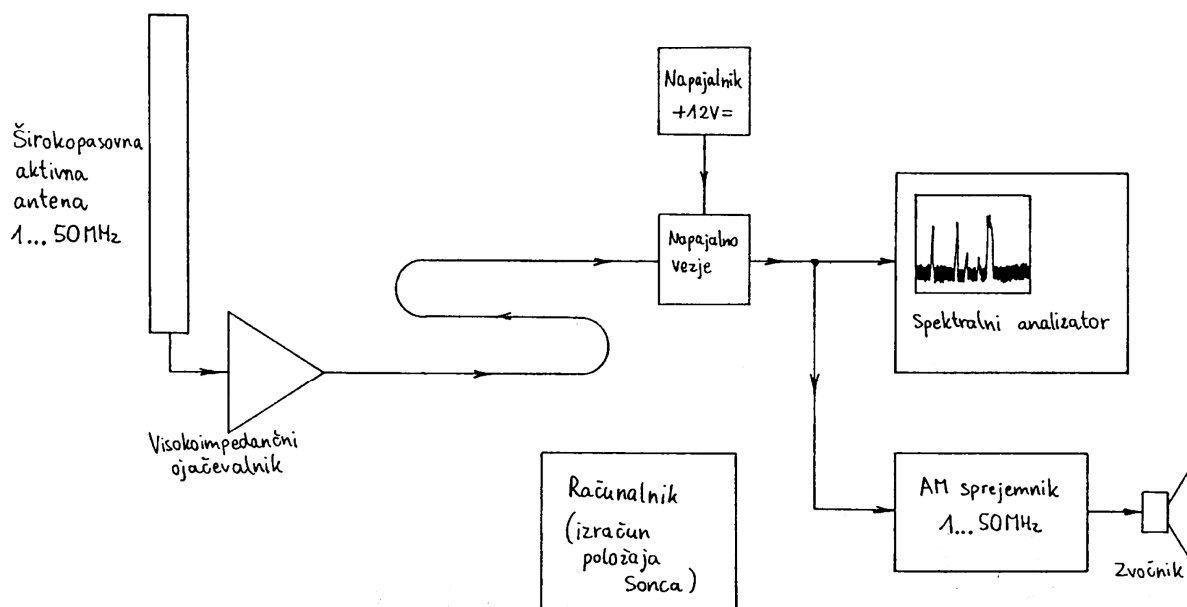
Za opazovanje pojavov v ionosferi seveda potrebujemo ustrezen oddajnik in pripadajoči sprejemnik, ki delujeta v širokem razponu frekvenc vsaj od 1 MHz do 50 MHz. Vajo si poenostavimo tako, da kot oddajnik izkoristimo kar obstoječe radiodifuzne oddajnike, ki oddajajo v različnih frekvenčnih pasovih. S poslušanjem oddaje določimo izvor oddaje, jakost polja in periodo presihanja sprejema.

Kot sprejemno anteno uporabimo širokopasovno aktivno anteno. Takšne antene imajo razmeroma majhne izmere glede na valovno dolžino, impedanca je močno reaktivna in električni izkoristek je zelo slab. Aktivna antena ima zato vgrajen visokoimpedančni predojačevalnik, ki visoko impedanco antene zasilno prilagodi na 50-ohmski vhod sprejemnika. Slab električni izkoristek majhne antene nas pri sprejemu ne moti, saj je tudi naravni šum na nizkih frekvencah pod 30 MHz zelo močen – šumna temperatura neba naraste na preko milijon K.

Sprejemno anteno moramo seveda namestiti na odprt prostor (streha). Pri nameščanju antene se seveda izogibamo znanim izvorom električnega šuma in motenj, kot so fluorescentne svetilke in računalniki. Anteno povežemo preko daljšega kosa koaksialnega kabla na sprejemnik. Po istem kablu napajamo visokoimpedančni ojačevalnik v anteni, ki potrebuje poseben napajalnik in napajalno vezje, krenico, ki loči enosmerno napajanje od visokofrekvenčnih signalov.

Kot sprejemnik uporabimo spektralni analizator, ki nam omogoča opazovanje radijskih signalov v širokem frekvenčnem pasu. Večina sodobnih spektralnih analizatorjev ima vgrajen tudi običajen radijski sprejemnik z možnostjo demodulacije AM in FM signalov in poslušanjem preko zvočnika. Pri uporabi vgrajenega sprejemnika moramo seveda nastaviti pravilno pasovno širino medfrekvenčnega sita v spektralnem analizatorju ter izključiti krmilno žago za lokalni oscilator (spektralni analizator postavimo v "zero span").

Koristen pripomoček je tudi računalnik s programom za izračun položaja Sonca na nebu. Program na računalniku uporabimo tako, da nam prikaže osvetljeno poloblo, iz česar lahko sklepamo o obnašanju ionosfere v različnih smereh razširjanja radijskih valov. Pri uporabi računalnika seveda obvezno preverimo nastavitve programa (predvsem ure!) in seveda motnje, ki jih računalnik povzroča našemu sprejemniku.



Slika 22.3: Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov

22.4. Prikaz značilnih rezultatov

Za vajo poskusimo ugotoviti osnovni veličini ionosfere, ki pogojujeta razširjanje valov – MUF in LUF. MUF ali najvišja uporabna frekvenca zavisi izključno od gostote elektronov v najgostejšem sloju ionosfere in je določena s pogojem za popolni odboj v dielektriku s spreminjajočim se lomnim količnikom. MUF predstavlja strogo določeno mejo, nad katero

slišimo samo še bližnje radijske postaje v krogu nekaj sto kilometrov, ki jih sprejemamo neposredno brez posredovanja ionosfere.

LUF (*angl. Lowest Usable Frequency*) ali najnižja uporabna frekvenca je določena z dušenjem nizkih frekvenc v nizkih slojih ionosfere (predvsem v sloju D, nekaj tudi v sloju E). LUF ni stroga meja kot MUF, saj lahko povečano dušenje nadomestimo z oddajnikom večje moči. LUF je zelo spremenljiv, saj poteka rekombinacija v nizkih slojih D in E zelo hitro. LUF lahko doseže podnevi vrednost 5 MHz in lahko ponoči upade pod 100 kHz.

Pri vaji najprej s spektralnim analizatorjem na grobo ocenimo, kateri frekvenčni pas prepušča ionosfera. V prepustnem pasu ionosfere opazimo množico signalov, izven tega pasu pa je signalov znatno manj. Nato spektralni analizator preklopimo v način delovanja kot radijski sprejemnik in poskusimo ugotoviti vrsto in izvor posameznih signalov. V končnem rezultatu vaje si zabeležimo ugotovljena LUF in MUF kot tudi datum, uro in položaj Sonca na nebu (azimut in elevacijo).

22.5. Vprašanja in naloge vaje

1. Izmeri spodnjo (LUF) in zgornjo (MUF) mejno frekvenco prenašanih radiofrekvenčnih signalov preko ionosfere.
2. Zabeleži si datum in uro meritve ter trenutni položaj sonca (azimut in elevacija).

VAJA 23. Merjenje šumne temperature antene

23.1. Šum v radijskih komunikacijskih sistemih

Domet vseh radijskih in drugih komunikacijskih sistemov omejuje šum. Čeprav šum v radijski tehniki ni vedno termičnega izvora, je jakost belega šuma najlažje opisati z ekvivalentno šumno temperaturo sistema. Ekvivalentna šumna moč na vhodu sprejemnika je sorazmerna z ekvivalentno šumno temperaturo sprejemnika in s frekvenčno pasovno širino, povezavo pa daje Boltzmannova konstanta:

$$P_{\text{šuma}} = k_B \cdot T_{\text{sistema}} \cdot \Delta f; \quad k_B = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K.} \quad (23.1)$$

Ekvivalentna šumna temperatura sistema je vsota šumne temperature antene in šumne temperature sprejemnika:

$$T_{\text{sistema}} = T_{\text{antene}} + T_{\text{sprejemnika}}. \quad (23.2)$$

Šumna temperatura sprejemnika zavisi predvsem od njegove tehnične izvedbe. Če poznamo šumne temperature in faktorje ojačenja moči posameznih stopenj sprejemnika, lahko enostavno preračunamo ekvivalentno šumno temperaturo na vhodu sprejemnika:

$$T_{\text{sprejemnika}} = T_1 + \frac{T_2}{G_1} + \frac{T_3}{G_1 G_2} + \dots \quad (23.3)$$

Šumna temperatura antene zavisi od več dejavnikov. Šumna temperatura brezizgubne antene, to je antene z električnim izkoristkom enakim ena, ne zavisi od fizične temperature antene, pač pa od jakosti sevanja izvorov šuma, ki jih antena "vidi" s svojim smernim diagramom. Če poznamo ekvivalentno šumno temperaturo in porazdelitev izvorov šuma, potem lahko šumno temperaturo brezizgubne antene izračunamo po izrazu:

$$T_{\text{antene}} = \frac{\int_{4\pi} T(\theta, \phi) \cdot |F(\theta, \phi)|^2 d\Omega}{\int_{4\pi} |F(\theta, \phi)|^2 d\Omega} \quad (23.4)$$

Najnižjo šumno temperaturo antene lahko dosežemo v frekvenčnem področju med 1 GHz in 10 GHz z anteno obrnjeno v hladno nebo, zato je ta del radijskega spektra verjetno najdragocenejši za komunikacije preko satelitov. V tem delu spektra se da doseči šumno temperaturo antene pod 20 K, če je antena obrnjena v hladno nebo. Najbolj vroča točka na nebu je v tem delu frekvenčnega spektra Sonce, sevanje (šum) Sonca pa je frekvenčno odvisen (upada z naraščajočo frekvenco) in časovno spremenljiv v odvisnosti od aktivnosti Sonca.

Na frekvencah pod 1 GHz šumno temperaturo povečuje šum kozmičnega izvora (sevanje nekaterih nebesnih teles), šumna temperatura pa preseže milijon stopinj K na frekvencah okoli 5 MHz. Na frekvencah višjih od 10 GHz povečuje šumno temperaturo antene absorpcija in s tem termično sevanje zemeljskega ozračja.

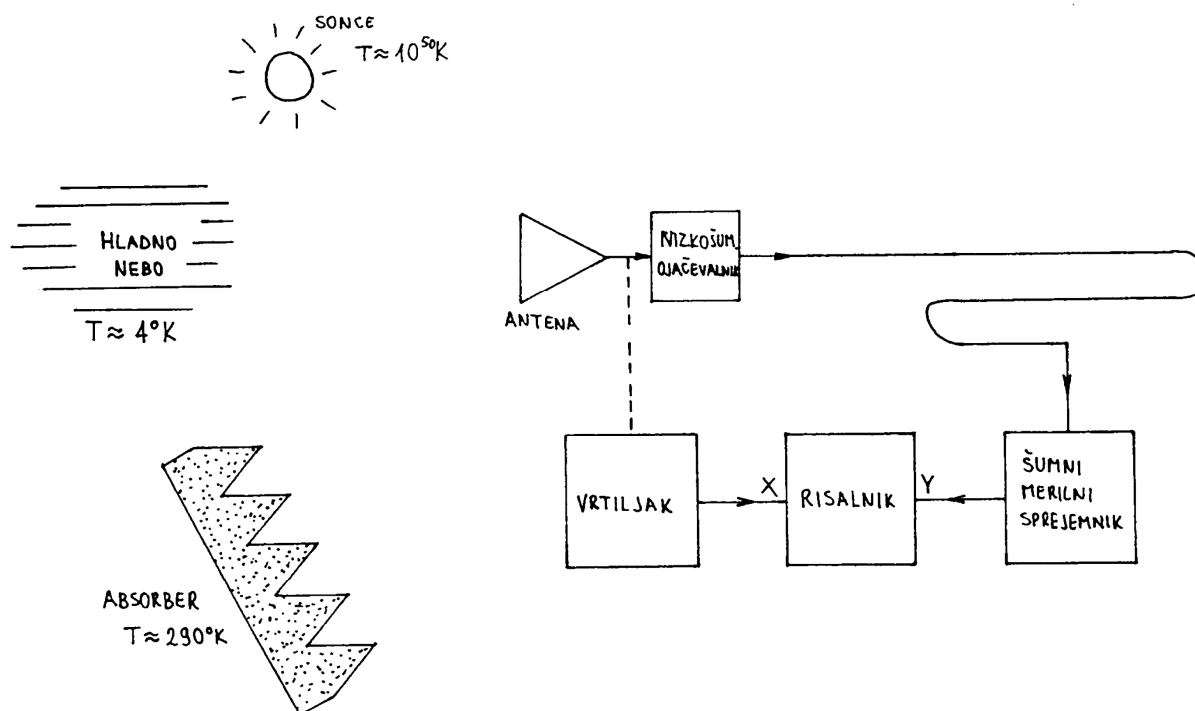
23.2. Seznam potrebnih pripomočkov

Za izvedbo vaje potrebujemo:

- Dve anteni za področje 1,5 GHz – piramidni lijak z dobitkom okoli 15 dBi in parabolično zrcalo z dobitkom okoli 20 dBi.
- Nizkošumni ojačevalnik za 1,5 GHz, $T = 50$ K, $G = 30$ dB.
- Šumni merilni sprejemnik za 1,5 GHz z risalnikom.

- Vrtiljak za antene.
- Nekaj plošč absorberja.
- Priključne kable za vse povezave.

Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov je prikazana na Sliki 23.1.



Slika 23.1: Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov

23.3. Obrazložitev in opis poteka vaje

Če hočemo izmeriti šumno temperaturo antene, moramo imeti na razpolago zelo občutljiv merilni sprejemnik. Šumna moč izvora na sobni temperaturi je v pasovni širini 1 MHz komaj $4 \cdot 10^{-15} \text{ W}$ oziroma okoli -114 dBm . Zato sprejemniku dodamo nizkošumni ojačevalnik. Da se izognemo izgubam v kablji za povezave, vgradimo ojačevalnik čim bližje izvoru, se pravi anteni.

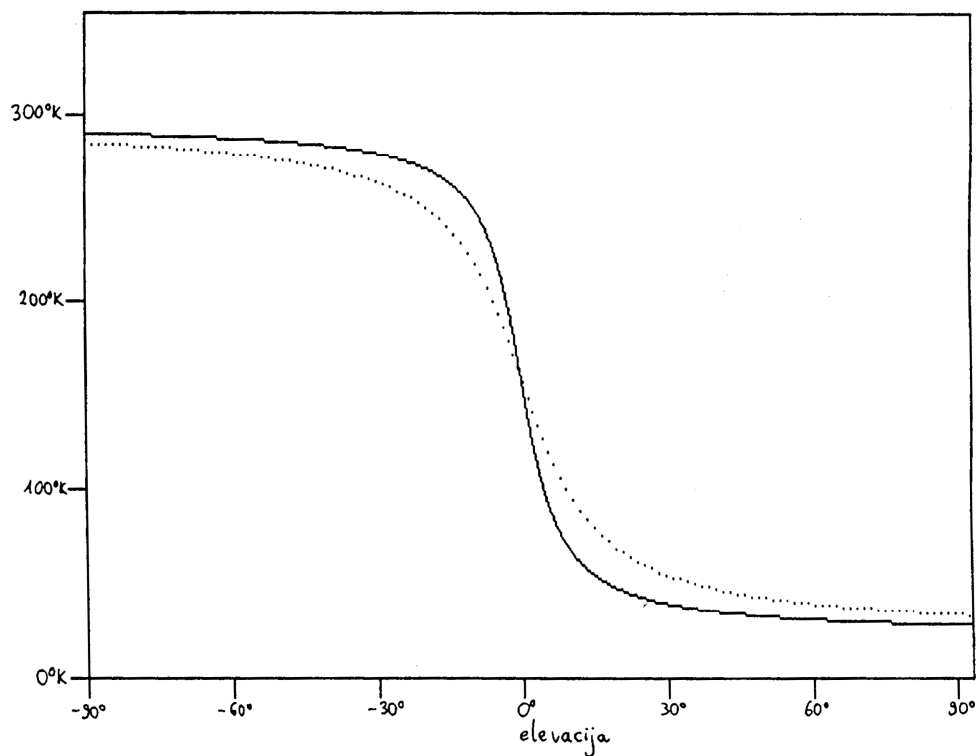
Merilni sistem najprej umerimo tako, da anteno oziroma vsaj njen glavni snop obrnemo proti ploščam absorberja. Ker se nahaja absorber na sobni temperaturi, je tedaj šumna temperatura antene nujno enaka sobni temperaturi. Šumno temperaturo sprejemnika smatramo za poznan podatek, sicer pa jo lahko izmerimo s kalibrirano šumno glavo.

Anteno nato namestimo na vrtiljak in posnamemo potek šumne temperature antene v odvisnosti od elevacije. Pri tem dobimo šumno temperaturo antene enostavno tako, da od izmerjene moči na izhodu merilnega sprejemnika odštejemo delež, ki pripada šumu sprejemnika (predvsem nizkošumnega ojačevalca). Kalibracijo in meritev ponovimo še za drugo anteno. Pri meritvi pazimo, da gleda glavni snop antene vedno proč od Sonca, ki je edini močni nebesni izvor šuma v tem frekvenčnem področju.

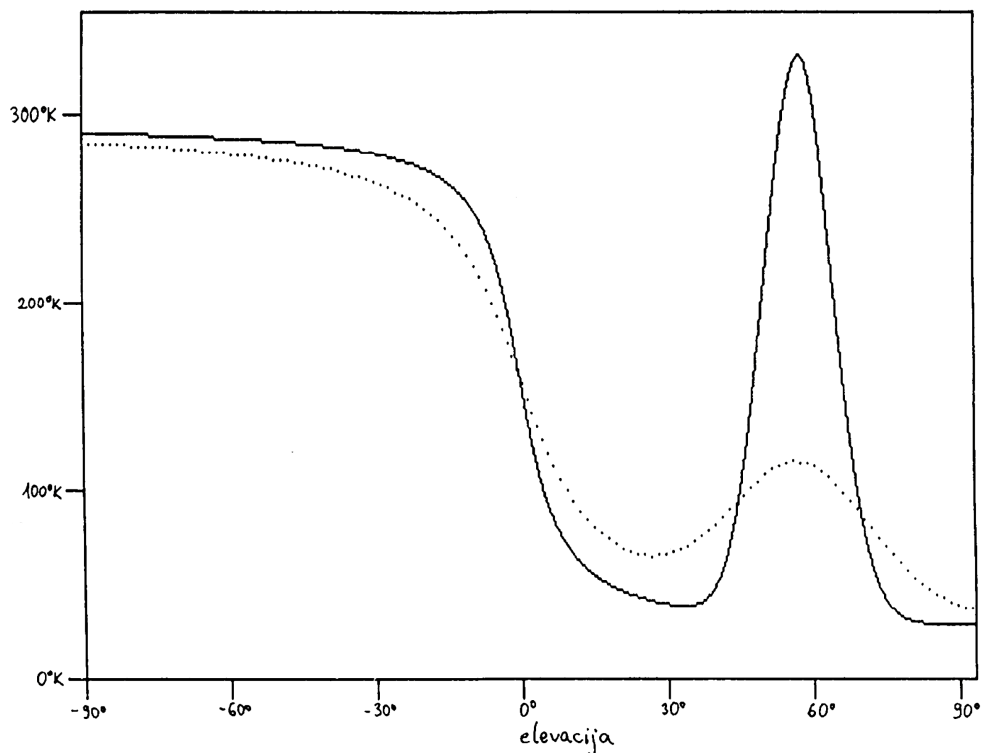
Meritev potem ponovimo, toda tokrat anteno obračamo po takem loku, da pri določeni elevaciji gleda točno v Sonce. Ker je zorni kot, pod katerim vidimo Sonce, okoli $0,5^\circ$, se za uporabljene antene Sonce še vedno obnaša kot točkast izvor. Točne šumne temperature Sonca sicer ne poznamo, smatramo pa, da se v času meritve ne spreminja. Zato lahko iz izmerjenih diagramov šumne temperature obeh anten naravnost primerjamo dobitke obeh anten.

23.4. Prikaz značilnih rezultatov

Primer izmerjene šumne temperature dveh različnih anten v odvisnosti od elevacije glavnega snopa je prikazan na Sliki 23.2. Pri tem smo obe anteni vrteli tako, da sta videli le Zemljo (T približno 290 K) oziroma hladno nebo (T približno 20 K). Iz strmine upadanja šumne temperature z rastočo elevacijo lahko sklepamo na širino glavnega snopa antene.



Slika 23.2: Šumna temperatura dveh anten, brez Sonca



Slika 23.3: Šumna temperatura dveh anten, s Soncem

Na Sliki 23.3 je prikazan rezultat enake meritve, toda tokrat smo obe anteni vrteli tako, da sta bili pri določeni elevaciji obrnjeni točno v Sonce. Dokler je zorni kot Sonca na nebu majhen v primerjavi s širino glavnega snopa antene, je povečanje šumne temperature antene obrnjene v Sonce enostavno premosorazmerno dobitku antene. Iz tega lahko primerjamo dobitke dveh anten.

Kot končni rezultat vaje izračunamo temperaturo površine Sonca na delovni frekvenci uporabljenega sprejemnika. Pri tem izračunamo neznano šumno temperaturo sprejemnika iz meritve šuma absorberja (tal) in šuma hladnega neba. Dobitek antene ocenimo iz njene velikosti (premera zrcala). Ker je glavni snop uporabljene antene še vedno precej širši od zornega kota Sonca, smatramo, da se celotno Sonce nahaja v maksimumu smernega diagrama, ko vanj zasukamo anteno.

23.5. Vprašanja in naloge vaje

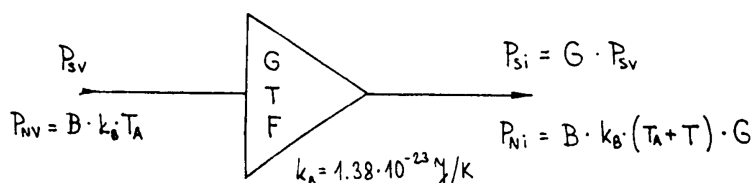
1. Izračunaj šumno temperaturo dveh anten za vse tri primere (nebo, tla, sonce).
2. Izračunaj temperaturo sonca za obe izmerjeni frekvenci.

VAJA 24. Meritev šumnega števila ojačevalnika

24.1. Šumno število ojačevalnika

Vsako radijsko zvezo načrtujemo za zahtevano razmerje signal/šum. Šum ima vsaj dva izvora – naravni šum, ki ga sprejme antena in dodatni šum radijskega sprejemnika. Šumna temperatura (oziroma šumno število) je eden osnovnih podatkov kateregakoli radijskega sprejemnika, kot tudi posameznih stopenj sprejemnika in njihovih sestavnih delov. Šumna moč je preprosto vsota vseh šumnih temperatur, preračunanih na vhodne sponke sprejemnika, pomnoženih s pasovno širino sprejemnika B , Boltzmann-ovo konstanto k_b in ojačenjem sprejemnika G .

Namesto šumne temperature sprejemnika T pogosto uporabljamo veličino šumno število F . Glede na vrednosti moči signala in šuma na vходу in izhodu ojačevalnika na Sliki 24.1 podaja relacijo med vhodnim in izhodnim razmerjem signal/šum naslednja enačba (24.1).



Slika 24.1: Šumno število ojačevalnika

$$\frac{P_{Si}}{P_{Ni}} = \frac{T_A}{T_A + T} \cdot \frac{P_{Sv}}{P_{Nv}} = \frac{1}{1 + \frac{T}{T_A}} \cdot \frac{P_{Sv}}{P_{Nv}}. \quad (24.1)$$

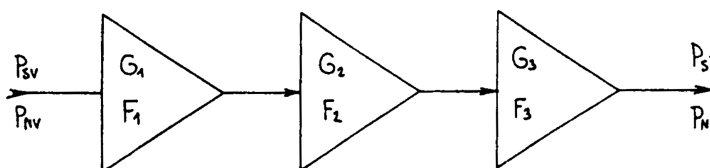
Šumno število F je definirano kot:

$$F = 1 + \frac{T}{T_0}; \quad F[dB] = 10 \log \left(1 + \frac{T}{T_0} \right); \quad T_0 \approx 290 K. \quad (24.2)$$

Šumno število je (neimenovano) razmerje, ki ga običajno izražamo v logaritemskih enotah (decibelih). V slučaju, ko je šumna temperatura izvora (antene) enaka sobni temperaturi (okoli 290 K) velja izraz, da se izhodno razmerje signal/šum poslabša ravno za faktor F (šumno število sprejemnika) glede na vhodno razmerje signal/šum:

$$\text{če } T_A = T_0, \text{ velja: } \frac{P_{Si}}{P_{Ni}} = \frac{1}{F} \cdot \frac{P_{Sv}}{P_{Nv}}. \quad (24.3)$$

V vseh ostalih slučajih moramo vedno najprej preračunati šumno število v šumno temperaturo. Tudi v slučaju računanja šumnega števila verige ojačevalnikov (Slika 24.2) v bistvu računamo s šumnimi temperaturami, kot je ponazorjeno z enačbama ## in##.



Slika 24.2: Veriga ojačevalnikov

$$T = T_1 + \frac{T_2}{G_1} + \frac{T_3}{G_1 G_2} + \dots \quad (24.4)$$

$$F = 1 + \frac{T}{T_0} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots \quad (24.5)$$

$F, F_1, F_2, F_3 \dots$ šumna števila v linearnih enotah moči!!.

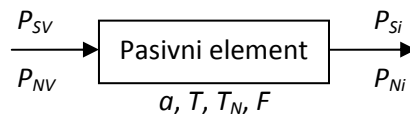
Pri tem moramo paziti na merske enote danih šumnih števil – razmerje ali decibeli:

$$F_{dB} = 10 \log F; \quad F = 10^{\frac{F_{dB}}{10}}. \quad (24.6)$$

Pomemben podatek ojačevalnika je tudi šumno število neskončne verige enakih ojačevalnikov z ojačenjem G' in šumnim številom F' , ki nam daje oceno za šumno število sprejemnika z visokim ojačenjem:

$$F = 1 + (F' - 1) \cdot \frac{G'}{G' - 1} \quad (24.7)$$

Šumna temperatura in šumno število pasivnega elementa, kot je npr. slabilnik oz. kabel, sta neposredno povezana z njegovim slabljenjem a , kot prikazuje Slika 24.3. Če je pasivni element povezan v verigo z ojačevalnikom, zanj prav tako veljata relaciji (24.4) in (24.5), pri čemer v primeru pasivnega elementa ojačenje G nadomesti slabljenje a .



- a ... slabljenje ($a < 1$; $a_{dB} < 0$)
- $T = T_0$... fizična temp. elementa (običajno enaka T_0)
- T_N ... šumna temperatura pasivnega elementa
- F ... šumno število pasivnega elementa

$$T_N = \left(\frac{1}{a} - 1 \right) T = \left(\frac{1}{a} - 1 \right) T_0$$

$$F = 1 + \frac{T_N}{T_0} = 1 + \frac{1}{a} - 1 = \frac{1}{a}$$

Slika 24.3: Šumno število pasivnega elementa

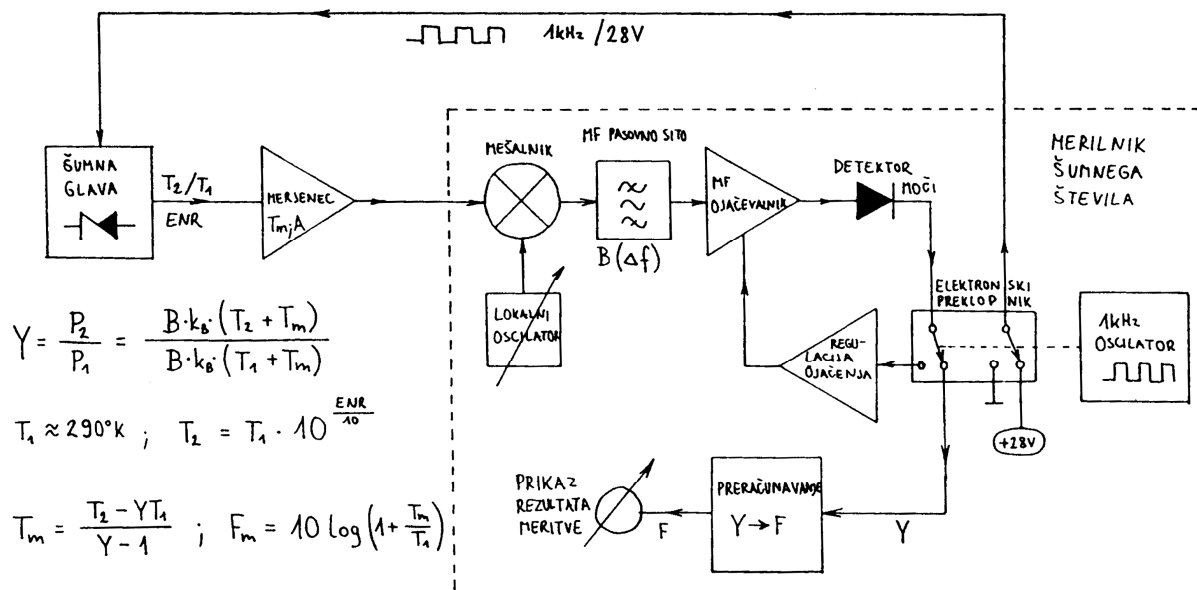
Šumno število lahko merimo na več različnih načinov. Šumno število lahko na primer izračunamo iz izmerjenega razmerja signal/šum na izhodu sprejemnika, če poznamo jakost signala in jakost šuma na vhodu sprejemnika ter vrsto obdelave signalov v notranjosti sprejemnika. Za takšno meritev moramo torej poznati celo vrsto drugih podatkov o merjenem sprejemniku, kar vnaša vrsto možnih pogreškov v meritev.

Šumno število ali šumno temperaturo najbolj natančno izmerimo tako, da uporabimo tudi kot merilni signal toplotni šum. Na ta način se cela vrsta možnih pogreškov natančno odšteje v končnem rezultatu meritve. Za takšno meritev potrebujemo dva različno močna izvora šuma znane jakosti oziroma en sam izvor šuma, ki mu šumno temperaturo lahko spreminjamo.

Če na vhodne sponke merjenca priključimo dva različna šumna izvora z dvema različnima šumnima temperaturama, lahko iz izmerjenega razmerja izhodnih moči Y izračunamo najprej

šumno temperaturo merjenca in iz nje še šumno število. Kot različna izvora šuma lahko uporabimo dva enaka upora na različnih fizičnih temperaturah ali pa anteno, ki jo obrnemo v vroče breme (absorber na sobni temperaturi) oziroma v hladno nebo.

Za samodejni merilnik šumnega števila, kot je prikazan na Sliki 24.4, uporabimo kot izvor šuma šumno glavo z vgrajeno plazovno diodo. V tem slučaju je hladna temperatura T_1 kar enaka sobni temperaturi, vroča temperatura T_2 pa zavisi od vrste in priključitve plazovne diode. Plazovna dioda v šumni glavi je na izhodu že opremljena s slabilnikom, da je parameter ENR kalibriran in da se pri vklopjanju diode izhodna impedanca šumne glave čimmanj spreminja, kar bi lahko spremenilo tudi ojačenje merjenca in s tem pokvarilo točnost meritve.



Slika 24.4: Delovanje merilnika šumnega števila

Merilnik šumnega števila vsebuje sprejemnik z mešanjem, da lahko šumno število merimo na želeni frekvenci. Merilnik sam vklaplja in izklaplja šumno glavo in to zelo hitro (običajno 1 kHz). Ob izklopljeni šumni glavi si merilnik nastavi ojačenje v medfrekvenci, pri vklopljeni šumni glavi pa potem neposredno izmeri razmerje moči Y . Iz števila Y se da potem enoveljavno izračunati šumno število F .

Izmerjeno šumno število je šumno število celotne sprejemne verige, se pravi merjenca in merilnega sprejemnika, ki merjencu sledi. Če je ojačenje merjenca zelo veliko, lahko šumno število merilnega sprejemnika zanemarimo. V nasprotnem primeru moramo določiti ojačenje merjenca in šumno število merilnega sprejemnika, da lahko izračunamo čisto šumno število samega merjenca. Sodobni merilniki lahko po ustreznem umerjanju vse preračunavanje opravijo sami.

24.2. Seznam potrebnih pripomočkov

Za izvedbo vaje potrebujemo:

- Umerjeno šumno glavo z znanim ENR .
- Merjenci – visokofrekvenčni malošumni ojačevalniki.
- 50-ohmski nastavljivi slabilnik.
- Napajalnike za malošumne ojačevalnike.
- Merilnik šumnega števila.

- Priključne kable za vse povezave.

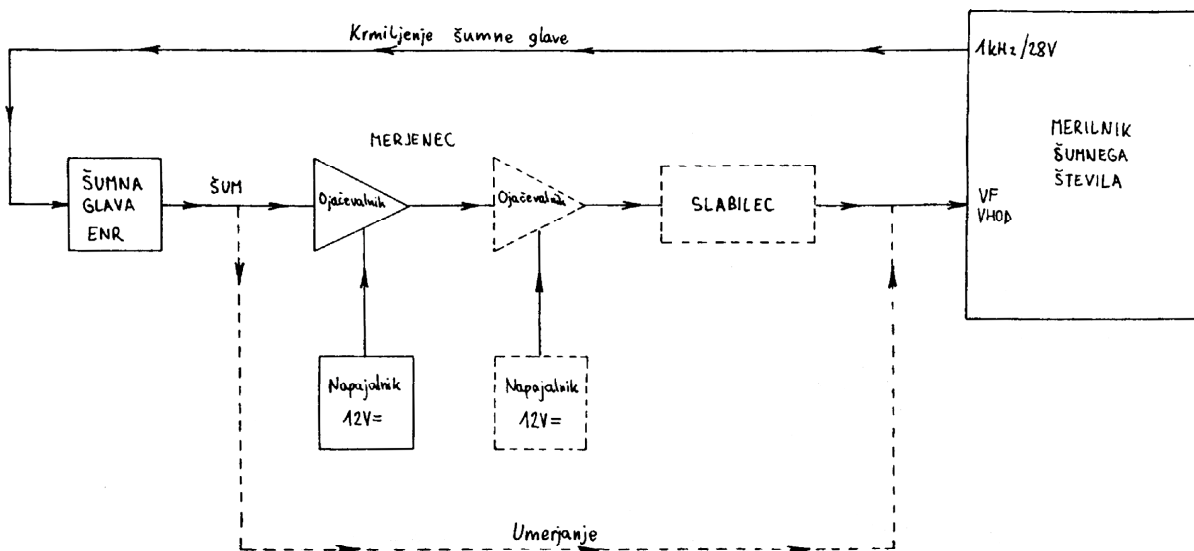
Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov je prikazana na Sliki 24.5.

24.3. Obrazložitev in opis poteka vaje

V merilniku šumnega števila je treba izmerjeno veličino Y pretvoriti v končni rezultat F . Analogni merilniki šumnega števila imajo v ta namen le primerno izrisano skalo na merilnem inštrumentu. Ena sama skala seveda velja le za povsem določeno vrednost ENR šumne glave. Sodobni merilniki šumnega števila so opremljeni z mikroračunalnikom za preračunavanje rezultata, vrednost ENR uporabljene šumne glave pa je treba pred meritvijo vstaviti v pomnilnik računalnika.

Šumna glava je opremljena s kalibracijsko tabelo, to je z vrednostmi ENR na različnih frekvencah za dano šumno glavo. Za vajo teh vrednosti ni treba ponovno vstavljati v merilnik, ker so te vrednosti že vpisane v pomnilniku mikroračunalnika. Med delovanjem zna potem merilnik sam uporabljati pravo vrednost na dani frekvenci oziroma narediti ustrezno interpolacijo med znanimi vrednostmi v tabeli v svojem pomnilniku.

Pri meritvah šumnega števila moramo seveda paziti na celo vrsto možnih pogreškov. Ker delamo z zelo šibkimi signali, moramo paziti na radijske motnje močnih oddajnikov, ki se lahko prebijejo v merjenec in kazijo točnost meritve. Pri merjenju zelo nizkih šumnih števil moramo biti posebno pozorni na vhodno impedanco, ker imajo nizkošumni ojačevalniki vhodno odbojnost običajno večjo od enote. Točnost meritve moti v tem slučaju že malenkostna sprememba impedance šumnega izvora, naprimer ob vklopu plazovne diode. Za merenje nizkih šumnih števil zato uporabljamo glave z nizkim $ENR = 5$ dB (namesto bolj običajnih 15 dB) oziroma sami dodamo slabilec. Najhujše napake povzroči nelinearnost merjenca, naprimer ojačevalnika ali sprejemnika z visokim celotnim ojačenjem. V tem primeru si pomagamo z dodatnim slabilnikom na izhodu sprejemnika.



Slika 24.5: Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov

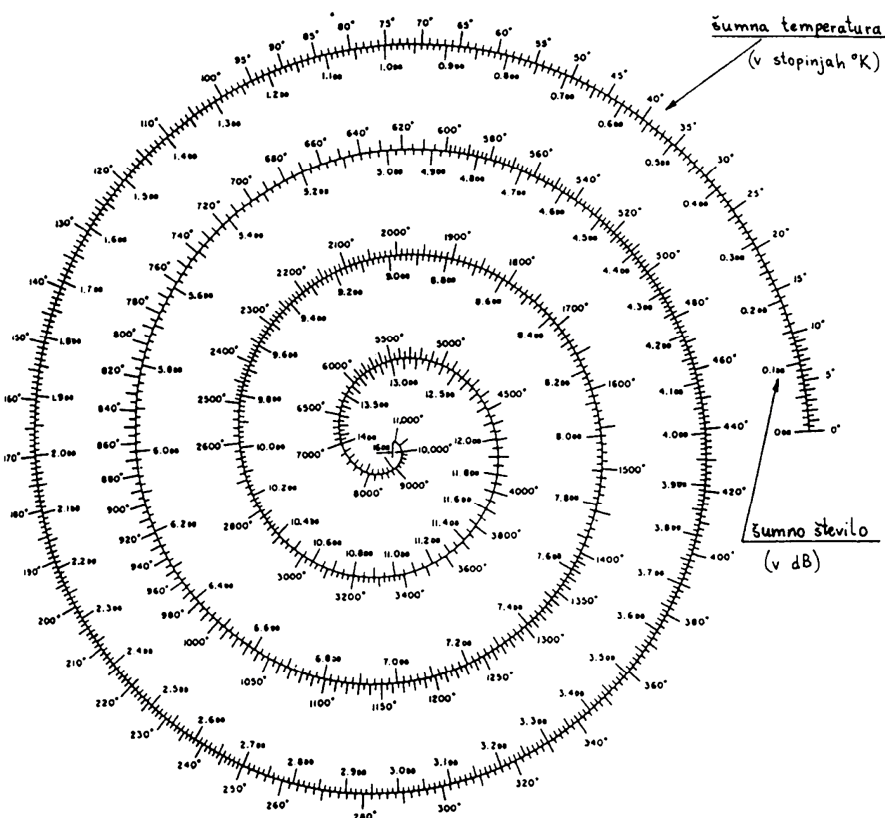
24.4. Prikaz značilnih rezultatov

Za vajo najprej izmerimo šumno število samega merilnika na nekaj različnih frekvencah. Nato vstavimo merjenec, ojačevalnik, in meritev ponovimo. V obeh slučajih si lahko ogledamo učinek slabilnikov, bodisi pred ali za ojačevalnikom. Če poznamo ojačenje ojačevalnika, lahko

izračunamo tudi njegovo točno šumno število. Pri visokih ojačenjih (nad 30 dB) bo pogrešek majhen, kar lahko preverimo s slabilnikom med izhodom ojačevalnika in merilnikom.

Nato povežemo šumno glavo spet naravnost na vhod merilnika in poskusimo izvesti kalibracijo merilnika, kot je to opisano v priloženih navodilih k merilniku. Merilnik tedaj izmeri ne samo svoje šumno število, pač pa tudi svoje lastno ojačenje. Merilnik ima sedaj dovolj podatkov, da lahko sam izmeri tudi ojačenje ojačevalnika ter preračuna njegovo resnično šumno število. Seveda lahko kalibrirani šumomer uporabljamo tudi za meritve ojačenja.

Končno izmerimo šumno število in ojačenje verige dveh ojačevalnikov ter verige ojačevalnika in slabilnika v različnem vrstnem redu in rezultate primerjamo s teoretičnimi rezultati dobljenimi s pomočjo izraza (24.5). Pri pretvorbi šumnega števila v šumno temperaturo in obratno si lahko pomagamo tudi s priročnim grafom na Sliki 24.6.



$$F[\text{dB}] = 10 \cdot \log_{10} \left(1 + \frac{T}{290^\circ\text{K}} \right) \quad T[^\circ\text{K}] = 290^\circ\text{K} \cdot \left(10^{\frac{F}{10}} - 1 \right)$$

Slika 24.6: Povezava med šumno temperaturo in šumnim številom

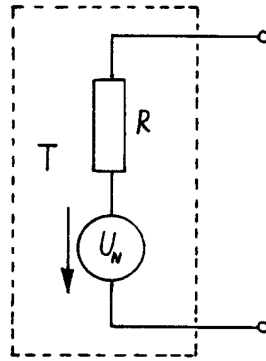
24.5. Vprašanja in naloge vaje

1. Izmeri šumno število nekalibriranega merilnika.
2. Izmeri ojačenje in šumno število treh različnih visokofrekvenčnih malošumnih ojačevalnikov.
3. Izmeri ojačenje in šumno število verige dveh ojačevalnikov in rezultate primerjaj z izračunanimi vrednostmi.
4. Izmeri učinek slabilca pred in za ojačevalnikom.

VAJA 25. Umerjanje toplotnega izvora šuma

25.1. Toplotni šum uporov in ojačevalnikov

Vsak električni upor, ki se nahaja na temperaturi različni od absolutne ničle, se obnaša tudi kot električni izvor, bolj točno kot izvor električnega šuma. Jakost takšnega izvora lahko opišemo z navideznim napetostnim (tokovnim) izvorom šuma, ki je vezan zaporedno (vzporedno) idealnemu brezšumnemu (mrzlemu) upor, kot je to prikazano na Sliki 25.1.



Slika 25.1: Šum upora na temperaturi T

Napetost takega napetostnega izvora šuma lahko opišemo z enačbo:

$$U_N = 4 \cdot R \cdot B \cdot k_B \cdot T \quad [V_{\text{eff}}], \quad (25.1)$$

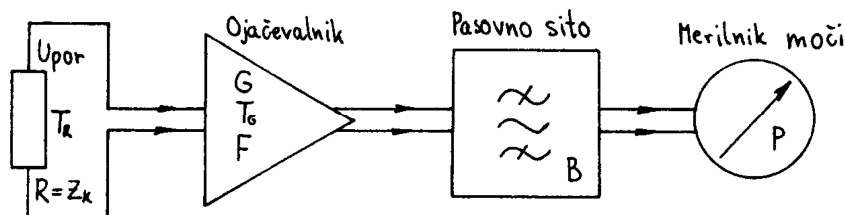
Kjer je R bitna hitrost, B pasovna širina, T šumna temperatura in $k_B = 1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K Boltzmanova konstanta. Pripadajoča jakost oz. moč toplotnega šuma na prilagojenem bremenu je enaka:

$$P_N = B \cdot k_B \cdot T, \quad (25.2)$$

Jakost izvora toplotnega šuma je v radijskem in mikrovalovnem delu frekvenčnega spektra zelo majhna. V tem delu frekvenčnega spektra je šumna moč enakomerno porazdeljena po frekvenčnem spektru. Izmerjena moč je torej premosorazmerna pasovni širini B uporabljenega merilnika moči.

Pri praktični meritvi toplotnega šuma moramo šumno moč najprej ojačati, kot je to prikazano na Sliki 25.2. Ojačevalnik seveda dodaja nekaj lastnega šuma in ta dodatek opišemo s šumno temperaturo ojačevalnika T_G oziroma šumnim številom F . Končno omejimo izbrani frekvenčni pas s pasovnim sitom in izhodno moč P merimo z merilnikom moči. Ob upoštevanju šumne temperature oz. šumnega števila ojačevalnika tako dobimo:

$$P_N = B \cdot k_B \cdot (T_R + T_G) \cdot G = B \cdot k_B \cdot (T_R + T_0(F-1)) \cdot G, \quad (25.3)$$



Slika 25.2: Merjenje šuma prilagojenega upora

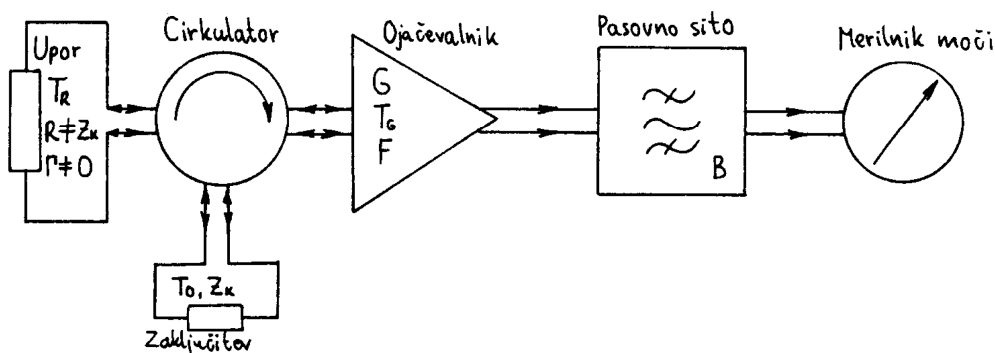
Pri merjenju šumne moči se moramo zavedati, da je merjeni signal povsem naključen. Dosegljiva točnost meritve zato zavisi od časa meritve (integracijski čas merilnika) in od

pasovne širine sita B . V slučaju uporabe spektralnega analizatorja zato uporabljamo čim širše MF sito (velik B) in čim ožje video sito (dolga čas integracije).

Pri merjenju naključnih signalov moramo hkrati paziti, da ne prekrmlimo ojačevalnika oziroma drugih nelinearnih sestavnih delov v merilnem vezju. Jakost naključnih signalov mora biti zato vsaj 10 dB manjša (10-krat manjša moč) od meje zasičenja oziroma največje izhodne moči za sinusne signale.

Če želimo meriti šum upora R z vrednostjo različno od karakteristične impedance sistema Z_k (običajno 50Ω), se meritev dodatno zakomplicira. Za večino merilnih ojačevalnikov ne poznamo, oziroma ne poznamo dovolj točno vseh šumnih parametrov, kar onemogoča točen izračun izhodnega šuma.

V slučaju poljubne vrednosti upora R nam meritev poenostavi uporaba cirkulatorja z bremenom oziroma izolatorja, kot je to prikazano na Sliki 25.3. Cirkulator z zaključnim bremenom poskrbi, da ojačevalnik vedno vidi Z_k kot vhodno impedanco. V tem slučaju zadošča, da poznamo šumno število F oziroma šumno temperaturo T_G , ostali šumni parametri ojačevalnika ($\Gamma_{optimalni}$ in R_n) pa so nepomembni.



Slika 25.3: Merjenje šuma neprilagojenega upora

Pri uporabi cirkulatorja predpostavimo, da je sam cirkulator brez izgubno vezje, ki ne vnaša nobenega šuma. Toplotni šum dobimo v tem slučaju le od obeh uporov: merjenca R in zaključitve Z_k oz. od pripadajoče odbojnosti Γ ter od ojačevalnika, kot to opisujeta spodnji enačbi:

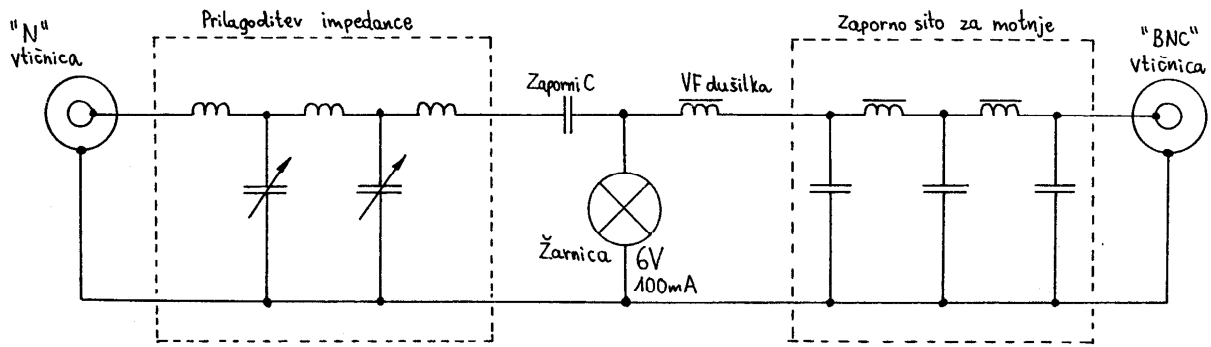
$$P_N = B \cdot k_B \cdot \left[T_R \cdot (1 - |\Gamma|^2) + T_0 \cdot |\Gamma|^2 + T_G \right] \cdot G, \quad (25.4)$$

$$P_N = B \cdot k_B \cdot \left[T_R \cdot (1 - |\Gamma|^2) + T_0 \cdot (|\Gamma|^2 + F - 1) \right] \cdot G. \quad (25.5)$$

Točnost meritve bo seveda tem boljša, čim bližje je vrednost R karakteristični impedanci Z_k oziroma čimmanjša je odbojnost Γ bremena R .

Kot izvor toplotnega šuma pogosto uporabljamo žarnico. Upor predstavlja nitka žarnice, ki jo z enosmernim tokom lahko segrejemo od sobne temperature vse do nekaj tisoč stopinj. Pri segrevanju nitke se seveda povečuje njena upornost R . Ker R v splošnem ne bo enak Z_k , uporabimo merilno vezje s cirkulatorjem.

Vezava žarnice kot izvora toplotnega šuma je prikazana na Sliki 25.4. Enosmerno napetost za segrevanje nitke privedemo preko visokofrekvenčne dušilke, izhodni izmenični šumni signal pa odvezujemo preko zapornega kondenzatorja C . Impedanco nitke v grobem prilagodimo na Z_k s pomočjo LC vezja. Zaporno sito v dovodu enosmerne napetosti poskrbi, da motnje različnega izvora ne pridejo do žarnice oziroma naprej do visokofrekvenčnega priključka.



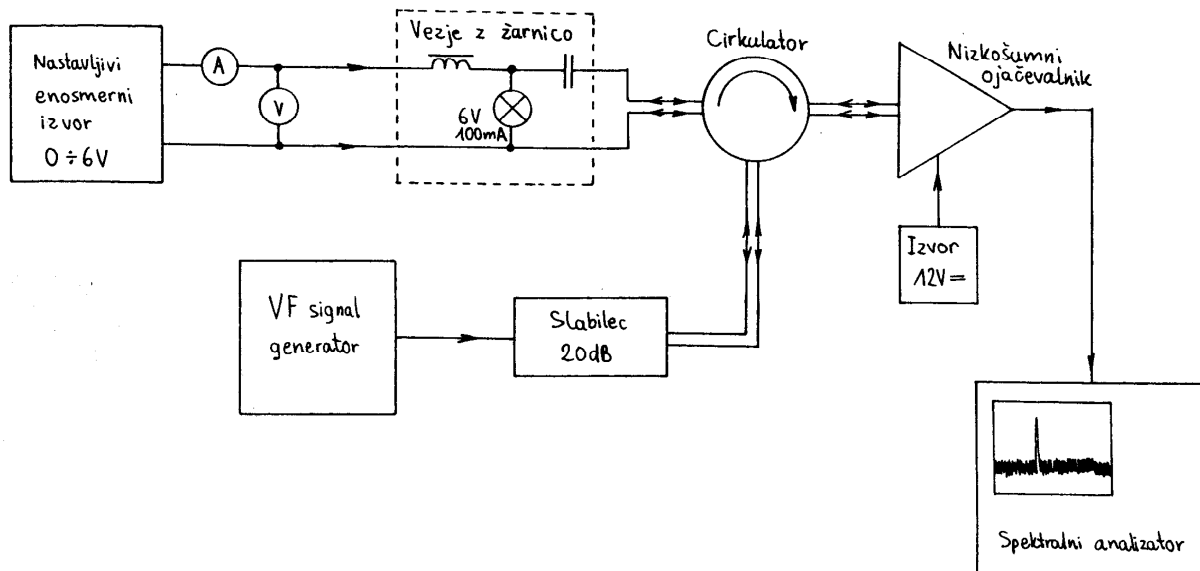
Slika 25.4: Vežava žarnice kot izvora toplotnega šuma

25.2. Seznam potrebnih pripomočkov

Za izvedbo vaje potrebujemo:

- Izvor toplotnega šuma (žarnica z nitko) opremljen z napajalnim in prilagodilnim vezjem.
- Nastavljivi enosmerni napajalnik za žarnico, opremljen z ampermetrom in voltmetrom.
- Cirkulator za frekvenčno področje 450 MHz.
- Nizkošumni ojačevalnik ($F = 3 \text{ dB}$, $G = 50 \text{ dB}$) za 450 MHz.
- Merilni sprejemnik (spektralni analizator) za 450 MHz.
- Sintetizirani signal generator z umerjenim slabilcem za 450 MHz (sledilni izvor (*angl. tracking generator*) na spektralnem analizatorju).
- Uporovni slabilec 20dB.
- Priključne kable za vse povezave.

Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov je prikazana na Sliki 25.5.



Slika 25.5: Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov

25.3. Obrazložitev in opis poteka vaje

Pred izvedbo meritev moramo najprej izbrati primerno frekvenco. Frekvenčno področje nam v grobem določa cirkulator, ki je običajno ozkopasoven sestavni del. Točno frekvenco poiščemo na spektralnem analizatorju tam, kjer ne opazimo nikakršnih visokofrekvenčnih signalov razen toplotnega šuma ("trava" na zaslonu). Pri tem poskusu mora biti visokofrekvenčni signal generator ugasnjen!

Spektralni analizator bomo v vaji uporabili na dva načina. V prvem delu vaje moramo izmeriti odbojnost (impedanco) nitke žarnice pri različnih temperaturah. V tem slučaju nastavimo na spektralnem analizatorju široko MF sito ter povsem izključimo video sito. Hkrati vključimo signal generator in ga nastavimo na želeno frekvenco meritve.

Vežje z žarnico najprej odklopimo od cirkulatorja. Odprt viskofrekvenčni konektor nam tedaj daje referenčni signal za odbojnost ena. Na spektralnem analizatorju izberemo linearno skalo (če merilnik z njo razpolaga) ter nastavimo jakost VF izvora za polni odklon žarka.

Nato priključimo vežje z žarnico. Signal na spektralnem analizatorju se zmanjša točno v razmerju odbojnosti žarnice. Če uporabljamo linearno pokončno skalo na spektralnem analizatorju, lahko neposredno odčitamo odbojnost. V slučaju logaritemske skale je treba seveda preračunati decibele v linearne enote.

Odbojnost žarnice se seveda spreminja z enosmernim tokom skozi nitko žarnice. Odbojnost moramo zato izmeriti v celotnem območju tokov oziroma napetosti na žarnici, ker potrebujemo rezultat kasneje pri preračunavanju temperatur. Pri napetosti na žarnici pazimo, da ne prekoračimo 6V, ker je zamenjava pregorele žarnice zelo zamudno opravilo!

Ko imamo izmerjeno odbojnost žarnice v celotnem področju delovanja, izključimo VF signal generator. 20-dB slabilec ostane v vežju in deluje kot zaključitev cirkulatorja. Na spektralnem analizatorju še enkrat preverimo, da nimamo nobenih motilnih signalov (uporabimo logaritemsko skalo 10 dB/razdelek). Visokofrekvenčni slabilec in medfrekvenčno ojačenje spektralnega analizatorja nato nastavimo tako, da lahko opazujemo toplotni šum tudi na skali 2 dB/razdelek oziroma na linearni skali.

Za točno meritev šumnih signalov moramo bistveno zožati video sito. Po potrebi zožamo tudi področje preletavanja spektralnega analizatorja in podaljšamo čas preleta žarka. Končno izmerimo in zapišemo jakost šuma v celotnem območju enosmerne napetosti oziroma temperature nitke žarnice.

25.4. Prikaz značilnih rezultatov

Iz rezultatov meritev na koncu izračunamo zanimive veličine za 15 do 20 točk od 0 V do polne napetosti 6 V na žarnici. Iz toka in napetosti na žarnici izračunamo enosmerno upornost nitke žarnice. Iz izmerjene jakosti šuma izračunamo šumno temperaturo celotnega izvora šuma s cirkulatorjem vred ter ENR (*Excess Noise Ratio*) takšnega šumnega izvora v decibelih (dB).

Iz izmerjene jakosti šuma in odbojnosti končno dobimo resnično temperaturo nitke žarnice. Iz temperature nitke žarnice in njene enosmerne upornosti narišemo graf, ki nam ponazarja potek specifične upornosti kovine.

25.5. Vprašanja in naloge vaje

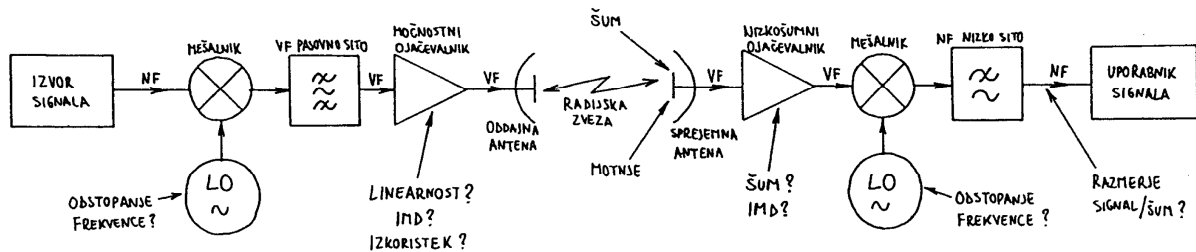
1. Izberi primerno frekvenco meritve glede na uporabljen cirkulator (380 MHz) in odsotnost motenj v spektru (ugasnjen signal generator).
2. Izmeri odbojnost nitke žarnice pri različnih napajalnih napetostih.
3. Iz napetosti in toka skozi žarnico izračunaj upornost nitke žarnice R .
4. Izmeri jakost šuma v celotnem območju enosmerne napetosti.
5. Iz izmerjene jakosti šuma izračunaj šumno temperaturo ter *ENR* celotnega izvora šuma s cirkulatorjem vred.
6. Iz izmerjene jakosti šuma in odbojnosti izračunaj resnično temperaturo nitke žarnice.
7. Nariši graf specifične upornosti kovine (temperatura nitke žarnice v odvisnosti od enosmerna upornost žarnice).

VAJA 26. Meritev razmerja signal/šum pri AM in FM

26.1. Tehnična izvedba radijske zveze

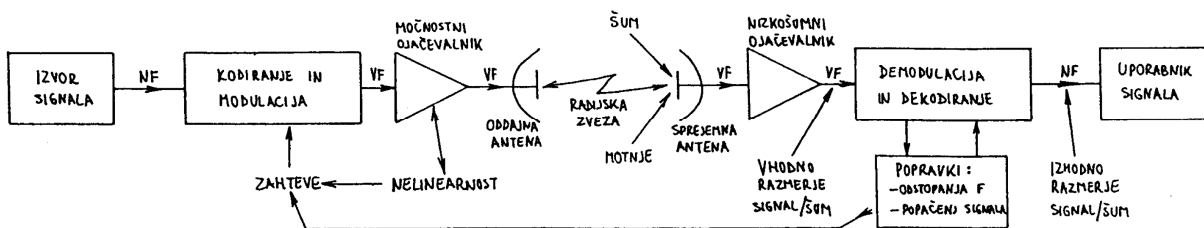
V vsaki radijski zvezi moramo izvorni signal najprej preslikati v želeni visokofrekvenčni pas v oddajniku ter narediti obratno operacijo v sprejemniku, da dobimo nazaj izvorni signal. Pri izbiri načina preslikave moramo upoštevati omejitve uporabljenih naprav v sprejemniku in oddajniku ter naravni šum in motnje drugih uporabnikov, ki zaidejo skupaj z želenim signalom v sprejemnik.

Neposredna preslikava frekvenčnega spektra izvornega signala na višje frekvence ni najbolj učinkovita, kot to prikazuje Slika 26.1. Takšna preslikava običajno zahteva zelo linearen močnostni ojačevalnik v oddajniku (ki ima zato slab izkoristek), na sprejemni strani pa moramo popraviti vsakršno odstopanje frekvence nosilca. Končno razmerje signal/šum je povsem enako razmerju signal/šum na visokofrekvenčni strani, kar lahko zahteva zelo visoko moč oddajnika.



Slika 26.1: Neučinkovitosti in tehnične težave pri enostavni preslikavi spektra signala

V resnični radijski zvezi je zato smiselno izvorni signal najprej predelati (kodirati), kot to prikazuje Slika 26.2. Primerno predelan signal lahko naredimo manj občutljiv na nelinearnost močnostnega ojačevalnika v oddajniku. Signalu lahko dodamo pomožni nosilec, da poenostavimo točno nastavitve sprejemnika. Končno lahko informacijo izvornega signala prestavimo v drugačno (večjo) pasovno širino, kar nam skladno s Shannon-ovim izrekom o zmogljivosti zveze omogoča uporabo oddajnika manjše moči.



Slika 26.2: Zahteve za kodiranje in modulacijo v resnični radijski zvezi

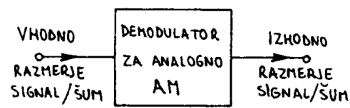
Najenostavnejša primera predelave izvornega signala sta analogna amplitudna in frekvenčna modulacija. Pri amplitudni modulaciji običajno oddajamo tudi nosilec, kar omogoča enostavno demodulacijo signala v sprejemniku. Pri AM z nosilcem je zato izhodno razmerje signal/šum vedno slabše od VF razmerja signal/šum, kot je to prikazano na Sliki 26.3. Če pade jakost signala pod določeno mejo (okoli 10 dB S/N), se delovanje AM demodulatorja popolnoma poruši, ker je sprejeti nosilec prešibek za sinhronizacijo sprejemnika.

Omejitvam radijske zveze zelo dobro ustreza analogna frekvenčna modulacija (Slika 26.4), ki na račun povečane pasovne širine visokofrekvenčnega signala omogoča uporabo nelinearne izhodne stopnje oddajnika (delovanje v C razredu) in samodejno sinhronizacijo sprejemnika

na želeno frekvenco. Najpomembnejša lastnost frekvenčne modulacije pa je dobitek demodulatorja pri razmerju signal/šum. Z uporabo dovolj velikega modulacijskega indeksa m (dovolj velike pasovne širine) lahko dosežemo poljubno dobro izhodno razmerje signal/šum pri razmeroma nizkem vhodnem razmerju signal/šum.

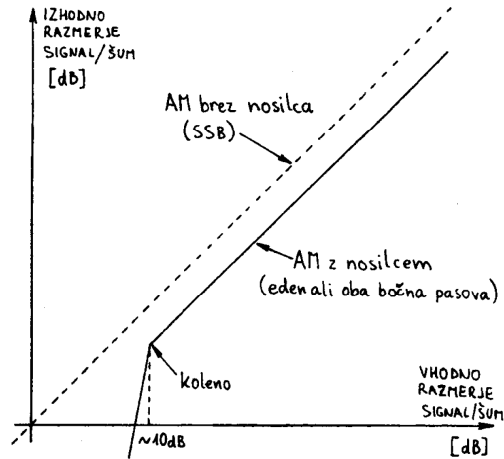
AM oddajnik:

- visoke zahteve za linearnost
- slab izkoristek izhodne stopnje



$f_m \equiv$ modulacijska frekvenca

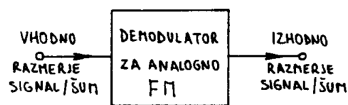
Frekvenčni pas: $B = f_m$ ali $2f_m$
(SSB ali DSB)



Slika 26.3: Analogni amplitudna modulacija

FM oddajnik:

- nizke zahteve za linearnost
- visok izkoristek izhodne stopnje



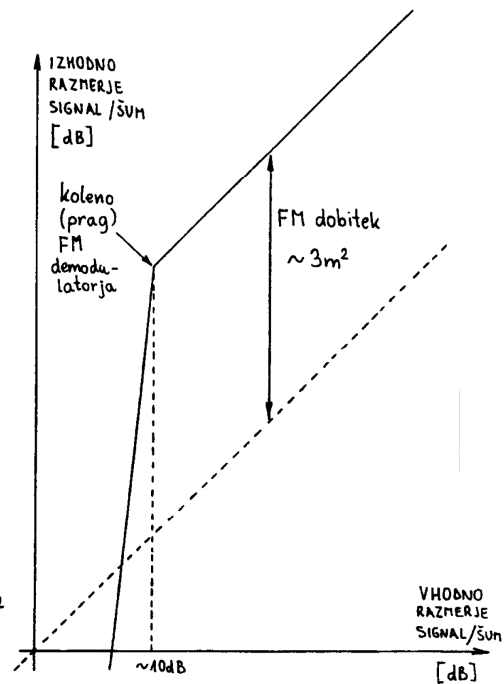
$f_m \equiv$ modulacijska frekvenca

$f_d \equiv$ deviacija \equiv koleb (+/-)

Modulacijski indeks: $m = \frac{f_d}{f_m}$

Frekvenčni pas: $B = 2f_d + 2f_m$
(Carson)

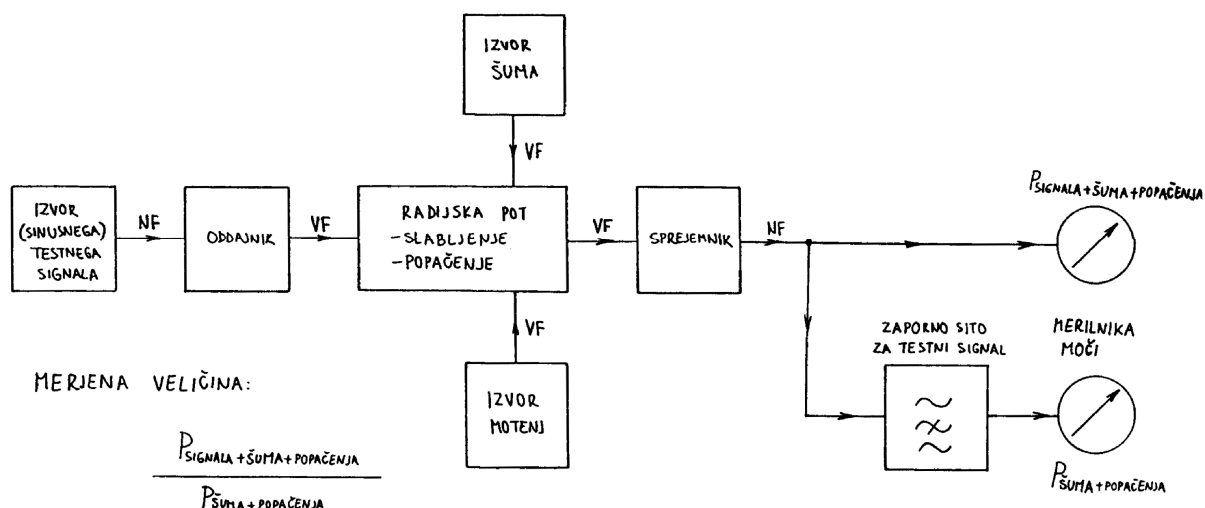
FM dobitek: $\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{IZHOD}} = \left(\frac{S}{N}\right)_{\text{VHOD}} \cdot 3m^2$



Slika 26.4: Analogni frekvenčna modulacija

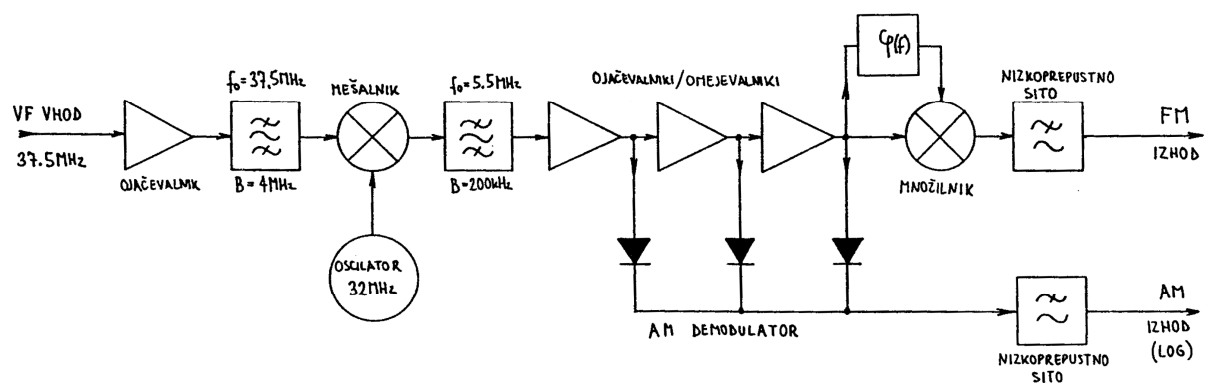
Tudi FM demodulator ima koleno, pod katerim se delovanje FM demodulatorja poruši zaradi preslabega razmerja signal/šum. Običajni FM demodulatorji dosegajo prag delovanja pri okoli 10 dB S/N . FM demodulatorji z znižanim pragom (threshold-extension FM demodulator) lahko delujejo tudi pri razmerjih S/N vse do 5 dB ali celo še manj.

Slika 26.5 prikazuje meritev izhodnega razmerja signal/šum v analogni radijski zvezi. Pri tem oddajnik moduliramo s (sinusnim) testnim signalom, ki ga na sprejemni strani izsejemo z ozkim zapornim sitom. Na ta način izmerimo razmerje $(S+N)/N$, kjer pomeni N vsoto šuma in popačenj. Bolj enostavno opravimo podobno meritev tako, da namesto zapornega sita izključimo modulacijo oddajnika in izmerimo razmerje izhodnih moči.



Slika 26.5: Meritev razmerja signal/šum v analogni radijski zvezi

V vaji uporabimo AM/FM demodulator, ki je prikazan na Sliki 26.6. Osnovni načrt uporabljenega AM/FM demodulatorja je podoben običajnim radijskim sprejemnikom z enojnim mešanjem. Pasovno širino sprejemnika določa medfrekvenčno sito z osrednjo frekvenco $f_0 = 5,5$ MHz in pasovno širino $B = 200$ kHz. Frekvenčni demodulator je izdelan z množilnikom, ki množi vhodni signal s fazno-zakasnjeno inačico. Odziv FM demodulatorja zato zavisi od faznega poteka $\varphi(f)$, prag takšnega enostavnega FM demodulatorja pa ni nikoli boljši od 10 dB.



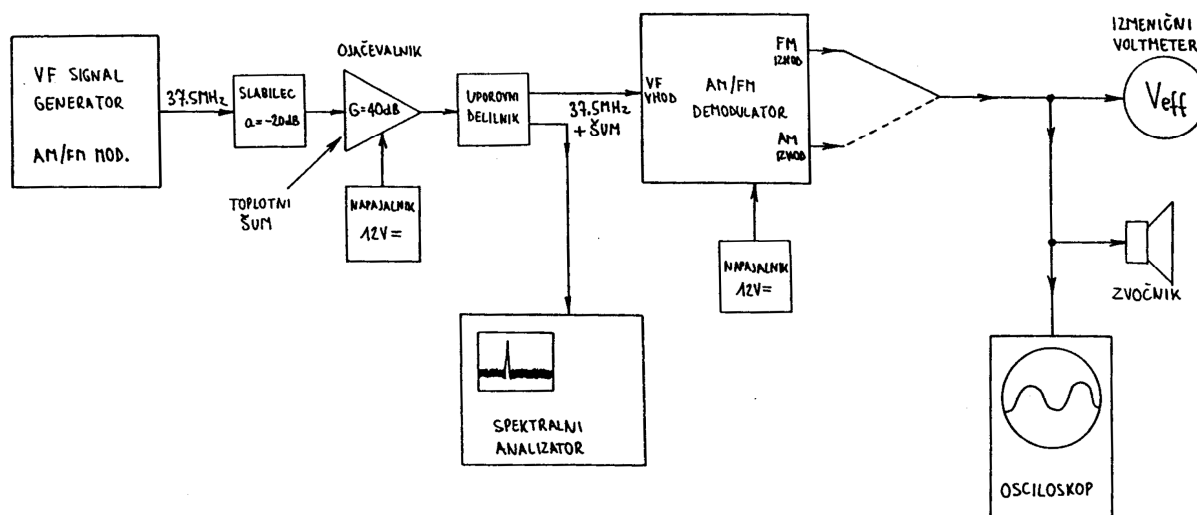
Slika 26.6: Osnovni načrt AM/FM demodulatorja za 37,5 MHz

26.2. Seznam potrebnih pripomočkov

Za izvedbo vaje potrebujemo:

- Modulirani visokofrekvenčni izvor (signal generator) z možnostjo nastavitve jakosti izhodnega signala ter amplitudne in frekvenčne modulacije.
- Uporovni slabilec 20 dB.
- 40dB VF ojačevalnik z ustreznim napajalnikom.
- 50-ohmski -6dB uporovni delilnik signala.
- Visokofrekvenčni spektralni analizator.
- Vezje AM/FM demodulatorja z ustreznim napajalnikom.
- Izmenični voltmeter za efektivno vrednost.
- Osciloskop.
- Zvočnik (z vgrajenim nizkofrekvenčnim ojačevalnikom).
- Priključne kable za vse povezave.

Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov je prikazana na Sliki 26.7.



Slika 26.7: Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov

26.3. Obrazložitev in opis poteka vaje

V vaji merimo vhodno in izhodno razmerje signal/šum. Vhodno razmerje signal/šum merimo z visokofrekvenčnim spektralnim analizatorjem. Spektralni analizator moramo zato priključiti v ojačevalno verigo sprejemnika na takšno mesto, da bo večino šuma določal vhodni del sprejemnika. Kot prvo stopnjo sprejemnika zato uporabimo ojačevalnik z ojačenjem 40–50 dB, da prekrijemo šum spektralnega analizatorja kot tudi šum naslednjih stopenj sprejemnika.

Kot izvor visokofrekvenčnega signala uporabimo sintetizirani signal generator, ki mora biti dobro oklopljen in opremljen z ustreznim nastavljivim slabilec na izhodu. Če sam izhodni slabilec ne zadošča, vstavimo na vhod sprejemnika še dodatni 20 dB uporovni slabilec. Na ta način zagotovimo, da imamo razen željenega signala na vhodu sprejemnika le še toplotni šum in ne slučajno motnje ali presluh iz drugih vezij zaradi pomanjkljivega oklapanja.

Visokofrekvenčni signal generator omogoča različne načine delovanja. Na izhodu lahko dobimo samo nedomuliran nosilec, amplitudno moduliran nosilec (običajno s sinusnim signalom 400 ali 1000 Hz) ali frekvenčno moduliran nosilec. Pri amplitudni modulaciji lahko nastavljamo globino modulacije do 100%. Pri frekvenčni modulaciji pa lahko nastavimo deviacijo (koleb) nosilne frekvence.

Pred začetkom meritev moramo najprej prilagoditi izhod signal generatorja za uporabljeni sprejemnik. Najprej moramo nastaviti točno frekvenco, ki lahko nekoliko odstopa od nazivne frekvence sprejemnika. Signal generator nastavimo na močen (1 mV) nedomuliran nosilec in z osciloskopom opazujemo enosmerno napetost na FM izhodu sprejemnika. Frekvenco izvora nato nastavimo tako, da dobimo točno srednjo vrednost napetosti med minimumom in maksimumom, to je okoli 6 V.

Nato preklopimo signal generator v AM način delovanja, osciloskop pa preklopimo na AM izhod sprejemnika. Na osciloskopu lahko opazujemo demodulirani AM signal. Ko povečamo indeks modulacije nad 50%, vidno opazimo popačenje signala zaradi logaritemskega odziva sprejemnika. Za samo meritev nastavimo amplitudno modulacijo na 100%, sinus bo zato v spodnjem delu precej popačen vendar se zadovoljimo s takšnim rezultatom meritve.

Pri frekvenčni modulaciji moramo nastaviti ustrezno deviacijo (koleb) izvora glede na širino uporabljenega siva v sprejemniku. Deviacijo nastavimo najprej na +/-50 kHz in znižujemo

jakost signala, da postane sinus na osciloskopu nekoliko nazobčan zaradi šuma. Nato povečamo deviacijo do takšne mere, da ostane sinus na osciloskopu nepopačen. Glede na širino sira v sprejemniku ($B = 200$ kHz) bo ta nastavitev verjetno blizu gornje meje, ki jo še zmore izvor.

Izhodno razmerje signal/šum odčitamo z voltmetrom, ki meri efektivno vrednost izhodnega izmeničnega signala. Ko je modulacija izvora vključena, odčitamo jakost signala in šuma. Ko je modulacija izvora izključena (nemoduliran nosilec), pa odčitamo jakost šuma. Ker sta signal in šume nekorelirana, dobimo jakost signala tako, da od moči signala odštejemo moč šuma.

Vhodno razmerje signal/šum najlažje izmerimo na nemoduliranem nosilcu. Pri nizkih razmerjih signal/šum uporabimo ožje sito v medfrekvenci spektralnega analizatorja. Pri tem seveda ne smemo pozabiti preračunati dobljeni odčitek na pasovno širino uporabljenega demodulatorja v sprejemniku!

26.4. Prikaz značilnih rezultatov

Končni rezultat vaje sta dva diagrama, posebej za amplitudno in posebej za frekvenčno modulacijo, ki prikazujeta potek izhodnega razmerja signal/šum kot funkcijo vhodnega razmerja signal/šum, podobno kot na Sliki 26.3 in na Sliki 26.4. Obe meritvi opravimo v področju vhodnega razmerja signal/šum od 0 dB pa vse do 50 dB.

Najzanimivejša rezultata vaje sta vsekakor "kolena" AM in FM demodulatorja. V bližini kolena zato merimo v korakih po 1 dB vhodnega razmerja signal/šum, pri velikih razmerjih signal/šum pa zadoščajo koraki po 3 dB. Iz obeh diagramov lahko odčitamo tudi dobitek oziroma izgubo razmerja signal/šum pri demodulaciji signala.

26.5. Vprašanja in naloge vaje

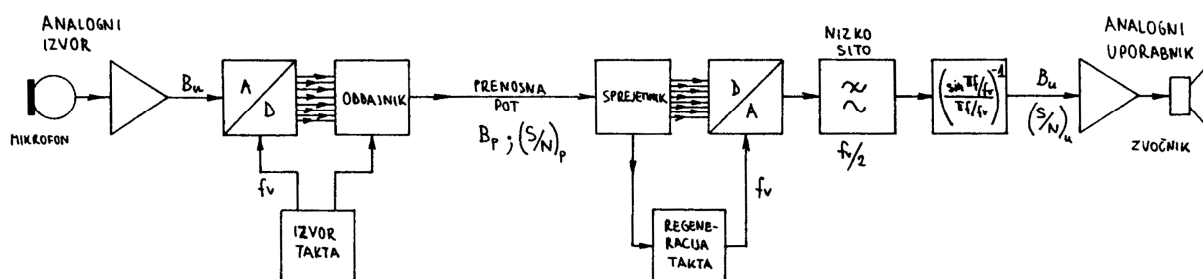
1. Prilagodi frekvenco signal generatorja na uporabljen sprejemnik. Signal generator nastavimo na nemoduliran nosilec moči -47 dBm. Osciloskop preklopimo na FM izhod in spreminjamo frekvenco nemoduliranega signal generatorja, tako da dobimo 6V DC na osciloskopu.
2. Priklopimo osciloskop na AM izhod in nastavimo VF generator na 100% AM modulacijo z močjo -47 dBm. Spreminjamo moč po korakih in s pomočjo voltmetra očitavamo jakost signala in šuma (modulacija vključena) ter jakost šuma (modulacija izključena).
3. Priklopimo osciloskop na FM izhod in nastavimo VF generator na FM modulacijo 1 kHz z deviacijo ± 50 kHz. Zmanjšamo moč, da nastane slika na osciloskopu nazobčena zaradi šuma. Povečamo deviacijo do meje, da se signal še ne popači. Spreminjamo moč po korakih in s pomočjo voltmetra očitavamo jakost signala in šuma (modulacija vključena) ter jakost šuma (modulacija izključena).
4. Nariši grafa za AM in FM modulacijo, ki prikazujeta potek izhodnega razmerja signal/šum kot funkcijo vhodnega razmerja signal/šum.

VAJA 27. Popačenje analognih signalov pri številskem prenosu

27.1. Številski (digitalni) prenos analognih signalov

Za prenos analognih signalov pogosto uporabljamo številski (digitalni) prenos. Izraz številski ali digitalni seveda ne pomeni kaj dosti, saj je vsak prenos po resničnih prenosnih poteh v resnici analogen. V resnici gre za številsko predelavo signala tako na oddajni strani kot na sprejemni strani. S primerno predelavo signala za prenos predvsem boljše izkoristimo prenosno pot, kjer je običajno na razpolago večja pasovna širina $B_p > B_u$, vendar slabše razmerje signal/šum.

Osnovni gradniki številskega prenosa analognih signalov so prikazani na Sliki 27.1. Signal iz analognega izvora najprej pretvorimo v številsko obliko z A/D pretvornikom. Izhod A/D pretvornika nato pripravimo za prenos v oddajniku. Oddajnik vsebuje vsaj vzporedno/zaporedno pretvorbo, običajno pa tudi kompresijo podatkov in zaščitno kodiranje.



- Omejitvi številskega prenosa:
- ① Vzorčna frekvenca f_v (pasovna širina $B_u < f_v/2$)
 - ② Točnost vzorcev (število bitov N)

Slika 27.1: Številski (digitalni) prenos analognih signalov

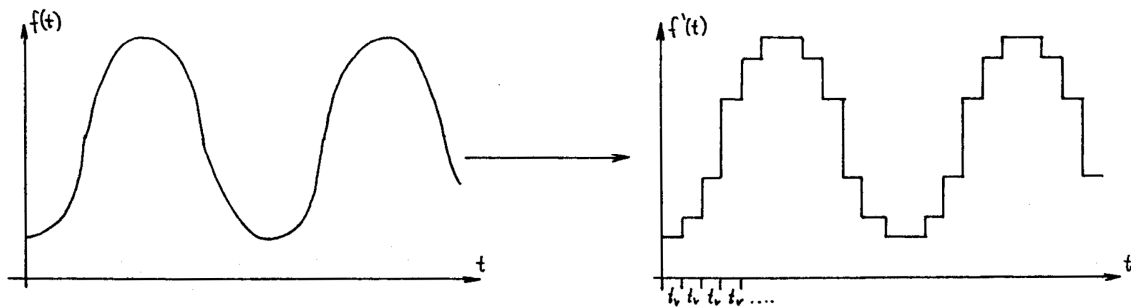
Sprejemnik na drugem koncu zveze vsebuje vsaj regeneracijo takta ter zaporedno/vzporedno pretvorbo, običajno pa tudi dekodiranje s popraviljanjem napak pri prenosu in dekompresijo. Izhod D/A pretvornika gre najprej skozi nizkoprepustno sito, kjer se odstranijo neželeni produkti vzorčenja. Ker izhod D/A pretvornika niso delta impulzi kot v teoriji, pač pa stopničke, ki trajajo celotno periodo vzorčenja, je treba še popraviti (odstraniti) frekvenčni odziv stopničke v obliki $\sin(\pi \cdot f / f_v) / (\pi \cdot f / f_v)$.

Pri številskem prenosu se takoj srečamo z dvema omejitvama analognega signala. Prvo omejitev predstavlja vzorčna frekvenca f_v , ki določa največjo prenašano pasovno širino B_u uporabniškega analognega signala. Jasno mora biti $B_u < f_v/2$ s smisljeno rezervo glede na možnost izdelave ustreznih nizkoprepustnih sit za analogni signal. Časovno vzorčenje sicer samo po sebi ne kvira kvalitete analognega signala, ki ima omejeno pasovno širino B_u .

Drugo omejitev predstavlja točnost posameznih vzorcev, z drugimi besedami število bitov (binarnih mest števila) N , s katerimi ponazorimo vsak vzorec. Napake pri zaokroževanju analogne veličine na številsko vrednost prinašajo kvantizacijski šum. Razmerje signal/šum je zaradi tega pri številskem prenosu vedno navzgor omejeno z vrednostjo, ki jo dopušča izbrana točnost zaokroževanja. Dodatno poslabšanje razmerja signal/šum seveda prinesejo napake pri prenosu oziroma izgubna kompresija podatkov v oddajniku.

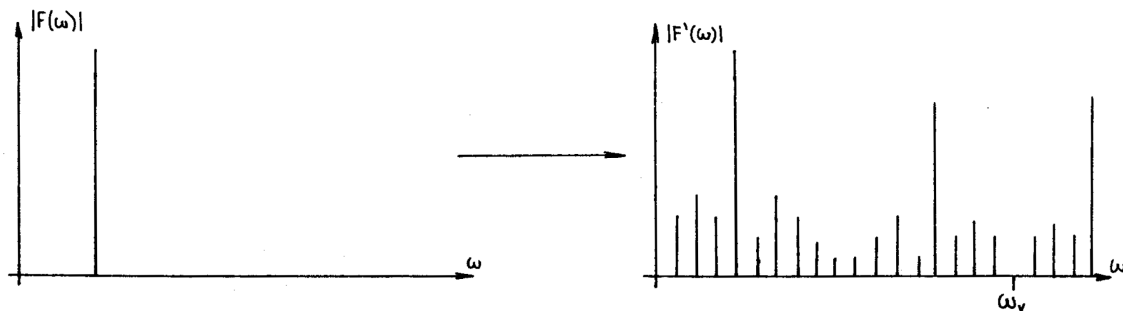
Popačenje signala pri številskem prenosu, kot bi ga videli na zaslonu osciloskopa v časovnem prostoru, je prikazano na Sliki 27.2. Signal na izhodu D/A pretvornika ima obliko stopničk, saj D/A pretvornik običajno uporabljamo tako, da na vhodnih sponkah zadržimo staro vrednost do prihoda nove. Nizkoprepustno sito seveda odstrani ostre robove stopničk, tudi frekvenčni

odziv stopničke lahko kompenziramo, ostane le šum zaokroževanja zaradi omejenega števila bitov N po vzorcu.



Slika 27.2: Popačenje signala v časovnem prostoru

Po nizkoprepustnem situ bi na osciloskopu težko ločili izhodni analogni signal od vhodnega. Zaokroževalni šum lažje opazujemo v frekvenčnem prostoru na zaslonu spektralnega analizatorja. Razen zelene spektralne črte sinusnega signala dobimo še bogastvo malih spektralnih črtic zaokroževalnega šuma, kot je to prikazano na Sliki 27.3.



Slika 27.3: Popačenje signala v frekvenčnem prostoru

Slika na zaslonu se zrcalno ponavlja okoli frekvence vzorčenja in njenih harmonikov. Zrcalne slike odstrani nizkoprepustno sito. Tudi brez nizkega sita jakost zrcalnih slik upada s frekvenco, saj je celotna slika pomnožena s spektrom stopničk na izhodu D/A pretvornika. Obilica črtic zaokroževalnega šuma okoli zelenega signala seveda ostane, ne glede na vstavljeno nizko sito.

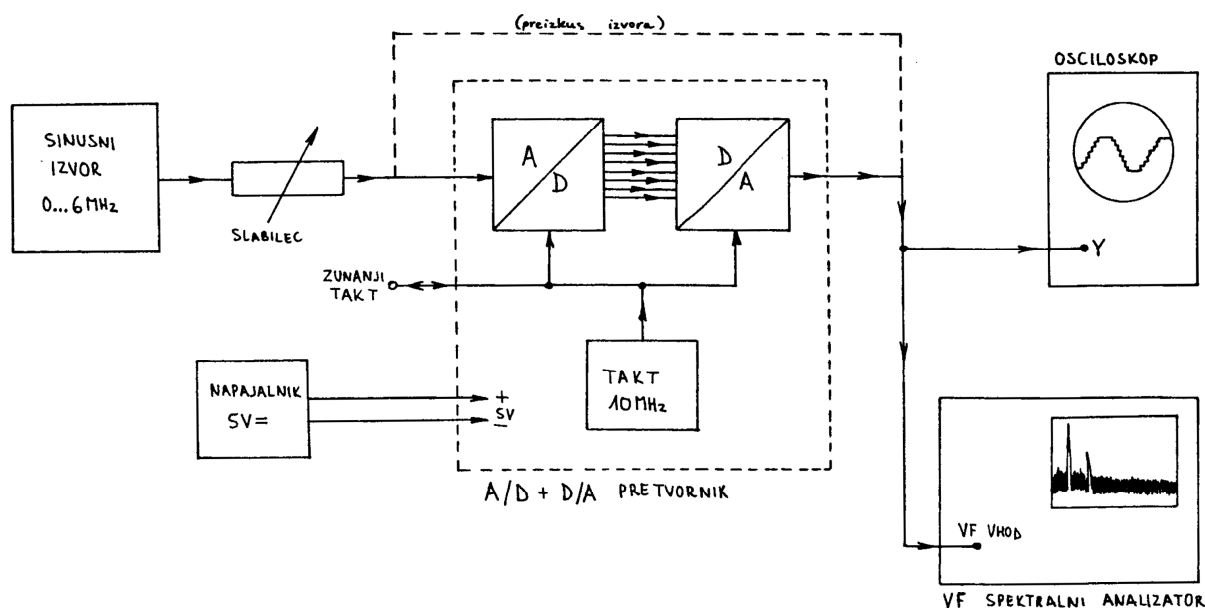
Razen teoretskega šuma zaokroževanja moramo običajno računati tudi z neidealnostjo A/D in D/A pretvornikov. Glavna pomanjkljivost A/D pretvornikov so neenakomerno velike stopničke v prenosni funkciji. Pri D/A pretvornikih pa največje motnje prinašajo prehodni pojavi pri preklonu vhodnega signala na novo vrednost.

27.2. Seznam potrebnih pripomočkov

Za izvedbo vaje potrebujemo:

- Visokofrekvenčni sinusni izvor za področje 0...6 MHz z nastavlјivim slabilcem na izhodu.
- A/D pretvornik in D/A pretvornik z ustreznim izvorom takta.
- Analogni osciloskop (60 MHz).
- Visokofrekvenčni spektralni analizator 0...1 GHz.
- Napajalnik 5V 1A za A/D in D/A pretvornika.
- Priključne kable za vse povezave.

Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov je prikazana na Sliki 27.4.



Slika 27.4: Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov

27.3. Obrazložitev in opis poteka vaje

Za vajo si oglejmo učinke vzorčenja in zaokroževanja pri številskem prenosu na sinusnem signalu v časovnem in frekvenčnem prostoru. Ker nas sam prenos ne zanima, povežemo številski izhod A/D pretvornika naravnost na vhod D/A pretvornika. Izhod D/A pretvornika peljemo hkrati na osciloskop in na visokofrekvenčni spektralni analizator, da lahko hkrati opazujemo dogajanje v časovnem in v frekvenčnem prostoru.

V vaji uporabimo 8-bitna A/D in D/A pretvornika, ki dopuščata frekvenco vzorčenja vse do 30 MHz. A/D pretvornik je vrste "flash", se pravi vsebuje uporovno lestvico, 255 primerjalnikov (za vsako stopničko posebej) in kodirnik na 8 bitov. "Flash" A/D pretvorniki so najhitrejši in na vhodu ne potrebujejo dodatnih analognih vezij (*sample-and-hold*).

D/A pretvornik vsebuje tudi vmesni pomnilnik za en vzorec. Vpis v vmesni pomnilnik krmilimo s taktom. Do prihoda naslednjega taktnega impulza zato izhod D/A pretvornika zadrži predhodno stanje. Tudi A/D pretvornik krmilimo s taktom in tako določamo trenutke vzorčenja vhodnega signala.

Čeprav sta A/D in D/A pretvornika izdelana za 8 bitov, ju za vajo lahko preklapimo tako, da uporabimo manj bitov. Povezava med A/D in D/A pretvornikoma je zato izvedena z mostički. Še enostavneje pa znižanje števila uporabljenih bitov dosežemo tako, da znižamo amplitudo vhodnega analognega signala s slabilec na izhodu sinusnega izvora. Učinkovitost ukrepa opazujemo na osciloskopu, saj ima uporabljeni A/D pretvornik vgrajeno avtomatsko regulacijo ojačenja, ki se v določenih mejah prilagaja vhodnemu signalu tako, da je vseh 8 bitov polno izkoriščeno.

Za vajo si najprej oglejmo izhodni signal izvora neposredno, brez A/D in D/A pretvorb, z osciloskopom in spektralnim analizatorjem. Pri povezavi teh merilnikov upoštevamo, da je le spektralni analizator zaključen na impedanco koaksialnega kabla, vhod osciloscopa pa je visokoohmski. Kabel s signalom zato vodimo do T-člena na vhodnih sponkah osciloscopa in od tam naprej do spektralnega analizatorja.

Nato vstavimo enoto z A/D in D/A pretvornikoma ter opazujemo dogajanje pri različnih jakostih in različnih frekvencah vhodnega signala. Pri tem pazimo, da je slabilec na vhodu spektralnega analizatorja vedno smiselno nastavljen. Posebno pozornost si zaslužijo slučaji, ko je frekvenca vzorčenja točen mnogokratnik frekvence vhodnega signala!

27.4. Prikaz značilnih rezultatov

Za vajo izmerimo popačenje signala, ki ga definiramo kot razmerje med močjo željenega signala in vsoto moči vseh neželenih signalov. Pri meritvi seveda upoštevamo le signale do polovice vzorčne frekvence, saj na višjih frekvencah dobimo že zrcalno sliko istega signala. Hkrati premikamo frekvenco izvora in skušamo poiskati najslabši možni slučaj, ko so neželeni signali najmočnejši.

Iz slike na osciloskopu lahko hkrati razberemo, koliko bitov A/D in D/A pretvornikov sploh uporabljamo oziroma preverimo, da A/D pretvornik ni prekrmljen. Kot končni rezultat vaje narišemo graf, ki predstavlja razmerje signal/šum kot funkcijo števila bitov A/D in D/A pretvorb.

Število bitov dobimo iz števila stopnic po enačbi:

$$\text{število bitov} = \log_2(\text{število stopnic}). \quad (27.1)$$

27.5. Vprašanja in naloge vaje

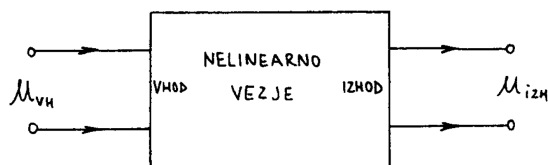
1. Umeri skalo VF spektralnega analizatorja s pomočjo referenčnega izvora 1 mW, 50 MHz.
2. Najprej si oglej izhodni signal neposredno, brez A/D in D/A pretvorbe, z osciloskopom (časovni prostor) in spektralnim analizatorjem (frekvenčni prostor).
3. Nato vstavi A/D-D/A enoto in s prilagajanjem amplitude vhodnega analognega signala (spreminjanje slabljenja) nastavimo določeno število stopnic na osciloskopu.
4. S spektralnim analizatorjem izmerimo popačenje signala, ki ga definiramo kot razmerje med močjo željenega signala in vsoto moči vseh neželenih signalov – šumov (upoštevamo samo 3 najmočnejše šume).

VAJA 28. Meritev presečne točke IMD tretjega reda

28.1. Intermodulacijsko popačenje

Vsa električna vezja so do določene mere nelinearna, čeprav nelinearnost običajno opazimo le v polprevodnikih in v feromagnetnih jedrih. V radijskih komunikacijah običajno opazujemo signale v frekvenčnem prostoru. V tem slučaju je smiselno zapisati odziv nelinearnega vezja, ki je shematično prikazano na Sliki 28.1., v časovnem prostoru kot polinom:

$$u_{izh} = C_0 + C_1 \cdot u_{vh} + C_2 \cdot u_{vh}^2 + C_3 \cdot u_{vh}^3 + C_4 \cdot u_{vh}^4 + \dots, \quad (28.1)$$



Slika 28.1: Matematični zapis nelinearnosti vezja

Prispevki posameznih členov polinoma v frekvenčnem prostoru so prikazani v Tabeli 28.1, če potence in produkte kotnih funkcij razvijemo na kotne funkcije vsote in razlike argumentov. Prispevki so izpisani za dva enostavna primera – pri krmiljenju nelinearnega vezja s signalom, ki vsebuje eno samo frekvenco f , ter pri krmiljenju vezja s signalom, ki vsebuje dve spektralni črti f_1 in f_2 .

Tabela 28.1: Prispevki posameznih členov prenosne karakteristike v spektru izhodnega signala

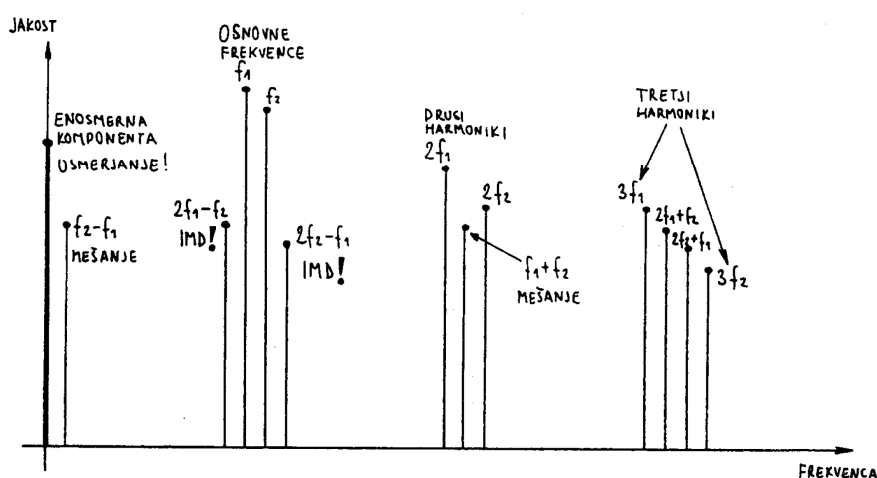
Člen	Prispevek pri krmiljenju z eno frekvenco f	Prispevek pri krmiljenju z dvema frekvencama f_1 in f_2
Linearni člen $C_1 \cdot u_{vh}$	f	$f_1; f_2$
Kvadratni člen $C_2 \cdot u_{vh}^2$	0 (= enosmerna!); $2f$	0; $2f_1; 2f_2$; $f_1 + f_2; f_2 - f_1$
Kubni člen $C_3 \cdot u_{vh}^3$	$f; 3f$	$f_1; f_2; 3f_1; 3f_2$; $2f_1 + f_2; \boxed{2f_1 - f_2}$; $f_1 + 2f_2; \boxed{2f_2 - f_1}$
$C_4 \cdot u_{vh}^4$	0 (= enosmerna!); $2f; 4f$	0; $2f_1; 2f_2; 4f_1; 4f_2$; $f_1 + f_2; f_2 - f_1; 2f_1 + 2f_2; 2f_2 - 2f_1$; $3f_1 + f_2; 3f_1 - f_2; 3f_2 + f_1; 3f_2 - f_1$
$C_5 \cdot u_{vh}^5$	$f; 3f; 5f$	$f_1; f_2; 3f_1; 3f_2; 5f_1; 5f_2$;; $\boxed{3f_1 - 2f_2}; \boxed{3f_2 - 2f_1};$
⋮	⋮	⋮

Pri pregledu tabele takoj opazimo, da prispevki posameznih členov strogo zavisijo od potence člena. Linearni člen da samo verno sliko vhodnega signala. Kvadratni člen je odgovoren za usmerjanje, drugi harmonik ter mešanje, vsi ti členi pa vsebujejo vsoto ali

razliko dveh frekvenc. Kubni člen da osnovno frekvenco (nasičenje), tretji harmonik in razna višja mešanja in tako naprej. Višji členi dajo še več različnih prispevkov.

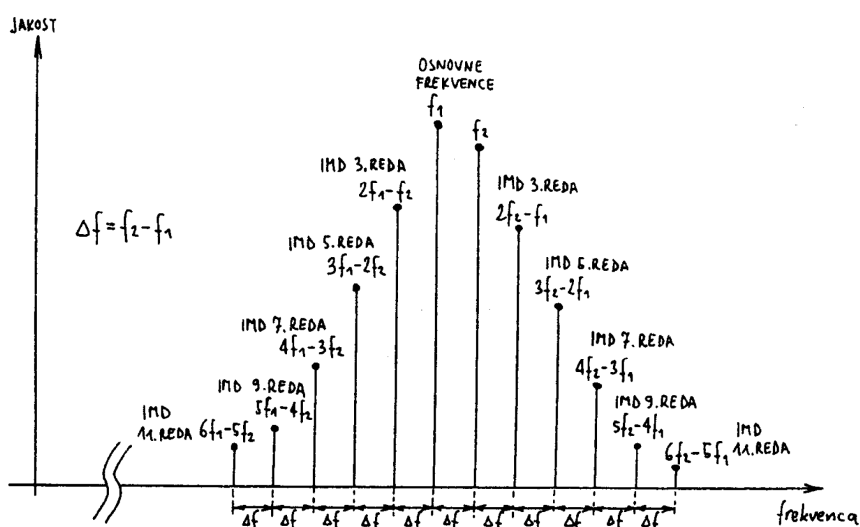
V radijski tehniki delamo običajno z razmeroma ozkimi frekvenčnimi pasovi. Med posamezne stopnje vezij vgrajujemo pasovna sita, ki takoj odstranijo vse harmonske frekvence. Pri krmiljenju vezja s signalom določene pasovne širine pa vseh neželenih posledic nelinearnosti ne moremo odstraniti s frekvenčnimi pasovnimi siti. Ti višji produkti mešanja so v Tabeli 28.1 postavljeni v okvirčke.

Stvari postanejo bolj jasne, če vezje krmilimo le z dvema frekvencama f_1 in f_2 , ki sta razmeroma blizu skupaj, kar je v radijski tehniki pogost slučaj. Če ima vezje kubno prenosno karakteristiko, bo spekter izhodnega signala izgledal kot na Sliki 28.2. Neželene višje produkte mešanja tretjega reda, to je $2 \cdot f_1 - f_2$ in $2 \cdot f_2 - f_1$, ki se pojavijo frekvenčno zelo blizu želenim signalom f_1 in f_2 in jih ne moremo izsejati z nobenim sitom, imenujemo intermodulacijsko popačenje (*angl. InterModulation Distortion – IMD*) tretjega reda.



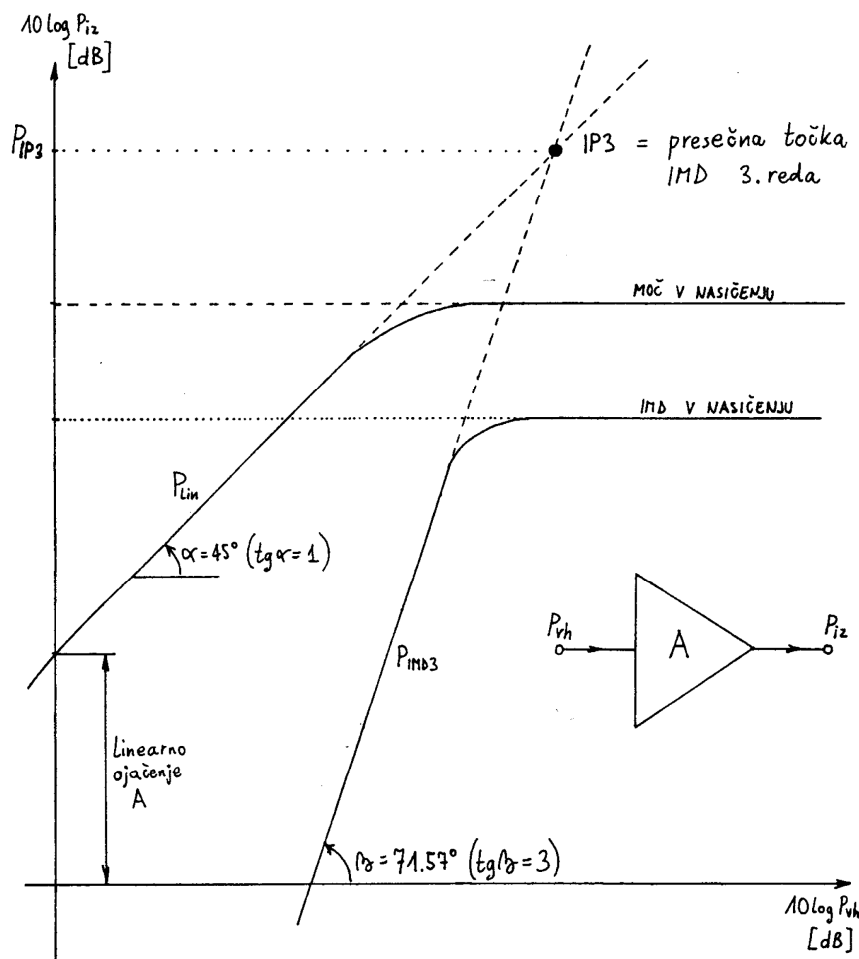
Slika 28.2: Spekter signalov na izhodu vezja s kubno prenosno karakteristiko

Intermodulacijsko popačenje seveda ni omejeno le na kubni člen prenosne funkcije vezja. Vsi višji členi lihega reda dajo intermodulacijske produkte ustreznega reda, kot je to prikazano na Sliki 28.3. Od vseh členov je običajno največji IMD produkt tretjega reda, zato kot merilo za nelinearnost vezja običajno vzamemo le produkte tretjega reda.



Slika 28.3: Spekter intermodulacijskega popačenja

Ker se nelinearnosti pojavljajo v vseh vezjih in jih je nemogoče popolnoma izločiti, je treba uvesti smiselno merilo, ki naj s čimmanj številkami natančno opiše nelinearnosti danega vezja. Takšno merilo je presečna točka nelinearnosti danega reda, kot je to prikazano na Sliki 28.4. Presečna točka predstavlja navidezno izhodno moč vezja, ko bi moč intermodulacijskih produktov dosegla linearno izhodno moč. Navidezno moč zato, ker resnična vezja te točke običajno ne morejo doseči, moč nasičenja je običajno vsaj 10-krat manjša.



Slika 28.4: Moč intermodulacijskega popačenja

Presečno točko zelo enostavno poiščemo, če rišemo moči vhodnih in izhodnih signalov v logaritemskem merilu. V tem slučaju so vse krivulje za majhne signale premice, v podaljških pa dobimo presečne točke. Če je za dano vezje podana tudi moč presečne točke, potem lahko nalogo zelo enostavno rešimo grafično tako, da skozi dano presečno točko potegnemo premice z ustreznimi nakloni.

Moči intermodulacijskih produktov lahko tudi preprosto številsko izračunamo iz dane moči izhodnega signala, če poznamo moč presečne točke, kot podaja naslednja enačba:

$$P_{IMD3} = \frac{P_{lin}^3}{P_{IP3}^2}; \quad P_{IMDn} = \frac{P_{lin}^n}{P_{IPn}^{n-1}} \quad (\text{v linearnih enotah [W]}), \quad (28.2)$$

Potenciranja in deljenja v linearnih enotah (W) seveda zamenjajo množenja in odštevanja, ko računamo v decibelih:

$$P_{IMD3} = 3 \cdot P_{lin} - 2 \cdot P_{IP3}; \quad P_{IMDn} = n \cdot P_{lin} - (n - 1) \cdot P_{IPn} \quad (\text{v dBW, dBm}), \quad (28.3)$$

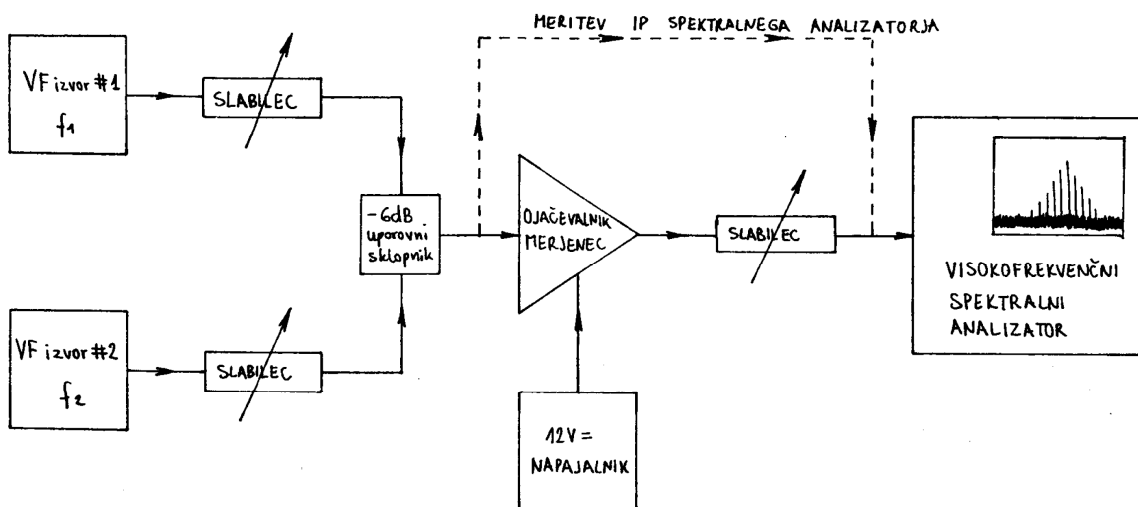
Presečna točka se običajno nanaša na izhodno moč vezja, ker je popačenje običajno strogo odvisno od izhodne moči vezja.

28.2. Seznam potrebnih pripomočkov

Za izvedbo vaje potrebujemo:

- Dva visokofrekvenčna izvora za področje 1...250 MHz.
- Tri 50ohmske nastavljive kalibrirane slabilce.
- Merjence – širokopasovne MMIC ojačevalnike.
- Napajalnik za merjence – ojačevalnike.
- Prilagojeni -6 dB uporovni delilnik.
- Visokofrekvenčni spektralni analizator 0...1,8 GHz.
- Priključne kable za vse povezave.

Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov je prikazana na Sliki 28.5.



Slika 28.5: Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov

28.3. Obrazložitev in opis poteka vaje

Pri meritvah intermodulacijskega popačenja in presečnih točk se moramo zavedati, da lahko pride do popačenja ne samo v merjencu, pač pa v kateremkoli delu merilne opreme. Visokofrekvenčni izvori in spektralni analizator v svoji notranjosti vsebujejo nelinearne sestavne dele, ki lahko prav na enak način popačijo signale. Edini "zanesljiv" sestavni del so uporovni slabilci in druga pasivna vezja brez polprevodnikov in feromagnetnih jeder.

Izvor nelinearnega popačenja poiščemo tako, da v določeni točki vezja inštrumentov in merjencev vstavimo slabilec. Če ob vstavitvi slabilca ostane razmerje med želenimi signali in intermodulacijskimi produkti nespremenjeno, to pomeni, da se nahaja izvor popačenja pred slabilcem. Če pa jakost intermodulacijskih produktov upade za večji faktor kot želeni signali, se nahaja izvor popačenja za vstavljenim slabilcem.

Merjence običajno preizkušamo tako, da jih krmilimo z dvema frekvencama f_1 in f_2 . Dva signala dobimo iz dveh visokofrekvenčnih izvorov, ki jih pa ne smemo naravnost vezati vzporedno. Pri preprosti vzporedni vezavi bi signal enega izvora zašel nazaj v drugi izvor in tam v nelinearnih sestavnih delih povzročil intermodulacijsko popačenje. Na vsak izvor zato najprej priključimo svoj slabilec in nato sestavljamo oslajbljene signale v prilagojenem uporovnem delilniku.

Za izvedbo vaje nastavimo izhodni moči obeh izvorov enaki. Moči obeh izvorov nastavimo tako, da so intermodulacijski produkti tretjega reda ravno opazni na zaslonu spektralnega analizatorja. Nato moči obeh izvorov vzporedno večamo in opazujemo sliko na spektralnem analizatorju. Intermodulacijski produkti rastejo, pojavijo se tudi intermodulacijski produkti višjih redov. Pri določeni vhodni moči jakost signalov na izhodu ne narašča več, ker smo dosegli nasičenje merjenca.

28.4. Prikaz značilnih rezultatov

Presečno točko tretjega reda (IP_3) izračunamo iz vrednosti, ki jih izmerimo pri čimmanjših signalih. V vsakem primeru moramo meriti vsaj 10 dB pod močjo nasičenja merjenca. Pred meritvijo ne pozabimo na umerjanje skale spektralnega analizatorja. Pokončno skalo umerimo z znanim izvorom, ki je vgrajen v spektralnem analizatorju ali v visokofrekvenčnem wattmetru.

Z vzporednim spreminjanjem moči obeh izvorov preizkusimo točnost meritve. Vsak decibel (dB) spremembe moči obeh izvorov mora prinesiti natančno 1 dB spremembe jakosti linearno ojačenih signalov, 3 dB spremembe intermodulacijskih produktov tretjega reda, 5 dB spremembe intermodulacijskih produktov petega reda in tako naprej. Iz rezultatov meritev izračunamo le P_{IP_3} za vse razpoložljive merjenca.

Na koncu izmerimo še presečno točko tretjega reda (IP_3) spektralnega analizatorja. Presečno točko merilnega sprejemnika definiramo na vhodnih sponkah mešalnika, ko odštejemo vhodni slabilec.

28.5. Vprašanja in naloge vaje

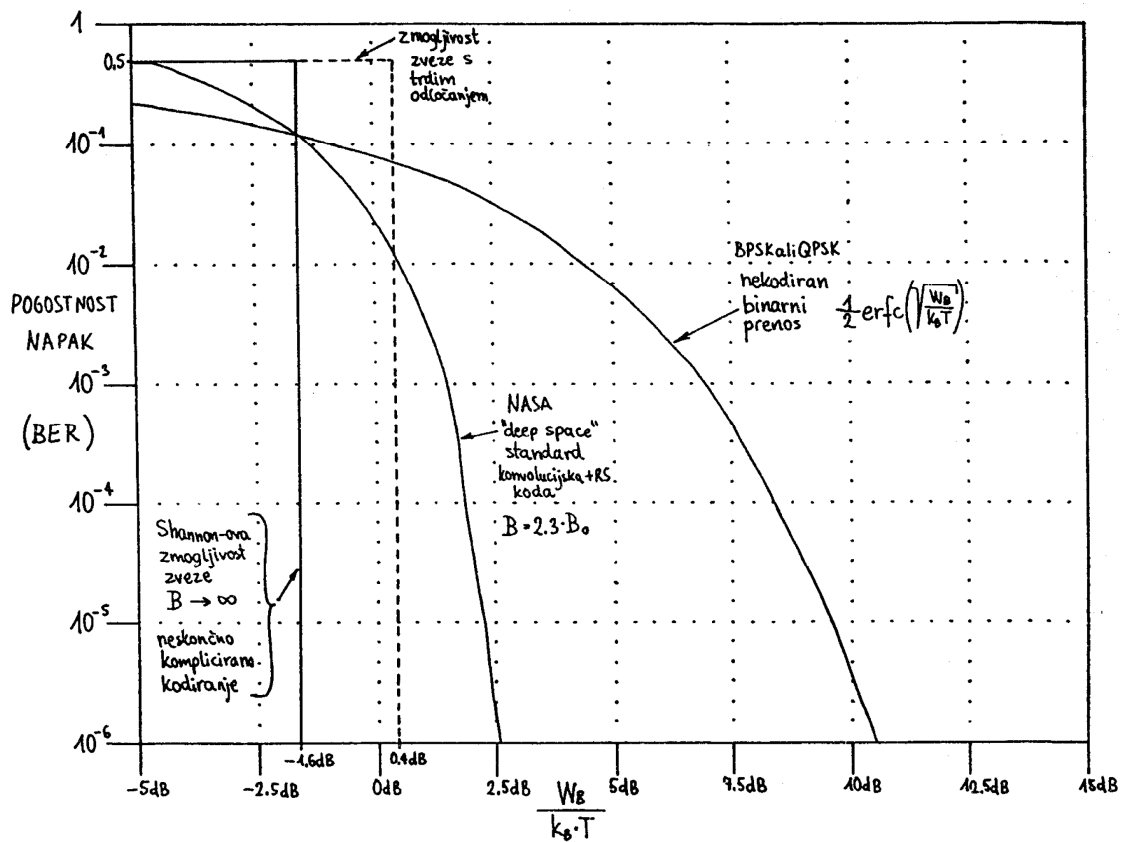
1. Umeri skalo VF spektralnega analizatorja s pomočjo referenčnega izvora 1 mW, 50 MHz.
2. S pomočjo slabilcev nastavi izhodno moč obeh izvorov na enako vrednost.
3. Frekvenci izvorov morata biti dovolj veliki (200 MHz), da ne prihaja do prekrivanja spektrov.
4. Vstavi ojačevalnik in s pomočjo nastavljivega slabilnika nastavi moč obeh izvorov tako, da so intermodulacijski produkti tretjega reda ravno opazni na zaslonu spektralnega analizatorja. Pri tem izmeri vhodno moč P_{vh} v ojačevalnik.
5. Povečuj vhodno moč (zmanjšuj slabljenje) in iz slike na spektralnem analizatorju odčitaj P_{LIN} in P_{IMD3} za dva ojačevalnika.
6. Za vsak dB spremembe moči obeh vhodov se mora P_{IMD3} povečati za 3 dB.
7. Nariši grafe za vse primere in odčitaj IP_3 točke (kot presečišča podaljškov linearnih delov P_{LIN} in P_{IMD3} krivulj).

VAJA 29. Merjenje pogostosti napak v radijski zvezi

29.1. Odpornost radijske zveze na šum in motnje

Odpornost radijske zveze na šum in motnje zavisi od vrste uporabljenega kodiranja in modulacije, kot tudi od tehnične izvedbe uporabljenih oddajnikov in sprejemnikov. V slučaju analognega prenosa je merilo kvalitete zveze razpoložljivo razmerje signal/šum in popačenje želenega izhodnega signala. Oboje lahko izboljšamo s primerno predelavo signala v oddajniku in sprejemniku, na račun povečane pasovne širine B visokofrekvenčnega signala.

V slučaju številskega (digitalnega) prenosa nas zanima predvsem pogostost pojavljanja napak BER (*angl. Bit Error Rate*). Teorija (Shannon) nam pri tem daje spodnjo mejo moči oddajnika za željeno zmogljivost, kot je to prikazano na Sliki 29.1. Shannon-ove meje praktično ne moremo doseči, saj zahteva neskončno komplicirano kodiranje in obdelavo signalov.

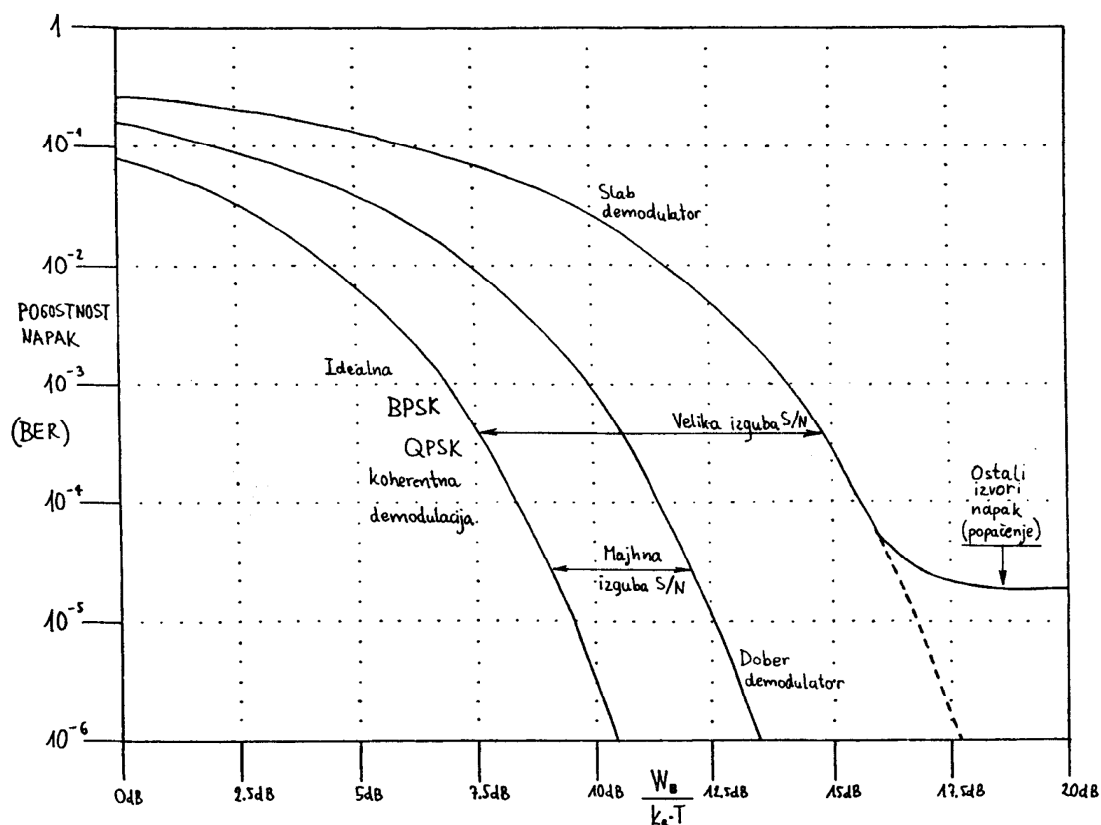


Slika 29.1: Pogostost napak pri nekodiranem in kodiranem prenosu

S primernim kodiranjem, naprimer *NASA deep-space standard*, ki vsebuje konvolucijsko in blokovno (Reed-Solomon) kodiranje, lahko glede na zahtevano mejo za pogostost pojavljanja napak dosežemo prihranek moči oddajnika tudi za faktor do 8 dB v primerjavi z nekodiranim PSK (BPSK ali QPSK) prenosom. Bolj pogost pojav je poslabšanje kvalitete zveze zaradi popačenj v oddajniku in sprejemniku. Že samo omejevanje signala v sprejemniku oziroma trdo odločanje v demodulatorju prinese izgubo 2dB glede na idealni slučaj.

Resnični PSK sprejemnik zato ne more doseči niti krivulje pogostosti napak za idealni PSK demodulator, kot je to prikazano na Sliki 29.2. Krivulja resničnega sprejemnika se približa idealni krivulji na nekaj decibelov. Merilo za kvaliteto demodulatorja je torej odstopanje izmerjene krivulje BER od idealne krivulje. V nekaterih slučajih (popačenja, motnje) kljub

naraščajoči jakosti vhodnega signala pogostost pojavljanja napak nikoli ne upade pod določeno mejo.



Slika 29.2: Pogostost napak resničnih PSK sprejemnikov

Izmerjena krivulja pogostosti napak kot funkcija vhodnega razmerja signal/šum pri nekodiranem prenosu zato predstavlja merilo za kvaliteto demodulatorja. Pogostost napak za idealni BPSK demodulator je podana z izrazom:

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{W_B}{k_B T}} \right), \quad (29.1)$$

pri čemer je W_B energija enega bita, $k_B = 1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K Boltzman-ova konstanta in T šumna temperatura sistema. Komplementarna funkcija napake (*angl. complementary error function*) $\operatorname{erfc}(x)$ pa je podana kot:

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-u^2} du = 1 - \operatorname{erf}(x). \quad (29.2)$$

Če upoštevamo relacijo za moč signala

$$P_S = W_B \cdot R, \quad (29.3)$$

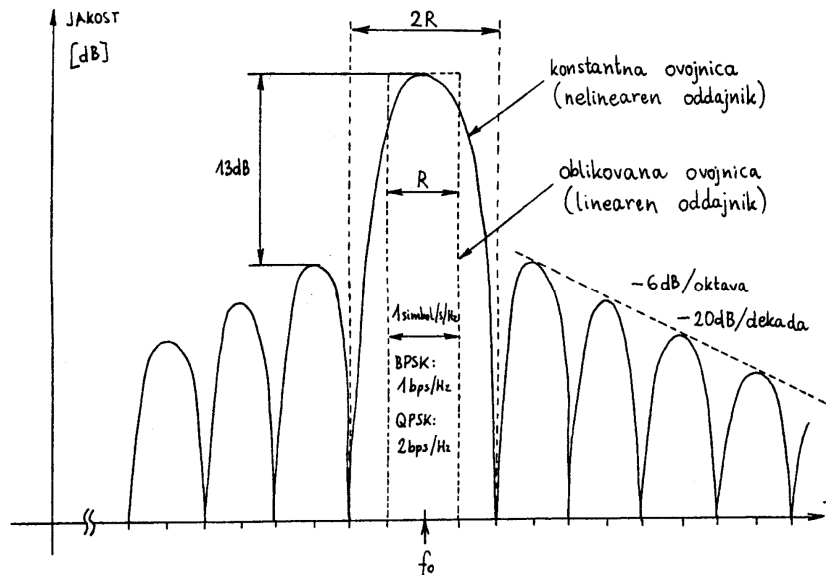
pri čemer je R simbolna (bitna) hitrost BPSK modulacije, lahko zapišemo pogostost napak kot:

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{P_S}{R k_B T}} \right). \quad (29.4)$$

Pri praktičnih meritvah moramo biti predvsem pozorni na to, da razen BER pravilno izmerimo tudi vhodno razmerje signal/šum. Predvsem pri šumu moramo paziti na to, da računamo s pravilno, efektivno pasovno širino B .

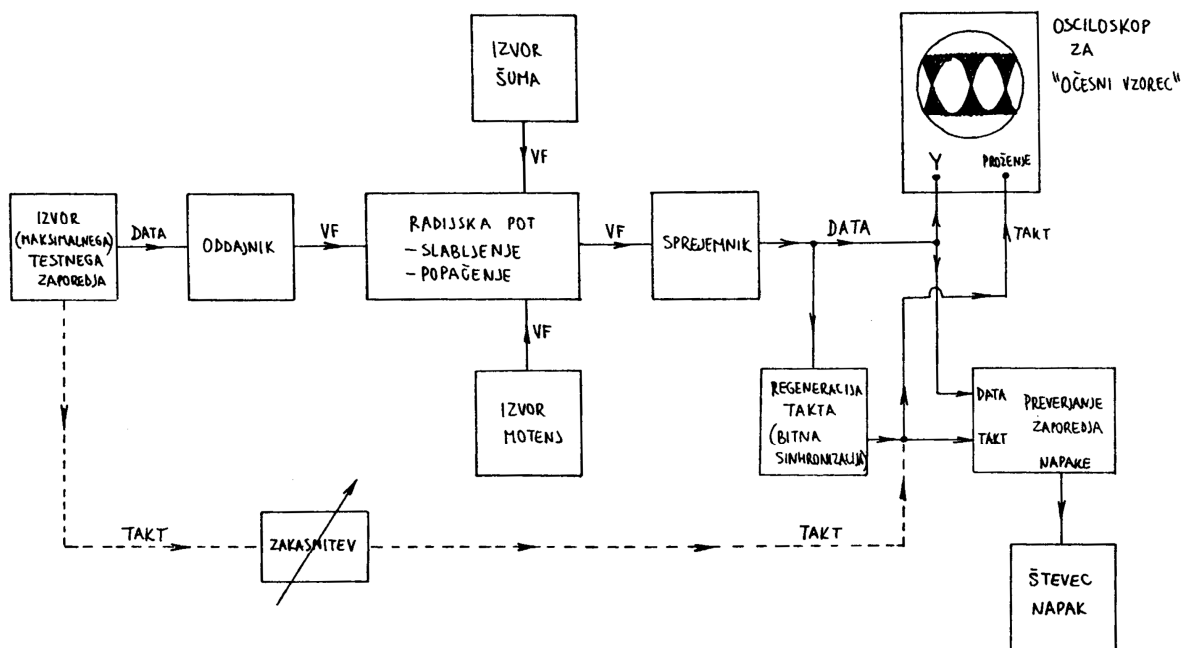
Povezava med efektivno pasovno širino B in obliko frekvenčnega spektra signala je prikazana na Sliki 29.3. Ne glede na obliko ovojnice (konstantna ovojnica ali oblikovana ovojnica) ostaja efektivna pasovna širina B konstantna, saj je odvisna le od bitne hitrosti R . V slučaju dvofazne PSK (BPSK) modulacije je B kar enak R in dobimo:

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{P_S}{P_N}} \right), \quad (29.5)$$



Slika 29.3: Frekvenčni spekter PSK (BPSK, QPSK) oddaje

Meritev pogostosti napak (BER) v digitalni radijski zvezi je prikazana na Sliki 29.4. Zvezo preizkusimo tako, da skoznjo pošljemo primerno dolgo sporočilo s skrbno izbrano vsebino. Matematična rešitev naloge iskanja primerne preizkusnega sporočila je zaporedje maksimalne dolžine, ki ga proizvaja pomikalni register z linearno povratno vezavo. V slučaju binarnega pomikalnega registra dajo linearno povratno vezavo EXOR logična vrata, dolžina maksimalnega zaporedja pa znaša $2^N - 1$, kjer je N število stopenj pomikalnega registra.



Slika 29.4: Meritev pogostosti napak (BER) v digitalni radijski zvezi

Ker delovanje pomikalnega registra z linearno povratno vezavo ustreza algoritmu verižnega deljenja polinomov z binarnimi koeficienti, napravo imenujemo polinomski generator ter jo popolnoma opišemo s pripadajočim polinomom. Maksimalno zaporedje dajo le nerazcepni polinomi in še to ne vsi, zato je treba povratno vezavo pomikalnega registra skrbno izbrati. Matematična odlika maksimalnega zaporedja je v tem, da vsebuje prav vse možne bitne vzorce dolžine enake dolžini registra (razen stanja samih ničel), kar hkrati daje frekvenčni spekter s samimi enako visokimi spektralnimi črtami.

S poskusnim zaporedjem krmilimo oddajnik, radijska zveza pa vnaša slabljenje in različna popačenja. Razen želenega signala dobi sprejemnik na vhod tudi šum in motnje. Grobe napake v zvezi opazimo že iz "očesnega vzorca" (*angl. eye pattern*) na osciloskopu. Osciloskop prožimo z regeneriranim taktom, kar v slučaju radijske zveze opravlja že sam sprejemnik.

Na drugem koncu merjene zveze preverjamo sprejeto zaporedje z vnaprej znanim vzorcem. V ta namen potrebujemo povsem enak generator zaporedja s pomikalnim registrom, ki ga moramo sinhronizirati z enakim registrom v oddajniku. Najenostavnejša rešitev je uporaba polinomskega delilca, ki se sam sinhronizira na vstopne podatke. Na izhodu polinomskega delilca sicer dobimo za vsako napako tri ali več impulzov, glede na število členov polinoma (odceпов pomikalnega registra).

Pri simetrični BPSK (QPSK) modulaciji brez preostalega nosilca moramo upoštevati tudi nedoločeno fazo v sprejemniku. Pri simetrični BPSK modulaciji se lahko vezje regeneracije nosilca zaklene na pravilno fazo oziroma na 180° zamaknjeno fazo. Pri simetrični QPSK so možni fazni odmiki 0° , 90° , 180° in 270° .

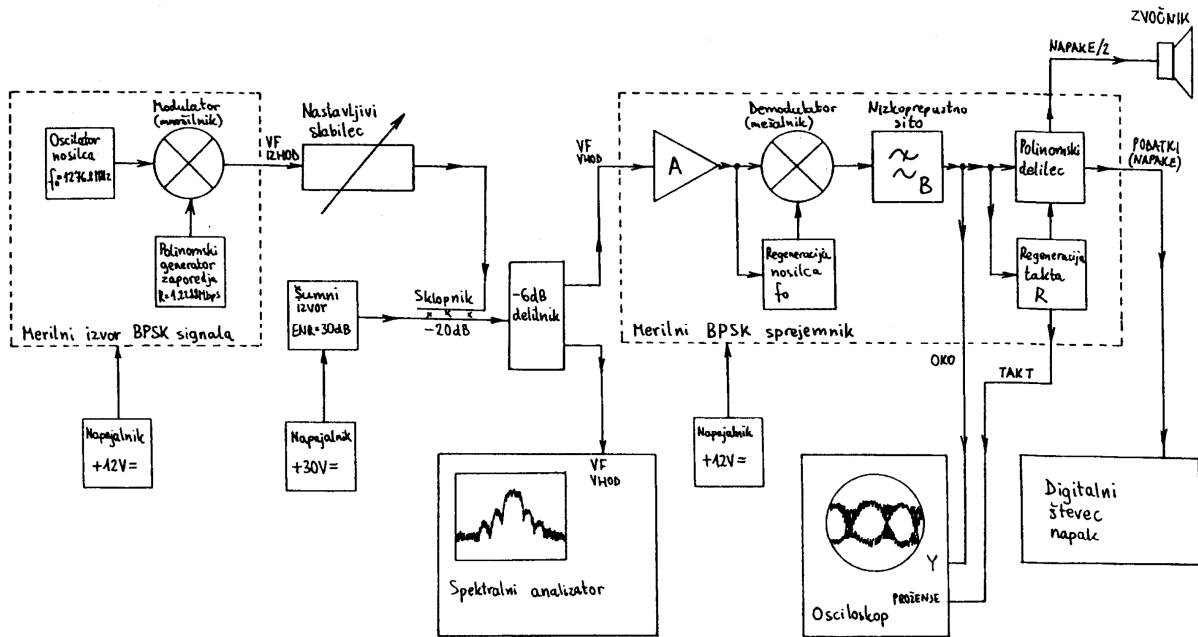
Kodiranje signala mora zato upoštevati nedoločeno fazo v sprejemniku. Običajno uporabljamo diferencialno kodiranje, da so sprejeti biti enoveljavno določeni. Pri meritvi pogostosti napak moramo seveda upoštevati vse možne faze sprejemnika kot tudi nove vrste napak, ki se pojavijo takrat, ko regeneracija nosilca preskoči na drugačno fazo (*carrier-cycle slip*).

29.2. Seznam potrebnih pripomočkov

Za izvedbo vaje potrebujemo:

- Merilni izvor BPSK signala (1276,8 MHz, 1,2288 Mbit/s) z vgrajenim polinomskim generatorjem in napajalnikom.
- Nastavljivi, kalibrirani 50-ohmski VF slabilec.
- Izvor šuma s plazovno diodo in ustreznim napajalnikom.
- -20dB smerni sklopnik za 1,3GHz.
- -6dB uporovni delilnik.
- Spektralni analizator s pripomočki (nizkoprepustno sito, nizkošumni predojačevalnik, napajalniki).
- Merilni BPSK sprejemnik z vgrajeno regeneracijo takta, polinomskim delilcem in napajalnikom.
- Osciloskop z možnostjo zunanjega proženja.
- Digitalni števec (frekvencometer) za 50 MHz.
- Zvočnik (z vgrajenim nizkofrekvenčnim ojačevalnikom).
- Kable in konektorje za vse povezave.

Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov je prikazana na Sliki 29.5.



Slika 29.5: Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov

29.3. Obrazložitev in opis poteka vaje

Meritev pogostosti napak v digitalni radijski zvezi je v bistvu meritev občutljivosti sprejemnika. Ker je domet radijske zveze, to je razmerje med močjo oddajnika in občutljivostjo sprejemnika, zelo visoka številka, tudi do 150 dB in več, moramo pri meritvah v laboratoriju poskrbeti za primerno oklapanje oddajnika in sprejemnika.

V ta namen uporabimo merilni BPSK oddajnik majhne moči (+10 dBm), ki mu izhod še dodatno oslabimo z nastavljivim slabilcem in -20 dB sklopnikom. Občutljivost sprejemnika umetno poslabšamo s šumnim izvorom s plazovno diodo, saj pri tej vaji ne merimo občutljivosti sprejemnika pač pa kakovost demodulatorja. Šumni izvor hkrati prekrije lastni šum spektralnega analizatorja in lastni šum merjenega demodulatorja, da obe napravi krmilimo z istim razmerjem signal/šum.

Merilni BPSK izvor vsebuje dva različna polinomska generatorja zaporedij: $1 + X^4 + X^9$ s periodo 511 taktov in $1 + X^{12} + X^{17}$ s periodo 131071 taktov, kar izbiramo s stikalom na prednji plošči izvora. Na sprejemni strani zaporedje preverjamo s polinomskim delilcem. Tudi tu izberemo željeni polinom s stikalom na prednji plošči sprejemnika. Ker imata polinoma po tri člene, dobimo za vsako napako po tri impulze na izhodu. V sprejemnik je vgrajen še delilnik impulzov z 2, da odstranimo enosmerno komponento v slučaju uporabe števca z izmeničnim vhodom.

Vhodno razmerje signal/šum odčitamo na spektralnem analizatorju. Pri tem nastavimo širino medfrekvenčnega siva spektralnega analizatorja vsaj 10-krat ožjo od glavnega lista spektra BPSK modulacije. Na ta način opazujemo tudi BPSK signal kot šum in velja za signal in za šum isti faktor povprečenja, ki se v merjenem razmerju signal/šum točno krajša, ko vključimo video sito na spektralnem analizatorju.

Pri točni meritvi razmerja signal/šum moramo paziti na motnjo iz vezja regeneracije nosilca sprejemnika, ki lahko popači sliko na zaslonu spektralnega analizatorja. Med meritvijo razmerja signal/šum zato izključimo NAPAJANJE sprejemnika in nikakor ne VF vhod, ker bi s tem pokvarili prilagoditve impedanc. Za vse meritve sicer zadošča ena sama meritev razmerja signal/šum pri razmeroma visokih vrednostih (okoli 20 dB), saj lahko ostala razmerja preprosto določimo s kalibriranim nastavljivim slabilcem signala.

Če upoštevamo pasovno širino sprejemnika in BPSK signala, potem je iskano razmerje signal/šum kar enako razmerju med temensko vrednostjo glavnega lista spektra modulacije in povprečno vrednostjo šuma. Bolj enostavno, odčitano razmerje teme glavnega lista spektra proti šumu je kar $W_b/(k_bT)$, to je argument, ki ga pretvorimo iz dB v linearne enote, korenimo in vstavimo v $\text{erfc}(x)$.

29.4. Prikaz značilnih rezultatov

Preden začnemo s pravo meritvijo, preverimo delovanje vseh naprav, predvsem pa ne smemo pozabiti nastaviti točno frekvenco nosilca oddajnika. Sprejemnik ima v ta namen vgrajen inštrument z vrtljivo tuljavico za prikaz odstopanja frekvence nosilca. Vajo nato začnemo z meritvijo razmerja signal/šum s spektralnim analizatorjem, da umerimo skalo nastavljivega slabilca signala.

Pri vaji nato izmerimo pogostost napak pri različnih razmerjih signal/šum, da bi na koncu narisali diagram kot na Sliki 29.2. Pri pogostosti napak nad 1% ($1,0 \cdot 10^{-2}$) vnaša pogreške prekrivanje posameznih impulzov na izhodu polinomskega delilca. Krivuljo pogostosti napak je smiselno meriti do vrednosti $1,0 \cdot 10^{-7}$, kar pomeni pri hitrosti 1,2288 Mbit/s eno napako vsakih 8 sekund.

Pri vaji izmerimo in narišemo dve krivulji pogostosti napak za oba polinoma: $1 + X^4 + X^9$ in $1 + X^{12} + X^{17}$. Izmerjeni krivulji primerjamo s krivuljo za idealni PSK demodulator ter določimo izgubo S/N uporabljenega PSK demodulatorja. Krivulji tudi primerjamo med sabo ter tako poskusimo določiti druge izvore napak v zvezi.

29.5. Vprašanja in naloge vaje

1. Na začetku nastavi razmerje signal šum na 3 dB. Razmerje odčitaj iz spektra na spektralnem analizatorju. Pred tem moraš izklopiti napajanje sprejemnika, ker bi s tem pokvaril prilagoditev imepedanc.
2. Na BPSK sprejemniku in BPSK izvoru morata biti nastavljena ista polinoma.
3. Z nastavljivim slabilcem povečuješ razmerje S/N na vrednosti, ki so podane v tabeli.
4. Za vsako razmerje S/N s pomočjo števca napak prešteješ napake v določenem časovnem intervalu, ki ga moraš sam meriti in si ga tudi zabeležiti.
5. Za manjša razmerja S/N preštej napake v krajših intervalih (nekaj sekund), medtem ko pri večjih razmerjih opravi posamezno meritev v daljših intervalih (npr. 1 minuta).
6. Celoten postopek ponovi za oba polinoma.

VAJA 30. Popačenje prenosne funkcije radijskega kanala

30.1. Učinki razširjanja radijskih valov po več poteh

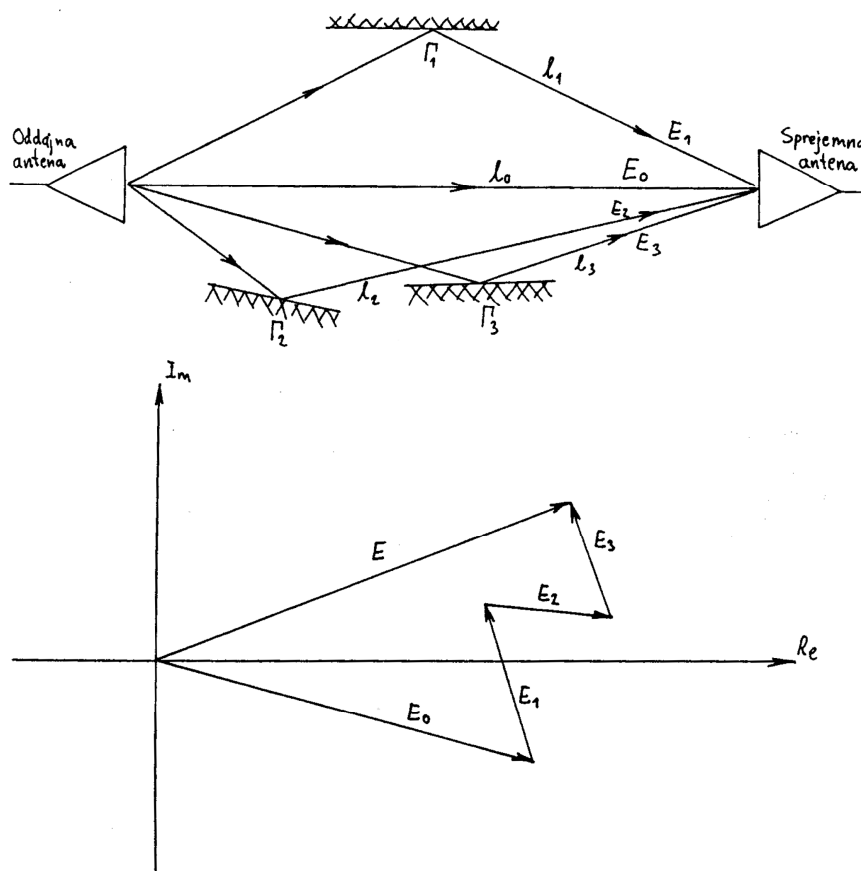
Pri skoraj vseh zemeljskih radijskih zvezah se valovanje razširja po več kot eni sami poti med oddajno in sprejemno anteno. Najočitnejša posledica takšnega razširjanja valovanja je spreminjanje jakosti oziroma presih polja v sprejemni točki. Presih polja dobimo zato, ker je sprejeto polje kazalčna vsota večjega števila prispevkov, ki imajo naključno porazdeljeno fazo. Problem presiha polja običajno rešujemo z visoko rezervo pri slabljenju zveze z uporabo oddajnikov večjih moči, anten z večjimi dobitki in bolj občutljivih sprejemnikov.

Presih polja pa ni edini učinek razširjanja po več poteh. Odvisno od velikosti razlik v dolžinah poti je lahko kazalčna vsota močno frekvenčno odvisna, kot za primer na Sliki 30.1 podajata naslednji enačbi:

$$E = E_0 + \sum_i E_i = E_0 \cdot \left(1 + \sum_i A_i(\omega) \cdot e^{j\varphi_i(\omega)} \right) \quad (30.1)$$

$$E = E_0 \cdot A(\omega) \cdot e^{j\varphi(\omega)} \quad (30.2)$$

Razširjanje istega radijskega signala po več različnih poteh zato kvari prenosno funkcijo radijskega kanala. Prenosna funkcija resničnega radijskega ima zato dodatno amplitudno in fazno odvisnost od frekvence.



Slika 30.1: Seštevanje kazalcev polja pri razširjanju radijskih valov po več različnih poteh

Popačenje prenosne funkcije radijskega kanala zaradi razširjanja po več poteh sicer v teoriji bistveno ne omejuje prenosne zmogljivosti radijskega kanala ter ga lahko na sprejemni strani

povsem izločimo z ustrezno obdelavo signalov. Praktično pa je takšno popačenje zelo nadležno, saj je tehnična izvedba potrebne obdelave signalov zelo zahtevna. Popačenja tudi ne moremo odpraviti z večanjem moči oddajnika in izboljševanjem občutljivosti sprejemnika. Le antene z večjim dobitkom (ožjim snopom sevanja) lahko nekoliko omejijo prispevke neželenih odbitih valov.

Popačenje zaradi odbitih valov kvarno vpliva na vse vrste modulacij. Pri amplitudni modulaciji se popačenje kaže v obliki "duhov" na televizijski sliki. Pri kotnih modulacijah (frekvenčna ali fazna) se popačenje faze pretvori v nelinearna popačenja v demoduliranem nizkofrekvenčnem signalu. Pri številskem (digitalnem) prenosu podatkov povzroča popačenje zaradi razširjanja po več poteh intersimbolno interferenco.

Ker se popačenje zaradi razširjanja po več poteh kaže v sprejemu različno zakasnenih inačic istega signala, ga lahko v sprejemniku z ustrezno obdelavo povsem izločimo s primernim sitom pred demodulacijo signala. Takšno sito vsebuje kasnilne vode, katerih dolžine natančno ustreza razlikam v dolžinah poti željenega in odbitih valov. Ker te razlike vnaprej niso znane, mora sprejemnik samodejno prilagoditi dolžine svojih kasnilnih vodov in uteži, da izbriše neželjene odbite valove (prilagodljivo adaptivno sito).

Nekatere vrste modulacij so same po sebi neobčutljive na razširjanje valov po več različnih poteh. Ker je človeško uho neobčutljivo na razlike v fazi zvočnih signalov, je amplitudna modulacija z enim samim bočnim pasom in brez nosilca (SSB) zelo odporna na razširjanje po več poteh in se zato uporablja za govorne zveze preko loma v ionosferi v kratkovalovnem področju, kjer so razlike v poteh lahko zelo velike. Bolj uporaben slučaj je tehnika razširjenega spektra (*angl. spread-spectrum*) z neposrednim zaporedjem (*angl. direct-sequence*), kjer korelator v sprejemniku sam po sebi izloča signale z različnim časom prihoda v sprejemnik.

30.2. Seznam potrebnih pripomočkov

Za izvedbo vaje potrebujemo:

- Visokofrekvenčni sweep izvor za področje 8 – 12,4 GHz, 10 mW.
- Smerni sklopnik in nastavljeni merilni vod iz kompleta mikrovalovnega analizatorja vezij.
- Vektorski mikrovalovni merilni sprejemnik s harmonskim konverterjem in amplitudno/faznim prikazovalnikom.
- Kovinsko ploščo in več kosov mikrovalovnega absorberja.
- Dve anteni za frekvenčno področje 10 GHz na podstavkih.
- XY risalnik.
- Priključne kable za vse povezave.

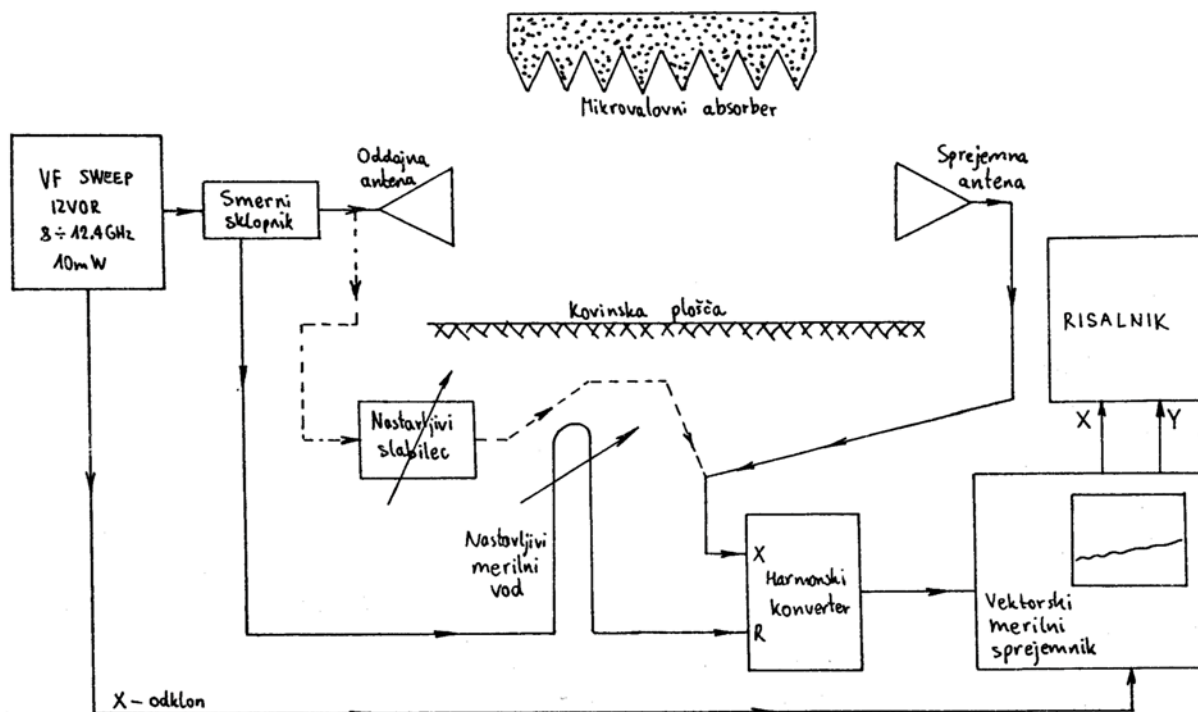
Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov je prikazana na Sliki 30.2.

30.3. Obrazložitev in opis poteka vaje

Za vajo si oglejmo popačenje na zelo kratki prenosni poti med dvema antenama v sobi laboratorija. Zaradi majhne razdalje med antenama so tudi razlike v dolžinah poti med neposrednim in odbitimi valovi majhne, zato bomo opazili odstopanja amplitude in faze šele pri meritvah v zelo širokem frekvenčnem pasu. Iz tega razloga meritev ne bomo izvedli v pasu enega samega radijskega kanala, pač pa v celotnem frekvenčnem pasu, ki ga dopuščajo uporabljene antene in merilni inštrumenti.

Za izvedbo meritev uporabimo komplet analizatorja vezij – VF sweep izvor za področje 8 do 12,4 GHz, smerni sklopnik in nastavljeni merilni vod ter vektorski merilni sprejemnik s

harmonskim konverterjem. Da opazimo že najmanjša odstopanja faze, moram povsem izenačiti dolžine poti v referenčni in merilni veji sistema. Ker znaša razdalja med antenama približno 2m, tega ne moremo nadomestiti s samim merilnim vodom v analizatorju vezij, pač pa moramo dodati še zunanji kabel primerne dolžine in nastavljivi vod uporabimo le za fine popravke dolžine referenčne poti.



Slika 30.2: Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov

Pred meritvijo nadomestimo resnično radijsko pot s kablom in nastavljivim slabilecem, da ocenimo netočnosti amplitudnega in predvsem faznega odziva merilnega sistema. Nato postavimo in priključimo obe anteni na podstavkih, na razdalji približno 2m. Anteni usmerimo eno proti drugi, kovinsko ploščo pa prekrijemo z mikrovalovnim absorberjem, da zaenkrat preprečimo neželjene odbite valove. V obeh slučajih (kabel in zveza brez odbojev) nastavljamo dolžino referenčne poti toliko časa, da dobimo čimbolj raven fazni odziv.

Nato odstranimo absorber in opazujemo vpliv odboja od kovinske plošče na amplitudo in fazo prenosne funkcije na različnih razdaljah. Končno obrnemo še same antene drugam od neposredne smeri in opazujemo učinek na zaslonu vektorskega merilnega sprejemnika. Po vsakem premikanju anten seveda poskusimo nastaviti dolžino referenčnega voda tako, da dobimo na zaslonu merilnika čimbolj raven fazni odziv. Raven fazni odziv (premica pod poljubnim naklonom) tu pomeni le zakasnitev, razna ukrivljanja oziroma nihanja faze pa pomenijo popačenja.

30.4. Prikaz značilnih rezultatov

Kot rezultat vaje prikažemo in izrišemo amplitudne in fazne odzive vseh treh značilnih primerov – neposredna zveza z majhnimi odboji (absorber), neposredna zveza z močnim odbojem od tal (kovinska plošča) in radijska zveza z več odboji. V vseh treh slučajih na izrisane slike na risalniku zabeležimo pogoje meritve – višini in razdaljo med antenama, frekvenčni pas meritve ter vrsti oziroma dobitka anten.

30.5. Vprašanja in naloge vaje

7. Na preletnem generatorju nastavi prelet od 8 GHz do 11,5 GHz
8. Anteni usmeri eno proti drugi (na mizi so absorberji) ter izriši amplitudni in fazni odziv.
9. Anteni usmeri eno proti drugi (na mizi je kovinska plošča) ter izriši amplitudni in fazni odziv.
10. Anteni usmeri tako, da dobiš močan odboj od kovinske površine, ter izriši amplitudni in fazni odziv.